

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA



FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA SPECIALISTICA IN INGEGNERIA
ELETTROTECNICA

TESI DI LAUREA:

**“I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE:
MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO”**

RELATORE: Ing. Fabrizio Dughiero

CORRELATORE: Ing. Marcello Zerbetto

LAUREANDO: Ing. Fabiano Chinazzo

Matr. N° 532009 IE

ANNO ACCADEMICO 2009 - 2010

INDICE

SOMMARIO		pag. 1
0. INTRODUZIONE		pag. 3
1. PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO		pag. 17
1.1	ELEMENTI DI ELETTROMAGNETISMO	17
1.2	TRASMISSIONE DEL CALORE	19
1.2.1	Conduzione termica	19
1.2.2	Convezione	21
1.2.3	Irraggiamento	22
1.3	MATERIALI	26
1.3.1	Acciaio inox	26
1.3.2	Rame	29
1.3.3	Ferro	30
1.3.4	Alluminio	31
1.4	SOLUZIONI REALIZZATIVE	32
2. ASPETTI CARATTERISTICI		pag. 35
2.1	PECULIARITÀ DELLA COTTURA AD INDUZIONE	35
2.1.1	Aspetti positivi	36
2.1.2	Aspetti negativi	41
2.1.3	Conclusioni	42
2.2	ANALISI TECNICO-ECONOMICA	43
2.2.1	Analisi economica	43
2.2.2	Installazione	49
2.3	RADIAZIONE ELETTROMAGNETICA DEI PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE	53
3. MODELLO INDUTTORE-CARICO		pag. 63
3.1	RESISTENZA DELL'AVVOLGIMENTO	64
3.1.1	Modello di F. Tourkhani e P. Viarouge	65
3.1.2	Modello di J. Acero, P.J. Hernandez, J.M. Burdio, R. Alonso e L.A. Barragan	71

3.2	INDUTTANZA	78
3.3	IMPEDENZA	83
3.3.1	Modello senza disco di ferrite	84
3.3.2	Modello con disco di ferrite	90
3.4	MODELLO AVVOLGIMENTO INDUTTORE-CARICO	95
4.	ELEMENTI DI ELETTRONICA DI POTENZA	pag. 101
4.1	INTERRUTTORI CONTROLLATI	103
4.1.1	Giunzione pn	103
4.1.2	Diodi	105
4.1.3	Tiristori	107
4.2	INTERRUTTORI NON CONTROLLATI	109
4.2.1	Transistori a giunzione bipolare BJT	111
4.2.2	Transistori a effetto di campo MOSFET	112
4.2.3	Transistori GTO	115
4.2.4	Transistori bipolari con gate isolato IGBT	116
4.2.5	Confronto tra interruttori controllati	117
4.3	CIRCUITI RADDRIZZATORI E DI PROTEZIONE	119
4.3.1	Raddrizzatore a ponte di diodi	119
4.3.2	Circuiti di protezione	123
5.	TOPOLOGIE DI INVERTER	pag. 127
5.1	TOPOLOGIE DI INVERTER E LORO CONFRONTO	127
5.1.1	Inverter a ponte intero	131
5.1.2	Inverter a mezzo ponte	132
5.1.3	Inverter a singolo interruttore ZVS	133
5.1.4	Inverter a singolo interruttore ZCS	134
5.1.5	Confronto fra topologie di inverter	135
5.2	INVERTER A MEZZO PONTE	139
5.3	TOPOLOGIE PER TUTTI I METALLI	147
5.3.1	Metodo dell'aumento del numero di spire	149
5.3.2	Metodo del secondo avvolgimento induttore	151
5.3.3	Metodo del funzionamento alla terza armonica THOM	152
5.4	PROTOTIPI DI RECENTE SVILUPPO	155
5.4.1	Inverter ad elevata frequenza ZVS-PWM a mezzo ponte con circuito ausiliario	155
5.4.2	Inverter ad elevata frequenza ZVS-PWM a mezzo ponte	159

6.	STRATEGIE DI CONTROLLO DELLA POTENZA	pag.	167
6.1	ELEMENTI DI CONTROLLO		167
6.2	TECNICHE DI MODULAZIONE		174
6.2.1	Modulazione a larghezza di impulso PWM		174
6.2.2	Modulazione della densità di impulsi PDM		180
6.3	TECNICHE DI CANCELLAZIONE E INTERRUZIONE		184
6.3.1	Cancellazione della tensione asimmetrica AVC		187
6.3.2	Modalità di controllo discontinuo DM		194
6.4	ALTRE TECNICHE DI CONTROLLO		198
6.4.1	Algoritmi di controllo a massima frequenza fissata (MFF) e a livello fisso (LF)		198
6.4.2	Strategia di controllo APWM basata su FPGA		200
6.4.3	Inverter a ponte intero con controllo PFC a corrente discontinua		203
7.	PROGETTAZIONE E SVILUPPI FUTURI	pag.	207
7.1	ELEMENTI DI PROGETTAZIONE		207
7.1.1	Elettronica di potenza		208
7.1.2	Effetti della temperatura		214
7.1.3	Esempi di progettazione		217
7.2	ALIMENTAZIONE DI PIÙ PIASTRE E ZONELESS		223
7.2.1	Inverter risonante serie a più zone di cottura con controllo AVC		224
7.2.2	Convertitori risonanti serie ZVS a più zone di cottura con principio di funzionamento master-slave		228
7.2.3	Inverter a mezzo ponte risonante serie a tre interruttori		232
7.2.4	Ponte intero alimentante due bobine multi avvolgimento		236
7.2.5	Sistemi a superficie totalmente attiva (zoneless)		237
8.	IMPLEMENTAZIONE DEL CONTROLLO	pag.	239
8.1	ANALISI DEL TIPO DI PROBLEMA		239
8.1.1	Risoluzione mediante Flux		241
8.2	ACQUISIZIONE DEI DATI E LORO VERIFICA		254
8.2.1	Dati piani di cottura		254
8.2.2	Dati dell'induttore		257
8.3	FUNCTIONS DI UTILITÀ COMUNE		262
8.3.1	Function ORDINA		263
8.3.2	Function NUMERA		263
8.3.3	Function CREAORDCAR		264
8.3.4	Function AGGORDCAR		265

8.3.5	Function ASSOCIPIA	265
8.3.6	Function MODPOTASSO	266
8.3.7	Function SPOSTACARICO	267
8.3.8	Function ASSOPIACAR	269
8.4	RIPARTIZIONE DELLA POTENZA DEL PIANO DI COTTURA	270
8.4.1	Function REGPOT	271
8.4.2	Functions REGPTA e REGPTB	274
8.5	INTERPOLAZIONE SPLINE	279
8.5.1	Function SPLINE	282
8.5.2	Function PLOTTER	283
8.5.3	Function CTRLSPL	287
8.5.4	Function DERSPL	289
8.6	MODELLIZZAZIONE DEL CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE	290
8.6.1	Function NEWRAP	293
8.6.2	Function CALCTENS	296
8.7	REGOLAZIONE POTENZA DELLA ZONA DI COTTURA	299
8.7.1	Algoritmi di base: functions REGOLAF e REGOLAD	300
8.7.2	Algoritmo di regolazione semplice: function REGF	300
8.7.3	Regolazione combinata: function REGFDA, REGFDB e REGFDC	302
8.8	CONTROLLO GENERALE DELLA POTENZA DEL PIANO	308
8.8.1	Function ELABORA	308
8.8.2	Alcuni esempi di applicazione del controllo	312
9.	CONCLUSIONI	pag. 319

BIBLIOGRAFIA

APPENDICE

SOMMARIO

L'elaborato si propone di descrivere lo stato dell'arte dei moderni piani di cottura ad induzione al fine di realizzare un modello attinente alla realtà per il controllo della potenza. Di design accattivante e affascinante, la nuova tecnologia è ormai entrata nei vari mercati mondiali e si propone ai consumatori come una valida alternativa ai tradizionali fornelli grazie alla qualità che la caratterizza. Al di là dell'estetica, nell'opera si focalizza principalmente l'attenzione sull'aspetto tecnico con l'esplicazione del principio di funzionamento e delle caratteristiche peculiari che ne derivano, quali le tematiche economiche e quelle relative alla sicurezza e alla facilità di cottura. A partire dai fenomeni fisici, viene quindi affrontata la questione relativa alla struttura del sistema in cui essi si integrano, composta sia dai convertitori e dall'elettronica di potenza, sia dai modelli utilizzati per descrivere l'induttore, un assemblato in cui si concilia la conoscenza delle leggi elettromagnetiche e il sapiente utilizzo dei materiali. Oltre all'aspetto riguardante la composizione, è inoltre fondamentale conoscerne la gestione e pertanto vengono esposte le modalità con cui si attuano le tecniche di controllo, tradizionali e innovative. Considerato il loro carattere rilevante in quanto ad esse sono strettamente legate le prestazioni complessive di questa tecnologia, si è realizzato a tal fine un algoritmo di elaborazione della potenza che, attento alla realtà quotidiana, costituisce uno strumento utile per l'analisi di nuovi modelli ed un punto di partenza per lo studio e lo sviluppo globale del piano di cottura ad induzione.

INTRODUZIONE

Il cucinare è l'applicazione del calore agli alimenti. A partire dal fuoco all'aperto, l'umanità nel tempo ha evoluto vari metodi di cottura e al giorno d'oggi essa utilizza principalmente a tale scopo fonti di energia quali quella chimica e quella elettrica. La prima consiste nel bruciare una sostanza combustibile, come legno, carbone o gas, mentre la seconda sfrutta la corrente elettrica facendola scorrere attraverso un elemento dotato di una certa resistenza o in un avvolgimento. Fra i differenti metodi di riscaldamento elettrico, quello per induzione ha da sempre trovato molteplici applicazioni a livello industriale ma di recente ha fatto il suo ingresso anche nelle abitazioni private, apportando i notevoli benefici permessi dal caratteristico principio di funzionamento.

In tal merito il **capitolo di apertura** (cap. 1) si propone di esporre le principali leggi che governano i fenomeni fisici intervenenti in questo processo e di ricercare i materiali più adatti. In particolare nel paragrafo iniziale vengono riportate le relazioni ricavate a partire da quelle di Maxwell, dalle quali si evince che le correnti indotte sono le principali responsabili dell'aumento della temperatura della pentola (par. 1.1). Illustrato il procedimento che sta alla base della trasformazione dell'energia elettrica in termica, si passa all'analisi delle varie modalità di propagazione della potenza riscaldante partendo dall'equazione generale della trasmissione del calore ed esplicando successivamente i fenomeni della conduzione, della convezione e dell'irraggiamento (par. 1.2). Essendo l'intento di comprendere quali materiali siano capaci di condurre e distribuire il calore uniformemente, si analizzano quindi le proprietà più idonee che devono avere gli elementi per poter essere utilizzati nella cottura ad induzione. A questo scopo risulta di grande utilità effettuare un confronto dei vari elementi circa la loro attitudine a condurre e ad accumulare calore ma, a parte l'eccezione costituita dal diamante, si giunge alla conclusione che la scelta deve essere indirizzata sui metalli. Si perviene quindi all'affermazione che la cottura ad induzione non può prescindere dagli elementi metallici e in particolare da quelli ferrosi o comunque in grado di supportare un campo magnetico (par. 1.3).

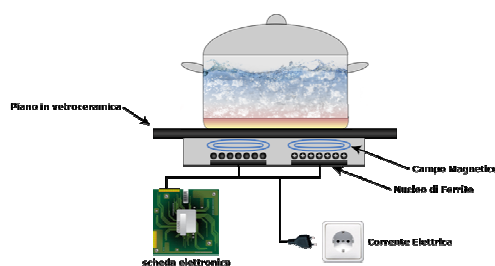


Fig.0-1. Principio funzionamento [1]

Ad essi si aggiungono poi il rame e dell'alluminio, per i quali si sono realizzate delle soluzioni in grado di sfruttare maggiormente le loro ottime proprietà elettriche e termiche, riducendo così il gap nelle prestazioni derivante dall'insufficiente quantità di calore generato. Per tal motivo essi vengono analizzati insieme al ferro e all'acciaio inossidabile, evidenziando per ciascuno gli aspetti positivi e negativi del loro utilizzo nelle cucine, anche di carattere non strettamente tecnico. Il paragrafo conclusivo si propone infine di trovare le soluzioni costruttive idonee alla cottura ad induzione (par. 1.4). A partire dalle principali metodologie di cottura adottate per i vari alimenti, vengono così individuate le forme e le dimensioni standard mentre a livello di scelta del materiale da utilizzare si recuperano le informazioni esposte in precedenza. L'analisi nel suo complesso porta alla luce l'esistenza di numerose problematiche derivanti dalle scarse proprietà di trasmissione del calore da parte degli elementi ferromagnetici. La conseguente impossibilità di prediligere solo un metallo rispetto agli altri comporta dunque la necessità di adottare delle soluzioni a multistrato.

Il **secondo capitolo** (cap. 2) affronta la questione delle caratteristiche peculiari dei piani ad induzione, confrontandole con quelle dei sistemi di cottura tradizionali. A livello tecnico il primo paragrafo (par. 2.1) elogia gli elevati indici di rendimento e di sicurezza consentiti sostanzialmente dalla modalità di trasmissione dell'energia. I bassi consumi che ne derivano, uniti al controllo e alla facilità di cottura resi possibili dall'utilizzo dell'elettronica di potenza e dai grandi avanzamenti recenti avutisi in questo ambito, rendono poi questi piani ad induzione unici nel loro genere e con un'elasticità di funzionamento tale da soddisfare le esigenze più svariate dell'utente. Per contro, sebbene parzialmente risolti o comunque notevolmente ridotti, il già citato costo d'acquisto, il materiale delle pentole, le problematiche legate all'installazione e le dimensioni dei contenitori hanno l'effetto di mitigare i ragguardevoli aspetti positivi. Attualmente si sta cercando pertanto di escogitare

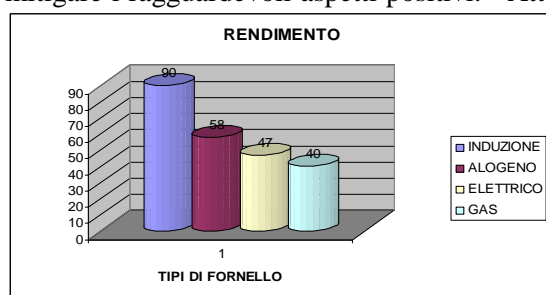


Fig.0-2. Confronto rendimenti piani di cottura

delle soluzioni alternative che, considerato il cospicuo margine di progresso attualmente esistente, porteranno i piani ad induzione ad un maggiore livello di perfezione. Il tema economico viene invece affrontato nel paragrafo successivo nel quale viene valutata la convenienza dell'installare il piano di cottura ad induzione (par. 2.2).

In particolare verranno passate in rassegna tutte le varie componenti di costo, fisse e di esercizio, per poi confrontarle con quelle dei piani di cottura a gas. Premessa l'esistenza di numerosi fattori variabili quali l'entità dei consumi, le zone in esame, le tariffe applicate dai vari contratti, le condizioni di mercato, il tipo di riscaldamento dell'abitazione, etc., il risultato finale mette in evidenza che solo nei Paesi Europei con un forte squilibrio fra i prezzi dell'elettricità e del gas, i costi di esercizio permettono un seppur lento recupero dell'esborso iniziale. Tale conclusione, a cui si perviene fissando di volta in volta i vari parametri in esame, non deve tuttavia essere vista come negativa in quanto le differenze calcolate sono tutto sommato accettabili se confrontate con i vantaggiosi aspetti elencati nel paragrafo precedente. Il notevole risparmio energetico, derivante dall'elevato indice del rendimento e dalla gestione elettronica della potenza, permette poi di assottigliare ulteriormente o in qualche caso di ribaltare il gap. Affinché si verifichi questo occorre però che vi sia un'alimentazione di adeguata potenza essendo i tempi di cottura ad essa inversamente proporzionali. Si rende pertanto necessario effettuare un'analisi tecnica dell'impianto elettrico dell'abitazione per stabilire se l'infrastruttura esistente sia in grado di supportare l'assorbimento nominale richiesto. Si affrontano allo scopo le tre problematiche principali consistenti nella valutazione della tensione di esercizio, nella scelta della potenza del fornello e nella dimensione dei cavi da installare, il tutto ovviamente con riferimento alla normativa vigente. Esaminati gli aspetti precedenti, si propongono quindi alcune soluzioni sulla base delle informazioni di massima ottenute, fra le quali l'installazione di una linea dedicata ed eventualmente di un gestore di energia sembra la meno invasiva per chi si trova nella condizione di dover adeguare l'impianto esistente al nuovo livello di potenza richiesto dall'unità di cottura. L'ultimo paragrafo infine si propone di analizzare l'influenza dei piani ad induzione sull'utente al fine di individuare l'esistenza o meno di possibili pericoli inerenti la salute dello stesso (par.2.3). Avendo infatti un principio di funzionamento basato sulla trasmissione dell'energia attraverso il campo magnetico, i piani ad induzione producono delle radiazioni che possono alterare gli equilibri del corpo umano. Nonostante i numerosi studi effettuati sul fenomeno, non è stata ancora rilevata una correlazione diretta o comunque un evidente rapporto causa-effetto fra le due realtà. La stessa affermazione, rafforzata dalle differenti frequenze in gioco rispetto a quelle di una linea di potenza e dalla bassa esposizione, può essere assunta valida anche nel caso specifico dei piani ad induzione

sebbene non vi siano ancora studi appropriati sull'argomento. In ogni caso vengono fornite comunque alcune precauzioni di carattere generale derivanti dalla conoscenza del fenomeno elettromagnetico e che, adattate ai piani di cottura, risultano utili per ridurre l'esposizione alle emissioni. Per i soggetti sani non sussiste dunque alcun rischio ma tale affermazione non è valida a livello generale in quanto si devono considerare anche i portatori di pacemaker. Per essi infatti i dispositivi impiantati, sebbene garantiti da rigide regole di costruzione e provati singolarmente con tecniche accurate, previste dalle norme ed esplicitate a grandi linee nel paragrafo, possono subire l'interferenza dei campi elettromagnetici esterni e dunque costituire un serio problema per i loro portatori. A tal proposito viene riportato lo studio condotto da W. Irnich e A.D. Bernstein, nel quale vengono presi in considerazione numerosi aspetti e viene individuato il caso peggiore, suscettibile all'esposizione. Vista l'impossibilità di generalizzare tutti gli apparecchi pettorali a causa della loro diversa costruzione, viene raccomandata per tali soggetti la consultazione del medico e del costruttore, indispensabile per approvarne l'immunità.

Con il **terzo capitolo** (cap. 3) inizia la descrizione e l'analisi tecnica vera e propria di tutti i componenti dei piani ad induzione. Il primo tema ad essere affrontato è quello inerente al sistema induttore-carico e ai modelli sviluppati per la determinazione dei suoi parametri elettrici. In particolare il primo paragrafo è inerente al calcolo della resistenza dell'avvolgimento, componente di una certa importanza visto che ad essa sono legate le perdite e quindi l'efficienza del convertitore (par. 3.1). Allo scopo vengono considerati pertanto tutti i fenomeni che contribuiscono alla composizione di tale parametro, effettuando lo studio sui conduttori di tipo litz visto il loro utilizzo ormai in tutte le applicazioni ad elevata frequenza per le loro proprietà di ridurre gli effetti pelle e di prossimità. Dopo una breve descrizione circa la costruzione di questi avvolgimenti, si passa all'esposizione dei modelli di F. Tourkhani e P. Viarouge e di J. Acero, P.J. Hernandez, J.M. Burdio, R. Alonso e L.A. Barragan, Il primo si basa su precise equazioni analitiche valide per i conduttori di sezione circolare e include nell'integrale della potenza dissipata l'effetto pelle in quanto considera la distribuzione lineare del campo di dispersione nello spazio dell'avvolgimento. Il secondo invece tiene conto anche dell'effetto di prossimità e si distingue soprattutto per la maggiore semplicità analitica. Di maggiore attinenza alla realtà rispetto ai modelli sviluppati in precedenza, sebbene entrambi abbiano un buon livello di accuratezza, essi presentano tuttavia qualche punto critico. Il secondo paragrafo tratta invece l'induttanza ed espone a riguardo il modello di W.G. Hurley e M.C. Duffy (par. 3.2). La determinazione di questo parametro viene eseguita partendo da una semplice configurazione geometrica formata da due spire filiformi parallele e ampliando il modello relativo fino ad una situazione finale composta da due anelli aventi un certo spessore. Il metodo esposto, sebbene sia molto attento a prendere in considerazione vari fattori come per esempio la diversa distribuzione della densità di corrente, presenta tuttavia delle imperfezioni che lo allontanano dalla realtà che è chiamato a descrivere. La prima lacuna è dovuta al fatto che il materiale ferromagnetico nel quale circolano le correnti indotte è posto in una zona esterna all'anello e pertanto non contiene il flusso di elettroni indotto come avviene nella realtà. Il secondo punto a sfavore del modello riguarda invece il fatto che non vengono considerate le barre di ferrite generalmente presente nei piani di cottura ad induzione e utilizzato per incrementare l'accoppiamento magnetico fra l'avvolgimento induttore e il carico. Infine esso non tiene conto degli effetti pelle e di prossimità, responsabili di influire sulla distribuzione del campo magnetico. Nonostante tutti questi aspetti negativi, la buona concordanza fra i valori ricavati sperimentalmente e quelli ottenuti con il metodo lo rendono utilizzabile per un'analisi di massima del sistema.

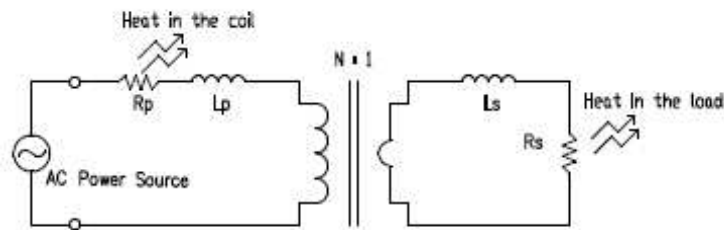


Fig.0-3. Circuito equivalente di una zona di cottura

Una maggiore precisione per questo parametro viene tuttavia raggiunta nel terzo paragrafo dove si riassumono i modelli relativi alla determinazione dell'impedenza (par. 3.3). Entrambi sviluppati da J. Acero, J.M. Burdio, R. Alonso e L.A. Barragan, i metodi sono formalmente simili in quanto, partendo dalle equazioni di Maxwell adattate al problema in esame, ottengono l'espressione cercata applicando le condizioni al contorno e utilizzando delle opportune trasformate. Il primo esposto nella sezione, risolto nel campo elettrico e magnetico, non è però strettamente affine alla realtà in quanto considera solo la parte superiore all'avvolgimento e dunque non studia il sistema di induzione completo. Il secondo, sviluppato di recente, viene invece risolto nel potenziale vettore magnetico e include nel calcolo il fatto che il campo è fortemente modificato dal carico e dai convogliatori di flusso in ferrite. Nonostante l'utilizzo di campi vettoriali diversi, i risultati a cui giungono entrambi i metodi sono analiticamente simili in quanto si differenziano solo per i termini relativi alle regioni aggiunte dal secondo modello. In ogni caso il punto di maggiore criticità dei metodi è la difficoltà nel determinare matematicamente la resistenza e l'induttanza dell'avvolgimento in quanto il componente viene modellato a monte con una serie di spire percorse da una corrente filiforme. L'assenza di una loro dimensione fisica comporta da un lato una resistenza nulla e dall'altro la non convergenza dell'integrale nella formula dell'induttanza. Le problematiche descritte vengono risolte però considerando un conduttore fittizio di una determinata sezione e utilizzando le espressioni della potenza riscaldante e del campo magnetico ricavate dallo stesso modello analitico. Il risultato finale è un'ottima approssimazione della realtà, confermata dalla concordanza fra le curve del metodo e i valori sperimentali. Una volta determinate le varie espressioni per il calcolo dei parametri elettrici dell'avvolgimento e del carico, si riuniscono le informazioni ricavate in un unico modello da inserire a valle del convertitore (par. 3.4). Vista l'analoga modalità di trasferimento dell'energia tra i piani di cottura e i trasformatori, si usa in genere descrivere il sistema precedente mediante un circuito formato dalla resistenza e dall'induttanza equivalenti connesse in serie. Un approccio alternativo è quello di F. Forest, E. Labouré, F. Costa e J.Y. Gaspard, consistente nel realizzare a passi il modello finale aggiungendo progressivamente resistori e induttori in maniera opportuna al circuito serie iniziale R-L, migliorandone l'accuratezza di volta in volta. In ogni caso i valori che vengono inseriti nei vari blocchi si ricavano a partire dai modelli illustrati nei paragrafi precedenti per cui il problema di fondo rimane la necessità di avere dei metodi di rappresentazione accurati.

Il quarto capitolo (cap. 4) si propone di effettuare una rapida panoramica circa l'elettronica di potenza e dell'utilizzo degli elementi semiconduttori. Il primo paragrafo (par. 4.1) si apre quindi con la descrizione della giunzione pn e delle sue proprietà peculiari, indicando il principio con cui vengono realizzate le zone drogate. Sostanzialmente il processo di drogaggio utilizza degli atomi di impurità, come il boro e il fosforo, per creare all'interno della regione interessata uno scompenso fra le particelle di carica positiva e quelle di segno opposto. Iniettate nel silicio o comunque nel materiale semiconduttore, queste particelle modificano gli equilibri elettrici esistenti in precedenza dando luogo a delle regioni ben

definite il cui comportamento nei confronti del circuito elettrico esterno dipende fortemente dall'entità del drogaggio e dalla disposizione delle zone di tipo P e di tipo N all'interno del wafer. Applicando agli estremi della giunzione pn due terminali si ottiene il diodo, un componente elettronico impiegato nei circuiti per fissare il verso della corrente. Di controllabilità nulla, il suo funzionamento dipende infatti dai parametri esterni imposti dal circuito elettrico in cui è inserito, esso è a comportamento non lineare visto che ha una caratteristica suddivisa in quattro zone nelle quali la curva assume pendenze diverse. La sua semplicità costruttiva, unita all'elementare principio con cui funziona, ha permesso la realizzazione di alcune varianti adatte per applicazioni specifiche e fra queste vengono descritte in modo sommario quelle di maggiore rilievo come i diodi Zener, i diodi Schottky e i diodi Led.

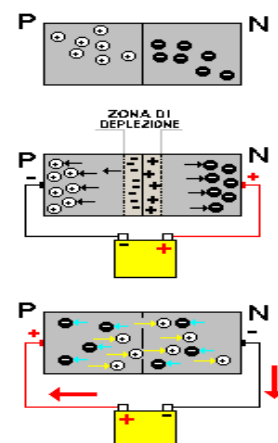


Fig.0-4. Giunzione pn

Tuttavia tutti questi componenti non permettono di intervenire sul circuito dall'esterno e quindi non soddisfano ad esigenze quali per esempio la regolazione della potenza in uscita dal dispositivo. Una parziale controllabilità si ottiene unendo due giunzioni pn e inserendo un terminale di comando in una delle due zone drogate interne al gruppo. In tal modo si ottiene il tiristore, un componente che si differenzia da quello precedente per il fatto che in presenza di polarizzazione diretta esso non necessariamente conduce in quanto attende un innesco proveniente da un circuito di pilotaggio. Si passa di seguito alla descrizione degli interruttori a semiconduttore nei quali la giunzione pn viene utilizzata sempre come elemento base ma in differenti configurazioni strutturali (par. 4.2). Vengono quindi esplicate le caratteristiche desiderate nei semiconduttori e le loro perdite di commutazione. La potenza dissipata durante la transizione dallo stato di apertura a quello di chiusura è infatti uno dei punti chiave di questi componenti elettronici in quanto da essa dipendono fortemente l'efficienza del circuito, la frequenza di funzionamento alla quale il dispositivo può lavorare e il dimensionamento dei sistemi di raffreddamento. Previa dunque una trattazione specifica, si passa alla descrizione dei principali interruttori controllabili (BJT, MOSFET, GTO, IGBT). Per ognuno di essi vengono descritte la loro struttura, i loro stadi di funzionamento riassunti nella caratteristica tensione-corrente e le loro proprietà peculiari. Lo scopo infatti è quello di avere una visione generale del loro comportamento per determinare successivamente quale fra questi componenti abbia le caratteristiche più adatte alla cottura ad induzione. Il confronto, esposto nell'ultima parte del paragrafo, indica come migliori gli IGBT per via dei livelli di potenza e di tensione a cui forniscono le maggiori prestazioni. L'unico handicap che hanno rispetto ai MOSFET è infatti solo la frequenza di funzionamento, ma recenti migliorie hanno permesso di eliminare o comunque attenuare alcune problematiche tradizionalmente legate a questo componente. Per tali motivi, uniti al fatto che gli IGBT riuniscono i vantaggi dei BJT e dei MOSFET, l'uso dei transistori bipolari a gate isolato è notevolmente aumentato. Sebbene infatti i transistori ad effetto di campo abbiano avuto recentemente un notevole sviluppo, specialmente a livello di riduzione delle dimensioni e dunque dei costi, nelle applicazioni relative alla cottura ad induzione non hanno ancora attecchito a causa della maggiore potenza richiesta al circuito di controllo e alle superiori perdite di commutazione che presentano rispetto agli IGBT.

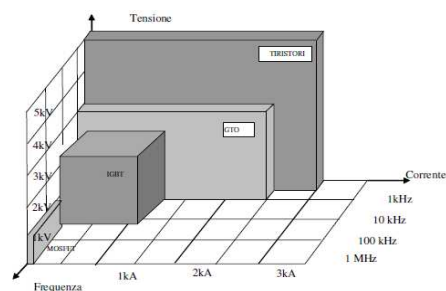


Fig.0-5. Confronto interruttori controllabili [27]

L'ultimo paragrafo (par. 4.3) infine tratta i raddrizzatori a ponte di diodi e i circuiti di protezione, sistemi elettrici che svolgono un importante ruolo all'interno dei fornelli ad induzione. I convertitori ac-dc, costituiti principalmente da diodi, vengono infatti utilizzati per convertire in continua la tensione della rete di alimentazione affinché questa possa poi essere trasformata dall'inverter in una di ampiezza e frequenza volute. L'analisi che viene effettuata evidenzia il fatto che non è tecnicamente possibile avere in uscita una grandezza di ampiezza pari a quella in ingresso sebbene ci si ponga in una situazione di funzionamento ideale. La situazione peggiora includendo poi nei calcoli l'induttanza della rete di alimentazione in quanto questo componente impone al circuito un tempo di commutazione, necessario per invertire il verso della corrente, durante il quale il carico è praticamente disconnesso. A scapito delle considerazioni precedenti questi sistemi offrono elevate prestazioni e sono molto economici per cui trovano numerose applicazioni in svariati settori dell'elettronica di potenza.

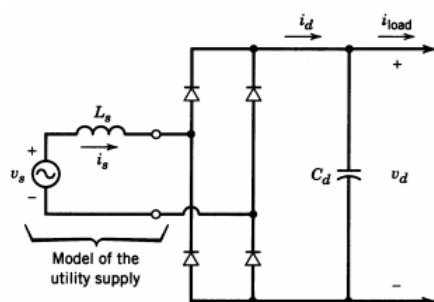


Fig.0-6. Raddrizzatore a ponte di diodi [27]

La sezione inerente ai raddrizzatori si conclude infine con la trattazione della funzione svolta dal condensatore di filtro, un componente utilizzato per modificare la forma d'onda pulsante della tensione raddrizzata in una ad andamento praticamente costante. La seconda parte del paragrafo tratta invece i circuiti di protezione (snubber), un insieme di componenti elettrici progettati allo scopo di salvaguardare gli interruttori controllabili. Data infatti una determinata topologia e un certa tecnica di controllo, gli snubber hanno la funzione di smorzare i picchi di tensione o di corrente altrimenti fatali per i componenti che si possono generare all'interno del circuito. Di diverse categorie, questi circuiti sono costituiti praticamente da un diodo ma viste le problematiche che si verificano nell'utilizzare solo questo componente gli si aggiunge un resistore e a seconda dell'applicazione un condensatore o un induttore.

Una volta descritto il sistema di raddrizzamento della tensione, si passa con il **quinto capitolo** (cap. 5) al convertitore posto immediatamente a valle, avente la funzione di creare una corrente alternata a partire da una continua (par. 5.1). L'esistenza di avere questo inverter deriva dalla necessità di regolare in maniera precisa la potenza riscaldante in uscita, agendo per esempio sulla frequenza di commutazione o con qualche altra tecnica di controllo. Vista la varietà di topologie con cui viene realizzato questo convertitore, si classificano e in seguito si analizzano le configurazioni base da cui sono state in seguito apportate le modifiche per renderle maggiormente efficienti. In pratica ci si può ricondurre a quattro topologie, due delle quali fondate sull'elemento topologico ramo, per cui costituite da almeno due dispositivi di commutazione, e le rimanenti caratterizzate dall'aver un singolo interruttore a semiconduttore. Previa una necessaria equiparazione su determinate specifiche di progetto, le varie topologie vengono successivamente confrontate su punti critici quali gli stress dei semiconduttori, l'efficienza, il controllo della potenza e le emissioni elettromagnetiche al fine di determinare quale delle quattro sia la più adatta alla cottura ad

induzione. Il risultato di questa comparazione attesta come preferibile la configurazione a mezzo ponte in quanto offre un appropriato compromesso tra la complessità e le prestazioni. Sulla base delle precedenti conclusioni, il paragrafo successivo (par. 5.2) analizza in maniera più dettagliata la topologia a mezzo ponte indicando inizialmente dei semplici accorgimenti che possono essere apportati al circuito per alleviare determinate grandezze elettriche, particolarmente fastidiose o responsabili di degradare eccessivamente le prestazioni del convertitore.

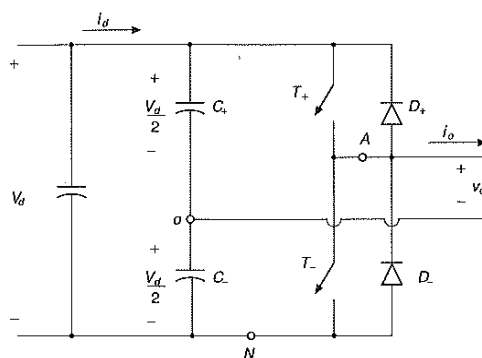


Fig.0-7. Inverter a mezzo ponte [27]

In seguito si passa alla descrizione del principio di funzionamento che, sfruttante la simmetria peculiare di questa configurazione, si articola in quattro stadi distinti. La problematica maggiore che scaturisce da questa analisi è l'elevata dissipazione della potenza che si verifica nel passaggio da una fase all'altra e responsabile quindi di diminuire l'efficienza del circuito di conversione. Si rende pertanto necessario individuare un semplice metodo che possa calcolare tutte le perdite che si verificano in un periodo della frequenza di funzionamento in modo tale che, applicato anche nelle successive configurazioni modificate, dia in maniera diretta e concreta un giudizio sulla variazione apportata. Siccome a volte l'inserimento di un semplice circuito di smorzamento non è sufficiente, oltre a complicare ed aumentare il numero di componenti, potrebbe accadere che per raggiungere l'obiettivo prefissato il progettista debba escogitare delle soluzioni totalmente alternative. Nel caso dell'inverter a mezzo ponte ha preso per esempio piede la filosofia consistente nel mettere i due dispositivi di commutazione in una relazione principale/ausiliario o schiavo/padrone. Si analizza pertanto anche il principio di funzionamento di questa configurazione alternativa, interessante per la facilità di controllo, per la regolazione della potenza e per l'elevato rendimento che la caratterizzano. Tuttavia i modelli analizzati nei precedenti paragrafi non contemplano il caso in cui il carico sia realizzato con materiali non ferromagnetici (par. 5.3). I piani di cottura ad induzione sfruttano infatti il principio dell'induzione elettromagnetica e pertanto offrono le maggiori prestazioni solo con contenitori ad elevata permeabilità magnetica. La necessità di ovviare a questa restrizione ha portato in breve tempo a dei risultati che possono essere considerati soddisfacenti dal momento che allo stato dell'arte può essere utilizzata praticamente tutta l'utensileria metallica domestica. Oltre al ferro, si sono aggiunti infatti elementi buoni conduttori come il rame e l'alluminio, ai quali si sono uniti anche particolari tipi di acciaio inossidabile. La finalità del terzo paragrafo è quella di esporre le principali problematiche e le limitazioni inerenti l'adozione di materiali alternativi, allo scopo anche di comprendere l'eventuale possibilità di estendere nel futuro la gamma di elementi utilizzabili. L'analisi porta alla conclusione che difficilmente ciò potrà avvenire in quanto servirebbero eccessivi valori della corrente di eccitazione, del numero di spire dell'avvolgimento induttore o della frequenza di funzionamento. Infatti le limitazioni inerenti a questi parametri sono molto vincolanti dato che non è possibile lavorare con valori superiori a quelli sopportabili dai

componenti elettrici del circuito o non è pensabile di immettere nel mercato un prodotto di efficienza notevolmente inferiore alle altre tecnologie disponibili per quello specifico campo di applicazione. Rimanendo dunque nell'ambito dei materiali non ferromagnetici elencati in precedenza, si analizza la topologia e il principio di funzionamento di tre espedienti escogitati per utilizzarli. La prima consiste nel rilevare il tipo di metallo che viene appoggiato sulla piastra e nell'aumentare il numero di spire semplicemente inserendo un circuito addizionale mediante un relé. La seconda interviene sempre sull'avvolgimento di eccitazione, ma stavolta si immette nel circuito principale un secondo avvolgimento a spirale predisposto all'interno di quello relativo ai soli metalli ferromagnetici. Il terzo infine si basa sulla possibilità di lavorare con una frequenza di funzionamento pari alla terza armonica di quella di commutazione, variando la capacità di risonanza. L'ultimo paragrafo tratta l'argomento dei prototipi sviluppati di recente (par. 5.4), caratterizzati dall'aver prestazioni migliorate rispetto alle topologie indicate nella seconda sezione del capitolo. In particolare si analizza e si descrive il principio di funzionamento di una configurazione a mezzo ponte alla quale è stato aggiunto, in parallelo a uno dei dispositivi di commutazione, un circuito ausiliario risonante. La modifica, sebbene comporti un incremento del numero di componenti e una maggiore complessità funzionale dato che si articola in 11 stadi, risulta particolarmente utile in quanto permette di estendere la zona di funzionamento a commutazione dolce e di ridurre gli stress elettrodinamici degli altri elementi elettronici presenti, con conseguente aumento della vita del convertitore. La seconda topologia esposta è invece un'ulteriore variazione apportata alla tradizionale configurazione basata sulla filosofia schiavo/padrone. Il principio di funzionamento si svolge in sei fasi ed è caratterizzato da basse perdite di commutazione in quanto con tale sistema vengono diminuite in maniera considerevole quelle che si verificano allo spegnimento. Tuttavia ciò non apporta un miglioramento dell'efficienza alle basse potenze d'uscita P_u a causa della presenza di componenti elettrici aggiuntivi. A valori elevati di P_u il rendimento risulta però notevolmente incrementato e questo fattore, unito alla possibilità di estendere la zona di funzionamento a commutazione dolce dato che il convertitore può essere pilotato con due modalità di controllo, lo rende competitivo.

Il **sesto capitolo** (cap. 6) è invece imperniato sulle modalità di controllo e in particolare il primo paragrafo si pone l'obiettivo di esporre le principali problematiche che si incontrano durante la progettazione delle tecniche di regolazione e dei circuiti di pilotaggio degli interruttori controllati (par. 6.1). In particolare si cerca di trovare un algoritmo affidabile e tale da adattarsi al carico in ogni condizione di funzionamento. Dopo alcune considerazioni di carattere generale, relative al tema in questione e alla scelta della topologia da adottare, vengono elencati i fattori che determinano la strategia di modulazione. Fra essi, il carico e la sua variazione anche durante la fase di cottura suggeriscono di utilizzare dei metodi in grado di inseguire la frequenza di risonanza del sistema, data l'impossibilità di adottare un controllo a frequenza costante. Viene dunque descritta la composizione e il relativo principio di funzionamento del PLL, un circuito progettato appositamente per assolvere alla funzione indicata in precedenza e in genere affiancato a varie strategie di controllo.

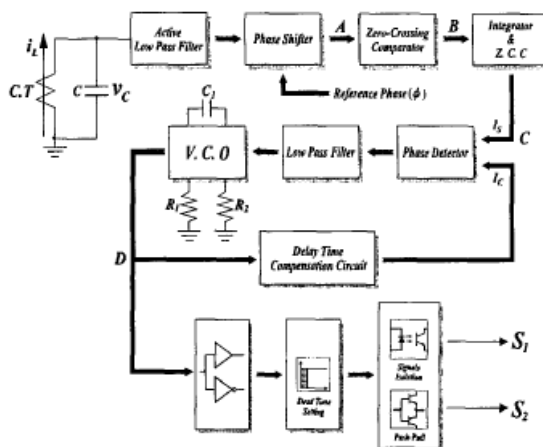


Fig.0-8. Circuito di controllo PLL [30]

Sebbene questo sistema vari la frequenza di pilotaggio degli interruttori controllati, il PLL non può effettuare un'accurata regolazione della potenza per cui non può essere ritenuto un metodo di controllo e pertanto non appartiene alle tecniche a modulazione dell'ampiezza di impulso (PAM) o a quelle a modulazione a frequenza di impulso (PFM). Le prime sono caratterizzate dal fatto che regolano la potenza erogata al carico livellando la tensione in uscita dal raddrizzatore mentre le seconde variano la frequenza di commutazione. Sebbene adottate nella maggior parte dei piani di cottura ad induzione, le PFM apportano notevoli complicazioni alla strategia di modulazione in quanto non permettono la commutazione ZVS, particolarmente desiderata dato l'aspetto dell'efficienza ad essa correlato. Oltre a questo aspetto negativo si aggiunge poi il fatto che nei piani di cottura multiplastra non è pensabile adottare una strategia di regolazione a frequenza variabile in quanto le differenti necessità di regolazione darebbero luogo ad un fastidioso rumore udibile generato dalle interferenze fra le due zone di cottura. Tale conclusione si contrappone tuttavia a quella a cui si è giunti in precedenza. La soluzione pertanto da adottare è quella di utilizzare delle tecniche di controllo caratterizzate da una frequenza variabile e contenuta all'interno di un ristretto campo di valori. Sulla base di queste considerazioni si espongono e si raffrontano infine i metodi classici di regolazione della potenza, ovvero il controllo a onda quadra (SW), il controllo a duty cycle asimmetrico (ADC) e il controllo a modulazione della densità di impulsi (PDM).

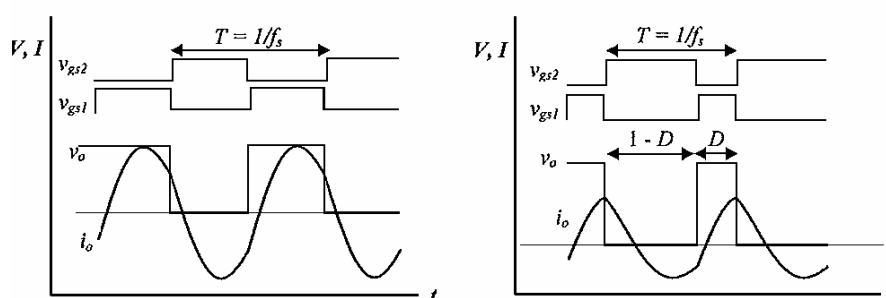


Fig.0-9. Strategie di controllo a onda quadra SW e a fattore di intermittenza asimmetrico ADC [36]

Il paragrafo successivo (par. 6.2) tratta le tecniche di modulazione ed espone i principi di funzionamento che stanno alla base della PWM e della PDM. La tecnica PWM è un metodo a frequenza costante che interviene sulla tensione d'uscita variando il duty cycle. Impiegata nella maggioranza dei convertitori vista la sua semplicità e la realizzabilità del suo circuito di comando, la modulazione a larghezza d'impulso è particolarmente preferita negli inverter dato che essa permette di controllare il valore medio e la frequenza della tensione d'uscita. La strategia inoltre consente di raggiungere elevate prestazioni a tutte quelle topologie predisposte per loro natura al controllo. Per esempio nei convertitori a ponte intero la possibilità di comandare contemporaneamente o separatamente gli interruttori dei due rami permette di adottare lo schema PWM a tensione unipolare o bipolare. Rispetto alle configurazioni a mezzo ponte dunque, sebbene a scapito di un maggiore utilizzo di componenti elettrici, la qualità della regolazione della potenza erogata al carico è decisamente migliore in quanto vengono ridotte notevolmente le perdite di commutazione. Il controllo a modulazione della densità di impulsi PDM è una tecnica avente un principio sostanzialmente simile a quello del precedente. Essa permette la regolazione della potenza introducendo nel ciclo di funzionamento delle fasi di durata uguale ad un multiplo del periodo di commutazione, durante le quali la tensione del carico e la corrente di alimentazione sono nulle. L'analisi eseguita mette in evidenza la relazione esistente fra la risoluzione con la quale la potenza viene regolata e il numero di buche. Un elevato numero di interruzioni tuttavia comporta una maggiore complessità di calcolo e una minore accuratezza del metodo semplificato, in quanto le ipotesi assunte per semplificare i calcoli perdono progressivamente validità.

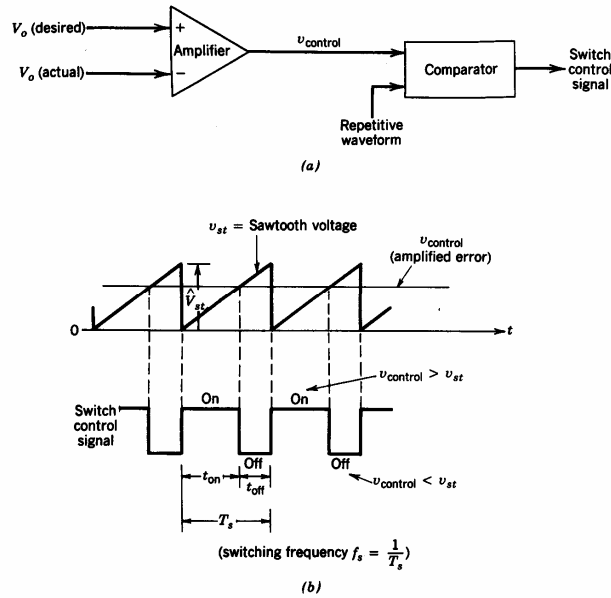


Fig.0-10. Schema a blocchi e segnali in uscita della modulazione a larghezza d'impulso PWM [27]

Le tecniche di cancellazione e di interruzione costituiscono il tema del terzo paragrafo (par.6.3). Sebbene agiscano su grandezze elettriche distinte, queste strategie sono accomunate nel principio di funzionamento in quanto regolano la potenza trasmessa al carico modulando la durata dell'interdizione degli interruttori controllati mediante un angolo di controllo. Fra le due modalità, quelle relative all'annullamento della tensione possono essere considerate una combinazione di una commutazione a onda quadra e una con PWM unipolare. Sebbene semplici, esse possono essere implementate solo sulle topologie a ponte. Il loro tipo di controllo inoltre presenta alcuni limiti dato che in condizioni di basso carico viene a mancare la commutazione ZVS, con il conseguente aumento delle perdite e della temperatura. Questo problema viene ridotto con il metodo AVC, una variante dei precedenti dotata di un numero maggiore di parametri di regolazione.

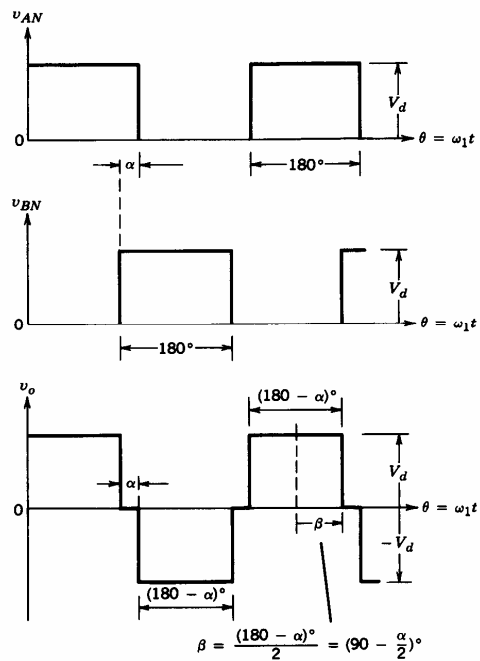


Fig. 0-11. Principio di funzionamento della tecnica di cancellazione della tensione [27]

Dopo essere stata analizzata, questa tecnica asimmetrica viene confrontata con il controllo a cambiamento di fase convenzionale PS e con quello a duty cycle asimmetrico ADC, i quali sono sostanzialmente dei casi particolari della AVC. Il confronto evidenzia la netta superiorità di questa tecnica, sia a livello di efficienza, sia in termini di distorsione armonica. La tecnica a controllo discontinuo DM, consiste invece nel disconnettere il carico dalla sorgente di alimentazione annullando la corrente per una certa durata. Per il particolare principio di funzionamento, l'analisi di questa strategia non può essere effettuata con la serie

di Fourier ma comunque viene ricavata lo stesso un'espressione per la potenza partendo dalle equazioni differenziali del circuito. Il metodo infine viene confrontato con quello classico a onda quadra SW e con il duty cycle asimmetrico ADC. L'osservazione dei vari grafici ricavati evidenzia la maggiore efficienza del DM alle basse potenze, dovuta al fatto che la frequenza e le perdite di commutazione sono minori. L'ultimo paragrafo (par. 6.4) è dedicato infine all'esposizione di alcune tecniche di controllo alternative a quelle classiche. Derivanti dalla combinazione o dalla variazione di quelle tradizionali, esse nascono dall'intento di ottimizzare le prestazioni del piano di cottura ad induzione. Gli algoritmi a massima frequenza fissata MFF e a livello fisso LF per esempio si propongono di combinare il controllo a onda quadra SW con la modulazione a densità di impulsi PDM, sfruttando in questo modo le ottime efficienze che questi metodi garantiscono rispettivamente alle alte e alle basse potenze. Sebbene da un lato migliorino nel complessivo il comportamento dell'inverter, entrambe presentano come punto critico la transizione da una tipologia di controllo all'altra. Allo scopo di determinare le caratteristiche di ognuna, le due strategie vengono infine confrontate su alcuni punti mediante l'utilizzo di un prototipo.

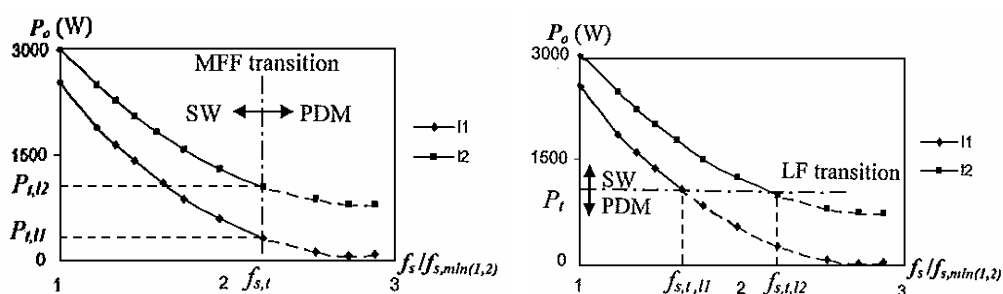


Fig.0-12. Strategie di transizione degli algoritmi MFF e LF [36]

La tecnica APWM invece è una variazione della nota modulazione a larghezza d'impulsi. Essa presenta un circuito di pilotaggio, implementato all'interno della FPGA, un sistema sostanzialmente costituito da due blocchi logici di comando che le permettono di inseguire la frequenza di risonanza (PLL) e di regolare la potenza d'uscita (PI). Analizzata nel principio di funzionamento, l'APWM rispetto ai metodi a frequenza costante mantiene una commutazione ZVS per un campo di carico più esteso. Il paragrafo si conclude con la descrizione di un inverter dalla particolare topologia, ottenuto dall'unione di due zone a differente funzionamento opportunamente relazionate tra loro attraverso un condensatore di accoppiamento. Il prototipo permette di regolare la potenza in uscita e allo stesso tempo di correggere il fattore di potenza dell'intero sistema. Tuttavia l'elevato numero di componenti elettrici in esso presenti non giustifica la maggiore qualità del controllo.

Il settimo capitolo (cap. 7) si propone di fornire gli elementi base per la progettazione di un piano di cottura ad induzione e di rendere noto lo stato dell'arte. Secondo tale ottica, esso si suddivide in due paragrafi, il primo dei quali affronta le tipiche problematiche che si presentano a chi progetta (par. 7.1). In particolare vengono elencati i requisiti fondamentali richiesti dai piani ad induzione, praticamente analoghi a quelli di altre tecnologie essendo il nuovo prodotto pensato a fini commerciali. Allo scopo di soddisfarli o comunque indicare una strada da seguire per realizzare gli obiettivi prefissati, viene introdotto il modello base del tipo di carico che ogni apparecchiatura deve alimentare, ottenuto assumendo alcune ipotesi necessarie per semplificare il problema. L'analisi di questa topologia permette in seguito di individuare fin dall'inizio i parametri chiave quali l'impedenza caratteristica del circuito, la sua frequenza e il fattore di qualità, analizzando poi in funzione di essi il comportamento della potenza erogata al carico. Ottenute le prime indicazioni, si

aggiungono al modello iniziale gli interruttori controllati e si forniscono le espressioni delle principali grandezze elettriche, giungendo in tal modo ad una generica definizione del rendimento del sistema. Arrivati a questo punto, dato che la progettazione può seguire soluzioni diverse, vengono elencati i componenti principali del piano di cottura e il loro dimensionamento. Sempre a tal fine, la seconda parte del paragrafo invita a considerare tutti i fattori che possono alterare il carico. Fra essi, viene affrontata la variazione della temperatura e gli effetti che essa provoca sulle proprietà dei vari materiali e quindi sui parametri del circuito. Il paragrafo si conclude infine con l'esposizione di due esempi di progettazione, il primo relativo al dimensionamento di un ramo necessario per migliorare le prestazioni del convertitore e il secondo ideato per ottimizzare e impostare il circuito di pilotaggio di un sistema di controllo. Il secondo paragrafo (par. 7.2), come accennato in precedenza, tratta lo stato dell'arte dei fornelli ad induzione ed affronta specialmente il tema del riscaldamento contemporaneo di più zone di cottura. A tal proposito vengono in genere seguite due filosofie:

1. si associa un inverter ad ogni induttore. Questa soluzione, tradizionale, è pesante in termini di numero di componenti e può originare un rumore acustico a causa delle frequenze di commutazione asincrone;
2. un singolo inverter alimenta periodicamente alcuni induttori connessi ad esso mediante interruttori elettromeccanici. Questa modalità permette di risparmiare componenti e dunque è una soluzione a basso costo. Tuttavia essa non è completamente soddisfacente in quanto la distribuzione della potenza tra i differenti carichi utilizza una bassa e indesiderata frequenza di commutazione.

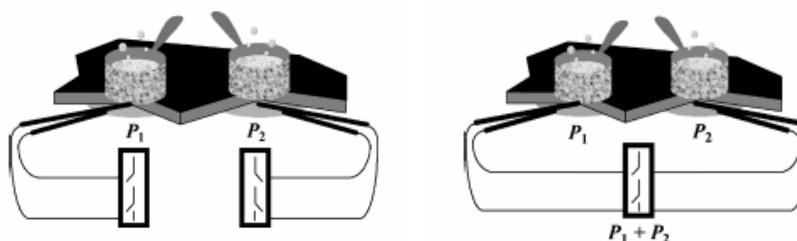


Fig.0-13. Modalità di ripartizione della potenza nel caso di alimentazione di più zone di cottura [45]

Nonostante l'aspetto negativo, il secondo approccio in genere è quello preferito per motivi di comfort e soprattutto economici, anche perchè le ultime soluzioni ideate permettono di attenuare il problema. Costruito con tali specifiche, l'inverter risonante serie con controllo della cancellazione della tensione asimmetrico AVC è fra i primi trattati. Per esso si ricava l'equazione di stato dell'energia e se ne estrae la funzione di controllo, alla quale viene poi assecondata la tecnica di cancellazione asimmetrica. Sulla stessa filosofia è il convertitore risonante serie con principio di funzionamento carico padrone-carico schiavo. Basato sull'uso di condensatori connessi al carico mediante interruttori elettromeccanici attivati per modificare la suddivisione della potenza, il sistema è caratterizzato dall'aver una frequenza variabile ottimizzata per erogare solo la potenza adeguata al carico principale. Per il rimanente invece, la regolazione del riscaldamento viene effettuata mediante la tecnica a modulazione della larghezza d'impulso PWM. Estendendo le precedenti tecniche ad un numero maggiore di induttori elementari, a forma quadrata o rettangolare, è possibile riscaldare in maniera omogenea contenitori per alimenti dalle diverse forme e dimensioni. Il concetto esposto è alla base del principio di funzionamento degli inverter a totale zona di cottura attiva, di recente invenzione e prossimo alla progettazione.

Il **capitolo conclusivo** (cap. 8) è infine dedicato all'implementazione del controllo della potenza di un piano di cottura ad induzione. Al fine di realizzare un algoritmo congruo alla realtà, è indispensabile conoscere il reale comportamento degli avvolgimento induttori per cui l'approccio iniziale non può essere altro che l'analisi del tipo di problema (par. 8.1), utile anche per inquadrare in un contesto ben definito l'argomento in questione e le leggi a cui è soggetto il sistema. Partendo in particolare dalle equazioni di Maxwell, si giunge ad una formulazione scritta in termini del vettore potenziale magnetico, la cui risoluzione richiede l'utilizzo di un metodo agli elementi finiti (FEM). Dato che l'applicazione del FEM richiede come prima fase la costruzione della geometria del modello, viene descritta la composizione dell'induttore e per ogni elemento viene esplicita la sua funzione. Noto l'aspetto costruttivo, si passa successivamente alla descrizione degli interventi eseguiti per ottenere i parametri elettrici desiderati del carico, dei quali interessano in particolare la resistenza e l'induttanza equivalente.



Fig.0-14. Aspetto di un induttore

Una volta esplicitato il modo con cui vengono ottenuti i dati relativi all'induttore, si passa al paragrafo successivo (par. 8.2) per comprendere le modalità con cui vengono acquisite le rimanenti informazioni del piano di cottura ad induzione, necessarie al programma di elaborazione. Sviluppate in ambiente Matlab, le varie functions coprono gli aspetti geometrici, lo stato di ogni zona di cottura, la reale costruzione del piano e le potenze da alimentare. La successiva sezione (par. 8.3) è inerente invece alla necessaria fase di accoppiamento fra le zone di cottura e i carichi, al termine della quale viene realizzata un'unica matrice di uscita contenente i dati verificati. Una volta attribuite le varie pertinenze alle piastre, è necessario non trascurare il fatto che il piano di cottura presenta dei limiti circa la massima potenza erogabile per cui è opportuno che venga eseguita una ripartizione preliminare nel caso essa sia insufficiente (par. 8.4). Conclusa tale operazione, l'ultimo passaggio consiste nella regolazione vera e propria della potenza della zona di cottura, la quale avviene mediante la variazione della frequenza di commutazione e/o del duty cycle. (par. 8.7). Tutti gli algoritmi in questione necessitano tuttavia di un modello valido per il circuito elettrico che, di carattere non lineare in quanto i parametri elettrici del carico dipendono dalla frequenza e dalla corrente di alimentazione, richiede per la sua risoluzione il metodo di Newton-Raphson (par. 8.6). Considerato che per motivi computazionali e pratici non è possibile effettuare un campionamento dei dati dell'induttore per ogni frequenza esaminata dal precedente algoritmo, l'unica alternativa è quella di effettuare un'interpolazione spline adeguatamente accurata (par. 8.5). L'analisi dei risultati ottenuti in queste ultime tre sezioni porta alla realizzazione di un modello per il circuito elettrico composto da un generatore fittizio, approssimato alla realtà con l'introduzione di una caratteristica tensione-corrente ottenuta direttamente da dati ricavati da simulazioni sperimentali compiute sugli stessi induttori esaminati. La validità dell'approccio viene confermata dai valori esposti nell'ultimo paragrafo (par. 8.8), ottenuti per varie combinazioni di risoluzione.

CAP:1 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La cottura ad induzione è una metodologia di cottura innovativa che permette di cucinare gli alimenti in modo più efficiente e con una maggiore precisione. Il caratteristico principio di funzionamento sfrutta come sorgente di alimentazione l'energia elettrica per cui l'argomento in questione necessita un richiamo dei concetti fondamentali dell'elettrotecnica. In particolare deve essere dedicata una certa attenzione all'elettromagnetismo dato che la trasmissione del calore al contenitore degli alimenti avviene direttamente all'interno della pentola tramite un campo magnetico.

1.1 ELEMENTI DI ELETTROMAGNETISMO

La tecnologia ad induzione si distingue dai metodi tradizionali per il fatto che la trasformazione in energia termica dell'energia elettromagnetica avviene direttamente all'interno del contenitore degli alimenti. Il trasferimento dell'energia avviene infatti per mezzo di un campo magnetico prodotto da una corrente alternata a media frequenza (20-100 kHz) o comunque variabile nel tempo circolante in una bobina di eccitazione posta sotto un piano in vetroceramica. La potenza erogata è controllata da un circuito elettronico alimentato dalla rete di distribuzione elettrica e opportunamente distanziato e schermato dal piano di cottura.

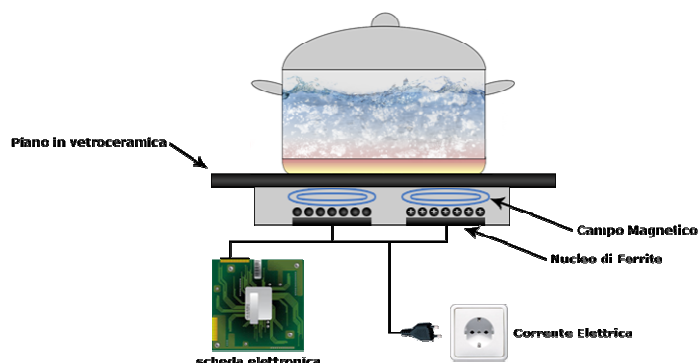


Fig.1-1. Piano ad induzione [1]

Il principio di funzionamento di un fornello ad induzione consiste dunque nell'apportare il calore necessario alla cottura mediante un flusso magnetico variabile nel tempo. In base alla legge di Faraday-Neumann o legge di Faraday-Henry, l'effetto di questa variazione è quello di produrre una forza elettromotrice

$$e_{lc}(t) = -\frac{d\varphi_c(t)}{dt} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot \vec{n} dS$$

e di conseguenza delle correnti indotte che, sebbene nella maggioranza delle applicazioni siano considerate dannose o comunque indesiderate in quanto ad esse sono associati fenomeni dissipativi, sono fondamentali in questo metodo di cottura per il notevole calore che generano.

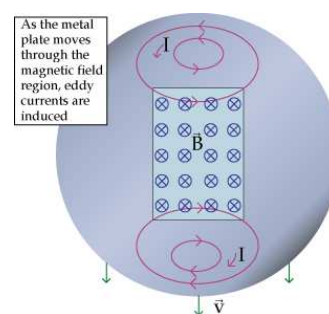


Fig.1-2. Correnti di Foucault [2]

Note nel campo elettrotecnico anche con il nome di correnti parassite o di Foucault, esse in assenza di forze o campi esterni assumono un movimento circolare a vortice ed essendo di natura alternata sono soggette all'effetto pelle per cui tendono ad addensarsi in prossimità della superficie esterna del materiale. Di conseguenza la densità di corrente non è più uniforme ma decresce esponenzialmente man mano che si penetra verso l'interno della pentola secondo la relazione

$$J = J_0 e^{-d/\delta}$$

dove J_0 è la densità della corrente sulla superficie del conduttore e δ è lo spessore di penetrazione della corrente dato dalla

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu\gamma}}$$

nella quale si è indicato con

- ρ , la resistività del materiale;
- ω , la frequenza angolare o pulsazione della corrente;
- μ , la permeabilità magnetica assoluta del materiale;
- f , la frequenza della corrente;
- γ , la conducibilità elettrica del materiale.

La concentrazione della maggior parte delle correnti all'interno della fascia delimitata dallo spessore di penetrazione comporta di fatto una diminuzione dell'area del tubo di flusso S e quindi una maggiore resistenza incontrata dal moto degli elettroni nell'attraversare il reticolo cristallino del materiale. La maggiore frizione fra le particelle cariche e gli atomi del materiale dà luogo ad un ulteriore incremento della potenza dissipata per effetto Joule che si traduce in un cospicuo aumento desiderato della temperatura.

$$P = RI^2 = \rho \frac{l}{S} I^2 .$$

L'entità delle perdite dissipate per correnti parassite può essere espressa anche in termini della frequenza e del campo magnetico e in tal caso è data dalla relazione:

$$P_{cp} = k_p f^2 B_m^2$$

per cui il fenomeno si accentua:

- incrementando l'intensità del campo magnetico applicato e la sua frequenza;
- adottando materiali per i quali vi sia un buon compromesso fra la loro conducibilità, necessaria per favorire il passaggio delle correnti parassite, e la loro resistività indispensabile per generare calore;
- utilizzando fondi massicci o comunque non laminati in quanto con la laminazione gli elettroni non possono attraversare lo strato isolante tra i lamierini;
- aumentando il movimento relativo tra il campo magnetico e la pentola;
- utilizzando contenitori a simmetria circolare per favorire lo scorrere delle correnti.

1.2 TRASMISSIONE DEL CALORE

Ogni corpo esistente in natura possiede una certa temperatura e dunque una certa energia cinetica E_C vista la proporzionalità che lega le due grandezze. Il valore medio di E_C tiene conto dei movimenti di traslazione, di rotazione e di vibrazione degli atomi ed è espresso dalla

$$E_C = \frac{3}{2}kT$$

dove con il termine k si indica la costante di Boltzmann e con T la temperatura assoluta.

Essendo in movimento, le inevitabili collisioni che si verificano fra le particelle delle varie sostanze danno luogo ad un trasferimento di energia dalle molecole più energetiche a quelle meno energetiche. Il calore non è altro che la manifestazione a livello macroscopico di questo scambio e pertanto è per definizione una forma di energia in transito non associabile come tale allo stato del sistema o ad una configurazione di equilibrio termodinamico. La mutua interazione fra le particelle, essendo soggetta ai principi della termodinamica, non altera la quantità complessiva di energia scambiata e avviene nella direzione delle temperature decrescenti. Requisito essenziale per l'esistenza di tale fenomeno è pertanto la presenza di una differenza di temperatura, ovvero di un gradiente, visto che questo evento per sua natura tende a portare il sistema complessivo verso una situazione di equilibrio. I fattori di rilievo di questa trasmissione, della quale risultano interessanti la determinazione della velocità di propagazione del calore e la variazione di temperatura, sono la geometria e soprattutto le caratteristiche dei corpi interessati in quanto vanno ad incidere sull'entità della potenza termica scambiata. La legge che descrive la trasmissione del calore è una semplice equazione di diffusione in cui la quantità che diffonde è la temperatura e la cui espressione è data dalla:

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial \tau} + \text{div}(-\mu \cdot \nabla \vartheta) + \beta \cdot \nabla \vartheta + \sigma \vartheta = S$$

dove:

- μ è una funzione regolare;
- β è un campo (anche non costante) di trasporto in cui l'incognita è immersa;
- σ è il termine di reazione;
- S è la sorgente di calore.

In genere la propagazione del calore avviene per conduzione, convezione ed irraggiamento; la loro presenza è strettamente dipendente dallo stato del materiale, dalle caratteristiche della superficie, dal reticolo cristallino, dalla presenza o meno di un moto, etc. A causa di questi numerosi fattori nella maggior parte dei casi è possibile trascurare una o più modalità e pertanto, al fine di comprendere l'influenza più o meno marcata che ciascun meccanismo di trasmissione di calore ha sui vari sistemi, è utile esaminarlo separatamente.

1.2.1 CONDUZIONE TERMICA

La conduzione termica è un trasferimento di energia cinetica che si realizza per effetto dell'interazione fra particelle dotate di energie interne differenti appartenenti a zone limitrofe del materiale. La propagazione avviene per urti, dunque per contatto molecolare diretto, per cui viene trasferita energia attraverso la materia senza movimento macroscopico della stessa.

In particolare, nei materiali metallici, il fenomeno è principalmente dovuto alla diffusione delle particelle cariche dato che è trascurabile il contributo dell'oscillazione elastica del reticolo cristallino. La potenza termica trasmessa è data dalla legge di Fourier,

$$\bar{q}_{cond} = \frac{\partial Q}{\partial \tau} = - \int_A \lambda_{\mu\nu} \nabla \vartheta \cdot dA = - \lambda A \frac{\partial \vartheta}{\partial x}$$

la quale afferma che il flusso di calore è dato dall'integrale del prodotto fra il tensore della conducibilità termica λ e ∇U effettuato sull'intera superficie che delimita il volume infinitesimo in esame. In mezzi isotropi, omogenei e uniformi il tensore diventa una semplice costante in quanto λ dipende solo dal tipo di struttura del materiale, ovvero dalla forma del reticolo cristallino. Questo coefficiente, essendo il rapporto fra il flusso di calore e il gradiente di temperatura che provoca il passaggio dello stesso, dà in pratica un'indicazione dell'attitudine di una sostanza ad assorbire e a rilasciare l'energia in condizioni stazionarie. Dipendente dalla temperatura, il campo di variazione di questo valore è estremamente notevole ma in generale si può affermare che la conducibilità termica:

Tab.1-1. Conducibilità termica materiali [3]

- nei gas, aumenta all'aumentare della temperatura e al diminuire della massa molare secondo la relazione $\lambda \propto \sqrt{T/M}$, mentre può essere ritenuta indipendente dalla pressione;
- nei liquidi, diminuisce all'aumentare della massa molare e della temperatura (fatta eccezione per l'acqua);
- nei solidi, si ottiene sommando gli effetti della conduzione di calore dovuta sia alle onde di vibrazione del reticolo prodotte dal movimento vibratorio delle molecole, sia all'energia trasportata dal flusso libero di elettroni.

MATERIALE	CONDUCIBILITA' TERMICA W/(m°C)
DIAMANTE	2300
ARGENTO	429
RAME	401
ORO	317
ALLUMINIO	237
FERRO	80,2
MERCURIO	8,54
VETRO	0,78
ACQUA	0,613
LEGNO	0,17
ELIO	0,152
GOMMA	0,13
ARIA	0,026

Nell'ultimo caso λ dipende essenzialmente dalla composizione di reticolo, ovvero dalla posizione assunta dalle molecole che lo costituiscono, e proprio per questo motivo va di pari passo con la conducibilità elettrica. Come noto, questo parametro assume valori elevati nei metalli puri e infatti, come si può osservare dalla figura Fig.1-3, questi elementi ad eccezione del diamante sono gli unici ad essere ad elevata conducibilità.

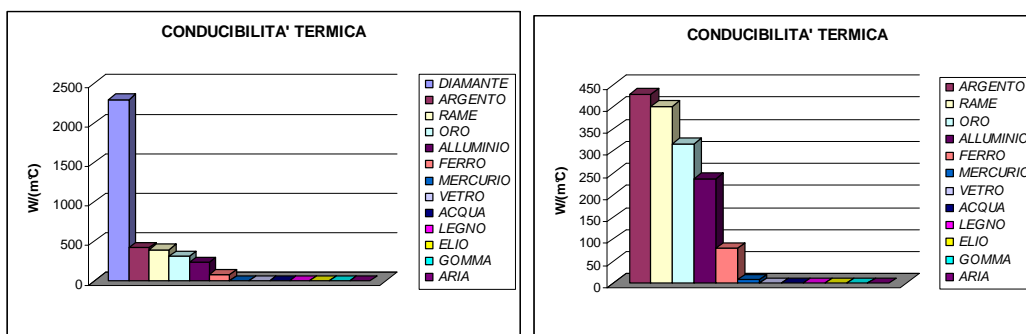


Fig.1-3. Confronto conducibilità termica di alcuni materiali

1.2.2 CONVEZIONE

La convezione a differenza delle altre tipologie non dipende esclusivamente da gradienti di temperatura in quanto è una modalità di trasmissione di energia data dalla combinazione degli effetti di conduzione e trasporto di massa che si verifica quando un fluido entra in contatto con un corpo solido la cui temperatura è maggiore di quella del fluido stesso. Alla base del processo di scambio termico vi è dunque la presenza necessaria di un moto convettivo caratterizzato da un alto grado di miscelazione e causato o dalla forza di gravità o da un gradiente di pressione. Nell'ultimo caso la differenza di pressione si crea perché aumentando di temperatura il fluido a contatto con l'oggetto si espande. La conseguente diminuzione di densità induce delle forze ascensionali che spostano il fluido meno denso verso l'alto per effetto della spinta di Archimede. In tal caso la convezione si dice naturale o libera e si differenzia da quella forzata causata dall'azione di dispositivi esterni.

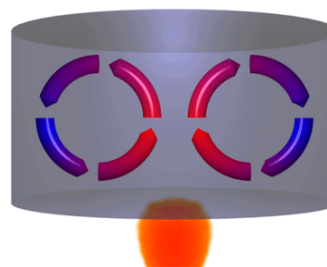


Fig.1-4. Moto convettivo [2]

La potenza termica trasmessa per convezione, ovvero la quantità di calore trasmessa, aumenta con la velocità del moto e, secondo la legge di Newton, è direttamente proporzionale alla differenza di temperatura:

$$\bar{q}_{conv} = \frac{\partial Q}{\partial \tau} = hA(T_s - T_\infty)$$

dove T_s è la temperatura della superficie e T_∞ è la temperatura del fluido a distanza sufficientemente grande dalla superficie. Un parametro rilevante è il coefficiente h di trasmissione del calore per convezione il cui valore dipende da tutte le variabili che influenzano la convezione quali la geometria della superficie, la natura del moto, le proprietà e la velocità del fluido.

Esso dunque non è una proprietà del fluido ma è un parametro determinato sperimentalmente ed estremamente variabile.

Tab.1-2. Coefficiente di scambio termico convettivo a seconda del tipo di convezione [3]

TIPO DI CONVEZIONE	COEFFICIENTE DI SCAMBIO TERMICO CONVETTIVO W/(m²°C)
CONVEZIONE LIBERA DEI GAS	2-25
CONVEZIONE LIBERA DEI LIQUIDI	10-1000
CONVEZIONE FORZATA DEI GAS	25-250
CONVEZIONE FORZATA DEI LIQUIDI	50-20000
EBOLLIZIONE E CONDENSAZIONE	2500-100000

1.2.3 IRRAGGIAMENTO

L'irraggiamento è un trasferimento di energia tra due corpi che avviene per emissione, propagazione e assorbimento di onde elettromagnetiche generate dalle modificazioni nelle configurazioni elettroniche degli atomi o delle molecole che, eccitati dall'agitazione termica, si diseccitano emettendo fotoni di lunghezza d'onda proporzionale alla loro temperatura. Al contrario della conduzione e della convezione, questa modalità di propagazione non richiede la presenza di un mezzo interposto, avviene alla velocità della luce e non subisce attenuazioni nel vuoto. E' dunque un fenomeno che può avvenire a distanza e che riguarda tutti i corpi a temperatura superiore allo zero assoluto. Infatti, secondo la legge di Stefan-Boltzmann, la massima quantità di radiazione termica che un corpo può emettere è data da

$$\bar{q}_{\max} = \frac{\partial Q}{\partial \tau} = \sigma A T_s^4$$

dove σ è una costante pari a $\sigma = 5.67 \times 10^{-8} \frac{W}{m^2 \cdot K^4}$ e A è la superficie interessata.

In realtà il flusso di energia non avviene solo dal corpo a temperatura maggiore verso quello a temperatura minore in quanto ciò porterebbe tutte le sostanze allo zero assoluto. La propagazione del calore, seppure in quantità differenti, avviene infatti in entrambe le direzioni e questo processo termina al raggiungimento di una situazione di equilibrio nella quale l'energia irradiata e quella assorbita si compensano. La potenza termica netta scambiata da due superficie durante questo trasferimento è data pertanto dalla differenza tra la potenza termica radiante e quella assorbita:

$$\bar{q}_{irr} = \frac{\partial Q}{\partial \tau} = \epsilon \sigma A (T_s^4 - T_c^4)$$

dove ϵ è l'emissività ($0 \leq \epsilon \leq 1$) e T_s e T_c sono le temperature assolute rispettivamente della superficie contenuta e di quella contenente di area molto più grande o del corpo nero. In generale la sua determinazione è particolarmente complicata in quanto dipende dalla frequenza della radiazione, dalla natura del mezzo, dalle caratteristiche delle superfici e dal loro orientamento relativo. Alla luce di quanto appena visto le varie modalità non possono essere tutte e tre contemporaneamente presenti all'interno di uno stesso sistema e ciò è dovuto al fatto che la distinzione fra la conduzione e la convezione in effetti non è così netta. La convezione infatti può essere vista come un meccanismo combinato di conduzione termica e movimento di un fluido, e d'altra parte in un fluido la conduzione può essere vista come un caso particolare di convezione corrispondente all'assenza di qualsiasi moto convettivo. Pertanto, nel caso di trasmissione di calore in un fluido non vi possono essere entrambe le modalità. Nel vuoto poi si ha propagazione di calore solo per irraggiamento, dal momento che la conduzione e la convezione richiedono la presenza di un mezzo materiale. Ciò però non esclude che in un sistema composto da più sistemi adiacenti sia possibile riscontrare la presenza di tutte e tre le tipologie di trasmissione o che l'irraggiamento possa avvenire in parallelo alla conduzione o alla convezione se vi è trasporto di massa. In questi casi la potenza termica complessiva si determina sommando i contributi di entrambe le modalità di scambio termico e questo, unito alla forte variabilità del comportamento di ogni materiale nei confronti di ogni tipologia di trasmissione, agevola il progettista nella realizzazione di soluzioni appropriate che sfruttano la combinazione di questi fenomeni per incrementare o ridurre al minimo la potenza termica scambiata.

Per quanto concerne la cottura ad induzione, il particolare principio di funzionamento richiede di prestare una certa attenzione al fenomeno della conduzione che si verifica all'interno del materiale della pentola. Il successivo passaggio di calore agli alimenti avviene in base al tipo di cottura che si deve effettuare ma tuttavia, viste le temperature in gioco, è possibile escludere a priori l'irraggiamento sebbene di solito questa modalità di trasmissione prevalga sulla conduzione o sulla convezione naturale. Nelle applicazioni poi in cui è necessario il riscaldamento di liquidi, la convezione ha un importante ruolo visto che la presenza di trasporto di massa aumenta la quantità di calore tra la superficie solida e il fluido. In assenza di moti convettivi o con fluidi molto viscosi, la trasmissione del calore tra una superficie solida e il fluido adiacente degenera nella conduzione.

Considerata la possibilità di trascurare la radiazione termica e visto che la convezione richiede anche la conoscenza delle caratteristiche fluidodinamiche del sistema, è possibile ricavare per la trasmissione di calore una seconda formulazione, più specifica della precedente in quanto espressa in termini termodinamici, partendo dall'equazione del bilancio energetico per i sistemi aperti. Seguendo infatti l'approccio usuale secondo cui nell'analizzare un processo risulta conveniente valutare i cambiamenti interni di un sistema in base ai flussi entranti ed uscenti, e utilizzando nella scelta del sistema di riferimento il punto di vista di Lagrange nel quale l'osservatore si muove con la particella, si ottiene dal principio di conservazione dell'energia:

$$DQ_E + DQ_G = DU$$

nella quale le derivate sostanziali possono essere sviluppate come tali nella forma

$$\frac{D}{D\tau} = \frac{\partial}{\partial \tau} + \frac{\partial}{\partial x} u_x + \frac{\partial}{\partial y} u_y + \frac{\partial}{\partial z} u_z$$

e sono dovute al fatto che nel sistema in esame è necessario considerare la presenza di moti convettivi e dunque variazioni sia rispetto al tempo, sia rispetto allo spazio. La variazione di energia interna DU di un sistema chiuso è dunque data dalla somma fra la quantità di calore netta che viene scambiata con l'esterno DQ_E e quella che viene generata al suo interno DQ_G .

Sviluppando i tre termini in base ai riferimenti indicati in figura Fig.1-5

$$dQ_E = -d\tau \int_A \bar{q} \cdot \bar{n} dA = -d\tau \int_V \text{div} \bar{q} dV$$

$$dQ_G = d\tau \int_V H dV$$

$$dU = d\tau \int_V c_v \rho \frac{\partial \vartheta}{\partial t} dV$$

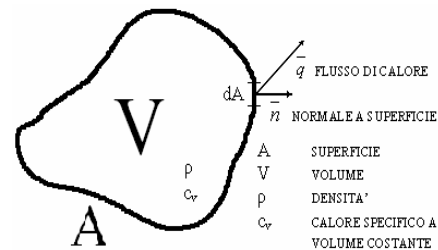


Fig.1-5. Dominio di definizione

dove:

$$H = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{q_g}{\Delta V} \text{ indica l'intensità di generazione interna di calore } q_g;$$

e sommandoli, si ha

$$-d\tau \int_V \operatorname{div} \bar{q} dV + d\tau \int_V H dV = d\tau \int_V c_v \rho \frac{\partial \vartheta}{\partial \tau} dV$$

dalla quale, elidendo il volume infinitesimo $d\tau$, si ottiene l'equazione generale della conduzione del calore:

$$-\operatorname{div} \bar{q} + H = c_v \rho \frac{\partial \vartheta}{\partial \tau}$$

Applicando infine la legge di Fourier $\bar{q} = \lambda \operatorname{grad} \vartheta$, si ottiene:

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial \tau} = \frac{\lambda}{c_v \rho} \nabla^2 \vartheta + \frac{H}{c_v \rho}$$

dove è di un certo rilievo il gruppo $a = \frac{\lambda}{c\rho}$, denominato diffusività termica (o conducibilità

termometrica), indicante l'attitudine di una sostanza a trasmettere una variazione di temperatura e dunque a far diffondere calore all'interno del corpo. Esso è infatti definito come il rapporto fra la conducibilità termica e il prodotto di densità e calore specifico (ovvero la capacità termica), per cui dipende esclusivamente da parametri relativi al materiale di cui è composto e dunque è una caratteristica intrinseca del corpo. Il termine c corrisponde invece alla quantità di calore necessaria per innalzare di un grado centigrado (o kelvin) la temperatura di un'unità di massa del materiale.

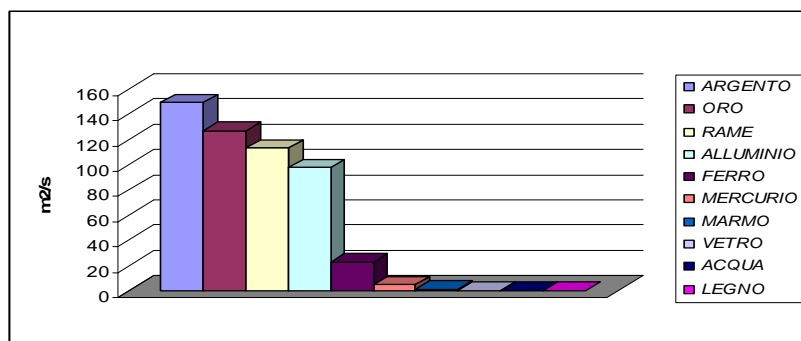


Fig.1-6. Diffusività termica di alcuni materiali

La capacità termica e la temperatura sono dunque concetti legati tra loro e facenti entrambi riferimento all'energia cinetica molecolare, con la differenza che il primo termine ne indica l'ammontare accumulato all'interno del corpo, mentre il secondo è riferito al valore medio. Dal momento che ogni materiale presenta una diversa composizione molecolare vi è una diversa spartizione dell'energia assorbita e di conseguenza a parità di calore fornito non corrisponde un proporzionale aumento dell'energia cinetica. I metalli per esempio aumentano la loro energia cinetica molecolare prontamente e non ne accumulano abbastanza come energia potenziale. In altre parole un corpo con un elevato valore di capacità termica impiega per scaldarsi un tempo maggiore vista la cospicua energia accumulata. In modo duale ciò significa che durante la fase di raffreddamento la temperatura dell'oggetto diminuisce lentamente se confrontata con i materiali a bassa capacità termica.

La legge della conduzione del calore, essendo un'equazione differenziale alle derivate parziali, necessita per una sua risoluzione di condizioni al contorno note, ovvero delle imposizioni in punti della frontiera del dominio. Nel caso termico in esame l'applicazione delle usuali condizioni di Dirichlet e di Neumann risulta possibile rispettivamente quando la temperatura o il flusso di calore hanno sulla superficie dell'oggetto un andamento noto a priori. La precedente formulazione in genere è valida in condizioni di regime transitorio, tuttavia per casi particolari, ad esempio in regime stazionario o in assenza di generazione di calore interno, essa si semplifica nelle equazioni:

- $\frac{\partial \vartheta}{\partial t} = a \nabla^2 \vartheta$ di Fourier, valida in assenza di generazione interna di calore;
- $\nabla^2 \vartheta + \frac{H}{\lambda} = 0$ di Poisson, valida quando la temperatura è costante nel tempo;
- $\nabla^2 \vartheta = 0$ di Laplace, valida nel caso stazionario e in assenza di generazione.

Per quanto concerne l'applicazione del calore agli alimenti è necessario considerare le diverse tecniche di preparazione degli stessi. In particolare per le cotture veloci, vista l'esigenza di cucinare gli alimenti con una certa precisione, è richiesto l'utilizzo di pentole realizzate con materiali ad elevata conducibilità termica capaci di condurre e distribuire il calore uniformemente. Invece, nelle preparazioni a riscaldamento lento e uniforme per le quali è necessario che il calore venga mantenuto a lungo, il requisito essenziale è quello di utilizzare utensili ad elevata capacità termica. In ogni caso si vuole sostanzialmente evitare la formazione di zone a diversa concentrazione di calore come quella rappresentata nella figura Fig.1-7.

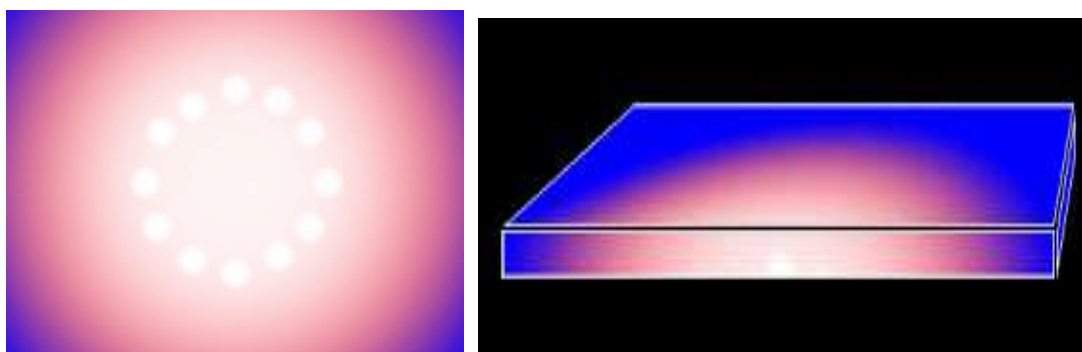


Fig.1-7. Distribuzione del calore in una piastra metallica [4]

Questo inconveniente si presenta in genere con i materiali a bassa conducibilità termica e una possibile soluzione per risolverlo o comunque attenuarlo è quella di utilizzare recipienti con un fondo di spessore maggiore. In questo modo infatti, aumentando la distanza della fonte di calore, si ottiene sulla superficie superiore una minore variazione della temperatura. Ciò tuttavia comporta un aumento notevole del peso e la necessità di impartire molta energia per fornire un'adeguata quantità di calore agli alimenti, da cui il problema di dover utilizzare utensili meno maneggevoli e di vedersi allungare i tempi di cottura. L'unica soluzione pertanto è quella di adottare materiali con elevata conducibilità termica, anche perché in questo modo si ha una più veloce risposta termica, ovvero una maggiore reazione ai cambiamenti della temperatura al variare della potenza impartita dalla fonte di calore.

1.3 MATERIALI

Le pentole utilizzate nella cottura sono realizzate con materiali che trasmettono in maniera efficace il calore generato dal fornello. In genere, fra tutti gli elementi presenti in natura, i metalli sono quelli che possiedono le buone proprietà di conduzione richieste e fra questi l'acciaio, il rame, il ferro e l'alluminio sono quelli maggiormente impiegati vista anche la loro attitudine a soddisfare quelle esigenze estetiche particolarmente gradite a chi le utilizza quotidianamente. Tuttavia passando in rassegna le caratteristiche di questi materiali ci si accorge che non ne esiste uno ottimale per cui è necessario adottare ed ideare delle soluzioni composite a multistrato.

1.3.1 ACCIAIO INOX

Gli acciai inox sono leghe a base di ferro e carbonio che uniscono alle proprietà meccaniche tipiche degli acciai caratteristiche peculiari di resistenza alla corrosione. Essi infatti hanno la possibilità, grazie al contenuto degli elementi di lega, essenzialmente alla percentuale di cromo, di passivarsi, cioè di ricoprirsi di uno strato di ossidi invisibile, di spessore pari a pochi strati atomici che protegge il metallo sottostante dagli attacchi corrosivi. Molto propria è la dizione anglosassone *stainless* derivata dalla capacità di questi materiali di ossidarsi ma non arrugginirsi negli ambienti atmosferici e naturali. Il fenomeno della passivazione avviene per reazione con l'ambiente ossidante grazie alla presenza dell'ossigeno contenuto in aria. La natura dello strato passivante, formato essenzialmente da ossidi/idrossidi di cromo, è autocatrizzante e garantisce la protezione del metallo, anche se localmente si verificano abrasioni o asportazioni della pellicola, qualora la composizione chimica dell'acciaio e la severità del danno siano opportunamente inter-relazionate [2]. Il valore minimo di cromo affinché si possa parlare di acciaio inossidabile è pari all'11%-12% ma per avere un maggiore grado di protezione del film passivo si può arrivare fino al valore massimo del 18%. Nella lega inoltre vi possono essere altri elementi quali il nichel, il molibdeno, il titanio, etc. i quali, con percentuali diverse, conferiscono all'acciaio determinate proprietà. In particolare l'aggiunta di nichel alla lega aumenta la sua resistenza alla corrosione, apporta lucentezza e brillantezza, migliora la robustezza e garantisce una resistenza eccezionale a tutte le temperature. La qualità dell'acciaio inossidabile aumenta proporzionalmente al contenuto di nichel e raggiunge il suo apice quando la concentrazione di tale metallo è pari al valore massimo del 10%. Il top della linea viene denotata con la sigla 18/10 nella quale si indica rispettivamente la proporzione del cromo e del nichel nella lega dell'acciaio inossidabile. Per quanto riguarda l'utilizzo delle pentole in acciaio inossidabile nella cottura a induzione si ha che alcune non lavorano completamente mentre altre si scaldano molto lentamente. Gli acciai inox si dividono tradizionalmente, secondo la loro microstruttura, in tre grandi famiglie: martensitici, ferritici, austenitici. Oltre a queste categorie esistono anche altre due famiglie meno note, il cui impiego è in forte ascesa, per impieghi specifici: gli austeno-ferritici o duplex e gli indurenti per precipitazione.

Gli INOSSIDABILI MARTENSITICI sono leghe al cromo (dall'11% al 18% circa) con carbonio relativamente elevato, contenenti piccole quantità di altri elementi. Tipici elementi in essi presenti sono il manganese, il silicio, il cromo e il molibdeno; può essere aggiunto zolfo se si necessita di truciolabilità. L'acciaio inox martensitico ha caratteristiche meccaniche molto elevate ed è ben lavorabile alle macchine, è l'unico acciaio inox che può prendere la tempratura e pertanto aumentare le sue proprietà meccaniche. Essendo magnetico si presta bene per la cottura a induzione.

Gli ACCIAI FERRITICI sono acciai inossidabili al solo cromo (variabile dall'11% al 30%) aventi struttura cubica a corpo centrato. Rispetto ai martensitici hanno un minor tenore di carbonio e non possono innalzare le loro caratteristiche meccaniche per mezzo di trattamenti termici. Alla lega possono essere aggiunti altri elementi come il molibdeno, l'alluminio per aumentare la resistenza all'ossidazione a caldo, lo zolfo per facilitare la lavorabilità. Questi acciai presentano una modesta resistenza alla corrosione (legata alla percentuale di cromo nella lega) e sono magnetizzabili, dunque accettabili per le applicazioni di cottura ad induzione. Presentano però difficoltà nella lavorazione, in particolare non sono temprabili e hanno una scarsa saldabilità in quanto, surriscaldandoli, avviene l'ingrossamento del grano cristallino a causa del cromo. Gli impieghi più comuni sono vasellame o posateria di bassa qualità, acquai, lavelli e finiture per l'edilizia. In lamiere sottili si usano per rivestimenti, piastre per ponti navali, sfioratori, trasportatori a catena, estrattori di fumi e depolverizzatori.

L'acciaio INOX AUSTENITICO è un acciaio a struttura cubica a facce centrate, contenente nichel e cromo in percentuale tale da conservare la struttura austenitica anche a temperatura ambiente. La classificazione del tipo di lega viene effettuata in base alla quantità di Ni e di Cr, secondo quanto indicato nella Tab.1-3.

Tab.1-3. Denominazione di alcuni acciai in base alla loro composizione [2]

% Cr	% Ni	ASTM	UNI
18	8	304, 316	X8CN1910, X3CN1911
18	10	321, 347, 348	X8CNT1810, X8CNNb1811
18	13	317	X8CND1712
23	12	309	
25	20	310	X8CN2520

La composizione base dell'acciaio inox austenitico è il 18% di Cr e l'8% di Ni, codificata in 18/8. Una percentuale del 2-3% di molibdeno assicura una miglior resistenza alla corrosione (acciaio 18/8/3). Il contenuto di carbonio è basso (0,08% max di C), ma esistono anche acciai inox austenitici dolci (0,03% di C max). L'acciaio inox austenitico può essere stabilizzato con titanio o niobio per evitare una forma di corrosione nell'area delle saldature. Considerando la notevole percentuale di componenti pregiati (Ni, Cr, Ti, Nb, Ta), gli acciai inox austenitici sono fra i più costosi tra gli acciai di uso comune.

Le proprietà fondamentali sono:

1. ottima resistenza alla corrosione;
2. facilità di ripulitura e ottimo coefficiente igienico;
3. facilmente lavorabile, forgiabile e saldabile;
4. incrudibile se lavorato a freddo e non tramite trattamento termico;
5. in condizione di totale ricottura non si magnetizza.

Vista la dimensione dei grani sensibilmente più elevata di quella degli acciai ferritici da costruzione, gli acciai austenitici sono resistenti allo scorrimento viscoso e perciò nella realizzazione di recipienti a pressione sono quelli che possono essere utilizzati alle temperature più elevate (600 °C). Gli impieghi di questi acciai sono molto vasti: pentole e servizi domestici, finiture architettoniche, mattatoi, fabbriche di birra, lattine per bibite e prodotti alimentari, etc. Per contro gli austenitici presentano importanti limitazioni in quanto:

1. la massima temperatura cui possono essere trattati è di 925 °C;
2. a bassa temperatura la resistenza alla corrosione diminuisce drasticamente: gli acidi rompono il film di ossido e ciò provoca corrosione generica in questi acciai;
3. nelle fessure e nelle zone protette la quantità di ossigeno può non essere sufficiente alla conservazione della pellicola di ossido, con conseguente corrosione interstiziale;
4. gli ioni degli alogenuri, specie l'anione (Cl⁻), spezzano il film passivante sugli acciai inox austenitici e provocano la cosiddetta corrosione ad alveoli, definita in gergo pitting corrosion.

Infine, per quanto concerne la cottura ad induzione questo tipo di lega non può essere utilizzato dato che l'austenite è paramagnetica.

Gli ACCIAI DUPLEX presentano una struttura mista di austenite e di ferrite per il fatto che nella lega vi sono quantità di cromo (18%-26%) e di nichel (4,5%-6,5%) insufficienti per determinare una struttura microcristallina totalmente austenitica (che quindi rimane in parte ferritica). Quasi tutte le varianti contengono fra il 2,5% e il 3% di molibdeno. Le proprietà fondamentali sono:

1. struttura microcristallina peculiare nota come duplex, austenitica e ferritica, che conferisce più resistenza alle rotture per tensocorrosione;
2. maggior grado di passivazione per il più alto tenore di cromo (e la presenza del molibdeno) e quindi miglior resistenza alla corrosione puntiforme (pitting) rispetto agli acciai 18/8;
3. saldabilità e forgiabilità buone;
4. alta resistenza a trazione ed allo snervamento.

Gli ACCIAI INOX INDURENTI PER PRECIPITAZIONE presentano notevoli proprietà meccaniche ottenute mediante particolari trattamenti termici di invecchiamento. Inoltre possiedono una resistenza alla corrosione paragonabile a quella degli acciai austenitici classici, a parità di cromo e molibdeno. In commercio si possono trovare altre leghe che vengono utilizzate per impieghi specifici e che si ottengono con l'aggiunta di metalli particolari, con maggiori quantità di leganti o con diverse percentuali degli elementi base. In tal modo si possono per esempio raggiungere elevate temperature in condizioni ossidanti e una maggiore resistenza all'ossidazione, alla corrosione alveolare, alla rottura alla tensocorrosione. Inoltre esse vengono create allo scopo di eliminare o comunque diminuire le debolezze delle altre leghe, oppure per migliorare la saldabilità.

Nascono così l'acciaio inox ad alta temperatura, l'acciaio inox superferritico, le leghe inox austenitiche. In particolare le ultime, ideate per alte prestazioni, sono prodotte con alte percentuali di leganti (oltre il 50% in peso) e in pratica possono essere considerate come un ampliamento degli acciai inox austenitici tradizionali. Esse in particolare sono nate per coprire le debolezze di questi ultimi in fatto di resistenza alla corrosione, sia alveolare che tensocorrosione e sono costituite da cromo (20-27%), nichel (25-42%) e molibdeno (3-6%).

Tab.1-4. Tabella riassuntiva delle caratteristiche dell'acciaio

ACCIAIO	
PRO	puro o con rame o alluminio, ha un costo moderato resistente alla corrosione facile da pulire
CONTRO	se puro, è il peggiore materiale per cucinare viste le sue scarse proprietà termiche il sale può causare col tempo l'effetto pitting conducibilità termica estremamente bassa>distribuzione calore non uniforme bassa capacità termica
MIGLIORE USO	CON ALLUMINIO O RAME E' UNO DEI MIGLIORI MATERIALI PER CUCINARE PER DURATA, FACILITA' DI CURA, CONTROLLO VISIVO DELLA COTTURA

1.3.2 RAME

Il rame è un metallo rosato o rossastro, di conducibilità elettrica e termica elevatissime, superate solo da quelle dell'argento; è molto resistente alla corrosione, è impermeabile ai gas e non invecchia se esposto alla radiazione solare. Inoltre è facilmente lavorabile, estremamente duttile e malleabile, può essere facilmente riciclato e i suoi rottami hanno un alto valore di recupero e si combina con altri metalli a formare numerose leghe metalliche. (le più comuni sono il bronzo e l'ottone). Non essendo ferroso, non è magnetico e dunque non lavora bene con la cottura a induzione. Escluso questo impiego, il rame per le varie proprietà viene utilizzato in un vasto campo di applicazioni, per esempio nella produzione e nell'utilizzo dell'energia elettrica, nella manifattura dei circuiti stampati per elettronica, negli scambiatori di calore, nei pannelli solari e nel trasporto di acqua potabile, gas combustibili, gas medicali, acqua per il riscaldamento e fluidi per condizionamento e refrigerazione. A fronte di tutto ciò è necessario assumere delle precauzioni in quanto tutti i composti del rame devono essere considerati tossici essendo la dose complessiva giornaliera massima tollerabile riportata dal DRI pari a 10 mg al giorno.

Tab.1-5. Tabella riassuntiva delle caratteristiche del rame

RAME	
PRO	elevata diffusività termica con abbastanza spessore, le pentole si scaldano abbastanza uniformemente estremamente reattivo
CONTRO	pesante estremamente costoso la superficie può ossidarsi, perdere la lucentezza o graffiarsi le pentole si possono raffreddare molto velocemente una volta tolte dal calore cucinando direttamente sul rame si possono assorbire quantità indesiderabili del metallo
MIGLIORE USO	RICOPERTO CON STAGNO, NICHEL O ACCIAIO INOSSIDABILE, E' ECCELLENTE PER TUTTI GLI USI

1.3.3 FERRO

Il ferro è un elemento estremamente importante nella tecnologia per le sue caratteristiche meccaniche, la sua lavorabilità e in tempi recenti per le leghe da esso derivate, la ghisa e l'acciaio. La sua abbondanza in natura e dunque il suo basso costo lo rende il metallo più in assoluto usato dall'umanità coprendo il 95% della produzione di metalli del mondo. Inoltre per la sua resistenza nella forma detta acciaio è un materiale da costruzione indispensabile e per le sue spiccate proprietà magnetiche è particolarmente adatto alla cottura a induzione. I composti del ferro più utilizzati comprendono:

1. la ghisa di prima fusione che, contenente tra il 4% e il 5% di carbonio e quantità variabili di diverse impurezze quali lo zolfo, il silicio ed il fosforo viene impiegata principalmente come intermedio nella produzione di ghisa di seconda fusione e di acciaio;
2. la ghisa di seconda fusione, cioè la ghisa vera e propria, che, contenente tra il 2% ed il 3% di carbonio e livelli inferiori delle impurezze sopra menzionate, ha un punto di fusione compreso tra 1150 °C e 1200 °C ed è estremamente dura e fragile;
3. l'acciaio al carbonio, che contiene tra lo 0,5% e l'1% di carbonio;
4. il ferro comune, materiale duro e malleabile contenente meno dello 0,5% di carbonio;
5. il ferro Armco che, particolarmente puro, viene prodotto con particolari procedimenti ed è impiegato dove si richiede una elevatissima permeabilità magnetica ed una isteresi magnetica trascurabile;
6. gli acciai speciali, nella cui lega oltre al carbonio compaiono in percentuali diverse altri metalli quali il cromo, il vanadio, il molibdeno, il nichel e il manganese per conferir loro particolari caratteristiche di resistenza fisica o chimica;
7. l'ossido di ferro (III), usato per le sue proprietà magnetiche come materiale per la produzione di supporti di memorizzazione.

Per quanto concerne le precauzioni da tenere con questo metallo è necessario sapere che un apporto eccessivo di ferro oltre le dosi quotidiane consigliate può produrre disturbi ed è tossico perché l'eccesso di ioni ferro (II) reagisce con i perossidi nel corpo formando radicali liberi. Livelli normali comunque di ferro non sono problematici in quanto i meccanismi anti-ossidanti del corpo riescono a mantenere il livello di radicali liberi sotto controllo.

Tab.1-6. Tabella riassuntiva delle caratteristiche del ferro

FERRO	
PRO	economico se puro capacità termica elevata distribuzione di calore uniforme
CONTRO	può essere costoso se smaltato maggiore tempo per scaldarsi a causa dell'elevata capacità termica sebbene estremamente duro, si può rompere se sottoposto ad uno shock termico
MIGLIORE USO	COTTURA A VAPORE

1.3.4 ALLUMINIO

L'alluminio è uno degli elementi più abbondanti sulla terra ma in natura è molto raro in forma libera essendo sempre combinato con altri elementi. Si estrae principalmente dai minerali di bauxite, roccia rosso bruno o giallo dalla composizione molto variabile a seconda dei giacimenti, in quanto l'estrazione dall'argilla è un processo costoso. E' un metallo duttile, tenero, leggero ma resistente, con un aspetto grigio argento a causa del sottile strato di ossidazione che si forma rapidamente quando è esposto all'aria e che previene la corrosione. Di elevata resistenza all'ossidazione, ha un basso peso specifico (pari a circa un terzo di quello dell'acciaio o delle leghe di rame) ed è facilmente lavorabile.

L'alluminio si presta molto bene alla formazione di leghe con piccole quantità di rame, magnesio, manganese, silicio ma possono essere aggiunti anche elementi correttivi per scopi particolari coprendo in tal modo un'ampia gamma di proprietà utili. Le caratteristiche di questo elemento infatti cambiano radicalmente quando si combina con altri metalli. Sebbene le leghe metalliche abbiano caratteristiche e funzioni specifiche, esse presentano alcune peculiarità in comune:

1. bassa temperatura di fusione compresa tra i 510 °C ed i 650 °C;
2. basso peso specifico, compreso tra 2,66 e 2,85 gr/cm³;
3. elevatissima conducibilità elettrica e termica;
4. contenuto di alluminio maggiore del 95%.

Esse vengono impiegate nei campi delle costruzioni ma ci sono anche applicazioni riguardanti l'imballaggio e le linee di trasmissione elettrica (a causa del suo peso leggero, anche se la sua conduttività elettrica è solo il 60% di quella del rame).

Come per la maggior parte dei metalli, anche per l'alluminio si devono assumere delle precauzioni; esso infatti puro in polvere è facilmente infiammabile all'aria e molto reattivo in acqua. Inoltre si deve considerare che una bassa percentuale della popolazione è allergica a questo metallo e sperimenta dermatiti da contatto, problemi digestivi e incapacità di assorbire sostanze nutritive dagli alimenti cotti in contenitori realizzati con questo materiale. Per le altre persone l'alluminio non è considerato tossico come i metalli pesanti, ma esistono prove di tossicità se consumato in quantitativi eccessivi. Comunque l'uso di pentole in alluminio, popolare a causa della sua resistenza alla corrosione e alla buona conduzione del calore, non ha mostrato effetti tossici di alcun tipo. Infine è da lungo sospettato che l'alluminio possa contribuire alla formazione del morbo di Alzheimer, anche se questa ipotesi è stata recentemente confutata.

Tab.1-7. Tabella riassuntiva delle caratteristiche dell'alluminio

ALLUMINIO	
PRO	economico se puro ottime proprietà termiche
CONTRO	costoso se ricoperto di acciaio inossidabile altamente reattivo con gli alimenti acidi densità bassa > maggiore spessore per aumentare la capacità termica senza essere rivestito con acciaio inossidabile, si può deformare con l'elevato calore propenso a graffiarsi
MIGLIORE USO	ALLUMINIO PURO OTTIMO PER TUTTI GLI ALIMENTI NON ACIDI
	ALLUMINIO RICOPERTO ECCELLENTE PER TUTTI GLI SCOPI SE DISCRETAMENTE SPESSO

1.4 SOLUZIONI REALIZZATIVE

Il mercato propone una vasta gamma di pentole, di diverse forme e dimensioni, realizzate con svariati materiali. Ciò permette di facilitare la scelta del set di pentole adeguato nonostante all'interno degli ambienti dedicati alla cottura si trovi facilmente un surplus di contenitori per gli alimenti inutile. Ovviamente la considerazione precedente trova sempre una giustificazione in quanto dipende da numerosi fattori, molti dei quali soggettivi, per cui l'argomento può essere soggetto solo ad una critica relativa. Rimanendo tuttavia in un punto di vista strettamente tecnico, l'individuazione del minimo set di pentole indispensabile non può prescindere dalla metodologia di preparazione dei vari alimenti. In tale ambito è doveroso effettuare una distinzione fra le cotture veloci, nelle quali è fondamentale la precisione, e quelle che richiedono un lento processo di cottura. In relazione a questi fattori, è poi indispensabile determinare la forma e il materiale più adatti, tenendo conto che in base al primo punto è possibile suddividere le pentole in casseruole o tegami e padelle. Le prime hanno bordi alti e servono per cuocere alimenti liquidi e/o voluminosi che non possono essere contenuti in una pentola a bordo basso mentre le seconde hanno il bordo basso, più o meno verticale a seconda degli utilizzi, e sono adatte per preparare tutti gli alimenti che non necessitano o che sarebbero addirittura ostacolati dall'utilizzo di una casseruola.

Per quanto riguarda il materiale, l'exkursus del paragrafo precedente sui metalli utilizzati generalmente per le pentole porta alla conclusione che indipendentemente dalla metodologia di cottura nessuno di essi possiede caratteristiche adatte alla cottura in quanto vi sono invariabilmente seri compromessi fra le qualità di trasferimento del calore e le qualità strutturali o viceversa. Senza dubbio il rame e l'alluminio presentano maggiori prestazioni nel mantenere la temperatura e nel rilasciare l'energia, rispettivamente per le loro elevate capacità e conducibilità termica, come si può osservare dalla tabella sottostante. D'altra parte, dato che non si devono solo guardare le proprietà dei metalli ma anche l'entità con cui essi possono intossicare il corpo umano o alterare gli alimenti, si devono utilizzare materiali non reattivi o comunque a bassa reattività. Da questo punto di vista sfortunatamente l'alluminio e il rame reagiscono rapidamente mentre quello meno reattivo, l'acciaio inox, è un cattivo conduttore di calore. Il problema nell'utilizzare questa soluzione potrebbe essere ridotto aumentando lo spessore della pentola ma in questo modo diminuisce la maneggevolezza visto l'aumento notevole del peso dovuto all'elevata densità di questa lega. L'ideale dunque sarebbe quello di avere un elemento con le qualità strutturali e di bassa reattività come quelle dell'acciaio inox unite a quelle relative alla trasmissione del calore come il rame o l'alluminio.

Tab.1-8. Tabella riassuntiva delle proprietà elettriche e termiche di alcuni materiali

	DENSITA'	CALORE SPECIFICO	CONDUCIBILITA' TERMICA	CAPACITA' TERMICA	PERMEABILITA' MAGNETICA RELATIVA
	kg/m ³	J/KgK	W/mK	J/K	
ACCIAIO	7800	502	16	3916	450
ALLUMINIO	2600-2750	880	236	2288	1+(2,3E-05)
FERRO	7880	444-490	73	3498	2,00E+05
RAME	8890-8930	385	390	3388	1-8,9E-06

Siccome un siffatto elemento non esiste in natura, una soluzione possibile è quella di realizzare delle strutture multistrato a sandwich inserendo per esempio uno strato di rame o di alluminio fra due strati esterni di acciaio inossidabile 18/10. Non casualmente in commercio sono molto diffuse le pentole con un fondo a triplo strato, le quali, assorbendo più velocemente il calore, lo distribuiscono in ogni zona del contenitore prima di trasferirlo agli alimenti assicurando in tal modo una cottura rapida e uniforme. Si fa notare poi la non necessità di realizzare anche le pareti in questo modo in quanto ciò non risulta un vantaggio a causa della maggiore dispersione di calore nell'ambiente circostante con conseguente diminuzione del rendimento. Questa considerazione dipende comunque dal processo di cottura e dal tipo di pentola che deve essere utilizzato. Oltre alla tipologia a tre strati, da considerarsi praticamente standard vista la sua elevata diffusione, vi sono poi costruzioni particolari formate con più strati. La pentola in figura Fig. 1-8 ad esempio può essere vista come un sandwich a sei strati nella quale lo strato intermedio è di fatto formato da tre strati separati di alluminio per la distribuzione di calore; lo strato più interno è acciaio 18/10 mentre quello esterno è un acciaio inox 18/10 magnetizzabile.

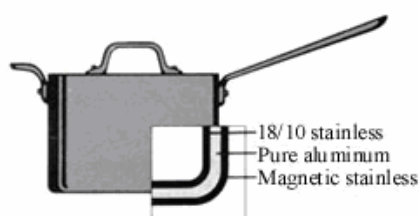


Fig.1-8. Semplice composizione multistrato di un contenitore per alimenti [5]

Sulla base di questa filosofia costruttiva, le principali aziende dedicate alla realizzazione di pentole hanno trovato delle soluzioni, spesso costose, realizzate con elevata diffusività termica e bassa reattività. In particolare la combinazione vincente è quella di combinare la superficie non reattiva dell'acciaio inossidabile con le proprietà termiche del rame o dell'alluminio. Alcune variazioni su questo tema sono l'acciaio o rame rivestito di stagno, l'acciaio inossidabile con un piatto di alluminio o rame, l'acciaio inossidabile rivestito in alluminio o l'acciaio inossidabile rivestito di rame (Tab. 1-9).

Per quanto concerne la cottura a induzione, si devono necessariamente utilizzare pentole a fondo ferroso e con una base liscia, o comunque non deformata o incavata, per avere una più elevata performance in quanto i contenitori per la cottura in vetro, terracotta, ceramica e pyrex non attivano il processo induttivo. E' dunque indispensabile utilizzare il ferro ma questo elemento ha una bassa conducibilità termica e presenta una capacità termica tra le più elevate per cui al massimo può essere utilizzato solo per processi di cottura che non richiedono un rapido cambiamento della temperatura. L'utilizzo del ferro inoltre è sconsigliato per la sua alta reattività e per l'elevata ossidazione di questo elemento con l'aria. Una soluzione alternativa potrebbe essere l'uso di acciai magnetizzabili ad alto contenuto ferritico inox (410 o similari). In questo modo si risolve il problema della resistenza alla corrosione ma permangono gli stessi problemi riscontrati nel caso del ferro visto che questa lega ha anch'essa una elevata capacità termica e un basso coefficiente λ sebbene sia realizzata con materiali ad elevata conducibilità termica. Come nelle normali applicazioni, anche per quella ad induzione è dunque preferibile adottare delle strutture a strato tenendo stavolta presente che per l'effetto pelle le correnti indotte si distribuiscono sul fondo nelle vicinanze della superficie esterna.

Una combinazione ottimale potrebbe essere quella di inserire uno strato di ferro fra l'alluminio e l'acciaio magnetizzabile esterno ottenendo in questo modo, a scapito di un costo maggiore, un prodotto esternamente brillante e lucido, di poca manutenzione e con ottime qualità di cattura, accumulo e trasmissione agli alimenti del calore.

Tab.1-9. Tabella riassuntiva delle caratteristiche di alcune pentole a composizione multistrato

COMBINAZIONE MATERIALI	CARATTERISTICHE
RAME RIVESTITO CON STAGNO	Elevata risposta, il rivestimento può essere soggetto a fondersi, la parte esterna (parte esteriore) del rame richiede una maggiore cura
RAME RIVESTITO CON ACCIAIO INOSSIDABILE	La parte esterna del rame richiede maggiore cura ma dà all'utensile eccellenti proprietà termiche
ALLUMINIO CON RIVESTIMENTO DI ACCIAIO INOSSIDABILE	Lo spesso alluminio fornisce una risposta termica eccellente al sottile acciaio interno
RAME COMPLETAMENTE RIVESTITO DA ACCIAIO	Lo strato di rame può essere più sottile rispetto al rame con rivestimento di acciaio inossidabile; la parte esterna ed interna sono durevoli e facili da mantenere
ALLUMINIO COMPLETAMENTE RIVESTITO DA ACCIAIO INOSSIDABILE	Lo strato di alluminio può essere più sottile rispetto all'alluminio con rivestimento di acciaio inossidabile; la parte esterna ed interna sono durevoli e facili da mantenere
ALLUMINIO CON RIVESTIMENTO IN ACCIAIO INOSSIDABILE E RAME ESTERNO	Le stesse prestazioni come l'alluminio rivestito, ma con le difficoltà nel mantenere il rame
ACCIAIO INOSSIDABILE CON UN DISCO DI RAME	La forma a curva del fondo causa al disco di non entrare a pieno contatto con il fondo della pentola e ciò dà luogo ad una inferiore conduzione di calore se confrontata con il rivestimento di rame
ACCIAIO INOSSIDABILE CON DISCO DI ALLUMINIO	La forma a curva del fondo causa al disco di non entrare a pieno contatto con il fondo della pentola e ciò dà luogo ad una inferiore conduzione di calore se confrontata con il rivestimento di alluminio

CAP: 2 ASPETTI CARATTERISTICI

I piani cottura ad induzione stanno acquisendo nel mercato una crescente competitività nei confronti delle tecnologie tradizionali e ciò si deve essenzialmente ai numerosi aspetti graditi che li caratterizzano e che li rendono unici. La loro continua espansione nella realtà domestica tuttavia non si è sviluppata in maniera uniforme dato che in alcuni Paesi ha assunto delle proporzioni rilevanti mentre in altri, seppure tecnologicamente avanzati, la loro esistenza è praticamente nota a pochi individui. In Italia per esempio l'introduzione di questi moderni piani di cottura è stata molto rallentata a causa dell'elevato assorbimento nominale di questi modelli rispetto alla portata massima dei contatori installati nelle abitazioni e per il fatto che da un punto di vista economico i prezzi attualmente in vigore applicati per l'energia elettrica e il gas non rendono particolarmente conveniente il passaggio alla nuova tecnologia di cottura. In realtà, passando in rassegna tutti gli aspetti caratteristici, il precedente è l'unico punto a sfavore rispetto ai metodi di cottura tradizionali e un'analisi approfondita di tutte le variabili in gioco rileva sostanzialmente che i costi maggiori sono contenuti e comunque giustificati se rapportati con i notevoli vantaggi inerenti soprattutto il rendimento, la sicurezza e la facilità di cottura. Per questi motivi si prevede che in un prossimo futuro avverrà una maggiore penetrazione del prodotto e, seppur lenta, la graduale sostituzione delle unità tradizionali man mano che le varie compagnie elettriche adatteranno le infrastrutture elettriche alle nuove esigenze.

2.1 PECULIARITA' DELLA COTTURA AD INDUZIONE

I piani ad induzione sono dei prodotti di recente innovazione che utilizzano le proprietà dei campi elettromagnetici per trasferire il calore direttamente alla pentola, rendendo la cottura più veloce ed efficiente. Il particolare principio di funzionamento di questo nuovo metodo di cucinare permette infatti di trasmettere al contenitore la maggior parte dell'energia dell'alimentazione e ciò si traduce sostanzialmente in un miglioramento delle prestazioni, una riduzione dei consumi, una totale assenza di dispersione di calore, una maggiore pulizia ed un aumento della sicurezza in cucina.

Gli aspetti caratteristici elencati, uniti alla flessibilità, alla distribuzione locale, all'elevata risposta e alla precisa impostazione della temperatura di riscaldamento, rendono a questa nuova tecnologia competitiva rispetto ai piani a gas o elettrici convenzionali, offrendo all'utente un'ulteriore alternativa nel campo della cucina.



Fig.2-1. Vista esterna di un piano di cottura ad induzione

2.1.1 ASPETTI POSITIVI

2.1.1.1 RENDIMENTO

Il rendimento, ovvero il rapporto tra l'energia trasmessa alle pentole rispetto alla totale energia assorbita dalla rete, è il parametro generalmente di maggiore interesse in quanto viene impiegato per valutare ogni tecnologia in modo da compararla con i sistemi esistenti. Nel caso dei piani di cottura ad induzione, dato che la potenza viene trasferita mediante campi magnetici per poi essere trasformata in calore utile direttamente nel contenitore degli alimenti, lo sfruttamento dell'energia assorbita dalla rete di alimentazione è praticamente massimo. La natura interna della sorgente di calore permette infatti di eliminare ogni dispersione di energia termica nell'ambiente circostante qualsiasi sia la potenza erogata dal sistema al carico. Per tal motivo la cottura ad induzione presenta rispetto alle tradizionali tecnologie un'efficienza assai elevata che, prossima al 90%, la rende migliore nel confronto con i piani di cottura elettrici, alogeni o a gas.

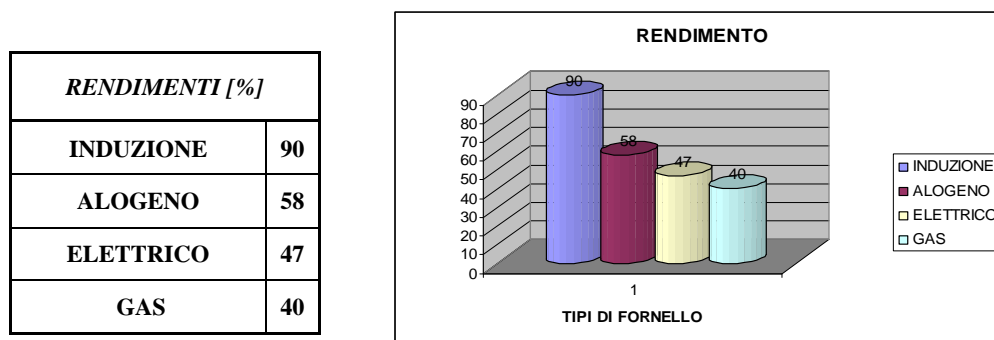


Fig.1-2. Rendimenti medi delle principali tecnologie adottate per la cottura

2.1.1.2 CONSUMI RIDOTTI

L'elevato rendimento dei fornelli ad induzione consente il riscaldamento immediato dei contenitori degli alimenti e di conseguenza una cospicua riduzione dei tempi di cottura. Ciò ha notevoli effetti benefici sui costi di esercizio e sul consumo di energia che, decisamente inferiori a quelli dei tradizionali sistemi, consentono un risparmio sia energetico che economico e tale da garantire a questi moderni piani una certa competitività nei confronti di quelli attualmente in commercio. L'intervento dell'elettronica di potenza in ogni fase del processo di cottura accresce poi gli aspetti sopra citati in quanto tramite essa si può eliminare o comunque ridurre ogni spreco di energia. Con le varie tecniche di controllo, il fornello può infatti essere attivato solo nel momento in cui il contenitore viene appoggiato sulla piastra e allo stesso modo può essere spento in maniera immediata alla sua rimozione. In alcuni modelli è possibile avere inoltre un ulteriore risparmio derivante dal fatto che in essi sono installate delle funzioni o dei dispositivi tali da spegnere o abbassare in maniera automatica il flusso di potenza qualora venga rilevata una bollitura secca, un eccessivo riscaldamento del contenitore o una permanenza eccessiva dello stesso sulla piastra riscaldante.



Fig.2-3. Confinamento del calore [5]

2.1.1.3 SICUREZZA

I piani ad induzione si caratterizzano per l'assoluta sicurezza in quanto rispetto ai metodi tradizionali di cottura annullano praticamente il rischio di possibili scottature. La caratteristica di rilevazione della minima dimensione, inserita in ogni piano di cottura ad induzione e attuata con l'inserimento di appropriati sensori, consente infatti di scaldare solo gli oggetti metallici ferrosi aventi un diametro di almeno 10 cm. L'eventualità di surriscaldare posate, anelli, bracciali, etc. viene eliminata anche per il motivo che l'energia trasferita dal campo magnetico interessa solo la porzione della piastra riscaldante dove sopra viene appoggiato il contenitore degli alimenti. In questo modo ogni altra zona circostante del piano di cottura rimane pressoché fredda, fatta eccezione per la porzione strettamente attigua alla pentola che può diventare moderatamente calda a causa del calore condotto dallo stesso recipiente. L'affidabilità del piano di cottura ad induzione viene garantita poi anche dal fatto che esso non si attiva accidentalmente e che non lo si può dimenticare acceso in quanto si spegne automaticamente non appena la pentola viene tolta dalla piastra.



Fig.2-4. Piastra riscaldante fredda

Oltre agli aspetti appena elencati, la natura elettrica della fonte di alimentazione accresce ulteriormente il livello di sicurezza in quanto permette di eliminare il gas dall'abitazione, evitando qualsiasi rischio legato al pericolo di fughe o connesso alla fiamma libera. L'assenza di questa fornitura, oltre a non richiedere un allacciamento pericoloso, elimina inoltre dall'ambiente della cucina il tossico monossido di carbonio rilasciato dalla combustione di questa sostanza, con conseguente effetto benefico dal punto di vista della salute.

2.1.1.4 CONTROLLO E FACILITÀ DI COTTURA

Il principio di funzionamento e le varie strategie di regolazione permesse dall'elettronica di potenza garantiscono all'utente un controllo completo sulla temperatura della pentola e una estrema rapidità della sua variazione. L'eccellente sensibilità ai cambiamenti nelle impostazioni del calore e le caratteristiche di omogeneità della distribuzione della densità di potenza permettono infatti di conseguire una precisione di cottura difficilmente ottenibile con le tecnologie tradizionali. Con il metodo innovativo è possibile per esempio bloccare istantaneamente l'ebollizione e mantenere subito dopo il contenuto della pentola alla minima bollitura, o evitare che gli alimenti si attacchino subito al fondo riducendo in tal modo i condimenti e i grassi. Oltre all'accuratezza dovuta alla reazione praticamente istantanea del piano, la facilità di cottura è talmente elevata che è possibile addirittura memorizzare varie impostazioni e praticamente cucinare in maniera automatica senza alcun intervento da parte dell'operatore.

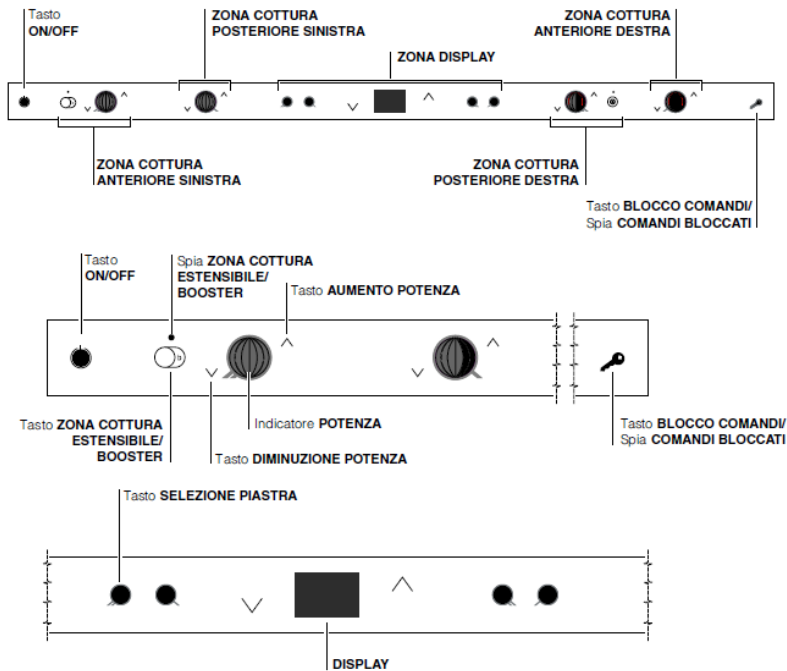


Fig.2-5. Alcune funzioni ed indicazioni tipiche di un piano di cottura ad induzione [6]

2.1.1.5 PULIZIA

La pulizia è un aspetto particolarmente considerato visto l'uso praticamente quotidiano dei piani di cottura. Secondo questo punto di vista, le unità ad induzione sono senza dubbio maggiormente gradite rispetto a quelle tradizionali in quanto sono più facili da tenere pulite. La superficie del loro piano, rimanendo fredda, evita infatti qualsiasi attaccatura o bruciatura degli alimenti nel caso essi fuoriuscissero accidentalmente durante la cottura. Rimanendo in tal ambito, un secondo fattore apprezzato è la costituzione della piastra riscaldante che, completamente liscia ed ermetica, necessita di un semplice panno umido per essere pulita. Rispetto al gas infine, la tecnica ad induzione non produce sottoprodotti di combustione e dunque per sua natura non ne permette il loro deposito sulle superficie attigue al piano di cottura.

2.1.1.6 DESIGN

I piani di cottura ad induzione sono dei prodotti realizzati con materiali ricercati come il vetro e l'acciaio che, disposti secondo un abile e variegato gioco di alternanze, offrono all'utente la desiderata gradevolezza estetica, modernizzando al contempo l'aspetto globale della cucina. Ad abbellire ulteriormente le caratteristiche esteriori di queste unità di cottura concorre la serigrafia che, delimitando le zone di possibile appoggio del contenitore degli alimenti, facilita anche il lavoro del progettista dato che esso può in tal modo intervenire sul livello delle potenze erogate. A parte i vincoli tecnici inerenti la forma e le dimensioni massime che si possono utilizzare, viene lasciato comunque un ampio spazio alla creatività del designer che, distribuendo i led colorati per l'indicazione delle zone calde, i display e i controlli a tocco secondo una logica di suo gusto, rende tali prodotti praticamente unici.



Fig.2-6. Piastra riscaldante di un piano di cottura ad induzione

2.1.1.7 COMFORT

Il particolare principio di funzionamento della tecnica ad induzione riscalda gli alimenti direttamente mediante il contenitore per cui dalla piastra non viene rilasciata nell'ambiente circostante alcuna dispersione di calore. A differenza dei piani di cottura a gas, nei quali la presenza di una fiamma libera riscalda l'aria attigua, le unità ad induzione permettono dunque di mantenere a livelli graditi la temperatura della cucina incrementando così il comfort dell'utente, specialmente nei periodi caldi dell'anno e nei Paesi situati in corrispondenza della fascia tropicale del globo terrestre. Un'analoga considerazione si può fare circa la rumorosità della ventola di raffreddamento, il cui funzionamento è necessario per non surriscaldare eccessivamente l'elettronica situata in uno spazio angusto e interessata dalla presenza di una potenza di un certo livello.

2.1.1.8 ADATTABILITÀ

La sorgente di alimentazione elettrica permette di collocare i piani di cottura ad induzione in qualsiasi luogo dell'abitazione previa l'esistenza di un adeguato dimensionamento della rete elettrica. In maniera differente dalle tecniche a gas, l'installazione non è pertanto ristretta ad un unico punto di allacciamento e ciò è un vantaggio considerati anche i periodici controlli e la necessaria manutenzione. L'adattabilità di queste unità di cottura innovativa è inoltre favorita anche dalle loro ristrette dimensioni verticali che permettono di recuperare spazio all'interno della cucina. Per i soggetti portatori di handicap costretti in carrozzella, l'adozione di questi apparecchi permette loro di avvicinarsi maggiormente alla zona di cottura senza doversi alzare o comunque dover assumere posizioni scomode.

2.1.1.9 ELASTICITÀ DI FUNZIONAMENTO

I piani di cottura ad induzione sono delle unità di cottura elettromagnetiche nelle quali la regolazione della potenza d'uscita viene effettuata agendo direttamente sull'elettronica di potenza. Le molteplici modalità di controllo e la possibilità di inserire specifiche impostazioni assecondano in particolare le svariate esigenze dell'utente che, intervenendo semplicemente sui controlli a tocco, può in taluni casi preparare il piano in modo che esso porti a termine il processo di cottura in maniera automatica senza la necessità di alcun suo successivo intervento. Ovviamente a scapito di costi maggiori, l'elettronica permette di avere svariati optional, alcuni talmente desiderati da venir normalmente montati di serie.

Fra le numerose caratteristiche possibili vi sono:

1. gli elementi a ponte, necessari per collegare fra loro una o più piastre circolari in modo da adattare il sistema di riscaldamento a contenitori di differenti forme e dimensioni, quali per esempio le bistecchiere;
2. i sensori di elevato calore, progettati per proteggere il fornello e l'elettronica di potenza da eventuali danni e utili per far inviare dalle centraline di comando i segnali per staccare l'alimentazione nel caso in cui vi siano elevate temperature pericolose o la presenza di contenitori privi di contenuto;
3. i livelli di potenza multipli, graditi per impostare velocemente il livello di cottura;
4. la funzione booster o elevatrice di potenza, una caratteristica che ripartisce temporaneamente in un'unica piastra riscaldante una cospicua frazione della potenza assorbita dalla rete elettrica, consentendo di innalzare in maniera rapida la temperatura degli alimenti o dei fluidi contenuti nella pentola (bollitura dell'acqua);
5. i rilevatori dei recipienti, dispositivi che forniscono energia solo all'area su cui la pentola è appoggiata e la interrompono nel caso in cui il contenitore sia incompatibile, presenta un diametro insufficiente o venga sollevato dalla piastra riscaldante;
6. il sistema di avviamento sicuro, un dispositivo che alimenta solo gli elementi metallici di una certa dimensione, distinguendoli da quelli che possono essere lasciati appoggiati accidentalmente sul fornello;
7. la possibilità di chiudere i controlli del piano di cottura, per evitare una sgradita attivazione accidentale dello stesso;
8. i temporizzatori, utili per impostare i tempi di cottura;
9. gli indicatori di calore, importanti da un punto di vista della sicurezza in quanto, illuminando le zone calde della superficie, riscaldate per effetto del calore trasmesso dai recipienti attigui, avvertono l'utente e lo preservano dal rischio di scottature;
10. i segnali acustici, per avvisare l'utente di anomalie quali la presenza di un oggetto posto a lungo sull'area dei comandi, una fuoriuscita di liquido sugli stessi, etc.;
11. gli interruttori di sicurezza o il sistema di blocco del fornello, necessario per spegnere le zone di cottura in maniera automatica qualora alcuni sensori installati nel piano in vetroceramica rilevino la presenza di fuoriuscite o quando venga raggiunto un tempo limite di utilizzo a un dato livello di potenza.

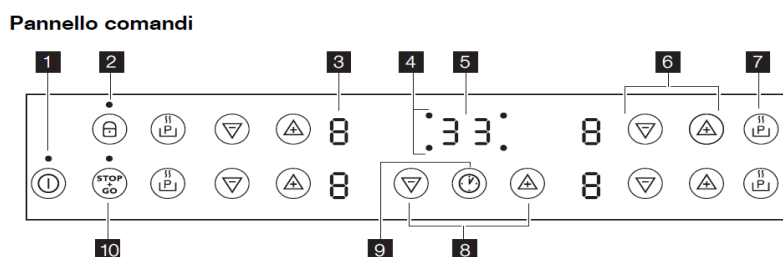


Fig.2-7. Pannello comandi di un piano di cottura ad induzione [6]

2.1.2 ASPETTI NEGATIVI

2.1.2.1 COSTI D'ACQUISTO

I piani di cottura ad induzione presentano dei costi d'acquisto elevati che, superiori a quelli delle unità tradizionali, sono sostanzialmente dovuti ai materiali e ai componenti elettronici utilizzati. Tuttavia per tali prodotti è doveroso effettuare una valutazione economica di un certo tipo dato che devono essere considerati come degli investimenti a lungo termine. Sotto questo punto di vista, data la qualità migliore e tutti gli aspetti esaminati in precedenza, la differenza di costo, seppure superiore, è sostanzialmente accettabile. Attualmente infatti non vi è un grosso dislivello di costo e in un prossimo futuro la realizzazione in catena produttiva di grandi quantità degli stessi piani di cottura e dei loro componenti permetterà di abbattere ulteriormente il prezzo iniziale, portandolo grosso modo ai livelli di quelli dei piani a gas ed elettrici.

2.1.2.2 DIMENSIONI DEI CONTENITORI

La sicurezza è un requisito essenziale e in tal senso i nuovi piani ad induzione presentano delle caratteristiche peculiari. Fra esse, data l'attivazione automatica dell'unità non appena viene appoggiato sulla piastra riscaldante il contenitore degli alimenti, assume una certa importanza la funzione di auto rilevamento dell'oggetto da scaldare. Appurato che mestoli in metallo o gioielleria in generale non devono essere attivati in caso di contatto con il piano in vetroceramica, i sensori sono spesso impostati con un certo margine di sicurezza e in taluni casi le pentole o le padelle di piccole dimensioni potrebbero non essere rilevate. E' comunque possibile risolvere il precedente problema utilizzando un contenitore maggiore o, se eccessivo, mettendo il pentolino all'interno di una pentola dalle dimensioni maggiori.

2.1.2.3 INSTALLAZIONE

Un aspetto da non trascurare è l'elevata potenza assorbita dai piani di cottura ad induzione e la conseguente necessità di valutare l'adeguatezza dell'impianto elettrico dell'abitazione al nuovo carico. L'installazione del nuovo piano di cottura potrebbe infatti richiedere una ritaratura della rete elettrica casalinga e l'acquisto di un generatore per sopperire alle interruzioni di corrente, molto più frequenti rispetto a quelle a gas. Ciò si traduce in un eventuale aumento dell'esborso iniziale che, sommato ai costi d'acquisto del piano ad induzione e ai costi fissi, seppure modesti, del nuovo contratto di fornitura, può incidere sulla scelta dell'unità di cottura da parte dell'acquirente.

2.1.2.4 MATERIALE DELLA PENTOLA

Il maggiore inconveniente nella cottura ad induzione è stato tradizionalmente il materiale con cui sono realizzati i contenitori degli alimenti in quanto questa tecnologia offre delle prestazioni economicamente e tecnicamente convenienti solo in presenza di elementi ferromagnetici. Ciò richiede l'adozione di pentole in ferro puro o in acciaio inossidabile ma questa soluzione non è tuttavia la migliore. Nel primo caso infatti l'elevata capacità termica del materiale non lo rende adatto alle cotture veloci mentre nel secondo non tutti i modelli

attivano il processo induttivo in quanto dipende dal modo con cui il costruttore ha assemblato i vari strati di metallo. Attualmente, con i nuovi piani di cottura ideati e con l'evoluzione delle tecniche di controllo, il problema è stato praticamente del tutto superato ed è stato possibile utilizzare anche metalli buoni conduttori dal punto di vista elettrico quali il rame e l'alluminio. Con i nuovi elementi si sono realizzati così dei contenitori multistrato nei quali vengono sfruttate le differenti proprietà fisiche dei materiali per ottimizzare il funzionamento dei moderni piani di cottura.

2.1.3 CONCLUSIONI

La precedente analisi delle caratteristiche peculiari dei moderni piani di cottura ad induzione mette in evidenza i notevoli vantaggi che si ottengono dall'utilizzare questi nuovi piani di cottura rispetto a quelli tradizionali.

Sebbene alcuni prodotti siano stati commercializzati già da un certo tempo, la loro diffusione è tuttavia ancora contenuta e ciò deriva sostanzialmente dal fatto che il mercato ha sempre designato come bersaglio le tecnologie convenzionali e di conseguenza molte persone non hanno mai sentito nominare questa tecnologia di cottura. Un'ulteriore fattore di limitazione della vendita delle nuove unità di cottura è senza dubbio l'aspetto economico che, spesso considerato eccessivo, distoglie l'utente dall'acquisto in quanto esso, non essendo a completa conoscenza di tutti gli aspetti positivi, non valuta in maniera adeguata il ritorno in breve tempo dell'investimento iniziale.



Fig.2-8. Integrazione piano cottura in una cucina

A scapito di queste considerazioni, la ricerca e lo sviluppo dei nuovi piani di cottura rimane comunque attuale, visti i numerosi e possibili margini di miglioramento. A tal riguardo, la tecnica zoneless attualmente in fase di progettazione darà ai piani di cottura ad induzione il chiaro vantaggio di non dipendere dalla forma e dalle dimensioni del contenitore degli alimenti. Con la nuova idea l'intera zona di cottura diventerà infatti riscaldante per cui in futuro sarà possibile sfruttarne tutta la superficie ed avere allo stesso tempo una distribuzione di calore uniforme grazie alla sola attivazione dei micro elementi su cui viene appoggiata la pentola. Oltre a questo obiettivo ormai prossimo, vi sono in fase di studio altre soluzioni per rendere ulteriormente competitive le nuove unità. Di recente la tecnica di cottura innovativa sta comunque riscuotendo consensi sempre maggiori nel mercato e ciò è rafforzato anche dal fatto che la rapidità con cui vengono riscaldati gli alimenti ha il pregio di assecondare il radicale cambiamento degli stili di vita.

2.2 ANALISI TECNICO-ECONOMICA

L'aspetto sicuramente di maggiore interesse per la valutazione di ogni tecnologia innovativa è senza dubbio quello tecnico-economico in quanto da esso dipende fortemente la competitività di un prodotto nei confronti di quelli esistenti. Sotto questo punto di vista, la presenza di numerosi fattori e della loro variabilità a seconda delle zone possono spostare l'ago della bilancia verso l'una o l'altra unità di cottura.

2.2.1 ANALISI ECONOMICA

L'aspetto economico, essendo i piani di cottura per la cottura un investimento a lungo termine, deve valutare i costi dell'applicazione lungo l'intera durata della loro vita e suddividerli quindi fra quelli di realizzazione, di installazione e di esercizio. Sotto questo punto di vista, il piano ad induzione presenta in genere dei prezzi iniziali mediamente superiori rispetto a quelli delle unità di cottura funzionanti a gas visto che il prezzo delle unità più economiche è paragonabile a quello delle migliori unità a gas. Anche in questo ambito, il criterio di valutazione è tuttavia ovviamente soggettivo in quanto ciascun individuo attribuisce un peso differente alla qualità, al numero di funzioni, al materiale utilizzato, all'aspetto estetico, etc. Al fine di fornire comunque un'idea generica sull'argomento, in Tab.2-1 vi sono i modelli di alcune marche e i loro rispettivi prezzi.

Tab.2-1. Prezzi di alcuni modelli di piani di cottura ad induzione e a gas

INDUZIONE			GAS		
MARCA	MODELLO	PREZZO	MARCA	MODELLO	PREZZO
NARDI	PVF6HT48	€ 424,80	BOMPANI	BI213JB/N	€ 74,90
CANDY	PVI640CBA	€ 477,75	BOSCH	PCD665DIT	€ 145,00
WHIRLPOOL	ACM703BA	€ 508,00	NARDI	FH40AVJA	€ 163,00
SHOLTES	TIP744DDL	€ 760,00	REX	PBL64V	€ 185,00
BOSCH	PIE675N24E	€ 990,00	SMEG	SR341AS3	€ 302,16
SIEMENS	EH875ML11E	€ 1.185,44	WHIRLPOOL	AKT464WH	€ 474,00
AEG	88031K-MN	€ 1.611,00	ARISTON	CP98SEA	€ 854,40
MIELE	KM6382	€ 1.952,00	SIEMENS	ER926SB90E	€ 1.242,00

Per quanto riguarda i costi di installazione, i piani di cottura ad induzione sotto l'aspetto dell'ingombro complessivo possono tranquillamente sostituire le preesistenti unità senza creare dunque grossi sconvolgimenti in cucina. A livello di impianto si potrebbero tuttavia presentare dei grossi inconvenienti in quanto, qualora l'infrastruttura elettrica non fosse adeguata alla potenza assorbita dal piano, la si dovrebbe ritardare a livelli maggiori con tutta la relativa uscita di denaro. Fra i costi fissi si devono annoverare poi anche quelli inerenti al passaggio al nuovo livello di potenza, variabili a seconda del distributore. A tal riguardo in Italia l'ENEL applica attualmente una quota potenza di 70,0071 €/kW disponibile, alla quale si aggiunge una quota fissa di 27,14 € imposta dall'Autorità e relativa ai costi amministrativi. Tradotto in termini complessivi, il passaggio per esempio dalla potenza franchigia di 3.3 kW (3+10%) ai generalmente sufficienti 5 kW (4.5+10%, arrotondati) comporta un esborso annuale di

$$(5 - 3.3) \cdot 70.0071 + 27.14 = 146.15 \text{ €}$$

I costi di esercizio infine sono di complessa determinazione in quanto è necessario considerare numerosi aspetti quali il rendimento del piano che si intende acquistare, il tempo di cottura, i consumi medi annuali e soprattutto i prezzi relativi dell'elettricità e del gas. Essendo tutti i fattori elencati estremamente volatili e concatenati tra loro, l'utilizzo dei piani di cottura tradizionali potrebbe risultare più economico sebbene tali tecnologie rispetto a quella ad induzione siano molto meno efficienti nel trasferire il calore agli alimenti. Il punto di partenza dell'analisi di questi costi è ovviamente il prezzo medio delle forme di energia in questione esercitato attualmente nei Paesi Europei e fornito da una fonte attendibile dall'Autorità per l'energia e per il gas.

Tab.2-2. Prezzo energia elettrica nei Paesi Europei [7]

kWh/anno	< 1.000		1.000-2.500		2.500-5.000		5.000-15.000		>= 15.000	
	NETTI	LORDI	NETTI	LORDI	NETTI	LORDI	NETTI	LORDI	NETTI	LORDI
Austria	18,12	26,50	14,10	20,05	12,71	17,79	11,80	16,38	10,95	15,14
Belgio	21,53	27,85	16,63	21,72	15,00	19,72	13,30	17,68	11,81	15,92
Bulgaria	6,19	7,41	6,08	7,31	5,93	7,11	5,88	7,06	5,88	7,06
Cipro	16,51	19,21	15,09	17,67	15,28	17,80	15,33	17,85	15,39	17,92
Danimarca	14,30	29,20	14,30	29,20	12,03	26,35	10,36	23,44	10,36	23,44
Estonia	6,59	8,38	6,52	8,30	6,39	8,14	6,07	7,77	5,15	6,09
Finlandia	16,73	21,49	11,18	14,72	9,15	12,23	7,79	10,58	6,41	8,89
Francia	18,69	23,37	10,81	14,15	9,14	12,13	7,92	10,62	7,36	9,95
Germania	23,49	34,15	14,97	23,89	12,99	21,48	11,76	19,88	11,31	19,07
Grecia	11,18	12,22	8,28	9,06	9,57	10,47	11,39	12,45	12,45	13,60
Irlanda	39,19	44,48	18,39	20,87	15,59	17,89	13,85	15,72	12,09	13,72
Italia ^(A)	20,56	26,48	12,44	15,23	15,39	20,79	16,23	22,40	16,85	23,03
Lettonia	8,13	8,54	8,08	8,49	8,02	8,42	7,82	8,21	7,53	7,91
Lituania	7,81	9,22	7,57	8,93	7,29	8,60	6,85	8,08	6,38	7,53
Lussemburgo	19,72	21,75	15,81	17,60	14,21	15,91	13,06	14,69	9,09	10,49
Malta	4,44	4,66	5,90	6,19	9,45	9,93	12,46	13,09	13,50	14,17
Paesi Bassi ^(B)	23,60	n.a.	15,30	13,90	12,70	17,30	12,00	19,70	11,30	18,50
Polonia	13,70	17,57	10,16	13,29	9,65	12,59	8,52	11,14	8,51	11,10
Portogallo	31,81	33,40	16,11	16,91	14,10	14,80	12,64	13,26	11,81	12,40
Regno Unito	15,23	16,00	14,58	15,36	13,94	14,58	12,90	13,55	13,16	13,81
Rep. Ceca	22,22	26,59	16,67	19,96	10,60	12,74	8,69	10,48	7,50	9,05
Romania	8,95	10,73	8,97	10,75	8,85	10,61	8,70	10,43	8,78	10,52
Slovacchia	19,79	23,55	14,05	16,72	11,94	14,21	10,02	11,91	7,91	9,40
Slovenia	14,64	18,58	10,27	12,96	9,11	11,47	8,49	10,66	8,02	10,06
Spagna	24,55	30,09	12,99	15,83	11,24	13,66	10,21	12,41	9,81	11,88
Svezia	20,22	28,70	12,26	18,74	10,85	16,98	9,13	14,85	8,05	13,49
Ungheria	13,33	16,16	13,27	16,08	12,77	15,48	12,71	15,41	13,11	15,89
Croazia	15,96	19,67	8,80	11,00	7,98	9,90	7,43	9,22	7,15	8,80
Norvegia	30,12	39,29	18,40	24,66	11,79	16,39	8,18	11,86	7,08	10,50
Unione europea ^(C)	18,68	23,93	12,97	16,91	12,11	16,33	11,01	15,08	10,66	14,58

Tab.2-3. Prezzo gas nei Paesi Europei [7]

m³/anno	< 525,36		525,36-5.253,60		>= 5.253,60	
	NETTI	LORDI	NETTI	LORDI	NETTI	LORDI
Austria	76,82	109,22	63,99	87,52	52,04	74,20
Belgio	73,85	90,91	49,53	61,90	46,56	57,98
Bulgaria	28,54	34,24	31,22	37,49	31,67	38,00
Cipro	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.
Danimarca	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.
Estonia	34,05	41,47	28,13	35,40	28,28	35,30
Finlandia	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.
Francia	84,13	95,78	46,79	55,05	42,33	50,29
Germania	74,73	99,82	50,71	67,80	46,03	62,24
Grecia	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.
Irlanda	63,80	72,41	50,59	57,45	48,27	54,82
Italia ^(A)	53,10	20,60	45,80	66,50	40,60	67,20
Lettonia	33,35	35,10	31,50	33,14	31,39	32,97
Lituania	48,68	53,90	29,51	34,82	28,75	33,92
Lussemburgo	60,19	63,77	60,19	63,77	44,08	46,71
Malta	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.
Paesi Bassi	68,56	102,79	45,72	73,74	43,51	70,63
Polonia	48,00	58,55	36,08	44,02	33,83	41,39
Portogallo	81,65	85,73	62,96	66,11	56,56	59,38
Regno Unito	44,65	46,88	39,84	41,83	39,19	41,15
Rep. Ceca	58,39	69,48	39,03	46,45	39,07	46,49
Romania	22,63	35,20	22,65	35,07	22,67	34,69
Slovacchia	82,63	98,33	38,03	45,26	35,57	42,32
Slovenia	56,99	71,99	46,22	59,05	42,94	55,12
Spagna	64,49	74,81	52,45	60,84	43,68	50,67
Svezia	69,19	117,18	56,24	100,98	53,56	97,61
Ungheria	36,27	43,53	35,65	42,78	35,19	42,23
Croazia	22,50	28,90	22,50	28,90	22,50	28,90
Norvegia	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.	n.d.
Unione europea ^(A)	61,40	77,43	44,59	57,67	41,29	54,78

Dall'osservazione delle tabelle Tab.2-2 e Tab.2-3, si può notare che il prezzo del gas è decisamente superiore a quello dell'energia elettrica in ogni zona. Tuttavia nel valutare questa informazione è necessario rapportare i costi in base agli effettivi consumi e sotto questo punto di vista i tradizionali piani di cottura sono di gran lunga convenienti. Infatti, assumendo come indicativo un consumo annuale domestico di 600 kWh, corrispondente a 57,97 m³ in base al rapporto di conversione indicato da ENI, secondo cui

$$1 m^3 = 10.35 kWh,$$

si avrebbe per i vari Paesi e considerando i rendimenti stabiliti dal DOE, un aumento medio dei costi di esercizio di circa 100 €, secondo quanto riportato nella colonna VAR_1 della tabella Tab.2-4.

Tab.2-4. Confronto prezzo energia elettrica e gas nei principali Paesi Europei

RENDIMENTO ADOTTATO		CONSUMO							DIFFERENZA CONSIDERANDO RENDIMENTO	
		FONTE ENERGIA		IDEALE		EFFETTIVO				
INDUZ.	90	ELETTRICITA' [kWh]		600,00		666,67				
GAS	40	GAS[m3]		57,97		144,93				
COSTI	ZONA	COSTO UNITARIO		COSTO ANNUALE			COSTO ANNUALE			
		ELETR.	GAS	ELETR.	GAS	VAR_1	ELETR.	GAS	VAR_2	
		[c€/kWh]	[c€/m3]	[€]	[€]	[€]	[€]	[€]	[€]	
	EUROPA	23,93	77,43	143,58	44,89	98,69	159,53	112,22	47,32	-51,38
	ITALIA	26,48	70,60	158,88	40,93	117,95	176,53	102,32	74,21	-43,74
	FRANCIA	23,37	95,78	140,22	55,52	84,70	155,80	138,81	16,99	-67,71
	GERMANIA	34,15	99,82	204,90	57,87	147,03	227,67	144,67	83,00	-64,03
	SPAGNA	30,09	74,81	180,54	43,37	137,17	200,60	108,42	92,18	-44,99
	INGHILTERRA	16,00	46,88	96,00	27,18	68,82	106,67	67,94	38,72	-30,10

Tuttavia ipotizzando che il processo di cottura richieda delle quantità annuali equivalenti a quelle indicate come ideali e applicando ad esse il rendimento dei piani di cottura, il consumo effettivo assorbito dalla rete di fornitura è decisamente superiore, soprattutto per il gas. Ciò si traduce sostanzialmente in un deciso aumento del costo annuale sostenuto nell'utilizzare questa fonte che, sebbene rimanga comunque inferiore a quello complessivo dell'energia elettrica (colonna VAR_2), ha come diretta conseguenza un assottigliamento di una quantità pari a quella riportata nella colonna DIFFERENZA CONSIDERANDO RENDIMENTO.

I valori ivi indicati tuttavia non sono da intendersi come una riduzione effettiva dei costi di esercizio (colonna VAR_1), bensì come un risparmio derivante esclusivamente dall'efficienza e che si ottiene dalla sola scelta di adottare la tecnologia ad induzione al posto dei piani di cottura tradizionali. Si deve pertanto considerare, in altre parole, come un guadagno fittizio strettamente dipendente da η, come si può notare dalla tabella Tab.2-5 nella quale è stato innalzato tale valore a 95%, raggiungibile da alcuni modelli.

Tab.2-5. Confronto prezzo energia elettrica e gas nei principali Paesi Europei, con altri rendimenti

RENDIMENTO ADOTTATO		CONSUMO							DIFFERENZA CONSIDERANDO RENDIMENTO
		FONTE ENERGIA		IDEALE		EFFETTIVO			
INDUZ.	95	ELETTRICITA' [kWh]		600,00		631,58			
GAS	40	GAS[m3]		57,97		144,93			
COSTI	ZONA	COSTO UNITARIO		COSTO ANNUALE			COSTO ANNUALE		
		ELETTR. [c€/kWh]	GAS [c€/m3]	ELETTR. [€]	GAS [€]	VAR_1 [€]	ELETTR. [€]	GAS [€]	
	EUROPA	23,93	77,43	143,58	44,89	98,69	151,14	112,22	
ITALIA	26,48	70,60	158,88	40,93	117,95	167,24	102,32	64,92	-53,03
FRANCIA	23,37	95,78	140,22	55,52	84,70	147,60	138,81	8,79	-75,91
GERMANIA	34,15	99,82	204,90	57,87	147,03	215,68	144,67	71,02	-76,02
SPAGNA	30,09	74,81	180,54	43,37	137,17	190,04	108,42	81,62	-55,55
INGHILTERRA	16,00	46,88	96,00	27,18	68,82	101,05	67,94	33,11	-35,71

L'utilizzo dei piani di cottura costituisce tuttavia una minima parte dell'assorbimento di energia da parte di una abitazione, come si può osservare dal diagramma di figura Fig.2-9 indicato dal DEFRA (Department for Environment, Food and Rural Affairs).

Nell'analisi effettuata in precedenza non è pertanto propriamente corretta l'adozione univoca dei prezzi dell'energia elettrica e del gas relativi alla fascia di minor consumo. In linea di massima devono piuttosto essere presi come riferimento i prezzi medi di altre fasce ma, considerato che la porzione maggiore è costituita dal riscaldamento e che questa funzione può essere esplicata con diverse modalità e soprattutto con diverse forme di energia, si possono presentare differenti scenari per la valutazione. Adottando un consumo annuo e un rendimento tipici di un'unità pari a quelli della tabella Tab.2-4, sulla base delle percentuali raccolte dal DEFRA, si avrebbe per un'abitazione a riscaldamento elettrico una situazione di assorbimento elettrico maggiore di 15000 kWh annui e quindi in questo caso lo scenario esposto nella tabella Tab.2-6.

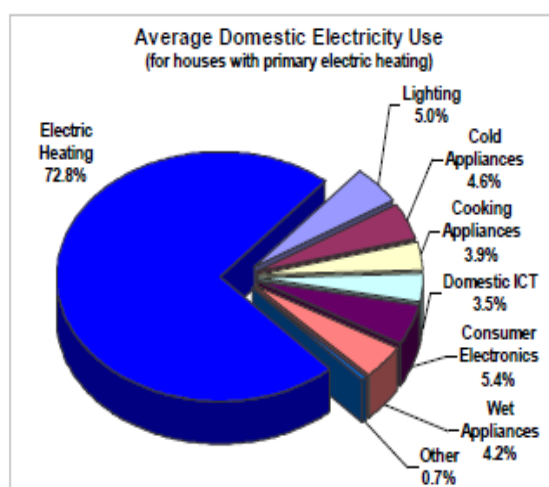


Fig.2-9. Uso medio di energia elettrica in un'abitazione [8]

Tab.2-6. Confronto prezzo energia elettrica e gas nei principali Paesi Europei_fascia 1

RENDIMENTO ADOTTATO		CONSUMO							DIFFERENZA CONSIDERANDO RENDIMENTO
		FONTE ENERGIA		IDEALE			EFFETTIVO		
INDUZ.	84	ELETTRICITA' [kWh]		600,00			714,29		
GAS	40	GAS[m3]		57,97			144,93		
COSTI	ZONA	COSTO UNITARIO		COSTO ANNUALE			COSTO ANNUALE		
		ELETTR. [c€/kWh]	GAS [c€/m3]	ELETTR. [€]	GAS [€]	VAR_1 [€]	ELETTR. [€]	GAS [€]	
	EUROPA	14,58	77,43	87,48	44,89	42,59	104,14	112,22	
ITALIA	23,03	70,60	138,18	40,93	97,25	164,50	102,32	62,18	-35,07
FRANCIA	9,95	95,78	59,70	55,52	4,18	71,07	138,81	-67,74	-71,92
GERMANIA	19,07	99,82	114,42	57,87	56,55	136,21	144,67	-8,45	-65,01
SPAGNA	11,88	74,81	71,28	43,37	27,91	84,86	108,42	-23,56	-51,48
INGHILTERRA	13,81	46,88	82,86	27,18	55,68	98,64	67,94	30,70	-24,98

Come si può osservare, con i prezzi in vigore e con gli assorbimenti elencati in precedenza, i costi di esercizio si riducono notevolmente rispetto al primo caso analizzato. La diminuzione tuttavia non è omogenea in quanto in Francia le due tecnologie presentano delle uscite di denaro simili mentre in Italia la situazione rimane pressoché invariata, a causa del peso degli oneri statali crescente con la quantità media consumata annualmente. La situazione italiana cambia decisamente poco se si adottano invece le fasce di consumo tipiche di un'abitazione riscaldata a metano, o comunque non elettricamente. In questo scenario i costi di esercizio tornano a salire rispetto al caso precedente ma le variazioni rimangono sostanzialmente contenute per la maggior parte dei Paesi esaminati. Le uniche eccezioni a quanto affermato sono infatti costituite dai casi della Francia e della Germania, per le quali il cospicuo aumento che si verifica è sostanzialmente dovuto al forte ribasso che subisce il prezzo del gas nel passaggio alla fascia di consumo maggiore (Tab.2-7).

Tab.2-7. Confronto prezzo energia elettrica e gas nei principali Paesi Europei_fascia 2

RENDIMENTO ADOTTATO		CONSUMO							DIFFERENZA CONSIDERANDO RENDIMENTO
		FONTE ENERGIA		IDEALE			EFFETTIVO		
INDUZ.	84	ELETTRICITA' [kWh]		600,00			714,29		
GAS	40	GAS[m3]		57,97			144,93		
COSTI	ZONA	COSTO UNITARIO		COSTO ANNUALE			COSTO ANNUALE		
		ELETTR. [c€/kWh]	GAS [c€/m3]	ELETTR. [€]	GAS [€]	VAR_1 [€]	ELETTR. [€]	GAS [€]	
	EUROPA	15,08	57,67	90,48	33,43	57,05	107,71	83,58	
ITALIA	22,40	66,50	134,40	38,55	95,85	160,00	96,38	63,62	-32,23
FRANCIA	10,62	55,05	63,72	31,91	31,81	75,86	79,78	-3,93	-35,73
GERMANIA	19,88	67,80	119,28	39,30	79,98	142,00	98,26	43,74	-36,24
SPAGNA	12,41	60,84	74,46	35,27	39,19	88,64	88,17	0,47	-38,72
INGHILTERRA	13,55	41,83	81,30	24,25	57,05	96,79	60,62	36,16	-20,89

Allo stesso modo dei casi analizzati in precedenza, anche nell'ultimo si nota che i costi di esercizio, almeno per quanto riguarda la componente relativa ai prezzi attualmente in vigore, non favoriscono la cottura ad induzione. L'unica alternativa pertanto per recuperare l'investimento iniziale di questi piani di cottura è quella legata al fatto che la nuova tecnologia permette di ridurre drasticamente i tempi di cottura e quindi i consumi. Il maggior risparmio che ne consegue, dovuto essenzialmente alla notevole differenza di rendimento e alla gestione elettronica della potenza, incide in maniera significativa soprattutto nei processi di cottura mediamente veloci.

Tab.2-8. Potenza necessaria per la cottura di alcuni piatti

TIPO DI COTTURA O MENU'	CONSUMO [kWh]		RISPARMIO	
	FORNELLI TRADIZIONALI	PIANI AD INDUZIONE	[kWh]	%
SPAGHETTI ALLA NAPOLETANA	25,8	5,5	20,3	78,7
FUNGHI ALLA GRECA BISTECHE ROSOLATE ALLA CASTELLANA	13,0	3,0	10,0	76,9
FRICASSEA DI CARNE DI POLLO RISO PILAF CON CAPPUCCIO	10,0	3,0	7,0	70,0
GNOCCHI ALLA PARIGINA	6,0	3,5	2,5	41,7
ZUPPA CON CROSTE DI PANE VITELLO STUFATO IN SALSIA BIANCA	9,0	6,5	2,5	27,8
RISO CREOLO UOVA AFFOGATE CON SALSIA SUPREMA RISO PILAF	15,5	7,0	8,5	54,8
FRITTATA ALLA SPAGNOLA SCALOPPINE DI VITELLO ALLA VIENNESE	6,0	3,0	3,0	50,0
ZUPPA ALL' AMBASCIATORE COSTOLETTE DI MAIALE	11,0	7,5	3,5	31,8
BRODO RISTRETTO FRICASSEA DI CARNE DI POLLO RISO PILAF	8,0	3,0	5,0	62,5
UOVA STRAPAZZATE ALLA PORTOGHESE TROTA FRITTA	14,5	2,5	12,0	82,5

Quanto affermato tuttavia si verifica solo nel caso in cui vi sia a monte un'adeguata potenza dal momento che alcune prove pratiche di laboratorio hanno dimostrato che per portare ad ebollizione una pentola d'acqua occorrono grosso modo tre minuti per gli elementi di induzione da 3600 W contro i circa dieci minuti per le unità da 1200 W. Si comprende dunque che per avere un piano di cottura di una certa prestazione e conveniente rispetto al gas si deve salire in potenza, ovviamente in modo compatibile con il livello sostenibile dall'impianto elettrico dell'abitazione.

Supposta l'esistenza di questa condizione e assumendo plausibile dai dati della tabella Tab.2-8 un risparmio medio percentuale del 60%, nella realtà con il nuovo metodo di cottura si avrebbe un consumo annuo di circa 1000 kWh, ai quali corrispondono 96,6 m³ di gas. La situazione con i consumi effettivi ricavati di 600 kWh e 96,6 m³ rispettivamente per i piani di cottura ad induzione e a gas comporta la valutazione finale dei costi di esercizio espressa nella tabella Tab.2-9.

Tab.2-9. Confronto prezzo energia elettrica e gas nei principali Paesi Europei considerando il risparmio medio calcolato dalla tabella Tab.2-8.

RENDIMENTO ADOTTATO		CONSUMO							DIFFERENZA CONSIDERANDO RENDIMENTO	
		FONTE ENERGIA		IDEALE		EFFETTIVO				
INDUZ.	84	ELETTRICITA' [kWh]		600,00		714,29				
GAS	40	GAS[m3]		96,60		241,50				
COSTI	ZONA	COSTO UNITARIO		COSTO ANNUALE			COSTO ANNUALE			
		ELETTR.	GAS	ELETTR.	GAS	VAR_1	ELETTR.	GAS	VAR_2	
		[c€/kWh]	[c€/m3]	[€]	[€]	[€]	[€]	[€]	[€]	
	EUROPA	15,08	57,67	90,48	55,71	34,77	107,71	139,27	-31,56	-66,33
	ITALIA	22,40	66,50	134,40	64,24	70,16	160,00	160,60	-0,60	-70,76
	FRANCIA	10,62	55,05	63,72	53,18	10,54	75,86	132,95	-57,09	-67,63
	GERMANIA	19,88	67,80	119,28	65,49	53,79	142,00	163,74	-21,74	-75,52
	SPAGNA	12,41	60,84	74,46	58,77	15,69	88,64	146,93	-58,29	-73,97
	INGHILTERRA	13,55	41,83	81,30	40,41	40,89	96,79	101,02	-4,23	-45,13

Analizzando i nuovi parametri, spicca il segno negativo in tutti i Paesi analizzati, fattore che sta ad indicare la convenienza nell'usare i piani ad induzione, specialmente per chi possiede un'abitazione a riscaldamento prevalentemente elettrico. La situazione italiana tuttavia, sebbene registri un notevole miglioramento rispetto ai casi esaminati in precedenza, si mantiene sempre a costi d'esercizio ancora elevati che non permettono il recupero dei costi iniziali d'investimento ma che sono comunque accettabili considerati i numerosi vantaggi offerti dai nuovi piani di cottura. Ciò va sostanzialmente a confermare quanto emerso dai test effettuati, con i quali si è dimostrato che il cucinare a gas o ad induzione ha lo stesso impatto sulla spesa familiare.

2.2.2 INSTALLAZIONE

L'installazione di un piano di cottura ad induzione richiede l'adozione di particolari attenzioni a livello tecnico in quanto le unità domestiche disponibili sul mercato presentano un assorbimento di potenza elevato, mediamente non congruo con quello fornibile dall'impianto elettrico esistente. Il normale contatore da 3 kW per la fornitura elettrica potrebbe infatti non essere sufficiente ad alimentare contemporaneamente le piastre del fornello e gli altri elettrodomestici della casa. Considerati i livelli simili in gioco fra la potenza richiesta e la portata massima disponibile al punto di allacciamento, è dunque necessario effettuare una valutazione precisa dell'entità dell'assorbimento e l'esiguo margine rende la questione delicata dato che è tecnicamente impossibile prevedere a priori un suo corretto ammontare.

Una possibile strada percorribile potrebbe essere quella di considerare nell'analisi i valori nominali e sotto tale ottica l'alimentazione di quattro zone di cottura messe alla massima potenza e di altri elettrodomestici necessita normalmente la ritaratura dell'intera infrastruttura elettrica della casa. In una situazione comune il piano di cottura con un tale assorbimento difficilmente trova un punto di applicazione e anche se ve ne fosse uno di adatto, si dovrebbe comunque eseguire un'analisi della tenuta della dorsale a monte.

- montante singolo: 6 mmq (fino a 10 piani)
- dorsale principale: 6 mmq
- dorsale secondaria: 4 mmq (utilizzatori fissi o prese da oltre 16A)
- 2.5 mmq (illuminazione o prese da meno di 16A)
- derivazione cucina: 4 mmq (presa da oltre 16A)
- derivazioni: 2.5 mmq (singole prese da meno di 16A)
- 1.5 mmq (singole prese da meno di 10A)
- 1 mmq (illuminazione e cavi fissi)
- 0.75 mmq (illuminazione e cavi volanti)
- 0.5 mmq (circuiti da meno di 50V)
- montante di terra: 25 mmq (16 mmq se con meno di 6 alloggi)
- protezione: stessa sezione del conduttore di fase

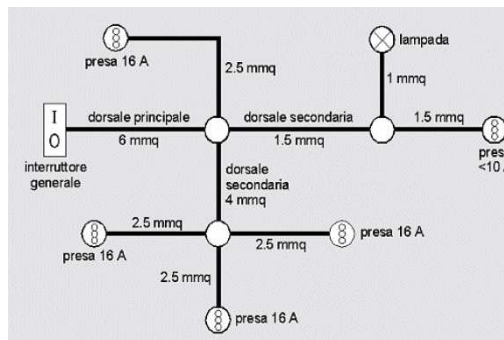


Fig.2-10. Tipica rete elettrica di un'abitazione

Nella realtà quotidiana tuttavia accade di rado che vengano mantenuti accesi alla massima potenza tutti gli induttori insieme e quindi i 3 kW installati potrebbero essere sufficienti a gestire una situazione limite. C'è comunque da considerare anche il fatto che, a causa del rischio di incendi, l'impianto non può essere esercito sempre in condizioni limite sebbene in fase di progettazione siano stati previsti degli opportuni fattori di sicurezza. Il compromesso più ovvio fra gli aspetti elencati in precedenza è dunque l'adozione di un impianto tarato a 4,5 kW per cui l'analisi si traduce sostanzialmente in una verifica dell'adeguatezza della preesistente infrastruttura elettrica a questo livello di potenza.

Nel prendere in considerazione l'acquisto di un piano di cottura ad induzione, la scelta dipende poi molto dalla situazione in cui si trova un probabile acquirente. Se infatti esso è in una fase di realizzazione di una nuova abitazione o sta comunque facendo dei rinnovi consistenti alla cucina, è senza dubbio più propenso all'effettuare la spesa in quanto allo stato dei lavori ha un controllo maggiore della situazione e con un onere minore può richiedere l'installazione di una potenza superiore. Nel caso invece si debba o voglia rimpiazzare l'unità di cottura preesistente, dalla conoscenza della tensione minima e della corrente massima che può essere portata dai conduttori, si calcola la massima potenza disponibile del piano ad induzione che si intende acquistare, considerando comunque nella scelta un 5% di tolleranza opportuno per avere un adeguato margine di sicurezza. In questa situazione dunque si è obbligati a scegliere un prodotto di potenza sostenibile dall'impianto, a meno che non si sia proprio convinti dell'investimento e si decida nonostante tutti gli aspetti economici del caso di adeguare l'infrastruttura elettrica dell'abitazione.

Nell'effettuare la scelta tecnica precedente si devono considerare comunque numerosi altri fattori ma in linea di massima è sufficiente valutare almeno che:

1. la tensione nominale, prevista da contratto per la fornitura elettrica di ogni abitazione, di fatto non è costante ma si può discostare da tale valore di una quantità che la compagnia elettrica si presta a garantire in ogni momento;
2. l'assunzione che l'unità di cottura assorba una potenza complessiva pari alla somma di quelle di ogni piastra riscaldante in genere non è veritiera;
3. la portata dei conduttori dell'infrastruttura elettrica dell'abitazione non è infinita.

A causa dei punti precedenti, il progettista o comunque il probabile acquirente si deve mettere nel caso peggiore, a maggiore ragione anche del motivo che, ad aggravare il problema, vi è il fatto che spesso i costruttori non forniscono delle informazioni adeguate sui prodotti che vendono. La sommarietà infatti con la quale essi indicano le specifiche dei loro

piani di cottura porta talvolta ad una loro errata interpretazione. Ci si può infatti imbattere nel caso in cui sulla targhetta venga riportata la potenza complessiva, l'ampereaggio massimo che devono avere i conduttori dell'abitazione o solo le potenze massime di ogni piastra. Nulla o poco viene comunicato infatti sulle caratteristiche dell'unità ad induzione o sul suo comportamento in occasione di particolari condizioni di lavoro. Per esempio può accadere che non venga riportata la ripartizione fra le varie zone di cottura della potenza assorbita dal punto di allacciamento o se il piano eroghi o meno lo stesso quantitativo di energia al variare delle condizioni di lavoro. Nell'eventualità di una diminuzione della tensione di alimentazione il piano di cottura infatti potrebbe assorbire una corrente maggiore e in tal caso si dovrebbe prestare attenzione al fatto che l'entità del flusso di elettroni non ecceda la portata massima dei conduttori. Infine, sarebbe utile conoscere le condizioni di sperimentazione utilizzate per definire i vari valori indicati nella targhetta caratteristica dell'apparecchio (Fig.2-11). Per certo l'utente ha dalla sua la garanzia che il piano di cottura ad induzione è conforme alle normative e che per verificare l'adattabilità dell'unità al suo impianto può comunque rivolgersi al rappresentante del prodotto per avere le informazioni desiderate.



Fig.2-11. Targhetta di un modello di un piano di cottura ad induzione

A livello di impianto è noto che l'energia elettrica non fluisce senza impedimenti nei conduttori elettrici e che la resistenza incontrata dal flusso di elettroni ha come effetto principale quello di surriscaldare per effetto Joule la guaina protettiva, con successivo possibile deterioramento precoce o nei casi più gravi con lo scioglimento della stessa e il conseguente pericolo di cortocircuito. Secondo questo punto di vista, al fine di garantire una maggiore sicurezza, le specifiche prescritte dai codici di costruzione presentano per i cavi un certo fattore di margine e l'esistenza di un congegno in grado di interrompere istantaneamente il circuito qualora il conduttore venisse percorso da una corrente maggiore di quella che può essere condotta.

Tab.2-10. Corrente nominale e sezione corrispondente di fusibili e interruttori

sezione conduttori (mmq)	corrente interruttori (A)	corrente fusibili (A)
1	10	10
1.5	16	12
2.5	20	20
4	32	25
6	32	32

E' opportuno dunque, in fase di progettazione, dimensionare correttamente l'intera infrastruttura elettrica adottando cavi di sezione tale da portare la quantità di corrente massima che si stima possa percorrere il conduttore stesso nelle fasi più critiche, ossia con tutte le utenze accese. Nel caso in cui si debba eseguire una semplice sostituzione dell'unità di cottura, si deve osservare che essa non richieda di più di quanto sia la capacità installata dei fili. In ogni caso si devono valutare il possibile scostamento dal valore nominale della tensione di alimentazione e la caratteristica di funzionamento del piano, fattori che nel caso sia assicurata una potenza costante, innalzano a maggiori livelli l'entità della corrente.

Includendo nei calcoli che la normativa prevede una caduta massima della differenza di potenziale all'interno dell'abitazione non superiore al 3% per gli impianti di illuminazione e al 4% per gli altri usi, anche in caso di contemporanea inserzione di tutti gli apparecchi utilizzatori, la scelta migliore circa la sezione è quella di adottare dei cavi di una dimensione superiore rispetto a quella calcolata, opportuna se ci si vuole mettere in una condizione di massima sicurezza elettrica e soprattutto se si hanno delle incertezze sull'entità della potenza degli elettrodomestici da alimentare. A scapito di questa soluzione, considerando anche che la normativa ammette il valore di 1,5 mm² come sezione minima per la posa dei fili in modo da garantire una durata di vita media dell'impianto pari almeno a 30 anni, vi è l'aumento ulteriore dei costi derivante dal fatto che occorre di conseguenza aumentare il diametro interno dei tubi dato che essi devono essere almeno pari a 1.3 volte la larghezza esterna del fascio di conduttori contenuti.

Tab.2-11. Diametro dei tubi in funzione del tipo e del numero di cavi

numero cavi e sezione	diametro minimo interno del tubo
3 x 1 mmq	11 mm
4 x 1 mmq	11 mm
3 x 2.5 mmq	13 mm
3 x 4 mmq	16 mm
3 x 6 mmq	19 mm
3 x 2.5 + 3 x 1 mmq	16 mm
3 x 4 + 3 x 1 mmq	19 mm

Da un punto di vista pratico, il problema dell'installazione di un piano di cottura ad induzione in una abitazione avente un impianto elettrico tarato a 3 kW deve considerare che le prese di ogni abitazione hanno in genere una portata nominale di 10 A o di 16 A e che a causa del convogliamento sulle dorsali di numerose utenze, i carichi sopportabili possono essere al massimo di 2500 W. Tale livello di potenza potrebbe tutto sommato essere accettabile per la semplice cottura, ma non sufficiente per lavori che hanno bisogno di un elevato calore o che devono essere realizzati in tempi ristretti. Dato che tuttavia normalmente sono sufficienti due zone di cottura, una soluzione plausibile potrebbe essere quella di alimentarle con la rete di 220 V attraverso un'unica spina normalizzata da 16 A e in caso di necessità allacciare le rimanenti ad una seconda spina della stessa portata, appartenente però ad una dorsale secondaria diversa.

Nell'alimentare tuttavia grosse utenze, quali le installazioni di cottura permanenti, è richiesto in genere un circuito elettrico dedicato, ovvero una linea di alimentazione elettrica che va dal punto principale di distribuzione elettrica della casa direttamente alla locazione dell'applicazione e che è destinata solo per essa. La linea in questione, la cui capacità determina la massima potenza che è possibile installare nell'unità di cottura ad induzione, deve possedere per norma delle determinate specifiche. Dovendo infatti alimentare un carico di potenza superiore a 2.2 kW, per essa deve essere utilizzata una presa da 25 A e deve essere previsto un dispositivo di interruzione automatico di tipo magnetotermico. Per quanto riguarda il collocamento dei conduttori di questo circuito, non è necessaria una tubazione separata ma ciò può essere eseguito solo a condizione che l'isolamento degli altri conduttori sia adeguato alla tensione più elevata.

La potenza totale non deve comunque eccedere i 3 kW ma a tal proposito i piani cottura intelligenti di ultima generazione sono dotati di un software per l'ottimizzazione dei consumi in grado di mantenere un tenore di assorbimento entro tale soglia. Si deve considerare tuttavia che il piano di cottura ad induzione non è l'unico carico dell'abitazione e che dunque vi possono essere assorbimenti contemporanei che potrebbero dare luogo a problemi con la fornitura elettrica. In questo caso è tuttavia sempre possibile installare un gestore di energia per ripartire la potenza disponibile del contratto ENEL a seconda delle esigenze. In tal modo si vincola il funzionamento di alcuni elettrodomestici solo in determinate fasce orarie selezionate mediante un programmatore orario o settimanale esterno opzionale, prevenendo così il sovraccarico e di conseguenza l'intervento della protezione termica del contatore.

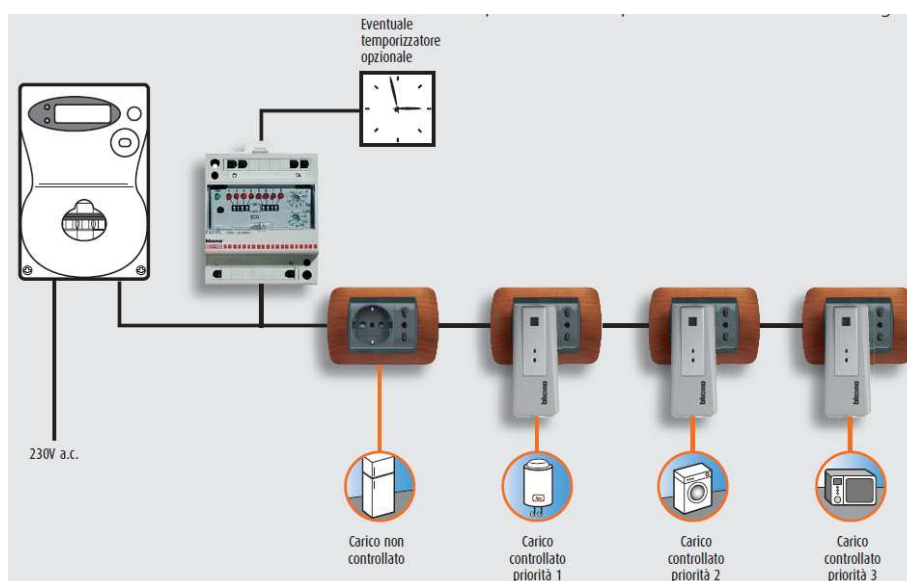


Fig.2-12. Schema caratteristico di un gestore di energia

2.3 RADIAZIONE ELETTROMAGNETICA DEI PIANI AD INDUZIONE

I piani di cottura ad induzione sono degli apparecchi che trasferiscono l'energia direttamente al contenitore degli alimenti utilizzando una corrente elettrica alternata a media frequenza, alla cui presenza è associata quella dei campi magnetici. Il loro stesso principio di funzionamento può esporre dunque qualsiasi utente ad una radiazione elettromagnetica derivante dal fatto che alcune linee di campo, non richiudendosi nel fondo della pentola, si protraggono nelle immediate vicinanze dell'ambiente circostante.

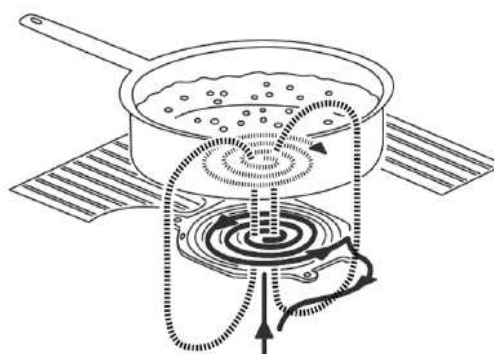


Fig.2-13. Campo magnetico di un piano di cottura

Le nuove unità vanno pertanto ad incrementare la dose media di esposizione quotidiana di ciascun individuo, sommandosi a quella degli altri apparecchi elettrici quali cellulari, forni a microonde, etc. che normalmente vengono utilizzati dagli esseri umani. I valori di induzione magnetica tipici di questi apparecchi, sebbene orientativi in quanto dipendono dal modello, dalla configurazione e dalla potenza assorbita, sono comunque inferiori a quelli massimi consentiti per legge e decrescono in maniera sensibile all'aumentare della distanza dalla fonte.

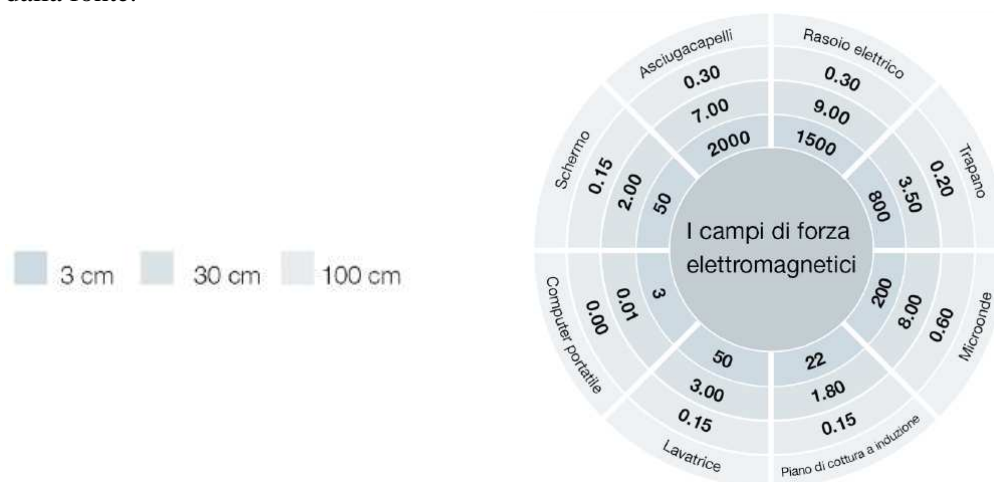


Fig.2-14. Valori di induzione magnetica di alcuni apparecchi domestici rilevati a varie distanze [9]

Nonostante i numerosi studi sul fenomeno e le varie commissioni formate per valutare gli effetti delle radiazioni, non si è ancora determinato se la presenza dei campi elettromagnetici e dell'interazione con le loro radiazioni sia un rischio per l'ambiente e per la salute degli umani. Le uniche conclusioni a cui si è giunti sono il ritorno ai livelli normali del sistema immunitario al termine dell'esposizione e l'assenza di effetti consistenti. Analoghe considerazioni si possono fare sia a livello di influenza sul sistema nervoso, sia circa gli effetti neurocomportamentali e oculari, sebbene gli organi visivi siano un potenziale bersaglio dato che non sono protetti da ossa o da fibre hanno una limitata capacità di autoriparazione. Per quanto concerne poi gli aspetti relativi al cancro, alla tossicità genetica, all'insorgenza di carcinomi e alla produzione di melatonina, i risultati a cui questi studi sono giunti escludono qualsiasi correlazione fra l'esposizione ai campi elettromagnetici e la sicura malattia. Tuttavia ci possono essere comunque piccoli casi di sintomi quali fatica, stress, disturbi nel sonno, depressione, sensazione di bruciore, rumori, disordini digestivi, etc. ma solo per gli individui caratterizzati come sensibili. Nel caso specifico dei fornelli ad induzione, al momento non esistono studi approfonditi degli effetti e dei possibili rischi provocati da queste cucine sulla salute. Tuttavia la differente frequenza di funzionamento rispetto a quella delle linee di potenza permette di affermare che le radiazioni prodotte da questi apparecchi, se non sono guidate da strutture fisiche, si esauriscono in distanze brevi. Considerando inoltre che la corrente parassita genera a sua volta nel fondo della pentola un campo magnetico che contrasta quello prodotto dal piano indebolendolo sensibilmente, la radiazione elettromagnetica è da considerarsi pertanto praticamente banale a meno che uno non trascorra un tempo molto lungo in prossimità stretta con l'induttore operativo. Nonostante questo, l'ICNIRP (commissione internazionale per la protezione delle radiazioni non ionizzanti), raccomanda di mantenere comunque una distanza fra il sistema nervoso centrale e la sorgente di almeno 50 cm al fine di evitare effetti acuti. In particolare, in maniera conforme alla normativa vigente, tale commissione alla soglia di 30 cm ha indicato in 6,25 μT il valore limite di riferimento dell'intensità del campo magnetico. Sebbene tutti

gli apparecchi soddisfino questi requisiti, nell'uso giornaliero può capitare che questo limite non sia rispettato in quanto non vengono utilizzate pentole di dimensioni adeguate o non venga prestata particolare attenzione nel posizionarle perfettamente al centro della piastra. Data l'importanza del tema, l'ICNIRP ha esaminato il valore del campo di dispersione magnetica che si verifica nelle normali condizioni di funzionamento quotidiano. A tal fine sono stati analizzati gli effetti prodotti dall'uso contemporaneo di più piastre riscaldanti o di pentole inadeguate o non centrate utilizzando due modelli di cucine ad induzione ad incasso con quattro zone di cottura (piastra 1 e piastra 2) e un apparecchio mobile con una zona di cottura (piastra 3). Nel caso di accensione contemporanea di più zone, le misurazioni effettuate indicano che i campi di dispersione generati non aumentano in maniera significativa rispetto all'uso di un unico fornello. L'utilizzo invece di pentole non adeguate, intendendo con tale termine i contenitori degli alimenti non concepiti per l'uso su cucine ad induzione o aventi un diametro non corrispondente alla superficie della zona di cottura, incrementa i campi magnetici di un fattore 3,5 a parità di collocazione rispetto alla piastra.

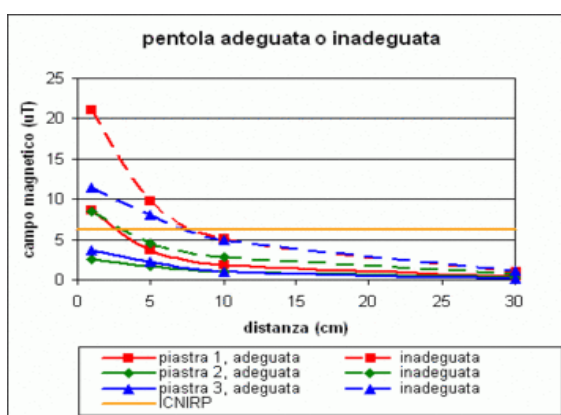


Fig.2-15. Differenza di campo magnetico prodotto fra una pentola adeguata e fra una inadeguata [10]

Una situazione peggiore si verifica però quando la stessa pentola non viene appoggiata esattamente sopra la zona di cottura indicata, provocando il mancato assorbimento di alcune linee di campo specialmente in prossimità dei bordi. Posizionando il contenitore per la cottura al limite e in maniera tale da non attivare la funzione di spegnimento automatico del fornello, l'incremento del campo magnetico disperso nelle condizioni di funzionamento citate può essere infatti anche di 5 volte superiore, come si può rilevare dai diagrammi riportati nelle figure Fig.2-15 e Fig.2-16.

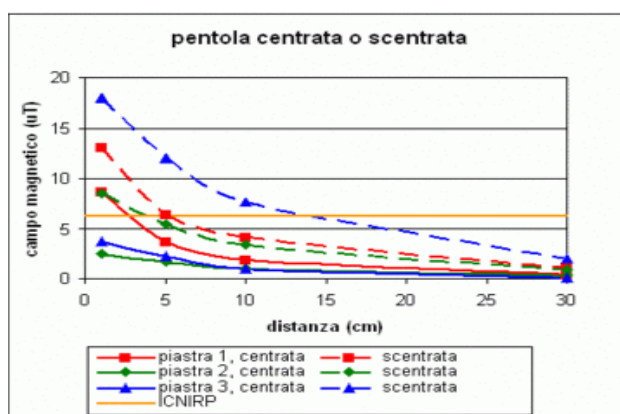


Fig.2.16. Differenza di campo magnetico prodotto fra una pentola centrata e una scontrata [10]

Unendo infine i fattori precedenti, i campi di dispersione possono addirittura decuplicare rispetto a quelli generati da un uso della cucina conforme alle norme, da cui la necessità di prestare attenzione nell'utilizzare quotidianamente i piani di cottura ad induzione.

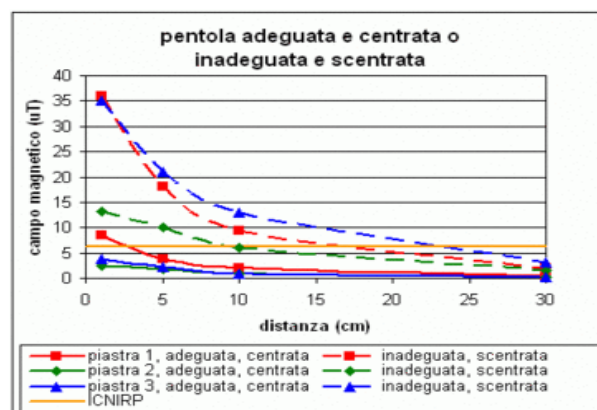


Fig.2-17. Differenza di campo magnetico prodotto fra una pentola adeguata e centrata e una inadeguata e non centrata [10]

Dall'analisi dei tre casi esaminati, supponendo che venga adottata una posizione pressoché centrata come accade di consueto, si evince quindi che l'intensità del campo magnetico disperso raggiunge la soglia di riferimento ad una distanza inferiore a 20 cm nel caso di utilizzo di una pentola inadeguata. Considerando quanto raccomandato dall' ICNIRP e il fatto che tutte le misurazioni sono state effettuate nelle condizioni peggiori alla massima potenza calorifica erogata, l'utilizzo appropriato della pentola non costituisce un rischio per l'alterazione del sistema nervoso. Sebbene tali conclusioni siano sostanzialmente rassicuranti, è possibile tuttavia adottare ulteriori accorgimenti per limitare l'esposizione ai campi magnetici. Ad esempio, considerato il fatto che l'intensità del campo di dispersione elettromagnetico diminuisce notevolmente all'aumentare della distanza dalla sorgente, è senza dubbio preferibile utilizzare solamente le zone di cottura posteriori. Una seconda precauzione, sebbene gli elementi attivi del piano di cottura ad induzione si aggiustino a seconda delle dimensioni del contenitore, consiste inoltre nell'utilizzare una pentola con un fondo corrispondente a quello della piastra riscaldante che si vuole utilizzare. Altri consigli per ridurre al minimo le possibilità di irraggiamento sono:

1. posizionare i contenitori degli alimenti al centro della zona di cottura ed evitare l'uso di quelli aventi dimensioni inferiori rispetto ad essa;
2. non utilizzare pentole difettose dal fondo ricurvo o comunque non uniforme anche se sono realizzate con un materiale tale da attivare il processo induttivo;
3. utilizzare pentole concepite appositamente per la cucina ad induzione al fine di agevolare e migliorare la trasmissione dell'energia erogata dall'unità di cottura;
4. mantenere una distanza dalla fonte pari almeno a 5-10 cm dai fornelli;
5. preferire mestoli in plastica rispetto a quelli in metallo per evitare che le correnti derivate possano attraversare il corpo.

Per i soggetti portatori di pacemaker o di defibrillatori impiantati la questione invece si fa più delicata in quanto per essi esiste un rischio maggiore dovuto al fatto che il campo magnetico generato dal piano potrebbe influire sul funzionamento del dispositivo. E' stato richiesto in tal senso ai vari costruttori di indagare circa le interferenze emesse e i conseguenti potenziali danni all'acquirente, al fine di ammonirlo prima dell'acquisto del prodotto. Uno studio più accurato è stato invece effettuato da W. Irnich e A.D. Bernstein [11], i quali hanno analizzato numerosi aspetti per stabilire il grado di pericolosità delle interferenze.

Partendo dal fatto che un campo magnetico prodotto da una corrente si sviluppa in linee disposte in maniera concentrica al conduttore e che esso, proporzionale al numero di avvolgimenti n , decresce man mano che ci si allontana dalla sorgente

$$H = H(I, n, r)$$

i due ricercatori hanno considerato che:

1. per la legge di Maxwell, il forte campo elettrico indotto causa la circolazione di correnti tali da creare un campo magnetico opposto che praticamente cancella quello inducente, per cui gli unici campi magnetici capaci di interferire con i pacemaker sono solo quelli che si hanno quando la pentola è più piccola o quando essa viene posizionata in una posizione eccentrica;
2. per la legge di Faraday, si ha una tensione indotta $U_{ind} = A \cdot \frac{dB}{dt}$ dove il campo induzione magnetica è costante dentro l'area e perpendicolare al piano su cui giace A. Data la variabilità nel tempo di B e il fatto che il precedente è un prodotto vettoriale, la tensione U è di difficile determinazione per cui è stato creato il modello illustrato nella figura Fig.2-18 per misurare la tensione indotta in modo sperimentale.

In tale sistema si cerca di simulare un paziente nel quale è stato impiantato un pacemaker unipolare nella parte sinistra del torace che, come si può osservare, costituisce il caso peggiore nei confronti dell'induzione elettromagnetica a causa della maggiore area interessata rispetto a quella della parte opposta. Una volta realizzato il modello, al fine di analizzare l'interferenza del campo magnetico su di esso e di determinare quale situazione dia luogo ad una tensione indotta maggiore ai suoi capi, lo si posiziona in modo perpendicolare rispetto al piano della bobina e in prossimità del piano di cottura ad induzione, simulando in tal modo un soggetto che sta con il torace attaccato al bordo della piastra riscaldante.

Dal confronto dei due casi illustrati, si evince che la posizione assume un ruolo fondamentale in quanto da essa dipende il numero di linee di campo concatenate. In particolare si può osservare che la sistemazione simmetrica del modello rispetto al piano della bobina dà luogo ad una tensione indotta complessivamente nulla in quanto tutte le linee del campo magnetico che entrano nell'area sopra il piano, escono dall'altra. Nella pratica tale sistemazione, considerata l'usuale altezza del piano, si verifica solo in casi eccezionali. Normalmente infatti il dispositivo è situato ad un livello superiore per cui la precedente condizione è da ritenersi la peggiore.

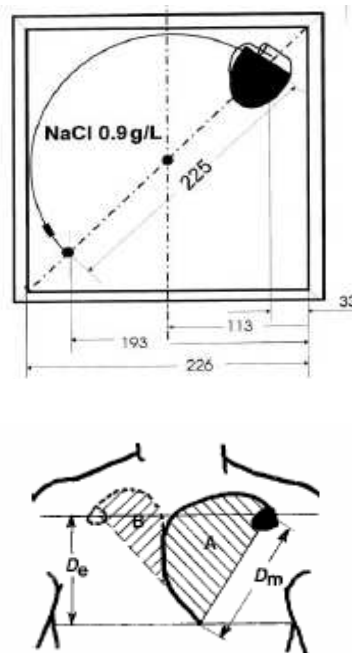


Fig.2-18. Modello pacemaker [11]

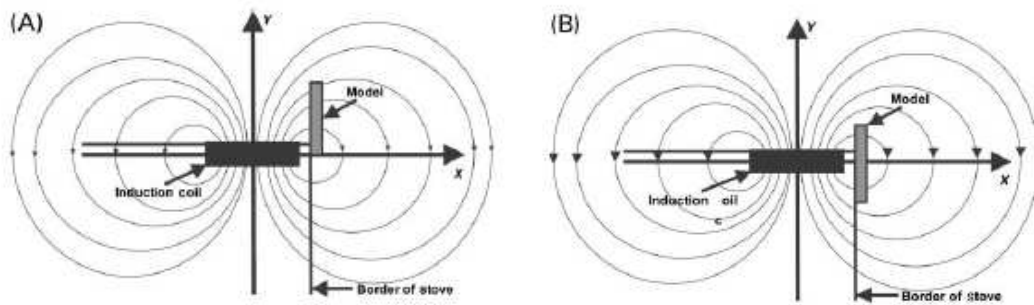


Fig.2-19. Modello di un paziente con pacemaker e influenza sul dispositivo delle linee di campo magnetico [11]

Un secondo meccanismo di accoppiamento è costituito dalle correnti di dispersione dovute al fatto che i piani del fondo della pentola, essendo posizionati vicini tra loro, formano un condensatore elettrico capace come tale di accumulare una certa carica elettrica. Sebbene di ampiezza variabile nel tempo in quanto dipendente dalla tensione di alimentazione della bobina inducente, il flusso originato in seguito al contatto accidentale della pentola da parte di un individuo messo elettricamente a terra può essere pericoloso per il funzionamento del pacemaker. Per questo motivo, al fine di identificare la tensione in ingresso del dispositivo impiantabile generata dalle correnti di dispersione, è stato improntato un metodo per la misurazione nel quale sono stati presi come riferimento i punti A, B e C, situati in prossimità delle scapole e del cuore.

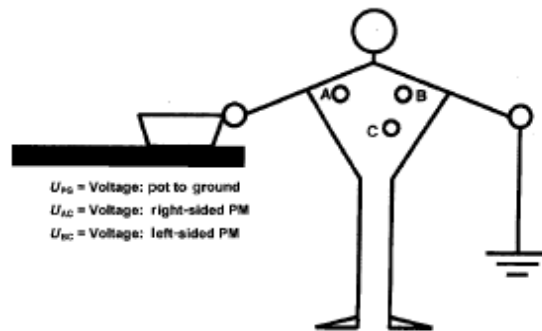


Fig.2-20. Posizionamento elettrodi sul corpo umano [11]

Posizionando degli elettrodi in corrispondenza di tali punti e due generatori di impulsi in A e B allo scopo di simulare il pacemaker e la posizione dove in genere esso viene impiantato, si sono effettuate le misurazioni delle tensioni U_{AC} e U_{BC} in un gruppo di volontari. Indicando con r il rapporto

$$r = \frac{U_{AC}}{U_{PG}}$$

dove U_{PG} è la tensione fra il contenitore e la terra, si è successivamente determinato il valore massimo di tale parametro come somma di un valore principale e di una deviazione standard legata all'individuo.

$$r_{\max} = r_{\text{mean}} + 2SD$$

La conoscenza di tale valore e la misurazione di U_{PG} , dipendente dalla forma e dalla dimensione della pentola, permette così di stimare la frazione della tensione che può apparire attraverso l'ingresso di un generatore di impulsi impiantato, una volta nota la tensione presente fra le mani. In questo modo, dal rapporto fra la tensione di carico libero e la corrente di corto circuito, è stato possibile determinare l'impedenza del corpo umano e quindi la tensione presente ai capi del torace ad essa proporzionale. I risultati ottenuti di

maggiore rilievo, riassunti in tabella Tab.2-12, evidenziano che la tensione U_{AC} è sempre maggiore di U_{BC} per cui l'interferenza dovuta alle correnti di dispersione avviene principalmente con gli impianti unipolari posizionati nella parte destra. Una seconda conclusione è che quanto affermato vale solo per la frequenza fondamentale della tensione indotta e che, data la sua forte distorsione, le impedenze alle armoniche maggiori sono minori.

Tab.2-12. Risultati ottenuti dalla misurazione delle correnti di dispersione [11]

GRANDEZZA	DONNE	UOMINI
Uac [mV]	135 ± 27,6	112 ± 34
U _{pg} [V]	7,7 ± 0,66	6,8 ± 0,52
r [%]	1,73 ± 0,206	1,65 ± 0,38
r _{max} [%]	2,14	2,14
Z [kΩ]	1,2 ± 0,1	750 ± 57

Alla luce dei fenomeni appena esaminati è necessario pertanto analizzare ogni pacemaker per stabilire se esso è idoneo alle interferenze causate dal piano di cottura ad induzione e se rispetta a livello costruttivo i requisiti imposti dagli standard PC69, EN45502-2 e ISO14708-1, di seguito elencati:

1. protezione dal malfunzionamento persistente dovuto alle fonti ad onda continua (PC69, clausola 4.3.1);
2. risposta temporanea alle sorgenti ad onda continua (PC69, clausola 4.4.1);
3. protezione dai campi elettromagnetici modulati come i segnali cardiaci (PC69, clausole 4.5.1.1 e 4.5.2.1);
4. protezione dall'esposizione dei campi magnetici alternati per frequenze da 1 a 140 kHz (PC69, clausola 4.8.1);
5. protezione dalla radiazione elettromagnetica non ionizzante (ISO14708-1, clausola 27).

Al fine di testare l'immunità dell'apparecchio nel rispetto dei precedenti punti, ogni pacemaker viene sottoposto a vari segnali, non solo di campo magnetico, per verificare il comportamento di questi congegni in caso di esposizione. Per le protezioni dei punti 1, 2 e 3 il segnale utilizzato per il test è la tensione applicata ai conduttori del pacemaker e la prova ha lo scopo di simulare gli effetti del campo magnetico variabile nel tempo sul circuito del congegno. Per le protezioni 4 e 5 invece gli standard raccomandano l'utilizzo di campi magnetici e in particolare per la prima prova deve essere utilizzato un valore efficace pari a 150 A/m fino alla frequenza di 100 kHz e tale che gli sforzi elettrodinamici siano decrescenti in modo inversamente proporzionale a partire da 100 kHz fino a 140 kHz.

Per testare il pacemaker è stato pertanto realizzato un apparecchio composto da un generatore di segnali ad onda continua, da un amplificatore di potenza necessario per la regolazione della frequenza e da una bobina di eccitazione che, formata da due circuiti chiusi a singola spira realizzati in rame e connessi in serie tra loro, ha un diametro maggiore di 12 cm e come tale eccede del 50% la dimensione lineare maggiore del dispositivo impiantabile.

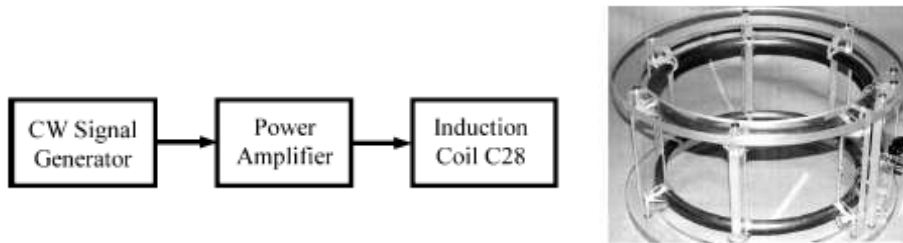


Fig.2-21. Schema a blocchi e bobina di induzione utilizzati per testare i pacemaker [12]

La particolare geometria del sistema permette di mantenere la componente assiale del campo magnetico H nel piano intermedio compresa fra $\pm 2.5\%$, rispettando in tal modo le specifiche.

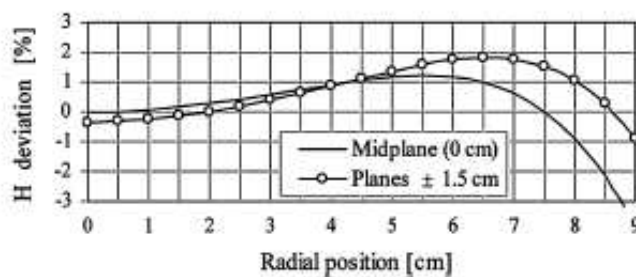


Fig.2-22. Componente assiale del campo magnetico all'interno della bobina [12]

A livello elettrico, l'impedenza del carico è data da

$$Z = \sqrt{(R_{C28} + R_{LEADS} + 0.05)^2 + 4\pi^2 f^2 (L_{C28} + L_{LEADS})^2}$$

dove il coefficiente 0.05 indica il valore di una resistenza normalmente utilizzata per limitare la corrente continua della linea di compensazione dell'amplificatore che si viene a creare con i carichi a bassa impedenza.

Sulla base della precedente formulazione, considerando la tensione massima, si ricava la corrente massima

$$I_{out\ max\ (100\ kHz)} = \frac{U_{out\ max}}{Z_{(100\ kHz)}}$$

e in corrispondenza ad essa il massimo campo magnetico che si può ottenere al centro della bobina di eccitazione

$$H_{max} = \frac{nI_{max}}{2} \cdot \frac{r^2}{(r^2 + x^2)^{3/2}} \Rightarrow \frac{H_{max}}{I_{max}} = K_{coil} = \frac{n}{2} \cdot \frac{r^2}{(r^2 + x^2)^{3/2}}$$

dove

- ▲ n è il numero di spire,
- ▲ r è il raggio dei conduttori;
- ▲ x è la distanza fra il centro del sistema e quello di ogni circuito chiuso;
- ▲ K_{coil} è la costante tipica della bobina.

In tal modo, scegliendo per esempio i dati in tabella (Fig.2-23), si può ottenere il campo magnetico richiesto con una riserva del 6% e modularne il suo andamento secondo i requisiti dei vari standard agendo direttamente sull'amplificatore.

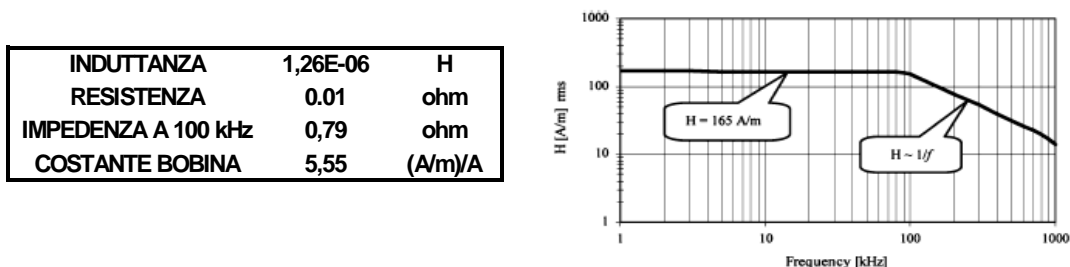


Fig.2-23. Caratteristiche elettriche e andamento del campo H in funzione della frequenza [12]

Come si può osservare dal diagramma precedente, l'apparecchiatura esposta permette dunque di effettuare la prova necessaria per attestare i criteri di immunità ai campi magnetici. Essa nello specifico consiste nell'immergere il pacemaker in una soluzione salina avente una concentrazione pari allo 0.18%, appoggiandolo assieme ai suoi sensori e conduttori in corrispondenza del piano intermedio costituito da una griglia di plastica.

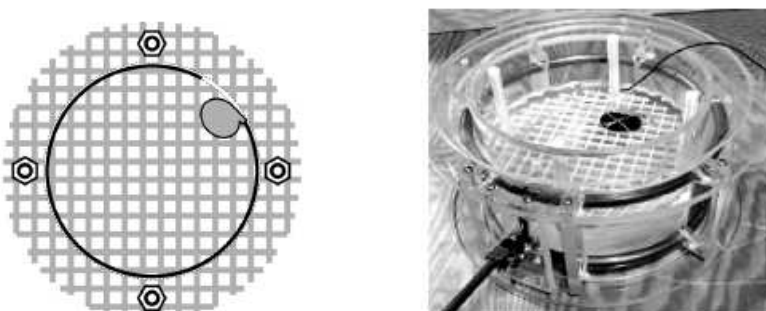


Fig.2-24. Pacemaker in fase di verifica [12]

Acquisendo successivamente con un oscilloscopio a più canali i vari segnali ottenuti variando il campo magnetico secondo le specifiche e confrontandoli istantaneamente con quelli di riferimento rilevati in condizioni di riposo, si controlla in ogni fase che:

1. la deviazione non sia maggiore del 20% rispetto all'intervallo AV (atrio-ventricolare)
2. gli scostamenti restino al di sotto del 10% dell'intervallo degli impulsi;
3. la diminuzione dell'ampiezza di impulsi all'atrio (A) o al ventricolo (V) sia inferiore al 50%.

Il rispetto dei criteri precedenti in tutte le procedure definite dagli standard relativi permette al dispositivo impiantabile di superare la prova a livello costruttivo e di essere quindi a disposizione del chirurgo. Dal punto di vista delle interferenze dei pacemaker con i piani di cottura ad induzione è possibile utilizzare invece come riferimento lo standard della CENELEC che, introdotto nel 2003, ha imposto come soglia di sensibilità all'interferenza, per frequenze da 3 a 150 kHz, una tensione picco-picco massima pari a

$$U_{pp} / mV \geq 6 f / kHz.$$

A tal proposito W. Irnich e A.D. Bernstein hanno testato 11 articoli normalmente venduti in Europa e 244 dispositivi impiantabili espantati da persone decedute. Modulando tutte le tensioni del modello del paziente con pacemaker e variando la frequenza di induzione da 25 a 48 kHz, si è ottenuto quanto riassunto in tabella Tab.2-13.

Tab.2-13. Dati ottenuti per 11 modelli di piani di cottura in funzione della posizione della pentola [11]

Cooktop number	$U(d_{min,e,t})$ (mV)	$U(d_{min,e,c})$ (mV)	$d(60 \text{ mV})$ (cm)	f (kHz)
1	n.m.	800	35	25-36
2	n.m.	550	31	28.5-31.2
3	64	360	23	25-40
4	45	384	26	25-40
5	n.m.	185	n.m.	25-40
6	85	145	28	25-40
7	67	160	n.m.	25-40
8	n.m.	145	27	25-40
9	n.m.	96	6	34-48
10	30	89	n.m.	25-30
11	6	64	n.m.	28-30
Mean	49.5 ± 26.0 (n = 6)	270.7 ± 221 (n = 11)	25.1 ± 8.6 (n = 7)	32 ± 7 (n = 11)

L'analisi dei dati raccolti mette in evidenza che la posizione concentrica dei contenitori degli alimenti dà luogo a tensioni indotte inferiori a 90 mV e quindi contenute ampiamente entro il limite della normativa. Con una posizione eccentrica invece i valori aumentano di molto ma, considerato che in queste condizioni è stato influenzato solo il 14,8% dei congegni impiantabili e che si ritorna entro i limiti consentiti ad una distanza di 35 cm, approssimabile con la lunghezza del braccio, i fornelli ad induzione non costituiscono un problema per i pazienti che portano i pacemaker moderni.

Alla luce di quanto esposto sono pertanto a rischio potenziale solo i pazienti con impianti pettorali unipolari collocati nella parte sinistra del torace, nel caso in cui essi posizionino eccentricamente la pentola e si mettano con il corpo in prossimità stretta alla piastra e a livello della bobina di induzione. Dato che difficilmente si presentano le condizioni peggiori, è sufficiente che seguano alcuni accorgimenti quali quelli di non toccare per lungo tempo le pentole e di non utilizzare mestoli o utensili in metallo. Per gli altri portatori di pacemaker, anche se praticamente immuni, viene raccomandata comunque una certa prudenza e il consulto del medico di base e del costruttore del pacemaker. In definitiva basta pertanto attenersi scrupolosamente alle avvertenze di sicurezza del fabbricante e discutere con chi di dovere dell'opportunità di usare una cucina ad induzione.

CAP: 3 MODELLO INDUTTORE - CARICO

La cottura ad induzione si caratterizza dalle altre metodologie per il fatto che la generazione del calore si realizza direttamente all'interno del contenitore degli alimenti. Il trasferimento della potenza elettrica avviene infatti per via elettromagnetica ad opera di un campo magnetico H creato da una corrente circolante in un induttore posizionato sotto il piano di cottura. La trasformazione dell'energia elettrica in termica richiede la variazione nel tempo di H , indispensabile sia per indurre delle correnti parassite e dissipare calore per effetto Joule. L'esistenza di questi fenomeni dissipativi è dunque da ricondursi all'andamento nel tempo della corrente magnetizzante, di norma sinusoidale visto il tipo di alimentazione realizzato mediante un inverter. Questa grandezza fisica è pertanto per sua natura caratterizzata dall'aver una frequenza, il cui valore in genere è nell'ordine delle decine di kHz. La scelta di far funzionare i fornelli ad induzione in questo campo di frequenza deriva da una parte dalla necessità di dover rimanere sopra la soglia dei 20 kHz, per non arrecare un fastidioso rumore udibile, e dall'altra dalla crescita eccessiva delle perdite dovute all'insorgere degli effetti pelle, di prossimità e geometrici. La presenza di questi fenomeni, responsabili dell'apprezzabile incremento delle perdite degli avvolgimenti, ha indotto il progettista ad adottare per l'avvolgimento induttore i conduttori litz, ovvero dei cavi composti da trefoli avvolti periodicamente. In conseguenza all'importanza della progettazione dell'induttore planare visto che questo componente deve trasferire l'energia dal primario alla pentola mediante il campo magnetico e distribuire l'energia uniformemente al fondo della pentola, è stato necessario revisionare i modelli più datati o svilupparne di nuovi. Ad esempio il modello proposto da Dowell nel 1966 [13], sebbene consideri la distribuzione lineare del campo di dispersione lungo gli strati dell'avvolgimento, non è applicabile in quanto non è inerente al problema dato che tratta i conduttori a lamina. Allo stesso modo le successive sistemazioni geometriche ideate per adattare la forma a lamina ai conduttori rotondi non sono adatte visto l'eccessivo errore risultante dall'effettuare questa approssimazione. Altri modelli non possono essere utilizzabili dal momento che considerano costante e uniforme il campo di dispersione attraverso ogni strato o non considerano affatto la sua presenza tra gli stessi strati.

Le varie carenze evidenziate comportano un'elevata perdita di accuratezza, non accettabile vista la precisione ricercata per questo componente critico. La necessità di poter disporre di un modello che analizzi in modo coerente e completo le perdite degli avvolgimenti nei componenti magnetici ad elevata frequenza è stata in parte accontentata negli ultimi anni con l'ausilio di programmi agli elementi finiti, il cui impiego è giustificato anche dal fatto che

1. la geometria planare, essendo simmetrica, permette di sviluppare fino ad un certo grado di approssimazione un modello bi-dimensionale in coordinate cilindriche;
2. è necessario effettuare uno studio sulla dipendenza dalla frequenza e quindi è richiesto un elevato numero di simulazioni.

Una maggiore limitazione a questa tecnica di calcolo è l'elevato numero di elementi visto che nei conduttori litz i trefoli devono essere piccoli mentre le dimensioni intere degli avvolgimenti induttori sono di circa un ordine di grandezza maggiore. Una soluzione a questo problema è quella di utilizzare una combinazione analitica e numerica per il calcolo del campo magnetico per cui sulla base di questa filosofia sono stati introdotti altri metodi computazionali efficienti, fra i quali il SFD (Square Field Derivative).

3.1 RESISTENZA DELL'AVVOLGIMENTO

La resistenza di un avvolgimento induttore di un piano di cottura ad induzione è influenzata da numerosi fattori, riconducibili spesso alla elevata frequenza di funzionamento utilizzata in questo campo di applicazione. I fenomeni dovuti agli effetti

1. PELLE, responsabile dello spostamento della densità di corrente verso la superficie del conduttore;
2. DI PROSSIMITÀ, ovvero la tendenza di una corrente che, prodotta da un campo magnetico generato nelle vicinanze da altri conduttori, tende a fluire in circuiti chiusi o a concentrarsi in determinate zone all'interno del conduttore sotto esame;
3. GEOMETRICI associati con l'azione di un campo magnetico imposto esternamente al conduttore i cui effetti dipendono dalla geometria dell'avvolgimento, dalla distribuzione delle linee di flusso e dalla presenza di traferri nel nucleo,

non possono infatti essere trascurati dato che agiscono principalmente sulla distribuzione della densità di corrente all'interno dell'induttore, variando in tal modo la sezione utile per il passaggio del flusso di elettroni e di conseguenza la resistenza complessiva. L'intensificazione di questi effetti al crescere della frequenza diminuisce in maniera consistente l'efficienza del fornello ad induzione oltre ad apportare l'adozione di ulteriori accorgimenti per attenuare l'insorgenza di nuovi indesiderati fenomeni. Tuttavia, nonostante questi inconvenienti, vi è d'altra parte la necessità di ampliare la gamma dei materiali utilizzabili nella cottura ad induzione per cui è indispensabile lavorare a frequenze ancora più elevate per avere rendimenti accettabili anche con i metalli non ferromagnetici. Non potendo pertanto intervenire bruscamente sulla frequenza, si è dovuto adottare anche per questa applicazione un avvolgimento con un conduttore di tipo litz sebbene questo componente sia stato tradizionalmente avvolto con conduttori solidi per ragioni di costo. I conduttori di tipo litz, dal tedesco "litzendraht" ovvero filo intrecciato, costituiti da numerosi trefoli avvolti a fascio secondo una particolare geometria a nido d'ape in modo che il campo magnetico abbia lo stesso effetto su tutti i fili della matassa. In esso ogni filamento, isolato dagli altri mediante smaltatura o poliuretano-nylon, assume tutte le posizioni possibili nella sezione trasversale del conduttore e ciò permette alla corrente di elevata frequenza di distribuirsi equamente tra i trefoli. Con questa costruzione si aumenta così la quantità di superficie senza aumentare in modo significativo le dimensioni del conduttore, espresse in genere in forma abbreviata come N / XX dove N è il numero dei trefoli e XX indica l'AWG (American Wire Gauge) relativa alla dimensione di ciascun settore.



Fig.3-1. Filo litz

La configurazione standard di torsione è di 12 torsioni per piede (TPF) ma si possono avere altre disposizioni fino ad un massimo di 300-360 TPF possibili solo con trefoli di piccolo diametro visto che la loro sezione è un fattore di limitazione.

I vincoli costruttivi accennati, uniti al fatto che fisicamente non è possibile scendere con le dimensioni dei filamenti sotto una certa soglia, non permettono di eliminare totalmente il problema degli effetti pelle e di prossimità specialmente alle elevate frequenze. Tuttavia la cospicua riduzione di questi fenomeni e di conseguenza le minori perdite aggiuntive ad essi dovute è talmente gradita dai progettisti che li utilizzano ormai in ogni campo che richiede un funzionamento ad elevata f , a scapito di costi maggiori. La scelta di utilizzare i conduttori litz trova ulteriore giustificazione nel fatto che al giorno d'oggi il mercato offre una vasta gamma di forme e dimensioni, adattabili a qualsiasi tipo di applicazione.

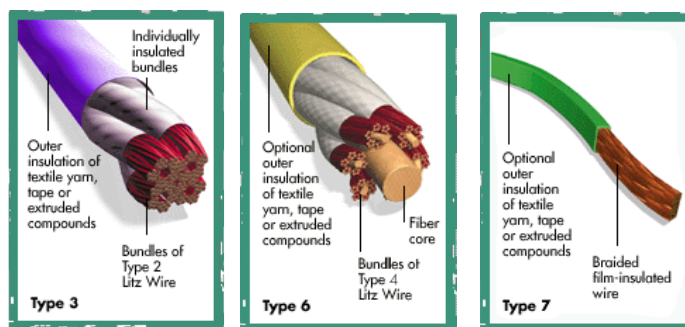


Fig.3-2. Tipi di filo litz disponibili in commercio

La gradita caratteristica peculiare di questi conduttori a fascio comporta la necessità di creare dei nuovi modelli per gli avvolgimenti induttori e fra quelli di recente sviluppo hanno una certa rilevanza, considerata la loro stretta attinenza alla realtà che sono chiamati a descrivere, la proposta di F. Tourkhani e P. Viarouge [14] e l'idea del team spagnolo composto da J. Acero, P.J. Hernandez, J.M. Burdio, R. Alonso e L.A. Barragan [15].

3.1.1 MODELLO DI F. TOURKHANI E P. VIAROUGE

Il modello di F. Tourkhani e P. Viarouge [14] è un metodo di analisi che fornisce una formula analitica della resistenza AC di un avvolgimento interessato da una elevata frequenza. Esso si basa su precise equazioni analitiche per i conduttori di sezione circolare e include nell'integrale della potenza dissipata per effetto delle correnti indotte la nota distribuzione lineare del campo di dispersione nello spazio dell'avvolgimento.

Il punto da cui esso parte è la formula della densità delle correnti indotte sviluppata da P.L.Dowell [13] per i conduttori a lamina e da J. Lammeraner e M. Staffl [16] per quelli rotondi. Utilizzando in particolare l'espressione relativa alla forma cilindrica, nell'ipotesi di litz dritti aventi una sezione trasversale trascurabile rispetto alla lunghezza,

$$\bar{J} = \gamma j^{3/2} \left(\frac{\bar{I}_0}{\pi d_0} \frac{J_0(j^{3/2} \gamma r)}{J_1\left(j^{3/2} \frac{\gamma d_0}{2}\right)} + 2\bar{H} \frac{J_1(j^{3/2} \gamma r)}{J_0\left(j^{3/2} \frac{\gamma d_0}{2}\right)} \sin \vartheta \right)$$

con

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0}} \quad e \quad \gamma = \frac{\sqrt{2}}{\delta}$$

dove

- ▲ I_0 è l'ampiezza della corrente nel conduttore;
- ▲ H è l'ampiezza del campo di dispersione attraverso il conduttore;
- ▲ f è la frequenza;
- ▲ d_0 è il diametro del conduttore;
- ▲ δ è lo spessore di penetrazione;
- ▲ ρ è la resistività del rame;
- ▲ μ_0 è la permeabilità dell'aria;
- ▲ J_0 e J_1 sono le funzioni di Bessel.

si ricava la potenza dissipata per unità di lunghezza

$$P = \frac{\rho}{2} \int_0^{r_0} \int_0^{2\pi} \bar{J} \bar{J}^* r dr d\varphi = \frac{I^2 \rho}{\sqrt{2} \pi \delta d_0} \psi_1(\zeta) - \frac{2\sqrt{2}\pi \rho}{\delta} H^2 \psi_2(\zeta) \quad \text{con} \quad \zeta = \frac{d_0}{\delta}$$

nella quale

$$\psi_1(\zeta) = \frac{ber_1\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right) bei' \left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right) - bei_1\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right) ber' \left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right)}{ber' \left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right) + bei'^2 \left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right)}$$

$$\psi_2(\zeta) = \frac{ber_2\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right) ber' \left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right) + bei_2\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right) bei' \left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right)}{ber^2 \left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right) + bei^2 \left(\frac{\delta}{\sqrt{2}}\right)}$$

Sulla base della formulazione della potenza, si desume la necessità di determinare il campo di dispersione H . Nel caso in esame l'espressione ricavata è applicabile ad ogni trefolo dell'avvolgimento di tipo litz per cui è indispensabile effettuare l'analisi del campo H che lo interessa. Prendendo a tal scopo la sezione trasversale del conduttore, rappresentata nella figura Fig.3-3, è possibile notare che ogni trefolo è soggetto ad un campo di dispersione esterno (H_{est}) al quale se ne aggiunge anche uno interno (H_{int}) dovuto alla corrente circolante nei trefoli presenti nelle vicinanze.

$$\bar{H} = \bar{H}_{ext} + \bar{H}_{int} = (H_{est} + H_{int} \sin(\vartheta)) \bar{y} + H_{int} \cos(\vartheta) \bar{x}$$

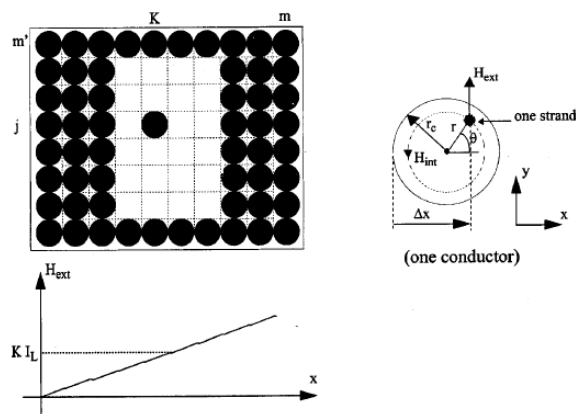


Fig.3-3. Sezione trasversale di un conduttore e distribuzione del campo magnetico al suo interno [14]

Per quanto concerne la formulazione di H_{est} si suppone che esso si sviluppi solo lungo la direzione y , assunzione vera negli avvolgimenti dei trasformatori e degli induttori con un traferro distribuito. In tal caso, alla posizione Δx dello strato k -esimo, H è dato da

$$H_{ext}(\Delta x, k) = (k-1)I_L + I_L \frac{\Delta x}{d_c}$$

dove d_c è il diametro del conduttore e I_L è la corrente per unità di larghezza dello strato.

Esprimendolo, per facilità di trattazione, in funzione di (r, ϑ) , ed essendo valida in tal caso la relazione

$$\Delta x = r_c + r \cos(\vartheta)$$

con r_c raggio del conduttore, si ha

$$H_{ext}(k, (r, \vartheta)) = \left(k - \frac{1}{2} + \frac{r \cos(\vartheta)}{r_c} \right) I_L$$

Per quanto concerne invece la formulazione di H , si assume valida quella proposta in [16], secondo la quale

$$H_{int}(r) = \frac{I}{2\pi r_c^2} r$$

Pertanto, dalle relazioni precedenti, si ottiene la:

$$\vec{H} = \left[\left(k - \frac{1}{2} + \frac{r \cos(\vartheta)}{r_c} \right) I_L + \frac{I}{2\pi r_c^2} r \sin(\vartheta) \right] \vec{y} + \frac{I}{2\pi r_c^2} r \cos(\vartheta) \vec{x}$$

che esprime la distribuzione del campo disperso lungo un trefolo nella posizione (r, θ) di un conduttore nello strato k -esimo dell'avvolgimento. Il risultato appena ottenuto può essere usato nella densità delle perdite per correnti indotte relativa al conduttore (k, j) data dalla

$$\frac{dP_{kj}}{dS} = P_0 \frac{\beta}{\pi r_0^2} = \frac{I_0^2 \rho \beta}{2\sqrt{2} \pi^2 \delta r_0^3} \psi_1(\zeta) - \frac{2\sqrt{2} \rho \beta}{\delta r_0} H^2 \psi_2(\zeta)$$

dove β è il fattore di impacchettamento. Elevando dunque al quadrato il campo H :

$$H^2 = \left[\left(k - \frac{1}{2} + \frac{r \cos(\vartheta)}{r_c} \right) I_L \right]^2 + \left(\frac{I}{2\pi r_c^2} r \right)^2 + 2 \left(k - \frac{1}{2} + \frac{r \cos(\vartheta)}{r_c} \right) I_L \cdot \left(\frac{I}{2\pi r_c^2} r \right) \sin(\vartheta)$$

e inserendo questa formulazione all'interno di quella relativa alla dissipazione della potenza per unità di lunghezza, si ha

$$P_{kj} = \int_0^{r_c} \int_0^{2\pi} \frac{dP_{kj}}{dS} r dr d\vartheta = \frac{I^2 \rho}{\sqrt{2} \pi \delta N_0 d_0} \left\{ \psi_1(\zeta) - 2\pi^2 N_0 \beta \left[\left(k - \frac{1}{2} \right)^2 + \frac{1}{16} + \frac{1}{2\pi^2} \right] \psi_2(\zeta) \right\}$$

Le perdite per unità di lunghezza nell'intero avvolgimento a conduttore di tipo Litz si ottengono quindi dall'integrazione della formula precedente lungo l'intera sezione trasversale, considerando in tal modo tutti i contributi apportati dai trefoli presenti. L'espressione che si ricava è la

$$P \sum_{k=1}^m \sum_{j=1}^{m'} P_{kj} = \frac{N I^2 \rho}{\sqrt{2} \pi \delta N_0 d_0} \left[\psi_1(\zeta) - \frac{\pi^2 N_0 \beta}{24} \left(16m^2 - 1 + \frac{24}{\pi^2} \right) \psi_2(\zeta) \right]$$

nella quale m è il numero di strati, m' il numero di conduttori per strato e N il numero di conduttori nell'avvolgimento.

La resistenza per unità di lunghezza degli avvolgimenti rotondi realizzati con conduttori litz è pertanto semplicemente data dalla

$$R_{AC} = \frac{2P}{I^2} = \frac{\sqrt{2} N \rho}{\pi \delta N_0 d_0} \left[\psi_1(\zeta) - \frac{\pi^2 N_0 \beta}{24} \left(16m^2 - 1 + \frac{24}{\pi^2} \right) \psi_2(\zeta) \right]$$

che, normalizzata rispetto al valore base

$$R_b = \frac{N \rho}{N_0 \pi \delta^2}$$

dà luogo alla

$$K_r = \frac{\sqrt{2}}{\zeta} \left[\psi_1(\zeta) - \frac{\pi^2 N_0 \beta}{24} \left(16m^2 - 1 + \frac{24}{\pi^2} \right) \psi_2(\zeta) \right]$$

il cui andamento è di seguito illustrato rispettivamente per un numero di trefoli N_0 uguale a 20 e a 50.

L'osservazione di quanto illustrato porta alla conclusione che in entrambi i casi, una volta indicato il numero di strati m , vi è la presenza di un punto di minimo per valori ottimi di ζ inferiori a 1.4. Da ciò segue che per ottenere la resistenza minima è sufficiente porre nulla la derivata della resistenza normalizzata

$$\frac{dK_r}{d\zeta} = \frac{d}{d\zeta} \left(\frac{\psi_1}{\zeta} \right) - \frac{\pi^2 N_0 \beta}{24} \left(16m^2 - 1 + \frac{24}{\pi^2} \right) \frac{d}{d\zeta} \left(\frac{\psi_2}{\zeta} \right) = 0$$

e che nelle condizioni in esame ψ_1 e ψ_2 possono essere approssimate dal primo termine della loro espansione in serie di Taylor.

$$\psi_1(\zeta) = 2\sqrt{2} \left(\frac{1}{\zeta} + \frac{1}{3 \cdot 2^8} \zeta^3 - \frac{1}{3 \cdot 2^{14}} \zeta^5 + \dots \right)$$

$$\psi_2(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(-\frac{1}{2^5} \zeta^3 + \frac{1}{2^{12}} \zeta^7 + \dots \right)$$

L'approssimazione effettuata per queste due funzioni non va ad intaccare l'accuratezza del modello dato che per $\zeta < 2$ le curve sono praticamente coincidenti.

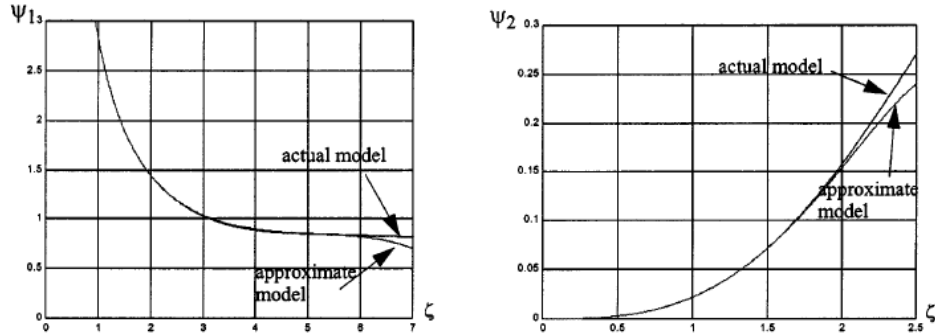


Fig.3-4. Diagrammi di confronto fra il modello reale e quello approssimato [14]

In seguito a questa considerazione è possibile semplificare ulteriormente l'espressione del valore ottimo del diametro dei fili

$$\zeta_{op} = 4 \sqrt[4]{\frac{3}{1 + \frac{\pi^2 N_0 \beta}{4} \left(16m^2 - 1 + \frac{24}{\pi^2}\right)}}$$

e di conseguenza il valore minimo della resistenza normalizzata

$$K_{rop} = \frac{8}{\zeta_{op}^2}$$

Il risultato ottenuto è estremamente utile in sede di progetto in quanto fornisce al progettista delle indicazioni importanti sulla dimensione ottima che devono avere i trefoli per minimizzare la resistenza dell'avvolgimento e di conseguenza le perdite. In particolare l'ultimo parametro si ottiene inserendo nella formulazione di ζ_{op} l'equazione del numero di trefoli

$$N_0 = \frac{\beta d_c^2}{d_0^2}$$

ottenendo in tal modo

$$(d_0)_{op} = \sqrt{\frac{-b + \sqrt{b^2 + 12\delta^4}}{2}} \quad \text{dove} \quad b = \frac{\pi^2 \beta^2}{4} \left(16m^2 - 1 + \frac{24}{\pi^2}\right) d_c^2$$

è funzione dei parametri d_c e m già determinati durante la progettazione del componente magnetico. Allo scopo di confrontare questo modello con quelli proposti in precedenza, in particolare con quello di Dowell [13], è necessario stabilire un parametro di confronto che, nel caso in esame, può essere la resistenza DC dell'avvolgimento

$$R_{DC} = \frac{4N\rho}{N_0 \pi d_0^2} = \frac{4N\rho}{N_0 \pi \delta^2 \zeta^2}$$

Normalizzando rispetto a questo valore l'espressione della resistenza in alternata R_{AC} ricavata da F. Tourkhani e P. Viarouge, si ha

$$K_d = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{\zeta}{\sqrt{2}} \left[\psi_1(\zeta) - \frac{\pi^2 N_0 \beta}{24} \left(16m^2 - 1 + \frac{24}{\pi^2} \right) \psi_2(\zeta) \right]$$

mentre l'analogia formulazione dedotta da Dowell è

$$K_d = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \zeta \left[\varphi_1(\zeta) + \frac{m^2 - 1}{3} \varphi_2(\zeta) \right]$$

nella quale

$$\varphi_1(\zeta) = \frac{\sinh 2\zeta + \sin 2\zeta}{\cosh 2\zeta - \cos 2\zeta}$$

$$\varphi_2(\zeta) = 2 \frac{\sinh 2\zeta - \sin 2\zeta}{\cosh 2\zeta + \cos 2\zeta}$$

In particolare, data la diversa geometria dei conduttori, nelle ultime equazioni il parametro ζ denota il valore normalizzato dell'altezza (h) di un conduttore a lamina per cui $\zeta = h/\delta$. Il confronto delle curve dei valori normalizzati K_d eseguite in funzione del parametro ζ evidenzia che nel dominio DC ($\zeta \ll 1$) vi è un simile comportamento fra gli avvolgimenti con conduttori a lamina e a forma rotonda mentre all'aumentare della frequenza (dominio AC, dunque $\zeta \gg 1$) le due formulazioni della resistenza si discostano notevolmente vista la presenza di un fattore di perdite in eccesso correlate agli effetti pelle e di prossimità.

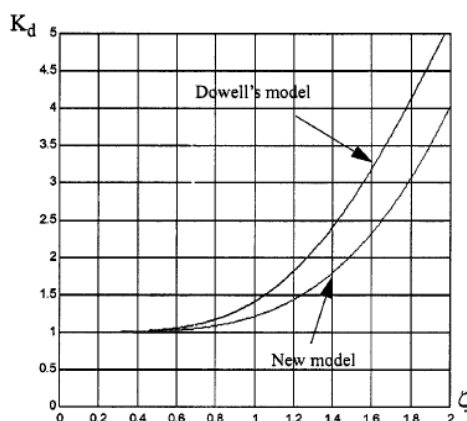


Fig.3-5. Confronto fra il modello sviluppato da F. Tourkhani e P. Viarouge e quello di Dowell [14]

Le osservazioni effettuate e riportate nella figura precedente attestano la validità del modello proposto da F. Tourkhani e P. Viarouge e la sua maggiore accuratezza rispetto a quello di Dowell nel rappresentare la realtà. Ciò deriva semplicemente dal fatto che nelle formulazioni viene considerata la distribuzione lineare del campo di dispersione lungo gli strati dell'avvolgimento, responsabile di indurre in esso una densità di corrente non uniforme da cui un valore di resistenza fortemente dipendente dalla frequenza di funzionamento.

3.1.2 MODELLO DI J. ACERO, P.J. HERNANDEZ, J.M. BURDIO, R. ALONSO E L.A. BARRAGAN

Un semplice modello numerico per il calcolo della resistenza AC di un avvolgimento con conduttori litz percorso da una corrente ad elevata frequenza è quello proposto da J. Acero, P.J. Hernandez, J.M. Burdio, R. Alonso e L.A. Barragan [15]. L'idea su cui si fonda il metodo è quella di includere nel computo totale della potenza dissipata il contributo dato dalle correnti indotte prodotte dal campo magnetico (P_{IND}) oltre alle normali perdite di conduzione che si hanno per l'effetto Joule e per l'effetto di prossimità (P_{COND}). In accordo con il principio ortogonale di questi fenomeni, i due tipi di perdite possono essere sommate, pertanto

$$P_{TOTAL} = P_{COND} + P_{IND} = (R_{COND} + R_{IND}) I_{rms}^2$$

dove

- ▲ R_{COND} è la resistenza totale di conduzione;
- ▲ R_{IND} è la resistenza totale dovuta alle correnti indotte;
- ▲ I_{rms} è il valore efficace della corrente circolante nell'avvolgimento.

La resistenza di conduzione R_{COND} è correlata all'effetto pelle e allo spessore di penetrazione per cui dipende dalla frequenza della corrente che circola nell'avvolgimento. Tuttavia, scegliendo un conduttore litz con trefoli di piccolo diametro ($d_s < 2\delta$) è possibile trascurare questa dipendenza e dunque utilizzare la consueta formula della resistenza in continua visto che sotto questa assunzione la densità di corrente può essere considerata costante lungo l'intera sezione trasversale del conduttore. In tal modo, se si denota con

- ▲ l la lunghezza totale del trefolo,
- ▲ ρ la resistenza del materiale,
- ▲ d_s il diametro del trefolo

si ha la resistenza di conduzione di un trefolo $R_C = \rho \frac{4l}{\pi d_s^2}$.

Indicando con r_i il raggio della spira dell'avvolgimento e considerando che la resistenza di conduzione totale è inversamente proporzionale al numero di trefoli in quanto ciascun trefolo che viene aggiunto al cavo aumenta l'area di conduzione del cavo, si ottiene

$$R_{COND} = \frac{1}{n} \frac{8\rho}{d_s^2} \sum_{i=1}^{n_t} r_i$$

La validità di questa relazione è comunque fortemente legata al rapporto fra il diametro del trefolo e lo spessore dell'effetto pelle per cui essa presenta dei limiti di accuratezza all'aumentare della frequenza di funzionamento. L'errore che ne deriva, rappresentato nella figura Fig.3-6 nella quale viene confrontata la resistenza AC con quella DC, evidenzia il fatto che la resistenza di conduzione di un trefolo calcolata con la formula precedente è sotto-stimata.

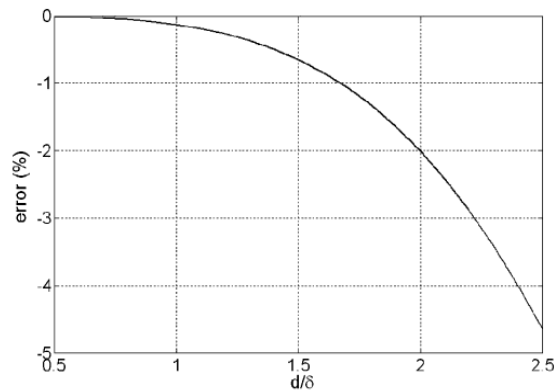


Fig.3-6. Sottostima resistenza calcolata con il modello [15]

Per quanto riguarda il calcolo dell'incremento della resistenza dovuto agli effetti riconducibili ai fenomeni di induzione, devono sussistere le condizioni indicate in tabella Tab.3-1, alle quali consegue rispettivamente quanto riportato nella colonna di destra.

Tab.3-1. Ipotesi assunte e corrispondenti conseguenze

CONDIZIONI	CONSEGUENZE
CAMPO ESTERNO APPLICATO UNIFORME LUNGO LA SEZIONE TRASVERSALE DEL TREFOLO	ASSENZA DIPENDENZA DALLA POSIZIONE RECIPROCA
CAMPO MAGNETICO PERPENDICOLARE ALL' ASSE DEL TREFOLO	CORRENTI INDOTTE PARALLELE ALL' ASSE DEL TREFOLO
DIAMETRO TREFOLO < 1.5 VOLTE LO SPESSORE DI PENETRAZIONE	POSSIBILITA' DI TRASCURARE L' EFFETTO PELLE ASSENZA DI DISTORSIONE DEL CAMPO MAGNETICO NEL TREFOLO
CONDUTTORI LITZ: LA CORRENTE IN OGNI TREFOLO E' LA CORRENTE TOTALE DIVISA PER N	POSSIBILITA' DI TRASCURARE LE CORRENTI INDOTTE GENERATE DAI TREFOLE INDIVIDUALI POSSIBILITA' DI TRASCURARE L' EFFETTO DI PROSSIMITA' INTERNO

Con tali assunzioni il problema tridimensionale viene semplificato in uno ad una dimensione con conseguente riduzione della complessità di calcolo. L'analisi delle perdite dovute al campo magnetico ha inizio, in maniera analoga al modello esposto da F. Tourkhani e P. Viarouge [14], dall'equazione della densità di corrente, in questo caso fornita da J.A. Ferreira [17].

$$J_z(r, \vartheta) = \frac{2H_0 j^{3/2} \xi J_1(kr) \sin(\vartheta)}{J_0(kr_0)}$$

$$\text{con } k = e^{\frac{3\pi}{4}j} \sqrt{\mu\sigma\omega} = j^{\frac{3}{2}} \xi = \frac{\sqrt{2}}{\delta} j^{\frac{3}{2}}$$

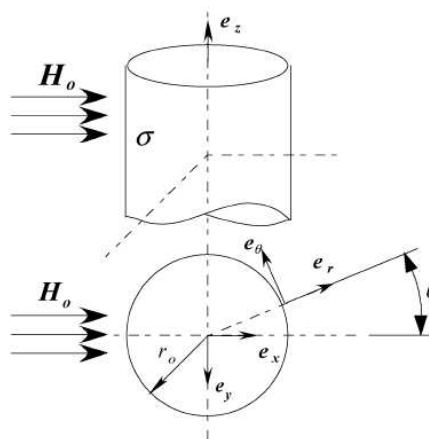


Fig.3.7. Modello utilizzato [15]

nella quale si è indicato con:

- ▲ H_0 il campo applicato;
- ▲ J_0 e J_1 le funzioni di Bessel del primo tipo e di ordine 0 e 1;
- ▲ r_0 il raggio del trefolo;
- ▲ ω la pulsazione o frequenza angolare;
- ▲ μ la permeabilità del materiale;
- ▲ σ la conduttività del materiale.

Nota la densità di corrente, è possibile calcolare la potenza dissipata in un conduttore di lunghezza l tramite la

$$P = \frac{1}{2} \iiint_v \bar{E} \bar{J}^* dv = \frac{1}{2} \int_0^l dz \int_0^{r_0} dr \int_0^{2\pi} d\varphi \frac{\bar{J}_z(r) \bar{J}^*(r)}{\sigma} =$$

$$= \frac{4H_0^2 \xi^2}{2\sigma \bar{J}_0(kr_0) \cdot \bar{J}_0^*(kr_0)} l \int_0^{2\pi} \sin^2(\vartheta) d\vartheta \int_0^{r_0} r dr \bar{J}_1(kr) \cdot \bar{J}_1^*(kr)$$

Viste le frequenze di funzionamento tipiche dei piani di cottura ad induzione e i conduttori litz normalmente utilizzati in queste applicazioni, è possibile affermare che

$$k r_0 = e^{\frac{3\pi_j}{4}} \xi r_0 = e^{\frac{3\pi_j}{4}} \frac{\sqrt{2}}{\delta} r_0 \ll 1$$

in quanto in genere i trefoli dell'induttore sono di raggio r_0 molto minore rispetto allo spessore di penetrazione δ .

Ciò permette di approssimare le funzioni di Bessel al loro primo termine della serie di Taylor (per $x \ll 1$)

$$J_0(x) = 1 - \frac{x^2}{2^2} + \frac{x^4}{2^2 \cdot 2^4} + \dots = 1$$

$$J_1(x) = \frac{x}{2} - \frac{x^3}{2^2 \cdot 4} + \dots = \frac{x}{2}$$

e in tal modo, essendo valida la relazione

$$\int_0^{2\pi} \sin^2(\vartheta) d\vartheta = \pi$$

la formulazione della potenza espressa per un campo generato da una corrente sinusoidale si riduce alla

$$P = \frac{4H_0^2 \xi^2}{2\sigma} l \pi \int_0^{r_0} r \left(\frac{kr}{2}\right) \left(\frac{kr}{2}\right) dr = \frac{H_0^2 (\omega \sigma \mu)^2 l \pi r_0^4}{8\sigma} = \frac{\pi l d_s^4}{64\rho} \omega^2 B_{rms}^2$$

dove

- ▲ B_{rms} è la densità di flusso nelle ipotesi di campo ortogonale all'asse del cilindro;
- ▲ ω è la pulsazione o frequenza angolare del campo magnetico sinusoidale,
- ▲ l è la lunghezza del cilindro,
- ▲ ρ è la resistività del materiale.

L'espressione appena ricavata è da intendersi come la dissipazione della potenza media nel tempo che avviene in un trefolo appartenente ad un cilindro immerso in un campo magnetico sinusoidale B . Il problema principale della determinazione di questa perdita deriva dal fatto che B non è costante e quindi in altri termini dipende dalla posizione all'interno del conduttore. Diventa di conseguenza necessario tracciare la sua distribuzione in funzione della posizione radiale utilizzando allo scopo una simulazione agli elementi finiti nella quale è doveroso considerare le forti variazioni create dal carico e dalla eventuale presenza delle barre di ferrite, simulate mediante un disco.

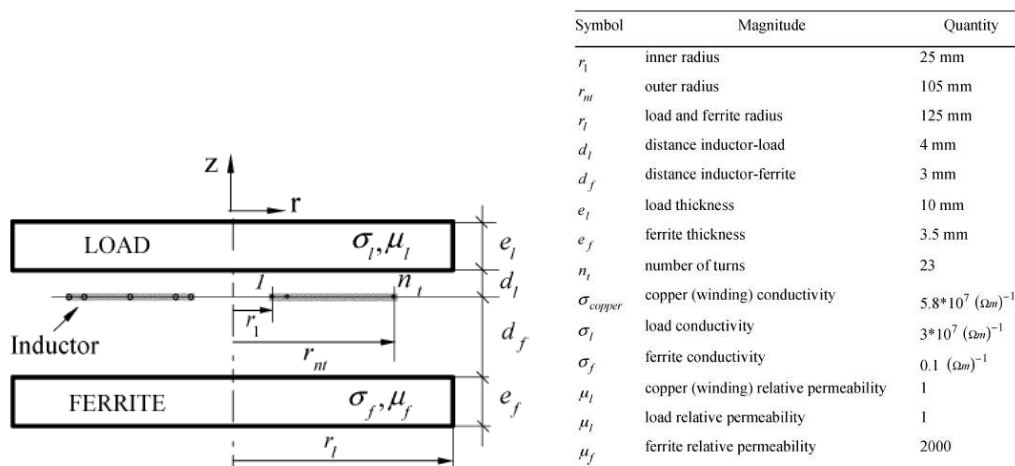


Fig.3-8. Modello sviluppato e parametri utilizzati [15]

I risultati ottenuti evidenziano una forte variazione del campo magnetico lungo la dimensione z , come può essere osservato dalla figura Fig.3-9 nella quale è stato riportato il quadrato di B rilevato in ogni spira nella posizione superiore e inferiore nel conduttore per una corrente di 1A.

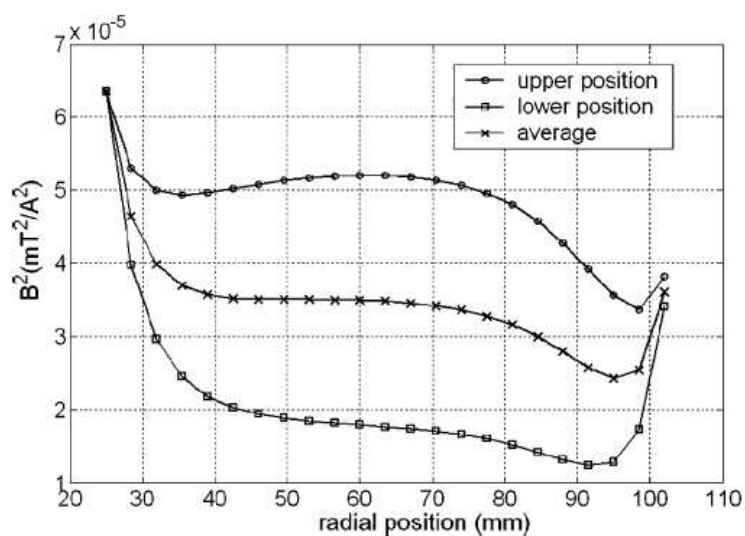


Fig.3-9 Distribuzione del campo magnetico quadratico lungo il raggio dell'induttore [15]

Considerato che i trefoli in un conduttore Litz hanno una trasposizione sia azimutale che radiale all'interno del fascio, è possibile considerarli equivalenti e quindi ciascuno di essi è interessato da un campo medio dato da

$$\langle B_{rms}^2 \rangle = \frac{B_{rms_upper}^2 + B_{rms_lower}^2}{2}$$

e quindi la potenza media dissipata diventa

$$P = \frac{\pi l d_s^4}{64\rho} \omega^2 \langle B_{rms}^2 \rangle$$

Per correnti di valore superiore ad 1A, in generale vale la relazione

$$\langle B_{rms}^2 \rangle = I_{rms}^2 \langle B_{rms}^2 \rangle$$

per cui la resistenza per correnti indotte di un trefolo è data da

$$R_l = \frac{P}{I_{rms}^2} = \frac{\pi l d_s^4}{64\rho} \omega^2 \langle B_{rms}^2 \rangle$$

Integrando quanto appena ottenuto per ogni spirale di raggio r_i si ricava la resistenza totale di un avvolgimento, nella cui formulazione viene considerato il fatto che l'aggiunta di un trefolo comporta un aumento delle correnti indotte e di conseguenza una maggiore dissipazione di potenza.

La resistenza dovuta agli effetti induttivi è dunque

$$R_{IND} = n \frac{\pi d_s^4 \omega^2}{64\rho} \sum_{i=1}^{n_i} [2\pi r_i \langle B_{rms}^2 \rangle_i] = n \frac{\pi^2 d_s^4 \omega^2}{32\rho} \sum_{i=1}^{n_i} [r_i \langle B_{rms}^2 \rangle_i]$$

L'accuratezza di questa equazione è fortemente dipendente dal rapporto d_s/δ in quanto a monte di questo metodo di calcolo è stato assunto uniforme il campo magnetico lungo l'intera sezione trasversale di ogni trefolo. Nella Fig.3-10 è possibile osservare lo scostamento fra la precedente formula approssimata e quella analitica esatta. Il confronto fra questa curva di errore e quella riportata in precedenza relativa alla resistenza di conduzione mette in evidenza il maggiore errore positivo della resistenza di induzione rispetto all'altra a parità di rapporto diametro trefolo/spessore di penetrazione e ciò comporta nel modello in esame una sovra-stima delle perdite totali.

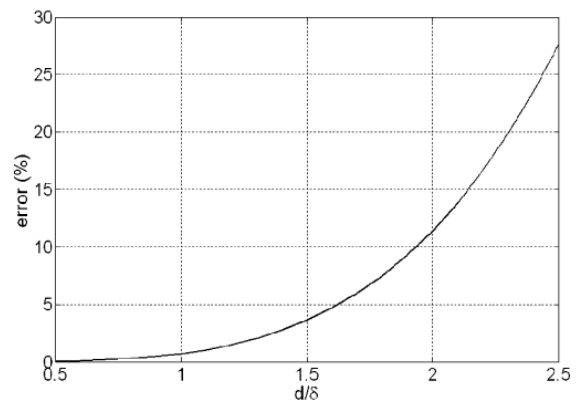


Fig.3-10. Sovrastima della resistenza calcolata con il modello [15]

Un'analoga considerazione può essere fatta per la resistenza totale dell'avvolgimento, data unendo le espressioni ricavate per la resistenza di conduzione e per quella di induzione

$$R_{TOTAL} = R_{COND} + R_{IND} = \frac{1}{n} \frac{8\rho}{d_s^2} \sum_{i=1}^{n_t} r_i + n \frac{\pi^2 d_s^4 \omega^2}{32\rho} \sum_{i=1}^{n_t} [r_i \langle B_{rms}^2 \rangle_i]$$

Gli effetti negativi apportati da questa grandezza al rendimento complessivo del fornello ad induzione suggeriscono la necessità di ridurre il valore di R_{TOTAL} ed essendo il numero di trefoli il parametro principale sul quale può agire il progettista per raggiungere questo obiettivo, è interessante ricavare una formulazione che indichi il valore ottimale di n necessario per minimizzare le perdite di potenza. Allo scopo è sufficiente porre nulla la derivata della resistenza totale, ottenendo in tal modo

$$\frac{dR_{total}(n)}{dn} = 0 \Rightarrow n_{min} = \sqrt{\frac{R_C}{R_I}} = \frac{16\rho}{\pi \omega d_s^3} \cdot \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n_t} r_i}{\sum_{i=1}^{n_t} [r_i \langle B_{rms}^2 \rangle_i]}}$$

in corrispondenza al quale si ha

$$R_{total}(n_{min}) = 2\sqrt{R_C R_I} = \frac{l d_s \omega}{2} \sqrt{\langle B_{rms}^2 \rangle}$$

La forte dipendenza di questa equazione dal rapporto d_s/δ , visto che ad esso è strettamente legata l'approssimazione di entrambi i contributi della resistenza totale, suggerisce di prestare una certa attenzione sull'influenza della frequenza sia sul numero ottimo di trefoli, sia sulla resistenza totale. In particolare ad un aumento di f corrisponde una diminuzione di n_{min} e un incremento di $R_{TOTAL(min)}$, derivanti dal maggior contributo della resistenza di induzione sull'apporto complessivo. Interessante da rilevare è poi il fatto che paradossalmente la resistenza minima dell'avvolgimento non dipende dalla resistività del materiale che lo compone ma è determinato dall'ampiezza e dalla distribuzione del campo magnetico. Ciò si spiega con il fatto che non è stato considerato nel modello l'effetto di prossimità interno al conduttore litz ma l'errore che ne deriva è trascurabile vista la particolare costruzione dell'avvolgimento.

La validità del modello proposto è stata testata sperimentalmente con due tipi di avvolgimento induttore, entrambi planari a spirale con la stessa area di conduzione (diametro esterno di 210 mm e interno di 50 mm) ed eroganti una potenza di 3300 W, ma costituiti da due tipi di conduttori litz. Tuttavia il primo di essi è formato da 20 trefoli di diametro 0.5mm mentre nel secondo vi sono 31 trefoli di diametro 0.4mm. Di conseguenza, sulla base delle formulazioni precedenti, tale differenza si ripercuote sull'andamento della resistenza in funzione della frequenza (Fig. 3-11).

L'analisi di tali curve evidenzia infatti che il modello presentato si approssima bene alla realtà, specialmente nel caso con conduttore litz composto da 31 trefoli, per il quale il rapporto d/δ è minore. Tuttavia ad elevate frequenze l'accuratezza viene meno in quanto la formulazione proposta per la resistenza sovrastima le perdite effettive.

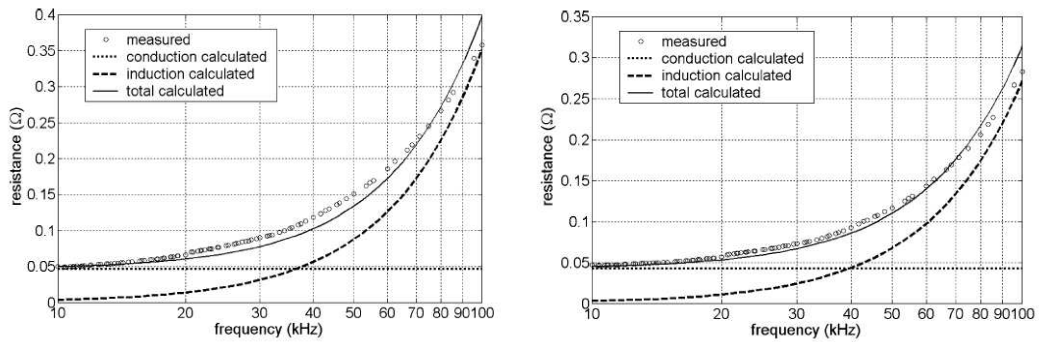


Fig.3-11. Resistenza calcolata con il modello e sue componenti [15]

Alla stessa conclusione si giunge verificando il modello sotto differenti condizioni di campo e in particolare posizionando un disco di ferrite sotto l'avvolgimento per concentrare il flusso magnetico. L'errore positivo introdotto dalla resistenza induttiva assume infatti percentuali significative dopo i 60 kHz e man mano che si sale esso è sempre più superiore a quello negativo derivante dall'aver trascurato la resistenza dell'effetto di prossimità interno, la cui principale conseguenza è quella di riportare la curva calcolata al di sotto di quella misurata specialmente alle basse frequenze.

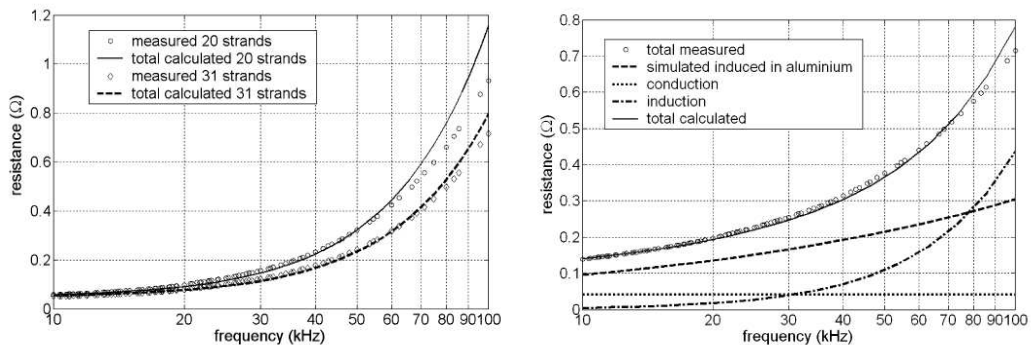


Fig.3-12. Differenza fra le resistenze calcolate con il modello e quelle misurate per i due dischi [15]

L'inserimento di un carico costituito da un disco di alluminio nell'ultimo prototipo analizzato inverte le conclusioni dedotte nel caso con l'induttore funzionante in aria aperta. Come si può osservare nella figura destra di Fig.3-12, in questa nuova situazione l'avvolgimento da scegliere è infatti quello con 20 trefoli di diametro 0.5mm vista la maggiore accuratezza fra la curve calcolate e misurate della resistenza.

Un'accurata osservazione delle figure evidenzia poi l'eguaglianza nei due casi della resistenza di induzione che pertanto non dipende dal tipo di conduttore o dal numero di trefoli che lo compone. Il contributo di questa resistenza a quella totale è comunque minore rispetto al caso senza carico e questa riduzione è dovuta al fatto che per la legge di Lenz le correnti indotte nel disco di alluminio diminuiscono la densità di flusso. Come nei casi analizzati in precedenza, anche con il carico permane una certa discrepanza fra il valore effettivo della resistenza e quello calcolato ma ciò si registra sempre per valori di frequenza decisamente superiori a quelli di funzionamento per cui è possibile affermare la validità del metodo proposto visto che predice la resistenza totale con un'accuratezza accettabile.

3.2 INDUTTANZA

La determinazione dell'induttanza del sistema induttore-carico in un piano ad induzione ha una importanza rilevante in sede di progettazione considerato il principio di funzionamento e la valutazione della capacità necessaria per poter far funzionare il sistema in condizioni di risonanza. Uno degli aspetti di maggiore criticità è senza dubbio il fatto che in questa applicazione la maggior parte del flusso magnetico, non essendovi nucleo, fluisce attraverso l'avvolgimento e ciò dà luogo ad una significativa dispersione.

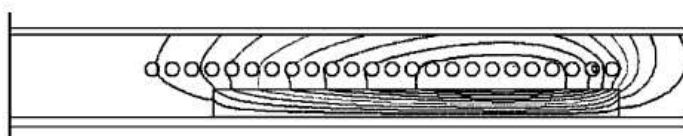


Fig.3-13. Linee di campo prodotte dall'avvolgimento induttore [15]

La sua riduzione è pertanto un punto cruciale, alla quale si aggiunge il fatto che si devono considerare anche l'entità delle forze e delle interferenze elettromagnetiche presenti e la frequenza di risonanza del circuito. Si comprende quindi la necessità di poter disporre di un adeguato modello per determinare in modo accurato il valore di questo coefficiente ed eventualmente variarlo sulla base di adeguate esigenze tecniche o normative. Tradizionalmente gli approcci seguiti per calcolare l'induttanza si basano direttamente sulle equazioni di Maxwell e in particolare sulla loro applicazione nel caso specifico sotto esame. Un secondo metodo di calcolo, spesso preferibile per motivi computazionali, consiste nell'utilizzare come punto di partenza l'energia totale del sistema qualora si abbia a disposizione questo dato. Ciò però non è fattibile a priori in quanto è possibile percorrere questa strada solo in seguito alla realizzazione di un prototipo. Per quanto riguarda i piani di cottura ad induzione, il sistema da esaminare consiste a grandi linee in due bobine planari parallele, una fisica costituita dallo stesso avvolgimento induttore e l'altra fittizia formata dalla circolazione delle correnti indotte nel fondo della pentola. La situazione quindi può essere modellata geometricamente nel seguente modo

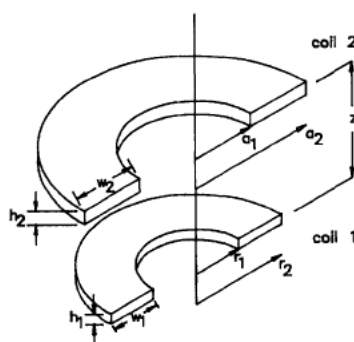


Fig.3-14. Modello utilizzato per la determinazione dell'induttanza [18]

In tal caso una semplice tecnica per il calcolo dei coefficienti di auto e mutua induzione potrebbe essere quella di considerare solo il filamento centrale di ogni bobina ed applicare direttamente la relativa formula della mutua impedenza. Tuttavia questo approccio comporta per sua natura una forte approssimazione visto che in realtà le bobine hanno una sezione rettangolare finita con un rapporto severo fra l'altezza e la larghezza. Al fine di ottenere un modello con una maggiore accuratezza si devono dunque considerare tutti i

filamenti e pertanto è necessario effettuare perlomeno un'integrazione su tutta l'area della stessa formula del filamento. I componenti in questa applicazione lavorano però a frequenze elevate e di conseguenza, visti gli effetti legati a questo fenomeno, non è possibile assumere una densità di corrente J costante. Nella formulazione si dovrà pertanto considerare la distribuzione di J nella sezione planare della bobina e tenere presente le perdite per correnti indotte aggiungendo in tal caso ad una bobina un substrato magnetico.

Il ragionamento appena discusso sta alla base del modello di W.G. Hurley e M.C. Duffy [18], di seguito presentato e decisamente innovativo rispetto a quelli proposti precedentemente alla sua stesura. Il risultato a cui giunge approssima in modo coerente la realtà e può essere esteso ad un componente con alcune spire per strato e con alcuni strati ma in questo caso si deve prestare una certa attenzione all'insorgenza di capacità che alle elevate frequenze possono introdurre una risonanza indesiderata.

Il punto di partenza è dunque la formula generale del coefficiente di mutua induzione fra due filamenti esposta da Maxwell nel suo trattato e nella quale J_1 è una funzione di Bessel del primo tipo mentre a e r sono i raggi dei filamenti mostrati nella figura Fig.3-15.

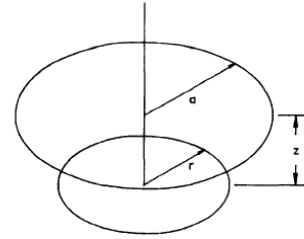


Fig.3-15. Geometria modello [18]

$$M = \mu_0 \pi a r \int_0^{\infty} J_1(kr) J_1(ka) e^{-k|z|} dk$$

La soluzione di questa espressione può essere scritta in termini degli integrali ellittici completi $K(f)$ ed $E(f)$ rispettivamente del primo e del secondo tipo

$$M = \mu_0 \sqrt{ar} \frac{2}{f} \left[\left(1 - \frac{f^2}{2} \right) K(f) - E(f) \right] \quad \text{dove} \quad f = \sqrt{\frac{4ar}{z^2 + (a+r)^2}}$$

Ottenuta l'espressione del coefficiente della mutua induttanza, si può ricavare, come noto dalla teoria classica, la tensione indotta in un filamento alla posizione (r, τ_1) nella bobina 1 e dovuta alla corrente circolante in una sezione anulare di area $da \times d\tau_2$ appartenente alla bobina 2:

$$dV = j\omega M J(a) da d\tau_2$$

Integrando l'equazione appena ricavata sull'intera sezione trasversale della bobina 2 si ottiene la tensione totale alla posizione (r, τ_1) creata da tutta la corrente circolante nella bobina 2

$$V(r) = j\omega \mu_0 \pi r \int_0^{\infty} \int_{-h_2/2}^{h_2/2} \int_{a_1}^{a_2} a J(a) J_1(kr) J_1(ka) e^{-k|z+\tau_2-\tau_1|} da d\tau_2 dk$$

per cui la potenza trasferita a questo segmento anulare è $dP = V(r) J(r) dr d\tau_1$ che, integrata sull'intera sezione trasversale della bobina 1, permette di ricavare la potenza totale trasferita magneticamente alla bobina stessa.

$$P = j\omega \mu_0 \pi \int_0^{\infty} \int_{-h_2/2}^{h_2/2} \int_{-h_2/2}^{h_2/2} \int_{r_1}^{r_2} \int_{a_1}^{a_2} r J(r) J_1(kr) a J(a) J_1(ka) e^{-k|z+\tau_2-\tau_1|} da dr d\tau_1 d\tau_2 dk$$

A questo punto, dovendosi considerare la non uniformità della densità di corrente J nella sezione trasversale, dovuta alla differente lunghezza fra il bordo interno e quello esterno, è necessario determinare una relazione che descriva la distribuzione del vettore J . Allo scopo è ragionevole assumere l'esistenza di una relazione inversa fra tale grandezza e il raggio r , trascurando la sua variazione nella direzione z data l'esigua altezza della sezione rispetto alla larghezza.

$$J(r) = \frac{K}{r}$$

Essendo poi valida per la corrente totale la seguente relazione $I = h \int_{r_1}^{r_2} J(r) dr$ si ottiene,

unendo le due precedenti equazioni, la cercata legge descrivente la distribuzione della densità di corrente

$$J(r) = \frac{I}{h r \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}$$

Inserendo l'espressione appena ricavata all'interno di quella relativa alla potenza totale trasferita dalla bobina 1 alla 2 per via elettromagnetica, si ricava

$$P = j \omega \mu_0 \pi \frac{I_1 I_2}{h_1 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) h_2 \ln\left(\frac{a_2}{a_1}\right)} \int_0^{\infty} S(kr_2, kr_1) S(ka_2, ka_1) Q(kh_1, kh_2) e^{-k|z|} dk$$

dove

$$Q(kx, ky) = \begin{cases} \frac{2}{k^2} \left[\cosh k \frac{x+y}{2} - \cosh k \frac{x-y}{2} \right] & \text{per } z > \frac{h_1 + h_2}{2} \\ \frac{2}{k} \left(h + \frac{e^{-kh} - 1}{k} \right) & \text{per } z = 0, x = y = h \end{cases}$$

$$S(kx, ky) = \frac{J_0(kx) - J_0(ky)}{k}$$

Tale formulazione può essere anche espressa, in maniera del tutto generale, tramite la

$$P = v_2 i_2 = j \omega M_{12} I_1 I_2$$

per cui, eguagliando le due relazioni, si ricava la mutua induttanza tra le due bobine valida nel caso di avvolgimenti planari.

$$M_{12} = \frac{\mu_0 \pi}{h_1 h_2 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \ln\left(\frac{a_2}{a_1}\right)} \int_0^{\infty} S(kr_2, kr_1) S(ka_2, ka_1) Q(kh_1, kh_2) e^{-k|z|} dk$$

L'equazione ricavata dipende da numerosi parametri relativi alla geometria delle bobine planari e fra questi la distanza fra gli avvolgimenti è la più interessante in quanto la sua sostituzione con determinati valori permette di calcolare o il coefficiente di auto induttanza o quello di mutua. Prendendo infatti come esempio il sistema rappresentato nella figura 3-16, si possono presentare tre casi diversi a seconda della scelta di z .

- A. AUTO INDUTTANZA L_1
- B. MUTUA INDUTTANZA $M_{12}, M_{13}, z \neq 0$
- C. MUTUA INDUTTANZA $M_{14}, z = 0$

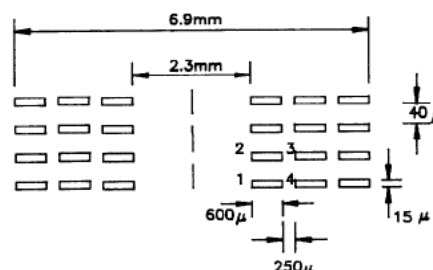


Fig.3-16. Modello e geometria della disposizione dei conduttori [18]

Nel caso A, per trovare il coefficiente di auto induttanza di un avvolgimento, è sufficiente sostituire il valore di z con la distanza media geometrica GMD fra la bobina in esame ed essa stessa, data da $GMD \approx 0.2235(w + h)$. In B, i coefficienti M_{12} e M_{13} si ottengono cambiando z con la distanza media geometrica fra le sezioni, anche nel caso in cui queste abbiano differenti dimensioni radiali. Nell'ultima situazione, C, essendo le due bobine adiacenti e disposte sullo stesso piano, il valore di z è nullo ma in tal caso le dimensioni radiali sono date da

$$r_{1,2} = R \left(1 + \frac{h^2}{24R^2} \right) \pm \sqrt{\frac{w^2 - h^2}{12}}$$

e la mutua induttanza M_{14} tra le due sezioni è pari alla somma fra le induttanze mutue individuali, esistenti tra i filamenti equivalenti di ogni sezione, ciascuna delle quali conducente una mezza parte della corrente totale

$$M_{14} = \frac{(M_{ac} + M_{ad} + M_{bc} + M_{bd})}{4}$$

dove a e b rappresentano i filamenti in una sezione trasversale e c e d rappresentano i filamenti nell'altra sezione. Il modello è stato sperimentato mediante il congegno riportato nella Fig.3-16, sotto le seguenti condizioni:

1. misurazioni fino a 10 MHz e non oltre per evitare gli effetti ad essa dovuti;
2. analisi agli elementi finiti (FEM), sempre alla frequenza di 10 MHz;
3. valutazione numerica del modello, con l'applicazione dell'equazione della mutua induttanza da esso ricavata;
4. applicazione della formula della mutua induzione di Maxwell, con i filamenti posizionati ad una distanza pari alla media geometrica fra il raggio interno ed esterno della bobina

$$r_0 = \sqrt{(r_1 \cdot r_2)}$$

5. applicazione della formula della mutua induttanza di Maxwell, con i filamenti posizionati ad una distanza pari a quella fra i centri delle due sezioni.

I risultati ottenuti, riassunti nella tabella di Fig.3-17, evidenziano che, rispetto agli altri, il metodo della media geometrica fornisce una stima più accurata dell'induttanza.

	L1 [nH]	M12 [nH]	M14 [nH]	L [nH]
1				620
2	4,350	3,942	2,210	628
3	4,365	3,951	2,279	627
4	4,381	4,017	2,217	627
	4,451	4,145	2,287	635

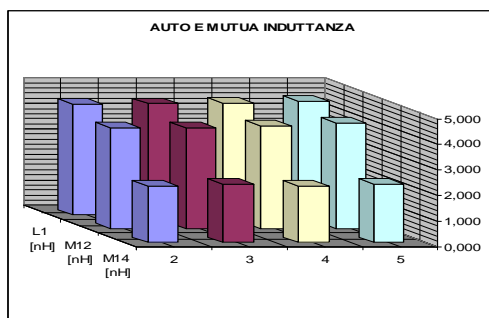


Fig.3-17. Coefficienti di auto e mutua induttanza calcolati con il modello della fig. 3-18

Allo scopo di avvicinare ulteriormente il precedente modello alla realtà presente in un piano di cottura ad induzione, si aggiunge nelle vicinanze della bobina planare uno substrato ferromagnetico ideale per simulare la presenza della pentola. Per semplicità di rappresentazione, la modifica viene apportata alla bobina inferiore sebbene questo non corrisponda alla situazione reale. Tuttavia il risultato finale non cambia visto che l'obiettivo è comprendere gli effetti dell'aggiunta. Il nuovo modello si presenta così come illustrato nella figura Fig.3-18, nella quale il substrato si estende nella direzione $-z$ all'infinito anche se nella pratica è sufficiente che esso sia almeno di spessore pari a 5δ per avere un'approssimazione comunque ottima.

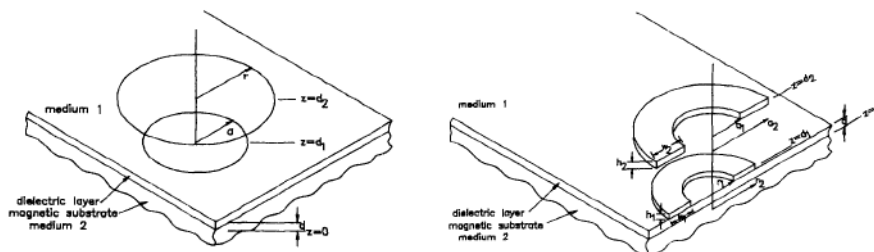


Fig.3-18. Modello con substrato ferromagnetico [18]

In questa nuova situazione, utilizzando i risultati ottenuti in precedenza, è ragionevole assumere valida la seguente relazione $Z = j\omega M + Z_s$ espressa in termini d'impedenza dal momento che è necessario considerare anche la componente resistiva dovuta alla presenza delle correnti indotte all'interno del substrato. L'equazione evidenzia la particolare influenza del materiale ferromagnetico sulla componente reattiva, visto che al coefficiente di mutua induzione M ricavato nel caso precedente si aggiunge l'induttanza del campo riflesso. Per l'impedenza addizionale è possibile dimostrare che essa è data da

$$Z_s = R_s + j\omega L_s = j\omega\mu_0\pi ar \int_0^{\infty} J_1(kr)J_1(ka)\varphi(k)e^{-k(d_1+d_2)} dk$$

$$\text{con } \varphi(k) = \frac{\mu_r - \frac{\eta}{k}}{\mu_r + \frac{\eta}{k}} \quad e \quad \eta = \sqrt{k^2 + j\omega\mu_0\mu_r\sigma}$$

la quale, considerando che la densità di corrente è inversamente proporzionale al raggio e applicando pertanto la stessa procedura vista nel caso senza substrato, si trasforma nella

$$Z_s = \frac{j\omega\mu_0\pi}{h_1 h_2 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \ln\left(\frac{a_2}{a_1}\right)} \int_0^\infty S(kr_2, kr_1) S(ka_2, ka_1) Q(kh_1, kh_2) \varphi(k) e^{-k(d_1+d_2)} dk$$

La formulazione ricavata, nel caso di materiale ferromagnetico ideale ($d = 0$, $\sigma = 0$, $\mu = \infty$) dà luogo ad un raddoppio dell'induttanza visto che $\eta = k$ e $L_s = M$ mentre in presenza di sola aria si $L_s = 0$ dato che $\mu = 1$ e $\varphi(k) = 0$.

La nuova situazione, come da prassi, è stata simulata mediante l'analisi agli elementi finiti del modello e i risultati ottenuti attestano sostanzialmente la validità della formula proposta sebbene essa non sia del tutto accurata dal momento che sono stati trascurati gli effetti di prossimità e pelle dell'avvolgimento. La caratteristica ottenuta dalla simulazione mostra che l'induttanza, nel caso di substrato ferromagnetico ideale, si mantiene sostanzialmente piana fino a circa 1 MHz per poi decadere bruscamente alle frequenze maggiori mentre la resistenza ha un comportamento opposto dovuto alla variazione della distribuzione della densità di corrente (Fig.3-19).

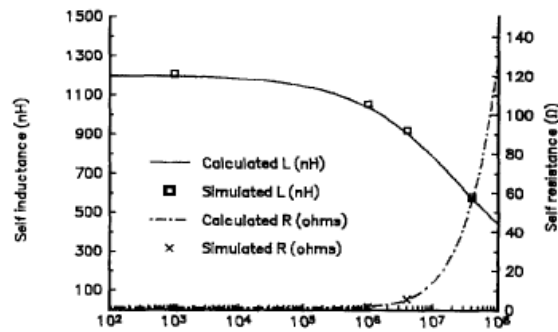


Fig.3-19. Confronto fra i valori di induttanza misurati e quelli calcolati con il modello [18]

3.3 IMPEDENZA

Una classe di modelli realizzati per descrivere l'accoppiamento avvolgimento induttore-padella di un fornello ad induzione cerca di determinare nello stesso tempo un'equazione analitica valida sia per la resistenza, sia per l'induttanza. In altri termini l'approccio seguito è quello di trovare un modello analitico per l'impedenza di un sistema di riscaldamento ad induzione che includa la dipendenza dalla frequenza, i parametri elettromagnetici e le dimensioni geometriche del sistema. I modelli di J. Acero, J.M. Burdio, R. Alonso e L.A. Barragan [19][20], di seguito presentati, si riferiscono a due situazioni differenti, con e senza disco di ferrite, ma presentano uno stesso modo di procedere. Entrambi partono infatti dalle equazioni di Maxwell e arrivano a determinare la tensione presente ai capi dell'avvolgimento induttore inserendo in maniera opportuna le condizioni al contorno.

3.3.1 MODELLO SENZA DISCO DI FERRITE

La figura Fig.3-20 mostra un diagramma schematico di un sistema formato da un avvolgimento planare di n spire posto sotto ad un carico costituito da un recipiente metallico utilizzato per contenere gli alimenti. La bobina è rappresentata con n correnti circolari concentriche a filamento e la pentola si estende all'infinito lungo la direzione positiva dell'asse z . Nell'ipotesi di avere una pentola realizzata con un mezzo isotropo, omogeneo e lineare, si possono scrivere nel caso magnetostatico le seguenti equazioni di Maxwell

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J}_\varphi$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}$$

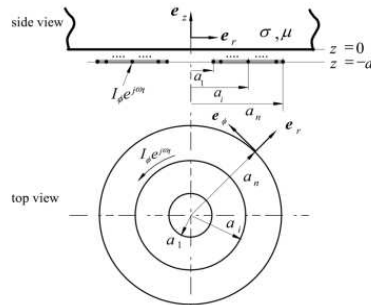


Fig.3-20. Geometria modello impedenza [19]

che, espresse in coordinate cilindriche vista la particolare geometria e considerato il problema in esame, diventano

$$\begin{aligned} E_r = 0 & \quad E_z = 0 & \quad \frac{\partial E_\varphi}{\partial \varphi} = 0 \\ H_\varphi = 0 & \quad \frac{\partial H_r}{\partial \varphi} = 0 & \quad \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} = 0 \end{aligned}$$

Applicando queste formulazioni al sistema raffigurato si ha, nel caso di circolazione di una corrente sinusoidale $i_\varphi(t) = I_\varphi e^{j\omega t}$ all'interno della spira a filamento nella posizione $z=d_1=d$:

▲ per il mezzo aria 1: $z \geq 0$

$$\frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} = I_\varphi \delta(r-a) \delta(z-d)$$

$$\frac{\partial E_\varphi}{\partial z} = j\omega\mu_0 H_r$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial (rE_\varphi)}{\partial r} = -j\omega\mu_0 H_z$$

▲ per il mezzo magnetico 2: $z \leq 0$

$$\frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} = \sigma E_\varphi$$

$$\frac{\partial E_\varphi}{\partial z} = j\omega\mu_r\mu_0 H_r$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial(rE_\varphi)}{\partial r} = -j\omega\mu_0\mu_r H_z$$

dove la seconda è dovuta al fatto che vi è uno substrato magnetico e che il campo elettrico ha solo la componente secondo la coordinata φ .

Eliminando il termine H dalle relazioni relative al mezzo in aria si ottiene

$$\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E}{\partial r} = \frac{E}{r^2} + j\omega\mu_0 I_\varphi \delta(r-a)\delta(z-d)$$

e, applicando a questa relazione la trasformata dell'integrale di Fourier-Bessel, si ottiene

$$\frac{d^2 E^*}{dz^2} = k^2 E^* + j\omega\mu_0 I_\varphi a J_1(ka)\delta(z-d)$$

avendo posto $a J_1(ka) = \int_0^\infty \delta(r-a) J_1(kr) r dr$.

L'equazione ricavata ha una soluzione nella forma $E^* = A e^{-kz} + B e^{kz}$ che dà luogo alla

$$\blacktriangleright E^* = A e^{-kz} \quad \text{per } z \geq d$$

dato che sopra la spira il campo va all'infinito, e alla

$$\blacktriangleright E^* = B e^{kz} + C e^{-kz} \quad \text{per } 0 \leq z \leq d$$

per la regione compresa tra la spira e la superficie. Eliminando invece il termine H dalle equazioni relative al mezzo ferromagnetico, si ottiene:

$$\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 E}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E}{\partial r} - \frac{E}{r^2} = j\omega\mu_r\mu_0 \sigma E$$

e applicando anche a questa relazione la trasformata dell'integrale di Fourier-Bessel, si ha

$$\frac{d^2 E^*}{dz^2} - (k^2 + j\omega\mu_r\mu_0 \sigma) E^* = 0$$

In modo analogo al caso precedente, considerando il fatto che il campo elettrico tende a zero all'infinito, la soluzione della precedente equazione è data da

$$E^* = D e^{\eta z} \quad \text{avendo posto} \quad \eta = \sqrt{k^2 + j\omega\mu_0\mu_r\sigma}$$

La determinazione dei vari coefficienti si ottiene applicando le condizioni al contorno del problema in esame, e precisamente:

1. continuità del campo elettrico E al confine tra i due mezzi ($z = 0$), per cui

$$B + C = D;$$

2. continuità della componente radiale del campo magnetico H al confine tra i due mezzi, per cui

$$\frac{\partial E}{\partial z} = j\omega\mu_0\mu_r H_r$$

dalla quale, considerando le soluzioni generali della trasformata dell'integrale di Fourier-Bessel viste in precedenza, si ottiene

$$D = \mu_r \frac{k}{\eta} (B - C)$$

3. continuità del campo elettrico E nel piano della spira ($z = d$), per cui

$$A e^{-kd} = B e^{kd} + C e^{-kd}$$

4. condizioni al contorno del campo magnetico h nel piano della spira ($z = d$), per cui

$$\bar{\eta} \times (\bar{H}_+ - \bar{H}_-) = K_f$$

dove $\bar{\eta}$ è il vettore unitario normale al piano della spira e K_f è la densità di corrente superficiale al contorno data da

$$K_f = \int_{d^-}^{d^+} I_\varphi \delta(r - a) \delta(z - d) dz = I_\varphi \delta(r - a)$$

e che in termini di variabili trasformate dà luogo alla

$$K_f^* = I_\varphi a J_1(ka)$$

I termini H_+ e H_- si ricavano dalla condizione al contorno 2 per cui si ottiene

$$-kA e^{-kd} - k(B e^{kd} - C e^{-kd}) = j\omega\mu_0 I_\varphi a J_1(ka)$$

Utilizzando l'equazione appena ricavata e le altre condizioni al contorno, si possono determinare le variabili A, B, C e D ottenendo in questo modo per il mezzo 1 e per $z > d$ la relazione

$$E^* = -\frac{j\omega\mu_0 I_\phi a}{2k} \left[e^{-k|z-d|} + \phi(k) e^{-k(z+d)} \right] J_1(ka) \quad \text{dove} \quad \phi(k) = \frac{\mu_r - \frac{\eta}{k}}{\mu_r + \frac{\eta}{k}}$$

Applicando infine la trasformata inversa dell'integrale di Fourier-Bessel si ottiene l'espressione del campo elettrico E valida per il mezzo in aria

$$E = -\frac{j\omega\mu_0 I_\phi a}{2} \int_0^\infty \left[e^{-k|z-d|} + \phi(k) e^{-k(z+d)} \right] J_1(ka) J_1(kr) dk$$

che, adattata alla spira i-esima collocata nella posizione (r,z) con $-d \leq z < 0$, diventa

$$E_{\phi,i}(r, z) = -\frac{j\omega\mu_0 I_\phi a_i}{2} \int_0^\infty e^{-kd} \left[e^{-kz} - \phi(k) e^{kz} \right] J_1(ka_i) J_1(kr) dk$$

Visto l'intento di calcolare il campo elettrico totale dell'avvolgimento al fine di determinare l'impedenza del carico, è necessario prima di proseguire verificare la possibilità di applicare il principio di sovrapposizione degli effetti o, in altri termini, stabilire se il problema in questione è lineare. Essendoci dei materiali magnetici è doveroso pertanto prestare attenzione ai fenomeni che possono apportare non linearità come l'isteresi magnetica e la saturazione. Nelle applicazioni relative alla cottura ad induzione il problema appena menzionato però non si pone in quanto i contenitori per la cottura in genere vengono realizzati con materiali magnetici dolci e pertanto presentano una debole magnetizzazione residua. Sulla base delle considerazioni precedenti, indicando con n il numero di spire dell'avvolgimento, si ottiene il campo elettrico totale alla posizione (r,z):

$$E_\phi(r, z) = \sum_{i=1}^n E_{\phi,i}(r, z)$$

Potendo esprimere la tensione indotta ai capi dell'avvolgimento induttore come la somma della differenza di potenziale ai capi di ogni spira, si ottiene la relazione

$$V = -\oint \bar{E}_\phi \cdot dl = -\sum_{j=1}^n \int_0^{2\pi} E_\phi(r = a_j, z = -d) a_j d\phi$$

dalla quale, inserendovi l'espressione del campo elettrico totale ricavata in precedenza e assumendo E costante, si ricava

$$V = -\sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n \int_0^{2\pi} E_{\phi,i}(r = a_j, z = -d) a_j d\phi = -\sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n 2\pi a_j E_{\phi,j,i}$$

Indicando poi con $T(k)$ una funzione geometrica definita come

$$T(k) = \sum_{i=1}^n a_i^2 J_1^2(ka_i) + 2 \sum_{i=1}^n \sum_{j>1}^n a_i a_j J_1(ka_i) J_1(ka_j)$$

si ottiene, dalla combinazione delle espressioni ricavate in precedenza e da quella iniziale relativa al campo elettrico, la seguente equazione per la tensione

$$V = j\omega\mu_0 \pi I_\phi \int_0^\infty [1 - \phi(k)e^{-2kd}] T(k) dk$$

dalla quale, dividendo per la corrente circolante nell'avvolgimento, è possibile poi ricavare l'impedenza Z

$$Z = R_{eq} + j\omega L_{eq} = \frac{V}{I_\phi} = j\omega\mu_0 \pi \int_0^\infty [1 - \phi(k)e^{-2kd}] T(k) dk$$

Eguagliando le parti reali ed immaginarie della precedente equazione, si ottengono rispettivamente la resistenza e l'induttanza elettrica equivalenti, scritte in termini dei contributi dell'avvolgimento (R_0 e L_0) e del materiale (ΔR e ΔL).

$$R_{eq} = R_0 + \Delta R = R_0 + \omega\pi\mu_0 \int_0^\infty \phi_i(k) e^{-2kd} T(k) dk$$

$$L_{eq} = L_0 + \Delta L = \pi\mu_0 \int_0^\infty T(k) dk - \pi\mu_0 \int_0^\infty \phi_r e^{-2kd} T(k) dk$$

La componente resistiva è data pertanto dalla somma di R_0 e ΔR . Il primo termine è ovviamente nullo dal momento che il modello prevede una corrente a filamento. Tuttavia, ipotizzando di utilizzare un avvolgimento induttore costituito da conduttori di tipo litz e potendo quindi trascurare l'effetto di prossimità dato il piccolo diametro del trefolo, si può dimostrare che R_0 può essere espresso con la:

$$R_0 = \frac{\xi}{r_0 \sigma} \cdot \frac{ber(\xi r_0) bei'(\xi r_0) - ber'(\xi r_0) bei(\xi r_0)}{ber'^2(\xi r_0) + bei'^2(\xi r_0)} \cdot \sum_i a_i$$

nella quale i termini ber , bei , ber' , bei' sono funzioni di Kelvin e ξ è l'inverso dello spessore di penetrazione. Il termine relativo al carico invece, assumendo per esso un conduttore rotondo di diametro $\phi_0 = 2r_0$ e una potenza riscaldante pari a P , è dato da

$$\Delta R = \frac{2P}{I_\phi^2}$$

dove I_ϕ è la solita corrente circolante nell'avvolgimento induttore.

Il grafico della Fig.3-21 riporta le caratteristiche in funzione della frequenza di funzionamento delle grandezze appena ricavate e i valori sperimentali ottenuti testando un normale fornello ad induzione commerciale caricato con contenitori di materiale differente. La piccola discordanza fra i dati acquisiti con i due metodi attesta la validità del modello proposto. Osservando le curve illustrate, è possibile notare la dipendenza dall'effetto pelle della resistenza dell'avvolgimento e il diverso comportamento assunto dai materiali ferromagnetici.

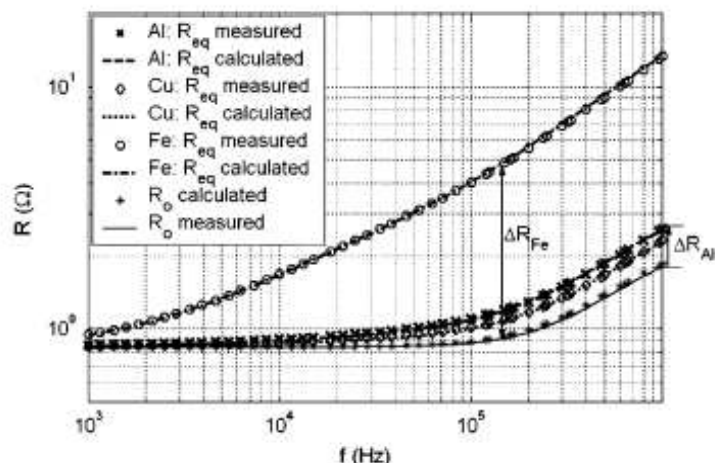


Fig.3-21. Confronto in funzione della frequenza fra la resistenza calcolata e quella misurata [19]

La componente induttiva invece è data dalla somma di L_0 e ΔL . Il primo termine corrisponde, in maniera analoga al caso della resistenza, al contributo dell'avvolgimento induttore ed è dato da:

$$L_0 = \pi\mu_0 \left[\sum_{i=1}^n a_i^2 \int_0^\infty J_1^2(ka_i) dk + 2 \sum_{i=1}^n \sum_{j>1}^n \int_0^\infty a_i a_j J_1(ka_i) J_1(ka_j) dk \right]$$

nella quale la prima e la seconda componente rappresentano rispettivamente la somma dell'auto-induttanza di ogni spira L_{ii} e della mutua induttanza M_{ij} esistente fra due spire complanari.

Assumendo che il filamento del modello abbia dimensioni fisiche corrispondenti ad un conduttore di diametro ϕ_0 e ipotizzando che la distanza dal centro della spira generica a_i sia molto maggiore del raggio dello stesso filo r_0 , si ottiene per L_{ii} :

$$L_{ii} \cong \mu_0 a_i \left[\ln\left(\frac{8a_i}{r_0}\right) - 2 \right]$$

e per M_{ij} :

$$M_{i,j} = \mu_0 \sqrt{a_i a_j} \frac{2}{x} \left[\left(1 - \frac{x^2}{2}\right) K(x) - E(x) \right]$$

dove $K(x)$ e $E(x)$ sono integrali ellittici.

Allo stesso modo del caso resistivo, si rappresentano nel grafico di figura Fig.3-22 gli andamenti di queste funzioni e del contributo ΔL dovuto al materiale utilizzato per il contenitore degli alimenti. Oltre a constatare, anche per l'induttanza, la validità del modello, si può osservare che la riduzione di L causata dalle correnti indotte è maggiore per i buoni conduttori e per i materiali non magnetici come il rame e l'alluminio.

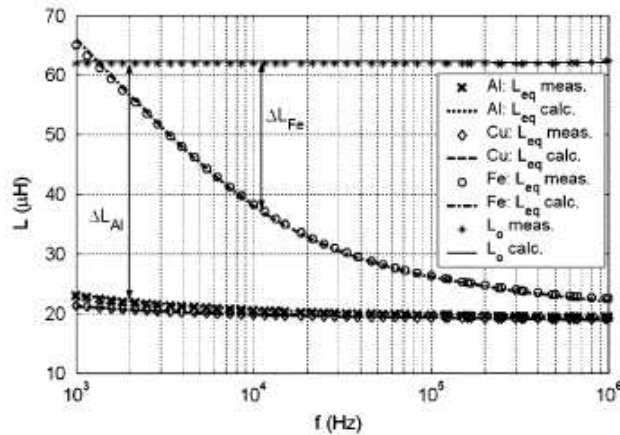


Fig.3-22. Confronto in funzione della frequenza fra l'induttanza calcolata e quella misurata [19]

3.3.2 MODELLO CON DISCO DI FERRITE

Un modello di maggiore pertinenza alla realtà presente nei piani di cottura ad induzione è quello che include il disco di ferrite. Posizionato sotto l'avvolgimento induttore, la funzione di questo componente consiste nello schermare i componenti elettronici e nel migliorare l'accoppiamento magnetico fra la bobina e il carico. Essendo di materiale magnetico, l'inserimento di questo elemento dà luogo ad una struttura a sandwich e il modello che ne rappresenta l'insieme è in questo caso formato da quattro regioni.

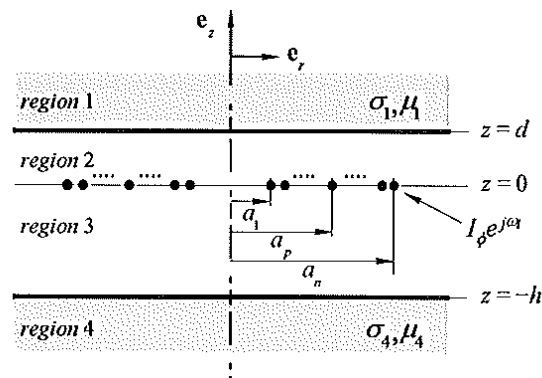


Fig.3-23. Modello con disco di ferrite per la determinazione dell'impedenza [20]

Esso modella il sistema di riscaldamento ad avvolgimento planare mediante n correnti circolari concentriche a filamento, comprese fra due mezzi lineari, omogenei e isotropi. Vista la possibilità di assumere un'approssimazione quasi-statica date le piccole dimensioni tipiche del sistema in esame rispetto a quelle della lunghezza delle forme d'onda coinvolte, per il nuovo sistema ottenuto vale la seguente equazione differenziale:

$$\nabla^2 \bar{A} = -\mu \bar{J} = -\mu (\bar{J}_{bobina} - j\omega \sigma \bar{A})$$

ricavata dalle equazioni di Maxwell come nel caso precedente ma scritta in termini del potenziale vettore magnetico A. Adottando per tale grandezza vettoriale la procedura vista ad inizio paragrafo ed applicando la trasformata di Hankel, si ottiene la soluzione generale:

$$A_{\phi,k}(r,z) = \int_0^{\infty} [B_k(\beta)e^{-\eta_k z} + C_k(\beta)e^{\eta_k z}] J_1(\beta r) \beta d\beta \quad \text{con} \quad \eta_k = \sqrt{\beta^2 + j\omega\mu_{rk}\mu_0\sigma_k}$$

avendo indicato con β il nucleo integrale, J_1 la funzione di Bessel del primo tipo e del primo ordine e con i termini B e C i due coefficienti dipendenti dalle condizioni al contorno. Si sono così ottenute per il potenziale vettore magnetico delle espressioni per ogni regione:

$$A_{1\phi} = \frac{\mu_0 I_\phi a}{2} \int_0^{\infty} e^{-\eta_1(z-d)} \frac{(1+\phi_1)(1+\phi_4 e^{-2\beta h})}{(1-\phi_1\phi_4 e^{-2\beta(d+h)})} e^{-\beta d} J_1(\beta a) J_1(\beta r) d\beta$$

$$A_{2\phi} = \frac{\mu_0 I_\phi a}{2} \int_0^{\infty} e^{-\beta z} \frac{(1+\phi_1 e^{-2\beta(d-z)})(1+\phi_4 e^{-2\beta h})}{(1-\phi_1\phi_4 e^{-2\beta(d+h)})} J_1(\beta a) J_1(\beta r) d\beta$$

$$A_{3\phi} = \frac{\mu_0 I_\phi a}{2} \int_0^{\infty} e^{\beta z} \frac{(1+\phi_1 e^{-2\beta d})(1+\phi_4 e^{-2\beta(h+z)})}{(1-\phi_1\phi_4 e^{-2\beta(d+h)})} J_1(\beta a) J_1(\beta r) d\beta$$

$$A_{4\phi} = \frac{\mu_0 I_\phi a}{2} \int_0^{\infty} e^{-\eta_4(z+h)} \frac{(1+\phi_1 e^{-2\beta d})(1+\phi_4)}{(1-\phi_1\phi_4 e^{-2\beta(d+h)})} e^{-\beta h} J_1(\beta a) J_1(\beta r) d\beta$$

dove il parametro ϕ_k dipende dalla variabile di integrazione β , dalla frequenza e dalle proprietà del materiale essendo per esso valida la relazione:

$$\phi_k(\beta) = \frac{\beta\mu_{rk} - \eta_k}{\beta\mu_{rk} + \eta_k}$$

Sulla base delle stesse considerazioni dedotte nel caso precedente in merito alla possibilità di applicare il principio di sovrapposizione degli effetti, la componente azimutale del potenziale vettore magnetico può essere espressa come

$$A_\phi(r,z) = \sum_{p=1}^n A_{\phi,p}(r,z)$$

avendo in essa indicato con p l'indice relativo al numero di spire dell'avvolgimento induttore. La tensione presente pertanto alla posizione $z = 0$, con A costante lungo ogni spira, diventa

$$V = j\omega \oint A_\phi \cdot dl = j\omega \sum_{q=1}^n \int_0^{2\pi} A_\phi(r=a_q, z=0) a_q d\phi = j\omega 2\pi \sum_{q=1}^n \sum_{p=1}^n a_q A_{\phi,p}(a_q, 0)$$

nella quale $A_{\phi,p}(a_q, 0)$ indica il potenziale vettore creato dalla spira p-esima alla posizione q della stessa.

Dividendo l'espressione appena ricavata per la corrente circolante nell'avvolgimento e ponendo $z = 0$ in una delle due formulazioni di A relative alle regioni interessate dall'avvolgimento (zona 2 e zona 3) si ottiene l'impedenza

$$Z = R_{eq} + j\omega L_{eq} = \frac{V}{I_\phi} = j\omega\mu_0\pi \int_0^\infty \frac{(1 + \phi_1 e^{-2\beta d})(1 + \phi_4 e^{-2\beta h})}{(1 - \phi_1\phi_4 e^{-2\beta(d+h)})} T(\beta) d\beta$$

nella quale è stato posto, come funzione geometrica,

$$T(\beta) = \sum_{q=1}^n a_q^2 J_1^2(\beta a_q) + 2 \sum_{q=1}^n \sum_{p>q}^n a_q a_p J_1(\beta a_p) J_1(\beta a_q)$$

allo stesso modo del caso senza disco di ferrite. Distinguendo come in precedenza la parte reale da quella immaginaria, si ottengono le espressioni

$$R_{eq} = R_0 + \Delta R = \operatorname{Re} \left\{ j\omega\mu_0\pi \int_0^\infty T(\beta) d\beta \right\} + \operatorname{Re} \left\{ j\omega\mu_0\pi \int_0^\infty \frac{\phi_1 e^{-2\beta d} + \phi_4 e^{-2\beta h} + 2\phi_1\phi_4 e^{-2\beta(d+h)}}{1 - \phi_1\phi_4 e^{-2\beta(d+h)}} T(\beta) d\beta \right\}$$

$$L_{eq} = L_0 + \Delta L = \operatorname{Im} \left\{ j\omega\mu_0\pi \int_0^\infty T(\beta) d\beta \right\} + \operatorname{Im} \left\{ j\omega\mu_0\pi \int_0^\infty \frac{\phi_1 e^{-2\beta d} + \phi_4 e^{-2\beta h} + 2\phi_1\phi_4 e^{-2\beta(d+h)}}{1 - \phi_1\phi_4 e^{-2\beta(d+h)}} T(\beta) d\beta \right\}$$

La resistenza R_0 , nulla per lo stesso motivo del caso precedente, si calcola considerando l'effetto pelle ma a differenza di prima senza trascurare l'effetto di prossimità, partendo dalla

$$P_w = \frac{1}{2} (R_{COND} + R_{IND}) I_\phi^2 = \frac{1}{2} R_0 I_\phi^2$$

dove si sono indicati con R_{cond} e con R_{ind} i contributi relativi rispettivamente alle perdite per conduzione e a quelle per induzione. Sotto questo punto di vista, si può inoltre dimostrare che la resistenza dell'avvolgimento può essere espressa in maniera alternativa in base all'origine delle perdite come

$$R_0 = R_{COND} + R_{IND} = \frac{2\xi}{\phi_0 \sigma} \Phi_{cond} \sum_{i=1}^n a_i + \frac{4\pi^2 \xi r_0}{\sqrt{2} \sigma} \Phi_{ind} \sum_{i=1}^n [a_i (H_{o,i}^T)^2]$$

dove

$$\xi = \sqrt{\omega\mu\sigma} = \frac{\sqrt{2}}{\delta}$$

$$\Phi_{cond}(\xi r_0) = \frac{ber(\xi r_0) bei'(\xi r_0) - ber'(\xi r_0) bei(\xi r_0)}{ber'^2(\xi r_0) + bei'^2(\xi r_0)}$$

$$\Phi_{ind}(\xi r_0) = \frac{ber_2(\xi r_0) ber'(\xi r_0) + bei_2(\xi r_0) bei'(\xi r_0)}{ber^2(\xi r_0) + bei^2(\xi r_0)}$$

e dove il campo magnetico

$$\bar{H}(r, z) = H_z(r, z)\bar{e}_z + H_r(r, z)\bar{e}_r$$

si ricava sommando le sue componenti ottenute dallo stesso modello analitico e date da

$$H_z(r, z) = \frac{I_\phi}{2} \int_0^\infty \beta e^{-\beta z} \frac{(1 + \phi_1 e^{2\beta(z-d)})(1 + \phi_4 e^{-2\beta h})}{(1 - \phi_1 \phi_4 e^{-2\beta(d+h)})} \Psi(\beta) J_0(\beta r) d\beta$$

$$H_r(r, z) = \frac{I_\phi}{2} \int_0^\infty \beta e^{-\beta z} \frac{(1 - \phi_1 e^{2\beta(z-d)})(1 + \phi_4 e^{-2\beta h})}{(1 - \phi_1 \phi_4 e^{-2\beta(d+h)})} \Psi(\beta) J_1(\beta r) d\beta$$

nelle quali $J_0(\beta r)$ è una funzione di Bessel del primo tipo e di ordine zero, e

$\Psi(\beta) = \sum_{i=1}^n a_i J_1(\beta a_i)$ è un'altra funzione dipendente dalla geometria dell'avvolgimento.

Il termine ΔR è invece relativo al contributo del materiale al computo complessivo della resistenza e dato dalla presenza delle correnti indotte. A differenza del caso precedente, stavolta c'è da considerare anche il disco di ferrite, ma il suo apporto in genere è trascurabile dato che per le frequenze di interesse la sua conduttività è praticamente nulla.

Le figuredi Fig.3-24 sono relative agli esperimenti effettuati per verificare il comportamento del modello con differenti condizioni di carico. Quella di sinistra si riferisce al caso in cui come induttore vi è un avvolgimento formato da un'unica spira mentre quella di destra è inerente ad una situazione comune nella quale la bobina è a forma di spirale. L'aspetto che risalta dall'osservazione dei due grafici è il notevole contributo apportato dal termine ΔR nel secondo esperimento e dovuto al diverso numero di spire. Si può osservare anche la crescente influenza dell'effetto di prossimità all'aumentare della frequenza di funzionamento.

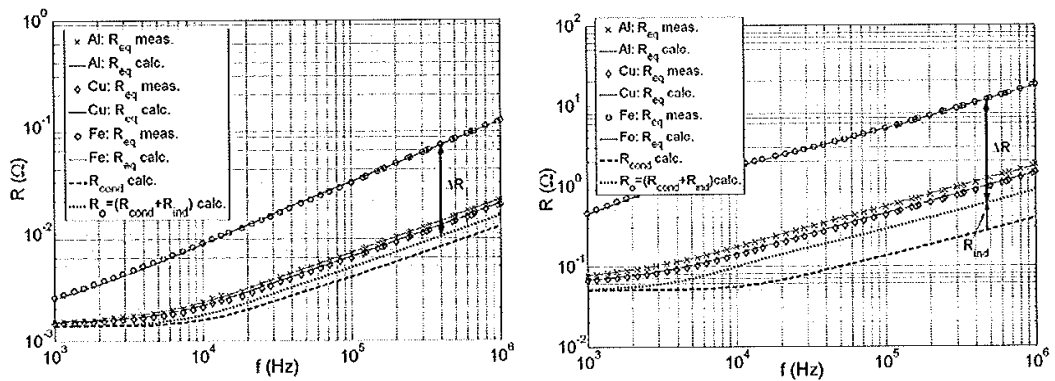


Fig.3-24. Confronto al variare della frequenza fra la resistenza misurata e quella del modello [20]

Per quanto riguarda l'impedenza, i due termini relativi all'avvolgimento e all'influenza del materiale sono espressi da formulazioni più complesse per la presenza del disco di ferrite, essendo dati da

$$L_0 = \pi \mu_0 \left[\sum_{q=1}^n a_q^2 \int_0^{\infty} J_1^2(\beta a_q) d\beta + 2 \sum_{q=1}^n \sum_{p>q}^n a_q a_p \int_0^{\infty} J_1(\beta a_p) J_1(\beta a_q) d\beta \right]$$

$$\Delta L = \text{Im} \left\{ \mu_0 \pi \int_0^{\infty} \frac{\phi_1 e^{-2\beta d} + \phi_4 e^{-2\beta h} + 2\phi_1 \phi_4 e^{-2\beta(d+h)}}{1 - \phi_1 \phi_4 e^{-2\beta(d+h)}} T(\beta) d\beta \right\}$$

A parte questa differenza, si possono trarre comunque le stesse conclusioni viste per i coefficienti di auto e mutua induttanza, tenendo presente che stavolta ΔL si riferisce ad entrambi i materiali ferromagnetici. In particolare il disco di ferrite, diversamente dal contenitore degli alimenti, apporta un contributo positivo per cui in generale vi sarà una minore variazione rispetto al caso precedente.

I grafici relativi all'andamento dell'induttanza in funzione della frequenza, inerenti a differenti configurazioni dell'avvolgimento induttore e a recipienti realizzati con svariati materiali, mostrano che il termine ΔL è di circa due ordini di grandezza maggiore nel caso con 23 spire (Fig.3-25).

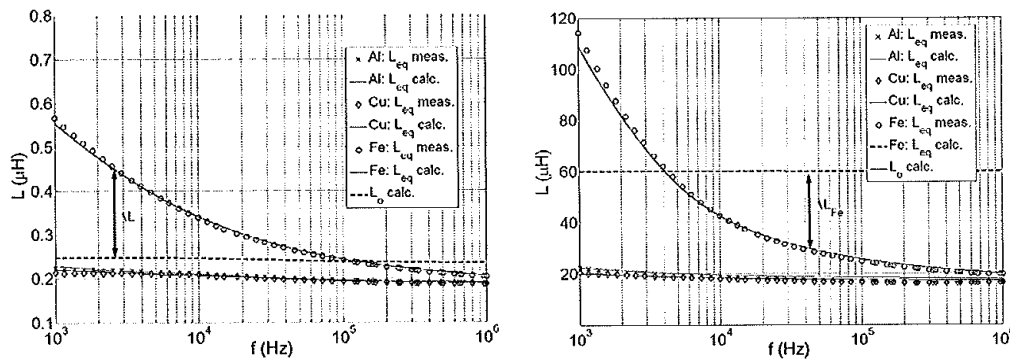


Fig.3-25. Confronto al variare della frequenza fra l'induttanza misurata e quella del modello [20]

Il confronto fra le curve ottenute e i valori rilevati sperimentalmente attesta l'elevata accuratezza e dunque la validità del modello nella determinazione della resistenza e dell'induttanza effettive. Tuttavia è da considerare il fatto che esso non considera la variazione della proprietà dei materiali con la temperatura e soprattutto adotta un avvolgimento induttore formato da conduttori rotondi anziché da fili di tipo litz., adottati ormai in quasi tutti i piani di cottura ad induzione presenti in commercio. In generale esso può costituire comunque un ottimo supporto sia nella progettazione dei nuovi prototipi, sia come punto di partenza nella realizzazione dei futuri modelli.

3.4 MODELLO AVVOLGIMENTO INDUTTORE-CARICO

Il modello del sistema avvolgimento-carico viene applicato e inserito nella progettazione dei componenti elettronici di conversione della potenza. Lo sviluppo di questi convertitori, indispensabile per rendere competitivi ed espandere nel mercato i piani di cottura ad induzione, è fortemente dipendente dal tipo di circuito elettrico rappresentante l'accoppiamento padella-induttore e dunque è fondamentale che questo gruppo descriva la realtà fisica in maniera coerente. Lo scopo che si propone il progettista è pertanto quello di trovare o comunque avere a disposizione un accurato modello elettrico equivalente visto dall'inverter con il quale poi è in grado di calcolare le quantità elettriche del circuito e le perdite di potenza in ogni condizione di funzionamento per determinare la validità o raffinare il suo progetto.

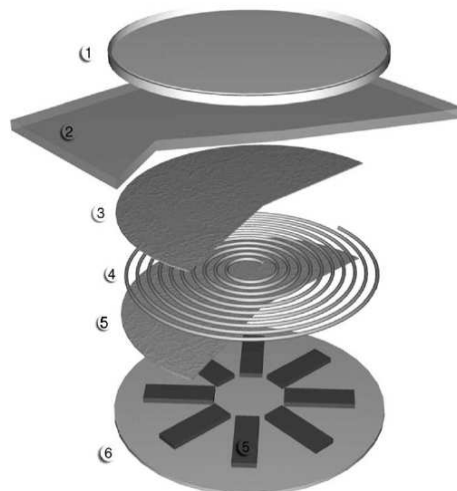


Fig.3-26. Esploso di una zona di cottura [15]

L'inconveniente principale da superare è quello dovuto al fatto risaputo che i parametri circuitali da determinare sono soggetti a numerose variabili visto che sono per esempio funzione del materiale, della forma e della temperatura del contenitore degli alimenti, della geometria del sistema, della bobina, della frequenza di commutazione, dei livelli di corrente, etc. E' dunque necessario trovare una metodologia per identificare l'impedenza caratteristica del sistema induttore in ogni condizione di funzionamento.

La soluzione consiste nell'applicare al caso specifico in esame la teoria ben sviluppata dei trasformatori dato che il principio di funzionamento dei fornelli ad induzione sfrutta la stessa modalità di trasferimento magnetico dell'energia. In base all'approccio appena definito si associa dunque la bobina riscaldante al primario, la pentola al secondario cortocircuitato e i convogliatori di flusso, in genere costituiti da barre di ferrite, al nucleo. Nell'effettuare questa operazione è però opportuno tener conto che fra i due sistemi elettrici vi è una differenza fondamentale inerente al percorso del flusso visto che nel fornello ad induzione esso non è confinato ma si sviluppa principalmente attraverso l'avvolgimento. Si deve inoltre considerare la presenza di un isolante termico costituito da un piano in vetroceramica posizionato tra l'avvolgimento e la pentola, necessario per proteggere la bobina dal sovrariscaldamento e per sostenere il contenitore per la cottura. Lo spazio x_{cw} tra il contenitore e la bobina deve essere di dimensione tale da consentire, da una parte il massimo accoppiamento del flusso e dall'altra supportare, isolare fisicamente e far fluire una sufficiente quantità di aria forzata per il raffreddamento dell'induttore.

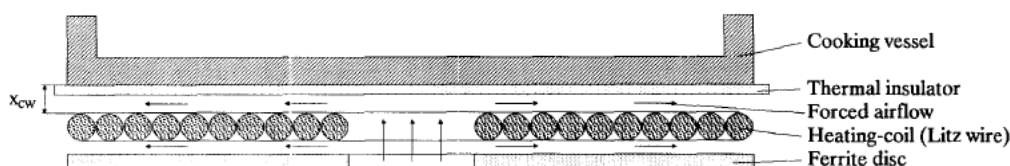


Fig.3-27. Sezione trasversale di una zona di cottura [21]

La presenza di questi fattori non permette di adottare completamente le formulazioni del trasformatore ma richiede un ulteriore sforzo nella definizione del modello in quanto per migliorare la sua accuratezza è indispensabile includere le correnti indotte nei conduttori dell'avvolgimento e la maggiore induttanza di dispersione presente. Tuttavia, sebbene vi siano gli inconvenienti appena discussi, l'analisi teorica e l'esperienza pratica confermano la possibilità di adottare per la cottura ad induzione la teoria del trasformatore. Sulla base delle associazioni indicate in precedenza, il primario è formato dall'avvolgimento induttore mentre il secondario è composto dalla pentola.

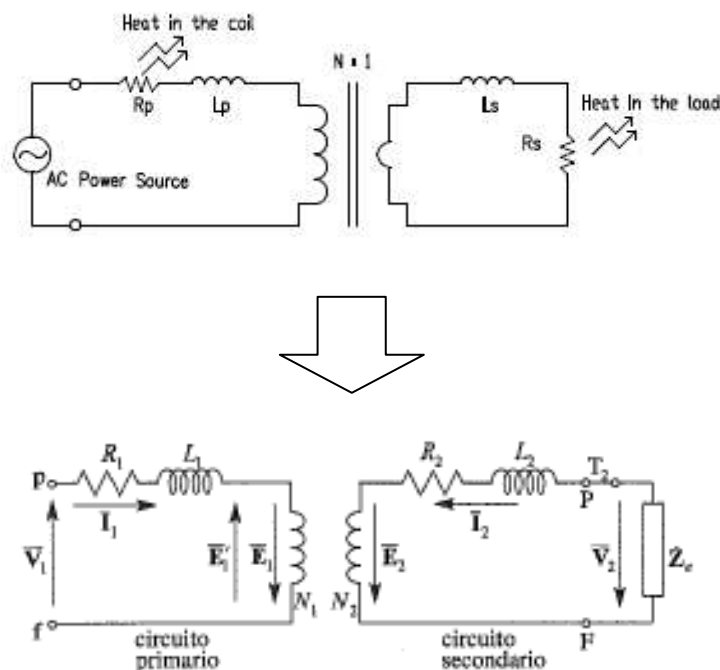


Fig.3-28. Circuito equivalente di una zona di cottura [22] [23]

Nel circuito equivalente illustrato, il componente

- ▲ $R_p = R_1$ è la resistenza del conduttore litz della bobina, nella quale vengono convogliate le perdite per gli effetti Joule, pelle e di prossimità;
- ▲ $L_p = L_1$ è l'induttanza dell'avvolgimento data dalla somma dell'auto-induttanza di ogni spira L_{ii} e della mutua induttanza M_{ij} esistente fra due spire complanari;
- ▲ $R_s = R_2$ è la resistenza della pentola corrispondente alla potenza riscaldante;
- ▲ $L_s = L_2$ è l'induttanza del contenitore degli alimenti che per la legge di Lenz si va a sottrarre a quella dell'avvolgimento.

mentre N è il numero di spire della bobina planare. Riportando al primario le grandezze del secondario, ovvero moltiplicando R_2 e L_2 per il quadrato del rapporto spire n , e potendo in seguito trascurare l'induttanza di magnetizzazione, si ottiene il circuito equivalente semplificato nel quale:

$$R_{eq} = R_1 + R_{12}$$

$$L_{eq} = L_1 + L_{12}$$

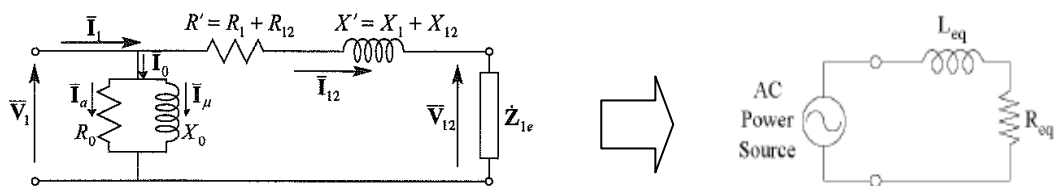


Fig.3-29. Circuito equivalente semplificato di una zona di cottura [23]

Il carico riscaldato ad induzione e l'avvolgimento possono essere dunque modellati mediante una connessione serie di un resistore e di un induttore rappresentanti la loro resistenza e induttanza equivalente.

Una modalità di rappresentazione dell'accoppiamento induttore-carico alternativa a quella appena esposta è stata proposta da F. Forest, E. Labouré, F. Costa e J.Y. Gaspard [24]. Il concetto che sta alla base del loro approccio è quello di partire dal semplice circuito serie R-L ed aggiungere resistori e induttori in maniera opportuna per migliorare l'accuratezza del modello. Il circuito equivalente iniziale può essere dunque del tipo serie o parallelo, come illustrato, dove il parametro R è associato alla potenza totale data dalla somma delle perdite e della potenza assorbita dal carico mentre con L si include nell'analisi l'effetto induttivo dell'avvolgimento induttore accoppiato alla pentola.



Fig.3-30. Circuito equivalente semplificato di una zona di cottura [24]

Lo svantaggio principale di questo circuito equivalente è quello che deve essere utilizzato come un modello a frequenza singola per cui non è adatto ad una simulazione tempo variante con la conseguenza che non può fornire risultati soddisfacenti sulla stima della potenza. Tuttavia la sua utilità è fondamentale nelle prime fasi della progettazione in quanto permette di semplificare l'analisi ed effettuare un dimensionamento di massima del sistema. Un deciso miglioramento del modello iniziale si ottiene separando le caratteristiche relative al contenitore per la cottura che in tal modo viene considerato come un nucleo magnetico di un congegno induttivo. In questo modo R e L rappresentano solo la resistenza serie e l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento mentre i nuovi parametri R¹ e L¹ inseriti in parallelo al circuito serie corrispondono rispettivamente alle perdite magnetiche e al flusso nella padella. La modifica apportata al modello tuttavia non considera le perdite per correnti indotte dovute al fatto che l'avvolgimento induttore è completamente immerso nel campo magnetico da esso creato per cui si rende necessario un'ulteriore ampliamento. A tal scopo è sufficiente sostituire R¹ con R₁ e L¹ con L₁, R₂ e L₂ includendo così nel nuovo modello anche gli effetti pelle e di prossimità dipendenti dalla frequenza.

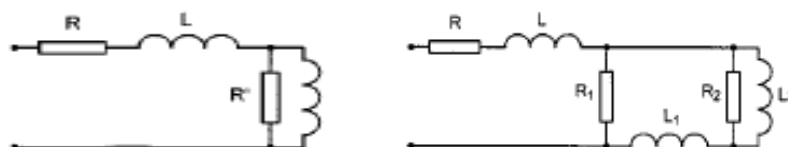


Fig.3-31. Modelli ampliati del circuito equivalente di una zona di cottura [24]

La determinazione dei sei parametri avviene mediante l'utilizzo di un algoritmo progettato per elaborare i dati ottenuti da misurazioni sperimentali dell'impedenza Z e ricavati sottoponendo un induttore industriale a varie frequenze di funzionamento. In particolare la parte reale di Z viene fornita dalla rilevazione della potenza effettuata mediante un analizzatore ad elevata larghezza di banda mentre la componente immaginaria viene dedotta dalla frequenza di risonanza e dai valori della capacità di un condensatore opportunamente regolato per lavorare con frequenze variabili da 10kHz a 200kHz. I risultati ottenuti, riportati nel grafico di Fig.3-32, evidenziano una buona concordanza fra le misurazioni effettuate e il modello proposto.

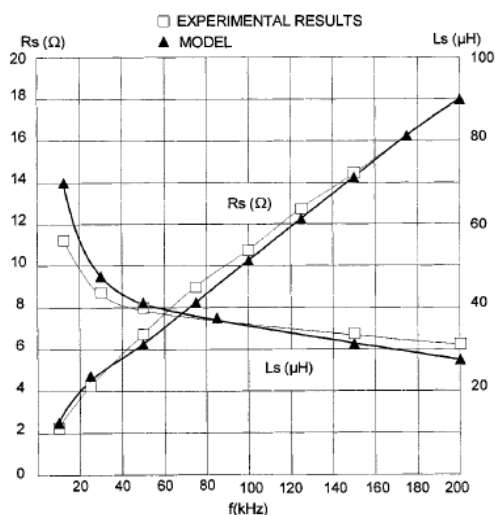


Fig.3-32. Confronto fra i parametri elettrici ottenuti con il modello e quelli misurati [24]

Utilizzando il modello a sei parametri, l'errore rilevato è infatti inferiore al 5% per quanto riguarda i valori picco-picco della tensione e della corrente mentre per la potenza non si va oltre il 15%, decisamente minore rispetto al 60% che si aveva con il circuito semplice R-L. Ovviamente si possono apportare ulteriori migliorie al modello aggiungendogli altri stadi ma ciò non ha senso visto il livello soddisfacente di accuratezza raggiunto e la sconvenienza ad incrementarne la complessità. In ogni caso, prima di giungere a definire il modello a sei parametri, è indispensabile ottenere delle informazioni indicative sul comportamento del convertitore inserendogli inizialmente come carico il semplice circuito R-L dove la resistenza e l'induttanza equivalenti sono quelle di una normale piastra usata nei piani di cottura ad induzione. A tal scopo è sufficiente registrare un intero periodo della corrente della bobina e della tensione ai capi del sistema induttore-padella mediante un oscilloscopio digitale ed inviare i dati acquisiti ad un pacchetto commerciale di elaborazione. Gli andamenti temporali delle grandezze rilevate vengono così espressi mediante la serie di Fourier e in particolare solo nei suoi termini dispari vista la forma d'onda quasi quadra della tensione in ingresso. In generale valgono pertanto le espansioni

$$V_{RL}(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{j=0}^{\infty} A_{2j+1} \sin [2\pi(2j+1)ft + \phi_{2j+1}]$$

$$I_{RL}(t) = \frac{B_0}{2} + \sum_{j=0}^{\infty} B_{2j+1} \sin [2\pi(2j+1)ft + \phi_{2j+1}]$$

che si possono arrestare alle prime 8 armoniche dispari visto che andando oltre l'errore tra la forma d'onda acquisita e quella ricostruita è trascurabile.

Eseguendo in seguito il rapporto tra i due termini precedenti si ottiene l'impedenza equivalente cercata, data pertanto da

$$|Z_{RL}[(2j+1)f]| = \frac{A_{2j+1}}{B_{2j+1}}$$

$$\angle Z_{RL}[(2j+1)f] = \phi_{2j+1} - \phi_{2j+1}$$

Includendo nella formulazione precedente anche il condensatore risonante di capacità C, si ottiene l'impedenza complessiva Z_{RLC} vista dal convertitore. Si ricavano così la resistenza e l'induttanza equivalenti da inserire nel modello R-L:

$$R_{eq}(f) = \frac{|Z_{RLC}(f)|}{\sqrt{1 + [\tan(\angle Z_{RLC}(f))]^2}}$$

$$L_{eq}(f) = \frac{R_{eq}(f) \cdot \tan(\angle Z_{RLC}(f)) + \frac{1}{2\pi f C}}{2\pi f}$$

La procedura appena vista può essere utilizzata anche per analizzare in frequenza il comportamento del convertitore e ricavarne così la sua funzione di trasferimento. A tal scopo è sufficiente eseguire le stesse operazioni effettuate in precedenza per frequenze variabili e interpolare successivamente i valori ottenuti dell'impedenza. E' possibile adottare la tecnica descritta anche per verificare la reazione tenuta dallo stesso prototipo all'applicazione per esempio di carichi di differenti dimensioni o materiali.

Le figure di Fig.3-33 riportano le curve ottenute di Z e delle sue componenti per due pentole aventi un diametro rispettivamente di 21cm e 15cm, nelle quali si nota che in prossimità della risonanza l'ampiezza dell'impedenza Z_{RLC} è minore nel caso della padella di diametro inferiore.

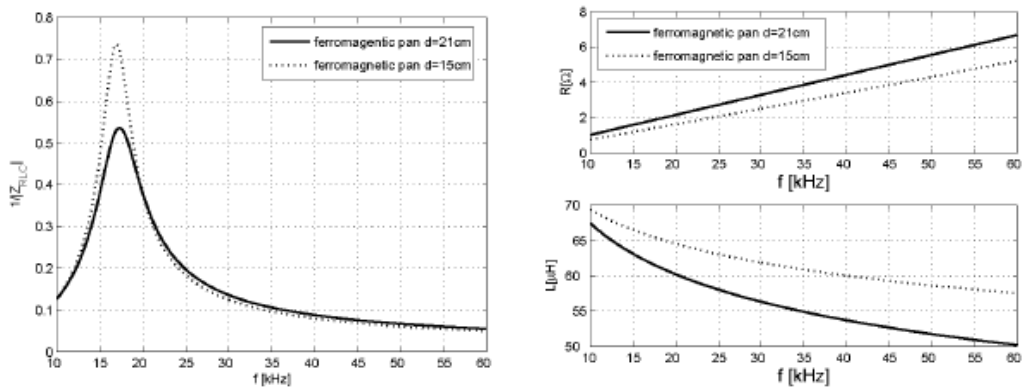


Fig.3-33. Caratteristiche dell'impedenza e delle sue componenti ottenute per pentole con due diametri differenti [22]

Nel caso invece di una pentola in materiale ferromagnetico e di una in alluminio si ha una situazione completamente diversa dal caso precedente. Confrontando infatti le funzioni di trasferimento ottenute, si nota una notevole differenza fra le due curve sia nell'ampiezza, sia nella frequenza di risonanza. Il minor valore di Z_{RLC} comporta per il carico non ferromagnetico una corrente di avvolgimento decisamente maggiore e di conseguenza la necessità di adottare dei componenti elettronici adeguati.

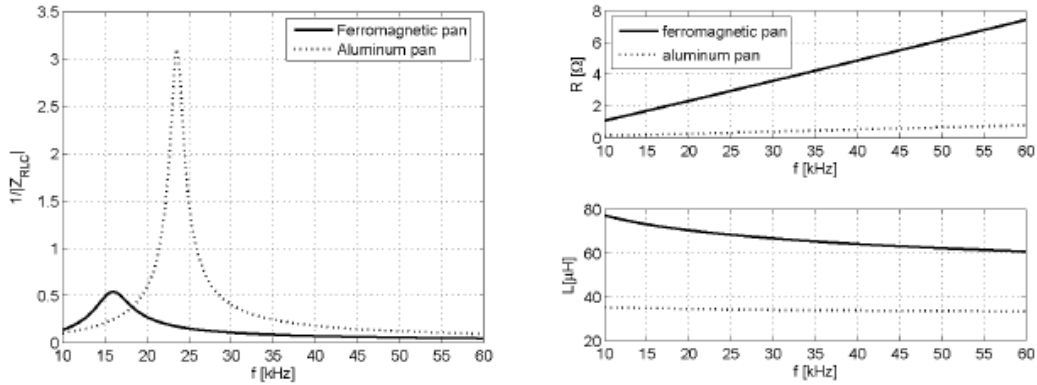


Fig.3-34. Caratteristiche dell'impedenza e delle sue componenti ottenute per una pentola realizzata con materiale ferromagnetico e per una in alluminio [22]

CAP: 4 ELEMENTI DI ELETTRONICA DI POTENZA

I notevoli sviluppi che si sono avuti recentemente nel campo dell'elettronica di potenza sono essenzialmente dovuti al grande progresso dei dispositivi di commutazione a semiconduttore. Le caratteristiche di sicurezza, risparmio di energia, pulizia per l'ambiente, elevata efficienza di conversione, riscaldamento rapido e diretto, elevata densità di potenza, compatte dimensioni volumetriche, elevate prestazioni, leggerezza in peso, elevata realizzabilità, silenziosità e basso rumore elettromagnetico raggiunte dai convertitori elettronici presenti oggi in commercio si sono ottenute infatti grazie alle migliorie apportate ai componenti di questi circuiti e ai loro intelligenti e sempre più sofisticati moduli di controllo analogici e digitali. La comparsa dei componenti elettronici a semiconduttore ha avuto inizio grosso modo nella seconda metà del ventesimo secolo. La loro evoluzione si è avuta principalmente con il loro utilizzo all'interno dei convertitori, vista la necessità di sviluppare e rendere maggiormente efficienti i primi prototipi. La tavola cronologica sottostante evidenzia le notevoli modifiche della topologia che si sono avute dalla seconda metà degli anni 70, periodo a cui risale il primo inverter ad elevata frequenza impiegato per la cottura ad induzione.

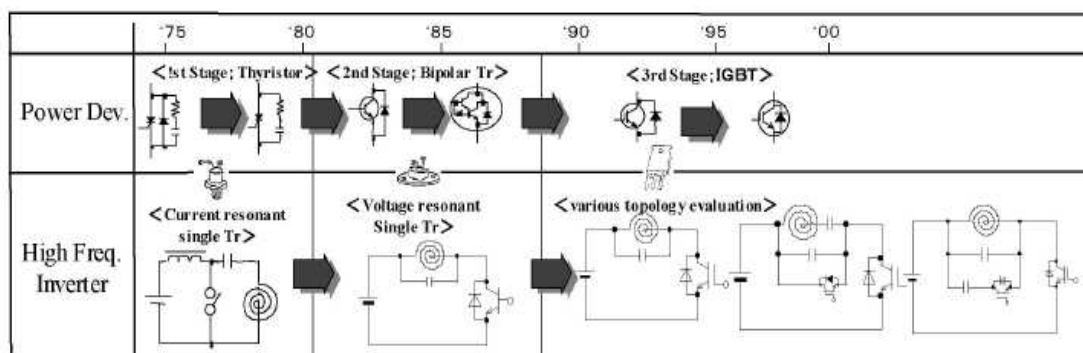


Fig.4-1. Sviluppo nel corso degli anni della topologia utilizzata per i piani di cottura ad induzione [25]

La prima colonna della Fig.4-1 indica in particolare che i primi dispositivi di commutazione utilizzati erano dei semplici tiristori e che la mancanza da parte di questi congegni della funzione di auto-spegnimento rendeva necessaria l'adozione di un inverter risonante alimentato in corrente, dove la stessa risonanza pilotava l'impulso all'interruttore a semiconduttore. Il limitato controllo della potenza e le elevate perdite di commutazione che ne derivavano incidavano in maniera significativa sull'ingombro totale del convertitore vista la necessità di avere un adeguato sistema di raffreddamento. Una forte riduzione delle dimensioni si è avuta successivamente negli anni 80 con l'avvento del transistor bipolare di potenza. Dotato della funzione di auto-spegnimento, esso infatti ha permesso di modificare la topologia dell'inverter che, diventato risonante in tensione, ha permesso di allargare le possibilità di controllo della potenza. Tuttavia permaneva il problema legato al fatto che il drive del transistor era pilotato in corrente ma questo inconveniente è stato superato verso la fine di quel decennio con gli IGBT, nei quali l'operazione di commutazione viene facilmente controllata dalla tensione del gate. L'evoluzione di questi dispositivi di interruzione ha permesso di ridurre gradualmente le dimensioni e i costi dei convertitori, oltre ad aumentarne l'efficienza e le prestazioni.

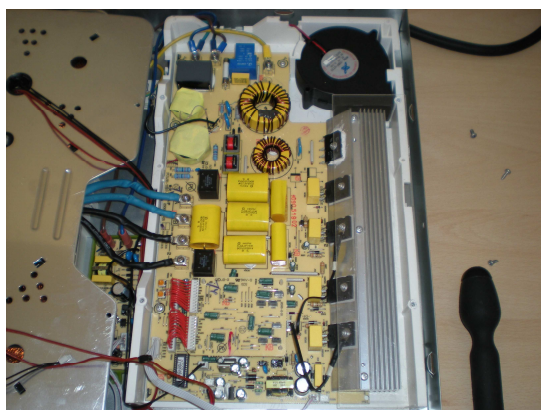


Fig.4-2. Vista interna di un moderno piano di cottura ad induzione

L'attività di progettazione odierna sia dei componenti, sia delle topologie, mira all'ottimizzazione del prototipo in ogni suo aspetto per renderlo altamente efficiente. La fase di progetto non può prescindere dall'utilizzo delle caratteristiche ideali dei congegni di commutazione, necessaria per ottenere delle indicazioni generali utili per individuare le ulteriori migliorie che possono essere apportate al modello iniziale, oltre a semplificare notevolmente il processo di analisi. I punti che giustificano il fatto di intraprendere questo metodo, senza correre il rischio di perdere in accuratezza, sono:

1. la possibilità di trascurare la caduta di tensione diretta ai capi del dispositivo in quanto la necessità di ottenere un elevato rendimento energetico la rende decisamente inferiore a quella del circuito;
2. la possibilità di considerare istantanee le commutazioni visto che i tempi impiegati devono essere brevi rispetto al periodo della frequenza di funzionamento.

Accanto a queste considerazioni di carattere generale il progettista è tenuto poi a conoscere le caratteristiche dei vari componenti elettronici normalmente impiegati per inserirli in maniera adeguata all'interno dei circuiti elettronici. Per capire meglio la realizzabilità di queste nuove configurazioni e delle loro applicazioni, il capitolo si propone di effettuare una panoramica dei dispositivi di potenza attualmente disponibili. In particolare vengono presentate a grandi linee le loro caratteristiche essenziali, specialmente in termini di tensione, corrente e velocità di commutazione. Gli interruttori a semiconduttore possono sostanzialmente essere classificati in tre gruppi in funzione della modalità di controllo e si distinguono in:

- ▲ DIODI: lo stato di conduzione e di blocco è determinato dal circuito di potenza;
- ▲ TIRISTORI: un segnale di controllo li innesca ma li disinnesca il circuito di potenza;
- ▲ INTERRUTTORI CONTROLLATI: un segnale di controllo li apre e li chiude;

In particolare l'ultima categoria comprende parecchi tipi di dispositivi, fra i quali il:

- ▲ BJT (Bipolar Junction Transistor), ossia transistori a giunzione bipolare;
- ▲ MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), ossia transistori a semiconduttore;
- ▲ GTO (Gate Turn-Off Tiristor), ossia tiristori con morsetto di spegnimento;
- ▲ IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), ossia transistori bipolari con gate isolato.

4.1 INTERRUTTORI CONTROLLATI

I convertitori per le applicazioni dell'elettronica di potenza sono sempre più utilizzati e ciò è dovuto ai notevoli progressi che si sono registrati di recente sui dispositivi a semiconduttore. Le loro migliorate prestazioni, facilità di controllo e riduzione dei costi stanno apportando notevoli benefici e un crescente interesse da parte dei progettisti. La progettazione dei circuiti elettronici è infatti fortemente semplificata vista la vasta gamma di scelte possibili e il crescente sviluppo dei componenti elettronici. Di prestazioni e caratteristiche altamente differenti, il loro principio di funzionamento è riconducibile alla giunzione pn e alle sue svariate applicazioni.

4.1.1 GIUNZIONE PN

La giunzione pn è composta dall'unione di un materiale semiconduttore di tipo p con uno di tipo n e si ottiene drogando una barretta di silicio o di germanio inizialmente pura e come tale denominata intrinseca. Il drogaggio ha lo scopo di alterare le caratteristiche elettriche e consiste nell'aggiungere delle impurità in piccole quantità per scompensare l'equilibrio elettrico preesistente nell'atomo. In queste condizioni, a temperature superiori allo zero assoluto una parte dei legami covalenti inizialmente integri si spezza per ionizzazione termica liberando in tal modo le particelle di carica negativa. Il fenomeno descritto, rappresentato nella figura Fig.4-3 relativa alla struttura cristallina costituita da un insieme ordinato di celle elementari, nella quale

- ▲ i cerchi con al centro il segno + comprendono il nucleo e gli elettroni interni dell'atomo;
- ▲ i punti neri indicano gli elettroni esterni;
- ▲ le linee costituiscono i legami covalenti;
- ▲ i due elettroni, all'interno di ogni coppia di linee, sono comuni ad entrambi gli atomi

aumenta come detto al crescere della temperatura ma l'effetto globale non è di carattere rilevante.

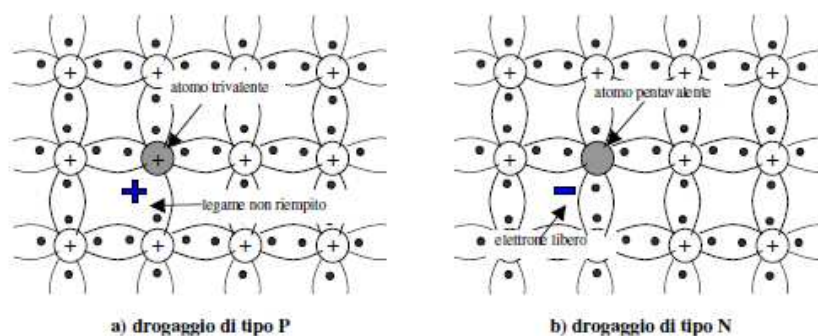


Fig.4-3. Drogaggio di tipo p e di tipo n dei materiali semiconduttori [26]

L'aggiunta delle impurità invece accentua in maniera significativa lo scompenso fra le particelle cariche. In particolare si ottiene un eccesso di elettroni aggiungendo al semiconduttore intrinseco un elemento pentavalente come fosforo (P), arsenico (As) o antimonio (Sb), avente per sua natura cinque elettroni esterni.

Gli atomi infatti di queste sostanze, prendendo posto nel reticolo cristallino, tendono a formare, con quattro elettroni, dei legami covalenti con altrettanti atomi di silicio mentre il quinto rimane libero. L'atomo dell'impurità diviene quindi un atomo donatore o ione positivo e in tal modo si realizza il semiconduttore di tipo n. In maniera duale, per ottenere una giunzione di tipo p è sufficiente aggiungere all'elemento intrinseco uno trivalente come alluminio (Al), indio (In), boro (B) o gallio (Ga). I tre elettroni esterni di queste sostanze si combinano in questo caso con quattro atomi di silicio ma ciò comporta la creazione di una lacuna mobile all'interno dell'atomo impuro, denominato accettore, che essendo libera può contribuire alla conduzione. Sebbene dunque non sia una particella con carica, essa si può considerare come tale in quanto non rimane localizzata dove si è prodotta ma tende a spostarsi. Per sua natura infatti tende ad attirare gli elettroni dei legami covalenti adiacenti e il distacco della carica negativa dall'atomo attiguo crea un altro buco, colmabile a sua volta da altri elettroni.

L'unione di due materiali drogati in modo differente, dal momento che essi per loro natura presentano una diversa concentrazione di lacune, provoca la diffusione di queste cariche fittizie attraverso la giunzione da p verso n e di conseguenza un flusso di elettroni in senso opposto. Si ottiene in tal modo una regione vicina alla giunzione che, svuotata di elettroni liberi e lacune in quanto queste cariche si sono ricombinate, viene denominata per sua natura di svuotamento. Nelle regioni laterali invece permangono gli ioni fissi che, positivi o negativi, creano una differenza di potenziale che si oppone al passaggio delle restanti particelle libere.

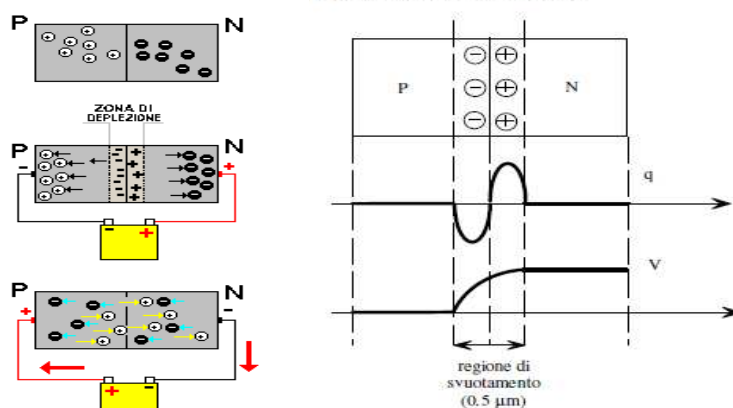


Fig.4-4. Giunzione pn

In queste condizioni l'applicazione di una tensione positiva da n verso p, detta di polarizzazione inversa, origina un campo elettrico nella medesima direzione di quello nella regione di svuotamento e quindi il sistema si comporta come un circuito aperto in quanto l'effetto di questa differenza di potenziale applicata è quello di impedire ulteriormente il passaggio di corrente. Viceversa, applicando una tensione di polarizzazione diretta, si ottiene la diminuzione della regione di svuotamento fino al suo totale annullamento. In queste condizioni la barriera è annullata e la giunzione si comporta come un corto circuito.

La larghezza della regione di svuotamento, in genere dell'ordine di alcune decine di micrometri, dipende dalle caratteristiche della barretta di semiconduttore intrinseco di partenza e dalla concentrazione delle impurità.

4.1.2 DIODI

Il diodo è un componente elettronico passivo non lineare a due terminali, la cui funzione ideale è quella di permettere il flusso di corrente elettrica in una direzione e di bloccarla nell'altra. Esso è costituito da una semplice giunzione pn cui sono aggiunti due contatti ohmici che costituiscono i terminali di collegamento esterno. In esso, il semiconduttore di tipo p è detto anodo (A) mentre quello di tipo n è detto catodo (K).

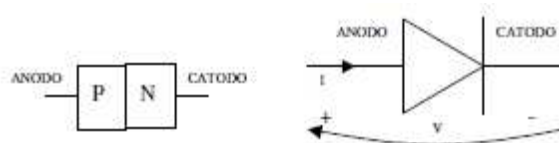


Fig.4-5. Composizione e simbolo circuitale di un diodo [26]

Il funzionamento del dispositivo dipende dai parametri esterni imposti dal circuito elettrico in cui è inserito visto che a seconda del loro segno può essere in stato di conduzione o di interdizione/blocco. Infatti quando il terminale positivo dell'alimentazione è applicato all'anodo, il componente è polarizzato direttamente e sotto questa condizione è sottoposto ad una debole tensione, viceversa il componente si trova in polarizzazione inversa e in tal caso circola al suo interno una corrente di basso modulo. Il comportamento appena descritto mette in evidenza che in condizioni di funzionamento normali le grandezze elettriche che caratterizzano il diodo sono trascurabili rispetto a quelle del circuito esterno e ciò consente di adottare per esso una caratteristica tensione-corrente ideale. I diodi a giunzione reali invece, in condizioni di interdizione, non impediscono completamente il passaggio di corrente ma vengono attraversati dalla corrente di saturazione inversa, il cui valore è legato all'area del dispositivo e alla concentrazione del drogante.

In ogni caso la rappresentazione grafica dell'andamento della corrente anodica in funzione della tensione applicata al diodo è strettamente non lineare, anche se può essere sostituita con una funzione lineare a tratti essendo approssimabile tramite l'equazione del diodo ideale di Shockley

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{qV_d}{\eta k T}} - 1 \right)$$

dove

- ▲ I_D è l'intensità di corrente sul diodo;
- ▲ V_d è la differenza di potenziale tra i due terminali del diodo;
- ▲ I_0 l'intensità di corrente di saturazione dipendente dalle caratteristiche costruttive del diodo in quanto è direttamente proporzionale alla superficie della giunzione pn;
- ▲ q è la carica elementare dell'elettrone;
- ▲ k è la costante di Boltzmann;
- ▲ T è la temperatura assoluta sulla superficie di giunzione tra le zone p ed n;
- ▲ η è il coefficiente di emissione, dipendente dal processo di fabbricazione.

e dove il prodotto kT prende il nome di tensione termica.

La peculiarità di questa relazione caratteristica è la sua evidente non-linearità; tale curva è comunque caratterizzata dall'aver sostanzialmente quattro zone di funzionamento dipendenti dal valore della tensione applicata ai suoi capi, infatti per:

1. $0 < v < V_F$ la giunzione è polarizzata direttamente ma la corrente che attraversa il diodo è talmente debole che si può affermare che il componente non conduce;
2. $v > V_F$ il diodo è in conduzione e la corrente diretta che lo attraversa cresce esponenzialmente all'aumentare della tensione;
3. $-V_{rated} < v < 0$ si ha una trascurabile corrente inversa di saturazione per cui in queste condizioni si considera che il diodo è in stato di blocco;
4. $v < -V_{rated}$ si manifesta il fenomeno di breakdown consistente in un forte aumento della corrente inversa sebbene la tensione ai capi del diodo rimanga sensibilmente costante.

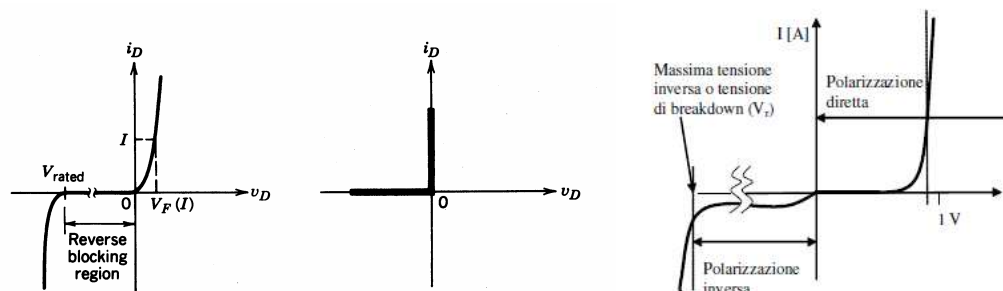


Fig.4-6. Caratteristica di funzionamento reale e ideale di un diodo [26]

La caratteristica pertanto è definita dalla tensione di soglia u , dipendente dalle proprietà fisiche del diodo e dalla tensione limite u di rottura u , in corrispondenza della quale si verifica il breakdown, un fenomeno causato dall'effetto valanga e dovuto al campo elettrico presente nella regione di svuotamento della giunzione. Una differenza negativa di potenziale pari a U , compresa fra alcuni volt ed alcune centinaia di volt a seconda del tipo dei diodi, causa infatti un'accelerazione degli elettroni. Essi acquistano in tal modo un'energia sufficiente a provocare un'ulteriore emissione di particelle di carica negativa nell'urto con gli atomi fissi, le quali a loro volta vanno a collidere con altri atomi. In genere l'effetto di questo funzionamento a valanga diventa talmente intenso da portare il componente alla rottura, a meno che esso non sia stato progettato appositamente per lavorare in questo regime (diodi Zener).

Per quanto riguarda invece il comportamento del diodo come dispositivo di interruzione, questo componente alla chiusura può essere considerato alla pari di un interruttore ideale vista la rapidità con la quale blocca il passaggio del flusso di elettroni. All'apertura tuttavia permane per un tempo t_{tr} una corrente inversa di ripristino necessaria per rimuovere l'eccesso di portatori di carica immagazzinati nel diodo e per permettere di bloccare la tensione di polarizzazione inversa.

La semplicità del principio di funzionamento è stata adottata in svariate applicazioni e in talune circostanze ha subito delle piccole modifiche in base alle esigenze richieste.

1. DIODI ZENER: impiegati per fornire tensioni costanti indipendentemente dalla corrente che li attraversa, essi lavorano nella regione di breakdown. Questi componenti elettronici sono infatti costruiti appositamente per sfruttare il funzionamento a valanga e per dissipare potenza. In essi viene sfruttato anche l'effetto Zener che, spezzando i legami covalenti, permette di portare in circolazione ulteriori elettroni. In base alle considerazioni precedenti i parametri principali che caratterizzano i diodi Zener sono pertanto la potenza massima dissipabile e la tensione di Zener. Il secondo in particolare deve essere il più possibile insensibile alla corrente di valanga, ma tuttavia esso ne dipende lievemente, oltre al fatto di variare sensibilmente con la temperatura ambientale. Sono disponibili in commercio diodi con tensioni fino al centinaio di volt e aventi una potenza massima dissipabile generalmente compresa fra i decimi di watt e diverse decine di watt;
2. DIODI SCHOTTKY: costituiti da una giunzione di un metallo, generalmente in alluminio o platino, e di un semiconduttore in silicio drogato con impurità di tipo n, essi hanno un comportamento simile a quello di un diodo. La zona di svuotamento nulla permette però a tali componenti di avere dei tempi di commutazione più rapidi fra la condizione di saturazione (ON) e quella di interdizione (OFF) per cui essi trovano impiego in particolare nei circuiti digitali di commutazione. Sono caratterizzati inoltre da una tensione di soglia a 0,35V, utile nei casi in cui è richiesta una bassa caduta di tensione diretta, ma per contro hanno una tensione limite inversa piuttosto bassa di 50-100V;
3. DIODI LED: realizzati generalmente con composti di gallio, hanno la proprietà di emettere radiazioni visibili o infrarosse. L'acronimo LED deriva infatti da Light Emitting Diode, ovvero diodi emettitori di luce. La loro caratteristica peculiare di emettere energia luminosa si ha però solo quando sono polarizzati direttamente con sufficiente tensione, variabile a seconda della lunghezza d'onda della luce che emettono. L'intensità luminosa della radiazione dipende dalla corrente che attraversa il componente, in genere compresa fra valori dell'ordine di 5 mA e 50 mA. Il loro impiego in principio era quello di assolvere ai compiti di segnalazione su pannelli di controllo come spie luminose o come trasmettitori per telecomandi e fibre ottiche, ma di recente sono stati sviluppati modelli ad alta luminosità che, constatati i loro notevoli vantaggi in termini di risparmio energetico, durata e resa cromatica, si sono posti come alternativa alle tradizionali lampade.

Oltre alle varianti descritte vi sono poi i diodi a ripristino veloce (fast-recovery diodes) e i diodi a frequenza di rete (line-frequency diodes). I primi sono utilizzati in concomitanza con gli interruttori controllabili e vengono inseriti in circuiti nei quali è richiesto un breve tempo di ripristino t_{rr} . I secondi al contrario hanno un lungo t_{rr} e pertanto sono progettati per avere la tensione più bassa possibile durante lo stato di conduzione.

4.1.3 TIRISTORI

Il tiristore o SCR (Silicon Controlled Rectifier) è un componente elettronico a tre terminali avente la stessa funzione del diodo ma con la differenza che esso viene innescato con un segnale di controllo applicato al gate. Composto dall'unione di due giunzioni pn, il dispositivo si interfaccia con l'esterno mediante i consueti contatti ohmici dei terminali di collegamento, applicati alle estremità e in corrispondenza del semiconduttore di tipo p interno. Lo si può pertanto considerare equivalente all'unione di due transistor, collegati come nella figura Fig.4-7.

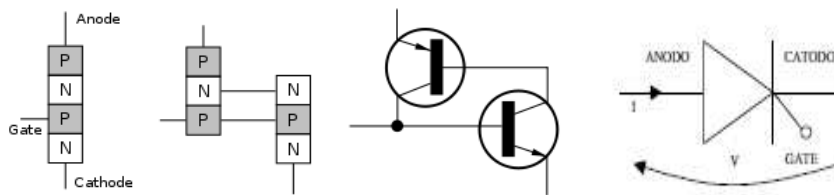


Fig.4-7. Caratteristica di funzionamento reale e ideale di un diodo [26]

In maniera analoga al diodo, il funzionamento di questo dispositivo è strettamente dipendente dal circuito in cui è inserito per cui esso può assumere uno stato di conduzione o di blocco a seconda del segno della tensione applicata ai suoi capi. Tuttavia, sebbene il tiristore in stato di interdizione si comporti alla pari di un diodo, in presenza di polarizzazione diretta esso non necessariamente conduce in quanto per poter condurre attende un innesco, ovvero un impulso positivo di corrente applicato per un breve periodo al terminale di comando. La conduzione permane anche alla cessazione del segnale e dura fino a quando le condizioni esterne riportano il componente in interdizione. Ciò permette al circuito di comando di riprendere il controllo del tiristore per rimetterlo in conduzione non appena ritorna nello stato di blocco diretto. Sulla base del funzionamento descritto e sulle stesse considerazioni svolte per il diodo e relative alla possibilità di poter trattare il componente come ideale, è stata tracciata la caratteristica tensione-corrente (Fig.4-8). In essa si può notare la presenza della tensione diretta di rottura o tensione di breakover, ovvero una differenza di potenziale in corrispondenza della quale le correnti di deriva diventano non trascurabili e tali da attivare il dispositivo anche in assenza di comando.

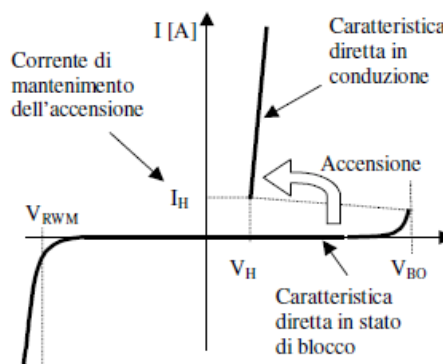


Fig.4-8. Caratteristica di funzionamento reale di un tiristore [26]

La caratteristica raffigurata tuttavia è utile solo per realizzare un progetto di massima del componente o del circuito in quanto è doveroso considerare il fatto che in realtà la corrente nel tiristore si inverte prima di annullarsi. Ciò comporta l'adozione di accorgimenti circuitali in grado di mantenere ai capi del tiristore una tensione inversa per un tempo sufficientemente lungo da consentire al componente di disinnescarsi completamente. Un importante parametro da considerare in fase di progettazione è dunque il tempo di ripristino t_q fra l'istante in cui la corrente attraversa lo zero a quello in cui passa la tensione.

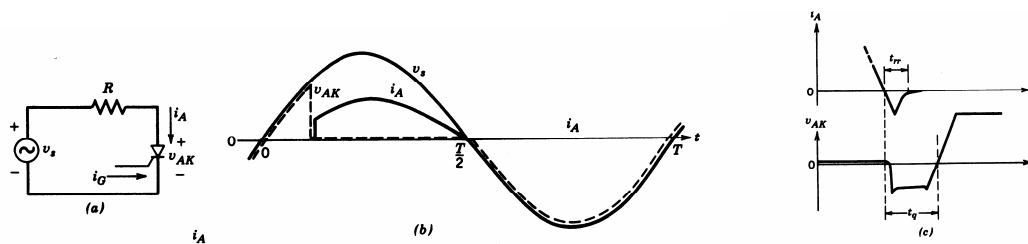


Fig.4-9. Tempo di ripristino di un tiristore [27]

4.2 INTERRUTTORI NON CONTROLLATI

Gli interruttori controllati sono dei dispositivi a semiconduttore che possono essere innescati e disinnescati applicando un segnale al terminale di controllo. La loro funzione è infatti quella di lasciar passare la corrente solo in determinati intervalli del periodo della frequenza di funzionamento, permettendo in tal modo di regolare la potenza o di attivare solo alcune zone del circuito. Rispetto agli interruttori tradizionali questi componenti elettronici presentano una consistente differenza nelle prestazioni in quanto si approssimano maggiormente alle caratteristiche ideali di:

1. bloccare in stato di apertura la tensione diretta e inversa e non essere attraversato da alcuna corrente;
2. condurre correnti di qualsiasi valore con una tensione ai suoi capi nulla durante lo stato di chiusura;
3. passare in modo istantaneo dalla posizione aperta a quella chiusa e viceversa all'applicazione del comando;
4. richiedere una piccola potenza del circuito di controllo.

Tuttavia nelle varie applicazioni in cui vengono utilizzati il loro comportamento si discosta dai punti precedenti per cui nell'analizzare il circuito in cui sono inseriti è necessario considerare anche la loro presenza e gli effetti ad essi associati. Uno degli aspetti maggiormente valutati in quanto va a influire sul rendimento complessivo del sistema è la potenza dissipata da questi dispositivi nel periodo. Considerato che durante lo stato di blocco le perdite possono essere trascurate in quanto in genere durante esso la corrente inversa di un interruttore controllato è decisamente piccola, gli unici fattori di dissipazione sono quelli di conduzione P_{on} e di commutazione P_s . Il primo termine corrisponde all'energia dissipata durante lo stato di chiusura dell'interruttore ed è proporzionale alla caduta di tensione diretta

$$P_{on} = V_{on} I_0 \frac{t_{on}}{T_s}$$

mentre il secondo si riferisce alla perdita media di potenza nell'interruttore dovuta alle transizioni ed è dato da:

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_0 f_s (t_{c(on)} + t_{c(off)})$$

visto che in ogni secondo vi sono f_s commutazioni. A tal riguardo, dato che il secondo contributo apporta un peso maggiore al computo complessivo, si utilizza per determinarne l'entità il circuito semplice illustrato nella figura Fig.4-10 nella quale il generatore di corrente continua approssima la reale corrente che fluisce al suo interno.

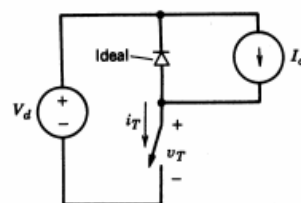


Fig.4-10. Circuito per la simulazione di un interruttore controllato [27]

Considerando il diodo ideale visto che lo scopo è quello di analizzare solo le perdite dell'interruttore controllato, si hanno in corrispondenza del segnale di controllo applicato le forme d'onda riportate in Fig.4-11.

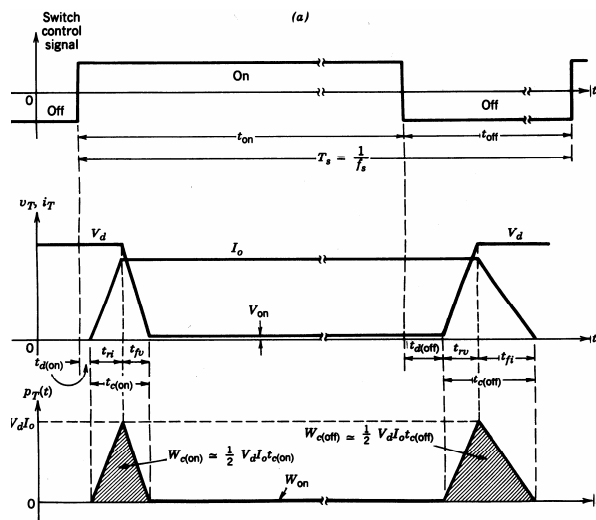


Fig.4-11. Caratteristica di funzionamento di un interruttore controllato [27]

L'osservazione in particolare dell'andamento della potenza istantanea nel periodo evidenzia la presenza di due intervalli in cui essa è non nulla. L'esistenza di queste zone di perdita è da ricondursi al fatto che il passaggio da uno stato all'altro non si realizza in maniera immediata in quanto la corrente e la tensione che interessano l'interruttore impiegano un certo tempo ad annullarsi o a raggiungere il valore di regime. L'energia dissipata durante le due commutazioni del periodo, pari all'area tratteggiata, è data da:

$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} V_d I_0 t_{c(on)} + \frac{1}{2} V_d I_0 t_{c(off)}$$

dove $t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv}$ e $t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi}$ nelle quali t_{ri} , t_{fv} , t_{rv} e t_{fi} indicano il tempo di salita o di discesa della corrente e della tensione rispettivamente durante i transitori di chiusura e di apertura. Riassumendo, sulla base di quanto descritto in precedenza, le caratteristiche desiderate per un interruttore controllabile sono dunque quelle di avere:

- ▲ una piccola corrente inversa durante lo stato di blocco;
- ▲ una piccola caduta di tensione diretta V_{on} per rendere minime le perdite di conduzione;
- ▲ dei brevi tempi di commutazione per ridurre le perdite durante i transitori di apertura e chiusura e consentire alte frequenze di funzionamento;
- ▲ una buona capacità di bloccare elevati valori di tensioni dirette e inverse diminuendo in tal modo la necessità di collegare in serie parecchi dispositivi;
- ▲ un elevato valore della massima corrente nominale per evitare di collegare molti dispositivi in parallelo;
- ▲ una elevata capacità di commutare la massima corrente alla massima tensione;
- ▲ un coefficiente di temperatura positivo per la resistenza di conduzione, necessario per consentire la connessione in parallelo di più valvole e per far ripartire in modo uguale la corrente totale;
- ▲ una piccola potenza di controllo per comandare il dispositivo semplificando così il progetto del relativo circuito;
- ▲ una certa capacità di tollerare la presenza contemporanea della tensione e della corrente nominale e delle loro variazioni durante la commutazione in modo da eliminare la necessità di avere circuiti esterni di protezione.

4.2.1 TRANSISTORI A GIUNZIONE BIPOLARE BJT

Il transistor a giunzione bipolare BJT (Bipolar Junction Transistor) è un componente elettronico utilizzato come amplificatore o interruttore e composto da tre regioni di semiconduttore drogate in maniera alternata. Esso dunque può essere di tipo npn o pnp ma indifferentemente dal drogaggio la zona centrale è chiamata base mentre quelle laterali prendono il nome di collettore ed emettitore.

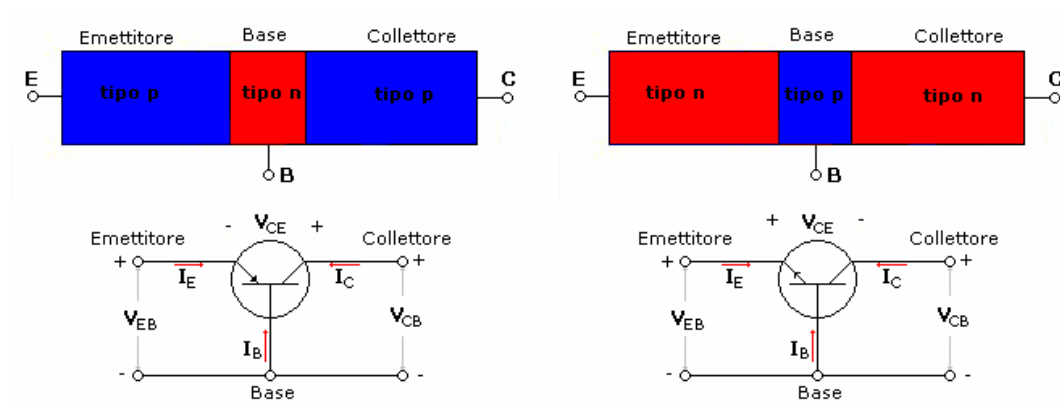


Fig.4-12. Transistor bipolare a giunzione tipo p-n-p e n-p-n con rappresentazione circuitale [2]

A seconda delle condizioni di polarizzazione diretta o inversa della giunzione emettitore-base (EBJ) e di quella collettore-base (CBJ), il dispositivo funziona in interdizione, in zona attiva o in saturazione. In particolare viene utilizzato in zona attiva quando deve lavorare come amplificatore mentre in applicazioni come interruttore il suo funzionamento è in zona di interdizione (OFF) e in zona di saturazione (ON).

Tab.4-1.Regioni di funzionamento del BJT

MODO	EBJ	CBJ
INTERDIZIONE	INVERSA	INVERSA
ZONA ATTIVA	DIRETTA	INVERSA
SATURAZIONE	DIRETTA	DIRETTA

Nell'impiego come congegno di interruzione della corrente è interessante analizzare le sue caratteristiche di ingresso o di base e le relative regioni di funzionamento rappresentate nella figura Fig.4-13.

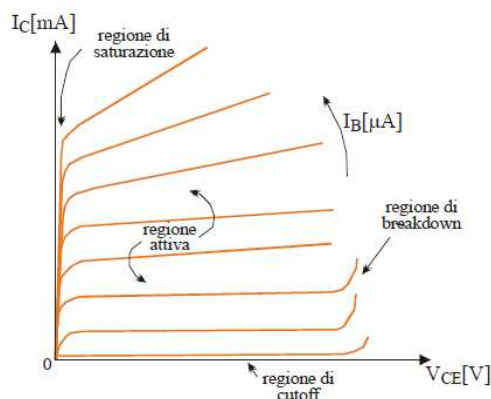


Fig.4-13. Caratteristiche di ingresso o di base di un BJT e relative regioni di funzionamento [2]

Come si può notare, le curve dipendono dal valore della corrente di base ma oltre un certo limite corrispondente alla corrente I il dispositivo va in saturazione e in tal caso la tensione fra il collettore e l'emettitore raggiunge il valore $V_{CE(sat)}$, di solito compreso tra 1 e 2 V. A causa di questo comportamento i transistor bipolari reali necessitano di una corrente di base opportunamente ampia rispetto a quella del collettore per portarsi in stato di chiusura e ciò si ripercuote in maniera negativa sul circuito di controllo in quanto esso deve fornire un segnale di ampiezza

$$I_B > \frac{I_C}{h_{FE}}$$

dove h_{FE} è il guadagno statico di corrente del dispositivo di solito compreso tra 5 e 10. Essendo basso, una soluzione per ridurre il problema descritto consiste nel connettere i dispositivi in configurazione Darlington, semplice o tripla.

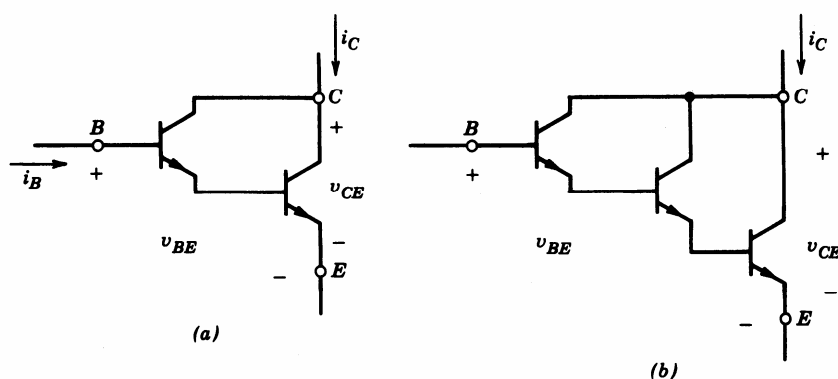


Fig.4-14. Configurazione Darlington [27]

Tuttavia il vantaggio derivato dall'utilizzare questa sistemazione comporta un ulteriore incremento delle perdite di commutazione in quanto aumenta leggermente la caduta di tensione diretta $V_{CE(sat)}$ e diminuisce la velocità di transizione dallo stato di apertura a quello di chiusura e viceversa.

Il tempo impiegato in questi passaggi, soprattutto quello di svuotamento durante il transitorio di apertura, è relativamente alto in quanto compreso tra poche centinaia di nanosecondi e pochi microsecondi, per cui questi dispositivi presentano un'elevata dissipazione di potenza sebbene abbiano perdite di conduzione abbastanza piccole. L'utilizzo dei BJT in applicazioni ad elevate frequenze è dunque sconsigliato, al quale si aggiunge il fatto che questi dispositivi sono disponibili con limiti di impiego fino a tensioni di 1400 V e correnti di qualche centinaio di ampere.

4.2.2 TRANSISTORI A EFFETTO DI CAMPO MOSFET

Il MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) è un transistor ad effetto di campo avente una struttura metallo-ossido-semiconduttore. Usato sia nei circuiti digitali che in quelli analogici, esso può essere ad arricchimento o a svuotamento e in entrambi i casi può essere realizzato a canale n (NMOS) o a canale p (PMOS).

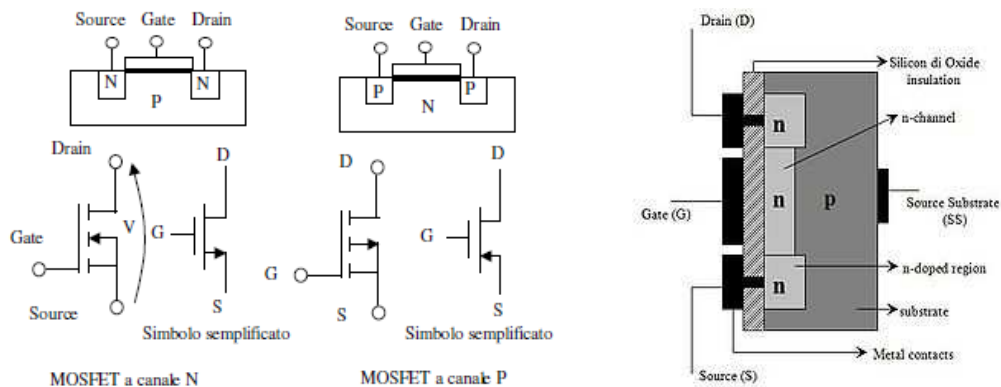


Fig.4-15. Simbologia MOSFET a canale N e a canale P [26]

I MOSFET a canale n per esempio sono costituiti da uno substrato a semiconduttore di tipo p fungente da supporto fisico del componente, nel quale vengono ricavate due regioni di tipo n fortemente drogate e denominate Source (S) e Drain (D). Lo spazio tra queste regioni, detto canale, è ricoperto da un sottile strato di biossido di silicio (SiO_2) sul quale viene poi depositato del metallo per formare l'elettrodo di Gate. Vengono realizzati contatti di metallo anche sulle regioni di source, di drain e sul substrato (body) per interfacciare il componente con il circuito esterno nel quale viene inserito. I mosfet a canale p hanno una struttura analoga a quelli a canale n, con la differenza che i tipi di semiconduttore sono scambiati. Il dispositivo si basa quindi sulla presenza di due regioni pn che normalmente sono lasciate polarizzate inversamente.

Le varie modalità di funzionamento dell'interruttore controllato dipendono dal valore della tensione applicata tra i terminali di gate e source V_{GS} . Infatti quando V_{GS} è superiore alla tensione di soglia V_T presente tra gli stessi terminali, viene generato un campo elettrico che crea un canale nello substrato sottostante dello stesso tipo del source e del drain. Questo collegamento fornisce un percorso conduttivo tra questi due elettrodi, la cui conduttività viene variata regolando la tensione tra il gate e il substrato rendendo così possibile il controllo del flusso tra drain e source. Il dispositivo dunque può essere utilizzato in diversi modi a seconda della regione di lavoro in cui si trova.

Esso infatti può essere in:

1. INTERDIZIONE (CUT-OFF), quando $V_{GS} < V_T$ e in tal caso esso è idealmente aperto sebbene nella realtà vi sia una debole corrente di inversione tra drain e source, o corrente di sottosoglia, responsabile del consumo di potenza nei circuiti integrati;
2. REGIONE LINEARE O TRIODO, quando $V_{GS} > V_T$ e $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ dove V_{DS} indica la tensione tra il drain e il source, e in tal caso il dispositivo lavora come un resistore attraversato dalla corrente

$$I_{DS} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2 L} [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$$

dove C_{ox} rappresenta la capacità per unità di superficie, μ_n è la mobilità dei portatori di carica e W e L sono rispettivamente la larghezza e la lunghezza del canale;

3. SATURAZIONE, quando $V_{GS} > V_T$ e $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ e in tal caso l'interruttore è chiuso ma a differenza della situazione precedente la corrente

$$I_{DSAT} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}),$$

dove il termine $(1 + \lambda V_{DS})$ tiene conto dell'effetto di modulazione di canale, non dipende dalla tensione ad esso applicata per cui il MOSFET non funziona come resistore ma come amplificatore.

Unendo le tre regioni di funzionamento descritte si ottiene la caratteristica del dispositivo che, rappresentata nella figura Fig.4-16 rispettivamente nel caso di comportamento ideale e reale, evidenzia il fatto che esso è un interruttore controllato in tensione.



Fig.4-16. Caratteristica di funzionamento del MOSFET [26]

Il MOSFET presenta in genere delle basse perdite sia di conduzione che di commutazione in quanto è caratterizzato da una bassa resistenza e da una elevata velocità di transizione visto che impiega per passare da uno stato all'altro un tempo compreso tra poche decine e poche centinaia di nanosecondi. Ciò deriva, nel primo caso, dalla possibilità di poter disporre di congegni con piccole tensioni di blocco visto che la resistenza è proporzionale a questo fattore e, nel secondo, dalla rapidità con cui si scarica la capacità di gate. La potenza dissipata è tuttavia fortemente legata alla tensione di esercizio che li favorisce rispetto agli altri interruttori controllati quando è bassa mentre, per livelli più elevati, i MOSFET sono da preferire solo quando la frequenza di commutazione è superiore ai 30 kHz. Ultimamente l'evoluzione dei MOSFET è orientata alla riduzione delle dimensioni che, necessaria per elevare la velocità di commutazione e dunque diminuire le perdite, si ottiene riducendo la resistenza e la capacità di gate. A tal scopo è sufficiente far circolare meglio la corrente diminuendo l'area di gate e la lunghezza del canale ma purtroppo insorgono limitazioni sia di carattere costruttivo, sia di rendimento complessivo. Con la riduzione delle dimensioni infatti la tensione che può essere applicata al gate deve essere ridotta per mantenere l'affidabilità del dispositivo e di conseguenza a parità di prestazioni è necessario diminuire la tensione di soglia. Ciò potrebbe non spegnere completamente il transistor e creare uno strato ai capi del quale la presenza di una tensione inversa, seppur debole, causa la circolazione di una corrente di sottosoglia responsabile di dissipare potenza anche quando il circuito non è in funzione.

4.2.3 TIRISTORI GTO

Il GTO (Gate Turn-Off) è un componente elettronico simile ai normali tiristori (SCR, DIAC, TRIAC) ma a differenza di essi è completamente controllabile in quanto può essere acceso e spento a comando agendo sull'elettrodo di gate. La sua chiusura, visto che si attua con un impulso di breve durata, avviene con la stessa modalità degli SCR mentre il disinnesco viene ottenuto applicando tra i terminali di gate e catodo una tensione negativa. Nell'ultimo caso la differenza di potenziale inversa deve essere però tale da far circolare un flusso di elettroni di elevato valore solo per un breve tempo e pari all'incirca ad un terzo della corrente anodica che deve essere interrotta. L'interruttore in seguito rimane nello stato spento anche dopo la rimozione del segnale di gate così come avviene nello stato di conduzione durante cui esso si comporta come un normale diodo a semiconduttore. Le caratteristiche dell'interruttore sono pertanto coincidenti con quelle del tiristore fatta eccezione del quadrante positivo nel quale la presenza di una piccola tensione di gate positiva deve essere mantenuta anche dopo l'innesco per migliorare l'affidabilità del componente elettronico.

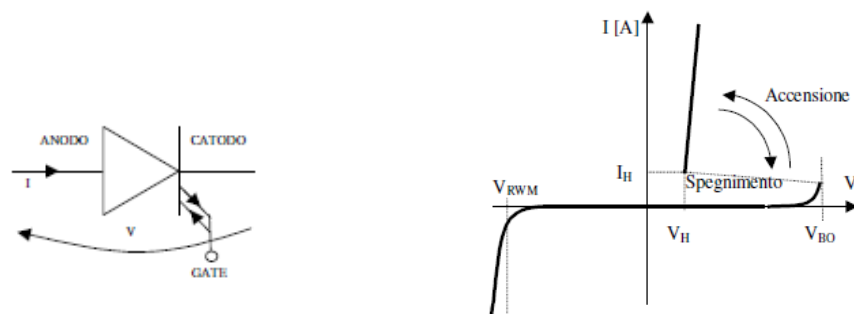


Fig.4-17. Simbolo circuitale e caratteristica reale di funzionamento di un tiristore GTO [26]

Il GTO si caratterizza per la sua bassa caduta di tensione in conduzione, anche se in esso circolano correnti abbastanza elevate, e per la sua capacità di bloccare tensioni negative il cui valore dipende dalle modalità costruttive. Tuttavia esso presenta dei lunghi tempi di transizione, soprattutto durante il disinnesco, in quanto permane una corrente residua fino alla totale eliminazione della carica presente nel dispositivo. A causa di questa limitazione i GTO attualmente disponibili non possono essere utilizzati per interrompere circuiti induttivi a meno che non gli si pone in parallelo un adeguato circuito di protezione.

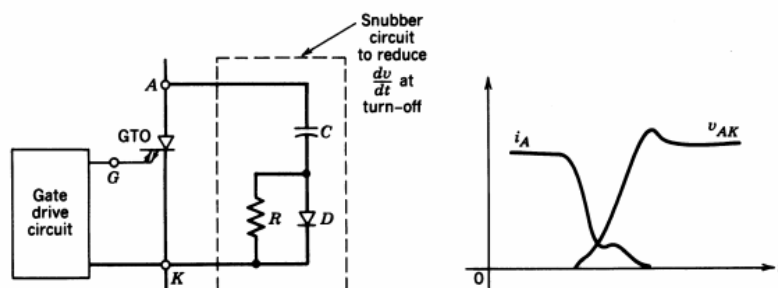


Fig.4-18. Circuito di protezione necessario per un tiristore GTO [27]

Vi devono dunque essere accanto all'interruttore controllato almeno una resistenza, un condensatore e diodo in grado di attenuare l'insostenibile derivata della tensione all'apertura, come si può notare nel relativo diagramma. Le elevate perdite di commutazione che ne derivano limitano la frequenza di funzionamento ad approssimamene 1 kHz, valore tuttavia migliore rispetto a quello tipico degli SCR.

Le caratteristiche del GTO di sopportare pertanto elevate tensioni e correnti rispettivamente fino a 4.5 kV e a qualche migliaio di A, lo rendono adatto in tutti quei casi dove è necessario avere a disposizione un interruttore in grado di interrompere tensioni e correnti elevate con frequenze di commutazione comprese tra poche centinaia di Hertz e 10 kHz. E' possibile avere prestazioni maggiori di questi dispositivi apportando delle varianti rispetto alla configurazione base. Una soluzione per incrementare il livello di tensione di bloccaggio inverso è il DB-GTO (Distributed Buffer Gate Turn-Off), la cui struttura è composta da una giunzione pn aggiuntiva. In commercio esistono inoltre delle soluzioni costruttive dedicate a specifiche applicazioni e legate alla possibilità della capacità di bloccaggio in inversa. La presenza di questa caratteristica in particolare rende simmetrici questi interruttori visto che eguaglia il livello fra la tensione positiva e quella di segno opposto. In tal caso questi dispositivi vengono anche denominati S-GTO e trovano impiego negli inverter dei generatori di corrente. Nell'altra situazione invece gli interruttori prendono il nome di A-GTO e sono utilizzati dove un diodo di conduzione inversa è applicato in parallelo o dove una tensione inversa è inammissibile.

4.2.4 TRANSISTORI BIPOLARI CON GATE ISOLATO (IGBT)

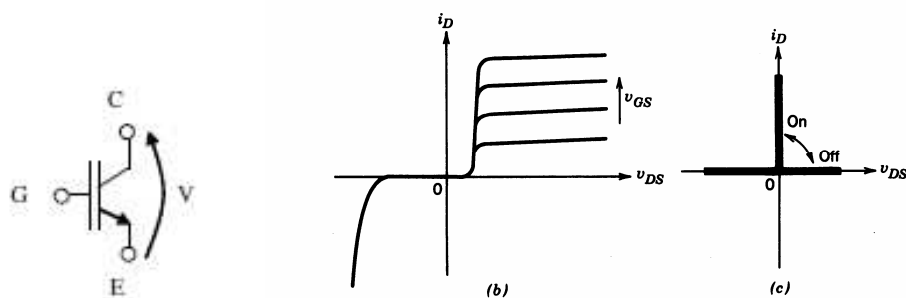


Fig.4-19. Simbolo circuitale e caratteristiche di funzionamento reale e ideale di un IGBT [27]

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) è un dispositivo di interruzione elettronico costituito da varie zone di drogaggio e quindi da molte giunzioni pn opportunamente disposte. Di configurazione simile ai MOSFET, esso infatti presenta rispetto ad essi solamente un ulteriore substrato p al di sotto di quello n, questo interruttore controllato è caratterizzato da un funzionamento bipolare visto che la corrente che circola al suo interno durante lo stato di conduzione è costituita sia da elettroni che da lacune.

Il transistor bipolare con gate isolato, allo stesso modo degli altri componenti esaminati in precedenza, si interfaccia con il circuito esterno mediante i soliti tre elettrodi ma presenta una complessa disposizione delle regioni drogate. Elettricamente possiede le caratteristiche derivanti dall'unione di un MOSFET e di un BJT, con il secondo transistor collegato a valle del primo. Controllato in tensione, esso permette di abbinare alla bassa tensione di saturazione degli interruttori a giunzione bipolare l'elevata impedenza di gate tipica dei MOSFET. E' dunque un dispositivo di potenza avente le stesse caratteristiche di uscita dei BJT ma a differenza di essi necessita per commutare soltanto una piccola quantità di energia come nei MOS. Contrariamente ai transistor ad effetto di campo esso dunque è costituito a parità di potenza elargita da un chip di area minore e questo fattore, unito alle proprietà sopra menzionate, lo rendono adatto per applicazioni nelle quali è necessaria una commutazione di elevate tensioni e correnti fino a valori rispettivamente di 2-3 kV e 1200 A.

A scapito della sua configurazione interna, lo schema di funzionamento di un transistor a giunzione bipolare isolato è particolarmente semplice in quanto dipende solamente dalla tensione fra il gate e l'emettitore. In particolare l'IGBT rimane in interdizione fino a quando esternamente non gli viene applicata una differenza di potenziale maggiore del valore di soglia V_g del dispositivo. Durante questa fase la capacità equivalente di ingresso si carica attraverso il resistore di gate e tutta la tensione fra il collettore e l'emettitore è sopportata dalla giunzione pn che, in virtù del basso drogaggio della regione di deriva N_- , è molto spessa e può tollerare senza problemi i valori di tensioni inversa visti in precedenza. Oltre V_g la giunzione pn viene by-passata e la capacità tra gate ed emettitore si scarica progressivamente. Il dispositivo in stato di conduzione è attraversato da una corrente che, circolando attraverso la regione di deriva, interessa le regioni N_+ e P inferiori. Il tempo di commutazione dipende dal tempo di carica e scarica del capacitore d'ingresso e dunque dal resistore di gate. Il dimensionamento di questo componente in particolare deve essere il più piccolo possibile per aumentare la velocità di transizione ma l'esistenza di un possibile incremento dell'oscillazione dovuta al condensatore e degli effetti parassiti induttivi di perdita comportano l'adozione di un compromesso. Valori tipici si aggirano comunque nell'ordine del microsecondo e permettono dunque la possibilità di lavorare con elevate frequenze di funzionamento. Tuttavia accanto a questi notevoli pregi si deve considerare la presenza in questi dispositivi di una coda di corrente dovuta al fatto che i portatori minoritari rimasti nella regione di deriva (drift) e di body vengono rimossi attraverso la ricombinazione. Tradizionalmente questo aspetto, derivante dal fatto che la tensione di gate viene ridotta al di sotto di quella di soglia per cui è necessario trovare un compromesso fra la bassa differenza di potenziale di accensione e quella ridotta durante lo spegnimento, è stato per questi congegni un pesante limite, fortunatamente tuttora superato con gli IGBT Punch Through.

4.2.5 CONFRONTO TRA INTERRUTTORI CONTROLLATI

L'excurus sui principali interruttori controllati ha permesso di evidenziare i loro pregi e difetti per cui è possibile effettuare a posteriori un confronto, utile anche per poter stabilire quale fra essi sia il più adatto per una determinata applicazione. Oltre a questo fattore, la scelta di utilizzare un congegno rispetto ad un altro dipende anche dal livello di tecnologia disponibile per cui è necessario considerare le specifiche di corrente e di tensione, il rendimento energetico, il valore minimo della frequenza di commutazione per ridurre le dimensioni del filtro e dell'apparecchiatura, il costo, etc. I punti base da considerare sono pertanto sempre gli stessi e precisamente si deve valutare il fatto che [27]:

1. le perdite dirette nel dispositivo dipendono dalla caduta di tensione diretta o dalla resistenza in conduzione;
2. i tempi di commutazione influenzano le perdite durante ogni transizione e determinano quanto può essere elevata la frequenza di commutazione;
3. i limiti di impiego delle tensioni e delle correnti determinano la capacità di gestire la potenza;
4. la potenza richiesta dal circuito di comando determina la facilità del controllo del dispositivo;
5. il coefficiente di temperatura della resistenza dei dispositivi in stato di chiusura determina la possibilità di metterli in parallelo per gestire correnti elevate;
6. il costo del dispositivo è un fattore di scelta.

I parametri precedenti indicano che in generale i transistori ad effetto di campo sono da preferire nel confronto con quelli a giunzione specialmente per il fatto che il pilotaggio avviene in tensione e per il minore valore della resistenza che il componente oppone al passaggio della corrente tra Drain e Source in condizioni di saturazione. Tali motivi, uniti ai vantaggi sia funzionali che economici derivanti dall'incorporare i circuiti analogici e digitale sullo stesso wafer, hanno praticamente allargato il campo di applicazione dei MOSFET anche in quei settori dove le sue caratteristiche non lo rendono particolarmente adatto. Un ulteriore fattore che li rende competitivi è la loro caratteristica di avere un buon livello di isolamento fra il gate e il canale dovuto allo strato di ossido e che permette sia di ridurre il consumo di potenza in quanto viene impedita la circolazione di qualsiasi corrente in continua, sia di isolare il singolo componente da quelli attigui rendendo in tal modo possibile effettuare una sua progettazione indipendentemente dai vari stadi logici. Rispetto ai BJT, i MOSFET quindi presentano notevoli vantaggi in quanto:

- ▲ l'elettrodo di comando è isolato rispetto al circuito di potenza
- ▲ la corrente assorbita dall'elettrodo di comando è trascurabile dato che esso è isolato dall'elettrodo del source;
- ▲ il tempo di ritardo allo spegnimento è praticamente nullo e si prestano quindi all'uso a frequenze elevate per le quali sono particolarmente competitivi.

Tuttavia gli IGBT sono caratterizzati da maggiori prestazioni in quanto combinano i vantaggi dei MOSFET e dei BJT dato che hanno caratteristiche di accensione, di spegnimento e di conduzione simili a quelle dei transistori bipolari ma sono controllabili in tensione. Essi permettono infatti di gestire alte densità di corrente con la facilità di controllo e di pilotaggio degli interruttori controllati ad effetto di campo. Gli unici aspetti negativi tradizionalmente associati ad essi sono il coefficiente di temperatura negativo e la coda di corrente relativamente alta. Il primo problema, responsabile di provocare il fenomeno indesiderato della deriva termica quando questi componenti elettronici sono connessi in parallelo, è stato risolto con i dispositivi di ultima generazione mentre il secondo è stato fortemente attenuato con l'aggiunta di uno strato di buffer N_+ (IGBT Punch Through) caratterizzato da un tempo di vita dei portatori minoritari molto inferiore rispetto alla regione di drift e che come tale accelera la rimozione delle lacune.

Nonostante queste considerazioni, la scelta fra i due dispositivi rimane comunque fortemente arbitraria, soprattutto in campi di applicazione con tensioni comprese fra 250 V e 1000 V, frequenze di commutazione fra 10 kHz e 200 kHz e livelli di potenza al di sopra di 500 W. In genere i MOSFET sono preferiti per elevati valori di f e in presenza di grandi variazioni sulla linea o sul carico mentre gli IGBT sono ottimali se chiamati a funzionare con duty cycle ristretti e con elevate differenze di potenziale e livelli di potenza.

Tab.4-2. Potenze in gioco e frequenze di commutazione degli interruttori controllati [27]

Componente	Potenze in gioco	Frequenza di commutazione
BJT / MD	medie	media
MOSFET	basse	alta
GTO	alte	bassa
IGBT	Medio/alta	Medio/Alta

La difficoltà precedente tuttavia non sussiste nella cottura ad induzione visto che le caratteristiche richieste da questa tecnologia combaciano praticamente con quelle fornite dai transistori bipolari a gate isolato. L'unica discordanza si trova infatti solo a livello della frequenza di funzionamento ma i più recenti IGBT di quinta generazione già da alcuni anni stanno rimpiazzando i MOSFET in applicazioni con frequenze al di sotto dei 75 kHz. Ciò avvalorava maggiormente la scelta precedente anche se la rapida evoluzione degli interruttori controllati potrebbe modificare già dal prossimo futuro l'orientamento oggi seguito dai progettisti.

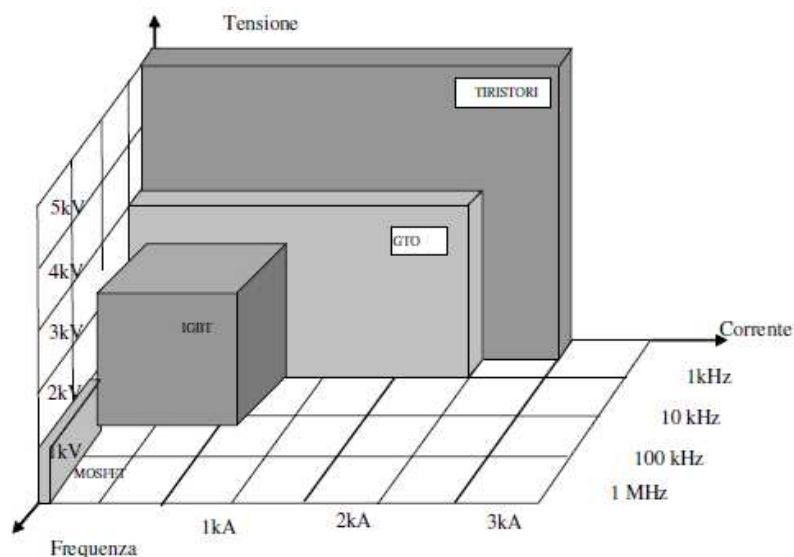


Fig.4-20. Campo di operatività degli interruttori controllati [27]

4.3 CIRCUITI RADDRIZZATORI E DI PROTEZIONE

I raddrizzatori a ponte di diodi e i circuiti di protezione sono dei sistemi elettrici comunemente utilizzati nei fornelli ad induzione. I primi svolgono l'importante funzione di convertire in continua l'alimentazione alternata assorbita dalla rete mentre i secondi vengono utilizzati per salvaguardare gli interruttori controllabili da eventuali picchi della tensione o della corrente che li potrebbero danneggiare.

4.3.1 RADDRIZZATORI A PONTE DI DIODI

La conversione della corrente elettrica da alternata a continua viene oggi effettuata con dei convertitori statici, denominati raddrizzatori. Di differenti configurazioni, questi circuiti sfruttano le caratteristiche dei diodi, dispositivi a semiconduttore in grado di interdire il passaggio di corrente quando ai loro capi viene applicata una tensione negativa. Mediante questo principio essi convertono la sinusoide in ingresso, avente nel periodo un valore medio nullo, in un'uscita unipolare a forma d'onda pulsante e quindi con una componente continua. La trasformazione intesa in questo senso è ovviamente poco efficiente dato che viene sfruttata solo una semionda ma trova risultati soddisfacenti quando vengono utilizzati più dispositivi a semiconduttore collegati in una determinata maniera.

Per tal motivo e per l'aspetto economico, fra tutti i sistemi di conversione ac-dc i raddrizzatori a diodi non controllati sono quelli che trovano maggiore applicazione nell'elettronica di potenza dal momento che vengono utilizzati negli alimentatori switching, negli azionamenti per motori in corrente alternata, nei servomotori in corrente continua, etc.

Il raddrizzamento a onda intera viene in genere ottenuto mediante un circuito monofase a ponte nel quale è previsto l'impiego di quattro diodi e di un condensatore di elevata capacità. La linea di alimentazione viene invece rappresentata da un generatore ideale di tensione sinusoidale v_s in serie con la sua impedenza interna L_s .

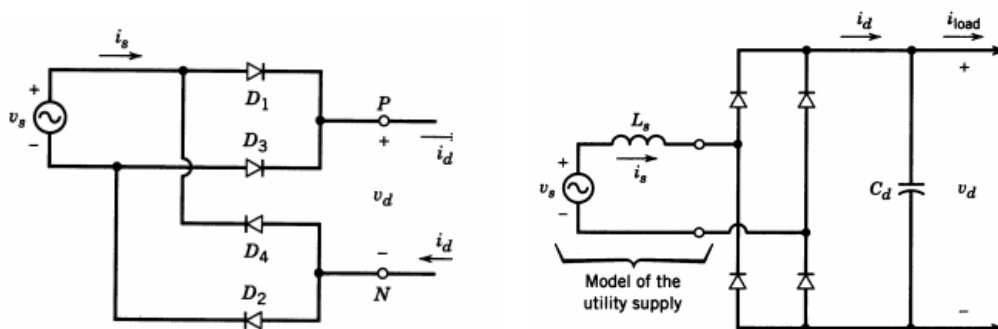


Fig.4-21. Circuito raddrizzatore a ponte di diodi [27]

Il principio di funzionamento consiste in una conduzione a coppie dei semiconduttori. Disposti come nel circuito ridisegnato a destra, in base al segno della tensione di alimentazione entra in funzione solo un dispositivo del gruppo superiore e in modo analogo solo uno di quello inferiore. In particolare quando v_s è positiva conducono i diodi 1 e 2 e in tal caso si ha

$$v_d = v_s \quad i_s = i_d$$

avendo indicato con v_d la tensione istantanea presente nel lato continua e con i_d e i_s le correnti rispettivamente a valle e a monte del circuito raddrizzatore. In maniera duale quando v_s diventa negativa si attivano i diodi 3 e 4 e in tal caso si ha

$$v_d = -v_s \quad i_s = -i_d$$

Unendo i risultati ottenuti, la tensione d'uscita del raddrizzatore a diodi può essere espressa in ogni istante dalla

$$v_d(t) = |v_s|$$

mentre per il lato corrente alternata si ha

$$i_s = \begin{cases} i_d & \text{se } v_s > 0 \\ -i_d & \text{se } v_s < 0 \end{cases}$$

Si possono tracciare gli andamenti della tensione e della corrente prima e dopo della trasformazione, dai quali si osserva che il flusso di elettroni circola con continuità durante l'intero periodo (Fig.4-22).

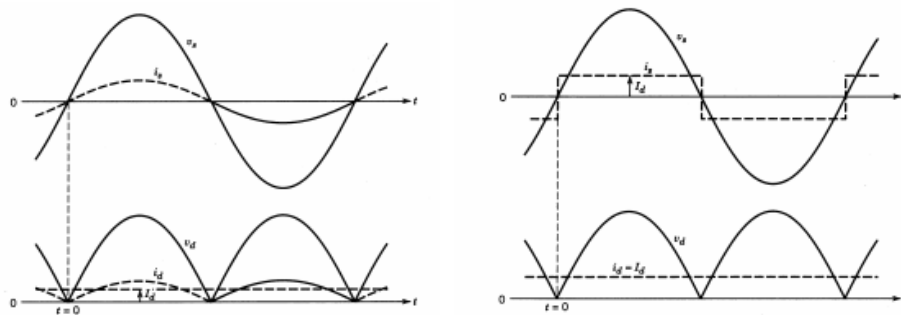


Fig.4-22. Andamenti della tensione e della corrente a monte e a valle del raddrizzatore a ponte [27]

Analizzando le curve ottenute, in particolare quella della tensione presente nel lato continua, si può ottenere il valore medio V_{d0} integrando nell'intero periodo la v_s :

$$V_{d0} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \sqrt{2} V_s \sin \omega t \, dt = \frac{1}{\omega T/2} \left(\sqrt{2} V_s \cos \omega t \right) \Big|_0^{T/2} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V_s = 0.9 V_s$$

dove con V_s si è indicato il valore efficace della tensione d'ingresso.

I risultati ottenuti sono validi in una situazione ideale; tuttavia nella realtà non si può trascurare il valore dell'impedenza interna della rete di alimentazione, prevalentemente induttiva e indicata in precedenza con L_s . L'effetto di questa induttanza sul funzionamento del circuito è sostanzialmente quello di non rendere istantaneo il passaggio della corrente da una direzione all'altra e dunque diviene necessario analizzare gli effetti di questo tempo di ritardo. A tal proposito si rappresenta il lato in continua con un generatore ideale di corrente I_d e si ridisegna il circuito del raddrizzatore a ponte come quello illustrato nella figura Fig.4-23 e relativo ad un transitorio di commutazione.

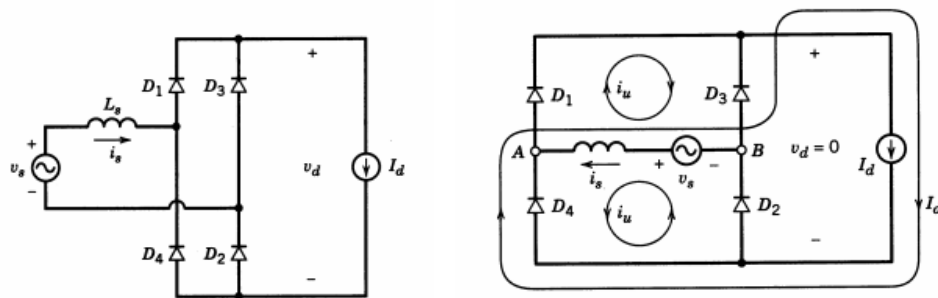


Fig.4-23. Circuiti elettrici per l'analisi del transitorio di commutazione [27]

Durante questo intervallo tutti i diodi sono in stato di conduzione e ciò dà luogo alla circolazione delle tre correnti di maglia

$$\begin{aligned} i_{D1} &= i_{D2} = i_u \\ i_{D3} &= i_{D4} = I_d - i_u \\ i_s &= -I_d + 2i_u \end{aligned}$$

dove la corrente i_u cresce dal valore iniziale nullo al valore I_d alla fine del transitorio.

Dall'espressione dell'equazione della tensione ai capi dell'induttanza L_s ,

$$v_L = \sqrt{2} V_s \sin \omega t = L_s \frac{di_s}{dt} \quad 0 < \omega t < u$$

e considerando che la corrente attraverso L_s passa da $-I_d$ a $+I_d$, si ha, integrando durante l'intervallo di commutazione:

$$A_u = \int_0^u \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = \sqrt{2} V_s (1 - \cos u) = \omega L_s \int_{-I_d}^{+I_d} di_s = 2\omega L_s I_d$$

dove A_u rappresenta un'area di perdita dovuta al fatto che durante il transitorio la tensione di alimentazione non giunge al carico.

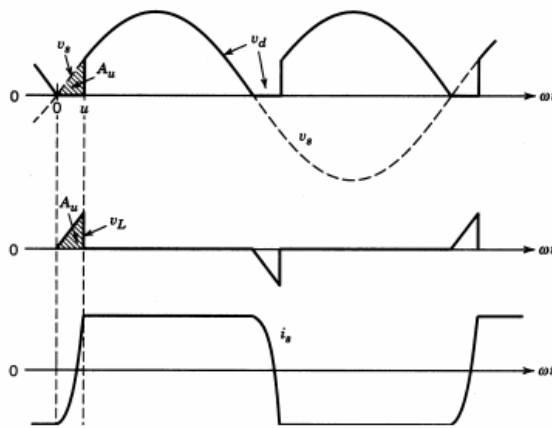


Fig.4-24. Perdita di tensione durante il transitorio di commutazione [27]

Indicando con V_{d0} la tensione continua nel caso idealizzato, nel caso reale l'effetto della commutazione provoca pertanto una diminuzione della differenza di potenziale pari a

$$V_d = V_{d0} - \frac{\text{area } A_u}{\pi} = 0.9V_s - \frac{2\omega L_s I_d}{\pi}$$

Il valore V_d tuttavia è un valore medio in quanto il principio di funzionamento del circuito raddrizzatore non permette di avere in uscita una grandezza costante. La tensione a valle dei diodi infatti è ancora di natura pulsante per cui presenta delle indesiderate variazioni di ampiezza. Come tale essa è dunque inutilizzabile dato che i circuiti elettronici sono molto sensibili e necessitano di una sorgente strettamente continua. Tuttavia il problema viene notevolmente ridotto collegando in parallelo un condensatore di filtro necessario per ridurre queste ondulazioni a valori accettabili. In questo modo infatti si ottiene una V_d contenente ancora una componente dipendente dal tempo ma caratterizzata dall'aver un andamento più costante. Ciò deriva dal fatto che l'elemento capacitivo inserito permette di accumulare una certa carica e di mantenere idealmente ai suoi capi una differenza di potenziale pari a $V_d = V_p$.

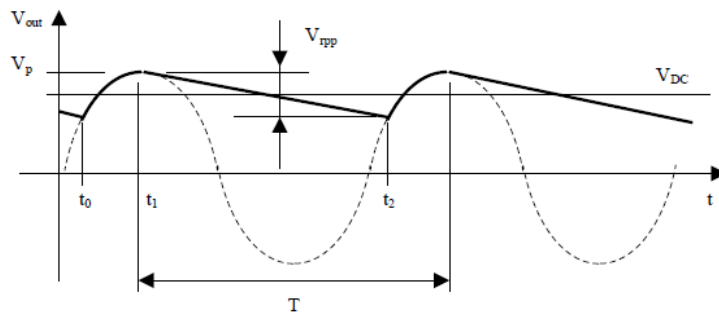


Fig.4-25. Tensione in uscita al raddrizzatore con condensatore in parallelo al carico [27]

Nella situazione reale tuttavia il condensatore durante lo stato di interdizione del diodo si scarica e questa condizione dura fino al momento in cui la tensione della rete di alimentazione supera la differenza di potenziale presente ai suoi capi. Durante questo intervallo si ha dunque una diminuzione della V_p di una quantità pari alla tensione piccolo di ripple che, nel caso di un raddrizzatore a doppia semionda, è data da

$$V_{rpp} = \frac{V_p}{2fCR}$$

dove R rappresenta per esempio la resistenza di un carico collegato a valle del convertitore. Si comprende dunque che per evitare una rapida decrescita della tensione di uscita durante la fase di scarica il condensatore deve essere scelto con un valore di C elevato. Tuttavia per alcuni circuiti non è tecnicamente possibile inserire un componente dotato di una capacità tale da garantire queste prestazioni e pertanto in questi casi, al fine di ridurre il ripple residuo e stabilizzare l'ampiezza della tensione contro variazioni della corrente di carico, viene utilizzato a volte un regolatore di tensione.

4.3.2 CIRCUITI DI PROTEZIONE

I circuiti di protezione (snubber) sono dei semplici circuiti, in genere composti da pochi elementi, utilizzati sostanzialmente per ridurre le sollecitazioni elettrodinamiche di un dispositivo a semiconduttore durante i transitori elettrici di apertura e chiusura. Essi infatti, modificando le forme d'onda specialmente durante la commutazione, consentono di mantenere la corrente e la tensione ai morsetti dell'interruttore all'interno dell'area di funzionamento in sicurezza (Safe Operating Area, SOA) indicata dal costruttore, preservando in tal modo il componente elettronico dal danneggiarsi in modo prematuro. Oltre a questa funzione, in alcune applicazioni vengono anche inseriti, viste le loro caratteristiche, per limitare le perdite di commutazione ed incrementare in questo modo l'efficienza complessiva della macchina. Sono inoltre indispensabili nei casi in cui la configurazione topologica del circuito e la presenza di un carico induttivo soggetto ad interruzioni improvvise sono tali da provocare dei picchi non sopportabili.

Riassumendo, questo circuito deve essere dunque progettato per:

1. limitare la tensione applicata ad un dispositivo a semiconduttore durante il transitorio di spegnimento;

2. limitare la rapidità di variazione dv/dt della tensione durante il transitorio di spegnimento o quando viene riapplicata la tensione diretta in stato di blocco;
3. limitare la corrente circolante nel semiconduttore durante il transitorio di accensione;
4. limitare la rapidità di variazione di/dt della corrente durante i transitori di accensione;
5. modificare le forme delle caratteristiche di accensione e spegnimento di un semiconduttore.

In generale, da un punto di vista topologico, i circuiti di protezione possono essere classificati nelle seguenti categorie:

4.3.2.1 SNUBBER NON POLARIZZATI R-C DI TIPO SERIE

Utilizzati per proteggere diodi e tiristori limitando la massima tensione e la sua variazione, sono semplicemente costituiti da un resistore di basso valore connesso in serie ad un piccolo condensatore. In genere sono progettati con valori di resistenza e capacità tali da impedire l'attivazione errata dei componenti elettronici non controllati e non generare quindi un loro innesco non voluto. A volte si possono trovare configurazioni con più resistenze in parallelo.

4.3.2.2 SNUBBER DI SPEGNIMENTO R-C POLARIZZATI

Impiegati per limitare le ampie sovratensioni che si manifestano ai capi del dispositivo durante l'apertura, essi sono formati da una resistenza, da un condensatore e da un diodo opportunamente connessi ai capi della valvola da proteggere, come riportato in Fig.4-26.

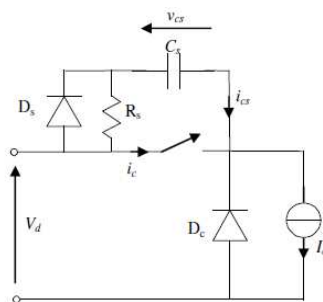


Fig.4-26. Collegamento di un circuito snubber per la protezione di un interruttore controllato [27]

La presenza del circuito di smorzamento permette, allo spegnimento, di far decrescere linearmente la corrente nell'interruttore a semiconduttore evitando in tal modo bruschi picchi. In particolare, attraverso il diodo di snubber D_s , circola nella capacità un flusso di elettroni pari a

$$i_{cs} = I_0 - i_c$$

nella quale si è indicato con I_0 la corrente nel tiristore prima del transitorio, rappresentata graficamente mediante un apposito generatore e responsabile di provocare un progressivo aumento della tensione V_{CS} ai capi dello stesso C. Quando la differenza di potenziale V_{CS} raggiunge il valore dell'analogha grandezza di ingresso, questa viene imposta alla capacità permettendo in tal modo alla corrente che la attraversa di annullarsi lentamente. In questo processo il valore di C è determinante, come si può osservare dalle figure di Fig.4-27.

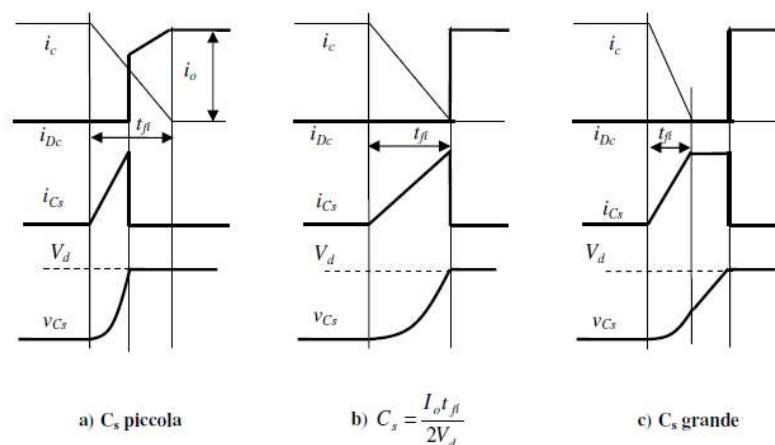


Fig.4-27. Influenza di un circuito di snubber sulle forme d'onda della tensione e della corrente [27]

4.3.2.3 SNUBBER DI ACCENSIONE R-L POLARIZZATI

Una classe di circuiti di protezione è quella formata dalla connessione di un resistore con un induttore. Analogamente agli altri visti in precedenza, questo gruppo di componenti elettrici permette di modificare la traiettoria di accensione delle valvole comandate ma a differenza dei precedenti serve per limitare le ampie sovracorrenti che si verificano al transitorio di chiusura. Gli snubber di accensione in particolare vengono utilizzati per ridurre le perdite di commutazione ad alta frequenza e per limitare la massima corrente inversa di ripristino dei diodi. Essi possono essere inseriti in serie all'interruttore controllato o allo stesso diodo di circolazione in quanto in entrambi i casi il funzionamento è basato sulla riduzione della tensione ai capi della valvola al crescere della corrente, causata a sua volta dalla caduta della differenza di potenziale ai capi dell'induttanza L_s del circuito di protezione.

In molte applicazioni è comunque talvolta sufficiente utilizzare solamente un semplice diodo raddrizzatore connesso in antiparallelo al carico induttivo o all'interruttore a semiconduttore. Collegato in questo modo, esso permette di evitare la formazione di una dannosa sovratensione ai capi dell'elemento da proteggere in quanto fornisce un percorso alternativo alla corrente. In questa maniera l'energia immagazzinata nel carico induttivo viene dissipata negli stessi componenti seppure in misure diverse, salvaguardando così il dispositivo che controlla il carico. Lo svantaggio di questa soluzione tuttavia è il fatto che il diodo permette alla corrente di continuare a fluire nel carico mantenendolo attivo per un tempo transitorio per cui è opportuno immettere accanto ad esso un circuito dedicato all'interruzione rapida. Una seconda problematica si verifica poi nel caso in cui il funzionamento preveda un'elevata frequenza di commutazione in quanto in tal situazione deve essere smaltita la carica immagazzinata nello stesso diodo e nelle capacità parassite onde evitare di sovraccaricare il componente elettronico a semiconduttore.

La tendenza futura è comunque quella di eliminare questi circuiti in quanto, sebbene necessari, apportano delle perdite di potenza aggiuntive e l'utilizzo di un maggiore numero di componenti. La loro eliminazione è però possibile solo realizzando dispositivi in grado di convivere con tensioni e con correnti tali da non richiedere la riduzione delle sollecitazioni o, in maniera alternativa, adottando circuiti con configurazioni topologiche progettate per portare entro livelli sopportabili le varie grandezze elettriche presenti.

CAP: 5 TOPOLOGIE DI INVERTER

L'elettronica di potenza sta avendo di recente una forte espansione nel mercato e la continua evoluzione che la caratterizza le permette di assecondare le svariate esigenze dei consumatori. Il suo utilizzo in svariate applicazioni è sostenuto dal continuo sviluppo dei dispositivi elettronici e delle configurazioni topologiche, alimentato anche dalla necessità di rendere sempre più efficienti e dunque competitivi i prodotti. Il circolo vizioso che si è venuto a creare sembra attualmente inarrestabile con la conseguenza che i convertitori analizzati nel capitolo possono diventare in breve tempo superati. Nuove configurazioni sono infatti già allo studio per cui l'analisi che viene ivi eseguita è finalizzata ad esporre i punti base e ad illustrare a livello circuitale il principio di funzionamento su cui si fonda la tecnologia dei piani di cottura ad induzione.

5.1 TOPOLOGIE DI INVERTER E LORO CONFRONTO

Al giorno d'oggi gli inverter vengono utilizzati nelle più svariate applicazioni, in particolare negli azionamenti per motori in corrente alternata e nei gruppi di continuità, per via della loro flessibilità e dei notevoli progressi raggiunti negli ultimi decenni. La loro funzione è quella di produrre una tensione alternata sinusoidale regolabile in ampiezza e frequenza a partire da una sorgente di tensione continua, in genere ottenuta raddrizzando e filtrando quella di linea mediante circuiti raddrizzatori a diodi.

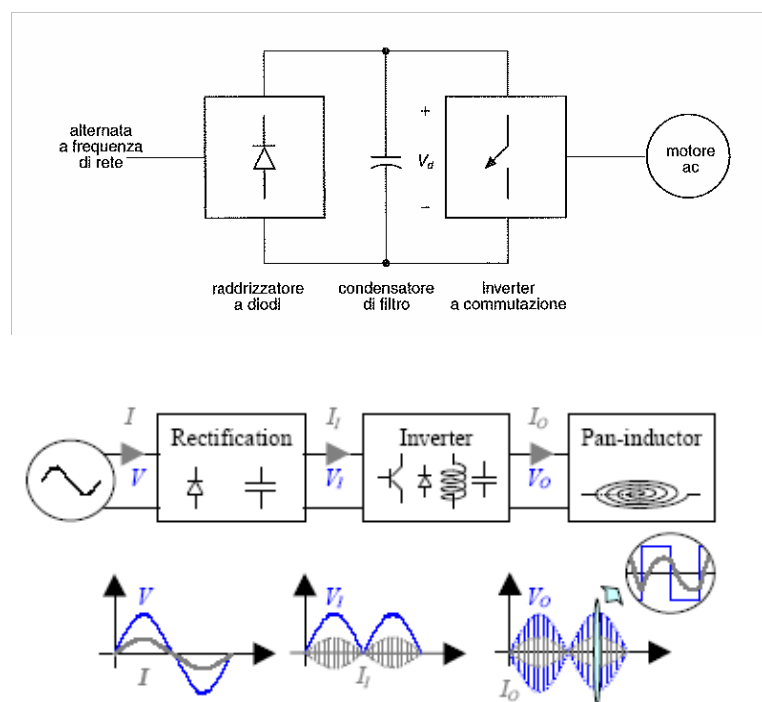


Fig.5-1. Alimentazione di un piano di cottura ad induzione [27][28]

Vista la configurazione schematica simmetrica, è intuibile che un sistema di questo tipo è reversibile, ovvero il flusso di potenza può fluire in entrambe le direzioni. Date le caratteristiche induttive del carico, vi sono delle frazioni del periodo di commutazione durante le quali il prodotto tensione – corrente è negativo per cui teoricamente il flusso di potenza è diretto verso l'alimentazione. Questa caratteristica molto spesso viene per esempio sfruttata per recuperare l'energia cinetica associata all'inerzia di un motore in fase di rallentamento e in tal caso il carico funziona come generatore. Tuttavia per quanto concerne le applicazioni relative alla cottura ad induzione non è attuabile riconvertire l'esigua energia termica della pentola in elettrica.

Oltre agli inverter a tensione impressa VSI (Voltage Source Inverter) sopra citati, in commercio si trovano anche quelli a corrente impressa CSI (Current Source Inverter) nei quali l'ingresso DC dell'inverter è una sorgente di corrente continua.

Il loro utilizzo è comunque limitato solo ai motori AC di potenza elevata mentre i primi hanno avuto uno sviluppo tale da essere suddivisi nelle tre classi generali elencate qui di seguito:

- INVERTER CON MODULAZIONE A LARGHEZZA D'IMPULSO: classici, in essi l'ampiezza della tensione DC d'ingresso è essenzialmente costante e viene prodotta da un raddrizzatore a diodi per cui il convertitore deve controllare l'ampiezza e la frequenza della tensione d'uscita. Ciò avviene mediante una modulazione della larghezza dell'impulso (PWM) che va a comandare gli interruttori dell'inverter sulla base di diversi schemi progettati per costruire la forma d'onda della tensione alternata d'uscita, che deve essere quanto più possibile vicina a un'onda sinusoidale.
- INVERTER A ONDA QUADRA: diversamente dal precedente, il controllo dell'ampiezza della tensione alternata d'uscita avviene regolando quella continua d'ingresso per cui l'inverter deve controllarne solo la frequenza. La loro denominazione deriva dal fatto che la forma d'onda della tensione d'uscita è simile a quella quadra.
- INVERTER MONOFASE CON CANCELLAZIONE DELLA TENSIONE: questi convertitori riuniscono le caratteristiche di quelli discussi sopra in quanto controllano l'ampiezza e la frequenza della tensione d'uscita, simile a un'onda quadra, anche se quella d'ingresso è costante e gli interruttori dell'inverter non sono comandati con impulsi modulati. Questa tecnica di controllo, denominata di cancellazione della tensione, può però essere applicata solo ai convertitori monofase e non a quelli trifase.

Una ulteriore classificazione degli inverter può essere eseguita in base alla loro topologia, ovvero sulla quantità e sulla disposizione dei vari elementi del circuito. Attualmente a tal riguardo vengono seguite due filosofie principali, denominate configurazioni a mezzo ponte e a ponte intero, differenti solo da un punto di vista strutturale dato che vengono utilizzati gli stessi componenti.

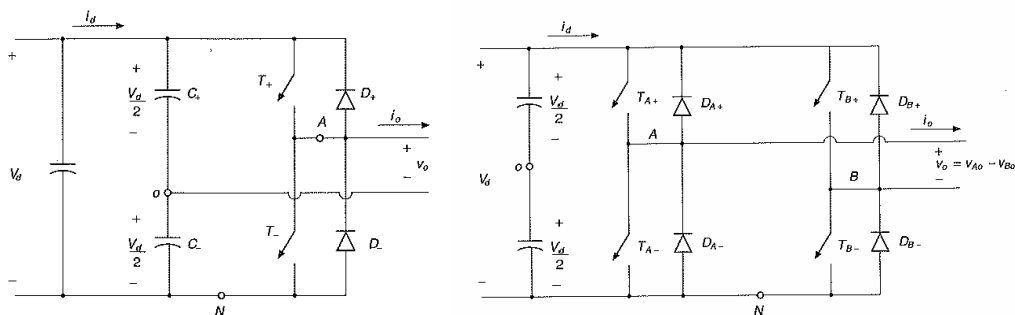


Fig.5-2. Topologia a mezzo e a ponte intero di un inverter [27]

Infatti, come si può osservare dalla Fig.5-2, il circuito a ponte può essere considerato un'estensione di quello a mezzo ponte per cui è più complesso anche se nel contempo permette l'utilizzo di più tecniche di controllo. Tralasciando per il momento questo aspetto e tornando sulla topologia, si nota che entrambe le configurazioni sono basate sull'elemento ramo, ovvero un insieme formato da due interruttori controllati aventi ciascuno un diodo in antiparallelo. A monte di essi vi sono poi due condensatori risonanti uguali, collegati in serie sull'ingresso DC, di capacità abbastanza elevata da ritenere praticamente costante la tensione fra il punto di collegamento "o" e il morsetto negativo N durante ogni periodo di commutazione. Il valore di questa tensione è uguale a $\frac{1}{2} V_D$ essendo V_D la tensione sul lato in continua raddrizzata da un ponte intero a diodi.

Rispetto alla soluzione circuitale con un singolo condensatore, quella illustrata in Fig.5-2 è in genere preferita in quanto presenta un maggiore fattore di potenza in ingresso della linea e per il fatto che ognuno dei due condensatori deve supportare metà della corrente della bobina indipendentemente dagli stati degli interruttori. Infatti, in relazione alla direzione della corrente d'uscita i_o , quando T_+ è chiuso, può condurre T_+ o D_+ e, in modo analogo, con T_- chiuso, può condurre T_- o D_- . I due condensatori sono pertanto effettivamente connessi in parallelo rispetto al percorso della corrente e il punto di unione "o" si trova ad un potenziale intermedio. Poiché la corrente i_o deve circolare attraverso il parallelo di C_+ e C_- , durante il regime permanente essa non può avere una componente continua. Questa funzione di blocco da parte dei condensatori elimina in genere il problema della saturazione del primario del trasformatore, componente che nella cottura ad induzione non esiste fisicamente ma il cui modello viene utilizzato per rappresentare l'accoppiamento della bobina di eccitazione con il carico.

Alla luce delle diverse classificazioni possibili degli inverter, viene eseguito un confronto fra le varie tipologie comunemente usate nei fornelli ad induzione allo scopo di comprendere quale si addice di più a questo tipo di cottura. Le topologie prese in esame sono l'inverter a ponte intero, quello a mezzo ponte e due inverter a singolo interruttore (uno ZCS e uno ZVS). Viste le loro notevoli differenze è necessario, prima di giungere a delle conclusioni, eguagliarle su dei punti comuni e tali elementi di confronto, data la natura dei riscontri da effettuare, non possono essere altro che le specifiche di progetto. Considerata la particolare applicazione, sono stati scelti i seguenti punti:

- 100V e 230V per la tensione d'ingresso (V_{RMS});
- 1000W e 3000W per la potenza massima d'uscita (P_{MAX});
- potenza d'uscita minima (P_{MIN}) pari al 25% di quella massima (P_{MAX});
- frequenza di commutazione (F_{SW}) pari a 50 kHz alla potenza massima, e variabile per le potenze inferiori

Da tali parametri principali si sono poi derivati quelli secondari sulla base delle usuali leggi dell'elettrotecnica, ottenendo in tal modo i valori riassunti nella tabella Tab.5-1:

Tab.5-1. Parametri elettrici adottati per il confronto fra le varie topologie di inverter [28]

TENSIONE	[V]	100	100	230	230
POTENZA	[W]	1000	3000	1000	3000
FREQUENZA	[kHz]	50	50	50	50
TEMPO	[μs]	20	20	20	20
CORRENTE	[A]	10	30	4,3	13
INDUTTANZA	[μH]	200,0	66,7	1058,0	352,7
CAPACITA'	[nF]	2000,0	6000,0	378,1	1134,2
RESISTENZA	[Ω]	10,0	3,3	52,9	17,6

Una rapida escursione sui valori presenti porta alle seguenti considerazioni:

1. ogni tensione dipende solo dalla tensione in ingresso;
2. le correnti sono proporzionali alla potenza d'uscita richiesta e inversamente proporzionali alla tensione d'ingresso;
3. i valori dei condensatori e degli induttori sono inversamente proporzionali alla frequenza di commutazione;
4. i valori dell'induttore aumentano con il quadrato della tensione in ingresso e sono inversamente proporzionali alla potenza richiesta;
5. i valori dei condensatori aumentano con la potenza e sono inversamente proporzionali al quadrato della tensione.

Sempre al fine di effettuare un confronto equilibrato, si utilizzano gli stessi dispositivi di commutazione (IGBT) per tutti i convertitori e si assume per il fattore di potenza un valore tipico di 0,5 per l'accoppiamento padella-induttore:

$$\cos \varphi = \frac{R_{eq}}{\sqrt{R_{eq}^2 + (2\pi L_{eq} f_{sw})^2}} \cong 0.5$$

Sulla base di questi parametri vengono quindi passate in rassegna tutte le topologie per adattare di caso in caso le precedenti specifiche di progetto.

5.1.1 INVERTER A PONTE INTERO

E' la topologia più completa e permette molte possibilità di controllo. Analizzata con un carico LRC risonante serie, per essa vengono assunte per il progetto alla massima potenza le seguenti caratteristiche:

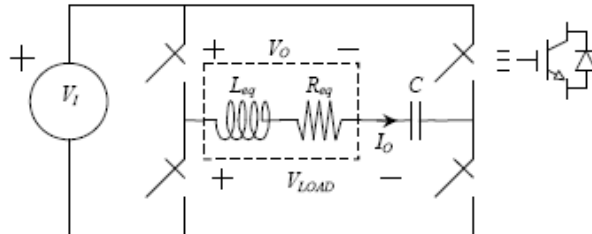


Fig.5-3. Topologia a ponte intero di un inverter [28]

- ✓ *forma d'onda quadra*, visto che tale configurazione fornisce il più alto valore efficace della tensione nel carico (V_{LOAD}) la cui decomposizione in armoniche è data da:

$$V_{LOAD} = \frac{4}{\sqrt{2}} \frac{V_1}{\pi h} \quad \text{con } h \text{ dispari}$$

- ✓ *frequenza di commutazione uguale alla frequenza di oscillazione naturale del carico (F_N)*, dato che essa è caratterizzata dall'aver alla frequenza di commutazione un fattore di potenza per il carico unitario.

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{eq}C} - \left(\frac{R_{eq}}{2L_{eq}}\right)^2}$$

Nella figura e nella tabella sottostanti (Fig.5-4) sono rispettivamente riportate le principali forme d'onda e le specifiche di progetto del convertitore a ponte intero.

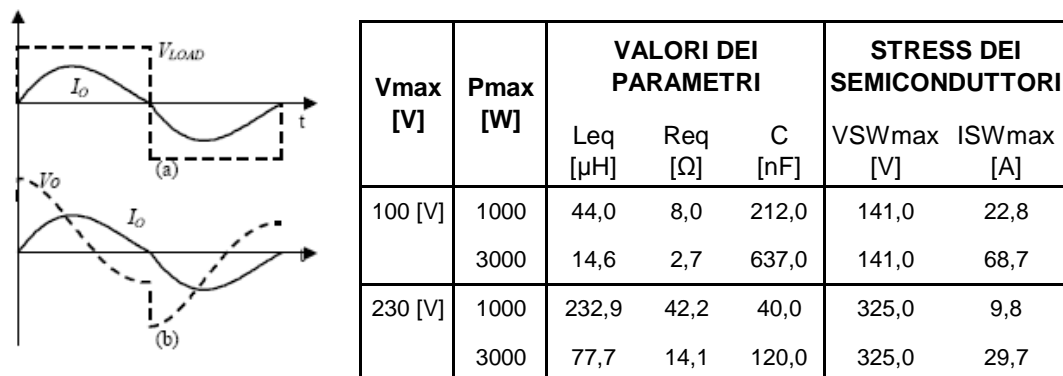


Fig.5-4. Forme d'onda e parametri elettrici relativi alle specifiche di progetto di un inverter a ponte intero [28]

5.1.2 INVERTER A MEZZO PONTE

La configurazione a mezzo ponte è la più usata nei fornelli ad induzione per la sua robustezza e semplicità. Vista la similarità con il circuito a ponte, le caratteristiche assunte per il progetto alla massima potenza d'uscita sono le medesime e dunque si ha una:

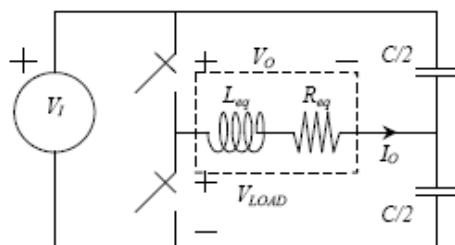


Fig.5-5. Topologia a mezzo ponte di un inverter [28]

- ✓ *forma d'onda quadra*, visto che, come nella precedente topologia, anche questa fornisce il più alto valore efficace della tensione nel carico (V_{LOAD}). Rispetto al ponte intero, tale valore è però dimezzato in quanto:

$$V_{LOAD} = \frac{2}{\sqrt{2}} \frac{V_1}{\pi h} \quad \text{con } h \text{ dispari}$$

- ✓ *frequenza di commutazione uguale alla frequenza di oscillazione naturale del carico (f_n)*, dato che, anche in questo caso, il fattore di potenza per il carico alla frequenza di commutazione è unitario.

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{eq} C} - \left(\frac{R_{eq}}{2L_{eq}}\right)^2}$$

Le principali forme d'onda e i valori ottenuti dei componenti e degli stress dei dispositivi di commutazione sono mostrati in Fig.5-6.

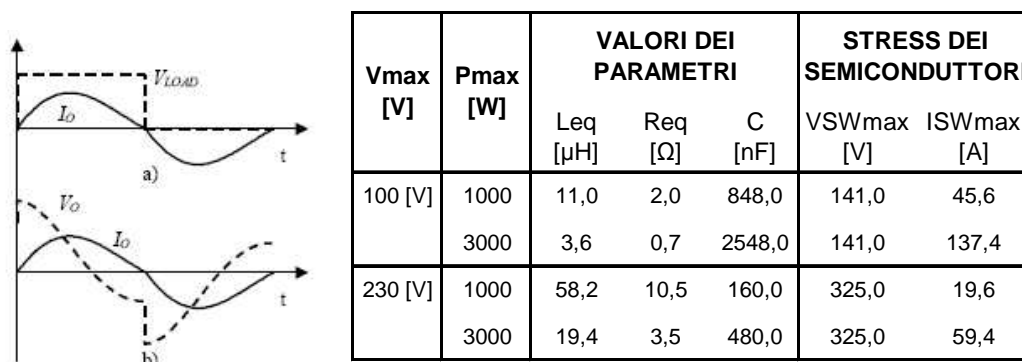


Fig.5-6. Forme d'onda e parametri elettrici relativi alle specifiche di progetto di un inverter a mezzo ponte [28]

Mettendo a confronto la tabella relativa alla configurazione a mezzo ponte con quella del ponte intero, si vede che le due topologie sono caratterizzate dall'aver prestazioni simili e pertanto è possibile stabilire una relazione diretta tra loro. In particolare si può notare che la resistenza e l'induttanza equivalenti fra la topologia a ponte intero e quella a mezzo ponte stanno tra loro in un rapporto $\frac{1}{4}$ mentre la capacità del condensatore è quadrupla. Di una certa importanza infine è la sezione relativa agli stress degli IGBT nella quale risulta di particolare interesse evidenziare che gli interruttori del mezzo ponte devono sopportare una corrente doppia.

5.1.3 INVERTER A SINGOLO INTERRUOTTORE ZVS

Il circuito del convertitore a singolo interruttore ZVS presenta oltre all'interruttore e all'usuale modello RL assunto per il carico un condensatore connesso in parallelo ad esso.

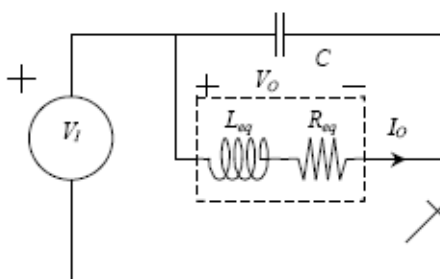


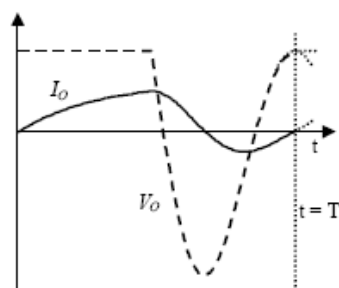
Fig.5-7. Topologia di un inverter a singolo interruttore ZVS [28]

La commutazione ottima si verifica quando si presentano le seguenti condizioni:

$$V_o(t=T) = U$$

$$\left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{t=T} = 0 \quad \text{o} \quad I_o(t=T) = 0$$

e quindi si può assumere in sede di progetto una potenza minima garantendo in tal modo un funzionamento ZVS in qualsiasi condizione. Come nei precedenti casi, si riportano le forme d'onda delle grandezze principali e i risultati ottenuti con le specifiche di progetto richieste.



Vmax [V]	Pmax [W]	VALORI DEI PARAMETRI			STRESS DEI SEMICONDUTTORI	
		Leq [μH]	Req [Ω]	C [nF]	VSWmax [V]	ISWmax [A]
100 [V]	1000	23,1	4,1	23,1	885,0	31,2
	3000	7,7	1,4	69,4	885,0	93,7
230 [V]	1000	122,3	22,2	4,4	2035,0	13,6
	3000	40,7	7,4	13,1	2035,0	40,8

Fig.5-8. Forme d'onda e parametri elettrici relativi alle specifiche di progetto di un inverter a singolo interruttore ZVS [28]

5.1.4 INVERTER A SINGOLO INTERRUTTORE ZCS

Rispetto al convertitore a singolo interruttore ZVS, lo schema di quello ZCS presenta in aggiunta l'induttore L_s e un carico connesso in serie al condensatore.

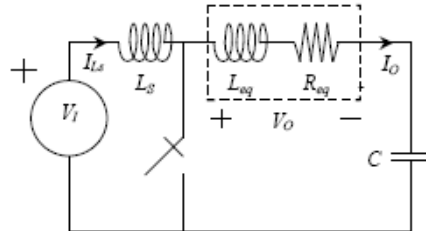


Fig.5-9. Topologia di un inverter a singolo interruttore ZCS [28]

Le condizioni di commutazione ottima per questa topologia sono:

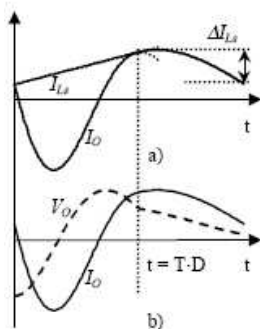
$$I_L(t=DT) = I_{Ls}(t=DT)$$

$$\left. \frac{dI_L}{dt} \right|_{t=DT} = \left. \frac{dI_{Ls}}{dt} \right|_{t=DT}$$

per cui vengono assunte le seguenti caratteristiche:

- ✓ commutazione ottima alla potenza massima per assicurare il funzionamento ZCS in qualsiasi condizione;
- ✓ ripple della corrente d'ingresso (ΔI_{Ls}) pari a metà della corrente media FORM.

Le forme d'onda delle grandezze principali tipiche di questo inverter e la tabella con i valori ottenuti con le specifiche di progetto desiderate sono riportate in Fig.5-10.



Vmax [V]	Pmax [W]	VALORI DEI PARAMETRI				STRESS DEI SEMICONDUTTORI	
		Ls [μH]	Leq [μH]	Req [Ω]	C [nF]	VSWmax [V]	ISWmax [A]
100 [V]	1000	136,0	27,0	4,9	208,0	526,0	48,3
	3000	45,4	9,1	1,7	619,0	526,0	143,7
230 [V]	1000	715,0	144,9	26,3	39,0	1.207,0	20,8
	3000	239,6	48,1	8,7	117,0	1.207,0	62,6

Fig.5-10. Forme d'onda e parametri elettrici relativi alle specifiche di progetto di un inverter a singolo interruttore ZCS [28]

5.1.5 CONFRONTO FRA TOPOLOGIE DI INVERTER

Una volta eguagliate le varie topologie sulla base delle specifiche di progetto in genere adottate, si passa alla fase di confronto. I parametri scelti come elementi di comparazione riguardano svariati aspetti e precisamente:

5.1.5.1 STRESS DEI SEMICONDUTTORI

I dispositivi di commutazione a semiconduttore sono molto influenzati dalle grandezze elettriche del circuito in cui sono inseriti. La progettazione in particolare non può prescindere dalle specifiche di questi delicati componenti elettronici al punto che normalmente si preferisce improntare la fase di progetto proprio sui dispositivi di interruzione disponibili. Gli stress dei semiconduttori sono pertanto i massimi valori delle tensioni e delle correnti che i congegni di commutazione devono sopportare (V_{swmax} , I_{swmax}). Essi possono essere calcolati con le

$$V_{SW\ max} = k_{Vsw\ max} V_{rms}$$

$$I_{SW\ max} = k_{Isw\ max} \frac{P_{max}}{V_{rms}}$$

dove k_{Vswmax} e k_{Iswmax} sono costanti adimensionali che dipendono solamente dalle topologie. I valori ottenuti dalle varie configurazioni circuitali a confronto, riassunti nella tabella Tab.5-2, indicano che lo schema a ponte intero è il più adatto, soprattutto per il fatto che i componenti elettronici di commutazione ivi presenti sono interessati da una corrente minore.

Tab.5-2. Stress di tensione dei semiconduttori [28]

	k_{Vswmax}	k_{Iswmax}
PONTE INTERO	1,41	2,28
MEZZO PONTE	1,41	4,56
1SW-ZVS	8,85	3,12
1SW-ZCS	5,25	4,83

5.1.5.2 EFFICIENZA

Il rendimento è uno dei parametri di confronto di maggiore interesse in quanto fornisce un'indicazione sulla competitività del prodotto o della tecnologia utilizzata rispetto alle altre presenti nel mercato. Oltre a questo aspetto fondamentale, esso indica l'entità della potenza dissipata che deve essere smaltita e pertanto è il punto di partenza della progettazione del sistema di raffreddamento. Tralasciando le perdite di commutazione, relative solamente ai dispositivi a semiconduttore e dunque non correlate alla topologia del circuito, rimangono quelle di conduzione.

Esse dipendono sia dal valore efficace e dal valore medio della corrente che circola attraverso i congegni di interruzione, sia dai parametri degli IGBT, in quanto si calcolano con la

$$P_{sw} = I_{SW\ avg} \cdot V_{sw} + I_{SW\ rms}^2 \cdot R_{sw}$$

Per quanto riguarda i termini legati alla corrente, valgono le

$$I_{SW\ rms} = k_{Isw\ rms} \cdot \frac{P_{max}}{V_{rms}}$$

$$I_{SW\ avg} = k_{Isw\ avg} \cdot \frac{P_{max}}{V_{rms}}$$

dove $k_{Isw\ rms}$ e $k_{Isw\ avg}$ sono costanti adimensionali proprie di ogni topologia che, riportate nella tabella sottostante, indicano ancora una volta la preferenza dello schema a ponte intero sebbene non vi siano differenze rilevanti come quelle riscontrate nel punto precedente.

Tab.5-3. Stress di corrente dei semiconduttori [28]

	kIswrms	kIswavg
PONTE INTERO	1,12	0,71
MEZZO PONTE	2,25	1,42
1SW-ZVS	1,99	1,58
1SW-ZCS	2,28	1,42

Invece, per i parametri dei dispositivi di commutazione, dal momento che essi devono essere scelti per sopportare la tensione massima e garantire prestazioni appropriate nella conduzione, è possibile fare riferimento ai congegni indicati in tabella Tab.5-4 e appropriati alle specifiche di progetto (potenza pari a 3000W, tensione di esercizio 230V).

Tab.5-4. Prestazioni degli IGBT utilizzati nelle varie topologie [28]

	IGBT	Vsw [V]	Rsw [mΩ]
PONTE INTERO	STW20NB60H	1,3	26
MEZZO PONTE	STW20NB60H	1,3	26
1SW-ZVS	GT50J101	1,7	96
1SW-ZCS	SGL40NB150TU	1,6	75

Sulla base delle formula della potenza indicata in precedenza e dei dati relativi alle varie topologie e ai vari congegni adottati, si è ottenuta la seguente tabella nella quale sono riportate le perdite per congegno, le perdite totali e l'efficienza complessiva. Il risultato che spicca è l'elevato rendimento che, indipendentemente dalla scelta dello schema circuitale, rende il piano di cottura ad induzione altamente competitivo.

Tab.5-5. Efficienza delle varie topologie [28]

	P _{sw} [W]	P _{tot} [W]	η [%]
PONTE INTERO	9,54	38,162	98,74
MEZZO PONTE	24,838	49,676	98,37
1SW-ZVS	71,081	71,081	97,68
1SW-ZCS	57,421	57,421	98,12

5.1.5.3 CONTROLLO DELLA POTENZA

La fase di progettazione è fortemente influenzata dal tipo di controllo della potenza che si vuole effettuare. Esistono a tal merito varie tecniche, strettamente legate alla configurazione circuitale adottata e alcune possibili solo con una certa disposizione dei componenti elettronici. L'unico metodo di regolazione della potenza comune a tutte le topologie messe a confronto, sebbene evitato nel caso di piani di cottura multi piastra a causa del fenomeno di battimento, è quello della variazione della frequenza di commutazione. Potendo utilizzare quindi solo questa tecnica di controllo per la comparazione, si riporta la teoria che gli sta alla base, secondo la quale è sufficiente variare il fattore di modulazione m per ottenere lo scopo prefissato indicato in precedenza.

$$f_{sw} = m \cdot f_{sw P \max}$$

Rapportando in base a m il valore normalizzato della grandezza elettrica da regolare, si ottiene il grafico sottostante nel quale si nota che la topologia ISW-ZCS permette la minore variazione di frequenza per la minima potenza d'uscita e che quindi per tal ragione è sotto questo aspetto preferibile rispetto alle altre.

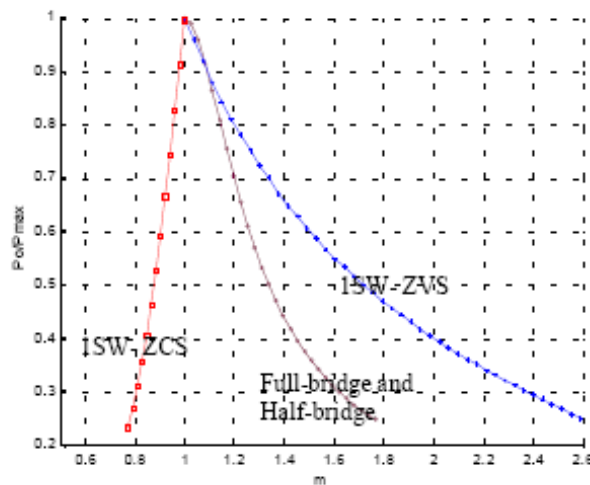


Fig.5-11. Controllo della potenza delle varie topologie di inverter [28]

5.1.5.4 DISTURBI ELETTROMAGNETICI

Uno degli aspetti da considerare, sebbene in secondo piano rispetto a quelli dei punti precedenti, è la quantità di disturbi elettromagnetici prodotti dal fornello ad induzione. Le problematiche legate a questo fenomeno, dalle interferenze con gli altri apparecchi attigui sia elettricamente che fisicamente al possibile rischio per la salute connesso alla presenza di campi di dispersione magnetici, ridestano comunque un notevole interesse per i motivi appena elencati. Le emissioni elettromagnetiche condotte dipendono dal modo differenziale, dovute alla corrente assorbita in ingresso, e dal modo comune legato dalla tensione fornita al carico e dall'area occupata dall'avvolgimento induttore responsabile di creare una elevata capacità parassita. I valori delle armoniche relative ai due casi sono riportati nelle tabelle Tab.5-6 e Tab.5-7. Da esse, in particolare dalla prima, si nota che la topologia ISW-ZCS ha le migliori prestazioni nel modo differenziale e ciò è da ricondursi all'induttanza presente in ingresso dello schema circuitale. La seconda tabella, relativa al modo comune, indica invece come preferibile la topologia a mezzo ponte dal momento che le armoniche risultanti dalla decomposizione della tensione dell'induttore hanno le minori ampiezze.

Tab.5-6. Disturbi elettromagnetici dipendenti dal modo differenziale [28]

lh/(Pmax/Vrms)	F. MAIN	FSW	2-FSW	3-FSW	THD [%]
PONTE INTERO	1	0,0079	0,6929	0,0024	70,73
MEZZO PONTE	1	0,0236	0,6929	0,0047	70,76
1SW-ZVS	1	1,2846	0,5692	0,2462	142,78
1SW-ZCS	1	0,3721	0,0853	0,2791	51,11

Tab.5-7. Disturbi elettromagnetici dipendenti dal modo differenziale [28]

Voh/Vrms	FSW	2-FSW	3-FSW	4-FSW	5-FSW	6-FSW	7-FSW
PONTE INTERO	2,465	0,024	0,470	0,020	0,260	0,019	0,181
MEZZO PONTE	1,226	0,028	0,235	0,023	0,129	0,022	0,088
1SW-ZVS	1,130	1,087	1,004	0,900	0,774	0,639	0,504
1SW-ZCS	1,835	1,196	0,435	0,370	0,230	0,222	0,165

Oltre ai parametri elencati, ritenuti di maggiore interesse, la scelta della configurazione da adottare deve essere basata anche su altri fattori quali il minimo numero di componenti impiegati, la maggiore zona di commutazione dolce, la semplice configurazione di circuito, le minori dimensioni fisiche, i costi più bassi, etc.

Alla luce di quanto descritto, le topologie a singolo interruttore, sebbene siano semplici e caratterizzate da un risparmio di componenti, sono in generale da scartare considerati gli elevati stress che devono sopportare i loro dispositivi di commutazione. Fra le due, la topologia ISW-ZCS offre le maggiori prestazioni e si distingue per la qualità del controllo dato che permette la minore variazione di frequenza per la minima potenza d'uscita. Tuttavia questo aspetto è ininfluenza vista la complessità della regolazione della potenza dovuta alla necessaria retroazione.

Per quanto riguarda la configurazione a ponte, essa è da preferire rispetto alle altre solo in tutte quelle applicazioni che necessitano elevate potenze in quanto offre la massima tensione d'uscita. Ciò infatti consente, a parità di potenza riscaldante, di lavorare con correnti minori per cui è richiesto un numero minore di elementi da collegare in parallelo. Un ulteriore vantaggio nell'utilizzare lo schema a ponte consiste nell'avere a disposizione svariate modalità di controllo e di regolazione della potenza d'uscita, oltre alla possibilità di gestire contemporaneamente due zone di cottura. Per contro questa topologia è composta da un considerevole numero di componenti elettronici e quindi richiede un ingombro e una manutenzione maggiori. Il circuito a mezzo ponte infine si caratterizza per la robustezza e per il fatto che è caratterizzato da buone capacità di controllo, per il quale non è necessaria la retroazione visto che la commutazione è fatta con un rapporto di duty del 50%. D'altra parte questa topologia non dà risparmio di componenti se confrontata con quella a ponte intero in quanto necessita di due condensatori aggiuntivi. A dispetto di questo e del fatto che non eccelle in nessuno dei punti esaminati in precedenza, la configurazione circuitale a mezzo ponte è la soluzione maggiormente adottata nel mercato dal momento che comunque si adatta bene per la cottura ad induzione e offre un appropriato compromesso tra la complessità e le prestazioni.

3.2 INVERTER A MEZZO PONTE

La topologia a mezzo ponte, considerati gli aspetti positivi descritti nel paragrafo precedente, viene adottata nelle applicazioni di cottura ad induzione dalla maggior parte dei progettisti. La sua configurazione simmetrica, sia a livello topologico, sia a livello di alimentazione, permette infatti di semplificare al massimo e di ottimizzare allo stesso tempo il principio di funzionamento. La figura Fig.5-12 illustra la topologia normalmente adottata, alla quale è stato aggiunto il carico rappresentato mediante una induttanza e una resistenza equivalenti connesse in serie.

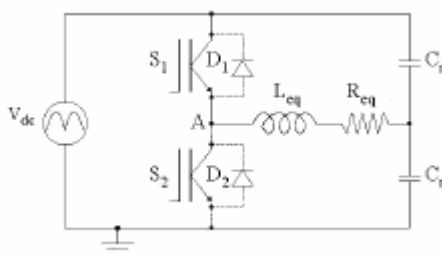


Fig.5-12. Configurazione a mezzo ponte

Il funzionamento del convertitore a mezzo ponte dipende dalla sequenza logica con la quale vengono attivati i dispositivi di commutazione. Nel caso in esame ogni periodo è composto da quattro fasi, ognuna delle quali è caratterizzata dall'aver uno specifico stato degli interruttori controllati.

1. la situazione iniziale si presenta con l'IGBT S_1 del ramo superiore acceso e quindi la corrente, uscente dal nodo a potenziale intermedio indicato con A e considerata per convenzione positiva, scorre attraverso il carico per poi ripartirsi a valle di esso in due parti uguali nei due condensatori.

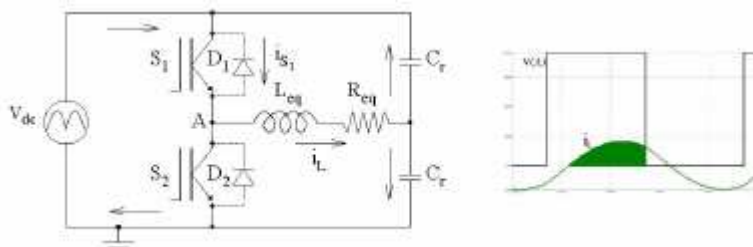


Fig.5-13. Principio di funzionamento inverter a mezzo ponte_fase 1 [22]

2. lo spegnimento di S_1 dà luogo all'inizio della seconda fase. L'effetto che ne consegue è una progressiva diminuzione della tensione del nodo comune che termina con il suo annullamento. A causa dello stato di interdizione in cui si trova il diodo D_1 , la corrente è costretta a fluire attraverso il diodo inferiore D_2 per cui quella che scorre nel collegamento DC inverte la direzione. La fase descritta è caratterizzata da notevoli perdite di commutazione dovute alla modalità di spegnimento del dispositivo a semiconduttore.

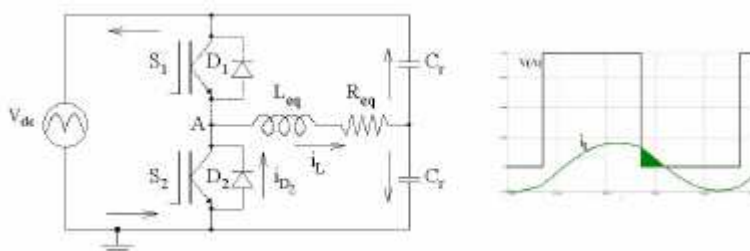


Fig.5-14. Principio di funzionamento inverter a mezzo ponte_fase 2 [22]

3. la fase successiva inizia in maniera duale alla prima con l'accensione dell'IGBT S_2 collocato nella parte inferiore del circuito. Il nuovo cambiamento dello stato degli interruttori si ripercuote principalmente sulla corrente i_L dell'induttore in quanto ne provoca nuovamente l'inversione. La stessa sorte avviene alla corrente del collegamento in DC.

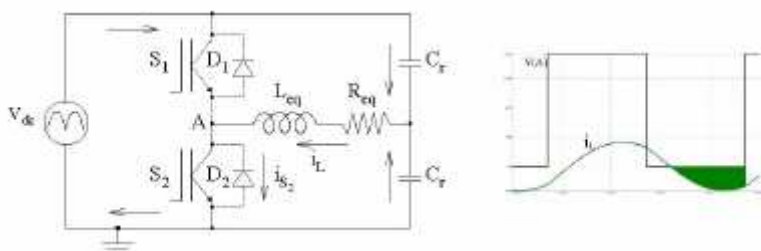


Fig.5-15. Principio di funzionamento inverter a mezzo ponte_fase 3 [22]

4. l'ultima fase si apre con lo spegnimento dell'IGBT inferiore, con commutazione dura in maniera analoga alla seconda. Il circuito permane in questa situazione fino alla nuova inversione della corrente, stavolta circolante attraverso il diodo superiore D_1 non avendo percorsi alternativi. Il sistema può infatti ritornare allo stato iniziale solo nella condizione specificata in quanto altrimenti non può avvenire l'accensione dell'IGBT superiore.

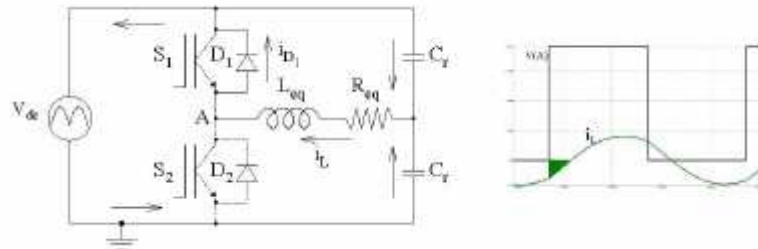


Fig.5-16. Principio di funzionamento inverter a mezzo ponte_fase 4 [22]

Il principio di funzionamento appena descritto presenta molte imperfezioni e pertanto necessita degli interventi di ottimizzazione. Un primo parametro che fornisce le prime indicazioni sul modello è il rendimento per cui è necessario individuare una metodologia per il calcolo delle perdite. In genere la potenza dissipata è data dalla somma di determinati fattori, riconducibili al funzionamento del circuito e alle caratteristiche dei componenti presenti al suo interno. Nel caso in esame, potendosi trascurare le perdite di ripristino dei diodi, gli unici contributi sono le perdite di conduzione e quelle di commutazione. Le prime si ottengono dal prodotto fra la tensione e la corrente integrato per ogni sottointervallo

$$N = \frac{F_{sw}}{2 F_{main}} = \frac{T_{main}}{2 T_{sw}}$$

del mezzo periodo della tensione principale, dato dal rapporto fra la frequenza di commutazione e quella della tensione di alimentazione. Per queste perdite vale la relazione

$$P_{IGBTn} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{(n-1/2)T_{sw}}^{nT_{sw}} V_{CE\ on}(t) \cdot I_{IGBT}(t) dt$$

$$P_{DIODEn} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{(n-1/2)T_{sw}}^{nT_{sw}} V_{fd}(t) \cdot I_{DIODE}(t) dt$$

dove, in base al principio di funzionamento,

$$I_{IGBT}(t) = \begin{cases} -I_L(t) & \text{per } t \in \left[\left(n - \frac{1}{2}\right)T_{sw}, nT_{sw} \right] \text{ e } I_L(t) < 0 \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}$$

$$I_{DIODE}(t) = \begin{cases} I_L(t) & \text{per } t \in \left[\left(n - \frac{1}{2}\right)T_{sw}, nT_{sw} \right] \text{ e } I_L(t) > 0 \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}$$

avendo in esse indicato con V_{CE} e V_{fd} i valori della tensione rispettivamente del dispositivo di commutazione e del diodo, ricavati dai relativi datasheet.

Le maggiori problematiche riguardano però il cambiamento di stato dei dispositivi a semiconduttore visto che questo passaggio avviene in condizioni non idonee. Sebbene infatti non sussistano problemi durante l'accensione, visto che essa viene pilotata durante la fase di conduzione del diodo in antiparallelo (modalità di funzionamento a tensione nulla ZVS), vi sono notevoli perdite di commutazione alla chiusura degli interruttori. Al fine di ridurle si impiegano in genere dei condensatori di smorzamento, necessari anche per attenuare l'elevata variazione della tensione nel tempo.

Adottando il precedente stratagemma, è possibile quantificare la potenza dissipata secondo la relazione:

$$P_{IGBT\ off\ n} = k \cdot \frac{1}{T_{sw}} \cdot E_{off\ n} (I_{com\ n}, V_{in\ n}, R_g, T_j)$$

nella quale si è espressa la tensione E_{off} in funzione della:

- ▲ corrente di commutazione $I_{com,n} = I_{IGBT}(nT_{sw})$, ovvero la corrente che fluisce attraverso l'IGBT durante il suo spegnimento;
- ▲ tensione di commutazione pari alla tensione in ingresso $V_{in,n}$, praticamente costante in ogni sotto intervallo N ;
- ▲ resistenza del gate R_g ;
- ▲ temperatura di giunzione T_j .

ottenute interpolando come in precedenza le curve riportate nel database. Il parametro k è un fattore di riduzione dovuto al fatto che le caratteristiche di spegnimento dei datasheet non considerano la presenza dei condensatori di smorzamento in quanto esterni al dispositivo di commutazione. Le perdite totali per ramo sono quindi date dalla somma delle perdite nei sottointervalli e si possono pertanto calcolare secondo le:

$$P_{tot\ IGBT} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (P_{IGBT\ n} + P_{IGBT\ off\ n})$$

$$P_{tot\ DIODE} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (P_{DIODE\ n})$$

Sebbene siano stati adottati svariati accorgimenti per migliorare l'efficienza del modello descritto, esso comunque presenta delle limitazioni, dovute specialmente al fatto che è basato sulla forma d'onda della corrente dell'avvolgimento. I valori ottenuti per le varie perdite sono infatti tanto più approssimati quanto più sinusoidale è l'andamento del flusso di elettroni induttore e ciò si verifica solo quando il convertitore funziona vicino alla frequenza di risonanza. In altre zone il modello deve quindi essere ridefinito per cui, essendo indispensabile ridurre questa forte limitazione, si devono apportare delle migliorie al circuito iniziale. In alternativa, visto che a volte le indicazioni fornite dalla prima sperimentazione suggeriscono molteplici strade da intraprendere, è conveniente inquadrare il problema in un'ottica diversa o rivedere completamente il progetto iniziale. Ovviamente la scelta di sviluppare un'idea piuttosto che un'altra dipende da tanti altri fattori, spesso soggettivi. A questo destino non si è sottratto lo schema circuitale del mezzo ponte, con il risultato che attualmente vi sono molte topologie nate dalla prima semplice configurazione e adattate per soddisfare le svariate esigenze richieste. Una delle filosofie progettuali derivate, di un certo interesse, è quella che mette i due dispositivi a semiconduttore secondo un rapporto schiavo/padrone o principale/ausiliario.

Il seguente convertitore ad elevata frequenza ZVS-PWM alimentato a tensione accumulata ne è da esempio. In esso, la creazione della corrente alternata viene eseguita da un inverter quasi risonante PWM formato da due IGBT a gate controllato di quarta generazione progettati con caratteristiche di tensione a bassa saturazione proprio per ridurre le perdite di potenza di conduzione. I componenti elettronici che lo costituiscono sono il blocco di commutazione a semiconduttori principale Q_m , al quale è posto in parallelo il condensatore risonante C_1 , e il congegno ausiliario Q_s connesso in serie al condensatore C_s per l'accumulo della tensione. In particolare il funzionamento in condizioni stazionarie per tali dispositivi prevede una commutazione ZCS per il primo e una ZVS per il secondo per cui non sono necessari condensatori di smorzamento.

La figura Fig.5-17 illustra la configurazione schematica di questo inverter formato da un ridotto numero di componenti circuitali.

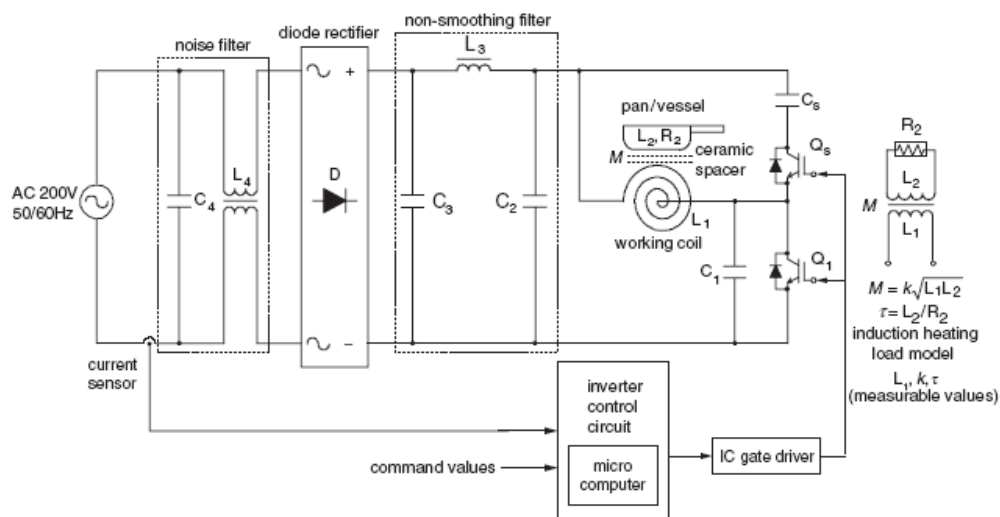


Fig.5-17. Schema dell'inverter a mezzo ponte ad elevata frequenza e a tensione accumulata [29]

Come si può notare nello schema, il carico riscaldato ad induzione è rappresentato da una resistenza e da una induttanza equivalenti ed è accoppiato al convertitore secondo un modello di circuito equivalente al trasformatore. I parametri L_1 , L_2 , R_2 e M indicano rispettivamente l'auto induttanza dell'avvolgimento induttore e quella legata alle correnti indotte, la resistenza equivalente effettiva dovuta all'effetto pelle dipendente dalla frequenza e l'impedenza mutua. Tali circuiti pertanto sono caratterizzati da una costante di tempo $\tau = L_2/R_2$ e da un coefficiente di accoppiamento magnetico $k = M/\sqrt{L_1 \cdot L_2}$.

Il principio di funzionamento si articola essenzialmente in 5 fasi e precisamente:

FASE 1: si prende come fase iniziale la situazione in cui l'interruttore di potenza ausiliario SW_s di Q_s sta conducendo. Lo stato del congegno permette al condensatore risonante C_1 di caricarsi fino a quando la tensione ai suoi capi eguaglia quella di valore E della sorgente di potenza DC. In questo istante il diodo di conduzione inversa D_1 si accende in maniera naturale e il sistema passa alla fase successiva.

FASE 2: in questo stadio di funzionamento l'intero circuito si trova a tensione E. Durante questa frazione viene applicato il segnale al gate dell'interruttore principale SW_1 per cui esso si accende in maniera naturale a tensione e corrente nulla (ZVS e ZCS).

FASE 3: con l'accensione dell'interruttore principale si ha l'alimentazione del carico. Di durata variabile, come tale permette la regolazione della potenza riscaldante. Si passa allo stadio successivo solo quando viene pilotato il comando di spegnimento al gate dell'interruttore principale e ciò si realizza in accordo con la strategia di controllo a duty cycle a frequenza costante.

FASE 4: con l'interdizione dell'interruttore principale, il carico assorbe energia dal condensatore di risonanza C_1 scaricandolo e tale situazione permette a SW_1 di spegnersi a tensione nulla (ZVS). Dall'altra parte, l'interruttore di potenza ausiliario si spegne con ZCS non appena C_s si scarica completamente con la conseguenza che la corrente del carico diventa nulla.

FASE 5: dal momento che i segnali ad impulso del gate sono entrambi nello stato spento non vi circola all'interno del circuito alcuna corrente. L'ultima fase del processo può essere considerata pertanto come una fase morta; essa dura fino all'accensione in modalità ZCS dell'interruttore di potenza ausiliario SW_s , in seguito alla quale il condensatore di risonanza inizia di nuovo a caricarsi.

In relazione alle fasi appena descritte, allo stato stazionario le forme d'onda della tensione e della corrente relative ai due dispositivi di commutazione presentano l'andamento illustrato nella figura Fig.5-18, nella quale viene anche confrontata la nuova caratteristica di funzionamento con quella tipica di un inverter a modulazione a impulsi di frequenza ZVS-PFM utilizzando un singolo dispositivo di commutazione.

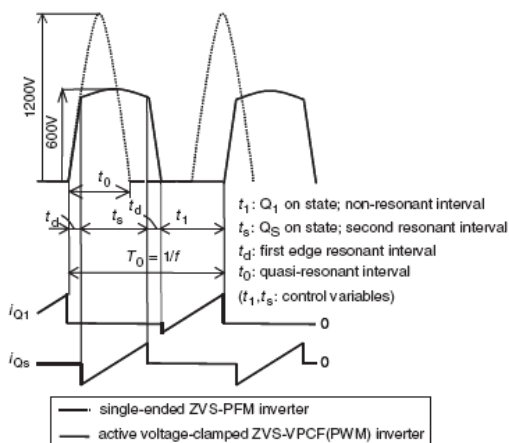


Fig.5-18. Forme d'onda dell'inverter a mezzo ponte ad elevata frequenza e a tensione accumulata [29]

Osservando la figura Fig.5-18, il principio di funzionamento prevede che ogni periodo sia composto da:

- ▲ t_1 periodo di conduzione dell'interruttore di potenza principale Q_1 ;
- ▲ t_s periodo di accensione dell'interruttore ausiliario Q_s ;
- ▲ t_d intervalli di transizione durante i quali Q_1 non conduce

Le uniche variabili di controllo in questo inverter sono pertanto t_1 , la cui variazione permette di regolare con continuità la potenza d'uscita riscaldante, e t_s , periodo durante il quale viene realizzata la strategia di controllo VPCF e necessario per accumulare ai capi dell'interruttore principale Q_1 una tensione approssimativamente pari a 600V tramite il condensatore C_S .

Il controllo della potenza riscaldante viene dunque eseguito semplicemente intervenendo sul duty cycle dato dal rapporto fra il tempo in cui Q_1 rimane acceso e il periodo di commutazione:

$$D = \frac{T(Q_1 \text{ on})}{T}$$

Esaminando in funzione del parametro appena ricavato la caratteristica della potenza in ingresso, è possibile stabilire i valori ottimali di D con cui è preferibile lavorare. In particolare, dalla figura Fig.5-19, si può notare che il funzionamento a bassi valori di duty cycle è da evitare in quanto si esce dall'area a commutazione dolce. Il conseguente aumento delle perdite va ad incidere in modo significativo sul rendimento del convertitore il cui computo, nelle normali condizioni di funzionamento allo stato stazionario, si deduce determinando l'entità della potenza dissipata, stimata a sua volta dalle forme d'onda misurate della tensione e della corrente. Nell'effettuare tale calcolo, è necessario considerare che le perdite all'accensione possono essere trascurate in quanto avvengono a corrente o a tensione nulla (ZCS o ZVS). La condizione descritta però, come si può osservare dalla figura Fig.5-19 rappresentante la regolazione della potenza d'ingresso in funzione del duty cycle di Q_1 ad una frequenza costante pari a 20.8 kHz, si verifica solo con cospicui fattori di duty, superiori a 0.25 nel caso in esame.

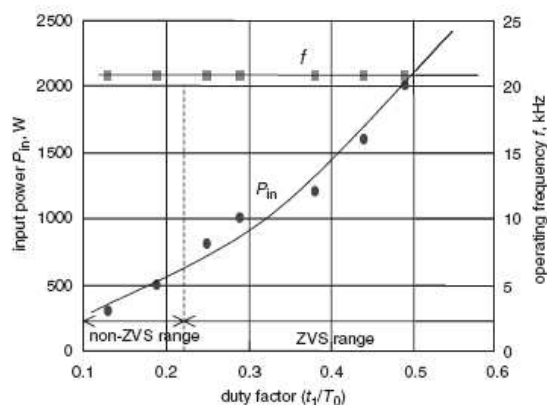


Fig.5-19. Controllo della potenza mediante duty cycle [29]

Tenuto conto di tale aspetto, le uniche perdite di commutazione che devono essere computate sono quelle che avvengono allo spegnimento durante il tempo di caduta t_f e durante la generazione della corrente di coda dell'IGBT. Visto poi che per ogni dispositivo di commutazione la potenza di conduzione dissipata è strettamente legata alla tensione di saturazione collettore-emettitore $V_{CE(sat)}$, le caratteristiche da considerare nell'analisi vanno effettuate in funzione di t_f e $V_{CE(sat)}$. Assumendo una temperatura di funzionamento pari a 90° C, si hanno per i vari tipi di IGBT testati i vari diagrammi della Fig.5-20.

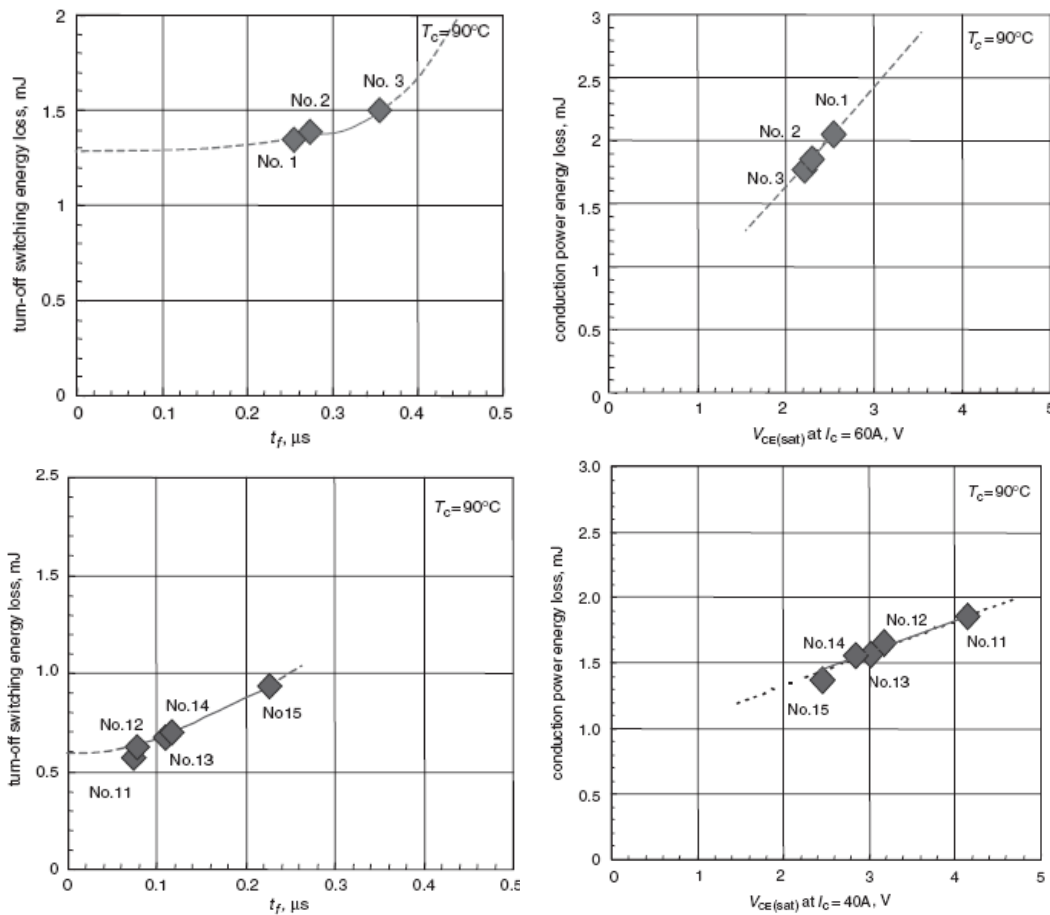


Fig.5-20. Perdite di commutazione e di commutazione per vari IGBT testati [29]

L'analisi delle caratteristiche porta alla conclusione che le perdite di commutazione e di conduzione aumentano rispettivamente all'aumentare del tempo di caduta e della tensione di saturazione collettore-emettitore. Ciò vale sia per l'interruttore di potenza principale Q_1 , sia per quello ausiliario Q_S e pertanto diventa necessario comprendere quale dei due contributi influisce maggiormente sul computo totale. A tal fine risulta di particolare utilità mettere in relazione t_f con $V_{CE(sat)}$ per perdite di potenza costanti. Confrontando queste curve con quelle solite ottenute mettendo in relazione vari IGBT, può essere migliorato il progetto di ogni dispositivo di commutazione.

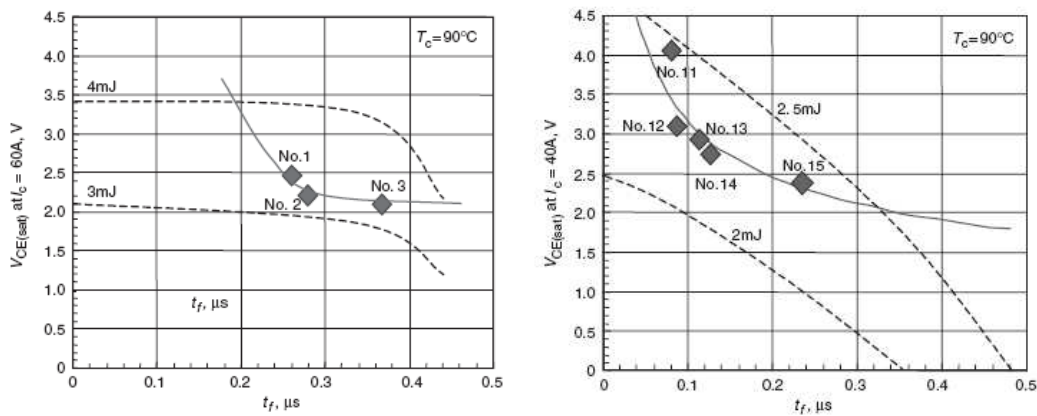


Fig.5-21. Tensione di saturazione in funzione del tempo di commutazione per vari IGBT [29]

Da grafici di Fig.5-21 si deduce per esempio che per l'interruttore principale Q_1 la riduzione di $V_{CE(sat)}$ può abbassare le perdite di potenza in maniera più efficace rispetto alla diminuzione di t_f . Le caratteristiche menzionate mettono in evidenza che l'inverter esaminato offre un notevole rendimento già con $D = 0.5$ e che oltre tale valore la curva, seppure crescente, si assesta intorno al 90%.

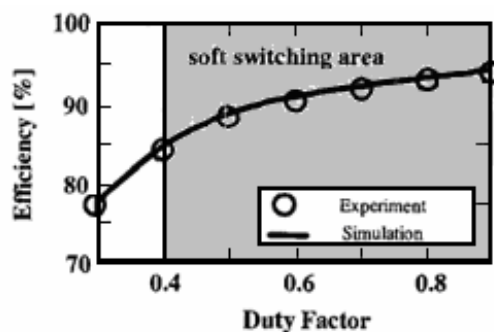


Fig.5-22. Efficienza dell'inverter testato in funzione del duty cycle

L'elevato valore ottenuto, tipico dei piani di cottura ad induzione impiegati per applicazioni di cottura, è la conseguenza del fatto che entrambi gli interruttori di potenza commutano in maniera dolce. Un ulteriore vantaggio di questo convertitore è poi la possibilità di utilizzare condensatori con bassa capacità e dunque economici visto che sono interessati da correnti di valore relativamente modesto. Il prototipo ideato può essere pertanto ritenuto soddisfacente in quanto è caratterizzato da un numero minimo di componenti, da una configurazione circuitale semplice, da un rendimento elevato e da un funzionamento a commutazione dolce più largo e stabile. Inoltre, la strategia di regolazione della potenza a frequenza costante lo rende adatto in applicazioni quali i piani di cottura a multi piastra in quanto viene eliminato all'origine il problema del fastidioso rumore di battimento.

5.3 TOPOLOGIE PER TUTTI I METALLI

Il principio di funzionamento della cottura ad induzione richiede che il carico, costituito dal metallo del contenitore degli alimenti, sia realizzato con materiali aventi spiccate caratteristiche ferromagnetiche. Tuttavia è possibile ottenere rendimenti accettabili utilizzando anche altri tipi di elementi, sfruttando maggiormente per essi proprietà elettriche come la conducibilità al posto della permeabilità. A tal fine è necessario adottare degli accorgimenti a livello di circuito in grado di potenziare le sue caratteristiche e salvaguardare al contempo i componenti elettronici ivi presenti. Le maggiori problematiche sono pertanto relative alla necessità di mantenere ad un livello adeguato la potenza elettrica riscaldante qualora venga posta sul piano di cottura una pentola in materiale non particolarmente idoneo a questo tipo di applicazione. Essendo la resistenza incontrata dalle correnti indotte

$$R_L = \frac{\rho}{\delta} = k\sqrt{\rho\mu_r f} \quad \text{con} \quad k = 0.0019869$$

dove

- ▲ ρ è la resistività;
- ▲ δ è lo spessore di penetrazione;
- ▲ μ_r è la permeabilità magnetica relativa;
- ▲ f è la frequenza.

la potenza elettrica riscaldante può essere espressa con la

$$P = R_L I_2^2 = k \cdot (NI_1)^2 \cdot \sqrt{\rho \mu_r f}$$

avendo posto $I_2 = N I_1$ in analogia al modello del trasformatore e avendo indicato con N il rapporto spire, pari a quelle dell'avvolgimento induttore visto che il secondario è formato da un'unica spira. Dall'analisi dell'espressione precedente, dato che i materiali non ferromagnetici presentano una permeabilità magnetica relativa di diversi ordini di grandezza inferiore rispetto a quelli ferromagnetici, si evince che gli unici parametri modificabili affinché tutti i metalli buoni conduttori presentino prestazioni gradite, sono la frequenza di funzionamento, il numero di spire e la corrente che circola nella bobina di eccitazione. In particolare l'ultimo fattore è confermato anche dai grafici di Fig.5-23 relativi alla funzione di trasferimento di un circuito caricato con due diversi materiali e all'andamento del massimo flusso di elettroni in funzione della potenza d'uscita. E' dunque necessario incrementare le variabili indicate in precedenza ma ciò deve essere effettuato con una certa moderatezza vista l'esistenza di limiti superiori oltre i quali il funzionamento diventa critico.

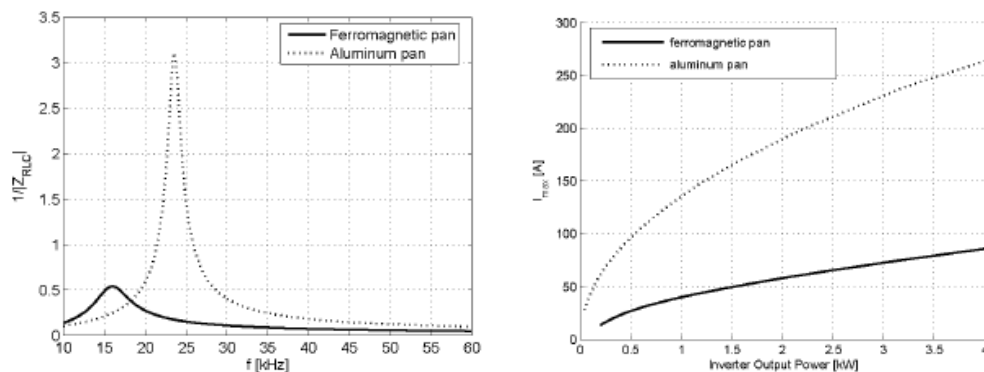


Fig.5-23. Curve dell'impedenza e delle sue componenti per pentole di differente materiale [22]

La frequenza di lavoro in particolare deve essere contenuta dal momento che essa interessa tutte le componenti circuitali del convertitore e quindi richiede che questi elementi abbiano specifiche adeguate. Tuttavia l'aspetto negativo di maggiore impatto ad essa dovuto è il considerevole aumento della potenza dissipata sia nella resistenza dell'avvolgimento di eccitazione, sia nei dispositivi di commutazione a semiconduttore. Pertanto, sebbene da una parte un suo incremento renda possibile assottigliare il percorso della corrente nel fondo del contenitore e dar luogo ad una elevata potenza d'uscita, dall'altra è opportuno mantenere accettabile il rendimento del piano.

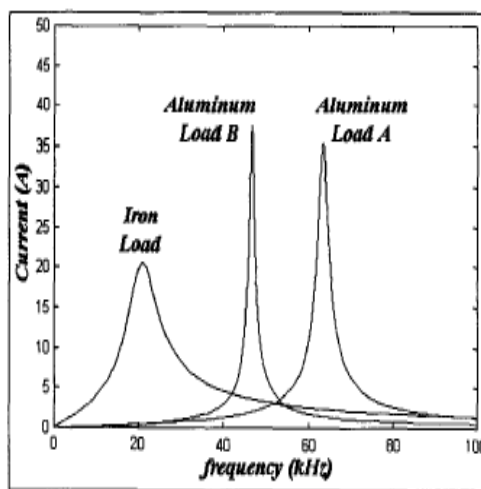


Fig.5-24. Andamento della corrente in funzione della frequenza per differenti materiali [30]

Lo stesso problema si riscontra sul numero di spire della bobina che non può essere aumentato a dismisura visti gli spazi ristretti e la necessità di convogliare il flusso in una zona ben delimitata per limitare il flusso disperso e mantenere di conseguenza l'efficienza del fornello a valori elevati. Per quanto riguarda poi la corrente della bobina di eccitazione si deve considerare che il flusso di elettroni attraversa anche i singoli componenti circuitali per cui non è ammissibile eccedere i loro valori nominali onde evitare di distruggerli. Inoltre è opportuno in fase di progetto scegliere una frequenza di funzionamento discosta da quella di risonanza, in corrispondenza della quale si hanno dei picchi di corrente.

Alcuni metalli non ferromagnetici ma buoni conduttori, come il rame e l'alluminio, possono dunque essere utilizzati nella cottura ad induzione. La regola base è sostanzialmente quella di portare le variabili modificabili a valori elevati ma comunque con un adeguato fattore di sicurezza rispetto a quelli supportabili. In particolare è consigliabile non eccedere con la corrente di eccitazione e con la frequenza ed eventualmente, nel caso sia necessario, predisporre fin dal livello progettuale alcuni accorgimenti per contenere le perdite aumentando per esempio il numero di conduttori, riducendo il loro diametro o avvolgendoli periodicamente su loro stessi impiegando allo scopo dei conduttori di tipo litz. A livello circuitale poi, in base alla modalità di funzionamento dell'inverter, si devono predisporre dei circuiti di smorzamento privi di perdite per realizzare una commutazione dolce dissipando in tal modo una minore potenza. Utilizzando questi accorgimenti si sono così trovati nel corso degli anni delle configurazioni topologiche particolari mediante le quali è stato possibile considerare accettabili le prestazioni dei fornelli ad induzione anche con pentole di materiale non ferromagnetico. In ordine temporale, vengono di seguito illustrati i metodi escogitati.

5.3.1 METODO DELL'AUMENTO DEL NUMERO DI SPIRE

Una prima soluzione adottata per poter estendere la cottura ad induzione a contenitori non ferromagnetici o con bassa resistività consiste nell'aumentare il numero di spire. A tal scopo si utilizza una bobina a doppio strato e un rilevatore del materiale della pentola dal quale viene impartito il comando di pilotaggio ad un opportuno commutatore la cui funzione consiste nel connettere in serie i due strati della bobina ogniqualvolta viene appoggiato sulla piastra un contenitore di materiale non adatto al principio di induzione. In questo modo quando si devono scaldare contenitori per esempio in alluminio o in rame si aumenta il campo magnetico vicino alla bobina di eccitazione.

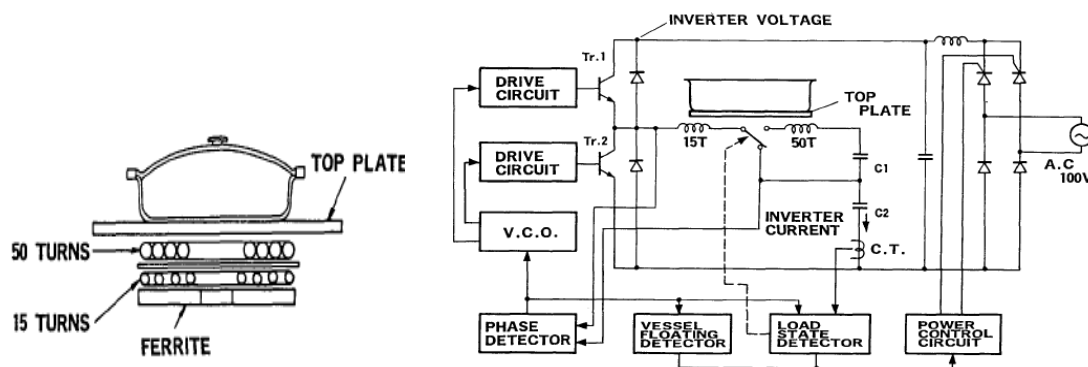


Fig.5-25. Sezione trasversale di una zona di cottura e circuito di controllo di un inverter pensato per alimentare pentole in materiale non ferromagnetico_ metodo dell'aumento del numero di spire [31]

L'inverter si interfaccia con dei rilevatori per il monitoraggio del funzionamento dai quali vengono inviate ai circuiti di controllo le informazioni necessarie per impartire gli appropriati segnali di comando al convertitore stesso. In particolare il circuito P.L.L. permette di raggiungere una elevata efficienza sintonizzando e mantenendo la frequenza dell'inverter alla frequenza di risonanza mediante il rilevatore di fase e l'oscillatore controllato in tensione (V.C.O.), la cui tensione d'ingresso è proporzionale alla frequenza di risonanza. La scelta di adeguate bobine e frequenze avviene in maniera automatica attraverso la rilevazione del materiale della pentola. Tale sistema di identificazione si basa sul fatto che i valori della corrente dell'inverter nel caso di un contenitore in alluminio, in rame o in assenza dello stesso, sono maggiori rispetto a quelli in ferro o in acciaio inox. L'ulteriore distinzione fra la presenza o meno del carico viene effettuata misurando la frequenza di risonanza in quanto quella dell'alluminio e del rame è di un diverso ordine di grandezza. Le grandezze di rilievo sopra citate vengono rilevate mediante un trasformatore di corrente (C.T.) e per mezzo della tensione di ingresso di un oscillatore controllato in tensione (VCO). La strategia di controllo presenta dunque il flowchart di Fig.5-26 nel quale si può notare la fase di rilevazione dello stato del carico fondamentale per la successiva selezione automatica delle bobine e delle frequenze appropriate. La prima impostazione dell'inverter si ha in seguito alla misurazione della corrente in quanto se essa assume valori bassi il commutatore si sposta in una posizione tale da avere una bobina di eccitazione formata da 15 spire mentre nel caso contrario la corrente viene fatta circolare in tutte le 65 spire. Nell'ultima situazione diventa necessario rilevare anche la frequenza di risonanza in quanto valori minori di 40 kHz indicano che non vi è alcun carico poggiato sopra la piastra riscaldante.

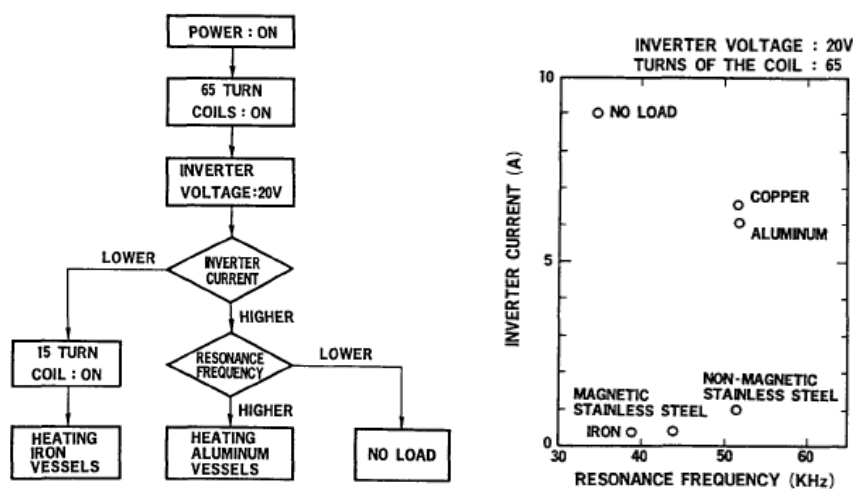


Fig.5-26. Flowchart del metodo di controllo e punti di funzionamento dell'inverter ideato per pentole di materiale non ferromagnetico_ metodo dell'aumento del numero di spire [31]

Accanto alle funzioni precedenti, questa configurazione di inverter permette di prevenire anche l'indesiderabile lievitazione dei recipienti in alluminio leggero. Tale fenomeno è dovuto al fatto che durante il funzionamento la bobina di eccitazione e il contenitore si repellono reciprocamente e l'unica soluzione per evitarlo consiste nel ridurre la potenza d'ingresso visto che la forza di repulsione è ad essa proporzionale. La rilevazione di questa situazione viene effettuata esaminando la variazione della frequenza di risonanza in quanto ad una sua diminuzione corrisponde un aumento della distanza tra il contenitore e la bobina di eccitazione.

5.3.2 METODO DEL SECONDO AVVOLGIMENTO INDUTTORE

Un altro metodo per poter estendere la cottura ad induzione anche ai contenitori in materiale non ferromagnetico o con bassa resistività consiste nel far circolare due correnti di fase opposta in due bobine separate complanari entrambe avvolte sotto il carico metallico. In tal modo si ottiene la generazione di un campo magnetico di frequenza doppia di quella dell'alimentazione utilizzando l'usuale circuito dell'inverter e sfruttando maggiormente l'effetto pelle. Lo schema di Fig.5-27 è relativo al modello del nuovo piano di cottura ad induzione. In esso la capacità C_s , connessa in parallelo alla bobina di riscaldamento, viene utilizzata per realizzare la modalità di funzionamento ZVS e ridurre in tal modo le perdite di commutazione.

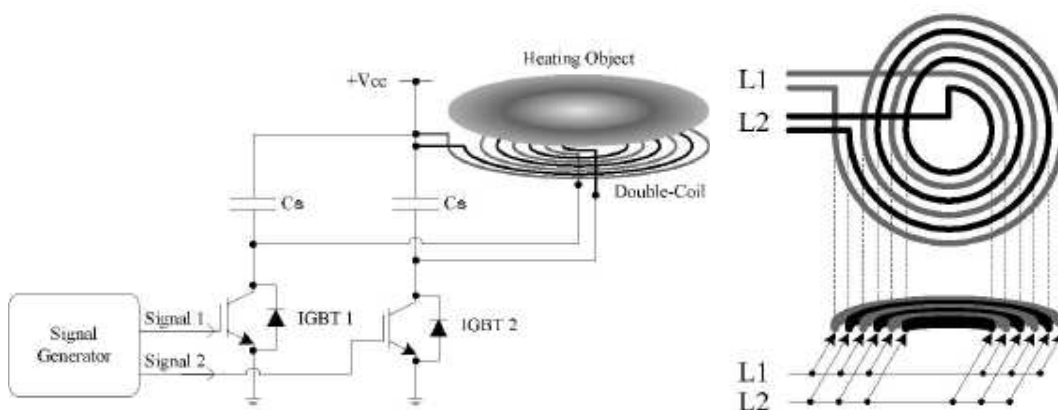


Fig.5-27. Circuito di alimentazione delle zone di cottura in un inverter pensato per alimentare pentole di materiale non ferromagnetico_metodo del secondo avvolgimento [32]

La doppia bobina mantiene le sue caratteristiche di funzionamento anche con configurazioni diverse da quella illustrata in Fig.5-27; per esempio essa può avere una struttura a più piani o a cerchio concentrico. La forma d'onda delle correnti delle bobine e di quelle indotte circolanti nel fondo del contenitore è riportata nella figura Fig.5-28 dalla quale è possibile notare che la corrente indotta ad elevata frequenza è realmente ottenuta solamente tagliando la fase delle correnti a 180° e senza aumentare la frequenza di commutazione dell'IGBT.

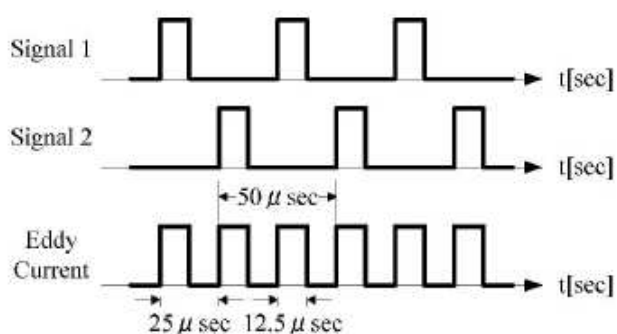


Fig.5-28. Forma d'onda delle correnti circolanti negli avvolgimenti e nel fondo della pentola_metodo del secondo avvolgimento [32]

L'adeguatezza e le caratteristiche di riscaldamento della nuova tecnica vengono comprovate dall'utilizzo di una termocamera e dalla realizzazione di un circuito sperimentale, nel quale si è adottato un ugual numero di giri della bobina inducente e una corrente costante di 4A.

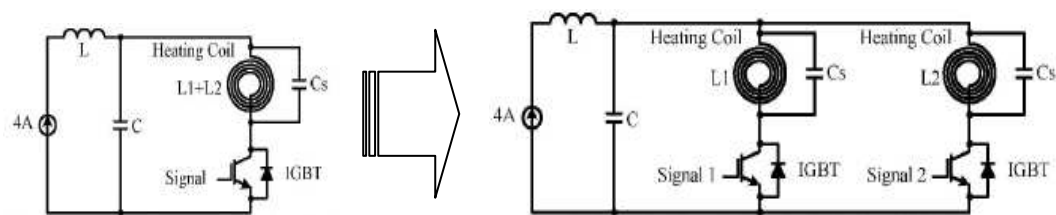


Fig.5-29. Variazione topologia dell'inverter per realizzare il metodo del secondo avvolgimento [32]

L'analisi di quanto ottenuto, illustrato nei grafici di Fig.5-30, rileva che il metodo sviluppato (figura 5.30 destra) presenta rispetto al metodo usuale (figura 5.30 sinistra) un notevole aumento della temperatura dei metalli non ferromagnetici del carico e ciò costituisce una prova della sua efficienza. E' possibile estendere tale considerazione anche all'acciaio inossidabile sebbene si registri per esso una minore variazione.

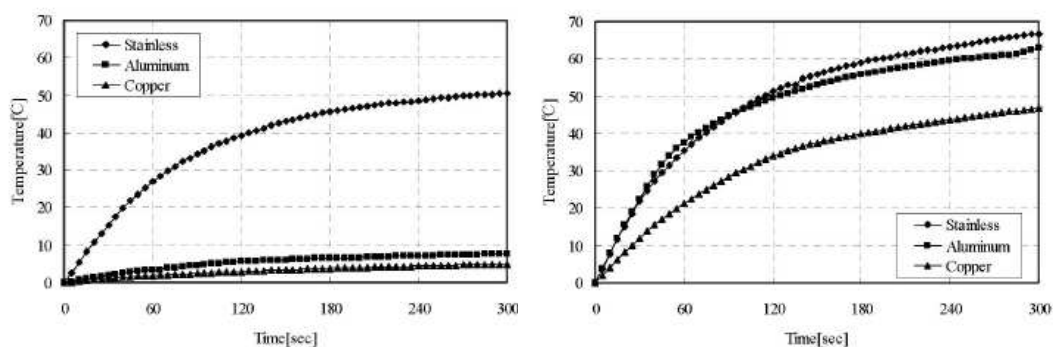


Fig.5-30. Crescita della temperatura per vari materiali nel metodo del secondo avvolgimento [32]

La distribuzione della temperatura nei vari metalli dopo un certo intervallo di tempo dall'alimentazione del carico evidenzia il diverso comportamento tenuto dall'acciaio inox per il quale si può ancora osservare dopo il tempo scelto una distribuzione di calore in cerchi concentrici. Questa situazione in realtà si manifesta anche nel rame e nell'alluminio nei primi istanti di riscaldamento ed è dovuta al fatto che le correnti indotte fluiscono in percorsi circolari. Il motivo della permanenza di tale fenomeno nell'acciaio inox è dovuto alla maggiore resistività e alla piccola conduttività termica del materiale, caratteristiche differenti di circa un ordine di grandezza rispetto a quelle degli altri metalli non ferromagnetici. Nel rame e nell'alluminio pertanto la temperatura è distribuita uniformemente sull'intero carico in un piccolo tempo e ciò è più evidente nel caso del primo materiale, avendo esso valori di resistività, calore specifico e conduttività termica più consoni all'applicazione. Tuttavia l'alluminio presenta una temperatura maggiore visto che presenta a parità di frequenza un maggiore spessore di penetrazione.

5.3.3 METODO DEL FUNZIONAMENTO ALLA TERZA ARMONICA THOM

La tecnica del THOM (Third-Harmonic Operation Mode) consiste nell'utilizzare una corrente di induttore di frequenza pari alla terza armonica della frequenza di commutazione per scaldare pentole o padelle non ferromagnetiche e viene realizzata modificando la topologia di un inverter risonante serie a mezzo ponte.

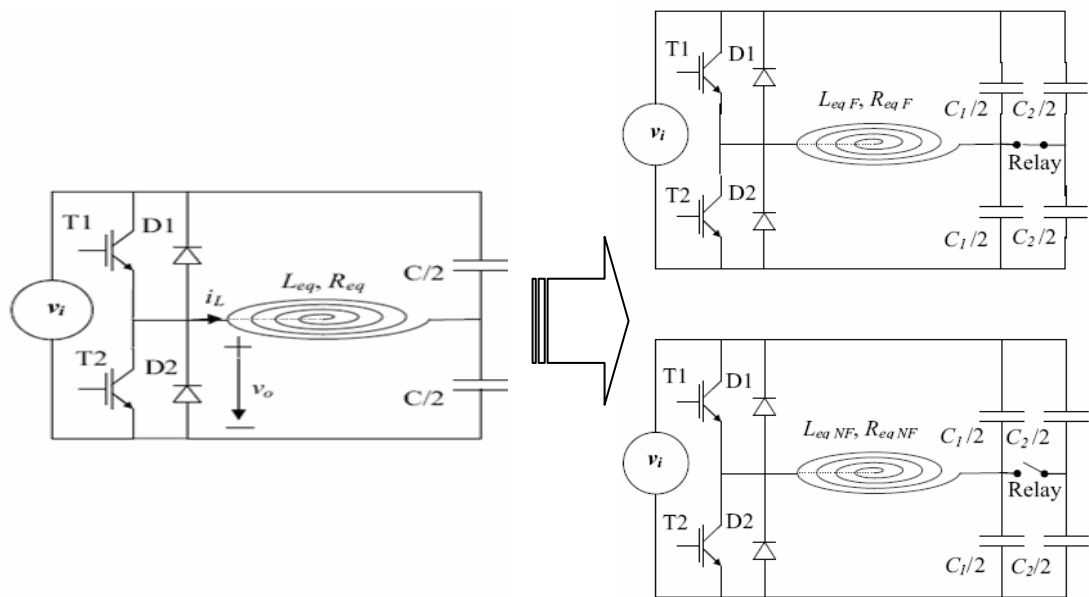


Fig.5-31. Variazione della topologia dell'inverter per realizzare il metodo THOM [33]

Analizzando le configurazioni illustrate in Fig.5-31, il passaggio dalla modalità di funzionamento FHOM (First-Harmonic Operation Mode) alla THOM avviene mediante la disattivazione di un relé, la cui funzione è quella di cambiare il valore della capacità di risonanza ogni qualvolta viene rilevato un carico non ferromagnetico. Viceversa il sistema permane nello stato iniziale a relé chiuso.

Le principali caratteristiche di questa modalità di funzionamento sono dunque:

1. una maggiore resistenza, visto che essa aumenta all'aumentare della frequenza della corrente dell'induttore (la frequenza del THOM è tripla rispetto a quella del FHOM);
2. un minore valore efficace della tensione d'uscita rispetto a quella del FHOM.

Di conseguenza la potenza massima d'uscita del THOM è tre volte minore di quella del FHOM e il suo valore è simile a quella utilizzata per le pentole ferromagnetiche.

La progettazione del nuovo dispositivo segue sostanzialmente le stesse fasi di quella dell'inverter risonante serie a mezzo ponte tranne che per il calcolo delle capacità di risonanza C_1 e C_2 . La determinazione dei loro valori viene resa possibile adottando come criterio di progetto la stessa frequenza di commutazione per la massima potenza d'uscita. E' dunque sufficiente eguagliare le relazioni della f per ottenere i loro valori.

$$\begin{aligned}
 f_{sF} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eqF} C_F}} \\
 f_{sNF} &= \frac{1}{2\pi3\sqrt{L_{eqNF} C_{NF}}}
 \end{aligned}
 \Rightarrow
 C_{NF} = \frac{L_{eqF}}{L_{eqNF}} \cdot C_F
 \Rightarrow
 \begin{aligned}
 C_1 &= C_{NF} \\
 C_2 &= C_F - C_{NF}
 \end{aligned}$$

Il prototipo utilizzato per la verifica del metodo THOM deriva dalla modifica di un piano di cottura ad induzione commerciale; esso è formato da un equipaggiamento elettronico consistente in un filtro EMI e in due inverter risonanti a mezzo ponte, nel quale è integrato un Field Programmable Gate Array (FPGA) per permettere il controllo della potenza.



Fig.5-32. Prototipo utilizzato per testare il metodo THOM [33]

Esso ha permesso di testare una pentola di acciaio e una di alluminio per due livelli di potenza d'uscita. Alla potenza maggiore, pari a 2000W, si sono ottenute le seguenti forme d'onda, rispettivamente per i materiali ferromagnetici (figura 5.33 a sinistra) e non ferromagnetici (figura 5.33 a destra).

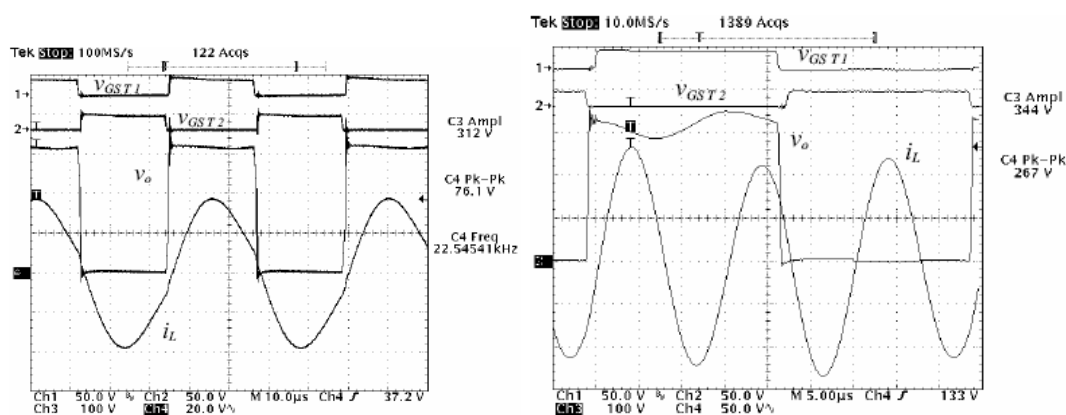


Fig.5-33. Forme d'onda ottenute con il metodo THOM per pentole di materiale ferromagnetico e non [33]

Dall'osservazione delle curve ricavate si possono trarre alcune conclusioni:

1. a parità di potenza d'uscita, nei carichi non ferromagnetici la corrente di eccitazione presenta un picco e un valore efficace maggiore da cui un aumento delle perdite di conduzione e di commutazione dei congegni;
2. rispetto alla modalità di funzionamento FHOM, nella THOM la corrente durante la fase di interdizione del congegno di commutazione è accettabile per i contenitori non ferromagnetici;

3. a parità di variazione della potenza d'uscita, la necessaria variazione di frequenza per le pentole o padelle non ferromagnetiche è minore rispetto alla variazione per gli altri contenitori;
4. il rendimento determinato in condizioni di funzionamento ad elevata potenza d'uscita è del 93% per i materiali ferromagnetici contro il 73% dei non ferromagnetici. La minore efficienza della tipologia per il riscaldamento a induzione per tutti i metalli è causata dal valore efficace della corrente dell'induttore e dalle maggiori perdite di commutazione dovute ad un valore più elevato della corrente all'interdizione.

Il principale vantaggio di questa tipologia di inverter deriva dal fatto che è sufficiente cambiare solo il valore della capacità di risonanza invece di sostituire l'avvolgimento induttore. Le caratteristiche proprie del convertitore a mezzo ponte (minori requisiti elettrici dei suoi componenti, semplicità ed efficienza di costo) e la minimizzazione del numero di componenti permettono il raggiungimento di prestazioni elevate per i contenitori in materiale ferromagnetico ed accettabili per i metalli buoni conduttori usati tipicamente nella cottura.

5.4 PROTOTIPI DI RECENTE SVILUPPO

La cottura ad induzione è una tecnica innovativa di recente sviluppo e per tal motivo è in continua evoluzione. I vari prototipi sperimentati hanno raggiunto negli ultimi tempi un livello di efficienza tale da entrare in produzione mentre altri, derivanti da quelli già immessi nel mercato, sono in fase di studio o di sperimentazione per essere testati e successivamente migliorati. In questa continua transizione un punto fermo è comunque la scelta della topologia a mezzo ponte e la tecnica ZVS-PWM. Di seguito viene esplicitato il principio di funzionamento di due schemi circuitali proposti di recente, ottenuti modificando la configurazione base appena indicata. In particolare il primo schema presenta in aggiunta un circuito di smorzamento ausiliario a singolo interruttore a commutazione dolce mentre il secondo è una evoluzione della filosofia basata sulla relazione schiavo-padrone esistente fra i due dispositivi di commutazione.

5.4.1 INVERTER AD ELEVATA FREQUENZA ZVS-PWM A MEZZO PONTE CON CIRCUITO AUSILIARIO

Uno degli ultimi prototipi di convertitori adibiti alla cottura ad induzione è l'inverter a mezzo ponte ZVS-PWM dotato di un circuito di smorzamento ausiliario a singolo interruttore a commutazione dolce [34]. Come si può facilmente notare dalla configurazione riportata in Fig.5-34, viene aggiunto alla topologia classica del mezzo ponte un circuito ausiliario risonante, racchiuso dalla linea tratteggiata, posto in parallelo ad uno dei due congegni di commutazione.

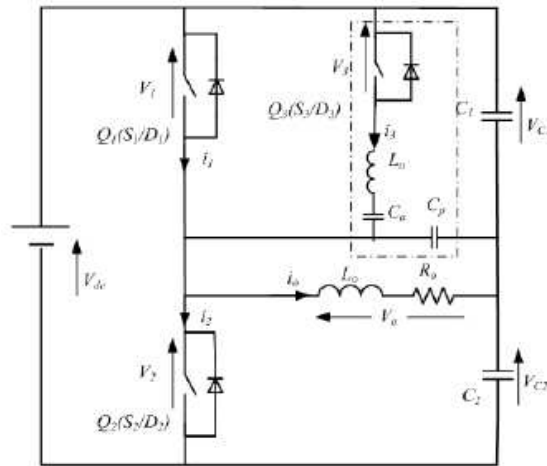


Fig.5-34. Inverter ad elevata frequenza ZVS-PWM a mezzo ponte con circuito ausiliario [34]

Accanto agli interruttori principali Q_1 e Q_2 vi sono dunque dei componenti circuitali aggiuntivi Q_3 , L_a , C_a e C_p . Fra questi, il condensatore C_p , connesso in parallelo al carico, gioca un ruolo significativo in quanto riduce la corrente di picco degli interruttori attivi e li aiuta a funzionare sotto la condizione di commutazione dolce. Questo tipo di funzionamento è anche realizzato con una ben studiata tecnica di pilotaggio consistente nell'inviare in determinati momenti i vari segnali di impulso.

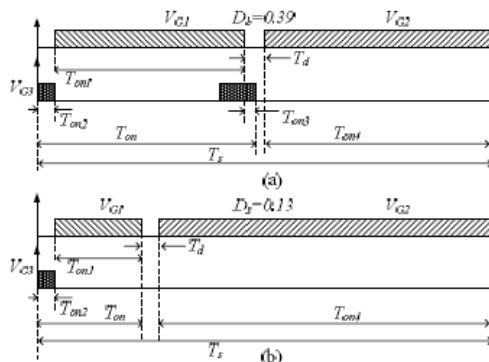


TABLE I DEFINITIONS OF VARIOUS SYMBOLS	
Symbol	Term
V_{G1}	gate driving signal of Sw1
V_{G2}	gate driving signal of Sw2
V_{G3}	gate driving signal of Sw3
T_{on1}	turn-on duration time of Sw1
T_{on2}	The first turn-on duration time of Sw3
T_{ov1}	Overlapping time interval of Sw1 and Sw3
T_{on3}	The turn-on duration time of the Sw2
T_d	Dead time duration
T_s	Operation periodic time of inverter

Fig.5-35. Principio di funzionamento dell'inverter ad elevata frequenza ZVS-PWM a mezzo ponte con circuito ausiliario [34]

Da tale schematizzazione si deduce anche che la regolazione della potenza d'uscita può essere aggiustata in maniera continua cambiando il tempo totale di accensione T_{on} degli interruttori Q_1 e Q_3 durante il periodo di commutazione. La potenza d'uscita massima (figura Fig.5-35a) si ha con

$$D_b = \frac{T_{on1} + T_{on2} + T_{on3}}{T_{on}} = \frac{T_{on}}{T_s} = 0.39$$

mentre quella minima (figura Fig.5-35b) con

$$D_b = \frac{T_{on1} + T_{on2}}{T_{on}} = \frac{T_{on}}{T_s} = 0.13$$

L'ultimo caso si ottiene con l'annullamento della durata di accensione dell'interruttore del circuito ausiliario Q_3 ; tuttavia il minore duty cycle dell'inverter è limitato all'intervallo di tempo ZVS dell'interruttore Q_1 .

Il principio di funzionamento nel caso di potenza massima d'uscita consiste in una sequenza di 11 intervalli; tenendo conto dei segnali e delle direzioni assunte positive di ogni tensione e corrente indicate nella schema dell'inverter in esame, si hanno le seguenti fasi:

FASE 1 (t_0-t_1): come riferimento iniziale viene assunta l'accensione dell'interruttore S_1 del congegno Q_1 . Questo evento avviene al passaggio per lo zero della corrente sinusoidale risonante (ZCS) per cui non si verificano perdite di commutazione. Lo stato di conduzione di S_1 permette il trasferimento dall'ingresso al carico della potenza alla tensione del lato continua V_{DC} . Sempre sfruttando l'andamento sinusoidale della corrente risonante ausiliaria, viene acceso S_3 (ZCS) e in tal modo si passa alla fase successiva.

FASE 2 (t_1-t_2): durante questo intervallo sia S_1 che S_3 sono accesi; la corrente i_3 scorre attraverso i componenti circuitali L_a e C_a e in tal modo crea una risonanza ausiliaria il cui effetto è quello di forzare la corrente i_1 a convogliare entro il diodo D_1 . La corrente sinusoidale i_3 inizia a caricare il condensatore C_a .

FASE 3 (t_2-t_3): la terza fase inizia nell'istante in cui l'interruttore S_1 viene spento per cui la corrente i_3 è costretta a scorrere attraverso il diodo D_1 . Il passaggio avviene a tensione e corrente nulle (ZCS e ZVS). L'intervallo termina allo spegnimento del diodo D_1 , il che avviene quando la corrente che lo sta attraversando è rimossa dalla corrente ausiliaria i_3 .

FASE 4 (t_3-t_4): con il diodo D_1 spento, a causa della risonanza tra L_a e C_a si verifica un'inversione della direzione della corrente passante attraverso l'interruttore ausiliario S_3 . Con l'accensione del diodo D_3 si passa alla fase successiva.

FASE 5 (t_4-t_5): il quinto intervallo inizia con il taglio del segnale al gate dell'interruttore attivo S_3 e ciò avviene sotto la condizione ZCS e ZVS visto che la corrente i_3 può fluire attraverso D_3 . In questa frazione di periodo si ha per mezzo della corrente i_3 il recupero dell'energia del circuito risonante alla sorgente e ciò avviene sino allo spegnimento del diodo D_3 .

FASE 6 (t_5-t_6): questa breve fase è un tempo vuoto in quanto tutti gli interruttori sono spenti ed essa dura fino a quando la tensione ai capi del condensatore ausiliario C_a supera quella del morsetto in continua V_{DC} . Questo evento causa l'accensione del diodo D_2 e di conseguenza il sistema transita alla fase successiva.

FASE 7 (t_6-t_7): durante la conduzione del diodo D_2 , viene portato il segnale al gate dell'interruttore S_2 per accenderlo. In tal modo la corrente che sta scorrendo attraverso D_2 può essere convertita naturalmente entro S_2 per cui esso viene acceso in modalità ZCS e ZVS.

FASE 8 (t_7-t_8): la nuova fase inizia alla conduzione dell'interruttore S_2 e dura fino al suo spegnimento. Tale fenomeno avviene però sotto la corrente di spegnimento per cui durante questo intervallo si hanno delle perdite. L'entità della potenza dissipata è comunque bassa in quanto i condensatori C_p e C_2 possono fungere da circuiti di smorzamento.

FASE 9 (t_8-t_9): allo stesso modo della fase 6, anche questa è di breve durata e caratterizzata dall'aver tutti gli interruttori spenti. Essa dura fino all'istante in cui si ha l'annullamento della tensione ai capi del condensatore C_a , condizione per cui si può accendere l'interruttore S_3 .

FASE 10 (t_9-t_{10}): all'accensione di S_3 la corrente di risonanza attraverso lo stesso interruttore cambia di nuovo direzione per cui D_3 si accende. Allo stesso tempo S_1 viene acceso e il sistema transita all'intervallo successivo.

FASE 11 ($t_{10}-t_{11}$): l'ultima fase ha inizio con l'applicazione del segnale al gate di S_1 per cui tale interruttore viene acceso a tensione nulla (ZVS). Ciò si realizza grazie al fatto che la corrente di risonanza fornita dal circuito ausiliario è sinusoidale. In tale frazione di periodo inoltre avviene per mezzo della stessa corrente il recupero dell'energia di risonanza dalla sorgente. La diminuzione graduale di questo flusso di elettroni avviene fino al suo annullamento, nel frattempo il diodo D_3 si spegne e si ritorna in tal modo allo stato iniziale.

In conseguenza al principio di funzionamento appena esaminato si hanno per le principali grandezze elettriche gli andamenti illustrati in Fig.5-36.

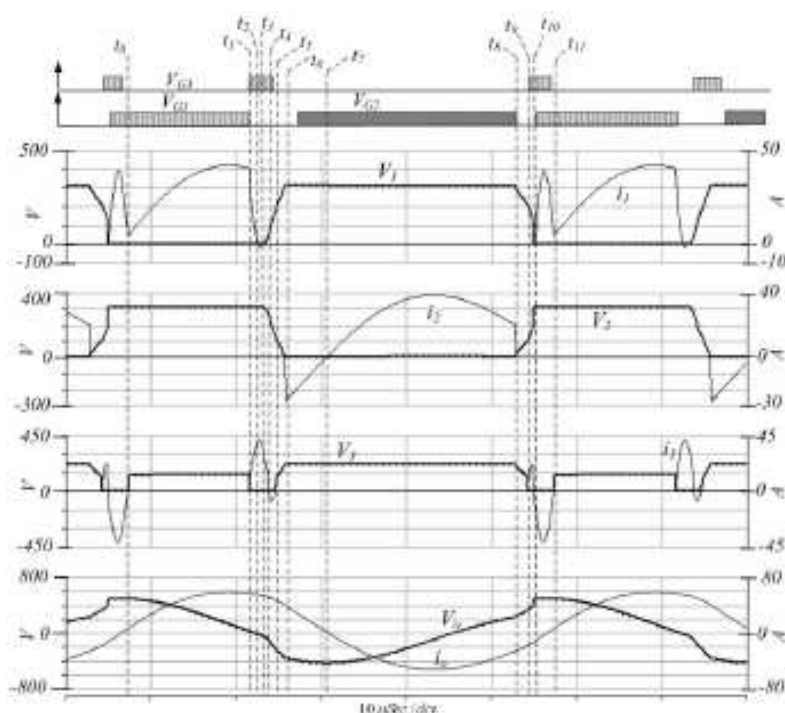


Fig.5-36. Forme d'onda dell'inverter ad elevata frequenza ZVS-PWM a mezzo ponte con circuito ausiliario [34]

Alla luce di quanto visto, la topologia proposta è caratterizzata dall'essere altamente efficiente dato che tutti gli interruttori operano a commutazione dolce. Ciò deriva da una accurata progettazione del funzionamento, che sfrutta sia la forma sinusoidale della corrente risonante per far avvenire l'accensione di Q_1 e Q_3 (ZCS) al passaggio per lo zero della stessa, sia la fase di conduzione dei diodi incorporati in antiparallelo (ZVS) per far avvenire lo spegnimento di Q_1 e Q_3 o l'accensione di Q_2 . Le uniche perdite di commutazione si verificano dunque allo spegnimento dell'interruttore Q_2 e comunque questa dissipazione di potenza viene mitigata dalla presenza dei condensatori C_p e C_2 che agiscono come circuito di smorzamento riducendo la tensione. La transizione dolce appena vista avviene sopra un elevato intervallo di regolazione della potenza d'uscita e con bassi stress dei dispositivi di commutazione visti i ridotti picchi della corrente per tutti gli interruttori e della tensione per quello ausiliario. Ciò comporta un allungamento della vita dell'inverter e di conseguenza una maggiore dilatazione nel tempo dei costi.

L'unico aspetto negativo è il tintinnio che avviene nell'interruttore ausiliario dovuto all'induttanza parassita, la quale può essere comunque ridotta usando appropriate tecniche di layout. Uno studio comparativo fra questa nuova configurazione e fra un inverter a mezzo ponte con commutazione dura porta alla compilazione della tabella Tab.5-8, dalla quale risulta chiaro che a parità di potenza d'uscita la nuova topologia opera in maniera più efficiente.

Tab.5-8. Confronto fra le caratteristiche peculiari dell'inverter ad elevata frequenza ZVS-PWM a mezzo ponte con circuito ausiliario e quelle di un normale inverter a mezzo ponte a commutazione dura [34]

Type of losses	formula	Hard switching topology	Proposed topology
Switching loss of S_1	$\frac{1}{2} V_{s1} \cdot I_{s1-rms} \cdot f_s \cdot (T_{on} + T_{off})$	$\frac{1}{2} \cdot 310V \cdot 56.56A \cdot 20KHz \cdot (0+150) \cdot 10^{-9} = 26.3W$	Due to soft switching loss = 0
Switching loss of S_2	$\frac{1}{2} V_{s2} \cdot I_{s2-rms} \cdot f_s \cdot (T_{on} + T_{off})$	$\frac{1}{2} \cdot 310V \cdot 56.56A \cdot 20KHz \cdot (0+150) \cdot 10^{-9} = 26.3W$	$\frac{1}{2} \cdot 100V \cdot 40A \cdot 20kHz \cdot (0+100) \cdot 10^{-9} = 4W$
Switching loss of S_3	$\frac{1}{2} V_{s3} \cdot I_{s3-rms} \cdot f_s \cdot (T_{on} + T_{off})$	Not available (N.A.)	Due to soft switching loss = 0
Parasitic capacitance loss of S_1	$\frac{1}{2} \cdot C_{parasitic} \cdot V_{s1}^2 \cdot f_s$	$\frac{1}{2} \cdot 310 \cdot 10^{-12} \cdot 310^2 \cdot 20KHz = 0.289W$	$\frac{1}{2} \cdot 310 \cdot 10^{-12} \cdot 300^2 \cdot 20kHz = 0.279W$
Parasitic capacitance loss of S_2	$\frac{1}{2} \cdot C_{parasitic} \cdot V_{s2}^2 \cdot f_s$	$\frac{1}{2} \cdot 310 \cdot 10^{-12} \cdot 310^2 \cdot 20KHz = 0.289W$	$\frac{1}{2} \cdot 310 \cdot 10^{-12} \cdot 300^2 \cdot 20kHz = 0.279W$
Parasitic capacitance loss of S_3	$\frac{1}{2} \cdot C_{parasitic} \cdot V_{s3}^2 \cdot f_s$	N.A.	$\frac{1}{2} \cdot 310 \cdot 10^{-12} \cdot 175^2 \cdot 20kHz = 0.163W$
Conduction loss of S_1	$I_{s1-rms}^2 \cdot R_{ds-on}$	$33^2 \cdot 0.01 = 10.89W$	$18^2 \times 0.01\Omega = 3.24W$
Conduction loss of S_2	$I_{s2-rms}^2 \cdot R_{ds-on}$	$41^2 \cdot 0.01 = 16.81W$	$20^2 \times 0.01\Omega = 4W$
Conduction loss of S_3	$I_{s3-rms}^2 \cdot R_{ds-on}$	N.A.	$12.3^2 \times 0.01\Omega = 1.513W$
Conduction loss of C_1	$I_{C1-rms}^2 \cdot R_{C1}$	$23.3^2 \cdot 0.06 = 26.46W$	$20.1^2 \times 0.06\Omega = 24W$
Conduction loss of C_2	$I_{C2-rms}^2 \cdot R_{C2}$	$23.3^2 \cdot 0.06 = 26.46W$	$20.1^2 \times 0.06\Omega = 24W$
Conduction loss of C_3	$I_{C3-rms}^2 \cdot R_{C3}$	N.A.	$12.3^2 \times 0.05\Omega = 7.5645W$
Conduction loss of C_p	$I_{Cp-rms}^2 \cdot R_{Cp}$	N.A.	$20^2 \times 0.02\Omega = 8W$
Conduction loss of L_u	$I_{L_u-rms}^2 \cdot R_{L_u}$	N.A.	$12.3^2 \times 0.1\Omega = 15.13W$
Efficiency	$\left(\frac{\text{Power Output}}{\text{Power Output} + \text{Total Losses}} \right) \cdot 100$	$\left(\frac{3200W}{3200W + 133.816W} \right) \cdot 100 = 95.98\%$	$\left(\frac{3200W}{3200W + 92.168W} \right) \cdot 100 = 97.2\%$

5.4.2 INVERTER AD ELEVATA FREQUENZA ZVS-PWM A MEZZO PONTE

Uno degli ultimi prototipi di convertitori per le applicazioni di cottura ad induzione basato sulla filosofia a due dispositivi di commutazione, principale e ausiliario, è il convertitore ZVS-PWM ad accumulo della tensione raddrizzata [25][35]. Il nuovo circuito di conversione funziona a frequenza costante e utilizza come dispositivi di commutazione gli IGBT di ultima generazione che, come è stato in precedenza dimostrato, apportano al sistema un'ampia zona di regolazione della potenza e un'elevata efficienza.

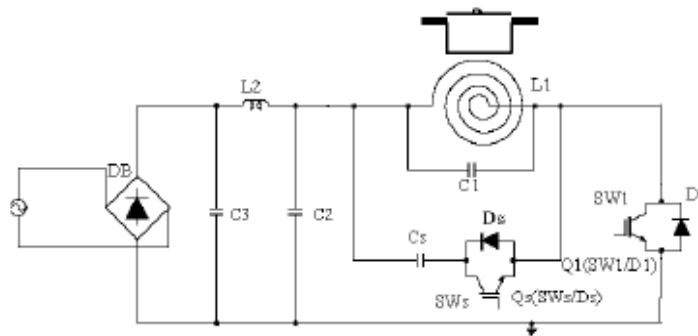


Fig.5-37. Inverter ad elevata frequenza ZVS-PWM a mezzo ponte [25]

La topologia ideata non è altro che una evoluzione di quella tradizionale formata dal diodo raddrizzatore a fase singola, dal filtro non appianante e dall'inverter a mezzo ponte ad elevata frequenza, il cui principio di funzionamento, essendo basato sulla commutazione dura, richiede un meccanismo di raffreddamento e un sistema di filtraggio che la rendono non conveniente per qualsiasi tipo di applicazione. Con la nuova tipologia è stato pertanto introdotto un metodo di commutazione dolce che ha portato alla realizzazione del circuito di conversione e che ha permesso di eliminare o comunque ridurre ulteriormente le componenti di corrente a bassa frequenza che fluiscono attraverso la bobina induttrice. Vista la minore potenza dissipata si è ottenuta una diminuzione dell'ingombro totale e una maggiore efficienza e riduzione dei costi. La differenza a livello di dimensioni si può facilmente constatare dalla figura Fig.5-38.

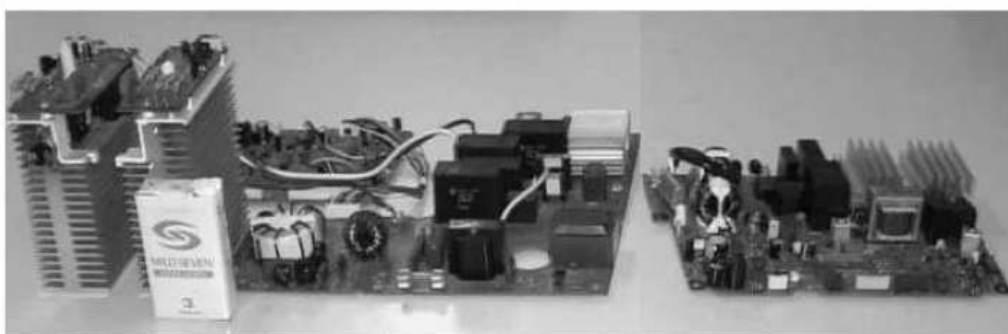


Fig.5-38. Aspetto esteriore di un inverter normale (sx) e di quello ZVS-PWM sviluppato (dx) [25]

Tuttavia, sebbene con questa configurazione si sia dimezzata la massa dell'inverter, è permaso il problema della elevata dissipazione di potenza della bobina di eccitazione generata dalle componenti a bassa frequenza della corrente, le quali, visto il principio di funzionamento, non contribuiscono al riscaldamento ad induzione. L'inserimento di due condensatori, C_S e C_B , ha permesso di attenuare l'inconveniente e di incrementare il rendimento del convertitore. Alla topologia così ottenuta è stato poi aggiunto l'induttore L_{1b} a valle del filtro del raddrizzatore per accumulare la tensione raddrizzata. Questo componente va a comporre il blocco di elevazione della tensione, il quale comprende anche l'interruttore a potenza attiva Q_1 e gli stessi condensatori C_S e C_B . Dato che questi componenti fanno parte anche della configurazione tradizionale, si può affermare che la funzione di aumento della carica e quella propria dell'inverter operano in unico stadio di potenza. La figura Fig.5-39 riporta l'ultimo sviluppo del circuito di conversione.

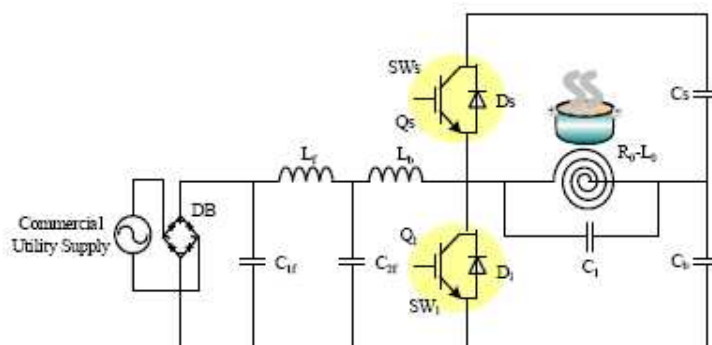


Fig.5-39. Configurazione alternativa dell'inverter ad elevata frequenza ZVS-PWM a mezzo ponte [35]

Da essa si può notare che l'inverter è composto da due blocchi di commutazione di potenza attiva, uno principale (Q_1) e uno ausiliario (Q_s), accanto ai quali vi sono i condensatori C_s e C_b . Vi sono poi la presenza di un condensatore di smorzamento in parallelo alla bobina di eccitazione L_0 e il blocco elevatore di tensione composto dall'induttore elevatore L_b e dallo stesso interruttore di potenza attiva Q_1 . Il ciclo di commutazione del convertitore è composto da 6 fasi diverse di durata labile necessaria per regolare la potenza d'uscita.

FASE 1 (SW_1 on, D_1 off, SW_s off, D_s off): come fase di riferimento iniziale viene presa quella durante la quale l'unico componente acceso è l'interruttore del dispositivo di commutazione principale. Come illustrato nella figura Fig.5-40, ciò comporta la circolazione di due correnti essendoci due anelli chiusi. Il primo, C_{2f} - L_b - Q_1 - C_{2f} , permette l'immagazzinamento dell'energia nell'induttore elevatore L_b mentre il secondo, C_b - L_0 - Q_1 - C_b , trasferisce la potenza in ingresso al carico.

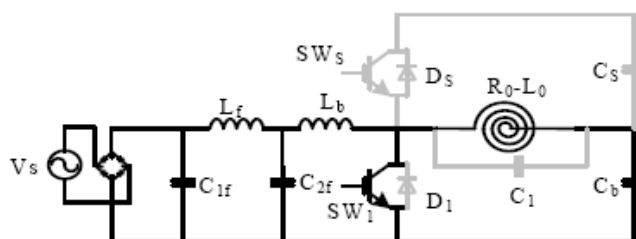


Fig.5-40. Principio di funzionamento dell'inverter ZVS-PWM a mezzo ponte_fase 1 [35]

FASE 2: (SW_1 off, D_1 off, SW_s off, D_s off): la seconda fase inizia con lo spegnimento di SW_1 e durante essa l'energia di risonanza viene immagazzinata in C_1 attraverso i due circuiti chiusi L_b - C_1 - C_b - C_{2f} - L_b e L_0 - C_1 - L_0 .

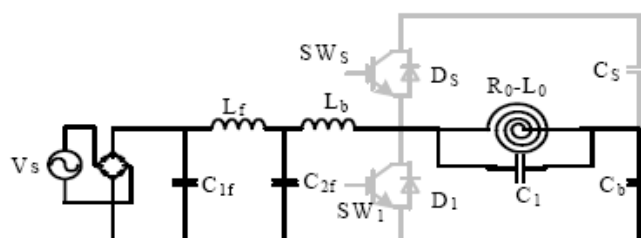


Fig.5-41. Principio di funzionamento dell'inverter ZVS-PWM a mezzo ponte_fase 2 [35]

FASE 3 (SW_1 off, D_1 off, SW_s off, D_s on): questa fase ha inizio nel momento in cui $V_{C_1} > V_{C_s}$. Ciò comporta l'accensione di D_s e questo a sua volta permette l'immagazzinamento dell'energia in C_s attraverso il circuito chiuso formato da L_b - C_s - C_b - C_{2f} - L_b e il rilascio della stessa al carico per mezzo del circuito composto da D_s - C_s - C_{2f} - L_b .

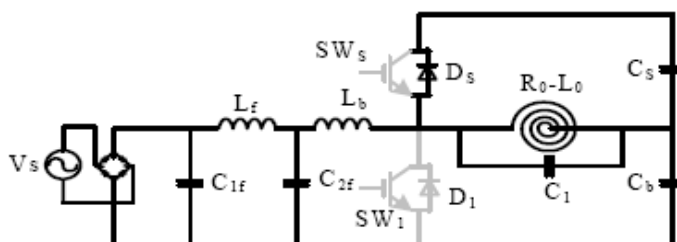


Fig.5-42. Principio di funzionamento dell'inverter ZVS-PWM a mezzo ponte_fase 3 [35]

FASE 4 (SW_1 off, D_1 off, SW_s on, D_s off): la quarta fase del ciclo ha luogo non appena la corrente attraverso l'IGBT ausiliario diventa positiva, per cui essa inizia a fluire attraverso l'interruttore dello stesso dispositivo e non più attraverso il diodo in antiparallelo ad esso. Con questo stato dei dispositivi di commutazione, l'energia accumulata nella fase precedente viene consegnata al carico mediante il circuito chiuso $C_s-Q_s-L_0-C_s$ e nel medesimo tempo ne viene immagazzinata altra nel condensatore C_b attraverso $L_b-L_0-C_b-C_{2f}$.

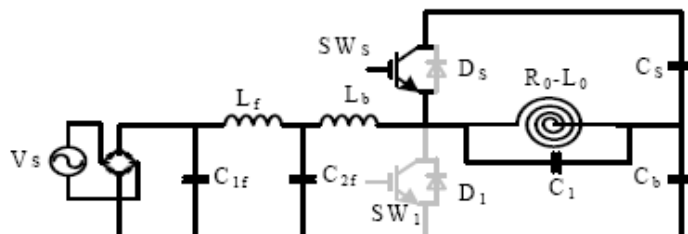


Fig.5-43. Principio di funzionamento dell'inverter ZVS-PWM a mezzo ponte_fase 4 [35]

FASE 5 (SW_1 off, D_1 off, SW_s off, D_s off): come la fase 2, anche questa fase è da considerarsi morta in quanto tutti i dispositivi sono spenti. Durante essa una parte dell'energia viene trasferita alla bobina di eccitazione attraverso il circuito chiuso $L_0-C_1-L_0$, e un'altra parte viene immagazzinata nel condensatore C_b mediante $L_b-L_0-C_b-C_{2f}$.

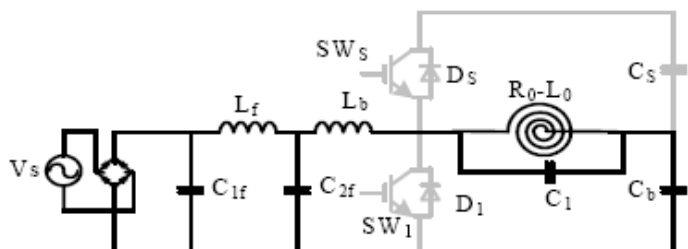


Fig.5-44. Principio di funzionamento dell'inverter ZVS-PWM a mezzo ponte_fase 5 [35]

FASE 6 (SW_1 off, D_1 on, SW_s off, D_s off): l'ultima fase ha luogo nel momento in cui la corrente attraverso Q_1 diventa positiva. Durante essa il diodo D_1 è acceso per cui nel condensatore C_b viene trasferita l'energia della bobina di lavoro L_0 attraverso il circuito chiuso $L_0-C_b-L_0$ e immagazzinata dell'altra per mezzo di $L_b-L_0-C_b-C_{2f}$.

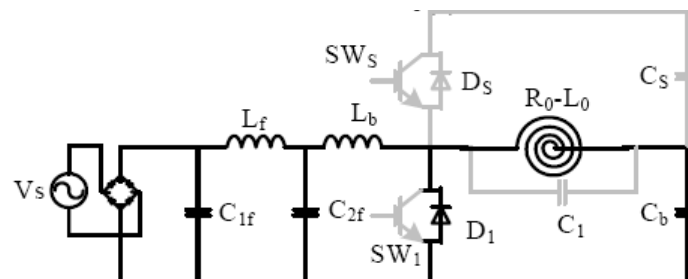


Fig.5-45. Principio di funzionamento dell'inverter ZVS-PWM a mezzo ponte_fase 6 [35]

A seguito della sequenza di accensione e spegnimento appena vista dei dispositivi di commutazione, si hanno durante ogni ciclo di funzionamento per i due interruttori e per la bobina di eccitazione le forme d'onda illustrate nella figura Fig.5-46. Come si può osservare, i due IGBT operano sotto la modalità di funzionamento ZVS e la corrente I_{L0} fluisce in modo più o meno simmetrico attenuando molto le componenti a bassa frequenza. Il tutto si traduce in minori perdite di commutazione e ciò di conseguenza comporta una maggiore efficienza del sistema di conversione.

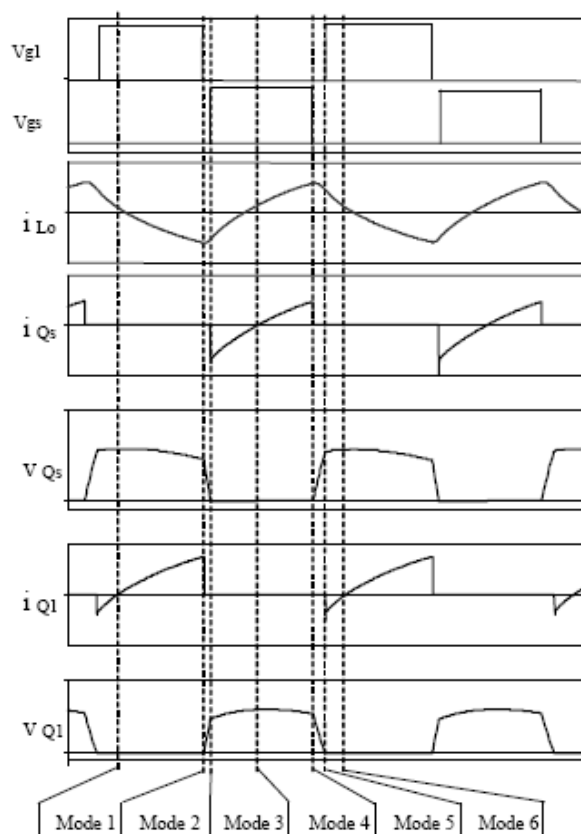


Fig.5-46. Forme d'onda dell'inverter ZVS-PWM a mezzo ponte [35]

Allo scopo di verificare quanto sviluppato di teorico, è stato realizzato un prototipo con i parametri elettrici di Fig.5-47.

Item	Symbol	Value [Unit]
Supply Voltage	V_s	200 V
Switching frequency	f_s	20 kHz
Iron pan with working coil effective resistance and inductance	L_o	58.0 [μ H]
	R_o	2.5 [Ω]
Charge-up boost inductor	L_b	500.0 [μ H]
Non-smoothing filter inductor	L_f	200.0 [μ H]
Lossless snubbing capacitor	C_1	0.21 [μ F]
Non-smoothing filter capacitor	C_{if}	2.0 [μ F]
	C_{zf}	2.0 [μ F]
Divided series capacitor	C_s	3.0 [μ F]
	C_b	4.0 [μ F]



Fig.5-47. Parametri elettrici e prototipo di un inverter ZVS-PWM a mezzo ponte [35]

Da esso si sono ottenute le forme d'onda allo spegnimento per le grandezze elettriche dei componenti principali del dispositivo illustrate in Fig.5-48.

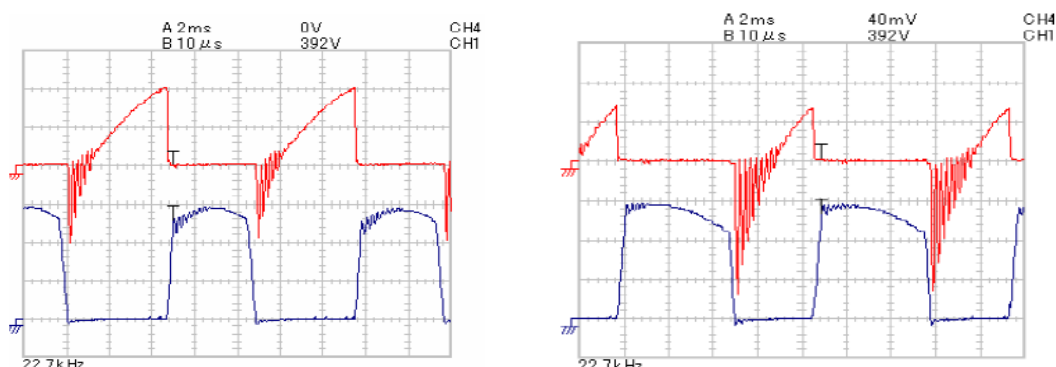


Fig.5-48. Forme d'onda ottenute per via sperimentale dall' inverter ZVS-PWM a mezzo ponte [35]

Focalizzando l'attenzione sulla zona di commutazione, si può facilmente constatare la validità di quanto di teorico affermato in precedenza dal momento che per entrambi gli interruttori la transizione avviene a tensione nulla (ZVS). La diminuzione considerevole della dissipazione di potenza allo spegnimento è in particolare dovuta al rapido declino della corrente, derivante dalla elevata velocità di spegnimento dei nuovi IGBT, e alla lenta crescita della tensione per effetto della capacità di risonanza del condensatore C_1 . In particolare per il prototipo in esame si sono calcolate perdite di potenza pari a 20 W e a 8 W rispettivamente per Q_1 e Q_2 . In aggiunta, la tensione massima di funzionamento per i dispositivi di commutazione è diminuita a 700 V rispetto ai 750 V del convertitore sviluppato in precedenza e ciò permette l'utilizzo di IGBT da 950 V al posto di quelli da 1 KW.

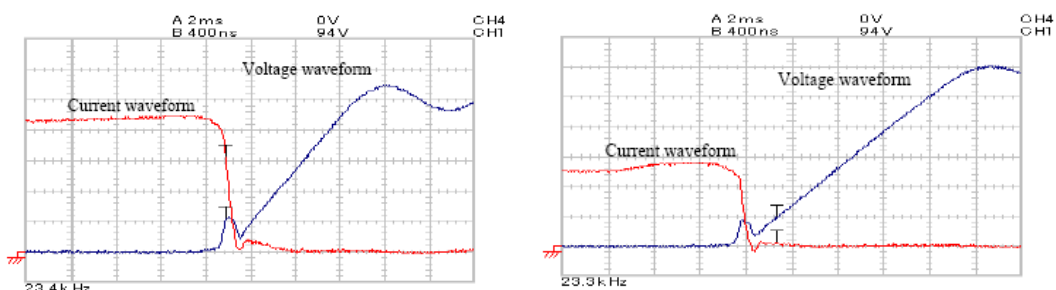


Fig.5-49. Forme d'onda rilevata alla commutazione degli IGBT dell' inverter ZVS-PWM a mezzo ponte [35]

Per quanto riguarda l'efficienza, confrontando le caratteristiche ottenute in funzione della potenza in ingresso P_{in} , si scopre che il convertitore appena sviluppato ha prestazioni minori quando esso funziona in condizioni di lavoro con pin inferiore a 1 KW. Ciò è causato dall'aggiunta nel circuito di tutti gli elementi come L_b che lavorano per ridurre le componenti a bassa frequenza della corrente della bobina di eccitazione. Tuttavia, per valori di potenza in ingresso superiori alla soglia citata, il rendimento del nuovo prototipo supera quello dei precedenti grazie alla diminuzione sia delle perdite di potenza dei dispositivi di commutazione, sia di quelle dovute alla corrente della bobina riscaldante. In particolare, come è possibile dedurre dalla tabella sottostante, nella quale sono riassunte tutte le perdite di potenza dei principali componenti del circuito, in condizioni di funzionamento alla massima potenza d'uscita (3KW) la riduzione della potenza dissipata risulta essere pari a circa il 6%.

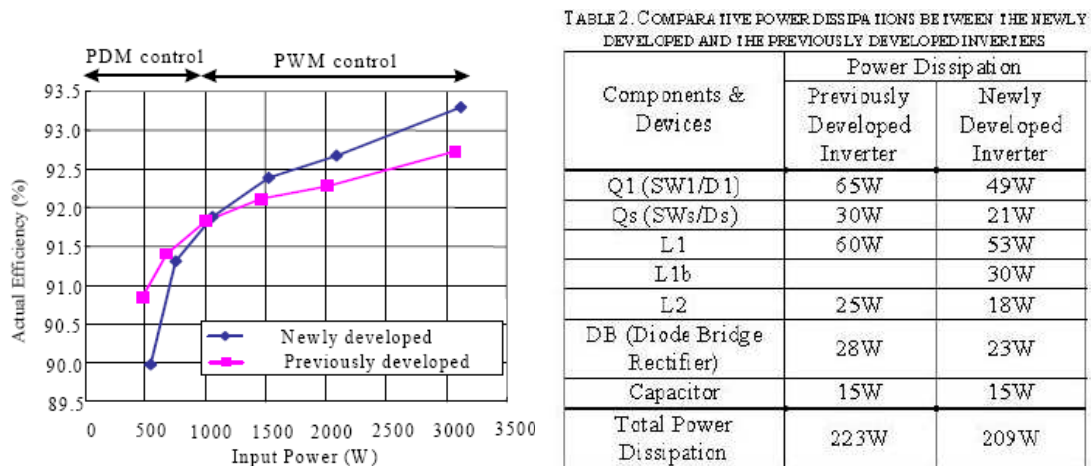


Fig.5-50. Confronto fra l’inverter ZVS-PWM a mezzo ponte e quelli sviluppati in precedenza [35]

Un altro fattore di confronto da non trascurare è la caratteristica della potenza in ingresso in funzione del duty cycle e di conseguenza la precisione della sua regolazione. Come i precedenti inverter, quello appena sviluppato è concepito per funzionare ad una frequenza di commutazione costante per cui la potenza viene regolata in modo continuo mediante uno schema di controllo asimmetrico. Da una rapida osservazione della figura Fig.5-51 si evince che la caratteristica del nuovo prototipo non si discosta molto da quella dei circuiti di conversione sviluppati in precedenza. Analoghe considerazioni possono essere fatte circa l’ampiezza della zona di funzionamento a tensione nulla (ZVS); in particolare entrambi non possono funzionare in modalità ZVS con duty cycle sotto il 22%.

In questa area, siccome a differenza dei precedenti il nuovo prototipo può essere pilotato con due modalità di controllo, si adotta in genere il metodo di controllo PDM allo scopo di estendere il range ZVS e prevenire di conseguenza il deterioramento dell’efficienza.

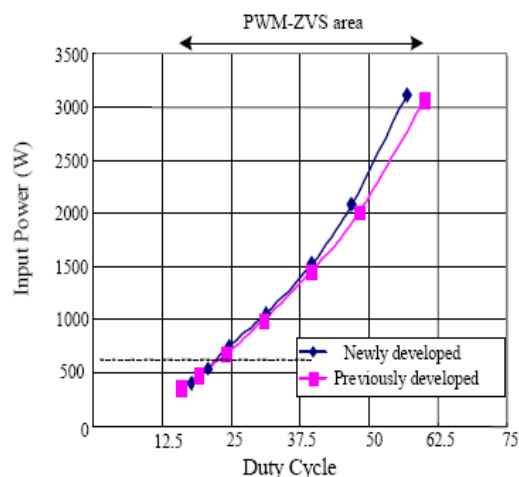


Fig.5-51. Confronto circa la regolazione della potenza con il fattore di duty fra l’inverter ZVS-PWM a mezzo ponte e quelli sviluppati in precedenza [35]

CAP: 6 STRATEGIE DI CONTROLLO DELLA POTENZA

I piani di cottura ad induzione si contraddistinguono dagli altri metodi di cottura per l'elevata precisione con la quale riescono a cucinare gli alimenti. Ciò è una conseguenza degli alti livelli di controllo a cui i progettisti sono arrivati, aiutati nel loro intento anche dal fatto che gli interruttori controllabili di ultima generazione sono caratterizzati da notevoli prestazioni e permettono di attuare delle strategie innovative, a volte concettualmente differenti da quelle classiche. Accanto allo sviluppo del controllo si sono comunque continuati a considerare anche altri aspetti quali l'efficienza complessiva del convertitore, la riduzione degli stress a cui sono sottoposti i congegni di interruzione a semiconduttore e così via. In particolare i vari metodi si sono concentrati anche sulla qualità della commutazione vista l'esigenza di eliminare o comunque ridurre le perdite durante le fasi di transizione e la necessità di limitare l'utilizzo dei vari circuiti di smorzamento per non appesantire eccessivamente la topologia del convertitore. Alla luce di quanto sopra si comprende l'importanza della scelta del controllo, dovuta anche al fatto che da essa dipendono fortemente le prestazioni di ogni convertitore.

6.1 ELEMENTI DI CONTROLLO

Il controllo della potenza riscaldante erogata alle pentole è un tema particolarmente delicato vista la richiesta da parte degli addetti alla cottura di poter cucinare con una precisione adeguata. La cottura ad induzione in tal senso non ha deluso a queste aspettative dato che i vari metodi di controllo, classici o di ultima ideazione, ne permettono una regolazione fine. Tale risultato è stato comunque conseguito anche per merito del fatto che questi prodotti utilizzano per loro natura dei componenti elettronici dotati di caratteristiche idonee a soddisfare sia le esigenze precedenti, sia altri requisiti specifici quali per esempio la necessità di eliminare la potenza dissipata durante le fasi di transizione degli interruttori controllati. In questi dispositivi a semiconduttore, la velocità di commutazione e le perdite in conduzione dipendono infatti dal modo con il quale essi vengono controllati. Di conseguenza, per progettare un convertitore è indispensabile realizzare un adeguato circuito di pilotaggio avendo presente le caratteristiche funzionali e le prestazioni garantite dai congegni di commutazione. La tendenza futura è comunque quella di integrare una significativa parte del circuito di comando con l'interruttore di potenza all'interno dell'involucro dello stesso dispositivo, con l'intenzione di usare, per esempio, il segnale logico di un microprocessore per controllarlo direttamente.

Accanto a questo fattore di progettazione è importante poi scegliere una topologia sulla base di fattori quali il numero di componenti utilizzati, l'entità dello stress a cui sono sottoposti i vari elementi circuitali, l'efficienza, il controllo, le emissioni elettromagnetiche, etc. A tal riguardo le principali configurazioni adottate nei fornelli ad induzione sono gli inverter a mezzo ponte, a ponte intero e a singolo interruttore. Fra essi, da un punto di vista delle possibilità di controllo, quello a ponte intero offre senza dubbio un maggior numero di strategie alternative, talvolta convenienti. In ogni caso è preferibile adottare un funzionamento risonante in quanto esso permette di ridurre le perdite allo spegnimento nei congegni di potenza e di decrementare la corrente attraverso di essi.

Le variazioni del carico e dei suoi parametri anche durante lo stesso ciclo di funzionamento, uniti ad altri fattori, non permettono tuttavia di adottare una frequenza di commutazione costante per cui diventa necessario considerare questo aspetto durante la fase di progettazione della strategia di controllo. Tra le cause che modificano la frequenza di risonanza vi sono:

1. OPERAZIONE A CARICO VARIABILE: l'avvolgimento di eccitazione e il contenitore per gli alimenti sono modellati tradizionalmente come una connessione in serie di un'induttanza e di una resistenza equivalenti i cui valori dipendono dal tipo di materiale con cui sono realizzate le pentole o le padelle e dalla loro posizione relativa, ovvero dal loro accoppiamento nei confronti della bobina induttore. Questi parametri inoltre cambiano notevolmente con la frequenza di commutazione e con la temperatura per cui l'algoritmo di controllo deve essere adattabile alle varie condizioni di carico in quanto deve alimentare la potenza d'uscita richiesta in qualsiasi modo venga utilizzato il contenitore.
2. LARGA VARIAZIONE DELLA POTENZA D'USCITA: le applicazioni ad induzione di uso domestico richiedono al convertitore di alimentare, a seconda dei vari carichi, potenze fra 50 W e 3300W. Le strategie di controllo classiche non sono in grado di funzionare o comunque garantire elevate prestazioni nell'intero campo e di conseguenza se ne devono adottare di innovative o ideare algoritmi tali da garantire un'ottima combinazione delle tecniche.
3. RUMORE ACUSTICO: le frequenze di commutazione prossime ai valori di quelle udibili possono generare un fastidioso e indesiderato rumore acustico dovuto alla vibrazione del nucleo magnetico, dell'induttore o del contenitore per gli alimenti. Il problema si riscontra spesso nei fornelli dotati di più zone di cottura dove le differenti frequenze richieste per alimentare carichi di diversa potenza possono generare delle interferenze a battimento di entità compresa nel campo delle udibili. A causa di questi fattori è dunque necessario adottare dei funzionamenti tali da salvaguardare gli addetti ai fornelli e tutti coloro che stanno in prossimità di questi apparecchi.
4. STANDARD DEI FLICKERS: gli standard di compatibilità elettromagnetica (EMC) impongono limiti alle emissioni dei flickers e alle interferenze elettromagnetiche allo scopo di prevenire mal funzionamenti degli apparecchi sensibili posti sia fisicamente che elettricamente nelle vicinanze. Tali restrizioni impongono l'adozione di misure cautelative e di conseguenza influiscono su alcune strategie di controllo.

La strategia di modulazione pertanto non può prescindere dal considerare i fattori appena descritti per i quali è impensabile adottare un funzionamento con controllo a frequenza di commutazione costante. La transizione da uno stato all'altro da parte degli interruttori controllati deve dunque seguire quanto viene imposto dai parametri del circuito in cui essi sono inseriti, per non deteriorare le prestazioni del convertitore.

Una soluzione al problema descritto è il circuito PLL (Phase Locked Loop), un circuito ad inseguimento della frequenza di risonanza avente la funzione di variare quella di commutazione con cui vengono pilotati gli interruttori controllati. Esso è composto da una serie di blocchi che, disposti come illustrato nella figura Fig.6-1, hanno il compito di fornire gli impulsi di comando ai dispositivi a semiconduttore sulla base delle informazioni acquisite dalla corrente erogata al carico dal convertitore.

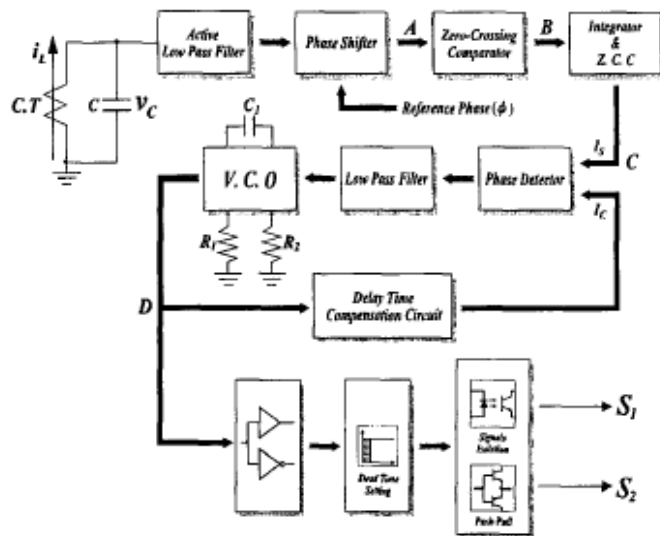


Fig.6-1. Circuito di controllo PLL [30]

Il sistema riceve infatti in ingresso un segnale di corrente derivato direttamente dalla I_L d'uscita dell'inverter, rilevata mediante un sensore, attraverso un trasformatore ad elevata frequenza (CT) avente un rapporto di conversione impostato su un valore specifico. Il passaggio di questo flusso di elettroni in un condensatore C posto immediatamente a valle permette di mutare le informazioni rilevate nella tensione V_C , sfasata ovviamente in ritardo di 90° per la presenza dello stesso C. Il nuovo segnale di tensione entra successivamente nel filtro attivo passa basso, necessario per eliminare o comunque attenuare il rumore di commutazione dovuto agli interruttori controllati, per poi attraversare in sequenza il blocco del taglio della fase, del comparatore dell'attraversamento per lo zero e infine dell'integratore. Durante questi passaggi il segnale sinusoidale viene convertito in uno a forma d'onda quadra ritardante di 90° , indicato con I_S , avente quindi la stessa fase della tensione d'uscita dell'inverter. In seguito I_S entra nel rilevatore di fase (PD), un circuito logico consistente essenzialmente in quattro flip flop e in un paio di transistori MOS, per essere confrontato con I_C , un segnale uscente dal circuito di compensazione del tempo di ritardo utilizzato per elaborare l'uscita del V.C.O. e quindi espletare il controllo in retroazione del sistema.

Il PD ha la funzione di rilevare le frequenze e le fasi dei segnali in ingresso e di emetterne a sua volta uno qualora vi sia una differenza fra I_S e I_C . L'eventuale impulso in uscita giunge poi, attraverso un filtro passa basso, allo stesso V.C.O. nel quale viene trasformato in uno di comando che, elaborato nel circuito di isolamento e di push-pull, viene impiegato per pilotare gli interruttori controllati. Il precedente circuito permette quindi di variare la frequenza di commutazione degli interruttori controllati in base a quella di risonanza del circuito. Tuttavia esso non possiede funzioni di controllo sebbene venga spesso affiancato a varie strategie.

In generale la regolazione della potenza d'uscita viene infatti effettuata con le tecniche tradizionali o con algoritmi in grado di combinarle. Una loro classificazione le distingue nei metodi a modulazione dell'ampiezza di impulso PAM e in quelli a modulazione della frequenza di impulsi PFM.

Il principio che sta alla base dei metodi a modulazione dell'ampiezza di impulso PAM consiste nel regolare la potenza continua trasformando quella assorbita dalla rete di alimentazione. Tradizionalmente questa funzione è stata esplicata mediante un raddrizzatore a ponte controllato a tiristori e da un circuito di comando associato necessario per pilotare i dispositivi a semiconduttore.

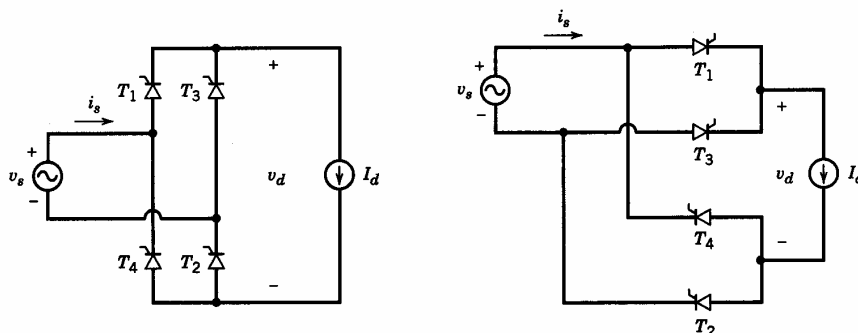


Fig.6-2. Topologia di un inverter a mezzo ponte composto da tiristori [27]

In questa topologia, la corrente continua trasformata, rappresentata mediante un generatore ideale, circola attraverso uno dei componenti del gruppo superiore e uno di quelli del gruppo inferiore. Se i tiristori fossero comandati nell'istante di conduzione naturale, ovvero nel momento in cui essi inizierebbero a condurre, si avrebbe una tensione media in uscita è data da:

$$V_{do} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s = 0.9 V_s$$

Applicando invece l'impulso di corrente al terminale di comando in ritardo di un angolo di innesco α , si interdice il circuito a valle del tiristore e pertanto durante questo intervallo verrà a mancare una parte dell'apporto della tensione di alimentazione pari all'area tratteggiata in figura Fig.6-3 e data da

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi+\alpha} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos \alpha = 0.9 V_s \cos \alpha$$

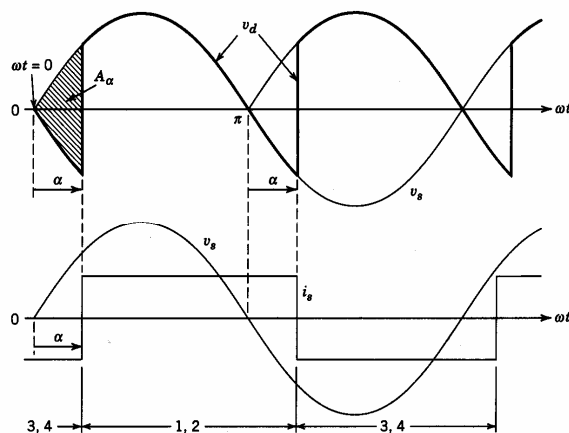


Fig.6-3. Forme d'onda di un inverter a mezzo ponte comandato da tiristori [27]

Secondo questo principio di funzionamento è pertanto possibile regolare il valore medio della tensione continua in uscita controllando l'angolo di innesco dei tiristori dato che

$$\Delta V_{d\alpha} = V_{do} - V_{d\alpha} = 0.9V_s (1 - \cos \alpha)$$

a cui corrisponde una potenza attiva

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_d i_d dt = I_d \left(\frac{1}{T} \int_0^T v_d dt \right) = I_d V_d = 0.9V_s I_d \cos \alpha$$

La situazione descritta in precedenza è relativa però ad una situazione ideale per cui i risultati ottenuti sono quelli ottimi raggiungibili. Nella realtà invece è necessario considerare gli effetti prodotti dalla presenza dell'induttanza L_s della linea di alimentazione e tenere conto, nel caso di funzionamento come inverter, del tempo di ripristino dei tiristori. Prescindendo dal secondo fattore, dato che esso non presenta problemi nel funzionamento da raddrizzatore del dispositivo, si considera solo l'influenza della presenza di una L_s non nulla. Questo parametro impone una commutazione non istantanea della corrente per cui viene ad esserci un intervallo durante il quale tutti i quattro i semiconduttori conducono. Potendo esprimere, come di consueto, la tensione ai capi dell'induttanza come

$$v_s = v_{L_s} = L_s \frac{di_s}{dt}$$

si ha, integrando, un'area di perdita pari a

$$A_u = \int_{\alpha}^{\alpha+u} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = \sqrt{2} V_s [\cos \alpha - \cos(\alpha + u)] = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} di_s = 2\omega L_s I_d$$

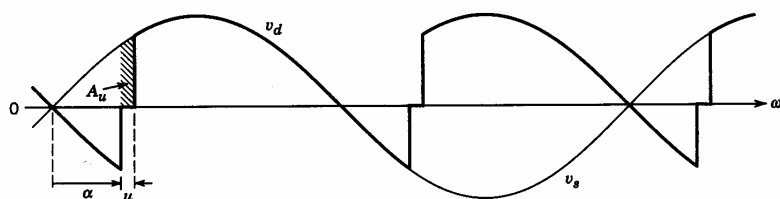


Fig.6-4. Effetto del tempo di commutazione su un inverter a mezzo ponte composto da tiristori [27]

alla quale corrisponde una diminuzione della tensione media continua di

$$\Delta V_{du} = \frac{A_u}{\pi} = \frac{2\omega L_s I_d}{\pi}$$

per cui ai circuiti a valle del sistema vi sarà applicata

$$V_d = 0.9V_s \cos \alpha - \frac{2}{\pi} \omega L_s I_d$$

A differenza dei precedenti, i metodi a modulazione della frequenza di impulsi PFM regolano la potenza alternata erogata al carico variando la frequenza di funzionamento e controllando in tal modo la corrente circolante attraverso l'avvolgimento di eccitazione. Essi pertanto non richiedono un piano di cottura ad induzione dotato di un raddrizzatore controllato ma tuttavia il particolare principio di funzionamento presenta alcuni aspetti negativi in quanto:

- ▲ l'efficienza dell'inverter diminuisce in modo significativo con l'aumento della frequenza di commutazione in quanto il maggior numero di transizioni degli interruttori controllati all'interno del periodo genera perdite aggiuntive;
- ▲ l'elevata variabilità della frequenza dà luogo ad uno spettro di armoniche più vasto e quindi ad una maggiore distorsione armonica della tensione d'uscita per cui viene richiesto un complesso sistema di filtraggio nei confronti sia del carico, sia della rete di alimentazione per ridurre le interferenze elettromagnetiche;
- ▲ nel caso di piano di cottura ad induzione composto da più piastre, è preferibile controllare la potenza d'uscita di ogni piastra sotto una frequenza costante per evitare l'insorgere di un rumore di battimento derivante dalle differenze delle frequenze di funzionamento.

I fattori precedenti suggeriscono pertanto la necessità di adottare un metodo della regolazione della potenza a frequenza costante. Tuttavia questa scelta comporta numerose complicazioni in quanto per esempio è difficile che una topologia a ponte intero risonante serie riesca ad operare in condizioni di carico a bassa potenza senza perdere la condizione ZVS. Questo principio di commutazione infatti è normalmente preferito in molte applicazioni e per renderlo possibile è necessario che la frequenza di commutazione rimanga al di sopra di quella di risonanza. Allo stesso tempo però i due valori di f non devono discostare molto in quanto ciò imporrebbe un basso fattore di potenza e caricherebbe eccessivamente l'inverter con il risultato di generare una larga circolazione di correnti responsabili di ridurre l'efficienza. Vista la variabilità dei parametri del circuito, l'adozione di un funzionamento a frequenza costante non può essere dunque applicata.

La soluzione alla precedente questione consiste nell'utilizzare una frequenza fissa o una tecnica di controllo a stretto campo di frequenza. Sotto questo punto di vista, a prescindere dai metodi PAM dato che non sono attuabili o non convenienti nel campo dei piani di cottura ad induzione, si ha la possibilità di avere una buona regolazione della potenza mediante le strategie classiche. Le tecniche tipicamente usate nelle applicazioni a riscaldamento a induzione domestico sono il controllo a onda quadra (SW), il controllo a duty cycle asimmetrico (ADC) e il controllo a modulazione della densità di impulsi (PDM).

I metodi a onda quadra SW e a duty cycle asimmetrico ADC hanno in comune il fatto che permettono di variare la potenza d'uscita modulando la frequenza di commutazione. La seconda tecnica tuttavia offre la possibilità di modificare anche il ciclo di intermittenza (duty cycle) e di utilizzare questo parametro in modo ineguale per pilotare gli interruttori del convertitore. Utilizzate indifferentemente nelle topologie a mezzo o a ponte intero, esse sono adatte solo per potenze d'uscita medio-alte (da 500 W a 3000 W) in quanto per valori minori riducono notevolmente l'efficienza dell'inverter a causa dell'elevata frequenza di commutazione richiesta. In tali condizioni di funzionamento infatti l'SW presenta uno spegnimento peggiore mentre l'ADC obbliga gli interruttori controllati ad aprire e a chiudere con elevate tensioni e correnti. A dispetto delle tecniche di controllo a frequenza fissa, questi metodi non possono pertanto garantire un funzionamento ZVS per larghe variazioni del carico per cui è necessario prevedere dei circuiti di smorzamento al fine di ridurre le perdite

di commutazione. Esse però sono da preferire in tutte quelle applicazioni in cui è necessario gestire elevate potenze, anche perché offrono migliori prestazioni sia in termini di flickers, sia per l'assenza di impulsi di bollitura percettibili dall'utente e di rumori di scarica del condensatore di barra.

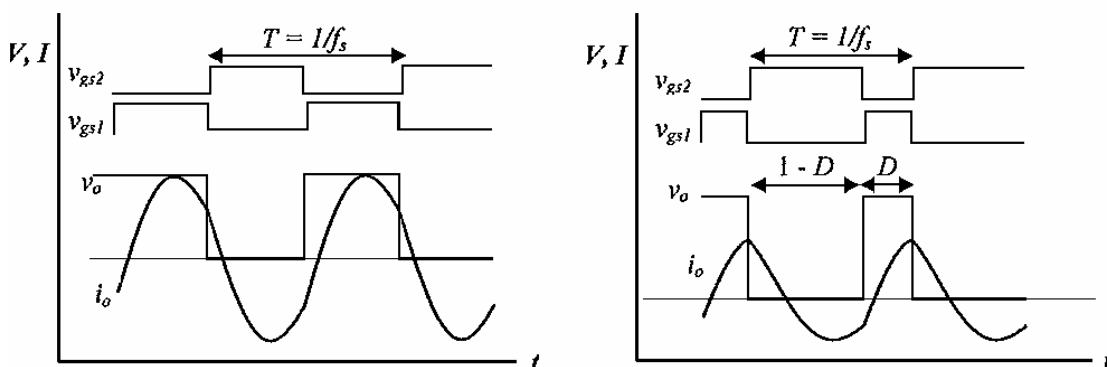


Fig.6-5. Strategie di controllo a onda quadra SW e a fattore di intermittenza asimmetrico ADC [36]

La strategia di controllo a modulazione della densità di impulsi PDM è una tecnica basata nell'applicare le strategie di controllo SW o ADC discontinuamente nel tempo. Utilizzata per bassi livelli di potenza (da 50 W a 500 W) allo scopo di migliorare l'efficienza e di limitare la frequenza di commutazione massima richiesta, essa attua la regolazione modulando il periodo nel quale l'inverter alimenta la corrente all'avvolgimento di eccitazione.

I parametri di controllo che utilizza sono pertanto il periodo (T) e la lunghezza d'impulso (t_{on}), i cui valori possono essere costanti o variabili, ma comunque limitati entro un campo di variazione determinato da considerazioni di prestazioni offerte all'utente e da emissioni prodotte di flickers. Uno dei principali aspetti positivi del metodo è la dipendenza lineare della potenza d'uscita con il rapporto t_{on}/T che come tale facilita il controllo. Per contro la PDM fornisce la potenza al carico con impulsi a bassa frequenza e ciò è un problema per la regolazione dei flicker e per il riscaldamento ottimo del contenitore degli alimenti.

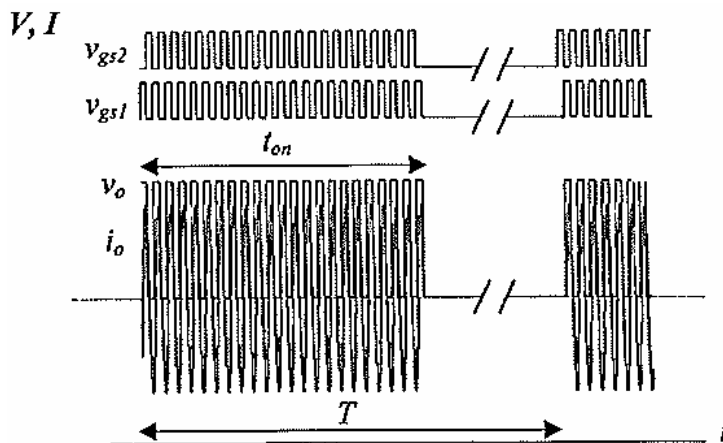


Fig.6-6. Strategia di controllo a modulazione della larghezza di impulsi PDM [36]

6.2 TECNICHE DI MODULAZIONE

Le tecniche di modulazione sono delle strategie di controllo che permettono di modulare l'ampiezza di una grandezza elettrica annullandola per determinati intervalli di tempo compresi all'interno del periodo con cui essa si sviluppa.

6.2.1 MODULAZIONE A LARGHEZZA DI IMPULSO PWM

Uno dei metodi di regolazione della potenza d'uscita più utilizzati è la modulazione a larghezza d'impulso PWM (Pulse Width Modulation) che, a frequenza costante, interviene sulla tensione d'uscita variando il fattore di utilizzazione o di intermittenza (duty cycle D), definito come rapporto fra il tempo di chiusura e il periodo di commutazione [27]. Il principio che sta alla base di questa tecnica consiste nell'interdire degli interruttori controllati posti elettricamente a monte della grandezza da controllare inviandogli un segnale di comando generato dal confronto fra una tensione di controllo e un'onda ripetitiva, di solito triangolare a dente di sega, prodotta da un dispositivo esterno al circuito.

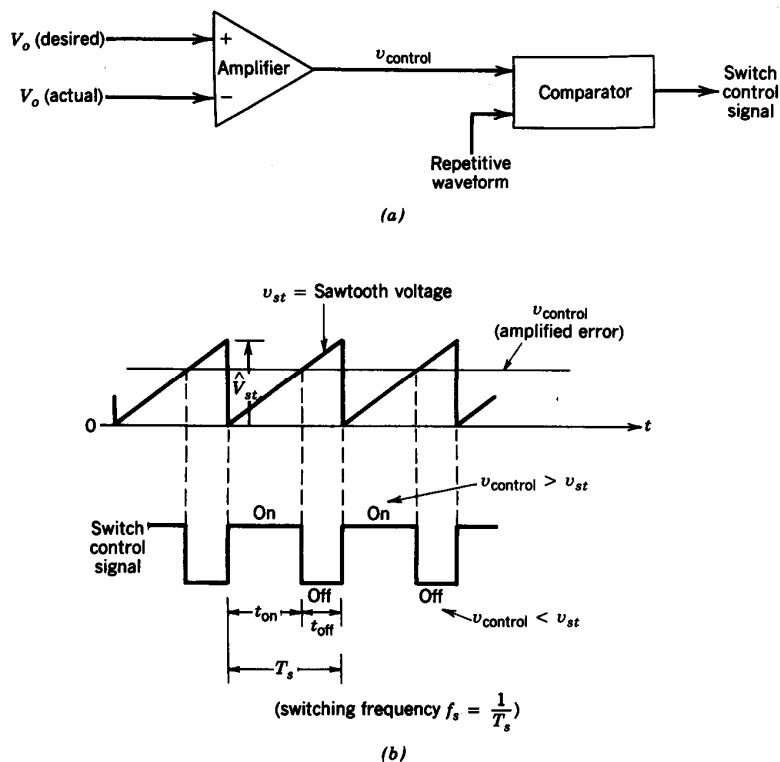


Fig.6-7. Schema a blocchi e segnali in uscita della modulazione a larghezza d'impulso PWM [27]

In genere il sistema di controllo funziona in retroazione dato che l'ampiezza della grandezza da livellare viene regolata confrontandola con un'analogo di riferimento. Per tal motivo accade spesso che il segnale di controllo viene ottenuto amplificando l'errore, ovvero la differenza fra il valore reale e quello desiderato.

La modulazione a larghezza d'impulso nei circuiti raddrizzatori viene utilizzata alla pari delle altre tecniche di controllo mentre non ha rivali nel campo degli inverter. In queste applicazioni infatti è richiesta la trasformazione di una grandezza elettrica costante in una alternata a forma d'onda sinusoidale e la PWM per le sue caratteristiche è particolarmente adatta a soddisfare questa esigenza. Agendo sul duty cycle degli interruptori, essa mediante vari schemi di modulazione permette di controllare il valore medio e la frequenza. Rispetto ai raddrizzatori la tecnica è però più complessa in quanto la realizzazione di un'onda sinusoidale perfetta presenta delle difficoltà dovute all'impossibilità di eliminare tutte le armoniche. Il principio di funzionamento è comunque lo stesso ma con la differenza che ora il segnale di controllo da confrontare con l'onda triangolare è sinusoidale.

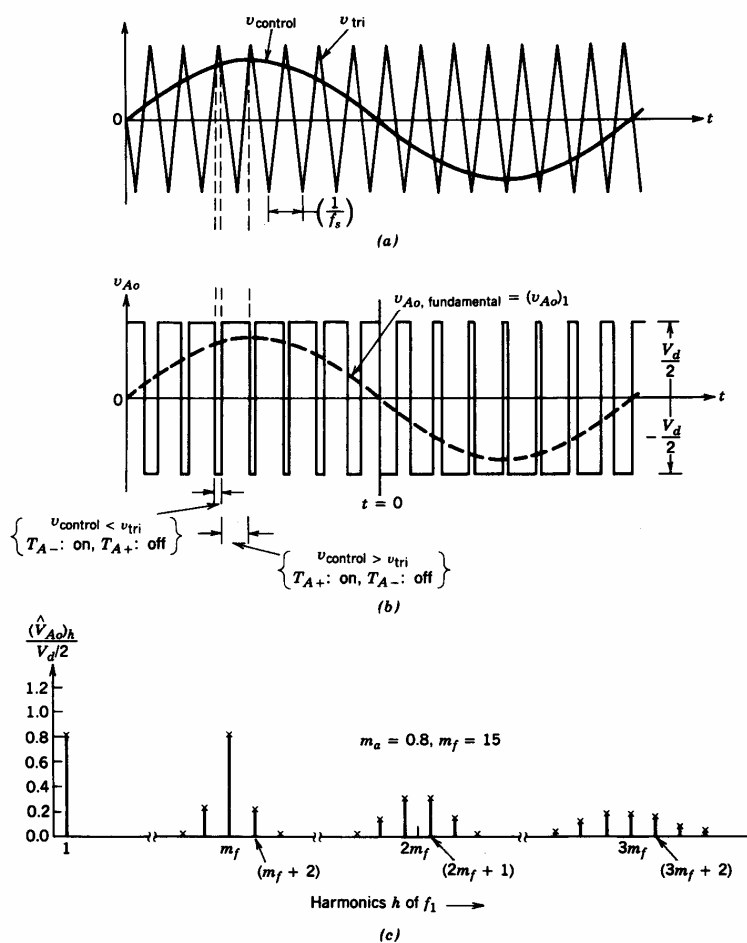


Fig.6-8. Principio di funzionamento della modulazione a larghezza d'impulso PWM [27]

Le due forme d'onda in particolare, per un corretto funzionamento, devono avere delle caratteristiche precise dal momento che:

- ▲ l'onda triangolare deve essere di ampiezza e frequenza costante in quanto essa va a pilotare tutti gli interruptori controllati con la stessa frequenza di commutazione f_s , detta anche portante;
- ▲ il segnale di controllo, utilizzato per modulare il duty cycle dell'interruttore, deve avere una frequenza f_1 , detta modulante, pari a quella desiderata della prima armonica della tensione d'uscita dell'inverter.

Il controllo PWM può essere applicato a qualsiasi topologia e specialmente su quelle a mezzo e a ponte intero, visto che sono quelle maggiormente utilizzate nella cottura ad induzione. Sebbene, come visto nei capitoli precedenti, entrambe le configurazioni posseggono buone caratteristiche e ottime prestazioni, da un punto di vista del controllo il circuito a doppio ramo presenta maggiori modalità. In particolare, per quanto riguarda la modulazione a larghezza d'impulso, l'inverter a ponte monofase può infatti funzionare con una commutazione PWM a tensione unipolare o bipolare.

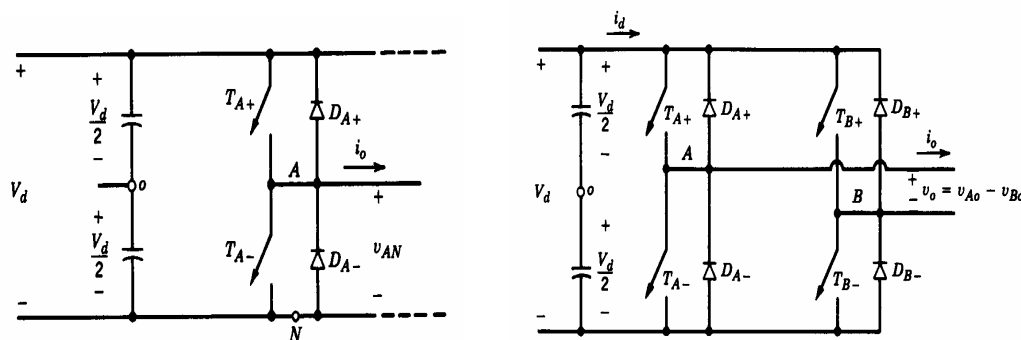


Fig.6-9. Schemi circuitali di un inverter monofase a mezzo ponte (sx) e di uno a ponte (dx) [27]

6.2.1.1 INVERTER A MEZZO PONTE

In questa topologia si hanno due tensioni differenti in base al rapporto con cui stanno i segnali del controllo e dell'onda triangolare.

$$\begin{aligned}
 v_{controllo} > v_{tri} & \quad T_{A+} \text{ chiuso} & \quad v_{Ao} = \frac{1}{2} V_d \\
 v_{controllo} < v_{tri} & \quad T_{A-} \text{ chiuso} & \quad v_{Ao} = -\frac{1}{2} V_d
 \end{aligned}$$

I due interruttori pertanto non sono mai aperti contemporaneamente e la tensione istantanea d'uscita v_{Ao} varia fra $V_d/2$ e $-V_d/2$ dove V_d è la differenza di potenziale presente in ingresso del convertitore. La media di v_{Ao} in un periodo di commutazione, considerando l'armonica fondamentale del segnale di controllo, è data quindi da:

$$V_{Ao} = \frac{v_{controllo}}{V_{tri}} \frac{V_d}{2} \Rightarrow (v_{Ao})_1 = \frac{V_{controllo}}{V_{tri}} \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} = m_a \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2}$$

dove il termine m_a è il rapporto di modulazione d'ampiezza caratteristico di ogni convertitore. Come si può notare dalle espressioni precedenti, la strategia PWM permette di avere in uscita una grandezza variabile dipendente dai valori V_{tri} e $V_{controllo}$. Tuttavia la regolazione viene meno quando fra le ampiezze precedenti vi è una elevata differenza in quanto il numero di segnali di comando diminuisce a causa della riduzione dei punti in cui le due curve si intersecano. La situazione limite si verifica quando la forma d'onda della tensione di controllo interseca la triangolare solo in corrispondenza dell'attraversamento dello zero e ciò dà luogo ad un funzionamento ad onda quadra. In questa situazione l'inverter può solo regolare la frequenza e l'unico modo per controllare l'ampiezza della tensione alternata d'uscita consiste nel livellare il valore di quella continua in ingresso.

6.2.1.2 INVERTER A PONTE INTERO

Con la topologia a due rami si possono avere due differenti schemi di regolazione: la PWM con tensione bipolare e quella con tensione unipolare.

PWM CON TENSIONE BIPOLARE. In questo tipo di schema PWM gli interruttori controllabili diagonalmente opposti (T_{A+} e T_{B-} , T_{A-} e T_{B+}) sono comandati contemporaneamente a coppie e il funzionamento è analogo a quello descritto in precedenza. Secondo questo principio fra le uscite dei due rami esiste la relazione

$$v_{Bo}(t) = -v_{Ao}(t)$$

per cui la tensione istantanea d'uscita è data da

$$v_o(t) = v_{Ao}(t) - v_{Bo}(t) = 2v_{Ao}(t)$$

e presenta pertanto un valore massimo della prima armonica pari a $V_{o1} = m_a V_d$ dal momento che essa varia tra i livelli $-V_d$ e $+V_d$ come si può osservare dalla figura Fig.6-10.

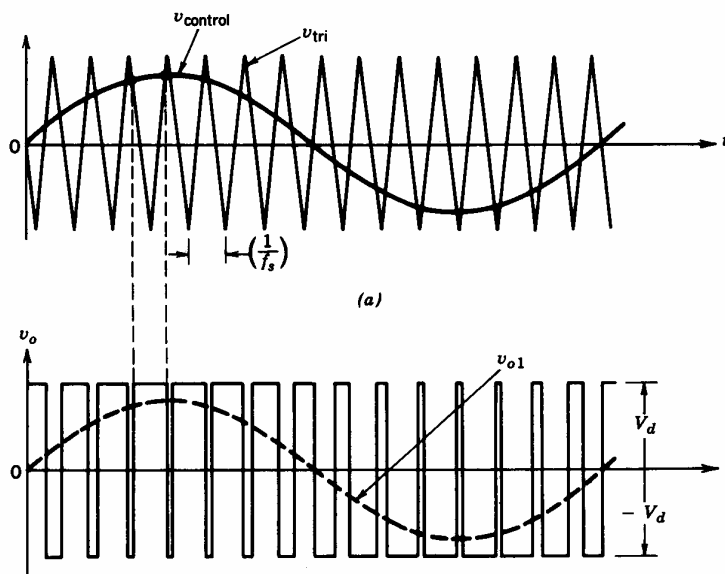


Fig.6-10. PWM a tensione bipolare [27]

PWM CON TENSIONE UNIPOLARE. A differenza della modalità bipolare, nella unipolare gli interruttori dei due rami dell'inverter sono comandati separatamente e a tal scopo vengono confrontati con la triangolare v_{tri} due segnali sinusoidali di controllo di segno opposto ($v_{controllo}$ e $-v_{controllo}$). I segnali logici di comando dipendono dalle relazioni esistenti fra queste tensioni e precisamente se

$$\begin{array}{lll} v_{controllo} > v_{tri} & T_{A+} \text{ chiuso} & v_{AN} = V_d \\ v_{controllo} < v_{tri} & T_{A-} \text{ chiuso} & v_{AN} = 0 \end{array}$$

$$\begin{aligned} (-v_{controllo}) > v_{tri} & \quad T_{B+} \text{ chiuso} & \quad v_{BN} = V_d \\ (-v_{controllo}) < v_{tri} & \quad T_{B-} \text{ chiuso} & \quad v_{BN} = 0 \end{aligned}$$

per cui si vengono a creare le seguenti quattro combinazioni degli interruttori in stato di chiusura, alle quali corrispondono vari livelli di tensione.

$$\begin{aligned} T_{A+}, T_{B-} \text{ chiuso} & \quad v_{AN} = V_d & \quad v_{BN} = 0 & \quad v_o = V_d \\ T_{A-}, T_{B+} \text{ chiuso} & \quad v_{AN} = 0 & \quad v_{BN} = V_d & \quad v_o = -V_d \\ T_{A+}, T_{B+} \text{ chiuso} & \quad v_{AN} = V_d & \quad v_{BN} = V_d & \quad v_o = 0 \\ T_{A-}, T_{B-} \text{ chiuso} & \quad v_{AN} = 0 & \quad v_{BN} = 0 & \quad v_o = 0 \end{aligned}$$

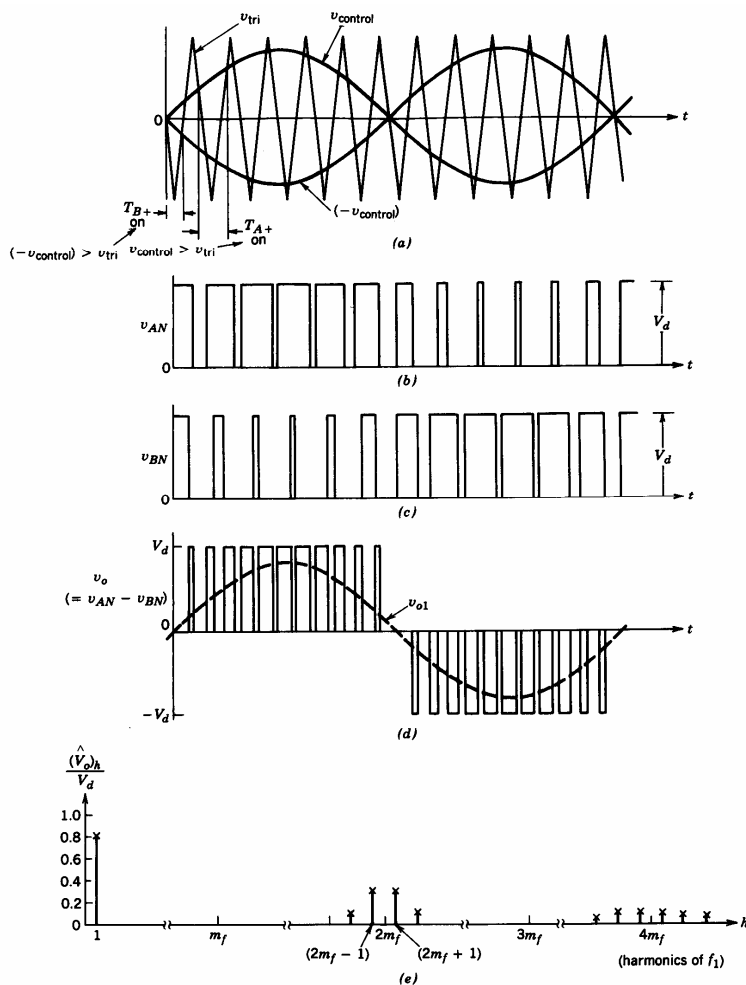


Fig.6-11. PWM a tensione unipolare [27]

Il tipo di schema, come si può osservare, prevede per la tensione d'uscita delle variazioni tra 0 e $+V_d$ oppure tra 0 e $-V_d$, comunque separate all'interno dello stesso periodo di commutazione. In maniera analoga alla modalità esaminata in precedenza, per la tecnica unipolare vale sempre la relazione $V_{o1} = m_a V_d$ ma la forma d'onda di questa grandezza è ora meno affetta dalla distorsione armonica in quanto la nuova modalità presenta il vantaggio di raddoppiare effettivamente la frequenza di commutazione e di conseguenza sposta a ordini superiori le armoniche d'uscita.

Sia nella PWM unipolare che in quella bipolare, i risultati ottenuti non hanno considerato tuttavia l'effetto del tempo morto dovuto al fatto che è necessario avere un certo margine di sicurezza fra l'apertura di un interruttore e la chiusura di quello presente sullo stesso ramo al fine di evitare che si venga a creare un percorso chiuso. Durante questo intervallo la tensione fra i morsetti A e N dipende dal segno della corrente circolante in quel nodo per cui fra la situazione reale e quella ideale si viene a creare una differenza pari a

$$\Delta V_{AN} = \begin{cases} +\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A > 0 \\ -\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A < 0 \end{cases} \quad \text{e} \quad \Delta V_{BN} = \begin{cases} -\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A > 0 \\ +\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A < 0 \end{cases} \quad \text{per il ramo A}$$

e in modo analogo rispettivamente per il ramo A e B. Le variazioni precedenti vanno pertanto ad incidere sul valore della tensione in uscita dall'inverter della quantità

$$\Delta V_o = \begin{cases} \Delta V_{AN} - \Delta V_{BN} = +\frac{2t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_o > 0 \\ -\frac{2t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_o < 0 \end{cases}$$

che, proporzionale al tempo morto t_{Δ} e alla frequenza di commutazione, suggeriscono di adottare degli interruttori controllabili veloci e che consentano l'adozione di un t_{Δ} piccolo.

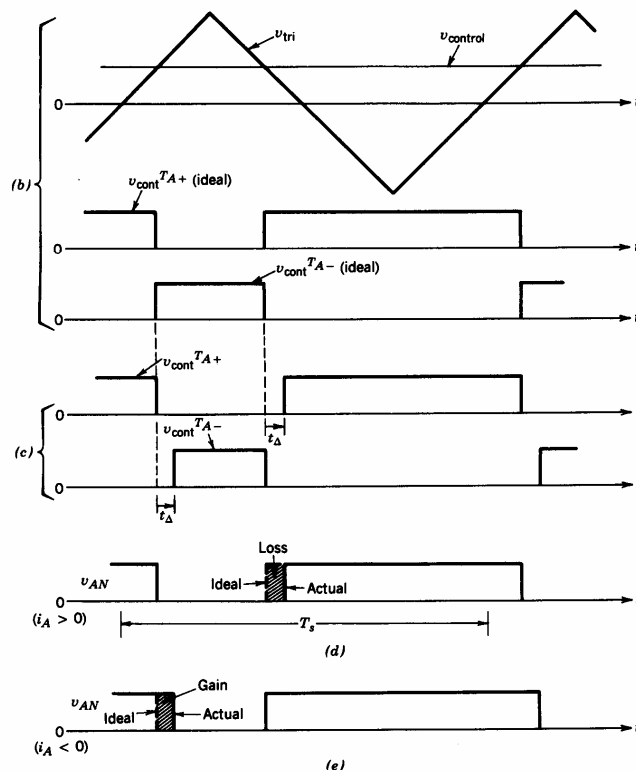


Fig.6-12. Effetti del tempo morto sulle forme d'onda della tensione [27]

6.2.2 MODULAZIONE DELLA DENSITÀ DI IMPULSI PDM

Il controllo a modulazione della densità di impulsi PDM è una tecnica che permette di mantenere nulle o comunque ridotte le perdite di commutazione e di regolare allo stesso tempo la potenza erogata al carico [27]. Utilizzata nei convertitori a ponte intero risonanti serie, essa consente di semplificare la topologia e di ridurre le dimensioni del fornello ad induzione consentendo in tal modo di assecondare gli obiettivi ricercati dai progettisti.

Il principio di questo tipo di controllo è sostanzialmente simile a quello del PWM in quanto il segnale PDM utilizzato per controllare gli interruttori S_1, S_2, S_3 e S_4 viene generato confrontando una forma d'onda portante triangolare e un segnale di riferimento della potenza. Ciò avviene attraverso delle funzioni logiche applicate al segnale della frequenza di risonanza (S_RES) e allo stesso modello PDM (P_PDM).

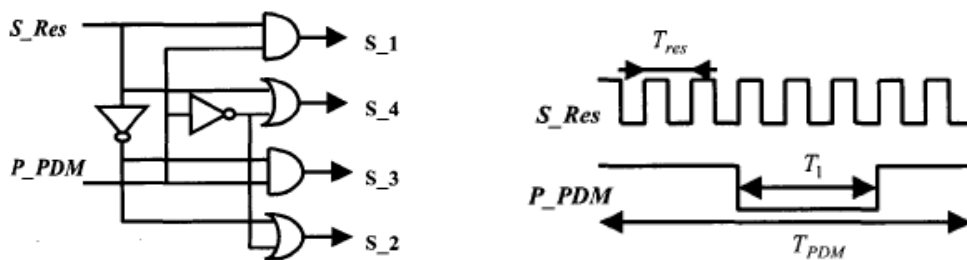


Fig.6-13. Schema logico e principio di funzionamento della modulazione PDM [37]

Il modello è dunque caratterizzato sostanzialmente da tre periodi di tempo che, messi in relazione tra loro, danno luogo ai parametri caratteristici k e D . Il primo è la lunghezza del PDM ed è definito come il rapporto fra il periodo dello stesso modello (T_{PDM}) e quello di risonanza (T_{RES}) relativo alla frequenza del circuito

$$k = \frac{T_{PDM}}{T_{res}}$$

mentre il secondo è il duty cycle dato da

$$D = 1 - \frac{T_1}{T_{PDM}}$$

dove T_1 è la durata della fase di libera circolazione del diodo. La variazione di questi fattori è alla base del sistema di regolazione della potenza al carico in quanto introducono nel ciclo di funzionamento delle fasi di durata uguale ad un multiplo del periodo di commutazione durante le quali la tensione del carico e la corrente di alimentazione sono nulle. Infatti se si ammette costante la tensione E di alimentazione dell'inverter durante la sequenza PDM, è possibile esprimere la potenza trasmessa in p.u. secondo la relazione

$$p = D^2 \quad \text{se } T_{PDM} \ll \tau$$

$$p = D \quad \text{se } T_{PDM} \gg \tau$$

dove τ è la costante di tempo legata ai parametri del carico essendo data da $\tau = \frac{2L}{R}$.

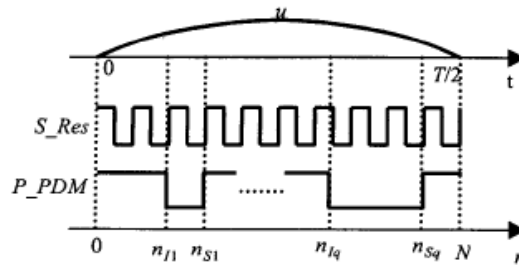


Fig.6-14. Strategia di controllo PDM [37]

La strategia PDM presenta dunque, in riferimento alla figura soprastante, le seguenti caratteristiche:

1. il suo periodo deve essere uguale a quello della tensione raddrizzata u e quindi in tal caso il fattore k , indicando con F_{res} frequenza di risonanza del circuito e con F quella dell'alimentazione, è pari a

$$N = \frac{F_{res}}{2F};$$

2. la necessità di avere q buchi per la regolazione della potenza, ciascuno dei quali caratterizzato dal suo indice iniziale n_{ik} e da quello finale n_{sk} con $k = 1, 2, 3, \dots, q$

$$1 \leq n_{I1} \leq n_{S1} \leq \dots \leq n_{Iq} \leq n_{Sq} \leq N$$

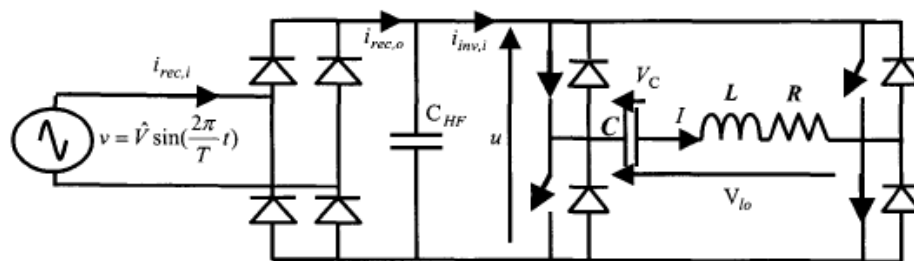


Fig.6-15. Schema circuitale dei convertitori di alimentazione delle zone di cottura [37]

Applicando in particolare i concetti appena visti del controllo PDM e utilizzando le grandezze elettriche indicate nel circuito a ponte illustrato nella figura Fig.6-15 si può dimostrare che in assenza di buchi la corrente in uscita dal raddrizzatore è data da

$$i_{rec,i}(t) = A_o \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right)$$

dove

$$A_o = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{C}{L}} \left[(1+a)^2 \left(1 + \frac{1}{-2 \log(a)} \right) - 1 \right] V \quad e \quad a = 1 - \frac{\pi \xi}{\sqrt{1-\xi^2}}$$

con $\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$ fattore di smorzamento del carico.

Al contrario, in presenza di buchi, la stessa corrente può essere espressa mediante la serie di Fourier

$$\frac{i_{rec,i}}{A_0}(t) = \sum_{m=1,3,5,\dots} \left[a_m \sin\left(m \frac{2\pi}{T} t\right) + b_m \cos\left(m \frac{2\pi}{T} t\right) \right]$$

dove i coefficienti a e b sono le espansioni della stessa.

Il modello è dunque dato da $2q$ variabili sconosciute che per essere determinate hanno pertanto bisogno di un numero uguale di equazioni, ricavabili dalle formulazioni precedenti e tenendo presente che si devono:

1. assegnare i valori da $0p_u$ a $1p_u$ alla potenza desiderata in uscita trasmessa dal convertitore $a_{1,d}$;
2. eliminare i $2q-1$ coefficienti di ordine più basso della serie di Fourier in quanto è possibile trascurarli.

In questo modo il sistema da risolvere diventa

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = a_{1,d} \\ |b_1|, |a_3|, |b_3|, \dots, |a_{2q-1}|, |b_{2q-1}| \leq \varepsilon \cdot a_{1,d} \end{array} \right.$$

dove ε è la tolleranza per l'ottimizzazione dell'algoritmo. Con la strategia PDM quindi si può ottenere in uscita la potenza desiderata ed avere nel contempo delle perdite di commutazione nulle dato che la frequenza di commutazione è mantenuta uguale alla frequenza di risonanza del carico. A tal scopo è infatti sufficiente sincronizzare al segnale S_RES una forma d'onda portante triangolare ottenendo in tal modo la generazione automatica degli impulsi.

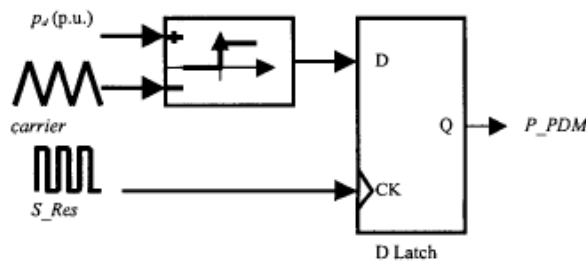


Fig.6-16. Generazione automatica degli impulsi [37]

Il controllo PDM permette inoltre di migliorare notevolmente il fattore di potenza del convertitore, specialmente aumentando il numero di buche. Tuttavia questo aumento comporta una maggiore complessità di calcolo, che comunque può essere semplificata visto che in genere il carico è caratterizzato da un basso coefficiente di smorzamento ($a \approx 1$) e che $a_{m,k}$ e $b_{m,k}$ ammettono bassi valori. In questo modo si può ritenere infatti che

$$a_m \cong a_{m,1}$$

$$b_m \cong b_{m,1}$$

Un'ulteriore riduzione dei calcoli può essere inoltre ottenuta assumendo un numero dispari di buche e sistemandole in modo tale che il centro di ciascuna sia

$$n_k = k \frac{N}{q+1}$$

In questo modo, indicando con Δn la loro larghezza, si ha

$$n_{Sk} = n_k + \Delta n/2$$

$$n_{Ik} = n_k - \Delta n/2$$

da cui

$$a_1 \cong 1 - \frac{\Delta n}{N}(q+1)$$

$$b_1 \cong 0$$

$$a_m \cong \frac{2q}{\pi m} \sin\left(\frac{m\pi \Delta n}{2N}\right) \quad \text{se } m = 2h(q+1) - 1$$

$$a_m \cong -\frac{2q}{\pi m} \sin\left(\frac{m\pi \Delta n}{2N}\right) \quad \text{se } m = 2h(q+1) + 1$$

$$a_m \cong 0 \quad \text{altrove}$$

$$b_m \cong 0$$

Con queste assunzioni la potenza dunque varia per passi di $2\frac{q+1}{N}$ per cui viene ad esserci una stretta relazione fra il numero di buche e la risoluzione con la quale essa viene regolata. In particolare, assumendo una tensione di alimentazione sinusoidale, si può dimostrare che la potenza è indipendente dalla sequenza PDM sebbene il suo valore massimo ne sia legato.

$$P_{ref} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{C}{L}} \left[(1+a)^2 \left(1 + \frac{1}{-2\log(a)} \right) - 1 \right] V^2$$

La validità del metodo è confermata dalla concordanza fra il contenuto armonico teorico e quello simulato, illustrati in Fig.6-17.

La sua accuratezza viene tuttavia meno quando viene utilizzato un numero elevato di buche in quanto le ipotesi assunte per semplificare i calcoli perdono progressivamente vigore. Il motivo di questo degrado è da ricondursi al fatto che i termini trascurati delle serie di Fourier viste in precedenza acquistano un maggiore peso nel computo totale e ciò permette agli errori di accumularsi.

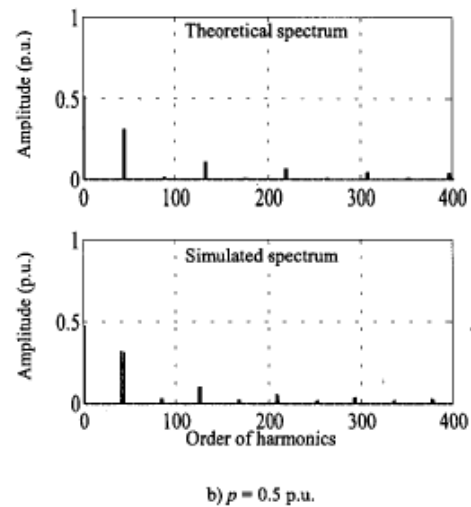


Fig.6-17. Contenuto armonico teorico e simulato [37]

6.3 TECNICHE DI CANCELLAZIONE E INTERRUZIONE

Le tecniche di cancellazione e di interruzione sono delle strategie di controllo della potenza d'uscita che intervengono rispettivamente sulla tensione e sulla corrente del carico annullandole per un determinato intervallo di tempo all'interno del periodo di commutazione. Il principio che caratterizza entrambi questi metodi è infatti quello di regolare il flusso di energia trasmesso al contenitore per gli alimenti agendo sulla durata dell'interdizione degli interruttori controllati, definita in genere mediante un angolo di controllo α .

La tecnica di cancellazione in particolare permette di controllare l'ampiezza e la frequenza della tensione d'uscita anche se quella d'ingresso è una tensione continua costante e gli interruttori del convertitore non sono comandati con impulsi modulati. Attuabile solo negli inverter monofase a ponte, questo metodo praticamente è una combinazione di una commutazione a onda quadra e una con PWM con tensione unipolare [27]. I dispositivi a semiconduttore infatti dei due rami vengono comandati separatamente (PWM unipolare) ma tutti hanno però un duty cycle pari a 0.5 (controllo a onda quadra).

In questo modo la forma d'onda della tensione d'uscita è simile ad un'onda quadra a scalini e presenta degli intervalli di sovrapposizione α durante i quali essa è nulla in quanto entrambi gli interruttori superiori o entrambi quelli inferiori sono chiusi.

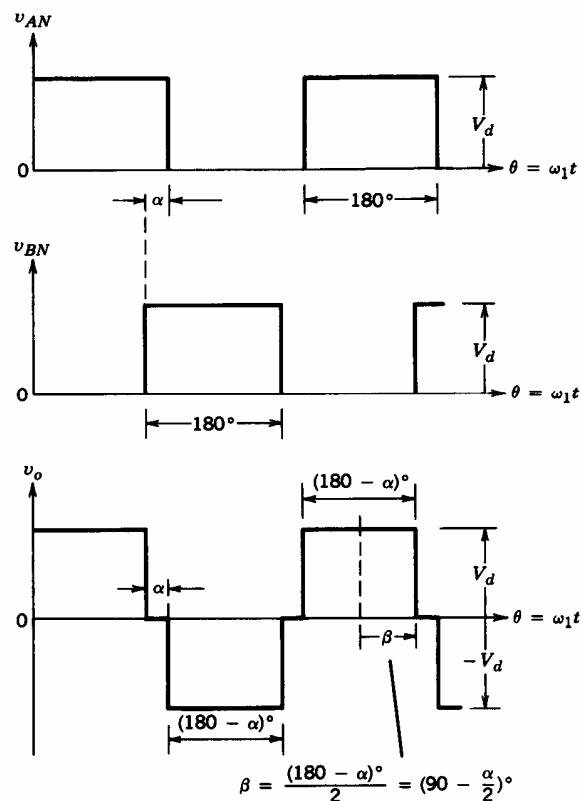


Fig.6-18. Principio di funzionamento della tecnica di cancellazione della tensione [27]

Come si può osservare dalla figura Fig.6-18, l'ampiezza della tensione d'uscita può essere dunque variata modificando il parametro α o, in modo analogo β , essendo per tale grandezza dimostrabile la relazione

$$(V_o)_h = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} v_o \cos(h\vartheta) d\vartheta = \frac{2}{\pi} \int_{-\beta}^{\beta} V_d \cos(h\vartheta) d\vartheta = \frac{4}{\pi h} V_d \sin(h\beta)$$

dove $\beta = 90^\circ - (1/2)\alpha$ e h è un numero intero dispari.

Sebbene di semplice attuazione, la tecnica tuttavia non permette una vasta regolazione in quanto per valori elevati dell'angolo di sovrapposizione la distorsione armonica totale diviene elevata e non accettabile.

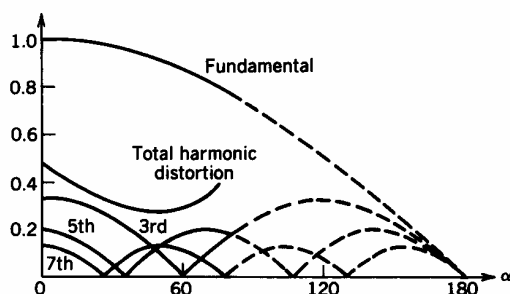


Fig.6-19. Andamento delle armoniche di uscita e della distorsione armonica totale in funzione dell'angolo di cancellazione [27]

Una variante al metodo appena esposto è la cancellazione unipolare della tensione, una tecnica di controllo sempre a frequenza fissa e utilizzabile esclusivamente per le topologie a ponte intero ma caratterizzata da maggiori prestazioni dato che supera le limitazioni viste in precedenza. A differenza della cancellazione della tensione bipolare, nella quale i dispositivi a semiconduttore agiscono a coppie, la nuova strategia consiste nel cortocircuitare solo il ramo positivo del circuito con lo spegnimento del solo interruttore controllato T_4 prima di T_1 e ciò le permette un funzionamento con commutazione a tensione nulla ZVS per valori estremamente differenti della potenza d'uscita.

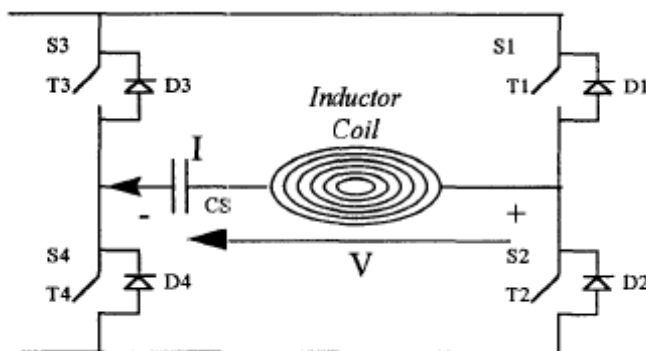


Fig.6-20. Topologia a ponte intero [38]

Con il nuovo principio di funzionamento infatti la corrente allo spegnimento è sempre positiva e di conseguenza nell'induttore si accumula un'energia sufficiente per caricare e scaricare i condensatori dei circuiti di protezione posizionati in parallelo ai transistori e necessari per ridurre le perdite allo spegnimento. Come si può osservare nelle figure di Fig.6-21, la condizione appena descritta permette ai diodi posti in antiparallelo agli interruttori controllati di condurre anticipatamente rispetto ad essi e così risulta possibile accendere i congegni a semiconduttore prima che vengano attraversati dalla corrente, riducendo in tal modo le perdite di commutazione.

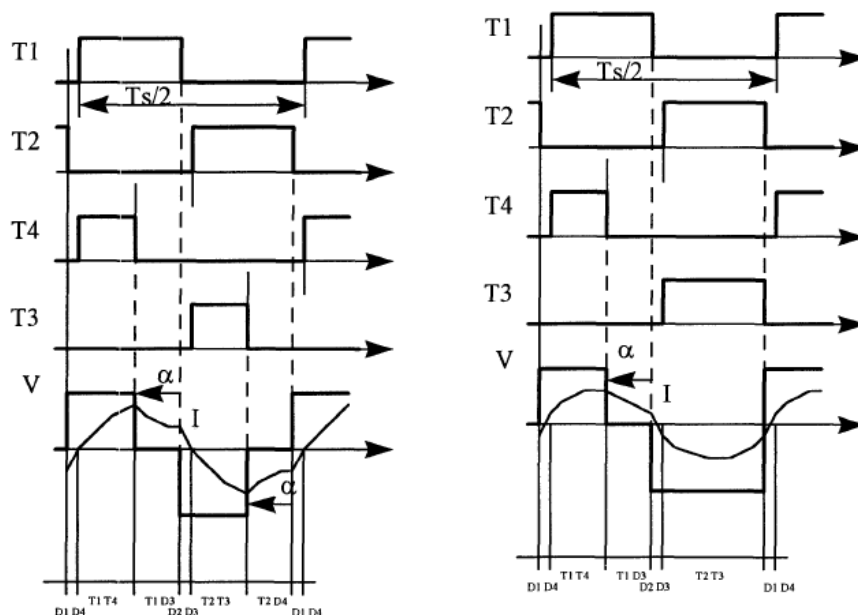


Fig.6-21. Principio di funzionamento della cancellazione unipolare della tensione [38]

La nuova strategia permette in questa maniera di estendere la zona di commutazione a tensione nulla sebbene in entrambe le tecniche la formulazione della potenza riscaldante in uscita dal convertitore rimanga la stessa e data dalla

$$P_K = V_k I_k PF_k$$

dove, per ogni armonica k:

$$V_k = \frac{V}{\pi k} \cdot \sqrt{\sin^2 k(180 - \alpha) + [2 - (-1)^k - \cos k(180 - \alpha)]^2}$$
 è il picco della tensione;

$$I_k = \frac{V_k}{Z_k}$$
 è il valore di picco della corrente dell'induttore;

$$Z_k = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$
 è l'impedenza del carico (connessione in serie di R,L e C);

$$PF_k = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$
 è il fattore di potenza.

Come si può notare dalle formulazioni precedenti, l'asimmetria della nuova tecnica unipolare rispetto a quella bipolare tuttavia include nella serie di Fourier della tensione del carico anche le armoniche pari per cui a parità dell'angolo di cancellazione della tensione α si hanno differenti valori della potenza. Per un piano di cottura ad induzione progettato per esempio per erogare 2000 W, si ha infatti per le due strategie quanto riportato nella tabella e nel grafico relativo di Fig.6-22.

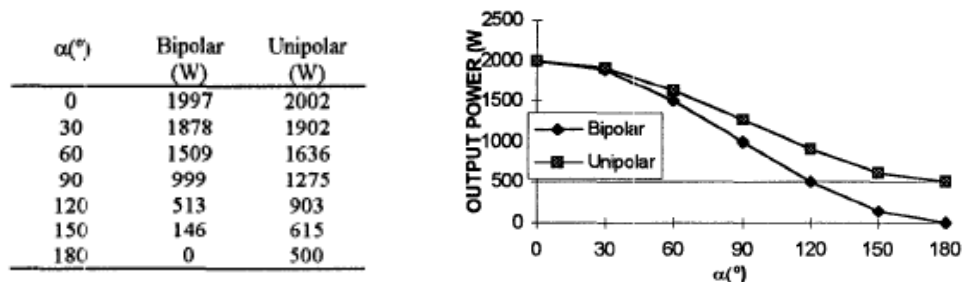


Fig.6-22. Potenza di uscita in funzione dell'angolo di cancellazione [38]

6.3.1 CANCELLAZIONE DELLA TENSIONE ASIMMETRICA AVC

Una delle tecniche di controllo utilizzate per regolare la potenza in uscita da un inverter è l'AVC (Asymmetrical Voltage Cancellation) [39]. Applicata ad una configurazione a ponte intero, essa si basa sulla modifica di una o più variabili relative all'andamento della tensione d'uscita, di forma d'onda quasi quadra e di andamento paragonabile a quello rappresentato nella figura Fig.6-23. I quattro parametri di controllo illustrati, indicati con α_+ , α_- , β e T_s , sono sostanzialmente relativi agli angoli e al periodo di commutazione.

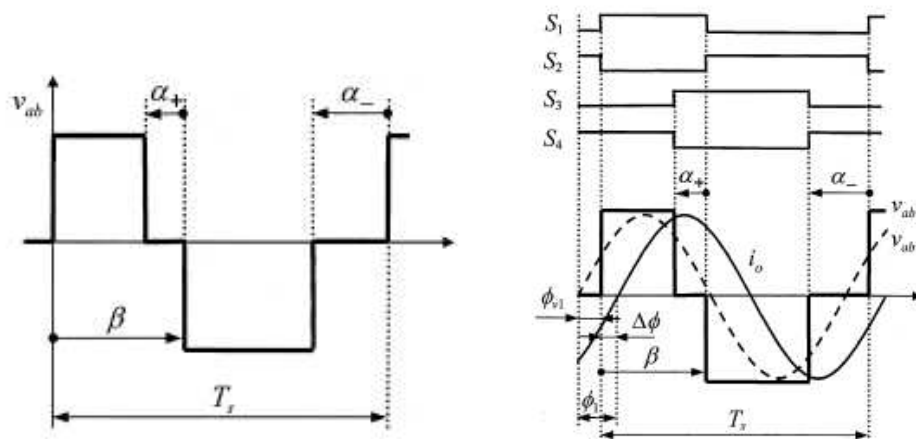


Fig.6-23. Parametri di controllo della cancellazione della tensione asimmetrica AVC [39]

Esprimendo la differenza di potenziale esistente fra i nodi posti ai capi del carico in termini della serie di Fourier

$$V_{abh} = \frac{V_i}{h\pi} \sqrt{a_h^2 + b_h^2}$$

$$\phi_{vh} = \tan^{-1} \frac{a_h}{b_h}$$

dove

$$a_h = \sin h(\beta - \alpha_+) + \sin h\beta + \sin h\alpha_-$$

$$b_h = 1 - \cos h(\beta - \alpha_+) - \cos h\beta + \cos h\alpha_-$$

si ricava la potenza media d'uscita

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{\frac{R V_{abh}^2}{2}}{R^2 + \left(h\omega_s L - \frac{1}{h\omega_s C} \right)^2} = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_{abh}^2}{2R \left[1 + Q^2 \left(h\omega_n - \frac{1}{h\omega_n} \right)^2 \right]}$$

nella quale il fattore di merito e la frequenza di commutazione normalizzata, essendo ω_s e ω_0 rispettivamente la pulsazione angolare e quella risonante, sono definite come

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} \quad \omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_0} = \omega_s \sqrt{LC}$$

Potendo poi trascurare le armoniche relative alle alte frequenze visto il tipo di filtraggio utilizzato per tutti i convertitori impiegati nella cottura ad induzione, è possibile esprimere la potenza con la seguente formula semplificata

$$P \cong \frac{V_{ab1}^2}{2R \left[1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2 \right]}$$

per cui viene considerata solo l'armonica fondamentale della corrente d'uscita che, sinusoidale per tal motivo, è data da

$$i_o(t) = I_o \sin(\omega_s t - \Delta\phi)$$

e dunque sfasata rispetto alla tensione a forma quasi quadra di un angolo $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_{v1}$ dove

$$\phi_1 = \tan^{-1} \frac{\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}}{R} = \tan^{-1} \left[Q \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right]$$

e ϕ_{v1} è la fase di ritardo della v_{ab} rispetto all'istante del passaggio per lo zero della v_{ab1} , assunto come punto iniziale.

Gli sfasamenti appena indicati, uniti a quelli relativi al controllo, danno luogo a varie modalità di funzionamento possibili tra le quali sono preferite, per motivi di efficienza complessiva del sistema, quelle in cui la commutazione avviene a perdite nulle. In particolare, dal momento che la ZVS all'accensione si ottiene in una situazione di corrente di interruttore negativa (conduzione del diodo in antiparallelo) mentre la ZCS allo spegnimento si verifica quando la stessa corrente è nulla o negativa, si possono avere le situazioni riassunte in tabella Tab.6-1, alle quali corrispondono gli andamenti illustrati nelle figure di Fig.6-24.

Tab.6-1. Condizioni possibili di commutazione dolce per i vari IGBT dell'inverter a ponte intero [39]

MODE	S_1	S_2	S_3	S_4	Condition
ZVS mode	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS	$\Delta\phi > 0$
Mixed mode I	-	ZVS/ZCS	ZVS	ZVS	$-(180^\circ - \beta) < \Delta\phi < 0$
Mixed mode II	ZCS	ZCS	ZVS	ZVS	$-\alpha < \Delta\phi < -(180^\circ - \beta)$
Mixed mode III	ZCS	ZCS	ZVS/ZCS	-	$-\alpha - (180^\circ - \beta) < \Delta\phi < -\alpha$
ZCS mode	ZCS	ZCS	ZCS	ZCS	$\Delta\phi < -\alpha - (180^\circ - \beta)$

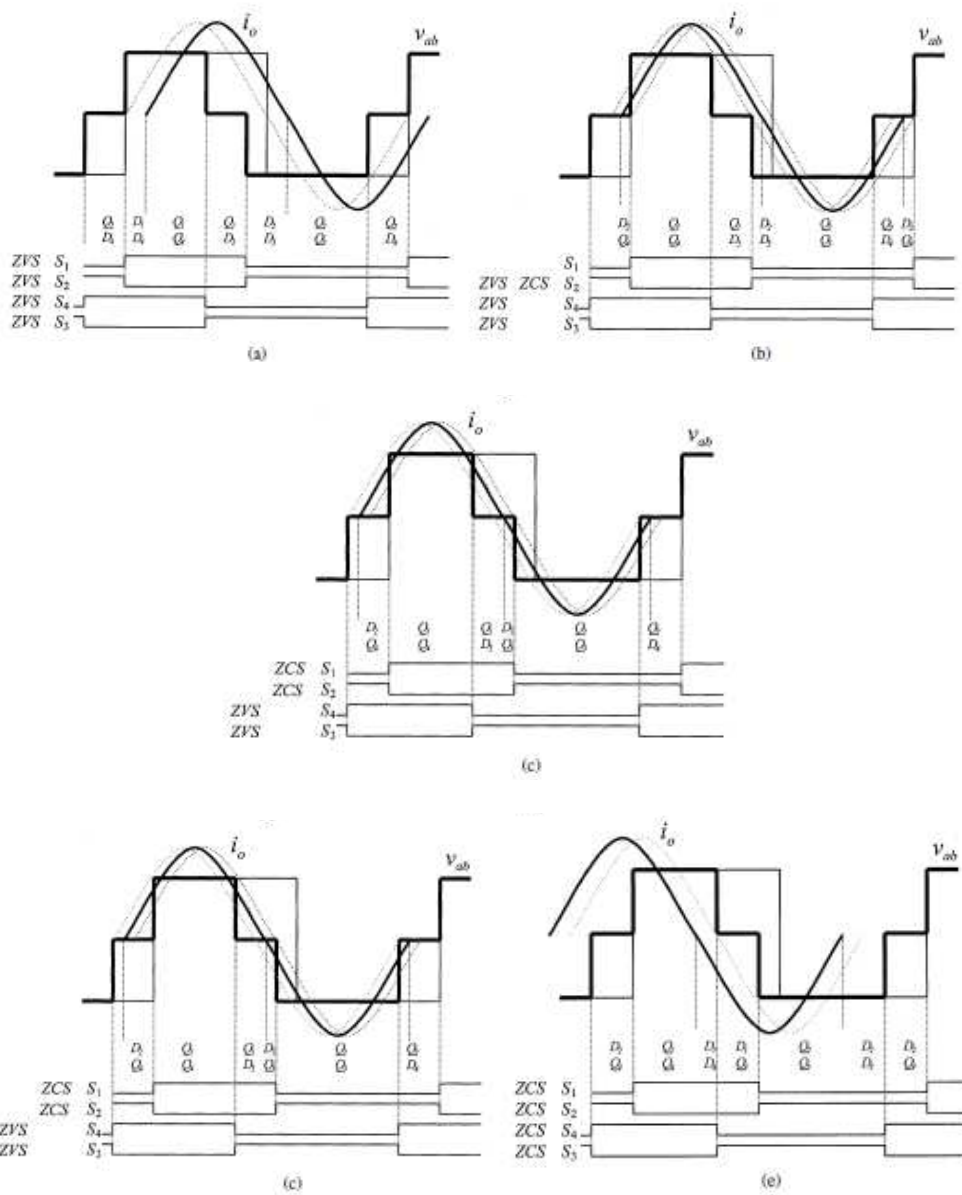


Fig.6-24. Modalità di funzionamento a commutazione dolce permesse dalla tecnica AVC [39]

La tecnica AVC permette quindi di regolare in modo accurato la potenza d'uscita e di garantire allo stesso tempo un'adeguata efficienza per ogni modalità di funzionamento. Inoltre essa permette di avere un punto di lavoro ottimo, ottenuto regolando in maniera opportuna le variabili di controllo. Adottando per esempio la strategia ZVS, per la quale deve essere verificata la condizione

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_{v1} > 0$$

è necessario intervenire aumentando ϕ_1 o ϕ_{v1} per soddisfare il precedente requisito.

La prima soluzione implica un incremento della frequenza di commutazione ma ciò non è conveniente viste le perdite aggiuntive che ne derivano dovute alla maggiore corrente necessaria per trasferire la stessa potenza. Essendo pertanto preferibile lavorare appena sopra la frequenza di risonanza si deve agire sul secondo termine e in particolare sugli angoli di controllo visto che esso è loro funzione, dal momento che si può dimostrare la validità della relazione

$$\phi_{v1} = \tan^{-1} \frac{\sin(\beta - \alpha_+) + \sin\beta + \sin\alpha_-}{1 - \cos(\beta - \alpha_-) - \cos\beta + \cos\alpha_-}$$

Rappresentando questo sfasamento per differenti valori di α_+ e α_- e per determinati β , si ottengono i seguenti diagrammi utili di Fig.6-25 per individuare la strategia di controllo ottima.

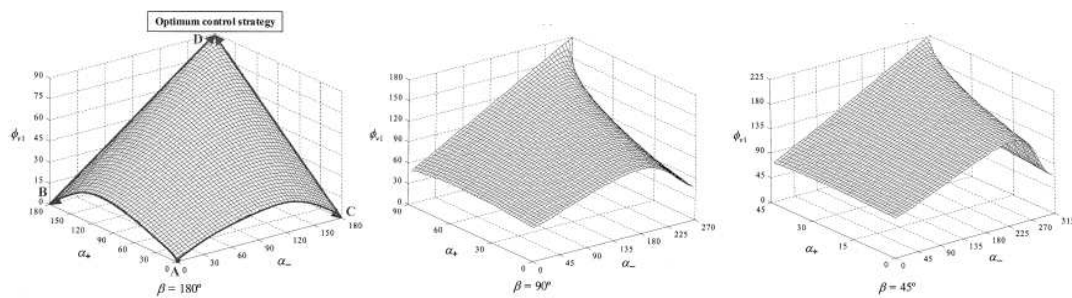


Fig.6-25. Angoli di fase in funzione dei parametri di controllo della tecnica AVC [39]

Come si può notare, la condizione migliore da adottare in modalità ZVS per ridurre $\Delta\phi$ consiste nel mantenere $\beta = 45^\circ$ e variare gli angoli rimanenti per raggiungere il punto di massimo. Ciascuna altra configurazione dà luogo infatti ad una peggiore strategia di controllo, come per esempio si può notare osservando i grafici laterale sinistro e centrale relativi rispettivamente al controllo a cambiamento di fase convenzionale PS (α_+ , α_- variabili e $\beta = 180^\circ$) e a quello a duty cycle asimmetrico ADC ($\alpha_+ = \alpha_- = 0$ e β variabile). Un ulteriore conferma di quanto appena affermato si ottiene analizzando in dettaglio le tre strategie e confrontandole sulla base di determinati criteri. A tal proposito, un elemento di confronto indispensabile da considerare è la zona di funzionamento ZVS vista l'importanza di avere un convertitore altamente efficiente.

Adottando le formule viste in precedenza relative all'armonica fondamentale della tensione ai capi del carico e alla sua fase, si ottiene quanto indicato:

$$PS \quad V_{ab1} = \frac{4V_i}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2} \quad \phi_{v1} = \frac{\alpha}{2}$$

$$ADC \quad V_{ab1} = \frac{4V_i}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2} \quad \phi_{v1} = \frac{\alpha}{2}$$

$$AVC \quad V_{ab1} = \frac{V_i}{\pi} \sqrt{10 + 6 \cos \alpha} \quad \phi_{v1} = \tan^{-1} \frac{\sin \alpha}{3 + \cos \alpha}$$

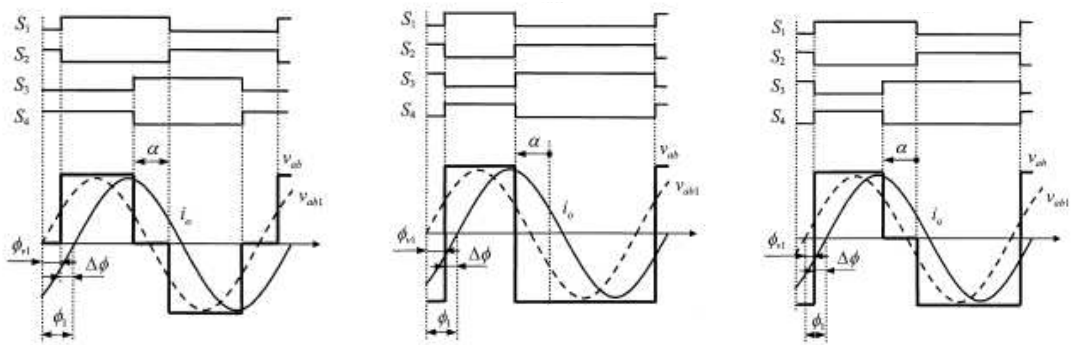


Fig.6-26. Tensione e corrente ottenute rispettivamente con le strategie PS, ADC e AVC [39]

Inserendo in seguito i valori rilevati nelle espressioni relative al ritardo di fase fra la tensione e la corrente e alla potenza in uscita normalizzata P_n , date rispettivamente dalle

$$\phi_1 = \tan^{-1} \frac{\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}}{R} = \tan^{-1} \left[Q \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right]$$

$$P_n = \frac{P}{P_{\max}} \cong \frac{V_{ab1}^2}{2R \left[1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2 \right]} P_{\max} = V_{ab1n}^2$$

si ottengono per le tecniche di controllo PS e ADC

$$\omega_n - \frac{1}{\omega_n} > \frac{\tan \frac{\alpha}{2}}{Q} \quad P_n = \cos^2 \frac{\alpha}{2}$$

e per la strategia AVC:

$$\omega_n - \frac{1}{\omega_n} > \frac{\sin \alpha}{3 + \cos \alpha} \quad P_n = \frac{5 + 3 \cos \alpha}{8}$$

Confrontando successivamente l'andamento della frequenza normalizzata in funzione dell'angolo di controllo α e della potenza d'uscita normalizzata P_n per differenti carichi, ovvero per diversi valori del fattore di qualità Q , si osserva che la tecnica AVC richiede una minore frequenza di commutazione per ottenere il principio ZVS e pertanto per ogni condizione di funzionamento essa arreca le minori perdite totali negli interruttori controllati.

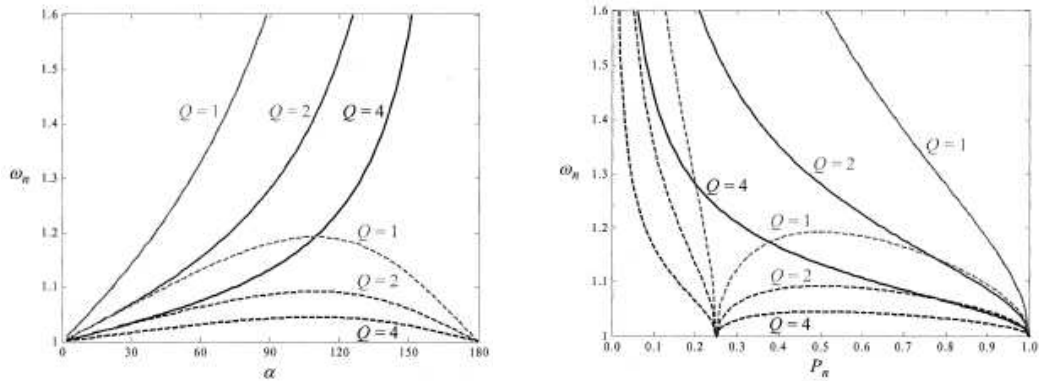


Fig.6-27. Frequenza in funzione dell'angolo di controllo e per differenti fattori di qualità [39]

L'efficienza complessiva del convertitore dunque, in conseguenza alla minore potenza dissipata dai semiconduttori, si mantiene elevata anche nei casi in cui sono da alimentare bassi carichi. La tecnica AVC pertanto, sebbene discenda o comunque sia una generalizzazione della PS e dell'ADC, presenta delle prestazioni notevolmente maggiori rispetto alle strategie tradizionali di controllo a frequenza fissa.

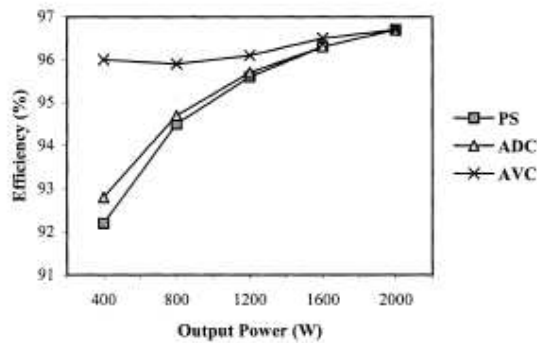


Fig.6-28. Rendimento in funzione della potenza d'uscita per le varie tecniche di controllo [39]

Alle stesse conclusioni si giunge anche considerando la distorsione armonica totale THD emessa dal convertitore, la cui minimizzazione è fondamentale visto che ad essa si riconducono fattori di un certo rilievo quali l'efficienza, la riduzione delle perdite nei componenti magnetici, il rapido riscaldamento e il controllo della temperatura. Sulla base dell'espressione relativa alla tensione d'uscita e a quelle dei coefficienti della sua serie di Fourier, si ricava infatti che il THD dipende dagli angoli di controllo.

$$\% THD = 100 \times \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2)}{(a_1^2 + b_1^2)}}$$

In particolare può essere dimostrato che la strategia di controllo ottima consiste nel mantenere β pari a 180° e variare solo gli angoli di controllo rimanenti, come si può osservare dai grafici di Fig.6-29.

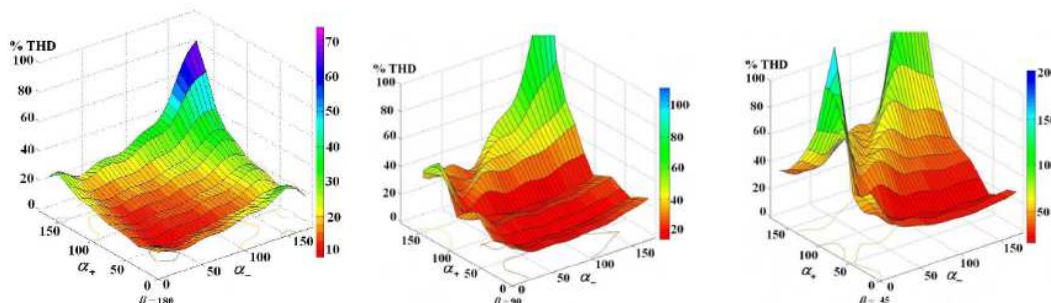


Fig.6-29. Distorsione armonica totale delle varie tecniche di controllo [40]

La tecnica di controllo che più si addice a queste caratteristiche è la cancellazione asimmetrica della tensione e ciò è confermato anche dal fatto che essa riduce maggiormente le armoniche e dunque produce un minore THD in quanto esso vale:

$$\% THD = 100 \times \sqrt{\frac{\sum_{h=1}^{\infty} [(2 \sin(h\alpha))^2 + (2 + 2 \cos(h\alpha))^2]}{h [(2 \sin \alpha)^2 + (2 + 2 \cos \alpha)^2]}} \quad \text{per la PS}$$

$$\% THD = 100 \times \sqrt{\frac{\sum_{h=1}^{\infty} [(2 \sin(h\alpha))^2 + (2 + 2 \cos(h\alpha))^2]}{h [(2 \sin \alpha)^2 + (2 + 2 \cos \alpha)^2]}} \quad \text{per la ADS}$$

$$\% THD = 100 \times \sqrt{\frac{\sum_{h=1}^{\infty} [(\sin(h\alpha))^2 + (3 + \cos(h\alpha))^2]}{h [(\sin \alpha)^2 + (3 + \cos \alpha)^2]}} \quad \text{per la AVC}$$

Inoltre, rappresentando le espressioni appena ricavate in funzione dell'angolo di controllo α e della potenza d'uscita, si osserva che l'AVC offre prestazioni notevolmente migliori rispetto alle convenzionali strategie di controllo a frequenza fissa in quanto in qualsiasi condizione di funzionamento presenta un THD sempre minore.

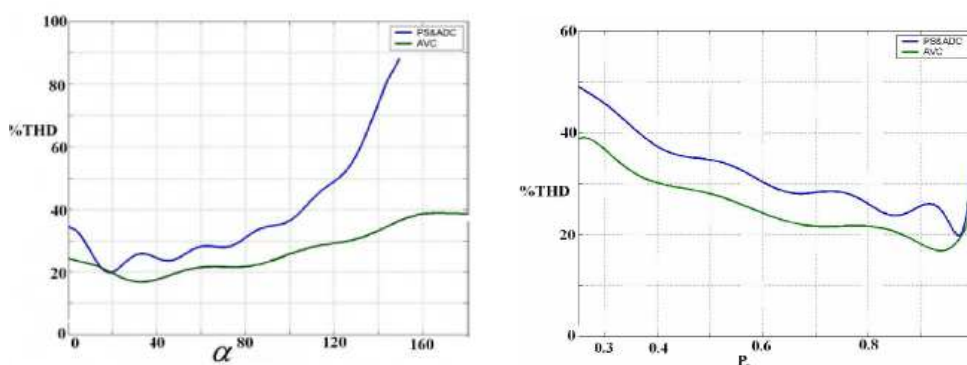


Fig.6-30. THD delle tecniche di controllo in funzione dell'angolo α e P_n [40]

6.3.2 MODALITA' DI CONTROLLO DISCONTINUO DM

La modalità di regolazione a corrente discontinua DM è una tecnica di controllo studiata per migliorare alle basse potenze le prestazioni del convertitore risonante serie a mezzo ponte. Il principio su cui è fondata questa strategia consiste nel disconnettere il carico dalla sorgente di alimentazione per una parte variabile del periodo di commutazione durante l'intervallo di tempo in cui sono spenti sia l'interruttore controllato, sia il diodo connesso ad esso in antiparallelo. Il pilotaggio dei dispositivi a semiconduttore impiegati nel circuito avviene sulla base della frequenza di commutazione f_s e dei parametri α_+ , α_- e β , come illustrato nella figura sottostante, permettendo di modulare la tensione e la corrente del carico nella maniera voluta dando luogo ciclicamente durante ogni periodo alle configurazioni circuitali A, B e C dipendenti dallo stato degli interruttori.

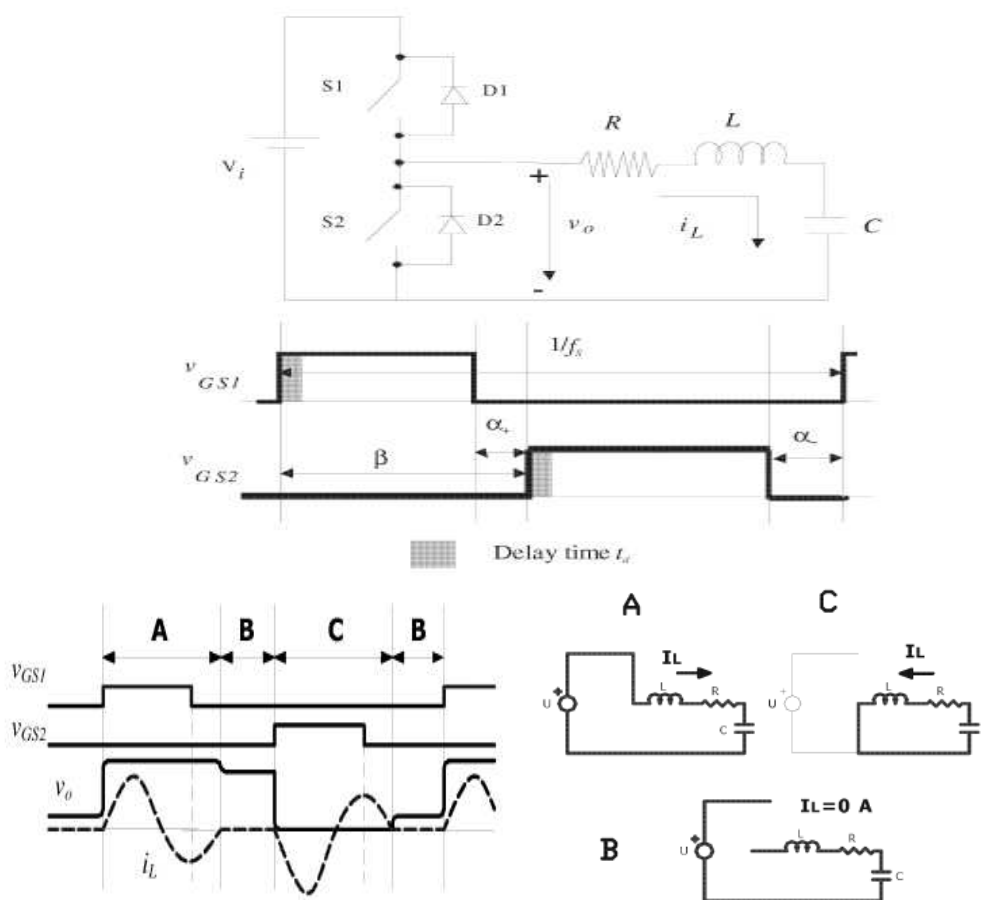


Fig.6-31. Principio di funzionamento della modalità di controllo discontinuo [41]

La tecnica di controllo, essendo simmetrica, prevede per una determinata frequenza di commutazione che β sia uguale a 180° e che per le rimanenti variabili valga la relazione

$$\alpha_+ = \alpha_- = 180 - \frac{180}{K} \cdot \frac{7}{2} \quad \text{con} \quad K = \frac{f_{no}}{f_s}$$

dove si è indicato con K il rapporto fra la pulsazione naturale e quella di lavoro.

In particolare la regolazione della potenza d'uscita avviene intervenendo sulla durata delle due fasi B presenti nel periodo durante le quali il circuito si trova in una fase morta. Durante esse infatti la corrente i_L è nulla mentre la tensione d'uscita v_0 è alternativamente maggiore e minore della tensione di alimentazione dimezzata a seconda del dispositivo di commutazione che ha condotto nella fase precedente.

Non potendo effettuare un'analisi nel dominio della frequenza dato che il particolare principio di funzionamento prevede una fase in cui l'impedenza del carico è disconnessa dalla sorgente pulsante, si deve adottare per la valutazione della potenza riscaldante un metodo elaborato nel dominio del tempo. A differenza dei metodi tradizionali pertanto non è possibile esprimere la corrente nel carico o comunque qualsiasi altra grandezza elettrica attraverso la serie di Fourier, per cui l'unica alternativa è quella di analizzare il circuito mediante equazioni differenziali. In particolare si può dimostrare che ai capi del condensatore C vi è una differenza di potenziale

$$LC \frac{d^2 v_c}{dt^2} + RC \frac{dv_c}{dt} + v_c = V_0$$

dove V_0 è la tensione d'uscita e la cui soluzione, per i carichi soddisfacenti la condizione $(RC)^2 - 4LC < 0$, è data dalla:

$$v_c = V_0 + \frac{e^{-St}}{\omega_{no}} \left[(V_{C0} - V_0) \cdot (\omega_{no} \cos(\omega_{no} t) + S \sin(\omega_{no} t)) + \frac{I_{L0}}{C} \sin(\omega_{no} t) \right]$$

nella quale S e ω_{no} sono parametri caratteristici del carico definiti rispettivamente come

$$S = \frac{R}{2L} \quad \omega_{no} = \sqrt{\frac{1}{LC} - S^2}$$

e dove I_{L0} e V_{C0} sono le condizioni iniziali della corrente dell'induttore L e della tensione ai capi di C. Essendo poi in generale valida la relazione

$$i_c = i_L = C \frac{dv_c}{dt}$$

si ottiene l'espressione del flusso di elettroni circolanti attraverso L, data da

$$i_L = \frac{e^{-St}}{\omega_{no}} \left[I_{L0} (\omega_{no} \cos(\omega_{no} t) - S \sin(\omega_{no} t)) + \frac{(V_0 - V_{C0})}{L} \sin(\omega_{no} t) \right]$$

Sulla base delle considerazioni e delle relazioni appena ricavate, è possibile esprimere poi la potenza d'uscita calcolata nella configurazione A del circuito come

$$P = U \frac{(U - V_{CEC})}{L \omega_n} f_s \int_0^{2\pi/\omega_{no}} e^{-St} \sin(\omega_{no} t) dt$$

nella quale per il termine V_{CEC} , non essendo noto, può essere applicata la relazione

$$V_{CEC} = U - V_{CEA} = U - \frac{U}{1 + e^{-2\pi S / \omega_{no}}}$$

dedotta dalle espressioni relative alla tensione presente ai capi del condensatore rispettivamente al termine delle fasi A e C, date da

$$V_{CA} = e^{-2\pi S / \omega_{no}} (V_{CC} - U) + U$$

$$V_{CC} = e^{-2\pi S / \omega_{no}} V_{CA}$$

e dall'equazione

$$V_{CEA} = \frac{U}{1 + e^{-2\pi S / \omega_{no}}}$$

ottenuta eseguendo il limite per $N \rightarrow \infty$ della serie geometrica

$$\begin{aligned} V_{CNA} &= \frac{U}{2} e^{-N S t} + U + \sum_{m=1}^{N-1/2} U (e^{-S t})^{2m} - \sum_{m=1}^{N+1/2} U (e^{-S t})^{2m-1} = \\ &= U - \frac{U}{2} e^{-N S t} + \left(1 - \frac{1}{e^{-S t}}\right) \left(\frac{U e^{-2 S t} - U (e^{-2 S t})^{N+1/2}}{1 - e^{-2 S t}} \right) \end{aligned}$$

relativa al valore della tensione al termine della configurazione A e ottenuta con n iterazioni.

Inserendo infine nella precedente espressione della potenza d'uscita la relazione del termine V_{CEC} , si ricava la

$$P = U \frac{(U - V_{CEC})}{L} f_s \frac{(1 - e^{-2\pi S / \omega_{no}})}{S^2 + \omega_{no}^2} = C U^2 f_s \tanh\left(\frac{\pi S}{\omega_{no}}\right)$$

nella quale si nota che essa dipende dal valore del condensatore di risonanza, dal quadrato della tensione in ingresso, dalla frequenza di commutazione e dalla tangente iperbolica dei parametri caratteristici del circuito. L'andamento di P con la tecnica di controllo DM è pertanto lineare con la frequenza di funzionamento, come si può osservare dal grafico di Fig.6-32.

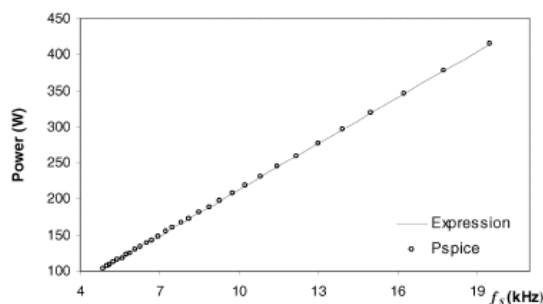


Fig.6-32. Andamento della potenza in funzione della frequenza con la tecnica di controllo DM [41]

Si possono inoltre ottenere le espressioni della corrente dell'induttore e della tensione ai capi del condensatore inserendo le condizioni iniziali incontrate durante il procedimento effettuato per ricavare la potenza d'uscita, ottenendo per le configurazioni A e C le seguenti relazioni:

$$i_{LA} = -i_{LC} = \frac{e^{-St}}{L\omega_{no}} \frac{U}{1 + e^{-2\pi S/\omega_{no}}} \sin(\omega_{no}t)$$

$$v_{CC} = \frac{e^{-St}}{\omega_{no}} \frac{U}{1 + e^{-2\pi S/\omega_{no}}} [\omega_{no} \cos(\omega_{no}t) + S \sin(\omega_{no}t)]$$

$$v_{CA} = U - \frac{e^{-St}}{\omega_{no}} \frac{U}{1 + e^{-2\pi S/\omega_{no}}} [\omega_{no} \cos(\omega_{no}t) + S \sin(\omega_{no}t)]$$

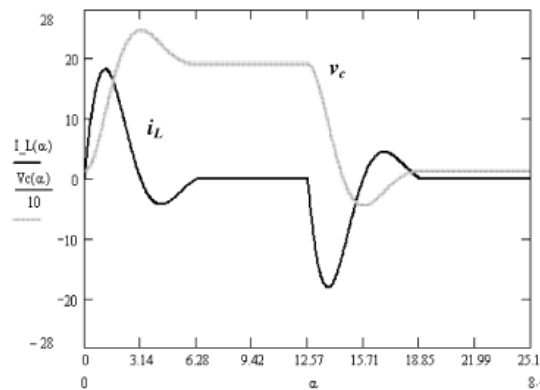


Fig.6-33. Corrente dell'induttore e tensione ai capi del condensatore ottenute con il controllo DM [41]

Il principio di funzionamento del metodo DM permette, da un punto di vista del rendimento, di oltrepassare i limiti, dovuti alle elevate perdite di commutazione, tipici delle tecniche classiche a onda quadra SW e a duty cycle asimmetrico ADC. A basse potenze infatti, mentre l'efficienza della SW e della ADC cala bruscamente, quella della DM si mantiene pressoché a valori costanti e ciò è dovuto al fatto che questo metodo presenta una frequenza di commutazione minore rispetto agli altri controlli, al quale si aggiungono le ottime condizioni di accensione ZCS derivanti dalla modalità discontinua. A parità di prestazioni simili in aspetti quali gli stress dei semiconduttori, il bilancio delle perdite nei congegni o i valori della massima corrente dell'induttore e della tensione del condensatore, il metodo a corrente discontinua è pertanto preferibile rispetto agli altri, specialmente alle basse potenze.

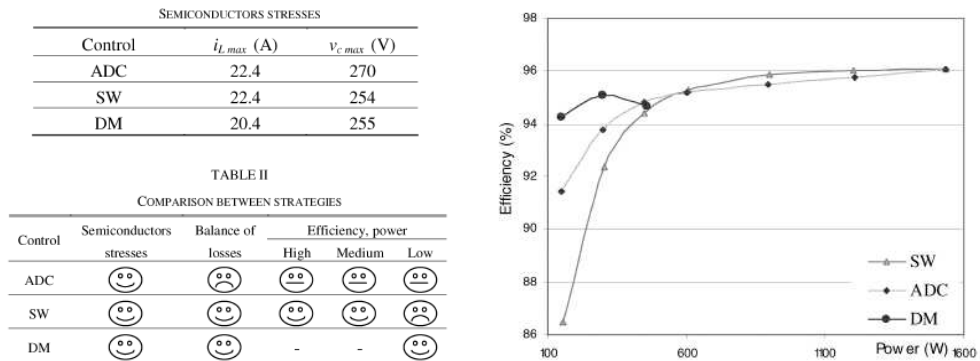


Fig.6-34. Confronto fra le strategie di controllo SW, ADC e DM [41]

6.4 ALTRE TECNICHE DI CONTROLLO

La versatilità degli interruttori controllati e il continuo aumento delle loro prestazioni stanno permettendo di attuare delle tecniche di controllo alternative a quelle tipicamente usate nelle applicazioni a riscaldamento a induzione domestico. Le nuove strategie sorte di recente, unite alla spinta a cercarne di nuove, nascono dalla necessità di ottimizzare il funzionamento dei convertitori in modo da renderli adatti ad estreme variazioni di carico. In alcuni casi l'algoritmo di controllo o il desiderio di soddisfare determinate esigenze o particolari normative hanno addirittura portato a sconvolgere le topologie utilizzate normalmente, inserendo all'interno del circuito alcuni componenti elettrici aventi solo il compito di assolvere a specifiche funzioni.

6.4.1 ALGORITMI DI CONTROLLO A MASSIMA FREQUENZA FISSATA (MFF) E A LIVELLO FISSO (LF)

Gli algoritmi a massima frequenza fissata MFF e a livello fisso LF derivano dalla combinazione delle strategie di controllo classiche a onda quadra (SW), a duty cycle asimmetrico (ADC) e a modulazione a densità di impulsi (PDM). Le nuove tecniche nascono dalla limitazione di quelle tradizionali derivanti dal fatto che esse non riescono a fornire prestazioni ottimali per svariati livelli di carico. La SW e l'ADC non sono infatti adatte per le basse potenze a causa della elevata frequenza di commutazione da loro richiesta mentre la PDM oltre i 500 W presenta un brusco calo dell'efficienza.

Tab.6-2. Confronto fra strategie di controllo utilizzate per regolare la potenza di una singola piastra

STRATEGIA DI CONTROLLO	PARAMETRI	RANGE DI APPLICAZIONE DELLA POTENZA [W]	
		MINIMA	MASSIMA
ONDA QUADRA (SW)	f_s	500	3000
DUTY CYCLE ASIMMETRICO (ADC)	f_s, D	500	3000
MODULAZIONE A DENSITA' DI IMPULSI (PDM)	f_s, D, T, ton	50	500

La possibilità di poter scegliere l'una o l'altra strategia a seconda del carico richiesto è la ragione per cui sono state ideate la MFF e la LF. Sostanzialmente sono quindi dei metodi che permettono la transizione dalla SW (o ADC) alla PDM e viceversa.

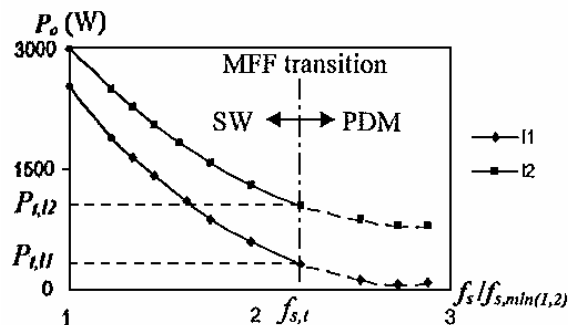


Fig.6-35. Strategia di transizione dell'algoritmo MFF [36]

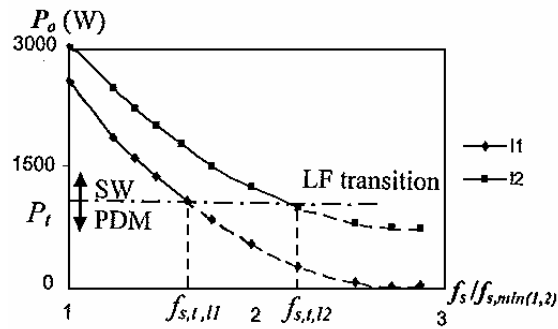


Fig.6-36. Strategia di transizione dell'algoritmo LF [36]

In particolare l'MFF attua il passaggio al raggiungimento di una determinata frequenza di commutazione indipendentemente dal livello di potenza d'uscita mentre la LF, sebbene sia basata sullo stesso principio, effettua il cambiamento nel momento in cui viene raggiunta una potenza prefissata. Il primo algoritmo per sua natura minimizza pertanto l'uso della tecnica a onda quadra mentre il secondo rende più facile la modulazione a densità di impulsi. Entrambi i metodi impongono tuttavia delle brusche variazioni ai parametri di controllo, per cui, allo scopo di stabilire le loro prestazioni, sono stati fissati dei parametri

- ▲ frequenza di transizione per il metodo MFF pari a 75 kHz;
- ▲ potenza d'uscita per il metodo LF pari a 750 W;
- ▲ frequenza minima pari a 20 kHz per evitare rumorose emissioni acustiche

e sono stati adottati i seguenti criteri di confronto:

- ▲ bilancio di potenza;
- ▲ prestazioni per l'utente;
- ▲ emissioni di flicker;
- ▲ efficienza.

I risultati ottenuti e riassunti nei grafici di Fig.6-35 e Fig.6-36 nei quali vengono mostrate le caratteristiche della potenza in funzione della frequenza di commutazione e del rapporto di intermittenza ottenute per entrambe le modalità per tre differenti carichi, evidenziano che l'algoritmo MFF usa la stessa f_s di transizione massimizzando quindi l'uso della tecnica a onda quadra e di conseguenza fornendo un migliore comportamento agli occhi dell'utente. Con la MFF non si registrano infatti impulsi di bollitura e le fastidiose emissioni flicker vengono minimizzate dal momento che le commutazioni avvengono a bassa potenza. Per contro la LF è caratterizzata da una elevata efficienza anche per bassi carichi, come si può vedere dai grafici di Fig.6-37, e ciò è dovuto alle sue basse frequenze di transizione.

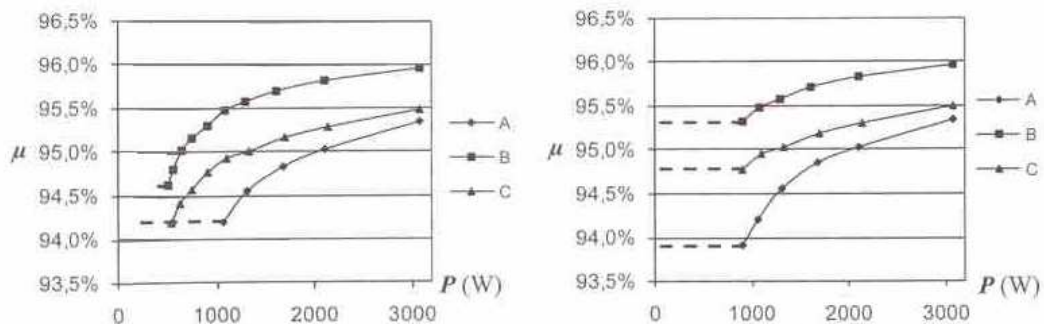


Fig.6-37. Efficienza degli algoritmi MFF e LF per tre carichi differenti [36]

6.4.2 STRATEGIA DI CONTROLLO APWM BASATA SU FPGA

La modulazione a larghezza d'impulso asimmetrica APWM con una strategia di controllo a inseguimento della frequenza è una tecnica di regolazione della potenza in uscita da un convertitore a mezzo ponte risonante serie. Il suo principio di funzionamento viene implementato in genere su un controllore digitale inserito all'interno del FPGA, un sistema formato da due circuiti chiusi impiegati per effettuare il controllo a inseguimento della frequenza (PLL) e per variare il duty cycle necessario per regolare la potenza d'uscita (PI).

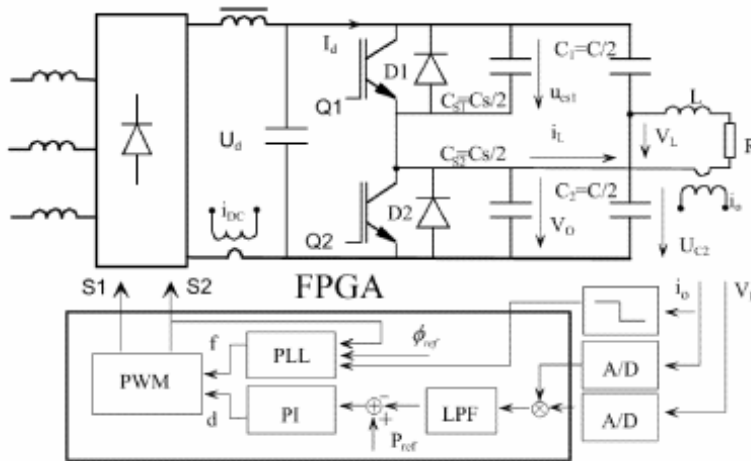


Fig.6-38. Schema di un inverter a mezzo ponte e della sua scheda di controllo FPGA [42]

Il circuito PLL, analizzato nel paragrafo iniziale, ha la funzione di regolare la frequenza di funzionamento durante l'intero processo di cottura in modo da mantenerla prossima a quella di risonanza, variabile dal momento che essa dipende dai parametri effettivi della resistenza e dell'induttanza equivalente del carico che a loro volta cambiano con la temperatura e con altri parametri. In altri termini il PLL ha il compito di mantenere il fattore di potenza vicino all'unità indipendentemente dalle variazioni del carico. Il blocco fornisce il valore della frequenza direttamente al modulatore a larghezza d'impulso PWM dopo aver elaborato le informazioni ricevute dalla fase di riferimento, dall'uscita dello stesso PWM e dal segnale tradotto dalla corrente di carico. Il circuito PI è invece un semplice controllore proporzionale integrato dedicato solamente a fornire al PWM il valore del duty cycle necessario per pilotare gli interruttori controllati. Esso riceve in ingresso il segnale risultante dal confronto fra quello della potenza di riferimento e quello mediato nel periodo uscente dal filtro digitale LPF ed elaborato a partire dal prodotto fra la tensione e la corrente rilevati ai capi del carico e opportunamente trasformati. In questo modo il convertitore si adatta alle varie potenze richieste e ai cambiamenti delle condizioni di lavoro. Il suo funzionamento si svolge in quattro differenti fasi e precisamente:

FASE 1 ($t_1 \leq t \leq t_2$): Come fase di riferimento iniziale si prende la situazione in cui il diodo D_1 è in conduzione, per cui esso permette all'interruttore controllato Q_1 posto in antiparallelo di accendersi a tensione nulla (ZVS) all'annullarsi della corrente circolante attraverso esso.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_{c_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{c_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_d$$

FASE 2 ($t_2 \leq t \leq t_3$): La fase successiva ha inizio nell'istante in cui Q_1 viene spento per cui l'unica corrente esistente è quella che fluisce dal condensatore C_{S2} verso C_{S1} , scaricando il primo. Tale operazione si deve concludere entro l'accensione dell'interruttore controllato Q_2 per assicurare che la transizione avvenga sotto ZVS. In tale fase si ha

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_{c_2}}{dt} \\ \frac{du_{c_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -1 & -1 \\ L & L & L \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{c_2} \\ u_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_d$$

FASE 3 ($t_3 \leq t \leq t_4$): La terza fase è duale alla fase iniziale per cui ora il diodo D_2 è in conduzione per permettere a Q_2 di accendersi a tensione nulla (ZVS) una volta che il si annulla. L'equazione di stato del circuito in questa fase è data da:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_{c_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -1 \\ L & L \\ \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{c_2} \end{bmatrix}$$

FASE 4 ($t_4 \leq t \leq t_5$): L'ultima fase ha luogo con lo spegnimento di Q_2 e in questo periodo la corrente del carico carica C_{S2} e scarica C_{S1} , in maniera opposta a quanto accadeva nella seconda fase. Sebbene vi sia un flusso di elettroni in direzione opposta, le due fasi sono comunque descritte dalla stessa equazione di stato.

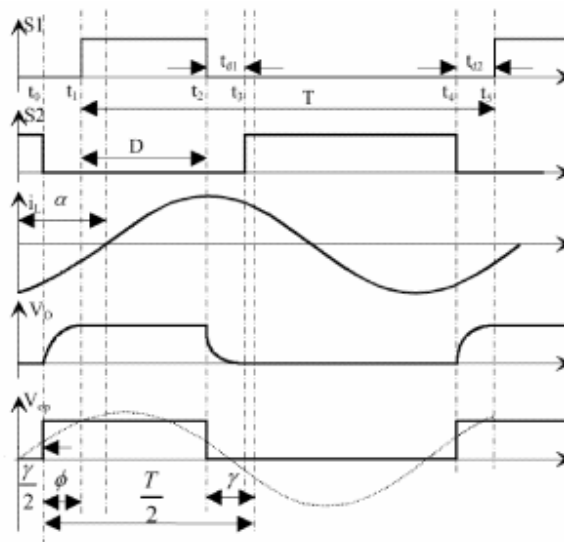


Fig.6-39. Forme d'onda di un inverter a mezzo ponte e della sua scheda di controllo FPGA utilizzato per l'implementazione della strategia di controllo APWM [42]

Risolvendo le relazioni ricavate nelle varie fasi, si ottengono per il metodo le caratteristiche della potenza d'uscita e delle correnti di spegnimento e medie degli interruttori.

6.4.2.1 CARATTERISTICHE DELLA POTENZA D'USCITA

Il metodo di controllo, indifferentemente dalla fase impostata nel PLL, permette di regolare la potenza d'uscita P intervenendo sul duty cycle e raggiunge i massimi valori solo intorno ad una determinata frequenza di commutazione. A valori maggiori di questo parametro infatti P subisce un notevole calo, come illustrato nei grafici di Fig.6-40. Si nota anche che rispetto alle tecniche con controllo a frequenza variabile il nuovo metodo è caratterizzato da prestazioni minori, qualsiasi sia la fase φ impostata nel circuito PLL. Da tale coefficiente dipende anche il campo di variazione della frequenza di commutazione e quindi l'efficienza del convertitore, la quale raggiunge valori elevati man mano che φ diminuisce.

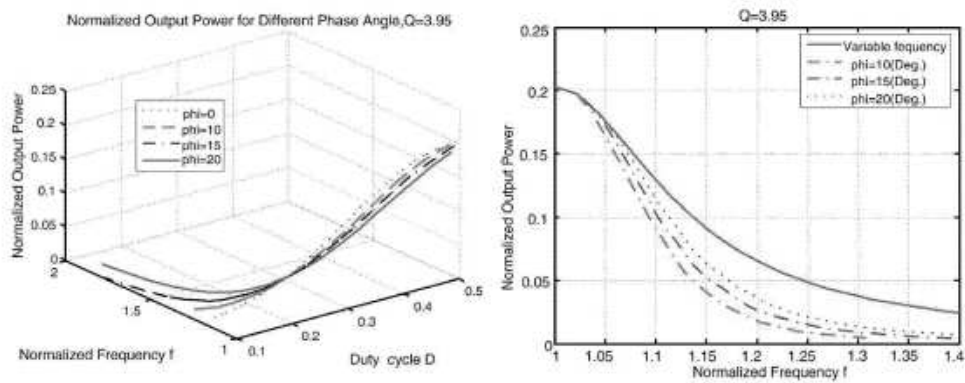


Fig.6-40. Potenza in funzione della frequenza e del duty cycle ottenuta con la strategia APWM [42]

6.4.2.2 CORRENTE DI SPEGNIMENTO DEGLI INTERRUTTORI

La corrente di spegnimento degli interruttori è un importante parametro di valutazione di un metodo di controllo in quanto permette di stimare le perdite legate a questa fase e il tempo morto. In particolare, nella strategia esaminata, il dispositivo a semiconduttore superiore è maggiormente sollecitato a parità di potenza d'uscita per cui durante questa fase avviene in esso una maggiore dissipazione. In questa analisi tuttavia è molto influente il valore della fase impostata nel PLL, come si può osservare dalle figure di Fig.6-41.

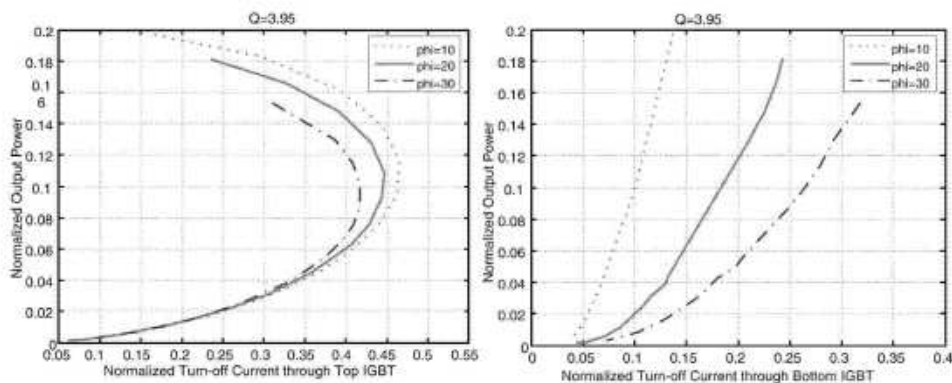


Fig.6-41. Corrente di spegnimento degli interruttori ottenuta con la strategia di controllo APWM [42]

6.4.2.3 CORRENTE MEDIA ATTRAVERSO GLI INTERRUTTORI

La corrente media degli interruttori è usata per calcolare la perdita di conduzione e scegliere il dimensionamento dei componenti. Dal confronto delle figure di Fig.6-42, relative ai due interruttori controllabili dell'inverter in esame, si nota che a parità di potenza d'uscita il gruppo inferiore apporta al sistema una maggiore perdita di conduzione in quanto è attraversato da un maggior flusso medio di elettroni. Analogamente al punto precedente la fase impostata ha un ruolo determinante.

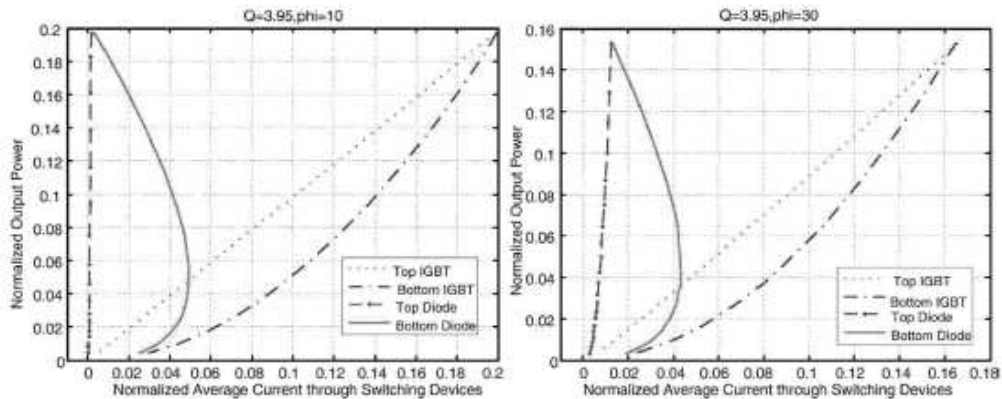


Fig.6-42. Corrente media attraverso gli interruttori ottenuta con la strategia di controllo APWM [42]

6.4.3 INVERTER A PONTE INTERO CON CONTROLLO PFC A CORRENTE DISCONTINUA

Un convertitore dotato di ottime caratteristiche di controllo è l'inverter ZVZCS PWM ad elevata frequenza con funzione PFC (Power Factor Correction) [43]. Costituito da due zone a differente funzionamento opportunamente relazionate tra loro attraverso il condensatore di appianamento C_0 , esso permette infatti di regolare in vari modi la potenza in uscita e allo stesso tempo di correggere il fattore di potenza dell'intero sistema.

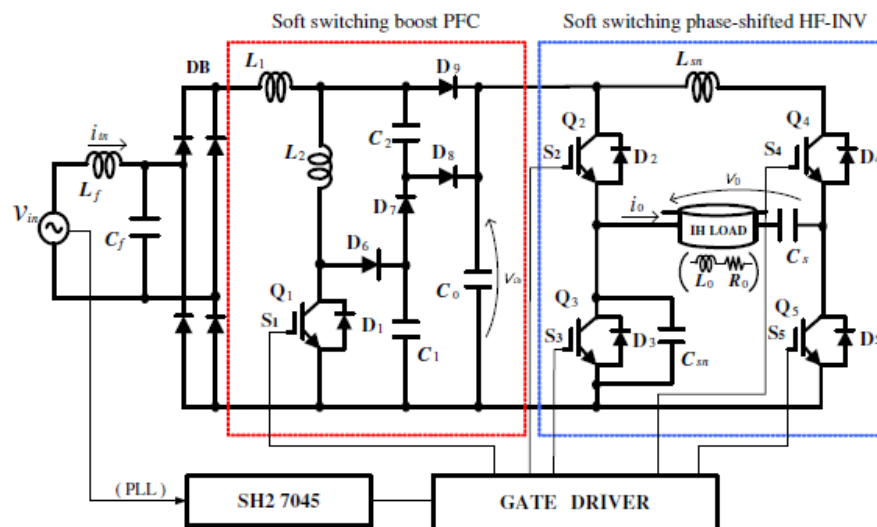


Fig.6-43. Schema circuitale di un inverter a ponte intero con controllo PFC a corrente continua [43]

La configurazione circuitale del convertitore, illustrata in figura Fig.6-43, si suddivide dunque in due zone distinte e precisamente in un chopper elevatore di tensione a commutazione dolce e in un inverter a ponte intero con controllo PWM a gambe ZCS e ZVS. Lo stadio di elevazione, posto immediatamente a valle del ponte raddrizzatore, è formato sostanzialmente da un induttore elevatore L_1 , da un congegno di commutazione Q_1 costituito dall'interruttore controllato S_1 e dal diodo D_1 , da alcuni diodi (D_6 , D_7 , D_8 e D_9) e da un dispositivo smorzatore composto da un induttore L_2 e da due condensatori C_1 e C_2 . A valle di tutti questi componenti vi è poi il già citato condensatore di appianamento C_0 progettato per eliminare le componenti a bassa frequenza della corrente circolante all'interno della bobina di eccitazione. L'inverter vero e proprio a ponte intero comprende invece gli interruttori controllati Q_2 , Q_3 , Q_4 e Q_5 e i rispettivi componenti di protezione C_{sn} e L_{sn} . A questi elementi si aggiunge il carico induttivo con la sua bobina, descritto nella maniera usuale con la sua resistenza R_0 e induttanza equivalenti L_0 , connessi in serie al condensatore di compensazione C_s .

6.4.3.1 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELLO STADIO CONVERTITORE ELEVATORE PFC

Il sistema posto appena a valle del raddrizzatore svolge sostanzialmente la funzione sia di correzione del fattore di potenza dell'intero convertitore mediante una strategia a corrente discontinua DCM, sia di regolazione della potenza d'uscita mediante l'elevazione della tensione intermedia V_c .

Il suo principio di funzionamento si esplica in 10 intervalli durante ogni periodo di commutazione come illustrato nella figura Fig.6-44, dalla quale si può notare che l'interruttore controllato si accende e si spegne rispettivamente in modalità ZCS e ZVS per la presenza dell'induttore e del condensatore di smorzamento L_2 e C_1 . Sebbene utile in una logica di regolazione della potenza riscaldante, lo scopo di questo stadio è comunque principalmente quello di correggere il PF in modo da mantenerlo a valori prossimi all'unità. In pratica si controlla la corrente dell'induttore elevatore i_{L_1} mediante il DCM effettuato con un duty cycle D costante. La tecnica di controllo consiste nell'iniettare la terza armonica a fase invertita nel segnale modulato della fondamentale dell'interruttore controllato S_1 per cancellarne le terze armoniche in modo da ridurne la corrispondente distorsione armonica.

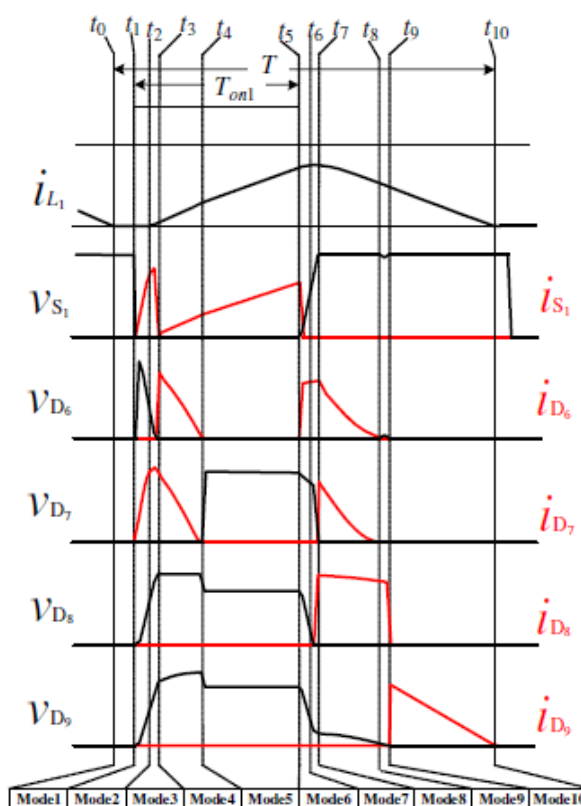


Fig.6-44. Forme d'onda dello stadio PFC durante le varie fasi [43]

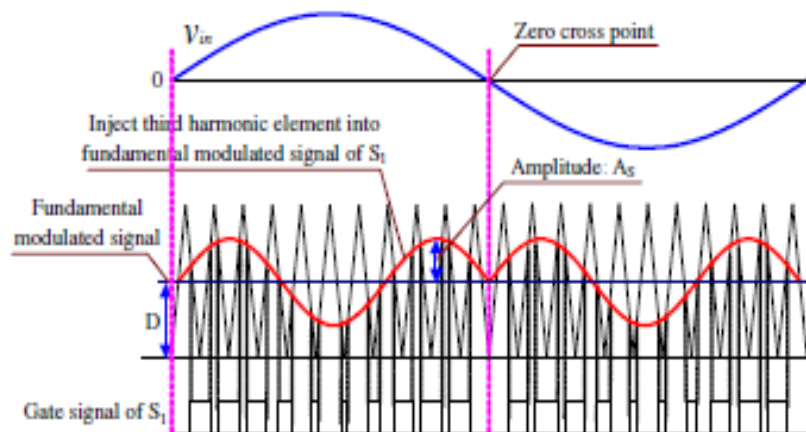


Fig.6-45. Modulazione dello stadio convertitore elevatore PFC [43]

L'obiettivo viene raggiunto semplicemente utilizzando un circuito PLL al quale viene inviato in ingresso un segnale da un sensore necessario per rilevare l'istante del passaggio per lo zero della tensione della rete di alimentazione. Con il PLL è inoltre possibile regolare l'ampiezza della corrente di terza armonica iniettata, data da

$$\alpha = \frac{i_{th} - i_{ta}}{i_f}$$

dove

- ▲ i_f è l'armonica fondamentale della corrente;
- ▲ i_{th} è la terza armonica;
- ▲ i_{ta} è il valore obiettivo dell'elemento di terza armonica.

La validità della tecnica può essere verificata osservando le figure sottostanti relative al grado di distorsione armonica della corrente presente rispettivamente prima e dopo l'inserimento del circuito di controllo. In particolare è possibile notare che la tecnica PFC consente di portare il THD del convertitore all'interno dei valori limite consentiti dalla IEC61000-3-2 (Fig.6-46).

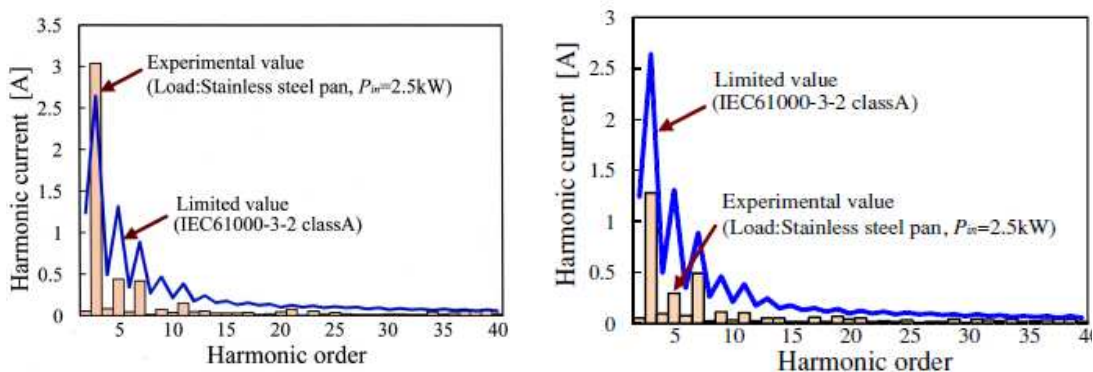


Fig.6-46. Grado di distorsione armonica prima e dopo l'inserimento del circuito di controllo [43]

6.4.3.2 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO STADIO DI INVERTER CON CONTROLLO A CAMBIAMENTO DI FASE

Analogamente al precedente stadio, il funzionamento dell'inverter presenta 10 fasi durante le quali gli interruttori controllati Q_2 e Q_3 nel ramo della corrente in ritardo operano con un'accensione ZVZCS e con uno spegnimento ZVS grazie al condensatore C_{sn} mentre quelli nel ramo con la corrente in anticipo si accendono con principio ZCS mediante l'induttore L_{sn} e si spengono con modalità ZVZCS. Ciò consente, in concomitanza con l'utilizzo di numerosi componenti elettrici necessari per attenuare i picchi di corrente, di ridurre notevolmente le perdite di commutazione e migliorare nel contempo l'efficienza complessiva del convertitore. La potenza erogata viene poi regolata con l'angolo di taglio della fase. La sua influenza permette infatti di agire sulla potenza in ingresso P_{in} allo stesso modo del duty cycle D con il quale viene controllata la corrente nell'induttore elevatore posizionato direttamente a valle del raddrizzatore.

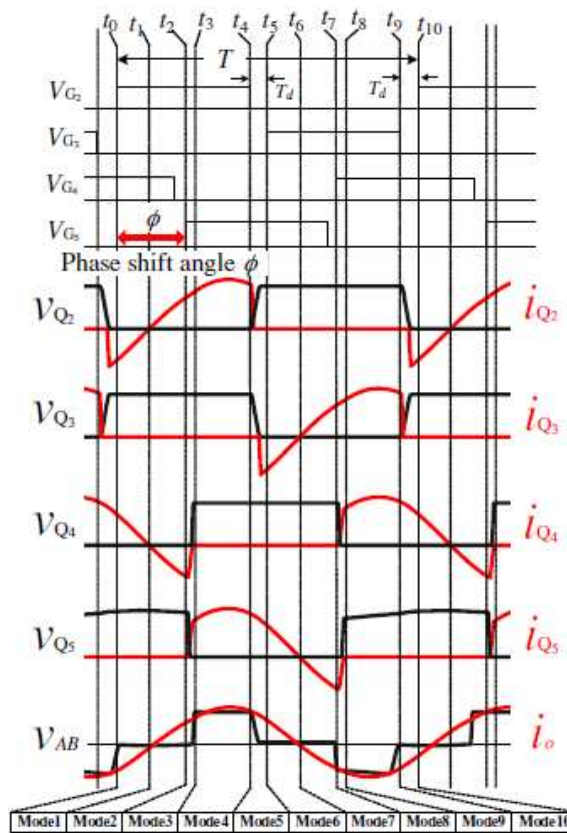


Fig.6-47. Forme d'onda dell'inverter durante le varie fasi [43]

Le caratteristiche della potenza P_{in} e del rendimento ottenute con questo inverter e illustrate nelle figure di Fig.6-48 per due carichi di differenti materiali, evidenziano poi l'elevato range del controllo permesso da questo sistema. Dalla figura di sinistra si può osservare infine la minore variazione di potenza che si ha nel caso in cui viene impiegato per la pentola un materiale non magnetico come il rame, dovuta alla minore portata della corrente dell'avvolgimento di eccitazione.

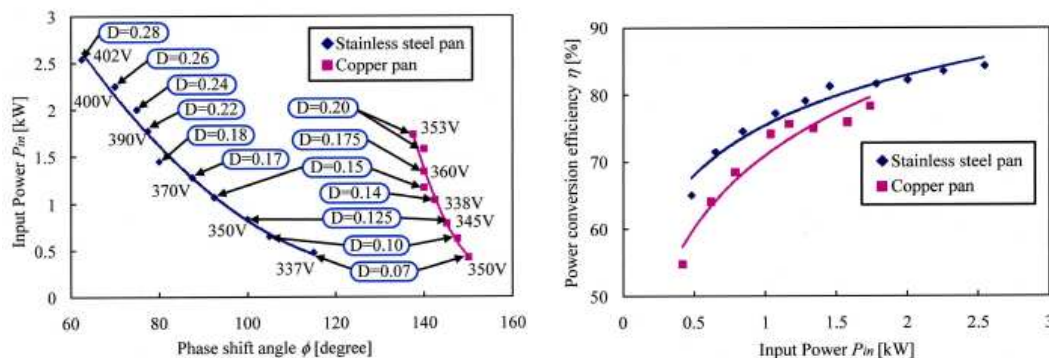


Fig.6-48. Forme d'onda dello stadio PFC durante le varie fasi [43]

CAP: 7 PROGETTAZIONE E SVILUPPI FUTURI

Il piano di cottura ad induzione è un apparecchio realizzato per riscaldare gli alimenti e può essere essenzialmente considerato come il risultato dell'applicazione dell'elettronica di potenza al campo della cottura. Innovativo rispetto ai tradizionali metodi, esso è fortemente competitivo grazie ai recenti sviluppi degli interruttori controllati e dei relativi moduli di controllo e di pilotaggio, il cui continuo miglioramento delle prestazioni si ripercuote in maniera positiva sui fornelli, tenendo particolarmente viva la loro progettazione. Il miglioramento di questi dispositivi ha portato infatti ad un certo numero di differenti progetti di convertitori, dei quali i più comuni sono gli inverter risonante serie ZVS, ed ha permesso in pochi anni di sviluppare in maniera efficace la relativa tecnologia e di risolvere numerosi ostacoli, legati soprattutto al materiale con cui sono realizzate le pentole. Oltre ai soliti prerequisiti progettuali quali la riduzione delle dimensioni, dei costi, degli stress di commutazione, etc. gli sviluppi tecnici odierni riguardano il miglioramento delle applicazioni e l'introduzione di nuove funzioni. Nel campo del controllo, dato che in un interruttore di potenza la velocità di commutazione e le perdite di conduzione dipendono dal modo con il quale esso viene comandato, si stanno realizzando circuiti di pilotaggio sempre più spinti in grado di ottimizzare ogni fase del processo di cottura. A livello pratico invece l'attenzione si sta concentrando verso la realizzazione di fornelli a piastra totalmente attiva in grado di alimentare carichi di qualsiasi forma e dimensione, garantendo al contempo tutte le qualità di cottura del nuovo metodo. Il problema corrente dunque non è tanto quello di progettare nuove topologie per un singolo convertitore dedicato per un singolo avvolgimento induttore, ma quello di migliorare e di ottimizzare le piastre ad induzione utilizzando alcuni induttori nei quali la potenza disponibile della rete di alimentazione deve essere ottimizzata e regolata separatamente. Ciò richiede uno studio globale degli induttori e del relativo controllo, al quale laddove possibile si aggiunge la possibilità di semplificare la parte elettronica, sfruttando allo stesso tempo il vantaggio di avere una frequenza di funzionamento comune.

7.1 ELEMENTI DI PROGETTAZIONE

La progettazione di un piano ad induzione è un processo delicato nel quale è doveroso considerare i numerosi fattori che possono influenzare il funzionamento e le prestazioni. Vista la complessità del problema, la maggior parte delle volte è preferibile tracciare un progetto di massima sulla base delle conoscenze acquisite della tecnologia e realizzare il corrispondente prototipo per poi analizzarlo e trarre delle indicazioni su come ottimizzarlo. Applicando tale procedura è possibile infatti individuare meglio gli aspetti critici e ideare delle soluzioni appropriate, anche perchè risulta più facile raggiungere gli obiettivi prefissati che, spesso analoghi a quelli richiesti in altri campi, vengono in genere posti come ovvi fin dall'inizio. In particolare, per quanto riguarda la cottura ad induzione, si devono considerare in ogni fase dello sviluppo l'elevata frequenza di commutazione, l'elevata efficienza, il basso costo, il fattore di potenza vicino all'unità, l'ampia variazione della potenza e l'affidabilità. Avendo infatti prospettive commerciali, la nuova tecnica di cottura deve possedere delle caratteristiche tali da renderla competitiva nel mercato rispetto alle tecnologie tradizionali. Ciò è stato reso fattibile soprattutto per merito del progresso

dell'elettronica di potenza che si è avuto di recente. Gli interruttori controllati e i congegni di controllo digitali e analogici hanno subito infatti dei notevoli sviluppi e i vantaggi da loro derivanti sono stati raggruppati nei convertitori risonanti ad elevata frequenza e a commutazione dolce, permettendo in tal modo la realizzazione e l'ottimizzazione dei piani ad induzione. L'utilizzo di questi sistemi, oltre alla loro semplicità in termini di controllo, protezione e manutenzione, è stato infatti incrementato in quanto gli inverter di ultima generazione presentano caratteristiche desiderate come:

1. assenza di componenti reattivi oltre alla bobina di riscaldamento e alla capacità di compensazione;
2. assenza di trasformatori di ingresso o di accoppiamento;
3. adeguato grado di libertà nell'ottenere la potenza desiderata per un intervallo di frequenza abbastanza ampio;
4. fissati livelli di tensione e/o di corrente degli interruttori controllati;
5. controllo e relativi circuiti di pilotaggio semplificati;
6. larghe zone di funzionamento a commutazione ZCS e/o ZVS;
7. possibilità di utilizzare una non controllata sorgente di tensione.

Sebbene con tali prerogative il lavoro del progettista venga senza dubbio facilitato, il processo di progettazione rimane in ogni caso complicato a causa dei numerosi aspetti da considerare. In particolare, nel campo della cottura ad induzione il compito di chi progetta è essenzialmente quello di realizzare un sistema in grado di assecondare il maggior numero di esigenze richieste dall'utente quali per esempio la precisione e l'uniformità nel riscaldare gli alimenti, etc.. A tal fine esso si deve concentrare principalmente sull'elettronica di potenza, adattando e ottimizzando il suo progetto ai vari carichi e alle loro possibili variazioni anche durante lo stesso processo di cottura.

7.1.1 ELETTRONICA DI POTENZA

Sebbene vi siano varie tipologie di trasformazione della sorgente di alimentazione della rete elettrica, ciascun apparato presente nel mercato è essenzialmente composto da due convertitori, uno di raddrizzamento e uno di inversione, ai quali si aggiungono dei filtri progettati appositamente sia per ridurre le interferenze EMI e l'immissione delle armoniche di corrente, sia per correggere il fattore di potenza e per mantenere sinusoidale la forma d'onda della corrente di linea. Il sistema di per sé presenta dunque una certa complessità e ciò richiede una iniziale fase di progettazione durante la quale si analizza il comportamento di un semplice modello per comprenderne le caratteristiche principali del funzionamento. A tal fine si:

1. utilizza il circuito equivalente di un trasformatore per rappresentare il carico vista l'analogia con cui avviene la trasmissione dell'energia.

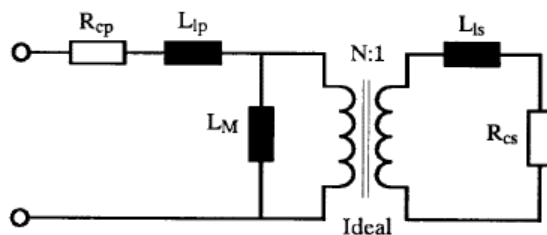


Fig.7-1. Rappresentazione schematica della zona di cottura [21]

Da tale topologia, trascurando l'induttanza di magnetizzazione e indicando con:

- ▲ N il numero di spire dell'avvolgimento di eccitazione;
- ▲ R_{cp} la resistenza del primario (avvolgimento riscaldante);
- ▲ R_{cs} la resistenza del secondario (carico-pentola);
- ▲ L_{lp} l'induttanza di dispersione del primario;
- ▲ L_{ls} l'induttanza di dispersione del secondario

é possibile raggruppare in una resistenza e induttanza serie R_s e L_s rispettivamente tutti i fattori dissipativi e le induttanze di dispersione, incluse le perdite di linea.

$$R_s = R_{cp} + N^2 R_{cs}$$

$$L_s = L_{lp} + N^2 L_{ls}$$

2. aggiunge una capacità ideale di risonanza C_r in serie al carico;
3. trascurano inizialmente tutti i componenti di raddrizzamento di interruzione della corrente;
4. mantiene costante la tensione d'ingresso dell'inverter;
5. trascura l'effetto dei componenti dei circuiti di protezione.

In questo modo, dato che il circuito ottenuto rappresenta la configurazione base di ogni carico, lo si può utilizzare per un'analisi di massima. Per esso si possono definire infatti la frequenza, l'impedenza caratteristica e il fattore di qualità e analizzare rispetto a tali parametri tutte le grandezze elettriche normalizzate del circuito.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$Q = \frac{Z_o}{R_1}$$

In particolare è interessante osservare l'andamento della potenza in funzione della frequenza di commutazione f_s e di Q che, massima quando $f_s=f_o$, decresce più o meno rapidamente a seconda dei parametri del circuito.

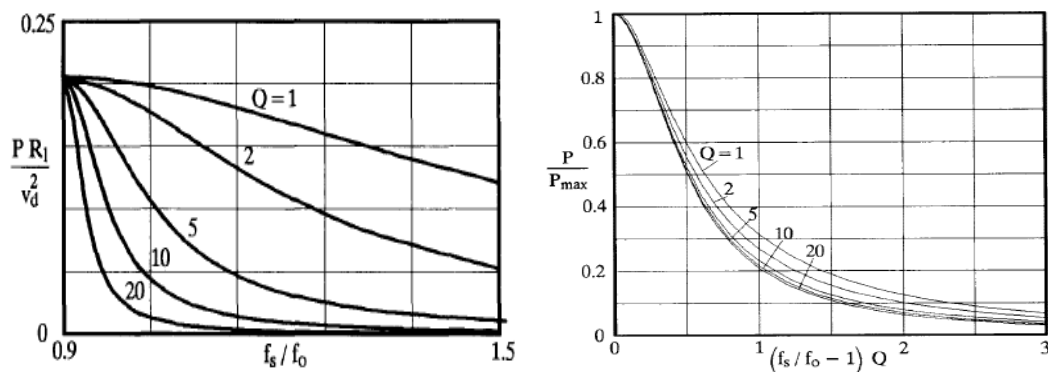


Fig.7-2. Andamento della potenza in funzione della frequenza e del fattore di qualità, in un piano di cottura ad induzione [21]

Da grafici di Fig.7-2 si nota poi che per una determinata variazione di P il fattore di qualità non è costante con la frequenza di commutazione ma diminuisce sia a causa dell'aumento della resistenza dell'avvolgimento di eccitazione dovuto all'effetto pelle e alla presenza nello spettro della corrente di elevati ordini di armonica, sia per il minore valore dell'induttanza equivalente derivante dal migliorato accoppiamento. Dati gli effetti negativi legati alla non uniforme distribuzione della corrente, specialmente a livello di rendimento, in genere è preferibile evitare il funzionamento del circuito a bassi valori di Q anche perché questa condizione di lavoro comporta una maggiore variazione della frequenza di commutazione a parità di potenza erogata. Una volta ottenute le indicazioni di massima precedenti, utili per un primo approccio al problema, si passa alla fase successiva includendo nel modello anche gli interruttori controllati e i relativi diodi in antiparallelo precedentemente trascurati. Con tale aggiunta, considerando tutti i componenti ideali e dei tipici tempi di accensione e di spegnimento, si può analizzare il comportamento del sistema allo stato stazionario esprimendo per esempio le principali grandezze elettriche mediante una loro analisi armonica. Secondo tale ottica, la tensione d'uscita istantanea della topologia in esame presenta un'espressione del tipo

$$v_o(t) = \frac{2E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega t$$

dove E è la tensione d'ingresso dell'inverter e ω la pulsazione angolare relativa alla frequenza di funzionamento. Essendo poi, per una generica armonica, l'impedenza dei circuiti serie e parallelo rispettivamente pari a

$$Z_{sn} = R_s + j \left(n\omega L_s - \frac{1}{n\omega C_s} \right)$$

$$Z_{pn} = \frac{R_L + jn\omega L_L}{1 - n^2\omega^2 L_L C_p + jn\omega R_L C_p}$$

si ricava l'ampiezza della corrente d'uscita corrispondente alla armonica n-esima

$$I_{1n} = \frac{V_{on}}{Z_{1n}} = \frac{2E}{n\pi(Z_{sn} + Z_{pn})}$$

e quindi la sua espressione nel dominio nel tempo

$$i_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{1n} \sin(n\omega t - \phi_{1n}) \quad I_{1n} = |\bar{I}_{1n}| \quad \phi_{1n} = \arg(\bar{Z}_{1n})$$

In maniera analoga si ottengono poi le formulazioni relative alle grandezze elettriche che interessano l'avvolgimento induttore, date da

$$v_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{2n} \sin(n\omega t + \theta_n) \quad V_{2n} = I_{1n} |\bar{Z}_{pn}| \quad \theta_n = \arg(\bar{Z}_{pn}) - \phi_{1n}$$

$$i_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n} \sin(n\omega t + \phi_{2n}) \quad I_{2n} = \frac{V_{2n}}{\sqrt{R_L^2 + (n\omega L_L)^2}} \quad \phi_{2n} = \phi_n - \tan^{-1} \left(\frac{n\omega L_L}{R_L} \right)$$

e alla fine, indicando con

$$I_1 = \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_{1n}^2}{2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad I_2 = \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_{2n}^2}{2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad V_2 = \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_{2n}^2}{2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

i corrispondenti valori efficaci, è possibile ricavare il rendimento dell'inverter

$$\eta = \frac{I_2^2 R_L}{I_1^2 R_s + I_2^2 R_L} \eta_c = \frac{\eta_c}{\frac{1}{\left(\frac{I_2}{I_1}\right)^2} \frac{R_s}{R_L} + 1}$$

dove $\eta_c \approx \frac{R_\omega}{R_L}$ è l'efficienza della bobina riscaldante e R_ω denota la resistenza del carico.

Da tale formulazione si evince in particolare che il rendimento massimo dipende fortemente dal rapporto fra la corrente d'uscita e quella circolante nell'avvolgimento di eccitazione, il cui valore è funzione della frequenza di funzionamento.

$$\eta_{\max} \approx \frac{1}{\frac{1}{\left(\frac{I_2}{I_1}\right)_{\max}^2} \frac{R_s}{R_L} + 1} \frac{R_\omega}{R_L}$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_L C_p)^2 + (\omega C_p R_L)^2}}$$

In particolare, per $f_m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_L C_p} - \frac{R_L^2}{2L_L^2}}$ si ha che il rapporto tra le correnti assume il suo valore massimo, pari a

$$\left(\frac{I_2}{I_1}\right)_{\max} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_p R_L^2}{L_L} \left(1 - \frac{C_p R_L^2}{4L_L}\right)}} \approx \frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L_L}{C_p}}$$

essendo $\frac{C_p R_L^2}{L_L} \ll 1$ trascurabile nella pratica.

Secondo un punto di vista progettuale, la condizione di funzionamento ottima descritta si ottiene per un fattore di potenza unitario e quindi utilizzando elementi di caratteristiche tali da soddisfare la relazione

$$C_s \approx \frac{C_p}{\frac{L_s}{L_L} - 0.5}$$

Il sistema pertanto deve lavorare ad una frequenza pari a f_m per cui l'eventuale circuito di controllo PLL deve inseguire tale valore al variare delle condizioni di funzionamento. In corrispondenza ad esso infatti l'inverter raggiunge la sua massima efficienza e praticamente elimina i picchi di tensione che si verificano allo spegnimento ai capi degli interruttori controllati. Tuttavia tali condizioni di lavoro non sono sempre possibili dato che:

- ▲ la scelta della frequenza dipende anche da numerosi fattori quali il carico, il rumore elettromagnetico, la dimensione volumetrica, etc;
- ▲ il fattore di potenza dell'accoppiamento padella-induttore è in genere basso, essendo pari a

$$FP = \frac{R_{eq}}{\sqrt{R_{eq}^2 + (2\pi L_{eq} f_{sw})^2}} \cong 0.5$$

Arrivati a questo punto il processo di progettazione può intraprendere varie soluzioni sulla base delle conoscenze generali acquisite, a seconda delle intuizioni e degli obiettivi preposti da ciascun progettista. In tal senso un fattore di scelta rilevante è la topologia da adottare sulla base degli interruttori di potenza a semiconduttore, dei valori della frequenza di funzionamento e dei livelli di potenza d'uscita che si intendono utilizzare. Nell'intraprendere queste decisioni è comunque necessario essere aggiornati sui componenti elettrici disponibili e sulle loro caratteristiche funzionali. In particolare, data la presenza nella forma d'onda delle correnti e delle tensioni di inevitabili valori di picco, il loro dimensionamento deve essere tale da tollerare qualsiasi stress elettrodinamico previsto.

7.1.1.1 RADDRIZZATORE A PONTE DI DIODI

Sebbene il mercato offra una svariata gamma di prodotti dalle caratteristiche estremamente differenti, il principio di funzionamento che li caratterizza è il medesimo. Considerate infatti le elevate prestazioni che la tecnica di raddrizzamento della tensione permette di raggiungere, è sufficiente scegliere il componente adatto solo sulla base della tensione di picco e della corrente media che deve sostenere. L'unica attenzione da tenere conto è l'eventuale assenza del condensatore a valle perché in tal caso è preferibile l'utilizzo di diodi a ripristino veloce per prevenire la corrente circolante nel lato in continua.

7.1.1.2 CONDENSATORE DI INGRESSO

Il condensatore posto nel lato continua immediatamente a valle del ponte raddrizzatore è un componente necessario per attenuare il ripple dell'onda raddrizzata della tensione. La capacità di questo componente deve essere sufficientemente elevata e tale da resistere alla tensione di picco che si può verificare ai suoi terminali.

7.1.1.3 CONDENSATORI DI RISONANZA

La capacità dei condensatori di risonanza viene scelta dal progettista sulla base della linea di progettazione da lui adottata. Un aspetto da considerare per tale componente è il valore efficace della tensione ai suoi capi che, dipendente dal fattore di qualità e dalla frequenza di commutazione, scende in maniera evidente all'aumentare di f_s a causa del dielettrico e delle perdite di conduzione. Per tal motivo li si realizza in genere con del polipropilene.

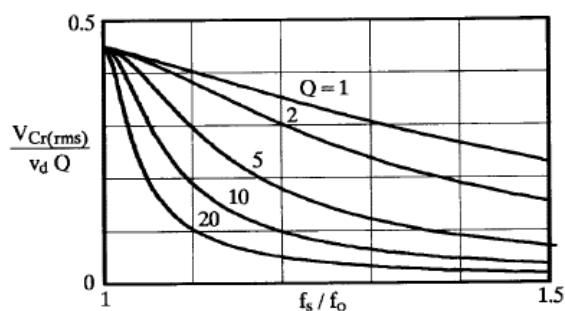


Fig.7-3. Tensione ai capi del condensatore di risonanza in funzione della frequenza di commutazione e del fattore di qualità [21]

7.1.1.4 AVVOLGIMENTO DI ECCITAZIONE

L'avvolgimento di eccitazione è un componente a forma planare realizzato con conduttori di tipo litz di sezione opportuna, necessari per attenuare i vari fenomeni legati alle elevate frequenze di funzionamento utilizzate. Esso deve avere una sezione in grado di tollerare l'elevata densità di corrente che vi circola e deve occupare il minor ingombro possibile.

7.1.1.5 INTERRUTTORI CONTROLLATI

Gli interruttori a semiconduttore sono dei dispositivi essenziali nel funzionamento di un piano di cottura ad induzione. Da essi dipendono le prestazioni complessive di ciascun prodotto per cui è necessario valutare attentamente le loro caratteristiche. In genere la scelta ricade sugli IGBT, componenti di recente sviluppo che vengono preferiti agli altri per la loro semplicità nel circuito di pilotaggio, per i valori di tensione e frequenza di commutazione normalmente utilizzati e per le basse perdite di conduzione. La loro tensione nominale è determinata da quella di picco mentre la corrente media e allo spegnimento dipendono fortemente dal fattore di qualità e dalla frequenza di commutazione.

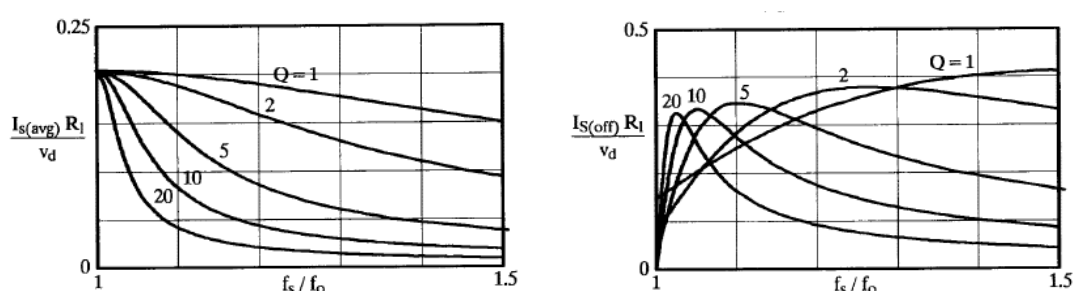


Fig.7-4. Corrente media e allo spegnimento degli IGBT in funzione della frequenza di commutazione e del fattore di qualità [21]

7.1.1.6 DIODI IN ANTIPARALLELO

I diodi connessi in antiparallelo ai relativi interruttori controllati sono dei semiconduttori necessari per chiudere il circuito nel caso in cui i congegni di commutazione ad essi associati siano in interdizione. Costituiti da una semplice giunzione PN, essi devono tollerare gli stessi valori di tensione e di corrente degli IGBT affiancati.

7.1.1.7 CIRCUITI DI PROTEZIONE

I circuiti di protezione sono necessari per attenuare le perdite di conduzione e gli spegnimenti bruschi degli interruttori controllati. Il loro impiego viene in genere sfruttato per migliorare l'efficienza del convertitore ma ne aumentano l'ingombro e la complessità della topologia. Per tal motivo si preferisce normalmente utilizzarli solo nelle situazioni più critiche e far assolvere le funzioni a loro richieste dagli altri componenti del circuito.

7.1.1.8 CIRCUITO DI CONTROLLO

Il controllo è indispensabile per i piani di cottura ad induzione in quanto permette la regolazione continua della potenza erogata al carico in qualsiasi condizione di funzionamento. Costituito in genere da un circuito digitale, il sistema riesce ad espletare le esigenze dell'utente utilizzando svariate tecniche. La scelta della strategia di modulazione dipende dalla potenza, dalla frequenza di funzionamento, dal tipo di interruttori controllati, dalla presenza o meno dei circuiti di protezione, etc.. Esso inoltre provvede ai requisiti di sicurezza richiesti, non attivando per esempio l'unità di cottura quando sulla piastra riscaldante viene posato un contenitore realizzato con un materiale non adatto.

7.1.2 EFFETTI DELLA TEMPERATURA

Un piano di cottura ad induzione è un insieme formato da più componenti che, chiamati ad assolvere a specifiche funzioni, devono essere realizzati con appropriati materiali. E' dunque assolutamente necessario conoscere quali proprietà fisiche dei vari elementi richieda ogni componente al fine di effettuare una scelta tale da sfruttarne al massimo le loro caratteristiche, considerato anche il loro cospicuo impatto sul funzionamento e sull'efficienza complessiva del convertitore. Sotto questa ottica, un aspetto rilevante da considerare in sede di progettazione è la variazione delle condizioni di funzionamento che si verificano durante il singolo processo di cottura. In particolare deve essere effettuata un'analisi dell'effetto della temperatura e quindi è importante studiare la dipendenza da essa delle proprietà fisiche dei singoli materiali. Un primo parametro fortemente influenzato dalla temperatura è la resistività elettrica in quanto questo coefficiente indica la misura della difficoltà incontrata dagli elettroni nell'attraversare il reticolo cristallino di un materiale. In maniera più specifica l'aumento della temperatura comporta una maggiore oscillazione delle particelle e di conseguenza un minor spazio utile per l'attraversamento del mezzo da parte delle cariche elettriche. Ciò in termini di formule si traduce nella relazione

$$\rho = \rho_0 [1 + \alpha_1 (T - T_0)]$$

per cui per la conduttività elettrica, essendo l'inverso, si ha:

$$\sigma = \frac{1}{\rho_0 [1 + \alpha_1 (T - T_0)]}$$

dove

- ▲ ρ_0 è la resistività a temperatura ambiente;
- ▲ T_0 è la temperatura ambiente (20° C);
- ▲ T indica una generica temperatura;
- ▲ α_1 è il coefficiente di temperatura della conducibilità elettrica proprio del mezzo.

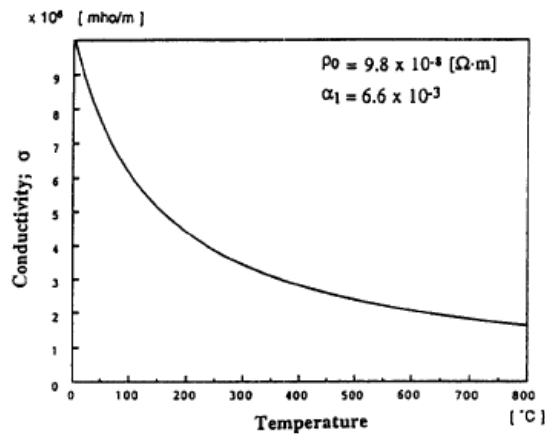


Fig.7-5. Tipico andamento della conduttività in funzione della temperatura [44]

Considerato che l'avvolgimento induttore in applicazioni di cottura ad induzione può lavorare fino a temperature di 200° C, la resistività del rame aumenta del 60%. Siccome tale materiale viene impiegato principalmente nella bobina di eccitazione, il suo effetto è quello di aumentare significativamente la resistenza di conduzione ma di diminuire al contempo quella indotta, come si può osservare nelle figure di Fig.7-6 nelle quali viene raffigurata la resistenza totale di un induttore e delle sue componenti a due temperature differenti.

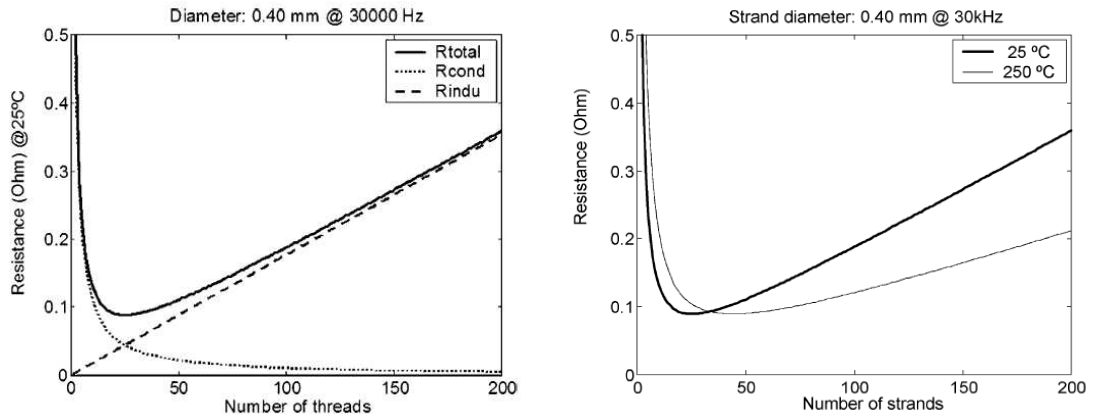


Fig.7-6. Andamento della resistenza e delle sue componenti in funzione della temperatura [15]

Le perdite di potenza causate dalle correnti indotte sono dunque principalmente ridotte nelle zone dove il campo magnetico è maggiore, ovvero nei contorni più interno e più esterno dell'avvolgimento. Ciò significa che quando la temperatura cresce, la dissipazione della potenza diminuisce nei punti più caldi. Analoghe considerazioni si possono effettuare circa la variazione della conducibilità termica con la temperatura in quanto tale proprietà è correlata a quella elettrica. Entrambe infatti dipendono dal comportamento del reticolo cristallino del materiale e pertanto sono caratterizzate da una legge analoga. Nel campo termico in particolare si ha

$$\lambda = \lambda_0 [1 + \alpha_2 (T - T_0)]$$

dove

- ▲ λ_0 è la conducibilità termica a temperatura ambiente;
- ▲ T_0 è la temperatura ambiente (20° C);
- ▲ T indica una generica temperatura;
- ▲ α_2 è il coefficiente di temperatura della conducibilità termica proprio del mezzo.

L'influenza della temperatura si ripercuote infine anche sulle proprietà magnetiche del materiale e quindi sulla disposizione delle linee del campo magnetico. Secondo la teoria di Weiss, la permeabilità può essere infatti espressa alle alte temperature come:

$$\mu_s = \frac{\left(\frac{I_s}{I_0}\right)^2}{C\left(1 - \frac{T}{T_0}\right)^2}$$

dove

- ▲ T è la temperatura assoluta;
- ▲ I_s è la saturazione magnetica alla temperatura assoluta;
- ▲ I_0 è la saturazione magnetica alla temperatura ambiente;
- ▲ C è il punto di Curie

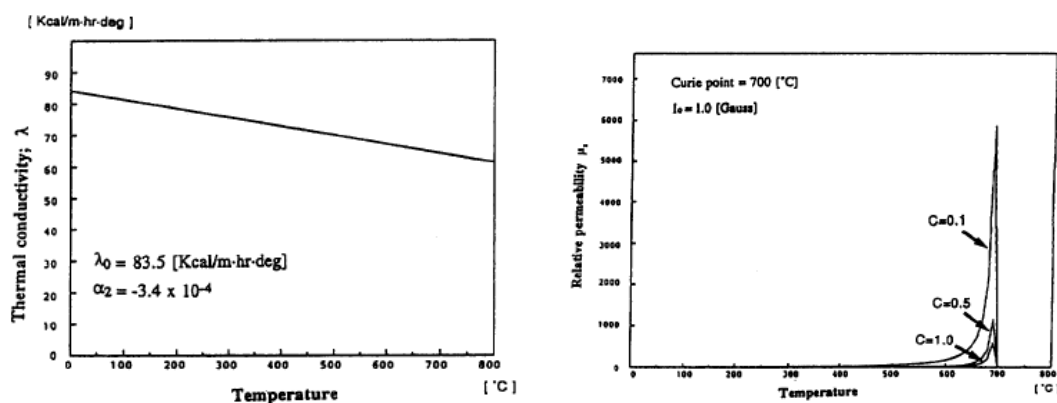


Fig.7-7. Tipico andamento della conducibilità termica e della permeabilità magnetica in funzione della temperatura [44]

A causa della diminuzione della conduttività elettrica e della permeabilità magnetica con la temperatura, lo spessore di penetrazione diventa maggiore e di conseguenza il flusso magnetico si diffonde in maniera più profonda all'interno del carico, dando luogo ad un aumento significativo dell'induttanza equivalente. La diversa distribuzione del campo magnetico genera a sua volta maggiori perdite per correnti indotte, compensando la riduzione delle stesse.

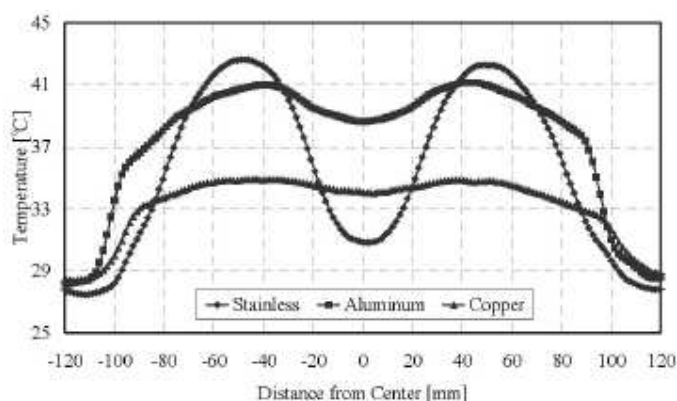


Fig.7-8. Profilo della temperatura rispetto al centro per tre pentole di differente materiale [32]

7.1.3 ESEMPI DI PROGETTAZIONE

7.1.3.1 AGGIUNTA DI UN RAMO

Lo sviluppo di ogni convertitore nasce dalla volontà o dalla necessità di migliorare le sue prestazioni. Accade di sovente che l'analisi delle sperimentazioni effettuate o delle curve caratteristiche di un prototipo porta all'adozione di soluzioni efficaci, talvolta anche molto discoste dalla configurazione iniziale. E' questo il caso dell'inverter a mezzo ponte dotato di circuito ausiliario a dolce commutazione, la cui presenza permette di ridurre le perdite di conduzione e aumentare dunque l'efficienza della topologia.

Riprendendo la figura Fig.5-34, si vede che il sistema presenta in parallelo ad uno dei due interruttori controllati un insieme di componenti elettrici connessi in serie tra loro che, immersi nel circuito principale, ne influenzano il principio e le caratteristiche di funzionamento. Di conseguenza è indispensabile dimensionare ciascuno di essi in funzione degli effetti vantaggiosi che esso apporta al sistema, salvaguardando allo stesso tempo gli altri componenti presenti. A tal fine si determinano mediante una procedura i valori adatti per il parametro k e per l'impedenza Z_a , definiti rispettivamente come

$$k = \frac{C_p}{C_a} \quad Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$$

nei quali L_a , C_a e C_p sono l'induttanza e la capacità dei nuovi elementi inseriti del circuito ausiliario. Adottando per i vari termini le definizioni della tabella Tab.7-1, la progettazione si sviluppa secondo i seguenti punti:

Tab.7-1. Parametri elettrici adottati per la progettazione [34]

parameters	term
i_{1-p}	Peak current of main switch Q_1
i_{2-p}	Peak current of main switch Q_2
i_{3-p}	Peak current of auxiliary switch Q_3
i_{o-max}	Maximum output current
i_{1-p} / i_{o-max} & i_{2-p} / i_{o-max}	Ratio of main switch peak current to maximum output current
I_{3-p} / i_{o-max}	Ratio of auxiliary switch peak current to maximum output current
V_{3-p}	Peak voltage of auxiliary switch Q_3

A. rapporto fra la corrente di picco dell'interruttore ausiliario e la corrente d'uscita massima.

Indipendentemente dal valore assunto dal parametro k , il rapporto $i_{3-p}/i_{o,max}$ diminuisce gradualmente all'aumentare dell'impedenza di risonanza ausiliaria Z_a , ovvero all'aumentare di L_a e/o al diminuire di C_a . In particolare, per $Z_a > 0.3$ pu, esso assume valori inferiori all'unità per cui non vi sono problemi qualsiasi sia il valore assunto da k .

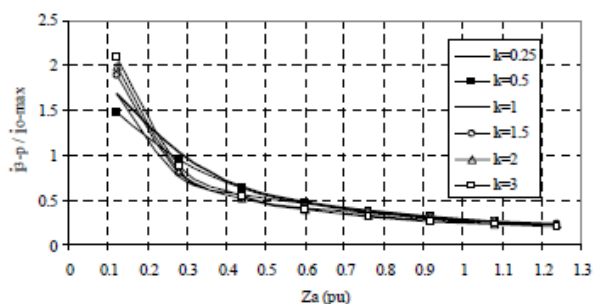


Fig.7-9. Rapporto fra la corrente di picco dell'interruttore ausiliario e la corrente d'uscita massima [34]

B. tensione di picco ai capi dell'interruttore ausiliario V_{3-p} .

Espressa in funzione dell'impedenza ausiliaria, la tensione V_{3-p} , sebbene sia in ogni caso crescente, presenta degli andamenti fortemente variabili a seconda del parametro k . Sulla base di quanto indicato nel precedente punto è però preferibile adottare $k > 1$ per ridurre il valore di dimensionamento dell'interruttore controllato, considerato anche il fatto che l'andamento a valori elevati si stabilizza.

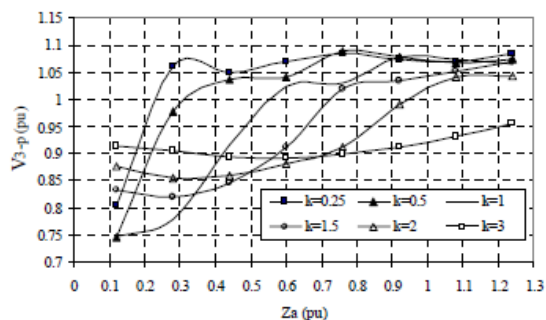


Fig.7-10. Tensione di picco ai capi dell'interruttore ausiliario V_{3-p} [34]

C. intervallo ZVS disponibile per l'interruttore principale Q_1 allo spegnimento

La zona a modalità di funzionamento ZVS è molto importante ai fini del rendimento. E' pertanto dunque ragionevole analizzare il suo comportamento in funzione dell'impedenza ausiliaria, riportato nella figura sottostante. Dato che tale valore decresce sensibilmente in quanto diminuisce l'intervallo di conduzione del diodo, si adotta in genere $k > 1$ e $0.3 \leq Z_a \leq 0.4$.

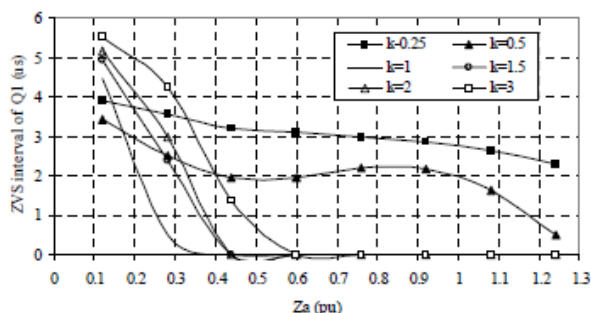


Fig.7-11. Intervallo ZVS disponibile per l'interruttore principale Q_1 allo spegnimento [34]

D. intervallo ZVS disponibile all'accensione dell'interruttore principale Q_2 .

In maniera simile al punto precedente, si analizza in funzione di Z_a l'andamento della zona ZVS all'accensione di Q_2 . Dal diagramma sottostante si evince una decrescita qualunque sia il valore di k . In ogni caso, sebbene con k elevati si presentino le condizioni migliori, si deve considerare quanto indicato nei punti finora esaminati per cui si mantiene $k \geq 1$ e $0.3 \leq Z_a \leq 0.4$.

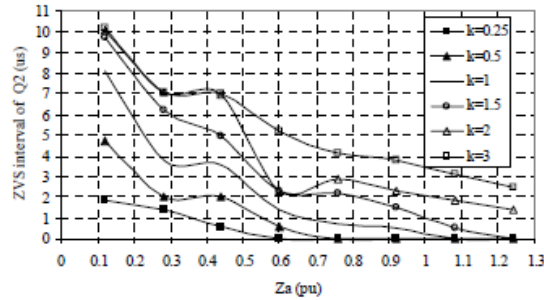


Fig.7-12. Intervallo ZVS disponibile all'accensione dell'interruttore principale Q_1 [34]

E. rapporto fra le correnti di picco degli interruttori principali e la massima corrente d'uscita

Per entrambi gli interruttori controllati, il rapporto fra la corrente di picco che circola in essi e quella del carico deve essere considerato per $k \geq 1$ e $0.3 \leq Z_a \leq 0.4$. Con queste condizioni di funzionamento i valori i_{1-p}/i_{o-p} e i_{2-p}/i_{o-p} risultanti sono praticamente simili e rispettivamente prossimi o inferiori all'unità.

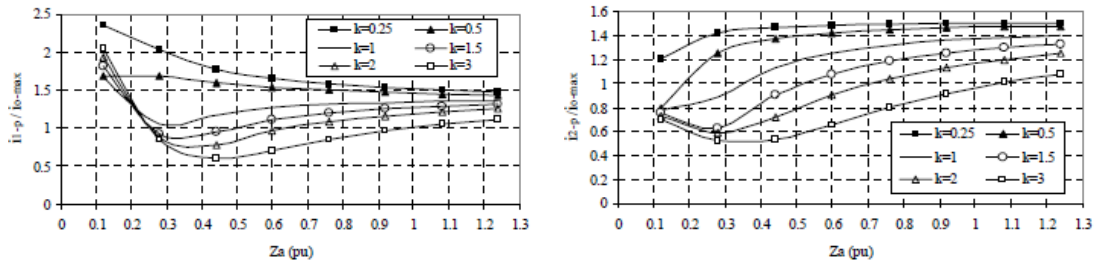


Fig.7-13. Rapporto fra le correnti di picco degli IGBT principali e la massima corrente d'uscita [34]

F. potenza d'uscita del convertitore

In maniera analoga ad altre grandezze, anche la potenza d'uscita viene valutata in funzione dell'impedenza del circuito ausiliario. A tal riguardo si osserva che è preferibile non aumentare k per cui, in considerazione anche dei punti precedenti, i valori ottimali da scegliere per questi parametri sono:

$$Z_a \cong 0.3 \quad k \cong 1.5$$

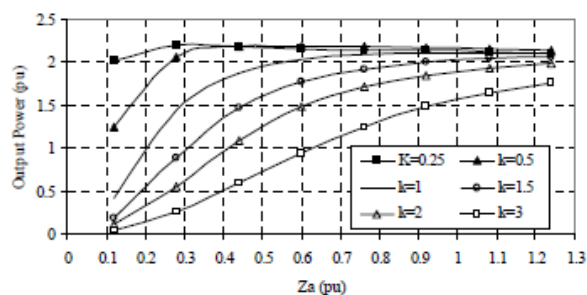


Fig.7-14. Potenza d'uscita del convertitore [34]

7.1.3.2 PROGETTAZIONE DI UN SISTEMA DI CONTROLLO

La progettazione di un sistema di controllo dipende da numerosi fattori tra i quali spiccano la configurazione scelta per il convertitore e le caratteristiche degli interruttori controllati. Il circuito di pilotaggio dei congegni a semiconduttore deve in particolare assecondare e regolare il funzionamento degli induttori, soddisfacendo al contempo le esigenze dell'utente. Un dispositivo digitale che permette il raggiungimento di queste specifiche è costituito dalla FPGA, (Fig.6-38 e Fig.6-39) un controllore costituito da due circuiti chiusi di controllo necessari per inseguire la frequenza di commutazione variabile e per erogare la potenza in uscita al livello indicato. Implementato nelle vicinanze di un circuito realizzato con una configurazione a mezzo ponte, il sistema deve in particolare pilotare gli interruttori controllati in modo che la loro commutazione avvenga con minore dissipazione di energia.

L'obiettivo nel caso specifico consiste nel realizzare un controllo che mantenga la modalità ZVS per una maggiore variazione del carico rispetto a quello a frequenza costante e che allo stesso tempo sia caratterizzato da una minore oscillazione della frequenza rispetto al metodo a frequenza variabile. Considerato il principio di funzionamento, una volta scelta la potenza di targa degli interruttori controllati, la prima fase prevede di determinare un valore adatto da attribuire alla capacità dei condensatori appartenenti al circuito di protezione. A tal fine l'analisi inizia dalle forme d'onda della corrente e della tensione rilevate in prossimità di un dispositivo a semiconduttore e riportate in Fig.7.15.

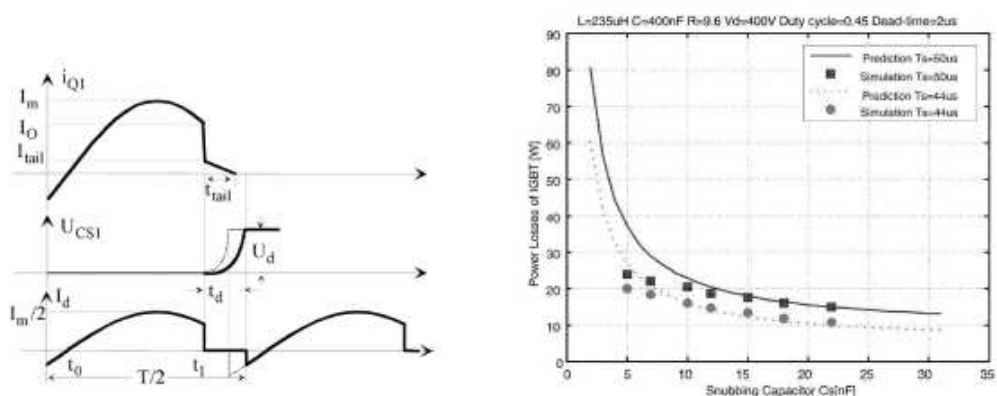


Fig.7-15. Forme d'onda della corrente e della tensione rilevate in prossimità di un dispositivo a semiconduttore [42]

In particolare, da tali andamenti si può ricavare la corrente media in ingresso dell'inverter e la tensione ai capi del condensatore del circuito di protezione:

$$I_d = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s-t_d}{2}} \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \alpha) dt = \frac{I_m}{2\pi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \phi)]$$

$$U_{C_{s1}} = \frac{1}{C_{s1}} \int_{\frac{T_s-t_d}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \alpha) dt = \frac{I_m}{2\omega C_{s1}} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \phi)] = U_d$$

dove $\alpha = \omega t_0$, $\phi = \omega t_d$. Unendo le relazioni appena ricavate, si ottiene

$$I_d = \frac{I_m}{\pi} \cos \alpha - \frac{U_d}{\pi} \omega C_{s1}$$

da cui si conclude che la capacità del condensatore di protezione diminuisce la corrente media in ingresso dell'inverter. Per ottenere la stessa potenza in ingresso, il picco della corrente deve essere pertanto pari

$$I_m = I_{m_0} + \frac{U_d \omega C_{s1}}{\cos \alpha}$$

per cui, inserendo tale valore nella corrente media e nel suo valore efficace, si ottiene rispettivamente:

$$I_{avg} = \frac{I_m}{\omega T_s} [\cos \alpha - \cos(\omega t_1 - \alpha)]$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{I_m^2}{T_s} \left(\frac{t_1}{2} - \frac{\sin 2\omega t_1 + \sin \alpha}{4\omega} \right)}$$

Potendosi poi dimostrare per la determinazione della potenza allo spegnimento P_{off} che l'equazione della tensione è data da

$$E_{off} = k \frac{I_0^2 t_{off}^2}{24 C_{s1}} \left(4 - 3 \frac{I_{tail}}{I_0} - \frac{2\pi t_{off}}{T} \sqrt{\frac{I_m^2}{I_0^2} - 1} \right)$$

dove $k = \frac{I_{tail}}{I_0}$, $t_{off} = t_{tail}$ si ricava la potenza dissipata dall'interruttore controllato

$$P_{IGBT} = V_{CE0} I_{avg} + I_{rms}^2 r_{CE} + P_{off}$$

dove V_{CE} e r_{CE} sono rispettivamente la tensione e la resistenza fra il collettore e l'emettitore.

L'espressione ricavata permette così di scegliere la capacità del condensatore del circuito di smorzamento sulla base delle formule precedenti e dei parametri fisici del dispositivo a semiconduttore.

Un passaggio successivo è la determinazione del tempo morto necessario per raggiungere la condizione ZVS e importante per stabilire il rendimento di un convertitore. Nota infatti la capacità che deve avere il condensatore, dalla tensione calcolata ai suoi capi

$$U_{C_{s2}} = -\frac{2}{C_s} \int_{t_0}^{t_1} \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \alpha) dt = \frac{I_m}{\omega C_s} \left[\cos\left(\frac{\gamma}{2} + \phi - \alpha\right) - \cos\left(\frac{\gamma}{2} - \alpha\right) \right] = U_d$$

dove $\phi = \omega t_{d2}$, $\phi + 2\pi D + \gamma = \pi$ si ottiene $t_{d2} = \frac{2}{\omega} \sin^{-1} \frac{U_d C_s \omega}{2I_m \cos(\pi D + \alpha)}$

In maniera analoga si ricava anche il tempo morto relativo all'altro interruttore controllato, minore di t_{d2} a causa delle caratteristiche asimmetriche del metodo di controllo APWM. Tuttavia per entrambi la condizione al contorno necessaria per mantenere la modalità ZVS è

$$\alpha \geq \frac{\gamma}{2} + \phi \text{ dove}$$

$$\alpha = \tan^{-1} Q \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)$$

$$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_0} = \omega \sqrt{LC}$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

In altri termini, il fattore di duty deve essere $D \geq \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi + \phi}{2} - \tan^{-1} Q \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right]$

da cui si può notare che a parità di condizioni di funzionamento è preferibile lavorare con un elevato fattore di qualità. Le informazioni appena ricavate permettono di determinare così il valore di impostazione del circuito PLL, la cui variabilità specialmente alle basse potenze d'uscita è molto utile per migliorare le prestazioni del convertitore.

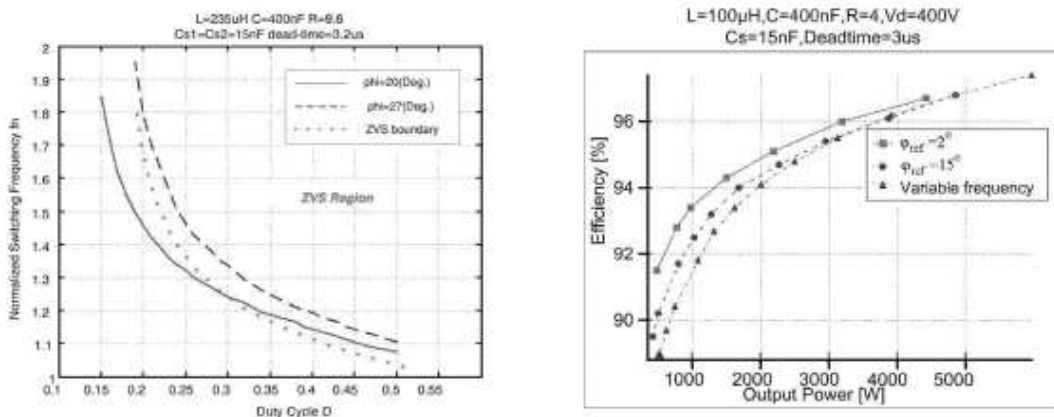


Fig.7-16. Frequenza di commutazione in funzione del duty cycle ed efficienza in funzione della potenza d'uscita [42]

7.2 ALIMENTAZIONE DI PIU' PIASTRE E ZONELESS

Al fine di assomigliare e quindi sostituire in maniera completa i piani di cottura a gas, la cottura ad induzione al giorno d'oggi sta subendo un'evoluzione mirata ad alimentare più zone di cottura. Il particolare principio di funzionamento che la caratterizza la rende adatta in particolare al concetto di zoneless, ovvero alla possibilità di avere delle superficie di cottura totalmente attive capaci di scaldare i contenitori degli alimenti in ogni parte della loro area indifferentemente dalla loro forma. Rispetto alla cottura a gas o elettrica, il nuovo metodo permetterà pertanto di poter prescindere dalle dimensioni o dalla quantità dell'oggetto da scaldare, garantendo anche in questa situazione l'elevata omogeneità di cottura che lo caratterizza. Il numero dei contenitori nella piastra riscaldante sarà dunque solo limitato dalla loro totale dimensione e si potrà inoltre scaldare contemporaneamente alimenti con differenti tempi di cottura. L'uso di convertitori ad uscita multipla ha inoltre chiari benefici in quanto con tale soluzione il sistema presenta:

1. un elevato rapporto di utilizzo dell'elettronica dal momento che esso è configurato per alimentare entrambe le piastre o solo una;
2. l'applicazione al carico di una potenza massima maggiore che, sebbene limitata a quella della rete, permette il riscaldamento rapido (funzione booster);
3. la possibilità di condividere alcuni componenti risparmiando in tal modo il loro numero e riducendo le dimensioni e la manutenzione del fornello.

Tuttavia per assecondare i precedenti vantaggi è necessario affinare il sistema di controllo realizzandolo in maniera tale da poter alimentare le uscite simultaneamente e indipendentemente. Oltre alla regolazione della potenza si devono poi includere nel relativo algoritmo vari fattori quali la rilevazione della presenza dei contenitori sulla piastra di cottura e la protezione dell'insieme per esempio da eventuali sovraccarichi termici.

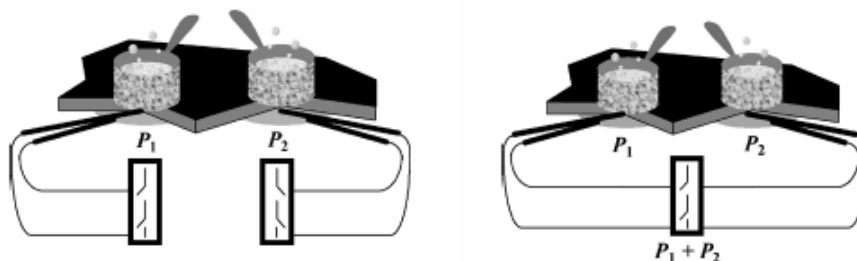


Fig.7-17. Modalità di ripartizione della potenza nel caso di alimentazione di più zone di cottura [45]

A tal scopo, indipendentemente dall'algoritmo di controllo, i principali parametri usati per regolare e per ripartire tra le zone la totale potenza assorbita sono la frequenza di commutazione e la modulazione a larghezza di impulsi. In particolare, considerato il tipico problema della fastidiosa e rumorosa interferenza battente che nasce quando si alimentano simultaneamente due piastre con diverse frequenze di commutazione, viene maggiormente adottata come soluzione la sincronizzazione dei due convertitori ad un valore di f compreso fra quelli richiesti e la realizzazione di cicli on-off in un numero intero all'interno di un periodo della corrente alternata della rete per livellare l'energia riscaldante impostata. Sebbene ciò sia una scelta critica in quanto richiede l'adozione di particolari accorgimenti, essa è preferita rispetto all'inserimento di filtri tra i differenti convertitori in quanto tale alternativa non sempre permette di soddisfare le esigenze richieste.

Alla luce di quanto appena affermato, le specifiche di base sono dunque quelle di avere un inverter a più uscite risonanti serie, con potenze variabili controllate a frequenza fissa e in maniera indipendente e simultanea fino al valore di targa impostato. Oltre a quanto definito è richiesto per motivi economici un risparmio di componenti e per motivi di efficienza è raccomandato un funzionamento a commutazione dolce dei componenti attivi.

7.2.1 INVERTER RISONANTE SERIE A PIÙ ZONE DI COTTURA CON CONTROLLO AVC

Un primo sistema ideato per il riscaldamento contemporaneo di più zone di cottura è il convertitore risonante serie con controllo della cancellazione della tensione asimmetrico AVC. Strutturato su una configurazione topologica che può essere ritenuta un'estensione di quella a ponte, il convertitore è composto da un blocco di conversione formato principalmente da interruttori controllabili e da un certo numero di sorgenti indipendenti costituite da carichi modellati come di consueto con una resistenza e un'induttanza connesse in serie.

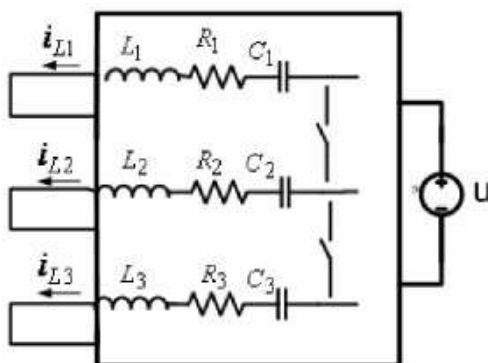


Fig.7-18. Alimentazione di più zone di cottura con un unico inverter risonante [46]

Il sistema così raffigurato presenta in generale un'equazione di stato dell'energia data da

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & I \\ -I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_j \\ 0 \end{bmatrix} U$$

dove, nel caso di tre carichi connessi,

U è la tensione in ingresso;

$i_L = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix}$ è il vettore delle correnti degli induttori;

$$v_C = \begin{bmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \\ v_{C3} \end{bmatrix} \quad \text{è il vettore delle tensioni ai capi dei condensatori;}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 \end{bmatrix} \quad \text{è la matrice diagonale delle induttanze;}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & C_3 \end{bmatrix} \quad \text{è la matrice diagonale delle capacità;}$$

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix} \quad \text{è la matrice diagonale delle resistenze;}$$

$$f_j = \begin{bmatrix} f_{1j} \\ f_{2j} \\ f_{3j} \end{bmatrix} \quad \text{è il vettore che descrive le connessioni tra i componenti della rete.}$$

Fra queste la relazione di f_j è l'unica controllata dagli interruttori per cui si ha, a partire dalle

$$L \frac{di_L}{dt} = -Ri_L + v_C + f_j U$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_L$$

sviluppate dalla precedente equazione, la seguente funzione di controllo

$$f_j = \left(L \frac{di_L}{dt} + Ri_L - v_C \right) \frac{1}{U}$$

che, essendo costituita da termini sinusoidali, permette di realizzare delle sequenze periodiche e quindi di controllare il convertitore applicando per esempio la strategia di controllo con cancellazione asimmetrica della tensione.

Data la necessità di avere un controllo a frequenza fissa secondo cui $\beta = 180^\circ$, il tipo di algoritmo indicato in precedenza permette di regolare in maniera individuale la potenza d'uscita dei tre carichi connessi agendo solo sui parametri α_+ e α_- (Fig.6-23). Sulla base dei valori assunti da questi angoli di controllo si determina così la sequenza periodica di controllo dello stato degli interruttori impostando in particolare al posto di f_j i valori -1, 0 e 1 per indicare rispettivamente la connessione inversa, assente o diretta.

Applicando la strategia proposta al fornello con due zone di cottura si ha una situazione analoga a quella illustrata nella figura Fig.7-19, nella quale vengono raffigurate alcune forme d'onda tipiche della strategia di controllo AVC con le relative sequenze di conduzione degli interruttori e con le conseguenti tensioni d'uscita a forma d'onda quasi quadra.

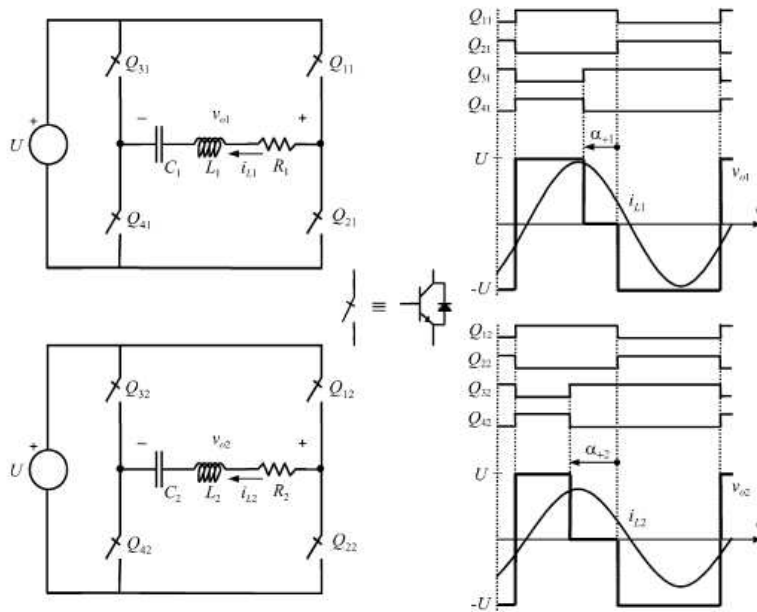


Fig.7-19. Strategia di controllo AVC applicata ad un inverter risonante serie a più zone di cottura [45]

Di interessante si può notare l'azione apportata dagli angoli α_{+1} e α_{+2} che permette la regolazione individuale e simultanea della potenza fornita ad ogni carico. Inoltre c'è da mettere in evidenza il fatto che, data la particolare sequenza di conduzione tipica della strategia di controllo a frequenza fissa, gli interruttori controllati corrispondenti ai due circuiti e situati nei rami destri del ponte vengono attivati allo stesso tempo con un fissato ritardo di fase di 180° . Ciò permette di sintetizzare in un unico ramo comune i componenti ivi presenti, ottenendo in tal modo il circuito unificato di illustrato in Fig.7-20.

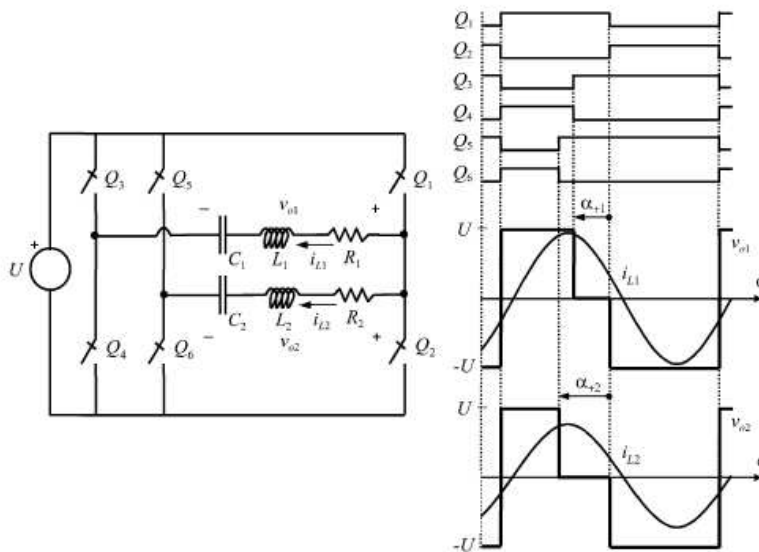


Fig.7-20. Nuova topologia dell'inverter risonante a 2 zone, ottenuta unendo un ramo di entrambe [45]

Lo stesso principio può essere applicato anche nel caso di un convertitore formato da più di due zone di cottura e permette in tal modo un risparmio di interruttori e dei rispettivi circuiti di pilotaggio se confrontato con la soluzione tradizionale a ponte intero.

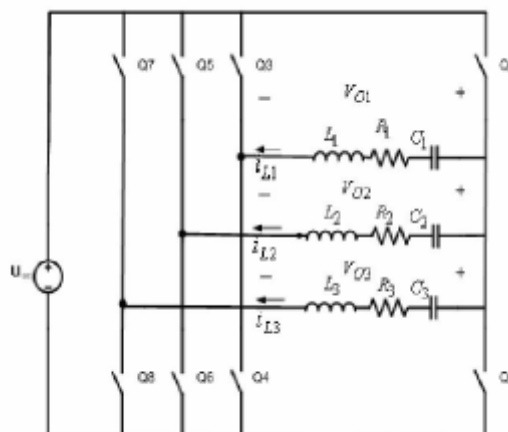


Fig.7-21. Topologia dell'inverter risonante serie utilizzato per più zone di cottura [46]

Nel caso di inverter a tre uscite come quello raffigurato in Fig.7-21, il sistema di controllo è però più complesso dal momento che esso in funzione dello stato assunto dai congegni a semiconduttore presenta le j possibili configurazioni riassunte nella tabella Tab.7-2.

Tab.7-2. Combinazioni di funzionamento possibili per un inverter risonante serie utilizzato per più zone di cottura [46]

j	f_{1j}, f_{2j}, f_{3j}	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	Q_7	Q_8	Q_9
$j=0$	(1,1,1)	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON
$j=1$	(0,1,1)	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON
$j=2$	(1,0,1)	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON
$j=3$	(1,1,0)	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	ON	OFF
$j=4$	(0,0,1)	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON
$j=5$	(0,1,0)	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
$j=6$	(1,0,0)	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF
$j=7$	(0,0,0)	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
$j=8$	(-1,-1,-1)	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
$j=9$	(0,-1,-1)	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
$j=10$	(-1,0,-1)	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
$j=11$	(-1,-1,0)	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON
$j=12$	(0,0,-1)	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
$j=13$	(0,-1,0)	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON
$j=14$	(-1,0,0)	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
$j=15$	(0,0,0)	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF

Il piano ad induzione così realizzato permette dunque di alimentare contemporaneamente tre zone di cottura e di ripartire con precisione adeguata la potenza in ingresso. Tuttavia il sistema non è in grado di fornire all'utente la funzione di riscaldamento rapido richiesta in determinate applicazioni. A tal scopo è comunque sufficiente aggiungere alla topologia rappresentata una terna di relai in maniera da mettere in parallelo i tre rami indipendenti.

In questo modo, in base al loro stato di attivazione, è possibile variare il livello della potenza d'uscita senza variare la frequenza di commutazione dei congegni principali e dunque l'efficienza complessiva del convertitore.

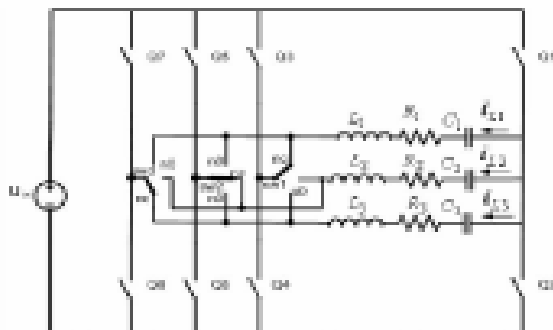


Fig.7-22. Topologia dell'inverter risonante serie utilizzato per più zone di cottura, con l'aggiunta di relais per permettere la funzione booster [46]

Tab.7-3. Ripartizione della potenza disponibile alle varie piastre a seconda dello stato degli IGBT [46]

Sw1,Sw2,Sw3	no,no,no	no,no,nc	no,nc,no	no,nc,nc	nc,no,no	nc,no,nc	nc,nc,no	nc,nc,nc
P1	100% or 3.1 Kw	0.0 or 3.1 Kw	0.0 or 3.1 Kw	0%	>100% or 4.9 Kw	3.1 or 4.9 Kw	0%	100% or 3.1 Kw
P2	100% or 3.1 Kw	0.0 or 3.1 Kw	>100% or 4.9 Kw	3.1 or 4.9 Kw	0.0 or 3.1 Kw	0%	3.1 or 4.9 Kw	100% or 3.1 Kw
P3	100% or 3.1 Kw	>100% or 4.9 Kw	0.0 or 3.1 Kw	3.1 or 4.9 Kw	0.0 or 3.1 Kw	3.1 or 4.9 Kw	3.1 or 4.9 Kw	100% or 3.1 Kw

7.2.2 CONVERTITORI RISONANTI SERIE ZVS A PIÙ ZONE DI COTTURA CON PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO MASTER-SLAVE

Una classe di convertitori a più zone di cottura alternativa alla precedente si basa sul sistema carico schiavo e carico padrone. Il principio di funzionamento di queste unità di cottura consiste nell'alimentare solamente una singola zona con una frequenza adeguata alla potenza richiesta e di soddisfare il livello di energia desiderato nei rimanenti variando la capacità dei condensatori risonanti mediante la commutazione di alcuni interruttori elettromeccanici.

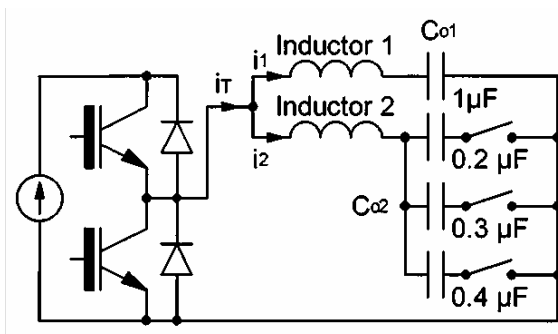


Fig.7-23. Topologia di un convertitore risonante serie ZVS a più zone di cottura con principio di funzionamento master-slave [24]

Per tali convertitori:

1. il carico principale è quello che necessita la potenza più elevata e dunque caratterizzato dall'aver una capacità costante;
2. il valore massimo della potenza totale da cui dipende il loro dimensionamento può essere fornito al carico principale qualora l'altra zona di cottura non venga utilizzata;
3. la somma dei valori della potenza nei due carichi deve essere limitata al valore massimo.

La strategia di regolazione descritta necessita però l'adozione di alcuni accorgimenti atti a salvaguardare la modalità di funzionamento ZVS necessaria per mantenere a buoni livelli l'efficienza complessiva del convertitore e per ridurre gli stress elettrodinamici a cui sono sottoposti gli interruttori controllati. A tal fine è indispensabile effettuare un'analisi in base alla frequenza di lavoro utilizzata e in particolare mettere in relazione la corrente dell'interruttore I_{sw} e la tensione presente ai capi del condensatore V_{co} in condizioni di stato stazionario.

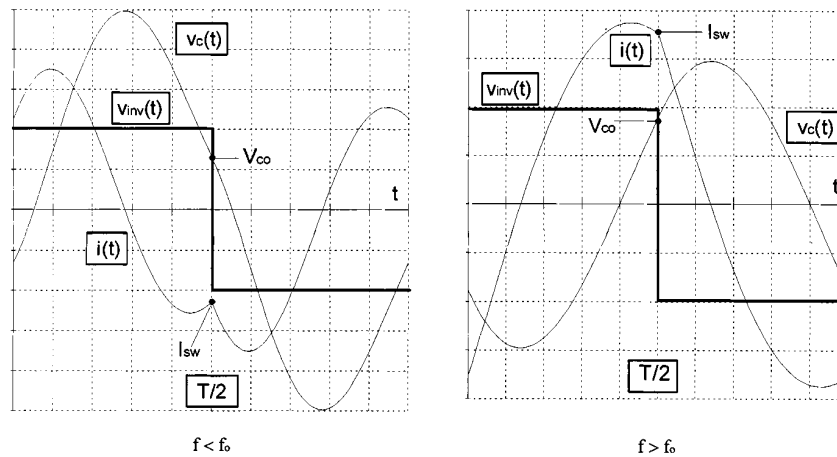


Fig.7-24. Forme d'onda della tensione e della corrente per una frequenza di lavoro rispettivamente inferiore e superiore a quella di risonanza [24]

Si può dimostrare che durante il primo mezzo periodo illustrato nelle figure di Fig.7-24 le espressioni normalizzate della corrente dell'induttore $x(t)$ e della tensione del condensatore $y(t)$ sono:

$$x(t) = \frac{e^{-\zeta 2\pi f_0 t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left[(1 + Y_0 + \zeta X_{sw}) \sin 2\pi f_0' t - X_{sw} \sqrt{1-\zeta^2} \cos 2\pi f_0' t \right]$$

$$y(t) = \left[1 + \frac{e^{-\zeta 2\pi f_0 t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left[\cos(2\pi f_0' t + \phi) - (\zeta Y_0 + X_{sw}) \sin 2\pi f_0' t - Y_0 \sqrt{1-\zeta^2} \cos 2\pi f_0' t \right] \right]$$

avendo indicato con

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L}} \quad \text{il fattore di smorzamento;}$$

$$f'_0 = f_0 \sqrt{1 - \zeta^2} = \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{2\pi \sqrt{LC_0}} \quad \text{la frequenza di risonanza;}$$

$$f_n = \frac{f}{f_0} \quad \text{la frequenza normalizzata;}$$

e con

$$X_{sw} = x(T/2) = \frac{I_{sw}}{E} \sqrt{\frac{L}{C_0}} = \frac{e^{-\zeta \frac{\pi f_0}{f}}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \left[(1 + Y_0 + \zeta X_{sw}) \sin \frac{\pi f'_0}{f} - X_{sw} \sqrt{1 - \zeta^2} \cos \frac{\pi f'_0}{f} \right]$$

$$Y_{sw} = y(T/2) = \frac{V_{co}}{E} = \left[1 + \frac{e^{-\zeta \frac{\pi f_0}{f}}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \left[\cos \left(\frac{\pi f'_0}{f} + \phi \right) - (\zeta Y_0 + X_{sw}) \sin \frac{\pi f'_0}{f} - Y_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \cos \frac{\pi f'_0}{f} \right] \right]$$

le condizioni al tempo T/2. I valori normalizzati di I_{sw} e V_{co} sono pertanto dati da

$$X_{sw} = \frac{e^{-\zeta \frac{\pi f_0}{f}} \sin \frac{\pi f'_0}{f}}{1 - \zeta \frac{e^{-\zeta \frac{\pi f_0}{f}}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin \frac{\pi f'_0}{f} + e^{-\zeta \frac{\pi f_0}{f}} \cos \frac{\pi f'_0}{f}} (1 + Y_0) = A(1 + Y_0)$$

dove

$$Y_0 = \frac{1 + \frac{e^{-\zeta \frac{\pi f_0}{f}}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \left[\cos \frac{\pi f'_0}{f} + \Phi \right] - A \sin \frac{\pi f'_0}{f}}{1 + (\zeta + A) \frac{e^{-\zeta \frac{\pi f_0}{f}}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin \frac{\pi f'_0}{f} + e^{-\zeta \frac{\pi f_0}{f}} \cos \frac{\pi f'_0}{f}}$$

mentre allo stesso modo si ottiene per la potenza

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{2f}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \int_0^{\frac{1}{2f}} e^{-\zeta 2\pi f_0 t} \left[(1 + Y_0 + \zeta X_{sw}) \sin 2\pi f'_0 t - X_{sw} \sqrt{1 - \zeta^2} \cos 2\pi f'_0 t \right] \\ &= \frac{f}{\pi f'_0} \left\{ (1 + Y_0) \sqrt{1 - \zeta^2} - e^{-\zeta \frac{\pi f_0}{f}} \left[\zeta (1 + Y_0) + X_{sw} \right] \sin \frac{\pi f'_0}{f} + (1 + Y_0) \sqrt{1 - \zeta^2} \cos \frac{\pi f'_0}{f} \right\} \end{aligned}$$

Nel caso di due carichi risonanti caratterizzati da fattori di smorzamento ζ_1 e ζ_2 e da frequenze di risonanza f_{o1} e f_{o2} , le relazioni precedenti possono essere poi usate per determinare la corrente totale fornita dall'inverter

$$X_{swT} = X_{sw1} \left(\frac{f}{f_{o1}}, \zeta_1 \right) + X_{sw2} \left(\frac{f}{f_{o2}}, \zeta_2 \right)$$

rappresentata insieme alle sue componenti nella figura Fig.7-25.

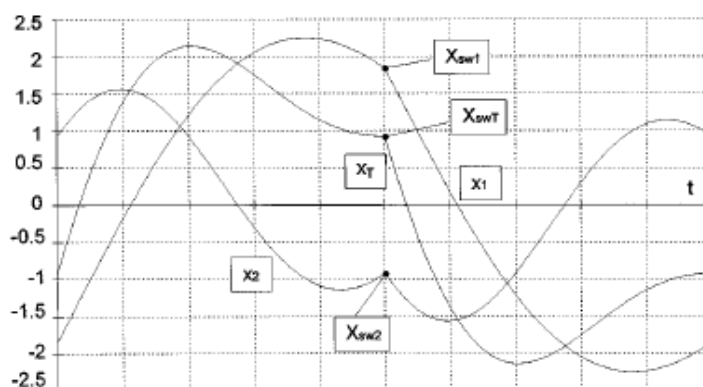


Fig.7-25. Forme d'onda della corrente totale dell'inverter e delle sue componenti [24]

Allo stesso modo si può rappresentare in maniera generale l'andamento della potenza normalizzata ottenuta per il carico padrone (P_{N1}) e per l'altro carico (P_{N2}) in funzione del rapporto f_{o2}/f_{o1} e per fattori di smorzamento estremi relativi a particolari applicazioni. Sebbene in queste condizioni di funzionamento sfavorevoli, si evince dalle curve soprastanti che la modalità ZVS si mantiene per valori della potenza estremamente differenti e per tal motivo il risultato complessivo deve essere considerato soddisfacente.

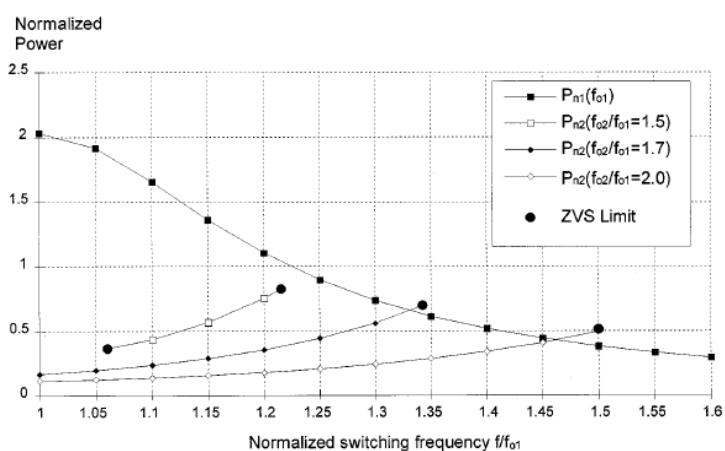


Fig.7-26. Potenza normalizzata della potenza in funzione della frequenza di commutazione normalizzata [24]

7.2.3 INVERTER MEZZO PONTE RISONANTE SERIE A TRE INTERRUTTORI

Una prima applicazione del principio padrone-schiavo è quella del ponte risonante serie a tre interruttori controllati. Utilizzato per alimentare due zone di cottura, il convertitore consente di regolare la potenza riscaldante di un carico in maniera classica variando la frequenza di commutazione della tensione simmetrica a forma d'onda quadra. Il carico rimanente viene invece controllato mediante la tecnica a modulazione della larghezza d'impulso PWM applicata in riferimento alla forma d'onda di alimentazione del principale.

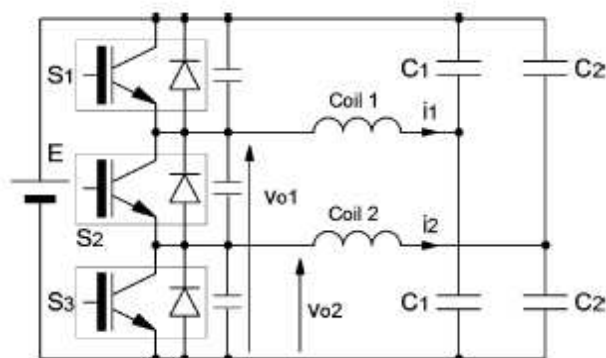


Fig.7-27. Schema circuitale di un inverter a mezzo ponte risonante serie a tre interruttori [47]

Durante ogni periodo di commutazione, il funzionamento del sistema si articola in tre sequenze differenti. Ciò si può rilevare dalla figura Fig.7-28 nella quale viene mostrata la sequenza di controllo e la successione dello stato degli interruttori.

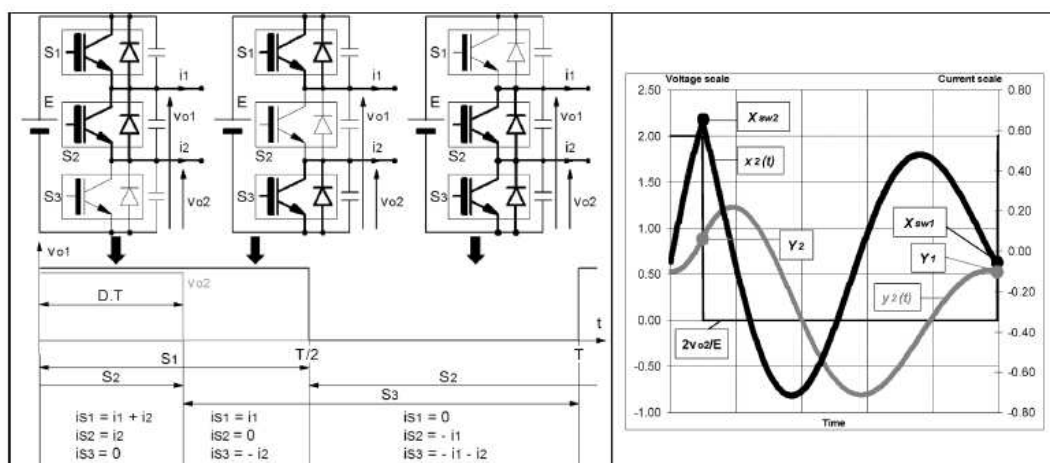


Fig.7-28. Sequenze di funzionamento dell'inverter a mezzo ponte risonante serie a tre interruttori [47]

Dato il modo con cui viene controllato l'interruttore padrone, è possibile applicargli la risoluzione esposta in precedenza mentre per il carico rimanente si effettua invece un'analisi basata su formulazioni simili. L'analoga trattazione effettuata per il dispositivo a semiconduttore schiavo porta a quattro equazioni corrispondenti alla variazione della corrente normalizzata ($x_2(t)$ e $y_2(t)$) nei due intervalli di tempo.

Tab.7-4. Elenco di alcuni termini utilizzati per la determinazione delle correnti [47]

$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{2C_2}{L}}$, Damping factor	$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2LC_2}}$, $f_{o2'} = f_{o2} \sqrt{1-\zeta^2}$,
$y = \frac{v_c}{E}, Y = \frac{V_c}{E}$, Normalized voltages	$x = \frac{i}{E} \sqrt{\frac{L}{2C_2}}$, $X_{sw} = \frac{I_{sw}}{E} \sqrt{\frac{L}{2C_2}}$, Normalized currents
$P_n = \frac{P}{2E^2}$, normalized power	$t_g \Phi = -\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}$

In particolare, facendo riferimento ai termini riassunti nella tabella Tab.7-4, si ha per [0,DT]

$$x_2(t) = \frac{e^{-\zeta 2\pi f_{o2} t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left[(1 - Y_1 - \zeta X_{sw1}) \sin 2\pi f_{o2'} t + X_{sw1} \sqrt{1-\zeta^2} \cos 2\pi f_{o2'} t \right]$$

$$y_2(t) = \left[1 + \frac{e^{-\zeta 2\pi f_{o2} t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left[\cos(2\pi f_{o2'} t + \phi) + (\zeta Y_1 + X_{sw1}) \sin 2\pi f_{o2'} t + Y_1 \sqrt{1-\zeta^2} \cos 2\pi f_{o2'} t \right] \right]$$

mentre per [DT,T] si ha

$$x_2(t) = \frac{e^{-\zeta 2\pi f_{o2} t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left[(-Y_2 - \zeta X_{sw2}) \sin 2\pi f_{o2'} t + X_{sw2} \sqrt{1-\zeta^2} \cos 2\pi f_{o2'} t \right]$$

$$y_2(t) = \frac{e^{-\zeta 2\pi f_{o2} t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \left[(\zeta Y_2 + X_{sw2}) \sin 2\pi f_{o2'} t + Y_2 \sqrt{1-\zeta^2} \cos 2\pi f_{o2'} t \right]$$

le cui condizioni iniziali e finali sono indicate con

$$\begin{aligned} X_{sw2} &= x_2(t = DT) \\ Y_2 &= y_2(t = DT) \end{aligned} \quad \text{nell'intervallo di tempo [0,DT];}$$

$$\begin{aligned} X_{sw1} &= x_2(t = (1-D)T) \\ Y_1 &= y_2(t = (1-D)T) \end{aligned} \quad \text{nell'intervallo di tempo [DT,T];}$$

La risoluzione delle equazioni appena ricavate permette di fornire l'espressioni della corrente e della tensione in ogni avvolgimento induttore e di conseguenza la possibilità di ricavare la potenza fornita ai carichi in funzione della frequenza, del duty cycle e dei fattori di smorzamento. Si introducono poi nel calcolo di P_1 e P_2 le condizioni necessarie per avere un funzionamento con modalità ZVS raccomandato per limitare le perdite di commutazione, soprattutto nel caso di contemporaneo utilizzo delle due zone di cottura.

1. $t = 0 \rightarrow$ S1 ZVS turn ON, s3 turn OFF $\rightarrow i_1+i_2 < 0$
2. $t = DT \rightarrow$ S3 ZVS turn ON, s2 turn OFF $\rightarrow i_2 > 0$
3. $t = T/2 \rightarrow$ S2 ZVS turn ON, s1 turn OFF $\rightarrow i_1 > 0$

Sulla base di quanto espresso le soluzioni attuabili variano a seconda della scelta o meno di utilizzare due frequenze di risonanza identiche per i due carichi. Nel caso in cui si decida di adottare un valore comune alle due zone si assume in genere che P_2 sia sempre minore di P_1 per cui vi è la necessità di invertirle nel caso le esigenze applicative lo richiedano. Nell'altra modalità invece, con $f_1 < f_2$, il dominio della potenza include due zone di funzionamento e l'inversione può essere eventualmente evitata. Tuttavia ciò richiede una maggiore adattabilità del controllo e quindi la necessità di cambiare le impostazioni della bobina padrone.

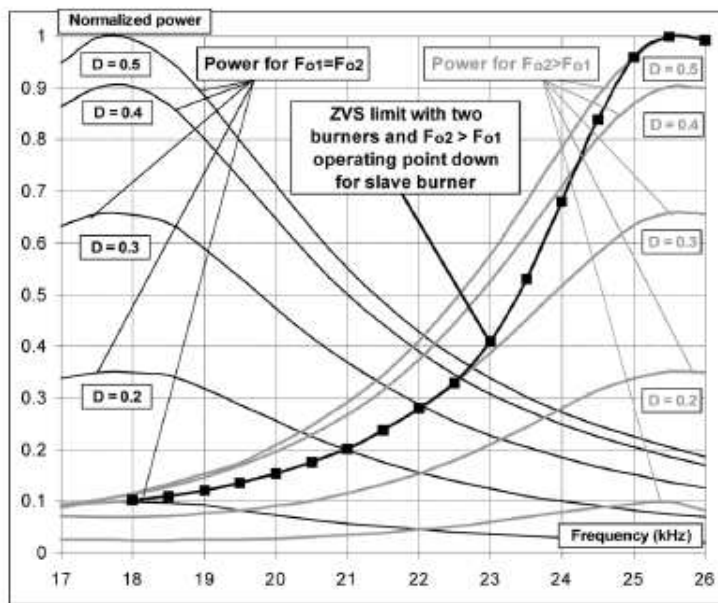


Fig.7-29. Potenza normalizzata erogata alle due zone di cottura in funzione del duty cycle e della frequenza [47]

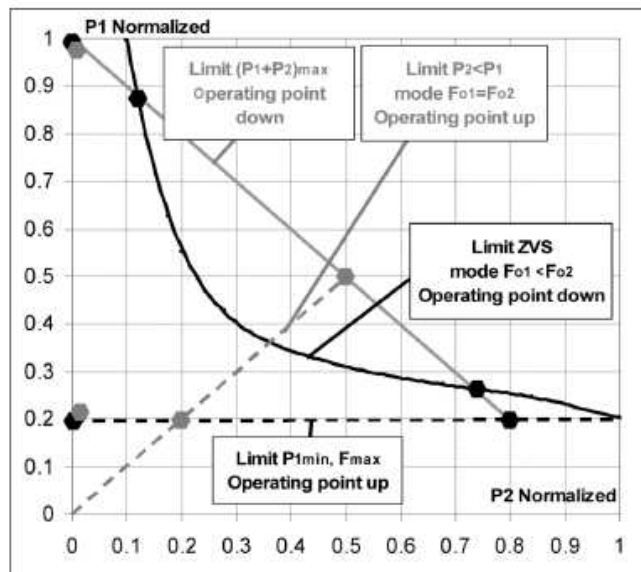


Fig.7-30. Limiti di funzionamento [47]

Nell'eventualità dell'utilizzo di due diverse frequenze di risonanza, la regolazione e dunque la distribuzione della potenza ad ogni piastra viene effettuata come accennato in precedenza agendo sulla frequenza di commutazione e sul duty cycle. Il sistema di controllo digitale, composto da differenti blocchi dalle più svariate funzioni in essi implementate, deve essere per tal motivo accurato. La strategia su cui è basata consiste in particolare nel rilevare mediante dei trasformatori di corrente l'entità delle correnti circolanti negli avvolgimenti per poi convertire quanto registrato in una grandezza digitale di facile elaborazione mediante un convertitore analogico-digitale ADC.

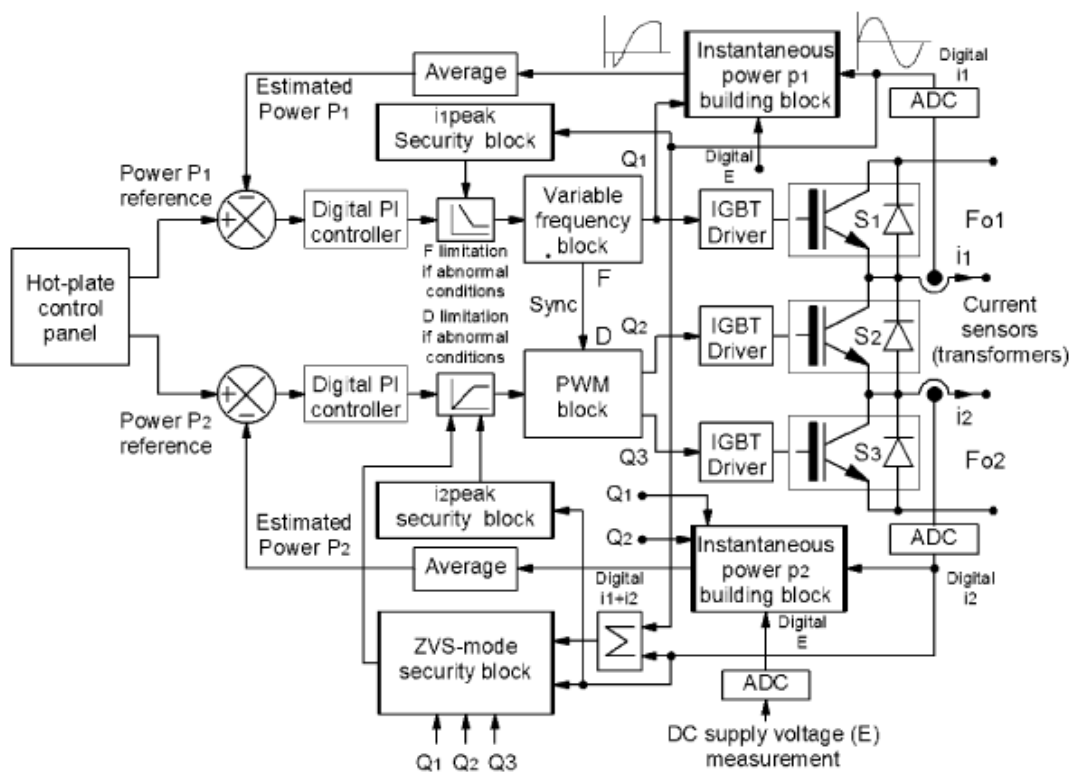


Fig.7-31. Schema del sistema di controllo generale dell'inverter a tre interruptori [47]

Fra i blocchi presenti, riveste un ruolo importante quello relativo al mantenimento della modalità di funzionamento ZVS in quanto da esso dipende l'efficienza complessiva del convertitore. Non a caso ad esso sono strettamente connessi quelli della variazione della frequenza e del PWM, indispensabili per la regolazione dell'insieme. Il circuito di controllo così realizzato permette dunque di:

1. mantenere elevata l'efficienza controllando il valore di picco della corrente e le condizioni di commutazione;
2. stimare con adeguata accuratezza le potenze istantanee e medie erogate alle zone di cottura, permettendo in tal modo di regolare l'energia riscaldante qualora si venga a creare uno squilibrio fra il valore di riferimento impostato dal pannello di controllo e quello realmente fornito al carico. Da questo circuito chiuso dipendono il blocco di generazione della frequenza, relativo solo all'interruttore padrone, e quello della PWM sincronizzato con il primo e impostato negli altri semiconduttori rimanenti.

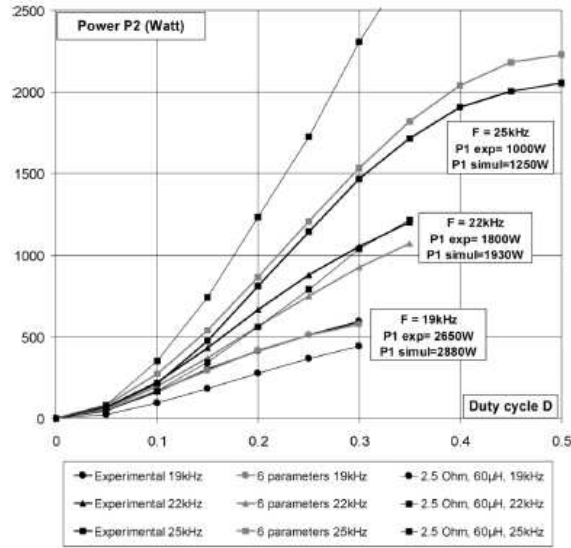


Fig.7-32. Ripartizione della potenza in funzione del duty cycle per differenti frequenze di lavoro [47]

7.2.4 PONTE INTERO ALIMENTANTE DUE BOBINE MULTIAVVOLGIMENTO

Una soluzione alternativa alla precedente, ma che segue lo stesso principio schiavo-padrone, è quella che utilizza una topologia a ponte intero. Applicabile solamente a due gruppi di avvolgimenti simmetrici, essa sostanzialmente è costituita dall'unione di due convertitori a mezzo ponte. Il sistema, data la configurazione, presenta a parità di potenza erogata minori stress elettrodinamici degli interruttori controllati e di conseguenza una significativa riduzione delle perdite. Allo stesso modo del convertitore a tre interruttori la potenza fornita all'avvolgimento induttore padrone può essere classicamente aggiustata agendo sulla frequenza di commutazione. I carichi rimanenti invece vengono regolati in base alla differenza di tensione $v_{01}-v_{02}$, nulla per il valore di fase 0° e massima per il valore di fase di 180° . Sebbene paragonabile alla precedente, in genere le viene preferita la configurazione alternativa illustrata nella figura Fig.7-33 caratterizzata da maggiori prestazioni che, derivanti dall'introduzione di quattro commutatori, le permettono di essere particolarmente adattabile alle svariate situazioni richieste.

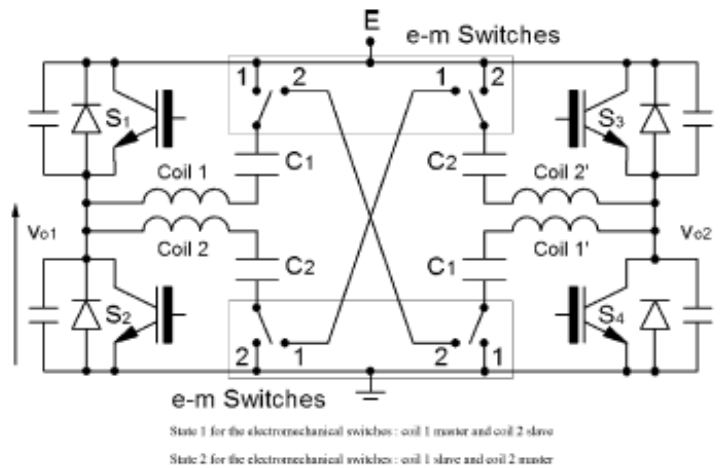


Fig.7-33. Inverter a ponte intero alimentante due bobine multi avvolgimento [47]

7.2.5 SISTEMI A SUPERFICIE TOTALMENTE ATTIVA (ZONELESS)

La tendenza futura è quella di realizzare dei fornelli privi di zone delimitate e caratterizzati dunque da una piastra a superficie totalmente attiva in grado di scaldare un contenitore in qualsiasi posizione venga appoggiato. Il principio che sta alla base di questa idea è quello di realizzare una matrice di piccole bobine, ciascuna delle quali alimentate dal proprio convertitore, ovviamente il tutto realizzato nel rispetto del livello della potenza massima erogata dalla rete di alimentazione.

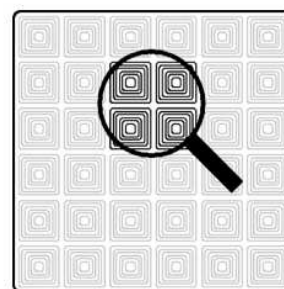


Fig.7-34. Zoneless [47]

7.2.5.1 COLLEGAMENTO DC COMMUTATO

Lo schema con collegamento in continua commutato è sostanzialmente una generalizzazione della topologia a mezzo ponte a tre interruttori esaminata in precedenza. Il controllo e la sequenza con la quale vengono pilotati gli interruttori avviene infatti in maniera analoga alla topologia precedente. L'unica differenza è che in questo caso viene definito un carico padrone costituito da un avvolgimento d'arresto fisso (L_0), mentre la regolazione della potenza dei rimanenti mezzo ponte risonante serie avviene in maniera indipendente intervenendo sul duty cycle di ciascuno di essi, ciascuno dei quali sincronizzato con il controllo dell'interruttore padrone.

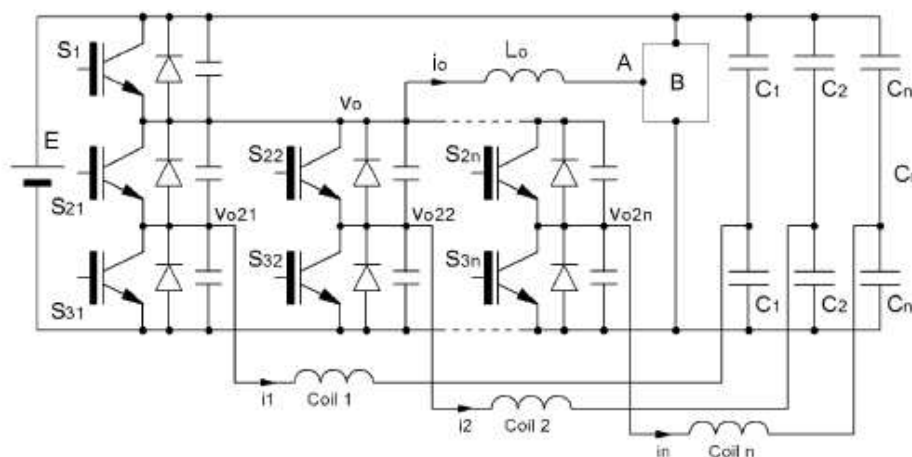


Fig.7-35. Topologia di un inverter a mezzo ponte con collegamento in continua commutato [47]

Allargando i concetti visti nella topologia a due zone di cottura, le condizioni ZVS in questo caso sono rispettate solo se

$$i_0 < -(i_1 + i_2 + \dots + i_N)(t = T)$$

nella quale con i_0 si è indicato il flusso della corrente ausiliaria generata dal gruppo S_1 e che agisce come la corrente della bobina padrone del convertitore a tre interruttori. Secondo la formula, il valore di questo flusso deve essere minore rispetto a quello che si ha nell'istante in cui tutti gli interruttori schiavi sono spenti alla fine del periodo di commutazione.

7.2.5.2 CONVERTITORI RISONANTI PWM

Una seconda opzione possibile per ottenere un piano di cottura a piastra completamente attiva è costituita dall'unione di più convertitori risonanti PWM. Funzionanti a frequenza costante e fissata, essi permettono la regolazione della potenza individualmente agendo sul duty cycle di ogni piastra. Il principale inconveniente che lo caratterizza è il fatto che il tipo di controllo non permette il rispetto dei principi di risonanza, con la conseguenza che per alcune potenze le modalità di funzionamento ZVS non vengono rispettate, da cui la necessità di adottare un sovradimensionamento degli interruttori controllati.

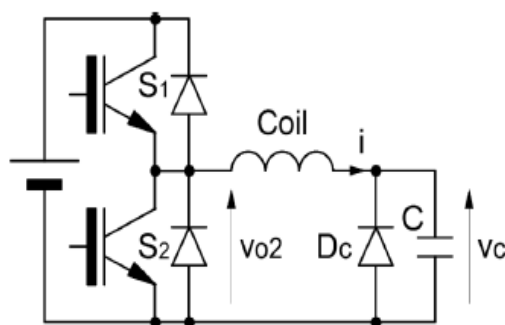


Fig.7-36. Topologia di un convertitore risonante PWM [47]

Dato che tali fattori degradano in maniera significativa l'efficienza di ogni convertitore e dunque quella complessiva del sistema, risulta opportuno risolvere il problema menzionato. A tal fine in genere è tuttavia sufficiente aggiungere al convertitore PWM risonante serie un diodo di bloccaggio dc.

La presenza di questo semiconduttore statico modifica infatti in maniera significativa la modalità di funzionamento e in particolare la sua introduzione permette di riottenere le condizioni ZVS. Ciò avviene in quanto la conduzione del diodo che si verifica all'annullamento della tensione V_c permette di tenere un valore negativo della corrente della bobina durante lo stato di accensione di S_2 , rispettando in questo modo le condizioni ZVS per ciascun valore del duty cycle.

La nuova topologia non presenta a parità di potenza stress elettrici degli interruttori controllati maggiori di quelli osservati nel convenzionale mezzo ponte risonante serie. Tuttavia essa ha due svantaggi specialmente critici nel caso di unità di cottura di una potenza consistente. Il primo è l'asimmetrico comportamento dovuto al diodo, il quale comporta la comparsa di una corrente media nell'avvolgimento uguale a quella circolante attraverso di esso. Il secondo è l'aggiunta di perdite dovute alla conduzione del componente a semiconduttore statico e alla conseguente riduzione dell'efficienza del convertitore. I precedenti fattori tuttavia non compromettono drasticamente le prestazioni dei piani di cottura ad induzione e comunque nei sistemi a bassa potenza sono di norma accettabili.

CAP: 8 IMPLEMENTAZIONE DEL CONTROLLO

8.1 ANALISI DEL TIPO DI PROBLEMA

Il piano di cottura ad induzione è una tipica applicazione in cui si sfrutta la conoscenza dei fenomeni elettromagnetici. L'interazione fra i campi elettrici e magnetici esistenti nel sistema, dovuta alla variabilità nel tempo della tensione di alimentazione, permette infatti il trasferimento diretto di energia termica al fondo della pentola e il conseguente annullamento delle perdite che si verificano nei passaggi intermedi di trasmissione del calore, responsabili del decadimento dell'efficienza delle unità tradizionali. Come in ogni altro problema di natura elettromagnetica, l'approccio iniziale non può prescindere dalle equazioni di Maxwell e fra esse, quelle maggiormente adatte alla descrizione del sistema in esame, sono le relazioni relative al rotore del campo induzione magnetica e del campo elettrico

$$\begin{aligned} \text{rot}\vec{H} &= \nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \text{rot}\vec{E} &= \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \end{aligned}$$

dove

- H è il campo magnetico;
- J è il campo densità di corrente;
- D è il campo spostamento elettrico;
- E è il campo elettrico;
- B è il campo induzione magnetica.

Considerato che i precedenti campi elettromagnetici sono legati alla corrente circolante negli induttori e che questo flusso di elettroni presenta un andamento temporale periodico che può essere rappresentato con un'onda fondamentale e delle armoniche sinusoidali nel tempo, è conveniente in questi casi affrontare il problema in questione utilizzando i fasori, mediante i quali le precedenti relazioni possono essere riscritte come

$$\begin{aligned} \text{rot}\dot{\vec{H}} &= \nabla \times \dot{\vec{H}} = \dot{\vec{J}} + j\omega\dot{\vec{D}} \\ \text{rot}\dot{\vec{E}} &= \nabla \times \dot{\vec{E}} = -j\omega\dot{\vec{B}} \end{aligned}$$

dove $j\omega$ rappresenta la derivata temporale. Essendo poi la densità di corrente esprimibile come somma fra la densità di corrente imposta dalle sorgenti e quella di conduzione dovuta al campo indotto,

$$\dot{\vec{J}} = \sigma\dot{\vec{E}} + \dot{\vec{J}}_s,$$

dalle equazioni costitutive del mezzo $\dot{\vec{D}} = \epsilon\dot{\vec{E}}$ e $\dot{\vec{B}} = \mu\dot{\vec{H}}$ si ottiene

$$\nabla \times \dot{\vec{E}} = -j\omega\mu\dot{\vec{H}}$$

L'analisi del tipo di problema in esame evidenzia tuttavia l'esistenza di un campo di induzione magnetica B solenoidale in ogni regione dello spazio per cui è conveniente adeguare le relazioni appena ricavate esprimendole e risolvendole in termini del potenziale vettore magnetico A . Essendo in questa circostanza valide le relazioni

$$\begin{aligned}\dot{\vec{B}} &= \nabla \times \dot{\vec{A}} \\ \dot{\vec{E}} &= -j\omega\dot{\vec{A}} - \nabla\dot{\Phi}\end{aligned}$$

dove Φ è il potenziale scalare, dal momento che per ogni campo vettoriale

$$\nabla \times \nabla \times \dot{\vec{A}} = \nabla \nabla \cdot \dot{\vec{A}} - \nabla^2 \dot{\vec{A}}$$

si ottiene, sostituendo,

$$\nabla \frac{1}{\mu} \nabla \cdot \dot{\vec{A}} - \nabla \cdot \frac{1}{\mu} \nabla \dot{\vec{A}} = -j\omega(\sigma + j\omega\epsilon)\dot{\vec{A}} - (\sigma + j\omega\epsilon)\nabla\dot{\Phi} + \dot{\vec{J}}_s$$

Imponendo all'ultima relazione la gauge di Lorentz nella forma $\nabla \cdot \dot{\vec{A}} = -\mu(\sigma + j\omega\epsilon)\dot{\Phi}$, si ricava poi

$$-\nabla \frac{1}{\mu} \cdot \mu \cdot (\sigma + j\omega\epsilon)\dot{\Phi} - \nabla \cdot \frac{1}{\mu} \nabla \dot{\vec{A}} = -j\omega(\sigma + j\omega\epsilon)\dot{\vec{A}} - (\sigma + j\omega\epsilon)\nabla\dot{\Phi} + \dot{\vec{J}}_s$$

e da essa, osservando che $(\sigma + j\omega\epsilon)$ è una costante e che quindi $\nabla(\sigma + j\omega\epsilon)\dot{\Phi} = (\sigma + j\omega\epsilon)\nabla\dot{\Phi}$,

$$\nabla \cdot \frac{1}{\mu} \nabla \dot{\vec{A}} = j\omega(\sigma + j\omega\epsilon)\dot{\vec{A}} - \dot{\vec{J}}_s$$

E' inoltre possibile apportare un'ulteriore semplificazione considerando che nei ad induzione il principio di funzionamento è caratterizzato dalla diffusione del campo magnetico all'interno del materiale per cui le correnti di spostamento, legate alla derivata nel tempo del campo D , possono essere trascurate. Tale affermazione, confermata anche dall'invariabilità temporale della permittività ϵ , permette di eliminare il termine relativo e di ottenere in tal modo

$$\nabla \cdot \frac{1}{\mu} \nabla \dot{\vec{A}} = j\omega\sigma\dot{\vec{A}} - \dot{\vec{J}}_s$$

da cui

- esprimendo $j\omega$ come derivata temporale;
- portando fuori dalla derivata la conducibilità σ in quanto costante al variare del tempo;
- considerando che la densità di corrente J ha, in coordinate cilindriche, solo una componente lungo la direzione φ ;
- osservando che il potenziale vettore A ha le stessi componenti di J ;
- potendo cambiare il segno alla densità di corrente impressa semplicemente prendendo la fase φ pari a π ,

si ottiene come equazione di governo l'equazione di Helmholtz non omogenea

$$\nabla \cdot \frac{1}{\mu} \nabla \dot{A}_\varphi = \sigma \frac{\partial \dot{A}_\varphi}{\partial t} + \dot{J}_s$$

dove $\vec{J}_s = \vec{J}_{SM} \sin(\omega t + \varphi)$.

8.2.1 RISOLUZIONE MEDIANTE FLUX

La risoluzione dell'equazione di governo viene affidata ad un pacchetto commerciale agli elementi finiti denominato Flux (versione 10.3.3). Prodotto dalla CEDRAT, il software viene utilizzato per l'analisi dettagliata dell'induttore, componente che in un piano di cottura ad induzione ricopre il ruolo primario poiché da esso viene trasferita la potenza riscaldante. A fini di progetto è dunque fondamentale studiare in modo accurato l'accoppiamento fra questo elemento e il carico, sia per poter comprendere i punti di forza e critici, sia per avere una base solida da cui partire per il successivo sviluppo e ottimizzazione. Il punto di partenza, come in ogni approccio progettuale, è la costruzione di un modello attinente alla realtà in grado di descrivere l'elemento in questione sotto ogni aspetto.

8.2.1.1 ASPETTO DELL'INDUTTORE

Gli induttori utilizzati nei ad induzione hanno in genere una struttura composta costituita da vari elementi realizzati con differenti materiali, ognuno avente una precisa funzione. Di forma piatta e circolare, la struttura denominata a "pancake" presenta alla base una lastra metallica sulla quale sono incollate alcune ferriti disposte a raggiera, uno o più strati di mica o di plastica, l'avvolgimento in rame e un secondo strato isolante.

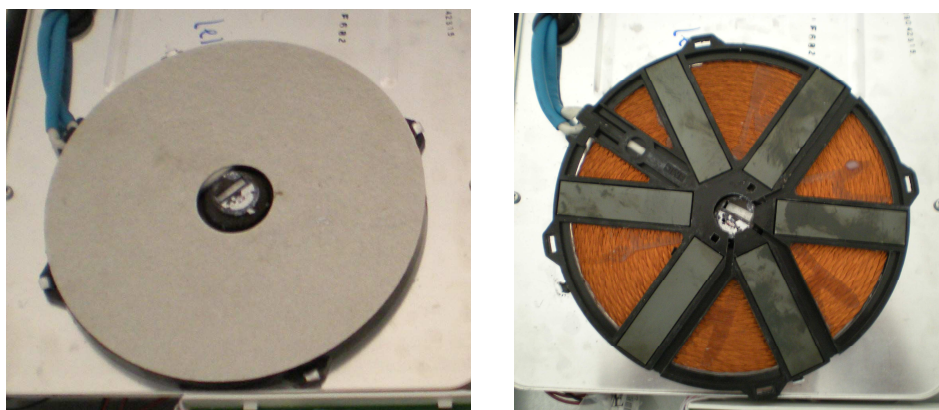


Fig.8-1. Aspetto esterno di un induttore

La piastra, opportunamente intagliata per permettere il fissaggio laterale della stessa al piano, è in genere realizzata in alluminio. L'adozione di questo materiale non è casuale in quanto, oltre alla funzione di supporto, tale componente ha infatti anche il delicato compito di schermare il campo prodotto dall'induttore e serve pertanto ad evitare qualsiasi interferenza dello stesso con i circuiti elettronici di alimentazione sottostanti.

Le ferriti, disposte in modo radiale, il cui numero e dimensione dipende dalle dimensioni e dalla potenza dell'induttore, sono realizzate con un materiale ferromagnetico dolce per avere un ridotto valore di perdite per correnti indotte. Il loro ruolo nei riguardi dell'intero sistema è paragonabile a quello svolto dal nucleo di un trasformatore in quanto esse servono sostanzialmente per convogliare le linee di flusso verso l'induttore stesso. Creando dei percorsi a bassa riluttanza necessari per richiudere maggiormente il flusso magnetico, queste barre permettono infatti di attenuare fortemente la dispersione nell'aria e dunque negli apparecchi elettrici circostanti. La caratteristica magnetica di questi materiali è tuttavia variabile con le condizioni di lavoro e in particolare nei ad induzione è necessario prestare un certo riguardo alla temperatura in quanto essa costituisce il parametro che influisce maggiormente sulle prestazioni. Nel range di valori normalmente presenti, variabile da 50 °C a 200 °C, la permeabilità iniziale può infatti variare da 2500 a 3500 mentre il campo magnetico a cui avviene la saturazione può scendere da 470 mT a 380 mT.

Gli strati di mica o plastica svolgono un'importante compito di isolamento dell'avvolgimento induttore nei confronti degli altri elementi del pancake. La presenza di questi materiali, rigidi, permette infatti di separare fisicamente le spire di rame e di limitarne l'influenza elettrica e termica. Entrambe le soluzioni svolgono infine l'importante ruolo di supporto meccanico dell'intera struttura ma la maggior lavorabilità della plastica permette di avere una forma periodicamente incavata per l'alloggio delle barre di ferrite.

L'avvolgimento è l'elemento di maggiore interesse in quanto da esso dipendono fortemente il rendimento e il funzionamento dei piani di cottura. A forma di spirale, esso è realizzato in filo litz per limitare l'effetto pelle, responsabile alle alte frequenze di distribuire la densità di corrente verso le zone esterne del conduttore e di aumentare in tal modo la resistenza elettrica e la dissipazione del componente.

Oltre agli elementi citati, vi è poi un sensore per il rilevamento istantaneo della temperatura posizionato al centro del pancake. La sua presenza serve a salvaguardare l'intero assemblato da condizioni di funzionamento critiche con l'invio costante di un segnale al circuito di comando che, al raggiungimento del valore limite impostato, interviene togliendo l'alimentazione dell'induttore per un periodo di tempo tale da permettere al sistema di ritornare entro i livelli di sicurezza stabiliti.

8.2.1.2 COSTRUZIONE E ANALISI DEL MODELLO

Una volta compresa la composizione del pancake, il passo successivo è la realizzazione del modello sulla base delle informazioni acquisite nella sezione precedente. In analogia con gli altri codici di calcolo, anche l'implementazione con il Flux presenta le fasi di preprocessore, risoluzione ed elaborazione dei risultati.

Pre-processing

La prima fase consiste nel costruire la geometria mediante i tools forniti dallo stesso software. La rilevazione di tutte le dimensioni dei componenti deve essere la più accurata possibile al fine di introdurre nel processo computazionale il minor quantitativo di errori. Purtroppo la presenza di numerosi fattori non permette di avere una elevata precisione, allontanando così il progettista dalle condizioni ideali. Si deve infatti considerare che ogni misura effettuata è intrinsecamente affetta da errore e che a volte l'acquisizione diretta di una dimensione è ostacolata da varie cause. In questi casi si deve ricorrere ad altri stratagemmi

quali l'adozione di altri strumenti o metodi di misura anche perché, a volte, nello smontare i singoli componenti, si corre il rischio di danneggiarli e di effettuare successivamente una misura di una dimensione o di un particolare non più consono a quello che è effettivamente nella realtà. Per esempio, nel caso dell'induttore, non è pensabile andare a togliere completamente lo smalto o la colla che tiene unite le spire per misurare la loro effettiva lunghezza o il loro numero preciso in quanto il filo litz non possiede una struttura rigida e i trefoli, durante l'avvolgimento, possono essere stati sormontati ad altri. In questo caso si ricorre in genere ad una misurazione elettrica mentre per la determinazione delle dimensioni geometriche si effettua una media aritmetica fra alcune rilevazioni acquisite fra diverse coppie di punti estremi. Non potendo avere alternative, si accetta così comunque l'introduzione nel sistema degli inevitabili errori e pertanto in tal caso l'unica soluzione è quella di prestare durante la rilevazione la maggiore attenzione possibile.

Un aspetto da non trascurare è poi il fatto che in un modello 2D non è possibile rappresentare singolarmente ciascuna ferrite dal momento che questi elementi si dispongono in forma radiale. La relativa modellizzazione implica pertanto la costruzione di una regione avente un'estensione maggiore di quella reale e di conseguenza vengono introdotte ulteriori informazioni errate.

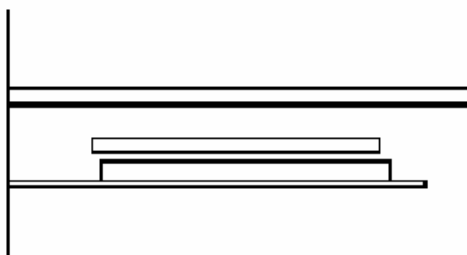


Fig.8-2. Geometria del modello dell'induttore

Il riporto nel software delle varie dimensioni e la successiva costruzione deve essere tuttavia effettuato previa una valutazione circa le eventuali simmetrie geometriche o sorgenti presenti. Questo passaggio infatti è conveniente in quanto permette di giungere al medesimo risultato con un minor onere computazionale e di conseguenza con un notevole risparmio di tempo. Adottando tale accorgimento, è possibile inoltre infittire la mesh, ovvero la suddivisione delle varie regioni del dominio, ottenendo in questo modo una maggiore precisione. Se le simmetrie geometriche sono di facile rilevazione in quanto è sufficiente individuare visivamente la presenza di un asse di simmetria, altrettanto non si può affermare per quanto concerne le sorgenti. Prima di procedere infatti in questo senso, si deve individuare un campo di natura elettrica o magnetica con il quale si intende effettuare la valutazione. Nel caso degli induttori dei piani di cottura ad induzione, tenendo conto della loro geometria tipica, per la quale si addice l'adozione delle coordinate cilindriche, e delle relazioni generali esistenti fra i campi vettoriali, le varie grandezze elettriche si sviluppano solo lungo determinate direzioni.

$$\begin{aligned}\vec{A} &= A_R \vec{u}_R + A_Z \vec{u}_Z + A_\varphi \vec{u}_\varphi = 0\vec{u}_R + 0\vec{u}_Z + A_\varphi \vec{u}_\varphi \\ \vec{J} &= J_R \vec{u}_R + J_Z \vec{u}_Z + J_\varphi \vec{u}_\varphi = 0\vec{u}_R + 0\vec{u}_Z + J_\varphi \vec{u}_\varphi \\ \vec{E} &= E_R \vec{u}_R + E_Z \vec{u}_Z + E_\varphi \vec{u}_\varphi = 0\vec{u}_R + 0\vec{u}_Z + E_\varphi \vec{u}_\varphi \\ \vec{H} &= H_R \vec{u}_R + H_Z \vec{u}_Z + H_\varphi \vec{u}_\varphi = H_R \vec{u}_R + H_Z \vec{u}_Z + 0\vec{u}_\varphi \\ \vec{B} &= B_R \vec{u}_R + B_Z \vec{u}_Z + B_\varphi \vec{u}_\varphi = B_R \vec{u}_R + B_Z \vec{u}_Z + 0\vec{u}_\varphi\end{aligned}$$

Il tipo di problema che il metodo FEM deve risolvere è in termini del campo potenziale vettore A , grandezza elettrica ottimale in quanto, come si può osservare, essa presenta rispetto ai campi magnetico H e induzione magnetica B una sola componente non nulla. Nel caso bidimensionale ciò si traduce sostanzialmente nel trattare il campo A alla stregua di un semplice potenziale scalare, potendogli in tal modo attribuire un determinato valore lungo gli eventuali assi di simmetria delle sorgenti. I casi che si presentano principalmente si riconducono in genere alla possibilità di applicare le condizioni di Neumann o di Dirichlet. In presenza per esempio di una componente normale del campo induzione magnetica nulla, $B_n=0$, come quella raffigurata nella sezione sinistra della figura sottostante Fig.8-3 dove vi sono due conduttori disposti in modo parallelo percorsi rispettivamente da una corrente entrante e da una uscente, è possibile considerare solo una delle due metà del dominio di partenza, imponendo la condizione di Dirichlet $A=0$. In una situazione invece come quella esposta nella parte destra, dove sono rappresentati due conduttori di lunghezza infinita percorsi da correnti aventi lo stesso segno e dello stesso verso, la componente tangenziale del campo induzione magnetica B_t è nulla e ciò si traduce nell'imporre in tale asse la condizione di Neumann $\partial A/\partial n = 0$.

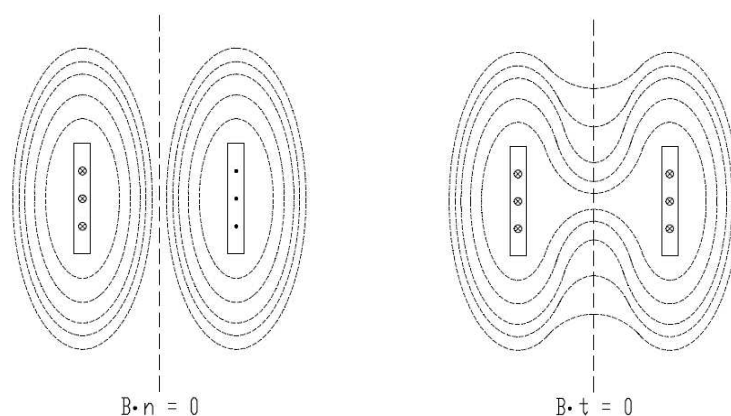


Fig.8-3. Principali simmetrie di campo

Nel caso di accoppiamento padella-induttore, è possibile sfruttare sia la simmetria geometrica, sia quella di sorgente per cui, con la rilevazione delle dimensioni geometriche acquisite, si va a costruire solo il semipiano destro del modello. Per quanto riguarda le caratteristiche dimensionali delle pentole sono state inserite quindi le grandezze elencate in Tab.8-1.

Tab.8-1. Parametri geometrici del piano di cottura e del contenitore degli alimenti

PARAMETRO	DESCRIZIONE	PENTOLA A	PENTOLA B
H_ACCPENT	spessore di acciaio della pentola	0.6	0.6
H_ALLPENT	spessore di alluminio della pentola	3	3
H_ARIAVETRMIC	gap d'aria tra la mica e il vetro	2	2.1
H_VETR	spessore del vetro	4	4
LUNGH_PENT	lunghezza della pentola	107.5	75
LUNGH_VETR	lunghezza del vetro	86.1	90

Come induttori sono stati presi invece in considerazione degli esempi commerciali prodotti dalla ditta Midea e di dimensioni 145 mm e 180 mm, i quali hanno una struttura in plastica sagomata per l'inserimento delle barre di ferrite e offrono delle elevate prestazioni (Tab.8-2).

Tab.8-2. Parametri geometrici dell'induttore

PARAMETRO	DESCRIZIONE	MIDEA	MIDEA
		180 [mm]	145 [mm]
D_IND FERR	distanza tra l'induttore e la ferrite	1.6	1.6
H_ALL	spessore schermo di alluminio	1	1
H_ARIA	gap d'aria	0.1	0.1
H_COLL	spessore di colla	0.1	0.1
H_FERR	spessore delle ferriti	4.5	4.5
H_IND	spessore dell'induttore	3.1	3
H_MIC	spessore di mica	0.5	0.5
LUNGH_ALL	lunghezza dell' alluminio	96	75
LUNGH_FERR	lunghezza della ferrite	66.5	50
LARGH_FERR	larghezza delle ferriti	17.7	17.7
P_IND	passo dell'induttore	2.87	2.065
RI_FERR	raggio interno delle ferriti	21.5	21.5
RI_IND	raggio interno dell'induttore	20	20
Ns	numero di spire dell'induttore	23	23

Al fine di evitare un'ulteriore ripetizione delle fasi di pre-processing per analizzare l'induttore dalle dimensioni maggiori, è stato poi sfruttato il fatto che il metodo agli elementi finiti è un codice di calcolo parametrico per cui la geometria inserita è stata introdotta in termini di parametri generici, ai quali verranno attribuiti i valori relativi ai due pancake.

In entrambi i casi si è poi conclusa la costruzione del modello con l'inserimento di un discoide esterno di raggio sufficientemente grande (*"infinite box"*) per impartire al software le condizioni al contorno, dal momento che il potenziale vettore è nullo all'infinito e non è possibile lavorare con distanze infinite. In questo modo si separa la regione in cui viene eseguita una soluzione numerica da quella in cui viene effettuata una soluzione analitica (Fig.8-4).

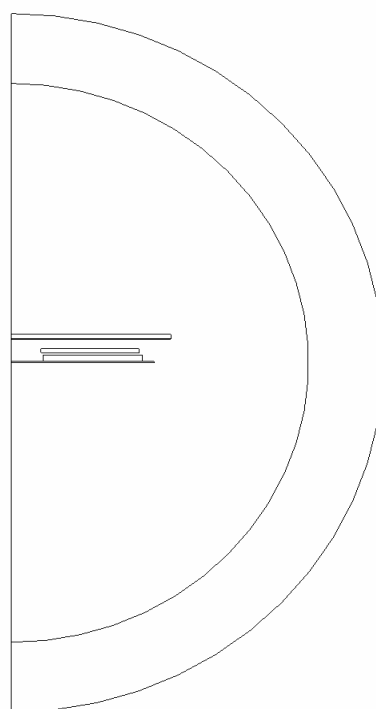


Fig.8-4. Geometria completa del modello

La costruzione geometrica si conclude con la creazione delle regioni e l'assegnazione del materiale di cui sono realizzate. Nelle figure di Fig.8-5 si può osservare in successione la rappresentazione del carico (verde), l'avvolgimento induttore (rosso), la zona delle ferriti (nero) e lo strato di alluminio (viola).

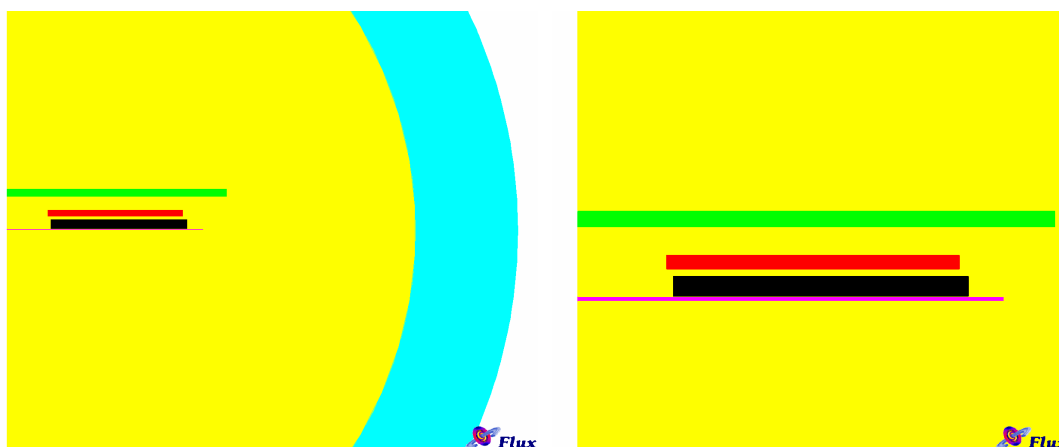


Fig.8-5. Regioni del modello dell'induttore

Una volta completata la costruzione geometrica si passa alla creazione della mesh, fase di estrema importanza in quanto dalla suddivisione dell'intero dominio in tanti piccoli sottodomini (o elementi) dipende infatti l'occupazione di memoria del PC, il tempo di calcolo e la precisione dei risultati numerici. Per un dominio bidimensionale come nel nostro caso gli elementi che di solito vengono usati hanno una forma triangolare per avvicinarsi maggiormente al contorno nel caso che questi siano fortemente irregolari. La suddivisione del dominio implica la costruzione automatica da parte del software di nodi che devono essere descritti al fine di implementare il calcolo.

Dato che la mesh è strettamente correlata allo spessore di penetrazione δ

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}}$$

e poiché è necessario che vi siano almeno due elementi ogni δ per ottenere una soluzione corretta, si deve considerare la condizione di funzionamento peggiore e quindi si deve inserire il massimo valore di frequenza a cui sono sottoposti i piani di cottura. In genere un valore limite congruo a questo tipo di applicazioni è $f = 40$ kHz e a tale grandezza la risposta dei materiali generalmente utilizzati, in termini dello spessore di penetrazione, è di circa 1 mm per l'alluminio e 200 μm per il ferro.

Sulla base dei risultati appena calcolati e avendo già a priori un'idea sulla distribuzione che verrà assunta dai vari campi nelle varie regioni, si crea una discretizzazione mirata con una mesh particolarmente fitta nelle zone critiche e sparsa nelle rimanenti. A tal fine, considerato l'andamento esponenziale dello spessore di penetrazione, è preferibile ricorrere ad una suddivisione su base logaritmica delle fasce dell'induttore e dell'indotto che si affacciano sulla stessa porzione della regione descrivente il piano in vetroceramica.

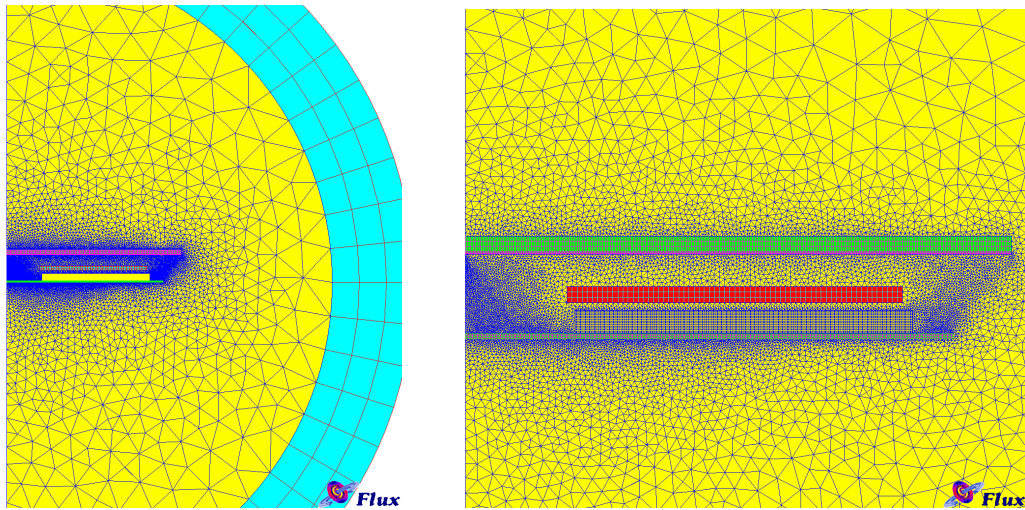


Fig.8-6. Discretizzazione delle regioni del modello dell'induttore

Una volta completata la discretizzazione l'ultima fase del pre-processing consiste nell'accoppiare il modello del problema ad un circuito elettrico a parametri concentrati. Avendo deciso di eseguire un'analisi a corrente impressa si schematizza l'alimentazione con un generatore di corrente e gli si connette in serie una bobina per simulare l'avvolgimento induttore. L'immissione di questo componente come "coil conductors" è fondamentale per introdurre nel modello le peculiarità del filo litz, imponendo in tal modo una distribuzione uniforme della corrente ed evitare così la presenza degli effetti pelle e di prossimità.

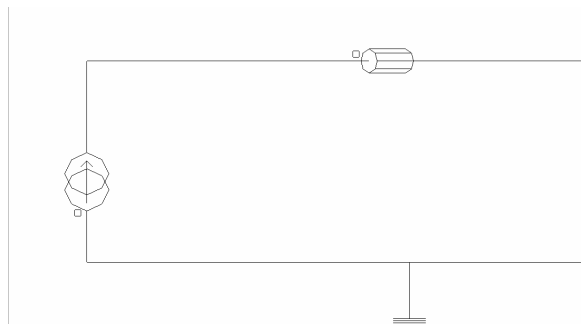


Fig.8-7. Circuito elettrico di alimentazione dell'avvolgimento induttore

Solver

Il nocciolo maggiormente significativo di un software basato sul metodo agli elementi finiti è senza dubbio l'algoritmo risolutivo. Con la precedente fase la creazione della mesh ha permesso di suddividere l'intero dominio in tanti sottodomini e per ognuno di essi la funzione incognita è stata sostituita da una semplice funzione di interpolazione. In tal modo il BVP originale con un numero infinito di gradi di libertà viene convertito in un problema avente una dimensione finita e strutturato secondo un sistema algebrico di equazioni costituito da una miriade di coefficienti inizialmente incogniti. Esistono svariate tecniche adibite al controllo e all'esecuzione della trasformazione prodotta dal software ma in genere viene applicato come algoritmo di calcolo il metodo variazionale di Rayleigh-Ritz o di Galerkin.

Tale approccio, adottato anche dal Flux, consiste nel minimizzare il funzionale o principio variazionale $W(V)$ e di trasformare in tal modo l'equazione differenziale in un sistema di equazioni algebriche scegliendo le funzioni peso esattamente pari alla funzione di forma o funzione base ($W_i = N_i$). Sulla base di quanto afferma il metodo dei residui pesati, il prodotto scalare

$$\langle w_m, R \rangle = \int w_m R \, dv$$

viene quindi posto nullo.

Nel caso in esame, universale per tutti gli induttori dei piani di cottura ad induzione, essendo valida per essi l'equazione di governo ricavata in precedenza

$$\nabla \cdot \frac{1}{\mu} \nabla \dot{A}_\varphi = \sigma \frac{\partial \dot{A}_\varphi}{\partial t} + \dot{J}_s$$

si ottiene come residuo R la quantità:

$$R = \nabla \cdot \frac{1}{\mu} \nabla \dot{A}_\varphi - \left(\sigma \frac{\partial \dot{A}_\varphi}{\partial t} + \dot{J}_s \right)$$

Avendo poi il sistema una sorgente costituita da una corrente di alimentazione variabile periodicamente in quanto scomponibile nella somma di una sinusoide fondamentale e nelle sue armoniche derivate, il problema in questione è di tipo time harmonic e in tal caso il potenziale vettore A assume un corpo numerico complesso

$$A^C = A^R + jA^I = A^C e^{j\omega t}$$

Applicando la procedura di Galerkin al residuo e usando il teorema di Green, dopo vari passaggi si arriva alla

$$-\int_{\Omega} \nabla W \frac{1}{\mu} \nabla A^C \, d\Omega + \int_{\Gamma} W \frac{\partial A^C}{\partial n} \, d\Gamma - \int_{\Omega} W (j\sigma\omega A^C - J_s^C) \, d\Omega$$

nella quale il termine

$$A^C = \sum_i N_i A_i^C$$

è dato dalla somma estesa ai vari vertici del dominio del prodotto fra i valori assunti dal potenziale in questi punti e la funzione di forma N , definita per un elemento triangolare del primo ordine dalla

$$N_i = \frac{a_i + b_i x + c_i y}{2A} \quad \text{con } A \text{ superficie del sottodominio.}$$

Scegliendo in questa fase del processo, secondo i dettami del metodo di Rayleight-Ritz/Galerkin una funzione peso esattamente pari alla funzione di forma o funzione base, per cui

$$W_i = N_i$$

si ottiene

$$\left[\int_{elem} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial N_i}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} + \frac{\partial N_i}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} \right) dx dy - j \int_{elem} \sigma \omega N_i N_j dx dy \right] A_i^C = \int_{elem} N_i J_S^C dx dy$$

Il sistema di equazioni testè ricavato può essere scritto a questo punto in forma compatta mediante la notazione matriciale come

$$K_{i,j}^C = Q$$

i cui coefficienti complessi sono dati da

$$k_{i,j}^C = p_{i,j} + jq_{i,j} = f_i + jg_i$$

In tal modo per gli elementi triangolari del primo ordine si ottengono così le espressioni

$$p_{i,j} = \frac{1}{4A\mu} (b_i b_j + c_i c_j)$$

$$q_{i,j} = -\sigma\mu \int_{elem} N_i N_j dx dy = \frac{A\sigma\omega}{12} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}$$

$$f_i = \frac{1}{3} A J_S^R$$

$$g_i = \frac{1}{3} A J_S^I$$

e dunque per il singolo elemento una matrice locale data da

$$\begin{bmatrix} 3(b_1^2 + c_1^2) - 2j\alpha A^2 & 3(b_1 b_2 + c_1 c_2) - j\alpha A^2 & 3(b_1 b_3 + c_1 c_3) - j\alpha A^2 \\ & 3(b_2^2 + c_2^2) - 2j\alpha A^2 & 3(b_2 b_3 + c_2 c_3) - j\alpha A^2 \\ & & 3(b_3^2 + c_3^2) - 2j\alpha A^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_1^C \\ A_2^C \\ A_3^C \end{bmatrix} =$$

simmetrica

$$= 4\mu A^2 \begin{bmatrix} J^R + J^I \\ J^R + J^I \\ J^R + J^I \end{bmatrix}$$

Una volta descritti con questo sistema tutti gli elementi del dominio ottenuti successivamente alla creazione della mesh, si passa alla fase di assemblaggio nella quale viene preso come riferimento il legame fra la numerazione locale e quella globale dei nodi eseguita automaticamente dal software appena dopo la discretizzazione del dominio.

Il sistema finale così ottenuto viene poi risolto mediante il metodo di eliminazione di Gauss o quello iterativo di Newton-Raphson a seconda rispettivamente dell'assenza o meno di materiali non lineari. Essendoci nei piani di cottura ad induzione degli elementi ferromagnetici, viene applicato il secondo approccio per il quale vale la formulazione

$$\{A^{n+1}\} = \{A^n\} - [J^n]^{-1} \{R(\{A^n\})\}$$

dove

- $\{A^{n+1}\}$ è il vettore dei potenziali vettori dei singoli nodi all'iterazione n+1;
- $\{A^n\}$ è il vettore dei potenziali vettori dei singoli nodi all'iterazione n;
- $[J^n]$ è la matrice jacobiana;
- $\{R(\{A^n\})\}$ è il residuo dato da:

$$\{R(\{A^n\})\} = [K(\{A^n\})] \cdot \{A^n\} - \{F\}$$

con

- K matrice dei coefficienti dipendente dal valore di A (il quale dipende dalla riluttività ν);
- F vettore dei termini noti.

Il tempo computazionale, ovvero il tempo impiegato dal software per la risoluzione del sistema non lineare, diventa dunque per tal motivo particolarmente oneroso e pertanto è preferibile limitare il numero di soluzioni. Considerato che la rapidità di convergenza dipende fortemente dal valore di default usato come iniziale dal metodo di Newton-Raphson e dalla caratteristica della curva esaminata in quel punto, la durata di ogni singola elaborazione è fortemente variabile e dunque a priori non è possibile stabilire con estrema precisione il termine della fase di solver.

La rilevazione effettuata per alcune tempistiche dimostra tuttavia la presenza di una certa costanza del tempo mediamente impiegato, con una media complessiva che si aggira attorno a 64 secondi (Tab.8-3).

Tab.8-3. Tempi impiegati da Flux per soluzione

NUMERO ITERAZIONI	TEMPO TOTALE IMPIEGATO			TEMPO MEDIO
	[N]	[s]	[min]	
1	78	x	x	78,00
1	73	x	x	73,00
1	84	x	x	84,00
1	69	x	x	69,00
5	x	5.34	x	66,80
10	x	10.24	x	62,40
20	x	19.40	x	59,00
25	x	24.38	x	59,12
50	x	50.07	x	60,14
100	x	98.02	x	58,82
120	x	x	2.17	68,50
180	x	x	3.12	64,00
304	x	x	4.21	51,51
570	x	x	8.39	54,60
684	x	x	9.34	50,35
TEMPO MEDIO PER ITERAZIONE [s] :				63,95

Post processing

Il post processore di Flux è uno strumento estremamente utile per la visualizzazione e per la manipolazione dei risultati conseguiti nella fase di solver. Esso infatti permette di effettuare un'analisi approfondita del modello, necessaria per ottimizzare il progetto e per individuare le zone critiche dalle quali partire per elaborarne un corretto dimensionamento. In particolare il pacchetto commerciale della CEDRAT offre la possibilità di creare varie tipologie di supporto, sia in termini relativi alla creazione di percorsi opportunamente tracciati interni alle regioni, sia circa la costruzione di isocampo o di linee isovalore.

Associando tali costrutti alle varie grandezze elettriche, se ne ottiene infatti la loro distribuzione nel dominio e ciò permette di individuare eventuali concentrazioni e di avere in tempo reale i valori da esse raggiunti. In particolare, ai fini dell'analisi, vengono esaminate:

- La distribuzione del campo induzione magnetica **B** (Flux Density);

Per tale grandezza elettrica si utilizza in genere il plot colorato delle isocampo costituito da una scala di colori, ognuno dei quali è associato ad un determinato range di valori, stabilito a priori dal software stesso. Considerata la frequenza di lavoro e la natura ferromagnetica del materiale, la massima variazione che ci si aspetta è localizzata sul fondo dell'indotto e ciò è sostanzialmente confermato dalla figura Fig.8-8, nella quale si nota chiaramente che la gamma di colori della color shade si esaurisce in corrispondenza di una fascia centrale della pentola spessa pochi decimi di mm.

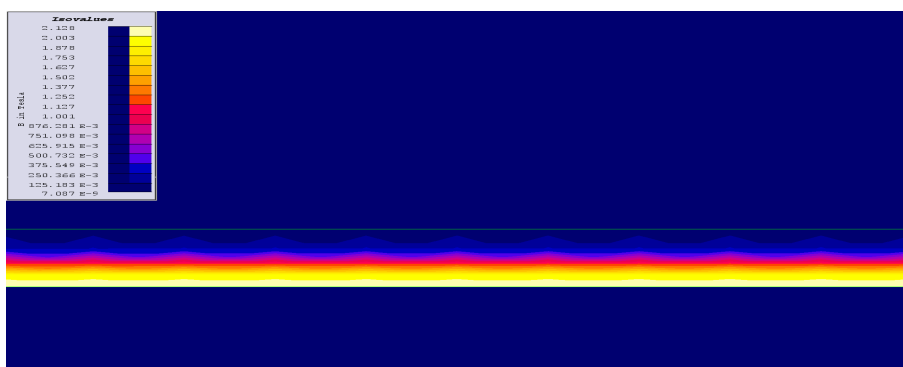


Fig.8-8. Distribuzione del campo induzione magnetica nell'induttore

➤ Le isoflusso (Equi Flux);

Le linee isoflusso rispecchiano praticamente la distribuzione del campo induzione magnetica, essendo ad esso proporzionali. Ciò è visivamente confermato dal fatto che vi è un infittimento delle isovalore sempre nella medesima regione in cui si registrava in precedenza una forte variazione di B . Si può notare inoltre che l'andamento di tali linee dipende sia dal valore della frequenza, sia dalla fase della corrente immessa dal generatore. In particolare il software distingue le grandezze positive da quelle di segno opposto, permettendo all'utente di verificare la diversità di comportamento fra l'indotto e l'induttore, elementi a colorazione differente essendo soggetti alla legge di Lenz.

➤ La densità di corrente (Current Density);

L'analisi della densità di corrente evidenzia le zone in cui si concentra la maggior parte del flusso di elettroni, responsabile di elevare la temperatura del materiale della pentola per effetto Joule. Essendo il principio di funzionamento dei piani di cottura ad induzione legato a questo aspetto, è dunque di notevole importanza quantificare ed aumentare l'energia termica prodotta per poi escogitare delle soluzioni alternative atte ad elevare le prestazioni del sistema. Dalla figura Fig.8-9 in particolare si nota, come ci si attendeva prima della simulazione, una concentrazione di cariche in movimento situata nelle zone dell'indotto prossime alla bobina di eccitazione, regione a distribuzione uniforme della corrente dal momento che nella fase di pre-processing l'induttore è stato introdotto nel modello come bobina (coil conductor). La variazione della color shade, associata sostanzialmente allo spessore di penetrazione, permette di valutare poi in questa fase di elaborazione dei risultati la correttezza della costruzione della mesh, dovendo esistere almeno due elementi di discretizzazione per ogni gradazione colore della scala.

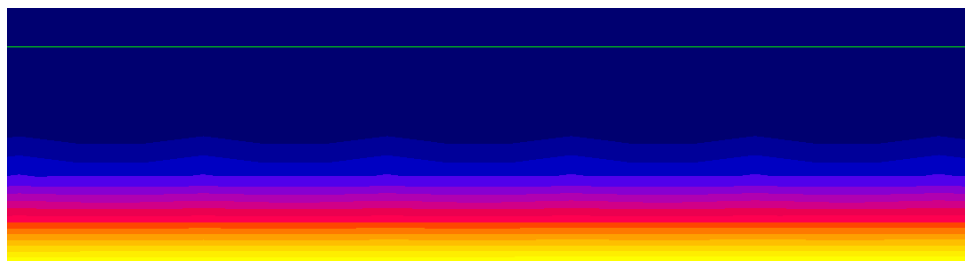


Fig.8-9. Distribuzione densità di corrente in un avvolgimento induttore

- La densità di potenza (Power density).

Il plot colorato relativo alla densità di potenza è pressoché simile a quello esaminato in precedenza ma con la differenza che ora, essendovi una proporzionalità tra P e il quadrato della corrente, la fascia in cui si sviluppa l'intera gamma della color shade è sensibilmente più stretta. Un ulteriore appiattimento della stessa si ha poi all'aumentare della frequenza e alla natura ferromagnetica del materiale, variabili che influenzano sensibilmente le prestazioni di un piano di cottura ad induzione.

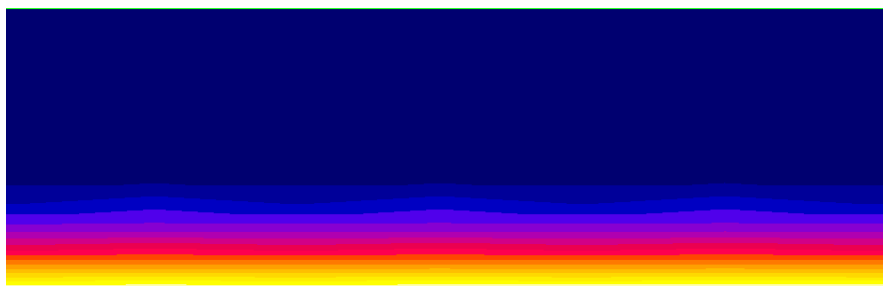


Fig.8-10. Distribuzione densità di potenza in un avvolgimento induttore

Infine, essendo Flux un codice di calcolo parametrico, è utile valutare il comportamento di una grandezza di interesse in funzione di alcune variabili, fisiche o elettriche. In tal senso viene eseguita solitamente in questa tipologia di problemi un'analisi in frequenza, data la forte dipendenza dei campi e dei vari materiali da questo parametro. Allo scopo è sufficiente fare un grafico 2D della resistenza, dell'induttanza e della potenza attiva in funzione della frequenza come quelli illustrati in Fig.8-11.

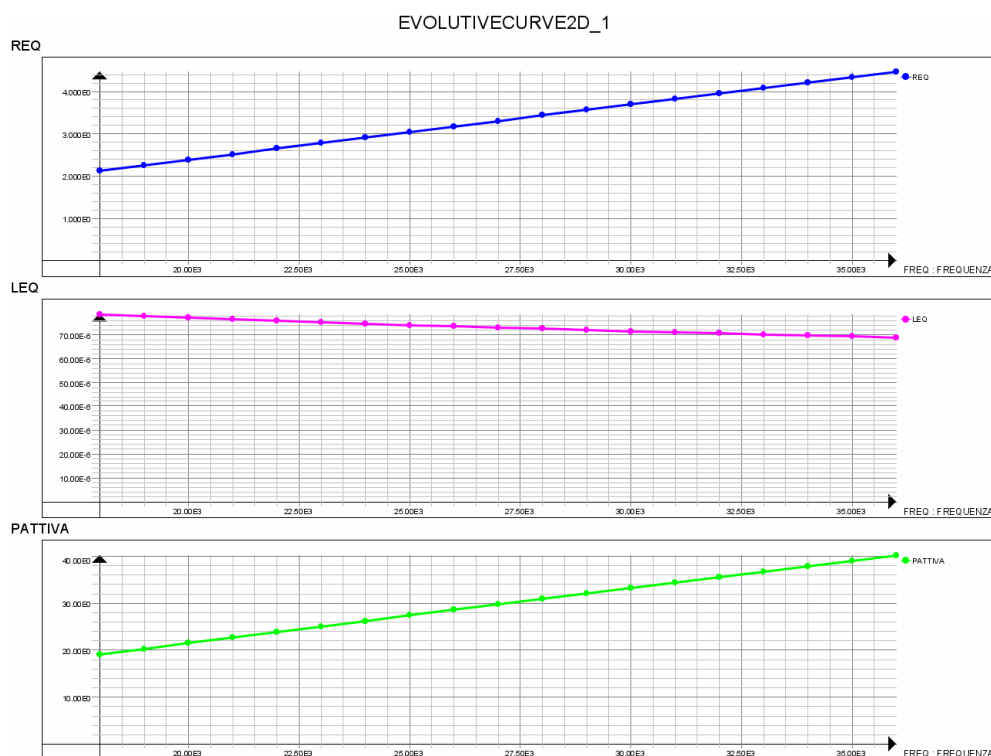


Fig.8-11. Curve della resistenza, dell'induttanza e della potenza in funzione della frequenza

8.2 ACQUISIZIONE DEI DATI E LORO VERIFICA

Il primo passo del processo di elaborazione di ogni software consiste nell'acquisizione dei dati. In particolare nella gestione del controllo di un piano di cottura ad induzione vengono sostanzialmente immesse due categorie di informazioni, relative allo stato iniziale dello stesso fornello e alle caratteristiche degli induttori che lo compongono.

8.2.1 DATI PIANO DI COTTURA

La prima serie viene inserita tramite dei file dati già predisposti e, in assenza di questi, mediante delle functions appositamente ideate per interfacciare il programma con l'operatore. Strutturate sotto forma di richiesta diretta delle informazioni realizzata con l'ausilio di una subroutine che ne indica passo dopo passo la zona di cottura in fase di inserimento, le functions si riferiscono a distinti sottogruppi di dati. In particolare vengono acquisiti con:

- DATIPIANO: la potenza di targa del piano ad induzione, la locazione delle zone di cottura nei confronti dello spigolo inferiore sinistro assunto come punto di origine di un sistema di riferimento cartesiano e le relative dimensioni della serigrafia;
- DATICARPIA: lo stato di attivazione delle piastre (variabile PIASTRA), del BOOSTER (variabile BOOSTER), della loro potenza nominale (variabile POTNPIA) e del tipo di induttore (variabile TIPOIND);
- DATICARCOT: le informazioni relative alla cottura, dalla potenza desiderata per ogni carico (variabile POTVOL) alla priorità di alimentazione che esso ha rispetto agli altri (variabile ORDCAR), basata secondo una logica dettata dalla tempistica di preparazione e dall'arrivo sul piatto di ogni singolo alimento;
- DATICARFOR: le caratteristiche del piano di cottura ad induzione, sia per quanto concerne la corrispondenza esistente fra i vari inverter installati e le piastre da esso alimentate (variabile ASSOPIA), sia per la potenza massima erogabile da ogni zona nel caso in cui ve ne sia una con la funzione BOOSTER attiva (variabile ASSOPOT).

Al fine di semplificare la procedura di acquisizione dei dati è stata ideata la function DISPONI, la quale permette di inserire i dati geometrici di ogni piastra senza un preciso ordine e i rimanenti vettori secondo la regola di inserimento precedente. Intervenendo nelle prime fasi del processo di elaborazione del controllo del potenza in quanto acquisisce come variabili di ingresso quelli forniti da DATIPIANO, la subroutine li risistema infatti nel vettore d'uscita in una posizione ordinata a seconda della locazione delle zone di cottura. Strutturato in tre blocchi distinti, l'algoritmo esamina in un primo momento le ascisse degli induttori e a parità di valori della variabile x crea un vettore fittizio delle ordinate che verrà elaborato nella seconda sezione. In questa fase avviene la creazione del vettore ordinato a partire dalle ultime posizioni in quanto nel processo a monte sono state separate le piastre aventi un valore di ascissa maggiore. Terminato il ciclo FOR del secondo blocco, la prima iterazione del ciclo WHILE principale si conclude con l'aggiornamento del vettore delle ascisse, per la sua successiva elaborazione nel secondo passo. La function si conclude al completamento del vettore d'uscita finale.

L'acquisizione completa delle informazioni relative allo stato delle piastre, alla cottura e alle caratteristiche del fornello avviene poi mediante ulteriori functions, ognuna delle quali presenta un controllo intrinseco a livello del singolo dato immesso per evitare che venga selezionata un'opzione non valida. In questa fase tuttavia l'immissione dei vari valori relativi alla potenza e alla priorità di alimentazione avviene come testè digitata per cui questo procedimento necessita di una certa attenzione. E' comunque presente un passo di algoritmo nel programma chiamante strutturato per richiedere la conferma dei dati e di permettere in caso contrario la possibilità di inserirli nuovamente. In DATICARFOR vi è inoltre un controllo contemporaneo sulla denominazione della zona inserita in quanto essa deve essere inferiore al numero totale di piastre presenti nel piano di cottura e non deve essere uguale ad un valore inserito in precedenza in quanto un induttore non può essere alimentato da due differenti inverter.

Oltre al controllo del singolo dato, la correttezza delle informazioni inserite viene verificata anche globalmente mediante un'analisi complessiva dei vari vettori acquisiti. A livello di geometria vera e propria esiste in particolare la subroutine piano, ideata per rappresentare su un grafico l'aspetto complessivo del piano di cottura e per fornire in tal modo un giudizio visivo dello stesso. Ricevendo come variabile di ingresso la matrice CARPCT, nella quale sono contenute tutte le informazioni sulla posizione del centro di ogni singolo induttore rispetto all'angolo inferiore sinistro del piano in vetroceramica, l'algoritmo utilizza per la costruzione della circonferenza una spline congiungendo quattro punti opportunamente ricavati. Il controllo viene eseguito sia nei confronti delle dimensioni massime geometriche, sia fra ciascuna coppia di piastre per evitare la presenza di intersezioni fra le serigrafie.

La function piano è utile anche per illustrare con una linea rossa gli induttori attivi e con una linea blu quelli non alimentati, sulla base delle informazioni passate tramite lo specifico vettore piastra. Una tecnica analoga viene utilizzata anche durante la fase di inserimento di alcuni dati (function DATICARPIA e DATICARCOT) nella quale, mediante la costruzione di un vettore piastra fittizio, viene evidenziata la zona inerente all'acquisizione.

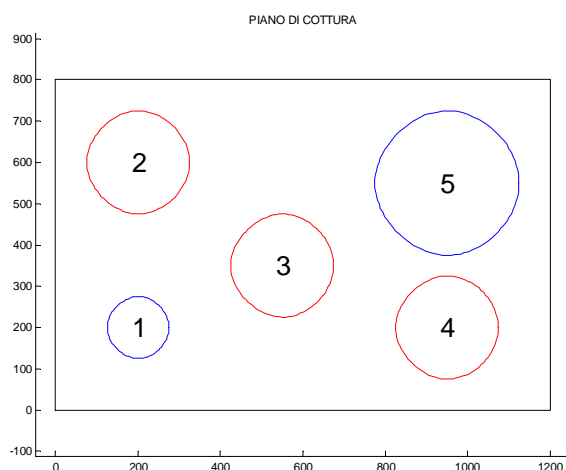


Fig.8-12. Attivazione zone di cottura di un piano ad induzione

Una seconda function di verifica globale a livello delle zone di cottura è poi la subroutine omonima, la cui chiamata è fondamentale per l'analisi della correttezza dei dati inseriti, esclusivamente per i vettori piastra e BOOSTER (opz. OFF). Mediante il coordinamento di

tutti i vettori in ingresso e la loro eventuale modifica automatica qualora venga riscontrata un'anomalia, VERIFICA permette infatti di mettere a punto lo stato del sistema. La presenza di questa subroutine è comunque richiesta anche durante un qualsiasi momento precedente le fasi di ripartizione della potenza e successiva elaborazione, specialmente quando si desidera monitorare la correttezza di ogni variazione subita dal piano di cottura ad induzione (opz. ON). Strutturato su due sezioni, la prima inerente al controllo dello stato delle piastre e della relativa potenza (confronto fra i vettori piastra, POTVOL e BOOSTER) mentre la rimanente dedicata all'alimentazione effettuata dai vari inverter (esamina di ASSOPIA, ASSOPOT e BOOSTER), il corpo del programma prevede la chiamata nella seconda parte di una function denominata ASSOCIPIA, indispensabile per ottenere i legami esistenti fra ogni inverter e le piastre da esso alimentate. Considerata la possibilità di modificare tutti i vettori acquisiti in ingresso, la matrice d'uscita MATVER può essere ritenuta alla stregua di un nuovo insieme di dati da elaborare, aventi tuttavia a differenza di quelli inizialmente inseriti una totale compatibilità.

Immettendo un insieme di vettori non congruo, raggruppati nella matrice iniziale MATVER, ci si aspetta una segnalazione e una modifica automatica da parte del programma. Nella situazione sottostante presa come esempio, ci si accorge che vi sono delle piastre (zone di cottura 3 e 4) spente e che una delle quali ha allo stesso tempo il BOOSTER attivo e una potenza voluta non nulla. Inoltre vi sono due induttori associati (zone di cottura 1 e 2) connessi alla stessa scheda elettronica ed aventi entrambi il BOOSTER attivo. Infine, vi è una piastra attiva (induttore 6) per la quale la potenza voluta è nulla. Con tali dati la function modifica MATVER interviene sulle righe 1 e 2, in particolare attivando l'induttore 4 per la presenza di un carico, disattivando la piastra 6 e togliendo il BOOSTER alla zona di cottura 1.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	0	0	1	1
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2500	900	2000	1500
ZONE ASSOCIATE:	3	3	2	1	1	2
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	0	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	5	6

ELABORAZIONE:

SEZIONE CONTROLLO ZONE DI COTTURA E POTENZA RELATIVA:

ZONA DI COTTURA: 1 ATTIVA - booster attivo
 ZONA DI COTTURA: 2 ATTIVA - booster attivo
 ZONA DI COTTURA: 3 NON ATTIVA
 ZONA DI COTTURA: 4 ATTIVA - attivata per presenza carico - booster attivo
 ZONA DI COTTURA: 5 ATTIVA
 ZONA DI COTTURA: 6 NON ATTIVA - disattivata per assenza carico

SEZIONE CONTROLLO ALIMENTAZIONE CON INVERTER:

Disattivata la funzione booster dalla piastra: 1 in quanto in una associata il booster è attivo

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	0	1	1	0
STATO BOOSTER:	0	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2500	900	2000	1500
ZONE ASSOCIATE:	3	3	2	1	1	2
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	0	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	5	6

8.2.2 DATI DELL'INDUTTORE

L'analisi degli induttori e del carico è, come si è già detto nel paragrafo precedente, un elemento chiave per la corretta modellizzazione e progettazione del controllo della potenza del piano di cottura. In particolare i dati fondamentali da acquisire sono quelli relativi ai parametri elettrici della resistenza e dell'induttanza, valori dipendenti dalla frequenza di lavoro e dall'ampiezza della corrente di eccitazione. Durante la fase di post-processing si è eseguita pertanto a tal fine una campionatura a passi unitari di tale grandezze elettriche e in particolare l'analisi a posteriori ha portato a scegliere come dominio:

frequenza: 18 kHz → 36 kHz

corrente: 1 A → 34 A

Il limite inferiore della frequenza è imposto da ragioni costruttive e dal fatto che si entra nel range di valori percepibili dagli animali domestici. La soglia superiore è invece limitata sia da normative di compatibilità elettromagnetica, le quali impongono una riduzione della potenza trasmessa, sia dall'aumento delle perdite di commutazione. Ad elevati valori si registra inoltre un assestamento della resistenza e di conseguenza della potenza attiva, ovvero della potenza utile al riscaldamento del materiale della pentola. L'assenza di grosse variazioni di questo parametro implica la sconvenienza di lavorare a valori superiori, anche perché potrebbero insorgere dei problemi di interferenza elettromagnetica, difficilmente schermabili.

Per quanto riguarda invece la corrente, il limite inferiore è ovviamente posto in quanto un valore nullo comporta lo stato di spegnimento del piano di cottura ad induzione mentre l'altro estremo è determinato dalle caratteristiche costruttive dei prodotti disponibili in commercio (sezione di rame).

L'acquisizione dei dati campionati di R e di L avviene tramite la function DATIPAREL, nella quale viene caricata la relativa matrice da un file .txt, ricopiata ed opportunamente elaborata da un file di supporto excel costruito esportando i valori calcolati dal Flux. Fondamentale in questa fase è la realizzazione dei vettori F e I, dati per default come i valori estremi da essi assunti e formati dai parametri della frequenza e della corrente utilizzati come variabili di partenza del software agli elementi finiti per ricavare la resistenza e l'induttanza corrispondenti.

Le tabelle Tab.8-4_7 riportano i dati campionati rispettivamente per l'induttore Midea 140 e Midea 180.

Tab.8-4.Valori campionati della resistenza dell'induttore Midea 140

		MIDEA 140: RESISTENZA [ohm]																
		CORRENTE [A]																
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
FRECUENZA [Hz]	18000	1,248	1,258	1,273	1,290	1,310	1,331	1,353	1,377	1,400	1,424	1,449	1,473	1,496	1,518	1,540	1,560	1,580
	19000	1,327	1,338	1,355	1,373	1,394	1,417	1,441	1,466	1,492	1,518	1,543	1,569	1,593	1,616	1,639	1,661	1,681
	20000	1,407	1,419	1,437	1,457	1,480	1,505	1,530	1,557	1,585	1,612	1,639	1,665	1,691	1,715	1,739	1,761	1,782
	21000	1,487	1,501	1,520	1,542	1,566	1,593	1,620	1,648	1,678	1,706	1,734	1,762	1,789	1,814	1,839	1,861	1,883
	22000	1,568	1,583	1,604	1,627	1,652	1,681	1,710	1,740	1,771	1,801	1,831	1,860	1,887	1,913	1,938	1,962	1,983
	23000	1,649	1,666	1,688	1,712	1,739	1,770	1,800	1,832	1,864	1,896	1,927	1,957	1,986	2,013	2,038	2,062	2,084
	24000	1,731	1,749	1,772	1,798	1,826	1,859	1,891	1,924	1,958	1,991	2,024	2,055	2,084	2,112	2,138	2,162	2,185
	25000	1,813	1,833	1,857	1,884	1,914	1,948	1,983	2,017	2,053	2,087	2,120	2,152	2,183	2,211	2,238	2,262	2,285
	26000	1,895	1,916	1,942	1,971	2,002	2,038	2,074	2,110	2,147	2,183	2,217	2,250	2,282	2,310	2,337	2,362	2,385
	27000	1,978	2,001	2,027	2,058	2,091	2,128	2,166	2,204	2,242	2,279	2,314	2,348	2,380	2,409	2,437	2,462	2,484
	28000	2,060	2,085	2,113	2,145	2,180	2,218	2,258	2,297	2,337	2,375	2,411	2,446	2,478	2,508	2,536	2,561	2,584
	29000	2,144	2,170	2,199	2,233	2,269	2,309	2,350	2,391	2,432	2,471	2,508	2,543	2,577	2,607	2,635	2,660	2,682
	30000	2,227	2,254	2,285	2,321	2,358	2,399	2,443	2,485	2,527	2,567	2,605	2,641	2,674	2,705	2,733	2,758	2,781
	31000	2,310	2,339	2,371	2,409	2,448	2,490	2,535	2,579	2,622	2,663	2,702	2,738	2,772	2,803	2,831	2,857	2,879
	32000	2,394	2,424	2,457	2,497	2,537	2,581	2,628	2,672	2,717	2,759	2,798	2,835	2,870	2,901	2,929	2,955	2,977
	33000	2,478	2,510	2,544	2,585	2,627	2,672	2,720	2,766	2,812	2,854	2,895	2,932	2,967	2,998	3,026	3,052	3,074
	34000	2,562	2,595	2,631	2,673	2,717	2,764	2,813	2,860	2,907	2,950	2,991	3,029	3,064	3,095	3,123	3,149	3,170
35000	2,646	2,681	2,718	2,762	2,807	2,855	2,906	2,954	3,001	3,046	3,087	3,125	3,160	3,192	3,220	3,245	3,266	
36000	2,730	2,766	2,805	2,850	2,897	2,947	2,999	3,048	3,096	3,141	3,183	3,221	3,256	3,288	3,316	3,341	3,362	

		CORRENTE [A]																
		CORRENTE [A]																
		18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
FRECUENZA [Hz]	18000	1,598	1,616	1,633	1,648	1,663	1,677	1,689	1,701	1,712	1,723	1,732	1,741	1,749	1,756	1,763	1,769	1,774
	19000	1,700	1,718	1,735	1,750	1,765	1,779	1,792	1,804	1,815	1,825	1,834	1,843	1,850	1,857	1,864	1,869	1,874
	20000	1,801	1,820	1,837	1,852	1,867	1,881	1,894	1,906	1,916	1,926	1,935	1,944	1,951	1,958	1,964	1,969	1,974
	21000	1,902	1,921	1,938	1,954	1,969	1,983	1,995	2,007	2,017	2,027	2,036	2,044	2,051	2,057	2,063	2,068	2,072
	22000	2,003	2,022	2,040	2,055	2,070	2,084	2,096	2,107	2,118	2,127	2,135	2,143	2,150	2,156	2,161	2,166	2,169
	23000	2,104	2,123	2,141	2,156	2,171	2,184	2,196	2,207	2,217	2,226	2,234	2,241	2,248	2,253	2,258	2,262	2,265
	24000	2,205	2,224	2,241	2,257	2,271	2,284	2,296	2,306	2,316	2,324	2,332	2,339	2,345	2,350	2,354	2,358	2,361
	25000	2,305	2,324	2,341	2,357	2,370	2,383	2,395	2,405	2,414	2,422	2,429	2,435	2,441	2,445	2,449	2,452	2,454
	26000	2,405	2,424	2,441	2,456	2,470	2,482	2,493	2,502	2,511	2,518	2,525	2,531	2,536	2,540	2,543	2,545	2,547
	27000	2,505	2,523	2,540	2,555	2,568	2,580	2,590	2,599	2,607	2,614	2,620	2,625	2,630	2,633	2,636	2,638	2,639
	28000	2,604	2,622	2,639	2,653	2,666	2,677	2,687	2,696	2,703	2,709	2,715	2,719	2,723	2,726	2,728	2,729	2,730
	29000	2,703	2,721	2,737	2,751	2,763	2,774	2,783	2,791	2,798	2,804	2,808	2,812	2,815	2,818	2,819	2,820	2,820
	30000	2,802	2,819	2,835	2,848	2,860	2,870	2,879	2,886	2,892	2,897	2,901	2,904	2,906	2,909	2,909	2,909	2,909
	31000	2,899	2,917	2,932	2,945	2,956	2,965	2,973	2,980	2,985	2,990	2,993	2,995	2,997	2,998	2,998	2,998	2,997
	32000	2,997	3,014	3,028	3,041	3,052	3,060	3,067	3,073	3,078	3,082	3,084	3,086	3,087	3,088	3,087	3,085	3,084
	33000	3,093	3,110	3,124	3,136	3,146	3,154	3,161	3,166	3,170	3,173	3,175	3,176	3,176	3,174	3,172	3,170	3,168
	34000	3,190	3,206	3,220	3,231	3,241	3,248	3,254	3,258	3,262	3,264	3,264	3,264	3,265	3,264	3,263	3,261	3,258
35000	3,285	3,301	3,315	3,325	3,334	3,341	3,346	3,350	3,352	3,352	3,353	3,354	3,353	3,352	3,347	3,343	3,339	
36000	3,381	3,396	3,409	3,419	3,427	3,433	3,438	3,440	3,442	3,442	3,443	3,442	3,440	3,438	3,436	3,432	3,428	

Tab.8-5.Valori campionati dell'induttanza dell'induttore Midea 140

		MIDEA 140: INDUTTANZA [H]																
		CORRENTE [A]																
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
		18000	6,72E-05	6,70E-05	6,67E-05	6,63E-05	6,54E-05	6,49E-05	6,44E-05	6,38E-05	6,32E-05	6,28E-05	6,20E-05	6,13E-05	6,07E-05	6,00E-05	5,94E-05	5,88E-05
		19000	6,68E-05	6,66E-05	6,63E-05	6,59E-05	6,44E-05	6,39E-05	6,33E-05	6,26E-05	6,20E-05	6,15E-05	6,14E-05	6,07E-05	6,00E-05	5,94E-05	5,87E-05	5,81E-05
		20000	6,65E-05	6,63E-05	6,59E-05	6,55E-05	6,40E-05	6,34E-05	6,28E-05	6,21E-05	6,15E-05	6,10E-05	6,08E-05	6,01E-05	5,95E-05	5,88E-05	5,81E-05	5,75E-05
		21000	6,61E-05	6,59E-05	6,55E-05	6,41E-05	6,35E-05	6,29E-05	6,23E-05	6,16E-05	6,09E-05	6,03E-05	6,03E-05	5,96E-05	5,89E-05	5,82E-05	5,75E-05	5,69E-05
		22000	6,58E-05	6,56E-05	6,52E-05	6,37E-05	6,31E-05	6,25E-05	6,18E-05	6,11E-05	6,04E-05	5,97E-05	5,97E-05	5,90E-05	5,83E-05	5,76E-05	5,69E-05	5,63E-05
		23000	6,55E-05	6,52E-05	6,48E-05	6,44E-05	6,39E-05	6,33E-05	6,27E-05	6,20E-05	6,14E-05	6,08E-05	6,08E-05	5,99E-05	5,92E-05	5,84E-05	5,77E-05	5,71E-05
		24000	6,51E-05	6,48E-05	6,45E-05	6,40E-05	6,35E-05	6,29E-05	6,23E-05	6,16E-05	6,10E-05	6,02E-05	6,02E-05	5,92E-05	5,85E-05	5,77E-05	5,69E-05	5,62E-05
		25000	6,48E-05	6,46E-05	6,42E-05	6,37E-05	6,31E-05	6,25E-05	6,19E-05	6,12E-05	6,05E-05	5,97E-05	5,97E-05	5,88E-05	5,81E-05	5,73E-05	5,65E-05	5,58E-05
		26000	6,46E-05	6,43E-05	6,39E-05	6,34E-05	6,28E-05	6,22E-05	6,16E-05	6,09E-05	6,02E-05	5,94E-05	5,94E-05	5,85E-05	5,78E-05	5,70E-05	5,62E-05	5,54E-05
		27000	6,43E-05	6,40E-05	6,36E-05	6,30E-05	6,25E-05	6,18E-05	6,12E-05	6,04E-05	5,97E-05	5,89E-05	5,89E-05	5,80E-05	5,73E-05	5,65E-05	5,57E-05	5,50E-05
		28000	6,40E-05	6,37E-05	6,32E-05	6,27E-05	6,21E-05	6,15E-05	6,08E-05	6,00E-05	5,93E-05	5,85E-05	5,85E-05	5,76E-05	5,69E-05	5,61E-05	5,53E-05	5,45E-05
		29000	6,37E-05	6,34E-05	6,30E-05	6,24E-05	6,18E-05	6,11E-05	6,04E-05	5,97E-05	5,89E-05	5,81E-05	5,81E-05	5,72E-05	5,65E-05	5,57E-05	5,49E-05	5,42E-05
		30000	6,35E-05	6,31E-05	6,27E-05	6,21E-05	6,15E-05	6,08E-05	6,00E-05	5,93E-05	5,85E-05	5,77E-05	5,77E-05	5,68E-05	5,61E-05	5,53E-05	5,45E-05	5,37E-05
		31000	6,32E-05	6,29E-05	6,24E-05	6,18E-05	6,12E-05	6,05E-05	5,97E-05	5,89E-05	5,81E-05	5,73E-05	5,73E-05	5,64E-05	5,57E-05	5,49E-05	5,41E-05	5,33E-05
		32000	6,30E-05	6,26E-05	6,21E-05	6,15E-05	6,09E-05	6,02E-05	5,94E-05	5,86E-05	5,78E-05	5,70E-05	5,70E-05	5,61E-05	5,54E-05	5,46E-05	5,38E-05	5,30E-05
		33000	6,27E-05	6,24E-05	6,19E-05	6,13E-05	6,06E-05	5,99E-05	5,91E-05	5,83E-05	5,75E-05	5,68E-05	5,68E-05	5,59E-05	5,52E-05	5,44E-05	5,36E-05	5,28E-05
		34000	6,25E-05	6,21E-05	6,16E-05	6,10E-05	6,03E-05	5,96E-05	5,88E-05	5,80E-05	5,71E-05	5,63E-05	5,63E-05	5,54E-05	5,46E-05	5,38E-05	5,30E-05	5,22E-05
		35000	6,23E-05	6,19E-05	6,13E-05	6,07E-05	6,00E-05	5,93E-05	5,85E-05	5,78E-05	5,69E-05	5,61E-05	5,61E-05	5,52E-05	5,44E-05	5,36E-05	5,28E-05	5,20E-05
		36000	6,20E-05	6,16E-05	6,11E-05	6,05E-05	5,98E-05	5,90E-05	5,82E-05	5,73E-05	5,65E-05	5,56E-05	5,56E-05	5,47E-05	5,39E-05	5,31E-05	5,23E-05	5,15E-05
		CORRENTE [A]																
		18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
		18000	5,81E-05	5,75E-05	5,69E-05	5,63E-05	5,52E-05	5,46E-05	5,41E-05	5,35E-05	5,30E-05	5,25E-05	5,20E-05	5,16E-05	5,11E-05	5,06E-05	5,02E-05	4,98E-05
		19000	5,75E-05	5,68E-05	5,62E-05	5,56E-05	5,45E-05	5,39E-05	5,33E-05	5,28E-05	5,23E-05	5,19E-05	5,13E-05	5,08E-05	5,04E-05	4,99E-05	4,95E-05	4,90E-05
		20000	5,68E-05	5,62E-05	5,56E-05	5,49E-05	5,38E-05	5,32E-05	5,27E-05	5,21E-05	5,16E-05	5,11E-05	5,06E-05	5,01E-05	4,97E-05	4,92E-05	4,88E-05	4,84E-05
		21000	5,62E-05	5,56E-05	5,49E-05	5,43E-05	5,31E-05	5,26E-05	5,20E-05	5,15E-05	5,09E-05	5,04E-05	5,00E-05	4,95E-05	4,90E-05	4,86E-05	4,81E-05	4,77E-05
		22000	5,56E-05	5,49E-05	5,43E-05	5,37E-05	5,25E-05	5,19E-05	5,14E-05	5,08E-05	5,03E-05	4,98E-05	4,93E-05	4,89E-05	4,84E-05	4,80E-05	4,75E-05	4,71E-05
		23000	5,50E-05	5,44E-05	5,37E-05	5,31E-05	5,19E-05	5,13E-05	5,08E-05	5,02E-05	4,97E-05	4,92E-05	4,87E-05	4,83E-05	4,78E-05	4,74E-05	4,69E-05	4,65E-05
		24000	5,45E-05	5,38E-05	5,32E-05	5,26E-05	5,14E-05	5,08E-05	5,02E-05	4,97E-05	4,92E-05	4,87E-05	4,82E-05	4,77E-05	4,73E-05	4,68E-05	4,64E-05	4,60E-05
		25000	5,40E-05	5,33E-05	5,27E-05	5,20E-05	5,08E-05	5,02E-05	4,97E-05	4,91E-05	4,86E-05	4,81E-05	4,76E-05	4,72E-05	4,67E-05	4,63E-05	4,59E-05	4,55E-05
		26000	5,35E-05	5,28E-05	5,21E-05	5,15E-05	5,03E-05	4,97E-05	4,92E-05	4,86E-05	4,81E-05	4,76E-05	4,71E-05	4,67E-05	4,62E-05	4,58E-05	4,54E-05	4,50E-05
		27000	5,30E-05	5,23E-05	5,17E-05	5,10E-05	4,98E-05	4,92E-05	4,87E-05	4,81E-05	4,76E-05	4,71E-05	4,67E-05	4,62E-05	4,57E-05	4,53E-05	4,49E-05	4,45E-05
		28000	5,25E-05	5,18E-05	5,12E-05	5,05E-05	4,93E-05	4,88E-05	4,82E-05	4,77E-05	4,72E-05	4,67E-05	4,62E-05	4,57E-05	4,53E-05	4,49E-05	4,44E-05	4,40E-05
		29000	5,21E-05	5,14E-05	5,07E-05	5,01E-05	4,89E-05	4,83E-05	4,78E-05	4,72E-05	4,67E-05	4,62E-05	4,57E-05	4,53E-05	4,49E-05	4,44E-05	4,40E-05	4,36E-05
		30000	5,16E-05	5,09E-05	5,03E-05	4,97E-05	4,85E-05	4,79E-05	4,73E-05	4,68E-05	4,63E-05	4,58E-05	4,53E-05	4,49E-05	4,44E-05	4,40E-05	4,36E-05	4,32E-05
		31000	5,12E-05	5,05E-05	4,99E-05	4,92E-05	4,80E-05	4,75E-05	4,69E-05	4,64E-05	4,59E-05	4,54E-05	4,49E-05	4,45E-05	4,40E-05	4,36E-05	4,32E-05	4,28E-05
		32000	5,08E-05	5,01E-05	4,95E-05	4,88E-05	4,76E-05	4,71E-05	4,65E-05	4,60E-05	4,55E-05	4,50E-05	4,45E-05	4,41E-05	4,37E-05	4,32E-05	4,28E-05	4,24E-05
		33000	5,04E-05	4,97E-05	4,91E-05	4,84E-05	4,72E-05	4,67E-05	4,61E-05	4,56E-05	4,51E-05	4,46E-05	4,42E-05	4,37E-05	4,33E-05	4,29E-05	4,25E-05	4,21E-05
		34000	5,00E-05	4,93E-05	4,87E-05	4,81E-05	4,69E-05	4,63E-05	4,58E-05	4,52E-05	4,47E-05	4,43E-05	4,38E-05	4,34E-05	4,29E-05	4,25E-05	4,21E-05	4,17E-05
		35000	4,97E-05	4,90E-05	4,83E-05	4,77E-05	4,65E-05	4,60E-05	4,54E-05	4,49E-05	4,44E-05	4,39E-05	4,35E-05	4,30E-05	4,26E-05	4,22E-05	4,18E-05	4,14E-05
		36000	4,93E-05	4,86E-05	4,80E-05	4,73E-05	4,62E-05	4,56E-05	4,51E-05	4,46E-05	4,41E-05	4,36E-05	4,31E-05	4,27E-05	4,23E-05	4,19E-05	4,15E-05	4,11E-05

Tab.8-6.Valori campionati della resistenza dell'induttore Midea 180

		MIDEA 180: RESISTENZA [ohm]																
		CORRENTE [A]																
FRECUENZA [Hz]		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
18000	2,075	2,097	2,124	2,151	2,178	2,207	2,233	2,260	2,286	2,310	2,333	2,356	2,375	2,394	2,412	2,428	2,442	
19000	2,203	2,228	2,255	2,284	2,313	2,342	2,371	2,398	2,425	2,450	2,474	2,496	2,516	2,535	2,553	2,569	2,583	
20000	2,331	2,358	2,387	2,417	2,447	2,478	2,507	2,536	2,563	2,589	2,613	2,637	2,657	2,675	2,693	2,709	2,723	
21000	2,459	2,488	2,519	2,550	2,581	2,614	2,644	2,673	2,702	2,728	2,752	2,775	2,796	2,815	2,832	2,847	2,861	
22000	2,587	2,618	2,650	2,683	2,715	2,749	2,780	2,810	2,839	2,866	2,891	2,914	2,935	2,953	2,970	2,985	2,998	
23000	2,715	2,748	2,782	2,816	2,849	2,884	2,916	2,947	2,976	3,003	3,028	3,051	3,072	3,090	3,107	3,121	3,134	
24000	2,843	2,878	2,913	2,949	2,982	3,018	3,051	3,083	3,113	3,140	3,165	3,188	3,209	3,227	3,243	3,257	3,269	
25000	2,971	3,008	3,044	3,081	3,116	3,152	3,186	3,218	3,248	3,276	3,301	3,324	3,345	3,362	3,378	3,391	3,402	
26000	3,099	3,138	3,175	3,213	3,249	3,286	3,321	3,353	3,384	3,411	3,437	3,459	3,479	3,496	3,511	3,524	3,534	
27000	3,226	3,267	3,305	3,344	3,381	3,419	3,455	3,488	3,518	3,546	3,571	3,593	3,613	3,630	3,644	3,656	3,666	
28000	3,353	3,396	3,435	3,476	3,513	3,552	3,588	3,625	3,652	3,680	3,705	3,726	3,746	3,762	3,775	3,787	3,796	
29000	3,480	3,525	3,565	3,607	3,645	3,684	3,721	3,754	3,785	3,813	3,837	3,858	3,877	3,893	3,906	3,917	3,924	
30000	3,607	3,653	3,695	3,737	3,776	3,816	3,853	3,887	3,917	3,945	3,969	3,990	4,008	4,023	4,035	4,046	4,052	
31000	3,733	3,781	3,824	3,867	3,907	3,947	3,984	4,018	4,049	4,076	4,100	4,120	4,137	4,153	4,163	4,173	4,179	
32000	3,859	3,909	3,952	3,997	4,037	4,078	4,115	4,149	4,180	4,206	4,230	4,250	4,268	4,281	4,291	4,299	4,304	
33000	3,985	4,036	4,081	4,126	4,167	4,208	4,245	4,279	4,310	4,336	4,359	4,378	4,394	4,408	4,417	4,424	4,429	
34000	4,110	4,163	4,209	4,255	4,297	4,337	4,375	4,409	4,440	4,465	4,487	4,506	4,521	4,534	4,542	4,548	4,552	
35000	4,235	4,290	4,336	4,383	4,426	4,466	4,504	4,538	4,568	4,593	4,615	4,633	4,646	4,659	4,666	4,671	4,674	
36000	4,360	4,416	4,463	4,511	4,554	4,595	4,633	4,666	4,696	4,720	4,741	4,759	4,771	4,783	4,789	4,793	4,795	

		CORRENTE [A]																
		CORRENTE [A]																
FRECUENZA [Hz]		18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
18000	2,456	2,468	2,479	2,488	2,497	2,505	2,511	2,517	2,522	2,527	2,532	2,533	2,533	2,535	2,537	2,538	2,539	2,539
19000	2,596	2,608	2,618	2,627	2,635	2,642	2,648	2,654	2,658	2,662	2,666	2,667	2,668	2,668	2,669	2,669	2,669	2,668
20000	2,735	2,746	2,756	2,764	2,770	2,778	2,784	2,788	2,790	2,795	2,796	2,796	2,798	2,799	2,799	2,798	2,797	2,796
21000	2,873	2,883	2,893	2,900	2,907	2,913	2,917	2,921	2,924	2,926	2,927	2,927	2,927	2,926	2,925	2,924	2,924	2,921
22000	3,009	3,019	3,028	3,035	3,041	3,046	3,049	3,052	3,054	3,055	3,055	3,055	3,056	3,054	3,052	3,050	3,048	3,045
23000	3,145	3,154	3,162	3,168	3,173	3,177	3,180	3,182	3,182	3,183	3,183	3,182	3,181	3,179	3,177	3,173	3,170	3,166
24000	3,279	3,287	3,294	3,300	3,304	3,307	3,308	3,309	3,309	3,308	3,308	3,307	3,305	3,302	3,299	3,295	3,298	3,286
25000	3,412	3,419	3,425	3,430	3,433	3,435	3,436	3,436	3,435	3,433	3,433	3,431	3,427	3,423	3,419	3,414	3,409	3,404
26000	3,544	3,550	3,555	3,559	3,561	3,562	3,562	3,561	3,559	3,556	3,556	3,552	3,548	3,543	3,538	3,532	3,526	3,520
27000	3,674	3,680	3,684	3,686	3,687	3,687	3,686	3,684	3,681	3,677	3,673	3,673	3,668	3,662	3,655	3,649	3,642	3,634
28000	3,803	3,808	3,811	3,813	3,813	3,812	3,809	3,806	3,802	3,797	3,792	3,792	3,786	3,779	3,771	3,764	3,756	3,747
29000	3,931	3,935	3,937	3,938	3,937	3,935	3,931	3,927	3,922	3,916	3,913	3,902	3,894	3,886	3,877	3,868	3,859	3,859
30000	4,058	4,061	4,062	4,062	4,060	4,056	4,052	4,046	4,040	4,033	4,025	4,017	4,008	3,999	3,989	3,979	3,969	3,969
31000	4,183	4,186	4,186	4,184	4,181	4,177	4,171	4,165	4,158	4,150	4,141	4,131	4,121	4,111	4,100	4,089	4,077	4,077
32000	4,307	4,309	4,308	4,306	4,302	4,296	4,290	4,282	4,273	4,264	4,254	4,244	4,233	4,221	4,209	4,197	4,185	4,185
33000	4,431	4,431	4,429	4,426	4,421	4,414	4,407	4,398	4,388	4,378	4,367	4,355	4,343	4,330	4,318	4,304	4,291	4,291
34000	4,553	4,552	4,549	4,545	4,539	4,531	4,523	4,513	4,502	4,490	4,478	4,465	4,452	4,439	4,425	4,410	4,396	4,396
35000	4,685	4,672	4,668	4,663	4,656	4,647	4,637	4,626	4,614	4,602	4,588	4,575	4,560	4,546	4,531	4,515	4,500	4,500
36000	4,794	4,791	4,786	4,780	4,771	4,762	4,751	4,739	4,726	4,712	4,698	4,683	4,667	4,652	4,636	4,619	4,603	4,603

Tab.8-7.Valori campionati dell'induttanza dell'induttore Midea 180

		MIDEA 180: INDUTTANZA [H]																
		CORRENTE [A]																
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
	FRECUENZA [Hz]	18000	7,94E-05	7,86E-05	7,78E-05	7,69E-05	7,60E-05	7,51E-05	7,41E-05	7,31E-05	7,22E-05	7,12E-05	7,02E-05	6,93E-05	6,84E-05	6,75E-05	6,66E-05	6,57E-05
		19000	7,92E-05	7,87E-05	7,77E-05	7,67E-05	7,57E-05	7,47E-05	7,37E-05	7,27E-05	7,17E-05	7,07E-05	6,97E-05	6,88E-05	6,79E-05	6,70E-05	6,61E-05	6,52E-05
		20000	7,85E-05	7,80E-05	7,72E-05	7,63E-05	7,54E-05	7,44E-05	7,35E-05	7,25E-05	7,15E-05	7,05E-05	6,95E-05	6,86E-05	6,77E-05	6,68E-05	6,59E-05	6,50E-05
		21000	7,79E-05	7,74E-05	7,66E-05	7,56E-05	7,47E-05	7,37E-05	7,27E-05	7,17E-05	7,07E-05	6,97E-05	6,88E-05	6,79E-05	6,70E-05	6,61E-05	6,52E-05	6,43E-05
		22000	7,73E-05	7,67E-05	7,59E-05	7,50E-05	7,40E-05	7,30E-05	7,20E-05	7,09E-05	6,99E-05	6,89E-05	6,79E-05	6,70E-05	6,61E-05	6,52E-05	6,43E-05	6,34E-05
		23000	7,68E-05	7,61E-05	7,53E-05	7,43E-05	7,34E-05	7,24E-05	7,14E-05	7,04E-05	6,94E-05	6,84E-05	6,74E-05	6,65E-05	6,56E-05	6,47E-05	6,38E-05	6,29E-05
		24000	7,62E-05	7,56E-05	7,47E-05	7,37E-05	7,27E-05	7,17E-05	7,07E-05	6,97E-05	6,87E-05	6,77E-05	6,67E-05	6,58E-05	6,49E-05	6,40E-05	6,31E-05	6,22E-05
		25000	7,57E-05	7,50E-05	7,41E-05	7,31E-05	7,21E-05	7,11E-05	7,01E-05	6,91E-05	6,81E-05	6,71E-05	6,61E-05	6,52E-05	6,43E-05	6,34E-05	6,25E-05	6,16E-05
		26000	7,52E-05	7,45E-05	7,36E-05	7,26E-05	7,16E-05	7,06E-05	6,96E-05	6,86E-05	6,76E-05	6,66E-05	6,56E-05	6,47E-05	6,38E-05	6,29E-05	6,20E-05	6,11E-05
		27000	7,47E-05	7,40E-05	7,31E-05	7,20E-05	7,09E-05	6,99E-05	6,89E-05	6,79E-05	6,69E-05	6,59E-05	6,49E-05	6,39E-05	6,30E-05	6,21E-05	6,12E-05	6,03E-05
		28000	7,42E-05	7,35E-05	7,25E-05	7,15E-05	7,04E-05	6,94E-05	6,84E-05	6,74E-05	6,64E-05	6,54E-05	6,44E-05	6,34E-05	6,25E-05	6,16E-05	6,07E-05	5,98E-05
		29000	7,37E-05	7,30E-05	7,20E-05	7,10E-05	6,99E-05	6,89E-05	6,79E-05	6,69E-05	6,59E-05	6,49E-05	6,39E-05	6,29E-05	6,20E-05	6,11E-05	6,02E-05	5,93E-05
		30000	7,33E-05	7,25E-05	7,15E-05	7,05E-05	6,95E-05	6,85E-05	6,75E-05	6,65E-05	6,55E-05	6,45E-05	6,35E-05	6,25E-05	6,16E-05	6,07E-05	5,98E-05	5,89E-05
		31000	7,29E-05	7,21E-05	7,11E-05	7,00E-05	6,89E-05	6,79E-05	6,69E-05	6,59E-05	6,49E-05	6,39E-05	6,29E-05	6,20E-05	6,11E-05	6,02E-05	5,93E-05	5,84E-05
		32000	7,24E-05	7,16E-05	7,06E-05	6,96E-05	6,86E-05	6,76E-05	6,66E-05	6,56E-05	6,46E-05	6,36E-05	6,26E-05	6,17E-05	6,08E-05	5,99E-05	5,90E-05	5,81E-05
		33000	7,20E-05	7,12E-05	7,02E-05	6,92E-05	6,82E-05	6,72E-05	6,62E-05	6,52E-05	6,42E-05	6,32E-05	6,22E-05	6,13E-05	6,04E-05	5,95E-05	5,86E-05	5,77E-05
		34000	7,16E-05	7,08E-05	6,98E-05	6,88E-05	6,78E-05	6,68E-05	6,58E-05	6,48E-05	6,38E-05	6,28E-05	6,18E-05	6,09E-05	6,00E-05	5,91E-05	5,82E-05	5,73E-05
		35000	7,12E-05	7,04E-05	6,94E-05	6,84E-05	6,74E-05	6,64E-05	6,54E-05	6,44E-05	6,34E-05	6,24E-05	6,14E-05	6,05E-05	5,96E-05	5,87E-05	5,78E-05	5,69E-05
		36000	7,08E-05	7,00E-05	6,89E-05	6,79E-05	6,69E-05	6,59E-05	6,49E-05	6,39E-05	6,29E-05	6,19E-05	6,09E-05	6,00E-05	5,91E-05	5,82E-05	5,73E-05	5,64E-05
		CORRENTE [A]																
		18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
	FRECUENZA [Hz]	18000	6,46E-05	6,40E-05	6,32E-05	6,24E-05	6,17E-05	6,09E-05	6,02E-05	5,95E-05	5,88E-05	5,82E-05	5,75E-05	5,69E-05	5,63E-05	5,57E-05	5,52E-05	5,46E-05
		19000	6,39E-05	6,30E-05	6,22E-05	6,14E-05	6,07E-05	5,99E-05	5,92E-05	5,85E-05	5,78E-05	5,72E-05	5,66E-05	5,59E-05	5,54E-05	5,48E-05	5,42E-05	5,37E-05
		20000	6,30E-05	6,21E-05	6,13E-05	6,05E-05	5,90E-05	5,83E-05	5,76E-05	5,71E-05	5,65E-05	5,59E-05	5,53E-05	5,48E-05	5,43E-05	5,38E-05	5,33E-05	5,28E-05
		21000	6,21E-05	6,12E-05	6,04E-05	5,96E-05	5,89E-05	5,81E-05	5,74E-05	5,67E-05	5,61E-05	5,54E-05	5,48E-05	5,42E-05	5,36E-05	5,30E-05	5,25E-05	5,20E-05
		22000	6,13E-05	6,04E-05	5,96E-05	5,88E-05	5,80E-05	5,73E-05	5,66E-05	5,59E-05	5,53E-05	5,46E-05	5,40E-05	5,34E-05	5,28E-05	5,23E-05	5,17E-05	5,12E-05
		23000	6,05E-05	5,96E-05	5,88E-05	5,80E-05	5,73E-05	5,66E-05	5,59E-05	5,52E-05	5,45E-05	5,39E-05	5,32E-05	5,26E-05	5,21E-05	5,15E-05	5,10E-05	5,05E-05
		24000	5,97E-05	5,89E-05	5,81E-05	5,73E-05	5,66E-05	5,59E-05	5,51E-05	5,44E-05	5,38E-05	5,31E-05	5,25E-05	5,19E-05	5,14E-05	5,08E-05	5,03E-05	4,98E-05
		25000	5,90E-05	5,82E-05	5,74E-05	5,66E-05	5,59E-05	5,51E-05	5,44E-05	5,37E-05	5,31E-05	5,25E-05	5,19E-05	5,13E-05	5,07E-05	5,02E-05	4,96E-05	4,91E-05
		26000	5,83E-05	5,75E-05	5,67E-05	5,59E-05	5,52E-05	5,45E-05	5,38E-05	5,31E-05	5,24E-05	5,18E-05	5,12E-05	5,06E-05	5,00E-05	4,95E-05	4,90E-05	4,85E-05
		27000	5,77E-05	5,69E-05	5,61E-05	5,53E-05	5,46E-05	5,39E-05	5,32E-05	5,25E-05	5,18E-05	5,12E-05	5,06E-05	5,00E-05	4,95E-05	4,90E-05	4,85E-05	4,80E-05
		28000	5,71E-05	5,62E-05	5,54E-05	5,47E-05	5,39E-05	5,32E-05	5,25E-05	5,19E-05	5,12E-05	5,06E-05	5,00E-05	4,95E-05	4,90E-05	4,85E-05	4,79E-05	4,74E-05
		29000	5,65E-05	5,57E-05	5,49E-05	5,41E-05	5,34E-05	5,27E-05	5,20E-05	5,13E-05	5,07E-05	5,01E-05	4,95E-05	4,89E-05	4,84E-05	4,78E-05	4,73E-05	4,68E-05
		30000	5,59E-05	5,51E-05	5,43E-05	5,35E-05	5,28E-05	5,21E-05	5,14E-05	5,08E-05	5,01E-05	4,95E-05	4,90E-05	4,84E-05	4,79E-05	4,73E-05	4,68E-05	4,63E-05
		31000	5,54E-05	5,46E-05	5,38E-05	5,30E-05	5,23E-05	5,16E-05	5,09E-05	5,03E-05	4,96E-05	4,90E-05	4,85E-05	4,79E-05	4,74E-05	4,69E-05	4,64E-05	4,59E-05
		32000	5,48E-05	5,40E-05	5,32E-05	5,25E-05	5,18E-05	5,11E-05	5,04E-05	4,98E-05	4,91E-05	4,86E-05	4,80E-05	4,75E-05	4,70E-05	4,65E-05	4,60E-05	4,55E-05
		33000	5,43E-05	5,35E-05	5,27E-05	5,20E-05	5,13E-05	5,06E-05	4,99E-05	4,93E-05	4,87E-05	4,81E-05	4,75E-05	4,70E-05	4,65E-05	4,60E-05	4,55E-05	4,50E-05
		34000	5,38E-05	5,30E-05	5,22E-05	5,15E-05	5,08E-05	5,01E-05	4,95E-05	4,89E-05	4,82E-05	4,76E-05	4,71E-05	4,66E-05	4,61E-05	4,56E-05	4,51E-05	4,46E-05
		35000	5,34E-05	5,26E-05	5,18E-05	5,11E-05	5,04E-05	4,97E-05	4,90E-05	4,84E-05	4,78E-05	4,72E-05	4,67E-05	4,62E-05	4,57E-05	4,52E-05	4,47E-05	4,42E-05
		36000	5,29E-05	5,21E-05	5,14E-05	5,06E-05	4,99E-05	4,92E-05	4,86E-05	4,79E-05	4,74E-05	4,68E-05	4,63E-05	4,57E-05	4,52E-05	4,47E-05	4,42E-05	4,38E-05

8.3 FUNCTIONS DI UTILITA' COMUNE

La prima parziale elaborazione dei dati avviene ad opera delle function di utilità comune, necessarie per completare il panorama generale delle informazioni e fondamentali soprattutto per costituire un elemento di supporto ai programmi successivi di elaborazione della potenza.

Basate su semplici concetti, le subroutines compiono le seguenti operazioni:

- ordinano i componenti dei vettori di potenza secondo i dettami passati dal programma chiamante (ORDINA);
- numerano i carichi o la potenza delle piastre (NUMERA);
- creano un vettore di priorità di alimentazione dei carichi (CREAORDCAR);
- aggiornano il vettore di priorità di alimentazione (AGGORDCAR);
- associano le zone di cottura che fanno capo alla stessa scheda elettronica alimentata a monte dall'inverter (ASSOCIAPIA);
- modificano la potenza massima erogata da un induttore qualora alla stessa scheda elettronica ve ne sia un altro alimentato a BOOSTER attivo (MODPOTASSO);
- ottimizzano il funzionamento del piano di cottura ad induzione indicando nelle fasi iniziali il collocamento migliore dei carichi sulle varie zone di cottura (SPOSTACARICO);
- associano i carichi alle varie zone di cottura del piano (ASSOPIACAR).

Al fine di evitare blocchi di istruzioni ridondanti e rendere la struttura dei programmi non eccessivamente complicata, le functions di utilità comune si interfacciano tra loro e anche con il programma a monte VERIFICA, rapportandosi tra loro secondo quanto indicato nella figura Fig.8-13.

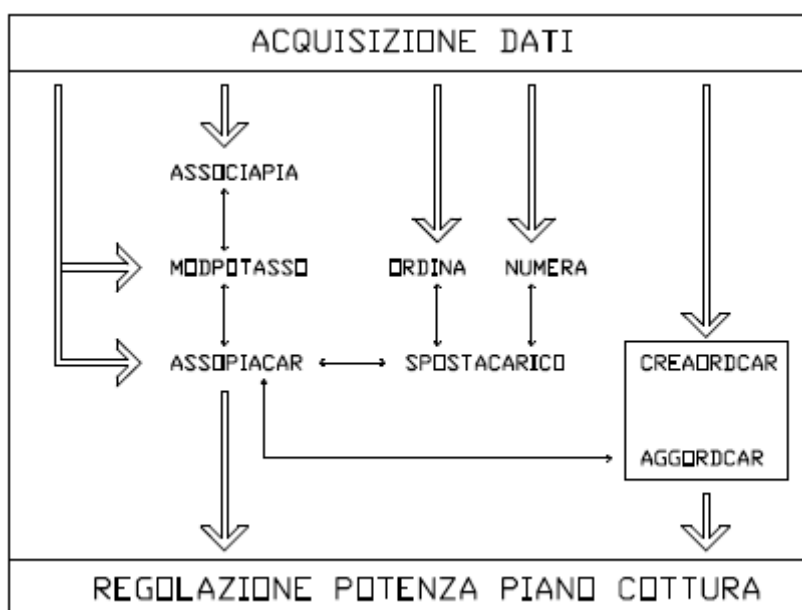


Fig.8-13. Relazione tra le functions di utilità comune

8.3.1 FUNCTION ORDINA

Associata esclusivamente ad un unico vettore, la function ORDINA è stata ideata per ordinare in maniera decrescente i suoi componenti mantenendo tutte le informazioni ad essi relative, raggruppate nella matrice POS, come per esempio la numerazione attribuita in precedenza al carico o alla piastra, lo stato di attivazione, la presenza di BOOSTER attivi, etc. L'algoritmo consiste nel prelevare il primo valore massimo incontrato per poi spostarlo in una posizione a monte, appena successiva a quella in cui è stato inserito l'oggetto ordinato nel passaggio precedente. Al fine di evitare inutili confronti e il rischio di prelevare lo stesso valore, il punto chiave del programma consiste nell'aggiornare il nuovo vettore da esaminare per cui esso, privo di volta in volta dell'elemento accantonato, subisce una riduzione almeno unitaria delle sue dimensioni ad ogni iterazione.

Nell'esempio, la matrice dati acquisita in ingresso viene ordinata sulla base delle potenze nominali decrescenti. Durante lo spostamento delle varie colonne vengono mantenute tutte le caratteristiche della zona di cottura, eccetto per il numero ad essa assegnato.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	0	1	0	1	1
STATO BOOSTER:	0	0	1	0	1	1
POTENZA NOMINALE:	1000	2100	1000	2500	2000	1500
POTENZA VOLUTA:	1000	0	1000	0	2000	1000
ORDINE ALIMENTAZIONE:	2	4	5	1	3	6
ZONE ASSOCIATE:	2	1	2	3	1	2
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	0	0	1	1	1	1
STATO BOOSTER:	0	0	1	1	1	0
POTENZA NOMINALE:	2500	2100	2000	1500	1000	1000
POTENZA VOLUTA:	0	0	2000	1000	1000	1000
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	4	3	6	5	2
ZONE ASSOCIATE:	3	1	1	2	2	2
POTENZA ASSOCIATA:	800	400	500	700	300	200
TIPO INDUTTORE:	1	1	1	1	2	2

8.3.2 FUNCTION NUMERA

La function NUMERA è stata ideata per dare una numerazione ai termini di un vettore secondo un determinato criterio. Per sua natura essa può dunque essere chiamata in ogni momento del processo risolutivo ma in genere essa viene utilizzata nelle prime fasi, durante le quali vi è la necessità di identificare le zone di cottura o i carichi per la loro successiva gestione. Le variabili di passaggio di questo algoritmo sono dunque il vettore con le componenti da numerare e MODONUM, il cui valore, come riportato all'interno della stessa function, può essere pari a

1. per numerare i termini secondo la loro disposizione nel vettore, indicata nel caso si abbiano delle piastre;

2. per identificare mediante un numero progressivo le componenti secondo una logica crescente di valori, attribuendo il minore di essi al termine inferiore.

In questo modo si assolve con un unico programma alle svariate esigenze applicative, potendo utilizzare lo stesso algoritmo anche nel caso vi sia il bisogno di effettuare una numerazione secondo un ordine decrescente di valori, immettendo in tal caso come ingresso un vettore di segno negativo. La stessa funzione potrebbe comunque essere espletata utilizzando la function ORDINA e numerando le varie componenti secondo un ordine di apparenza all'interno del vettore (MODONUM = 1), tuttavia tale soluzione preclude la necessità di adottare un metodo risolutivo in grado di mantenere intatte le informazioni relative ad ogni termine. Per la sua semplicità, la function NUMERA invece non comporta particolari accorgimenti e per tal motivo essa può essere applicata senza sconvolgere il normale svolgimento dell'elaborazione dei dati.

8.3.3 FUNCTION CREAORDCAR

La function CREAORDCAR nasce dalla necessità di avere un ordine di alimentazione dei carichi dettata dalla priorità di consumo di alcuni alimenti rispetto ad altri e dal tempo necessario per la loro cottura. In genere le informazioni relative alla cottura vengono fornite come dato iniziale, tuttavia l'assenza di un datasheet indicante la corrispondenza fra i tempi di cottura e la potenza necessaria a cucinarli con quella data tecnica non ci fornisce un vettore attinente alla realtà. Ai livelli attuali di utilizzo del programma complessivo non resta dunque che costruire una priorità arbitraria sulla base della potenza richiesta da ogni carico e quindi dalle informazioni contenute nel vettore POTVOL. Tale funzione viene svolta da CREAORDCAR, il cui algoritmo prevede un blocco iniziale necessario per costruire un vettore fittizio e contare il numero di piastre spente. La seconda sezione invece attribuisce l'ordine di alimentazione distinguendo le zone di cottura attive e incrementando di volta in volta la variabile ORD qualora la potenza di un componente di POTVOL eguagli il valore massimo di POTVOLFIT, il cui aggiornamento avviene mediante un ciclo FOR nel quale viene sommato un termine di entità tale da azzerare l'elemento precedentemente estratto.

Come si può osservare dal file sottostante, da una situazione di completa assenza di un ordine di alimentazione delle zone di cottura si ottiene un vettore ORDCAR non nullo sulla falsa riga del vettore POTVOL.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	0	1	1	1
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	0	1100	1800	800
ORDINE ALIMENTAZIONE:	0	0	0	0	0	0

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	0	1	1	1
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	0	1100	1800	800
ORDINE ALIMENTAZIONE:	3	1	6	3	2	4

8.3.4 FUNCTION AGGORDCAR

La necessità di aggiornare l'ordine di alimentazione delle zone di cottura viene espletata dalla function AGGORDCAR. Il suo intervento avviene esclusivamente in una fase successiva a quella in cui vengono associati i carichi alle piastre e serve per assecondare le esigenze di un utente che, dopo aver appoggiato il contenitore degli alimenti, attivi la relativa funzione BOOSTER per velocizzare il processo di cottura. L'algoritmo è strutturato in due sezioni distinte per suddividere i casi particolari costituiti dalle piastre con BOOSTER attivo e quelle spente, ai quali viene assegnato subito una priorità massima o nulla. Le rimanenti piastre vengono invece trattate nel blocco successivo dove avviene un'esclusione progressiva dei vari carichi una volta che ad essi viene attribuito un valore, aggiornando passo dopo passo il vettore di appoggio VETTAPP e controllando la correttezza dello svolgimento mediante un contatore apposito denominato CAROK.

Come dati di ingresso sono dunque necessari PIASTRA, BOOSTER e lo stesso ORDCAR, l'ultimo dei quali in condizioni come quella dell'esempio può subire delle grosse variazioni.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	0	1	1	1
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	3	5	2	2	2	1

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	0	1	1	1
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	6	1	3	2

8.3.5 FUNCTION ASSOCIPIA

La function ASSOCIPIA permette di creare una corrispondenza fra ogni inverter e gli induttori collegati alla scheda elettronica da esso alimentata sulla base delle informazioni contenute nel vettore ASSOPIA. Per tal motivo essa agisce direttamente a livello dei dati forniti, prelevando da questi anche il vettore delle potenze nominali delle piastre POTNPIA, al fine di monitorare la potenza totale erogata da ogni alimentatore e quindi il carico di lavoro a cui è sottoposto. A seconda delle esigenze vengono dunque fornite le matrici MATPIAASS e MATPOTASS, la cui costruzione viene eseguita riportando sulla riga il numero identificativo dell'inverter corrispondente all'indice della stessa matrice e inserendo nelle colonne rispettivamente la numerazione delle piastre o le relative potenze. Entrambi i costrutti vengono raggruppati una sopra l'altro nel termine d'uscita MATASS e successivamente estrapolati dal programma chiamante. Oltre alla citata matrice, nell'ultimo algoritmo viene passato anche un secondo termine, POSMAT, il quale desta un'importanza fondamentale in quanto indica la posizione della matrice voluta, numerata in maniera progressiva secondo la verticale di costruzione. Le peculiarità di ASSOCIPIA sono utilizzate dalla function VERIFICA e soprattutto da MODPOTASSO per cui essa si può ritenere parte integrante delle subroutine di regolazione della potenza erogata dalle varie piastre del piano di cottura.

A causa del ciclo iterativo a cui sono sottoposti questi programmi generali, la continua chiamata di ASSOCIPIA, sebbene non costituisca un rilevante onere computazionale, fornisce ripetutamente come uscita le informazioni sulle caratteristiche del sistema, non indispensabili tranne che per la fase iniziale necessaria per capire la relazione fra gli inverter e gli induttori ad esso collegati. Al fine di risolvere la problematica precedente, viene prevista una variabile di passaggio denominata INFO, il cui stato di acceso (1) o spento (0) asseconda le esigenze dell'utente.

Assegnati come dati i vettori potenza nominale e ASSOPIA riportati nel file d'uscita sottostante, vengono elencati durante la fase di elaborazione tutti gli inverter del piano di cottura ad induzione e le zone di cottura da essi alimentate. Le informazioni vengono infine raggruppate nelle due matrici d'uscita relative rispettivamente alle piastre e alle potenze nominali associate.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
POTENZA NOMINALE:	1000	1500	1000	2500	2000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	1	2	3	1	2

ELABORAZIONE:

PIASTRA/E 2 , 5	ALIMENTATA/E DALL'INVERTER:	1
PIASTRA/E 1 , 3 , 6	ALIMENTATA/E DALL'INVERTER:	2
PIASTRA/E 4	ALIMENTATA/E DALL'INVERTER:	3

FILE RISULTATI:

PIASTRE ASSOCIATE:

INVERTER 1 :	2	5	0
INVERTER 2 :	1	3	6
INVERTER 3 :	4	0	0

POTENZA NOMINALE ASSOCIATA:

INVERTER 1 :	1500	2000	0
INVERTER 2 :	1000	1000	1500
INVERTER 3 :	2500	0	0

8.3.6 FUNCTION MODPOTASSO

La function MODPOTASSO è stata pensata per ridurre la potenza massima erogabile da una zona di cottura nel caso in cui essa sia collegata alla stessa scheda elettronica alla quale si allaccia un secondo induttore funzionante a BOOSTER attivo. La funzione di questa subroutine è dunque quella di simulare le caratteristiche della maggior parte dei piani di cottura presenti in commercio che, sotto determinate condizioni di lavoro, introducono dei limiti di erogazione decisamente inferiori rispetto a quelli nominali allo scopo di salvaguardare il dispositivo a semiconduttore e nel complesso l'elettronica di potenza.

L'aggiornamento del vettore delle potenze avviene previa una chiamata indispensabile della subroutine ASSOCIPIA in quanto è opportuno conoscere le relazioni fra le piastre e i rispettivi inverter di alimentazione. Dalle informazioni acquisite si passa poi al corpo del programma vero e proprio che, visivamente strutturato in due parti distinte, analizza riga per riga e dunque inverter per inverter il carico di lavoro istantaneo. In particolare la prima sezione serve ad individuare la presenza di piastre con BOOSTER attivo e nel creare dei vettori fittizi che saranno successivamente utilizzati dalla seconda parte, nella quale avviene la desiderata modifica delle potenze massime erogabili. La sintassi del programma prevede in questa zona una condizione IF utile per ridurre il flusso di energia agli induttori non autorizzati e tale controllo serve a garantire una maggiore sicurezza alla funzionalità stessa di MODPOTASSO in quanto viene assicurata per ciascun inverter l'alimentazione con BOOSTER attivo di un solo induttore. La function pertanto agisce solo a livello del vettore relativo alle potenze nominali. Inserendo in ingresso la matrice MATMOD con i dati epurati da ogni errore per l'intervento a monte del programma di controllo, si constata che nel caso in questione vi sono una terna e una coppia di induttori facenti capo alla stessa scheda (rispettivamente zone di cottura 1, 3, 6 e 2, 5). Analizzando dapprima la terna, il criterio privilegia la zona di cottura 3 a BOOSTER attivo sebbene essa presenti una potenza nominale minore, riducendo le rimanenti rispettivamente a 200 e a 700 W, secondo quanto indicato dal vettore ASSOPOT. Per la coppia formata invece dalle zone di cottura 2 e 5 si osserva che la prima di esse presenta la maggiore potenza nominale ma tuttavia essa è spenta e di conseguenza subisce una riduzione a 400 W.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	0	1	0	1	1
STATO BOOSTER:	0	0	1	0	1	0
POTENZA NOMINALE:	1000	2100	1000	2500	2000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	1	2	3	1	2
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	0	1	0	1	1
STATO BOOSTER:	0	0	1	0	1	0
POTENZA NOMINALE:	200	400	1000	2500	2000	700
ZONE ASSOCIATE:	2	1	2	3	1	2
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700

8.3.7 FUNCTION SPOSTACARICO

La function SPOSTACARICO è un algoritmo di ottimizzazione che indica su quali piastre posizionare i carichi per sfruttare al massimo la potenza resa disponibile dal piano di cottura. Al fine di assolvere a tale compito il programma necessita di altre subroutine quali NUMERA e ORDINA per indicare gli spostamenti che esso effettua e dichiara nel blocco di istruzioni centrale. La sintassi del programma prevede quindi sia una numerazione delle zone di cottura, nell'ordine consueto a seconda della loro posizione sul piano, sia l'assegnazione ai carichi di un numero crescente a seconda della potenza espressa in POTVOL.

A seguito di questa procedura di identificazione le matrici dei dati relative alle zone di cottura vengono associate a quelle inerenti la cottura e vanno in tal modo a comporre un'unica matrice contenente tutte le informazioni del piano di cottura. Prima di essere passata al programma chiamante, questa matrice finale viene però riordinata per numero di identificazione di zona progressivo mediante la chiamata della function ORDINA, alla quale viene passato un vettore di ordinamento fittizio. La function SPOSTACARICO può essere considerata dunque come una combinazione di altre functions avente utilità di riunire in unico elemento tutti i vettori acquisiti e dunque sotto questa ottica è di importanza fondamentale. Tuttavia essa serve solo nella fase di pre-elaborazione, in quanto durante la cottura è preferibile evitare lo spostamento delle pentole sui vari fuochi ogni qualvolta vengano modificate le condizioni di lavoro o vi sia una variazione di carico.

La function permette dunque di posizionare i carichi più gravosi sulle zone di cottura maggiormente idonee, venendo incontro alle esigenze dell'utente e nel rispetto delle prestazioni massimali del piano di cottura ad induzione. Come si può notare, vengono rispettate la numerazione e le caratteristiche delle piastre mentre i componenti dei vettori relativi alla cottura vengono sistemati in un diverso ordine.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	0	1	1	1
STATO BOOSTER:	1	1	0	0	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	300	800	800	1800
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1
ZONE ASSOCIATE:	2	3	2	2	3	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	700	2000	0	1100	1700	800
ORDINE ALIMENTAZIONE:	3	5	2	2	2	1

ELABORAZIONE:

POSIZIONATO IL CARICO	1	SULLA PIASTRA	2
POSIZIONATO IL CARICO	2	SULLA PIASTRA	6
POSIZIONATO IL CARICO	3	SULLA PIASTRA	1
POSIZIONATO IL CARICO	4	SULLA PIASTRA	4
POSIZIONATO IL CARICO	5	SULLA PIASTRA	5

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	0	1	1	1
STATO BOOSTER:	1	1	0	0	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	300	800	800	1800
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1
ZONE ASSOCIATE:	2	3	2	2	3	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	0	800	700	1700
ORDINE ALIMENTAZIONE:	2	5	2	1	3	2

8.3.8 FUNCTION ASSOPIACAR

La function ASSOPIACAR è una subroutine che raggruppa in sé, direttamente o meno, tutti gli algoritmi di utilità comune esposti nel paragrafo. La sua funzione è dunque quella di coordinare il susseguirsi dei vari elaborati per trasmettere e adattare alle esigenze dell'utente i dati acquisiti, per il loro successivo utilizzo dapprima nella regolazione globale della potenza e in un secondo momento in quella locale. Essa permette anche di assolvere ad un'opzione di ottimizzazione del controllo della potenza, acquisendo in tal caso dei vettori PIASTRA e BOOSTER fittizi unitari. La prima function ad essere chiamata in causa da ASSOPIACAR è la function MODPOTASSO, necessaria per valutare la massima potenza che il piano di cottura può disporre. Di seguito subentra SPOSTACARICO per effettuare l'associazione delle piastre vera e propria e per creare la matrice di informazioni globale dalla cui analisi, nel caso di opzione di ottimizzazione attiva, verranno disattivati i termini dei vettori fittizi. Il criterio seguito dal blocco di istruzioni centrale è quello di azzerare infatti gli eventuali componenti del vettore PIASTRA relativi alle zone di cottura non utilizzate e di annullare il BOOSTER qualora la potenza voluta sia inferiore alla potenza nominale della piastra. Nel secondo caso però la modifica riguarda solo il primo induttore facente capo alla scheda elettronica alimentata dallo stesso inverter e ciò serve ad evitare che rimangano attivi i BOOSTER delle rimanenti piastre connesse allo stesso dispositivo, il cui stato comporterebbe in seguito una diminuzione della potenza effettivamente erogata ai carichi maggiori. Prima di trasmettere i dati elaborati ai programmi di regolazione della potenza a valle, vengono richiamate AGGORDCAR e VERIFICA rispettivamente per rivedere il vettore ORDCAR in seguito alle modifiche apportate e per effettuare un controllo della congruenza fra le varie righe della matrice pronta per la successiva ripartizione della potenza.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	1
STATO BOOSTER:	1	1	1	1	1	1
POTENZA NOMINALE:	1100	2500	1700	2000	1500	1800
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1
ZONE ASSOCIATE:	2	3	2	2	3	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	700	2000	0	1100	1700	800
ORDINE ALIMENTAZIONE:	3	5	2	2	2	1

ELABORAZIONE:

POSIZIONATO IL CARICO	1	SULLA PIASTRA	2
POSIZIONATO IL CARICO	2	SULLA PIASTRA	4
POSIZIONATO IL CARICO	3	SULLA PIASTRA	6
POSIZIONATO IL CARICO	4	SULLA PIASTRA	5
POSIZIONATO IL CARICO	5	SULLA PIASTRA	3

SEZIONE CONTROLLO ZONE DI COTTURA E POTENZA RELATIVA:

ZONA DI COTTURA: 1 NON ATTIVA
ZONA DI COTTURA: 2 ATTIVA
ZONA DI COTTURA: 3 ATTIVA
ZONA DI COTTURA: 4 ATTIVA
ZONA DI COTTURA: 5 ATTIVA
ZONA DI COTTURA: 6 ATTIVA

---nessuna anomalia riscontrata---

SEZIONE CONTROLLO ALIMENTAZIONE CON INVERTER:

---nessuna anomalia riscontrata---

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	0	1	1	1	1	1
STATO BOOSTER:	0	0	0	0	0	0
POTENZA NOMINALE:	200	2500	300	2000	500	1800
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1
ZONE ASSOCIATE:	2	3	2	2	3	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	0	2000	700	1700	800	1100
ORDINE ALIMENTAZIONE:	6	4	3	2	1	2

8.4 RIPARTIZIONE DELLA POTENZA DEL PIANO DI COTTURA

La ripartizione della potenza messa a disposizione da un piano ad induzione ed erogata alle varie zone di cottura deve essere presa in considerazione in quanto in condizioni gravose di carico non è possibile alimentare tutti gli induttori al valore desiderato. Considerato che normalmente si alimenta al massimo solo un determinato carico per un tempo limitato, di solito non si presenta questo problema ma tuttavia non lo si può escludere a livello di programmazione del controllo. L'esistenza di tale vincolo comporta la distinzione fra i carichi aventi la funzione BOOSTER attiva e quelli rimanenti, per i quali deve comunque esserci una potenza minima garantita, fissata per default al 20% della potenza voluta per la piastra. Un passo indispensabile da tenere in considerazione è pertanto quello di effettuare un computo globale sommando il valore nominale delle piastre con il BOOSTER attivo e quello minimo delle rimanenti. A seconda dell'esito, si procede successivamente alla distribuzione della potenza in esubero o alla diminuzione di quella erogata fino al livello consentito dal piano. Nella seconda situazione la riduzione interessa le piastre con BOOSTER attivo e solo in casi eccezionali si agisce sul valore minimo di default.

La modalità con cui viene impartita tale variazione è contenuta in un vettore apposito e dipende dalla logica del programma di regolazione principale. A tal fine sono stati ideati tre algoritmi, denominati REGPOT, REGPTA e REGPTB, a cui si aggiunge una function in comune a tutti necessaria per la creazione del vettore POTPIA, nel quale sono contenute le potenze erogate effettivamente da ogni induttore. In questa subroutine (ELABPOT), alla quale vengono passati come ingresso oltre al vettore k, lo stato della piastra, la potenza nominale e quella desiderata, la ripartizione può essere proporzionale o fissa ed avviene sulla base di due

Variando la potenza resa disponibile dal piano di cottura e scegliendo per esso un vettore costituito da 8000 W, 5400 W, 3900 W e 1300 W per includere tutti i casi precedenti, si osserva dai files risultati sottostanti che l'algoritmo esegue una ripartizione corretta, privilegiando le zone di cottura aventi BOOSTER attivo.

POTENZA 8000 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	8000					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	1100	2000	1700	900	1800	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	7500					
POTENZA NON UTILIZZATA:	500					

POTENZA 5400 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	5400					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	1100	2000	1040	900	360	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	5400					
POTENZA NON UTILIZZATA:	0					

POTENZA 3900 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	3900					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

ELABORAZIONE:

NECESSARIO RIDURRE LA POTENZA AI CARICHI CON BOOSTER ATTIVO.

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	890	1574	340	738	360	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	3902					
POTENZA NON UTILIZZATA:	0					

POTENZA 1300 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	1300					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

ELABORAZIONE:

NECESSARIO RIDURRE LA POTENZA AI CARICHI CON BOOSTER ATTIVO.

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	210	354	272	178	288	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	1302					
POTENZA NON UTILIZZATA:	0					

8.4.2 FUNCTIONS REGPTA E REGPTB

A differenza della function REGPOT, le subroutines REGPTA e REGPTB ripartiscono la potenza fra le piastre del piano di cottura in maniera globale. Entrambi gli algoritmi infatti eseguono un'analisi di massima dei carichi da alimentare (sezione determinazione della potenze totali da erogare) passando alla funzione ELABPOT una variazione k inizialmente nulla. Le informazioni delle condizioni iniziali, raggruppate nelle variabili:

- TOTPOTBOO: somma delle potenze nominali delle piastre con BOOSTER attivo;
- TOTPOTGAR: potenza totale garantita per piastre senza BOOSTER;
- TOTPOTEROG: somma potenza erogabile ai carichi senza BOOSTER

vengono poi elaborate nella seconda sezione, dedicata alla ripartizione. In questa parte del corpo del programma vi sono due condizioni IF a seconda che la potenza erogata dal piano di cottura sia sufficiente o meno. Entrambe le soluzioni hanno a loro volta una struttura annidata che serve a quantificare la presenza o meno di una potenza in eccesso per poi ripartirla a specifici carichi mediante la chiamata di due functions denominate VARA e VARB. Nel primo caso, essendoci un quantitativo sufficiente di potenza superiore a quella necessaria per soddisfare le piastre con BOOSTER attivo e quella minima erogabile, il surplus di potenza viene distribuito ai rimanenti carichi attivi. Nella seconda situazione invece vengono disattivati tutti i BOOSTER per capire se la potenza disponibile erogata dalla rete elettrica è sufficiente ad alimentare tutte le piastre alla potenza minima garantita. Nel caso ciò non avvenga, l'algoritmo riduce la potenza a tutte le piastre in maniera proporzionale e in modo tale che la somma richiesta sia esattamente uguale a quella erogata. In caso contrario la potenza in eccesso viene ripartita, sempre mediante le function VARA e VARB, alle piastre con BOOSTER attivo. Le due function REGPTA e REGPTB sono accomunate da un simile concetto di base ma con la differenza che richiamano due varianti (VARA e VARB) completamente differenti. Sebbene siano entrambe chiamate allo stesso istante per ripartire la potenza in esubero, la variante A effettua una distribuzione uniforme fra tutti i carichi adibiti mentre la variante B segue le indicazioni del vettore ORDCAR, nel quale viene passato l'ordine di priorità di alimentazione assegnata dall'utente.

La variante A è composta principalmente da due sezioni. Nella prima viene quantificato il numero di piastre attive da alimentare mediante la variabile PATTNOB, la quale sarà poi utilizzata nella seconda, composta dal ciclo WHILE. In questa sezione viene attribuito ad ogni carico una potenza equamente suddivisa (POTIN) e successivamente viene verificato che la potenza complessiva della piastra, con il nuovo contributo, non abbia superato la potenza nominale della stessa o l'ammontare voluto. In tale evenienza viene aggiornato il vettore della potenza non utilizzata, che verrà poi nuovamente ripartito. Allo stesso tempo il carico in questione viene eliminato dalle successive iterazioni mediante il vettore ANN in quanto l'elemento relativo alla zona di cottura diviene unitaria e quindi esclusa dalla condizione IF. Il processo iterativo si conclude quando tutti i carichi sono sistemati o quando la potenza in eccesso si annulla (condizione POTNONUTIL = 0).

Immettendo lo stesso file dati utilizzato per la regolazione incrementale, si osserva che nel caso caratterizzato dalla potenza maggiore non si ha alcuna variazione e ciò è dovuto al fatto che tutti i carichi sono soddisfatti. Negli altri casi invece si può notare una distribuzione di potenza totalmente differente dettata dal motivo che l'algoritmo considera alla pari tutte le zone di cottura. Le uniche uguaglianze fra i vari valori si registrano infatti solo nelle piastre per cui è stato raggiunto l'ammontare nominale, oltre il quale la procedura blocca a livello locale qualsiasi altro apporto di potenza.

POTENZA 8000 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	8000					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	1100	2000	1700	900	1800	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	7500					
POTENZA NON UTILIZZATA:	500					

POTENZA 5400 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	5400					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	1100	2000	690	900	710	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	5400					
POTENZA NON UTILIZZATA:	0					

POTENZA 3900 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	3900					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

ELABORAZIONE:

NECESSARIO RIDURRE LA POTENZA AI CARICHI CON BOOSTER ATTIVO.

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	1060	1240	340	900	360	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	3900					
POTENZA NON UTILIZZATA:	0					

POTENZA 1300 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	1300					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

ELABORAZIONE:

NECESSARIO RIDURRE LA POTENZA AI CARICHI CON BOOSTER ATTIVO.

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	191	347	295	156	312	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	1300					
POTENZA NON UTILIZZATA:	0					

La variante B procede sostanzialmente allo stesso modo della function VARA ma in essa è presente una sezione iniziale nella quale vengono conteggiati i carichi con priorità di alimentazione maggiore, ai quali verrà successivamente apportato il contributo di potenza in esubero, equamente ripartito fra essi. Allo stesso modo della variante precedente vengono esclusi quei carichi soddisfatti ma con la differenza che ora la potenza in eccesso viene ripartita solo ai carichi con lo stesso grado di priorità. In questo caso il vettore che esclude il carico alimentato completamente alla potenza voluta è POK. Ai carichi rimanenti invece la function continua ad attribuire lo stesso valore di potenza che gli spettava prima della chiamata della function. (POTEROPIA = POTPIA). Questi carichi verranno infatti alimentati quando il vettore PRIO, indicante l'ordine di priorità di alimentazione istantaneo, assumerà un valore coincidente a quello attribuitogli con il vettore ORDPOT. L'uscita dalla function VARB e quindi dal ciclo WHILE avviene al verificarsi delle stesse condizioni che terminano l'altra variante.

La nuova variante, essendo basata sulla stessa logica di REGPOT, conduce sostanzialmente agli stessi risultati, almeno per quote di potenza superiori a quelle necessarie per soddisfare tutte le zone di cottura con BOOSTER attivo e il quorum garantito delle rimanenti. Per valori inferiori si registra invece un comportamento totalmente diverso rispetto al primo algoritmo illustrato ma analogo a quello di REGPTA in quanto, vista l'estrema carenza di potenza, nella regolazione globale non viene fatta distinzione fra le zone di cottura prioritarie e si cerca di soddisfare al massimo delle possibilità tutti i carichi.

POTENZA 8000 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	8000					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	1100	2000	1700	900	1800	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	7500					
POTENZA NON UTILIZZATA:	500					

POTENZA 5400 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	5400					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	1100	2000	1040	900	360	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	5400					
POTENZA NON UTILIZZATA:	0					

POTENZA 3900 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	3900					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

ELABORAZIONE:

NECESSARIO RIDURRE LA POTENZA AI CARICHI CON BOOSTER ATTIVO.

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	1060	1240	340	900	360	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	3900					
POTENZA NON UTILIZZATA:	0					

POTENZA 1300 W

FILE DATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	1300					
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
ZONE ASSOCIATE:	2	5	4	3	6	1
POTENZA ASSOCIATA:	200	400	300	800	500	700
POTENZA VOLUTA:	1100	2000	1700	900	1800	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	1	2	1	3	5
TIPO INDUTTORE:	2	1	2	1	1	1

ELABORAZIONE:

NECESSARIO RIDURRE LA POTENZA AI CARICHI CON BOOSTER ATTIVO.

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	1	0	1	0	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2000	2000	900	1000	1500
POTENZA EROGATA:	191	347	295	156	312	0
POTENZA TOTALE UTILIZZATA:	1300					
POTENZA NON UTILIZZATA:	0					

8.5 INTERPOLAZIONE SPLINE

La regolazione della potenza presuppone la necessità di avere a disposizione un modello adatto in grado di fornire i valori richiesti per ogni condizione di funzionamento. In letteratura fino ad oggi, eseguendo approcci di tipo analitico o numerico, sono stati sviluppati codici per calcoli essenzialmente a livello di induttore e quindi solo parzialmente utili alla causa, per cui nel nostro caso la soluzione plausibile è l'utilizzo di un codice commerciale agli elementi finiti o l'acquisizione sperimentale dei valori ricercati. Qualsiasi sia l'approccio seguito, in ogni caso vi è comunque la necessità di dover seguire iterazione dopo iterazione il programma del controllo, soluzione decisamente poco praticabile. In tal caso si devono infatti caricare di volta in volta i dati o fornire dei valori di frequenza e di corrente esattamente uguali a quelli indicati, con tutte le difficoltà di misurazione e i relativi errori del caso. Scartata per ovvi motivi la soluzione sperimentale, vista la difficoltà nel creare le condizioni richieste, rimane come unica alternativa l'utilizzo del metodo agli elementi finiti FEM ma in tal caso, al fine di non aggravare l'onere computazionale, è impensabile acquisire dal software un numero elevato di campioni una volta determinato il dominio di funzionamento. In tale ambito si può però effettuare un campionamento mirato secondo una griglia sufficientemente larga da non appesantire il programma di calcolo, ricavando successivamente i parametri richiesti mediante un'interpolazione spline ottenuta dalla stessa campionatura acquisita. Nelle figure Fig.8-14_17 sono rappresentati i grafici della resistenza e dell'induttanza degli induttori Midea 140 e Midea 180, elaborati da Matlab.

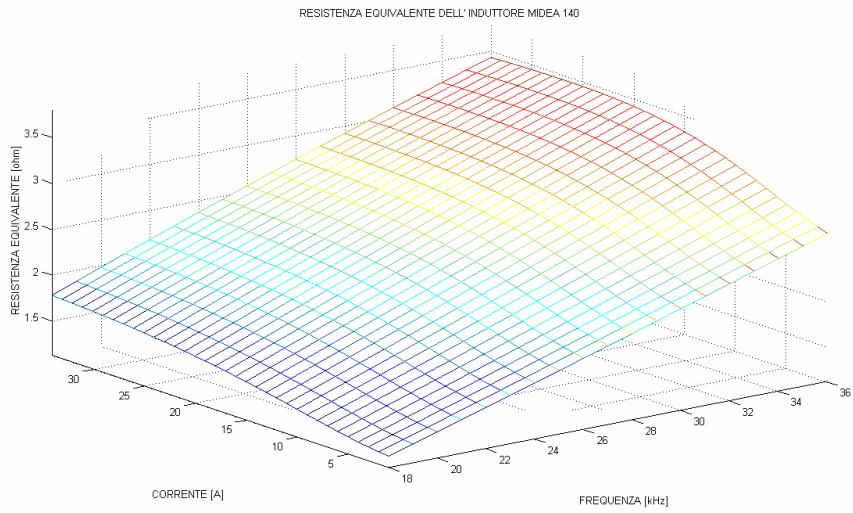


Fig.8-14. Grafico punti campionati della resistenza equivalente dell'induttore Midea 140

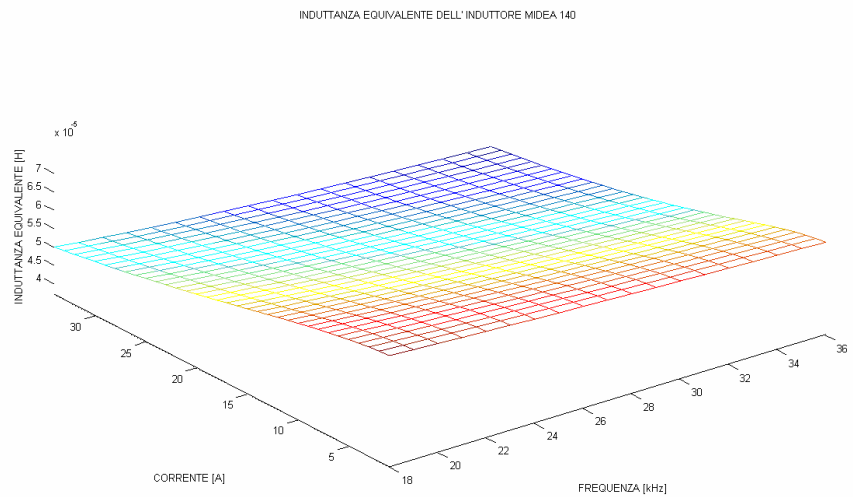


Fig.8-15. Grafico punti campionati dell'induttanza equivalente dell'induttore Midea 140

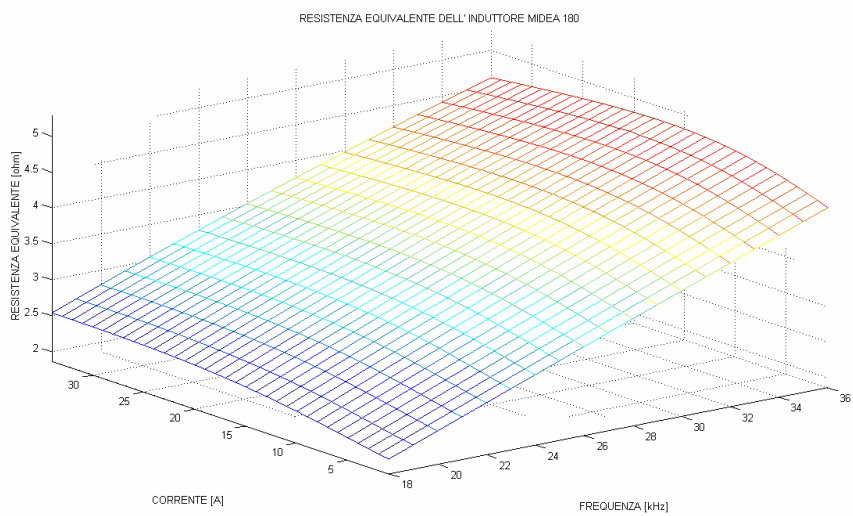


Fig.8-16. Grafico punti campionati della resistenza equivalente dell'induttore Midea 180

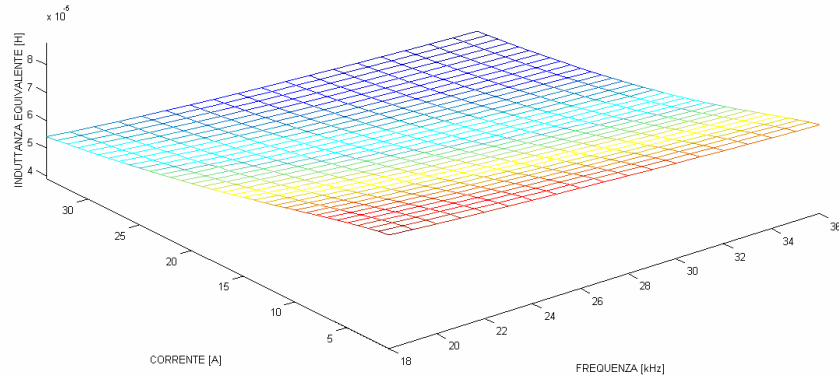


Fig.8-17. Grafico punti campionati dell'induttanza equivalente dell'induttore Midea 180

Rispetto ad altri metodi di approssimazione, quali per esempio quelli lineari o polinomiali, l'utilizzo delle funzioni spline presenta errori inferiori essendo tale tipo di interpolazione realizzato secondo un criterio di curva a minima curvatura. L'approccio con tale metodo è in genere preferito anche per la sua semplicità di costruzione e per l'ottima capacità nell'approssimare forme complesse in quanto, rispetto per esempio all'alternativa polinomiale, l'intervallo di definizione viene suddiviso fra i nodi in n sotto-insiemei e per ognuno di essi viene utilizzato un polinomio semplice. In forma generica, una interpolazione con spline di grado p costruita a partire da nodi localizzati nei punti x_i con $i=0,1,2,\dots,n$ e compresi in un intervallo chiuso $[a,b]$ è una funzione $s(x)$ data da:

$$s(x) = \begin{cases} s_0(x) & \text{se } x_0 \leq x \leq x_1 \\ s_1(x) & \text{se } x_1 \leq x \leq x_2 \\ s_2(x) & \text{se } x_2 \leq x \leq x_3 \\ \dots & \dots \\ s_{n-1}(x) & \text{se } x_{n-1} \leq x \leq x_n \end{cases}$$

dove il termine $s_i(x)$ è in ogni sottointervallo $[x_i, x_{i+1}]$ un polinomio di grado p tale da soddisfare la relazione di interpolazione $s(x_i)=y_i$ e caratterizzato dall'aver un numero di derivate $p-1$ continue in $[a,b]$, per cui esso risulta essere di classe $C^{p-1}[a,b]$.

Sebbene p possa assumere qualsiasi valore, la tipologia di spline per eccellenza è quella cubica naturale, ovvero un polinomio di terzo grado due volte differenziabile nell'intero intervallo. In tal caso poiché ciascuno dei polinomi è completamente individuato da 4 coefficienti, la funzione $s(x)$ ha un numero di incognite pari a $4n$ e pertanto è necessario individuare un altrettanto numero di vincoli per avere una soluzione determinata. Allo scopo, dovendo i vari polinomi raccordarsi tra loro in corrispondenza dei nodi, si hanno $n+1$ condizioni di interpolazione, alle quali si sommano le $3(n-1)$ condizioni di regolarità dovute al fatto che la funzione deve essere di classe C^2 .

Essendo dunque

$$4n - (n + 1) - 3(n - 1) = 2$$

mancano per identificare completamente la funzione interpolante due ulteriori condizioni aggiuntive, la cui scelta è libera e in particolare porta ad avere:

$$\begin{array}{ll} \text{spline naturale:} & s_3^{(2)}(a) = s_3^{(2)}(b) = 0 \\ \text{spline periodica:} & s_3^{(1)}(a) = s_3^{(1)}(b), s_3^{(2)}(a) = s_3^{(2)}(b) \\ \text{spline vincolata:} & s_3^{(1)}(a) = f^{(1)}(a), s_3^{(1)}(b) = f^{(1)}(b) \end{array}$$

L'implementazione in Matlab di tali funzioni avviene mediante degli appositi comandi e fornisce direttamente all'utente un'interpolazione accettabile. In particolare con le sintassi `spline(...)` o `interp(...)` e con l'inserimento di opportune variabili create sotto forma di vettori, il codice di calcolo esegue in maniera rapida e automatica il computo di tutti i coefficienti dei vari polinomi sulla base delle istruzioni (linear, spline, cubic) inserite all'interno dello stesso comando e consente di ricavare successivamente i valori compresi tra i nodi di campionatura.

8.5.1 FUNCTION SPL

Essendovi numerose modalità di costruzione delle spline interpolanti, tutte necessarie per effettuare il controllo dei piani di cottura ad induzione, è stata realizzata una function comune, denominata SPL, mediante la quale è possibile effettuare la costruzione delle curve o l'estrapolazione dei dati. Strutturata su sequenze operative introdotte dal comando switch, la subroutine contempla tutti i casi possibili che sono richiesti dal programma di elaborazione principale circa il trattamento dei dati acquisiti della resistenza e dell'induttanza dell'insieme bobina-carico. In base all'asserzione passata tramite la variabile SEQ, si possono ottenere infatti interpolazioni realizzate su più dimensioni o valori non calcolati direttamente da Flux.

- ▲ SEQ. 1: costruzione spline 3D. Si utilizza il comando `meshgrid` per creare due matrici XI e YI descriventi la discretizzazione e come tali aventi gli stessi estremi dei vettori in ingresso X e Y ma caratterizzati da una maggiore suddivisione dell'intervallo. Con il comando `interp2` ad ogni coppia di elementi corrisponde poi un valore della variabile d'uscita ZI3D creato sulle informazioni dei punti attigui contenuti in Z, matrice rappresentante l'insieme dei dati acquisiti;
- ▲ SEQ. 2: costruzione spline 2D. Mediante l'apposito codice di Matlab spline, si crea una variabile ZI2D a partire dai nodi campionati corrispondenti ai valori di riferimento, raggruppati in uno qualsiasi dei primi due vettori di ingresso;
- ▲ SEQ. 3: costruzione di una spline a forma circolare. Simile al caso precedente in quanto vengono utilizzati gli stessi comandi, l'istruzione serve per realizzare la costruzione della serigrafia del piano in vetroceramica. Con tale blocco la realizzazione della circonferenza viene eseguita fornendo tramite i vettori X e Y i punti equidistanti dal centro e situati sugli assi cartesiani aventi origine nel centro del cerchio stesso;

- ▲ SEQ. 11: estrapolazione dati da una curva 3D. In base al parametro fissato x_f o y_f , passato e rilevato positivo dal programma stesso, si estrapola una curva bidimensionale da una tridimensionale precedentemente creata. In sostanza la sequenza operativa esegue idealmente un taglio della interpolazione 3D con un piano verticale situato in corrispondenza della variabile fissata e ritorna alla function chiamante i valori del profilo originato dall'intersezione delle due superficie;
- ▲ SEQ. 12: estrapolazione di un dato da una superficie 3D. La sequenza operativa, mediante il comando `interp2`, estrae il valore corrispondente al nodo di discretizzazione individuato dai valori x_f e y_f .
- ▲ SEQ. 13: estrapolazione di un dato da una spline 2D. Mediante il comando `ppval`, utilizzato per valutare i polinomi a tratti, si restituisce il valore assunto dalla funzione passata attraverso il vettore Z relativo alla variabile y_f .

La struttura della function `SPL` è tale dunque da poter essere allargata in qualsiasi istante qualora si renda necessario effettuare un'operazione sulle spline non fattibile con quelle attualmente predisposte.

8.5.2 FUNCTION PLOTTER

La rappresentazione grafica delle spline è invece affidata alla function `PLOTTER`, ideata nel caso in esame per visualizzare l'andamento della resistenza e dell'induttanza di ogni induttore in funzione della frequenza e della corrente, o di entrambe. Considerate le molteplici funzioni a cui deve assolvere, anche `PLOTTER` è suddivisa in varie procedure, la cui selezione viene in questo caso introdotta dal programma chiamante tramite la variabile `PROC`. In particolare con `PROC` uguale a:

1. viene effettuata la costruzione di un grafico tridimensionale dove i vettori X e Y sono formati dai valori dei rispettivi assi mentre Z è una matrice che racchiude le variabili dipendenti;
2. si creano grafici di Z in funzione di X , anche per diversi valori dei parametri racchiusi in Y ;
3. si raffigurano i punti da interpolare, l'andamento della spline interpolante e della sua derivata;
4. si realizza un'immagine complessiva del piano di cottura costruendo delle spline circolari e si indica la numerazione e lo stato attivo o meno delle piastre riscaldanti.

Come si può osservare, avendo una natura prevalentemente di interfaccia, la function `plotter` richiama solo la subroutine `SPL` in occasione delle procedura 3 e 4 per effettuare la costruzione della curva interpolante e della relativa derivata. Sono pertanto necessari sostanzialmente i dati di X, Y e Z , la cui funzione serve praticamente a passare le variabili indipendenti dalle quali realizzare i grafici, mentre altri parametri quali `VAR`, `PAR` e `SP`, sono utili solamente per inquadrare nello specifico il caso desiderato. Passati al sottoprogramma in formato di stringhe, `VAR` e `PAR` permettono infatti di effettuare una distinzione rispettivamente fra la variabile `FREQ` o `CORR` e il parametro `RES` o `IND` da raffigurare. Il termine `SP` indica invece la natura della curva e può assumere i valori 1 o 0 a seconda che la curva da rappresentare sia una spline o meno.

Gli ultimi parametri citati intervengono sostanzialmente nella parte del corpo del programma precedente alla struttura SWITCH e vanno a comporre le indicazioni di massima del grafico quali il titolo e la denominazione degli assi. Le scritture che vengono prodotte in questa sezione sono tuttavia di default e vengono utilizzate caso per caso a seconda della procedura selezionata. Fa eccezione tuttavia il caso 4, differente dai precedenti per motivi di sintassi ma accomunato dal fatto che esso rappresenta sempre delle curve spline. In questa situazione infatti i vettori X e Y racchiudono in ordine la dimensione relativa del piano in vetroceramica e le coordinate del centro di ciascun induttore mentre in Z vengono passati i rispettivi raggi della serigrafia. Non hanno alcuna importanza dunque le variabili VAR, PAR e SP, alle quali viene assegnato nella fase di chiamata un valore di default nullo.

Le figure Fig.8-18_21 riportano i grafici della resistenza e dell'induttanza, costruiti sulla base del campionamento effettuato e sulla relativa interpolazione, rispettivamente per gli induttori Midea 140 e Midea 180. Dal loro raffronto con le curve di Fig.8-14_17 si può affermare che in linea di massima vi è una buona approssimazione in quanto le curve ottenute dai dati campionati e quelle costruite con le spline sono praticamente simili.

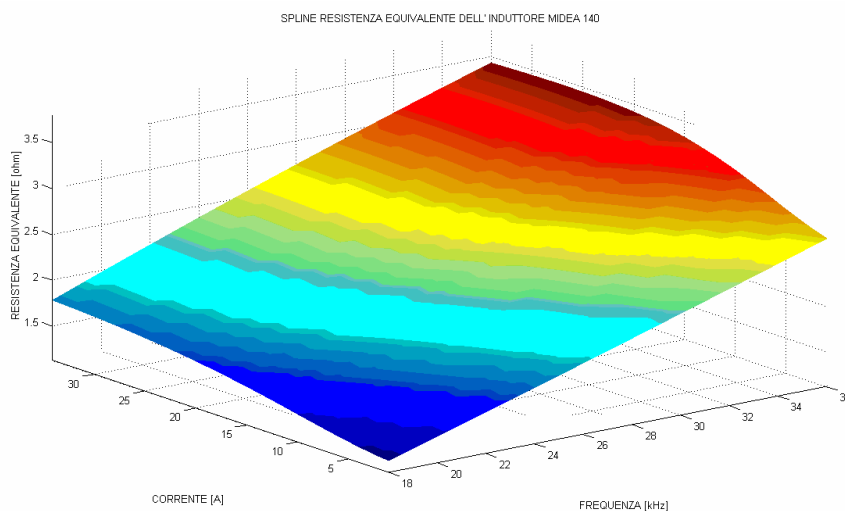


Fig.8-18. Spline costruita sui punti campionati della resistenza equivalente dell'induttore Midea 140

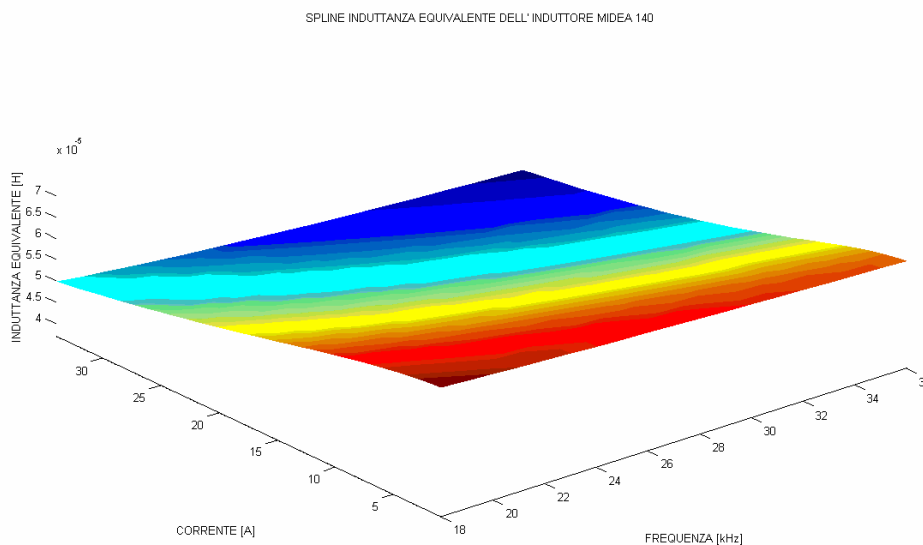


Fig.8-19. Spline costruita sui punti campionati dell'induttanza equivalente dell'induttore Midea 140

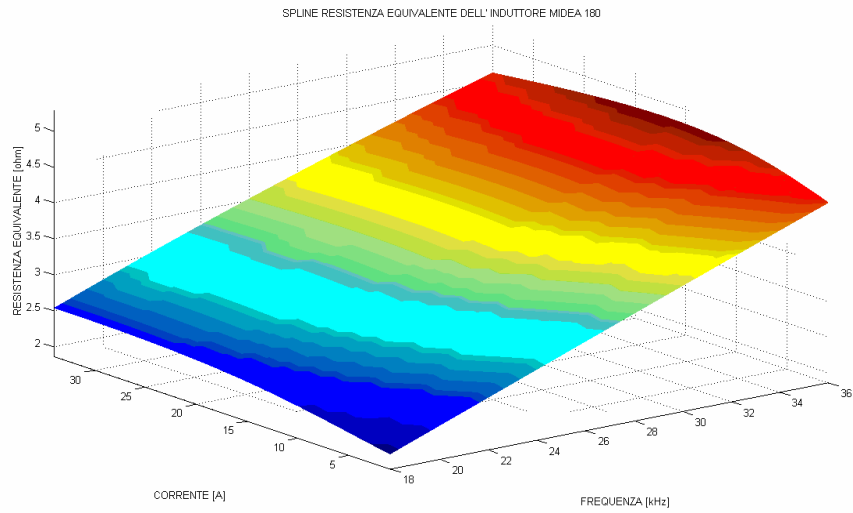


Fig.8-20. Spline costruita sui punti campionati della resistenza equivalente dell'induttore Midea 180

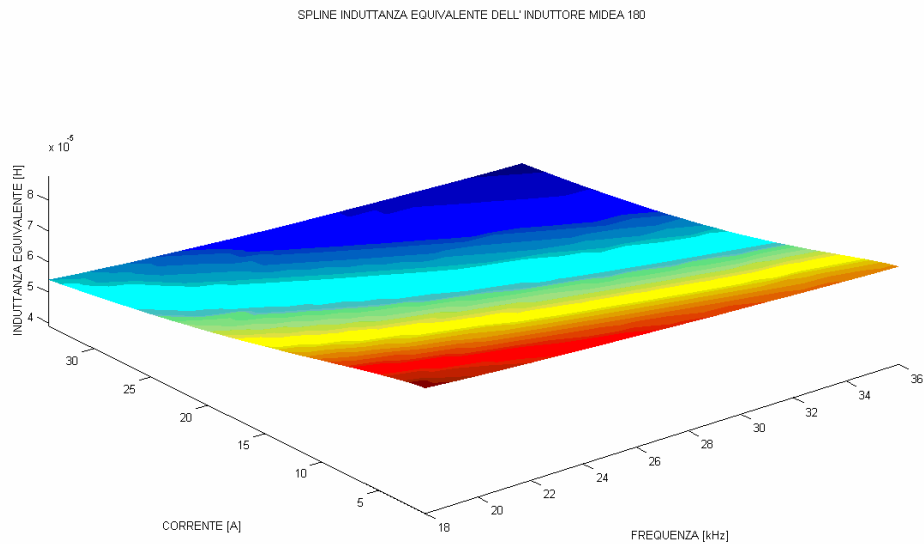


Fig.8-21. Spline costruita sui punti campionati dell'induttanza equivalente dell'induttore Midea 180

Oltre alle spline tridimensionali, il controllo della potenza di un piano di cottura ad induzione richiede anche l'estrapolazione di dati da una curva 2D, costruita a sua volta da un campionamento di nodi. I parametri da acquisire presentano dunque in tal caso una variabile fissa per cui in queste situazioni è sufficiente la costruzione di una spline bidimensionale. Le functions SPL e PLOTTER, avendo come si è visto un'opzione dedicata all'argomento, assolvono anche a questo compito e in particolare consentono di visualizzare in un unico grafico gli andamenti della resistenza e dell'induttanza corrispondenti a determinati valori della frequenza o della corrente.

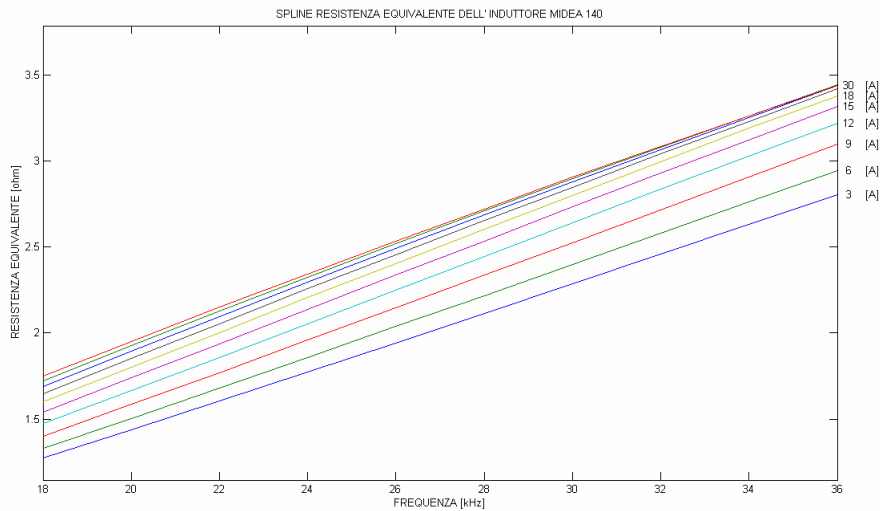


Fig.8-22. Spline della resistenza equivalente dell'induttore Midea 140 in funzione della frequenza

L'analisi di queste curve consente poi, in un secondo momento, di trarre ulteriori indicazioni sull'andamento delle curve tridimensionali e di valutare dunque la possibilità di utilizzare delle tecniche di interpolazione alternative per migliorare l'approssimazione. Nel caso relativo alla resistenza equivalente dell'induttore Midea 140, illustrato nella figura Fig.8-22, l'andamento delle curve in funzione della frequenza è alquanto associabile ad una retta, qualsiasi sia il parametro della corrente usato. Ciò suggerisce di adottare per il caso in esame una spline lineare realizzata congiungendo i nodi corrispondenti agli estremi del range di frequenza, permettendo in tal modo di ridurre di conseguenza il numero di punti da campionare. Tuttavia un tale approccio comporta in altre situazioni degli elevati errori di approssimazione in quanto, come si può osservare dalle figure Fig.8-23_25 nelle quali vengono riportati altri esempi di queste rappresentazioni parametriche, le curve si discostano notevolmente dall'aver un andamento lineare.

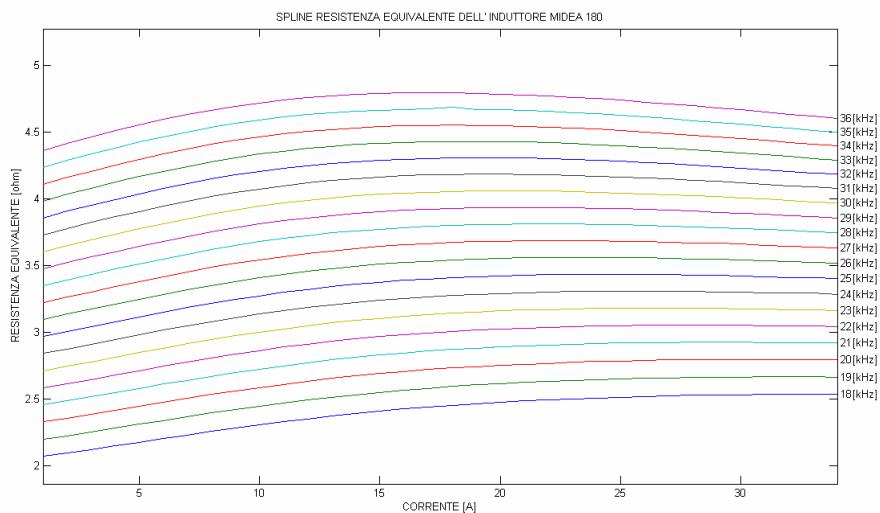


Fig.8-23. Spline della resistenza equivalente dell'induttore Midea 140 in funzione della corrente

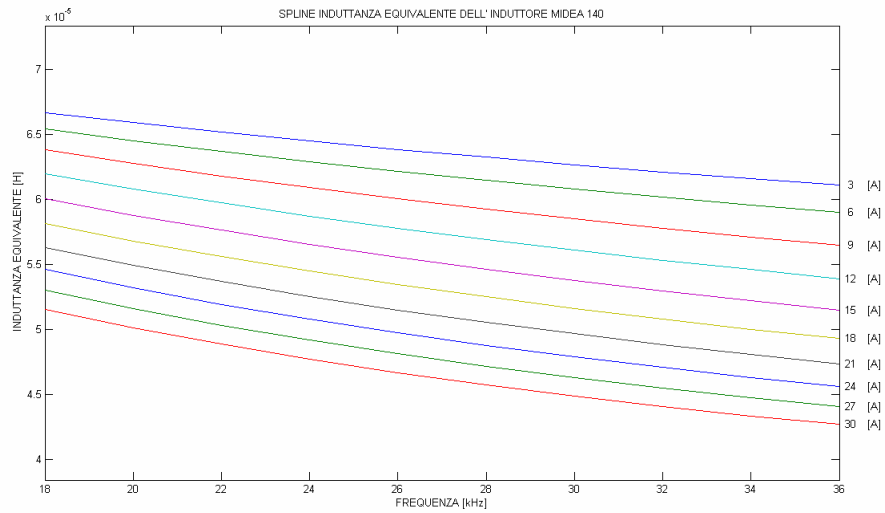


Fig.8-24. Spline dell'induttanza equivalente dell'induttore Midea 140 in funzione della frequenza

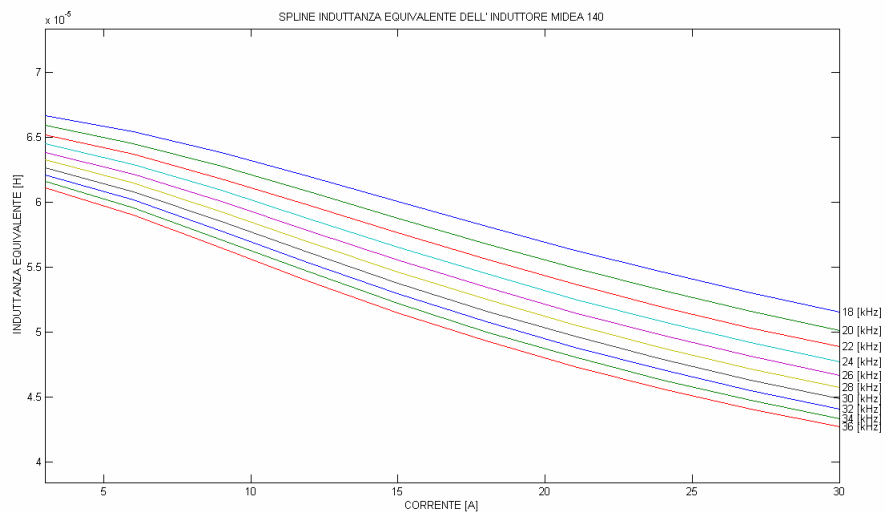


Fig.8-25. Spline dell'induttanza equivalente dell'induttore Midea 140 in funzione della corrente

8.5.3 FUNCTION CTRLSPL

L'analisi effettuata in precedenza è tuttavia eseguita solo a livello visivo per cui è necessario avere a disposizione anche un metodo pratico che determini l'errore massimo e la locazione all'interno del dominio della distribuzione degli scostamenti. Dato infatti il numero esiguo di punti di rilevazione, dettato anche dal fatto che la loro acquisizione con il codice Flux richiede un certo onere computazionale e di conseguenza un significativo dispendio di tempo, è fondamentale poter fare affidamento sull'interpolata in tutta la regione di funzionamento in esame. Sebbene la natura del problema non sia complessa in quanto sia la resistenza, sia l'induttanza, seppur presentando andamenti diversi, sono facilmente interpolabili vista l'assenza di punti spigolosi e la loro sostanziale monotonia, è comunque opportuno che non vi siano grosse variazioni percentuali, considerata la cospicua influenza di questi parametri nel circuito elettrico. Per tal ragione è stata ideata la function CTRLSPL,

utile anche in fase progettuale per determinare a grandi linee il numero minimo di campionature da eseguire in problemi simili e per ottimizzare in tal modo sia l'onere computazionale del FEM, sia il tempo di calcolo necessario. Secondo questa ottica, il programma prevede la riduzione della matrice completa del parametro MP, ottenuta per passi unitari della corrente (1A) e della frequenza (1kHz), sulla base dei componenti di due vettori F e I. Il primo blocco di istruzioni infatti estrapola in un primo momento tutte le righe di MP corrispondenti ai valori di F assegnati, realizzando in tal modo la matrice ridotta parziale MRIDP. Tale tecnica viene utilizzata poi anche per il vettore delle correnti I e permette, a partire dalla MRIDP, di ottenere la matrice ridotta totale MRIDT. La seconda estrazione porta quindi sostanzialmente ad un insieme di dati campionati decisamente ridotto, dai cui nodi viene realizzata la spline interpolante MSPL. Una volta ottenute le matrici precedenti, si procede al loro confronto estrapolando dall'approssimata il valore corrispondente al nodo di campionamento e rapportandolo con quello ricavato con Flux. Si costruiscono in tal modo le matrici MERR e MERRPC, relative rispettivamente allo scostamento algebrico e a quello percentuale, dalle quali viene estratto il valore massimo necessario per capire sia la qualità dell'approssimazione spline, sia il numero ottimale di campionature. A tal fine, a partire dalla semplice coppia di vettori formata dagli estremi del dominio, si sono incrementati progressivamente i vettori F e I analizzando la distribuzione dell'errore nelle rispettive matrici e aggiungendo dei nodi in corrispondenza ad essi.

La procedura ha portato ai test sottostanti, dai quali si sono ottenuti per le varie matrici dei parametri elettrici, acquisite per gli induttori Midea 140 e Midea 180, gli errori riportati nella tabella Tab.8-8.

TEST	1:	F [18, 36]	I [1, 34]
TEST	2:	F [18, 27, 36]	I [1, 18, 34]
TEST	3:	F [18, 27, 30, 36]	I [1, 18, 34]
TEST	4:	F [18, 23, 27, 30, 36]	I [1, 18, 26, 34]
TEST	5:	F [18, 23, 27, 30, 36]	I [1, 9, 18, 26, 34]
TEST	6:	F [18, 23, 27, 30, 36]	I [1, 7, 13, 23, 28, 34]
TEST	7:	F [18, 22, 25, 28, 32, 36]	I [1, 7, 13, 23, 28, 34]
TEST	8:	F [18, 22, 26, 30, 33, 36]	I [1, 5, 9, 13, 17, 21, 25, 29, 34]
TEST	9:	F [18, 22, 26, 30, 33, 36]	I [1, 4, 7, 11, 15, 18, 23, 27, 31, 34]
TEST	10:	F [18, 22, 26, 28, 30, 32, 34, 36]	I [1, 4, 7, 11, 15, 19, 22, 25, 28, 31, 34]
TEST	11:	F [18, 20, 22, 24, 26, 28, 30, 32, 34, 36]	I [1, 4, 7, 10, 13, 16, 19, 22, 25, 28, 31, 34]

Il primo test effettuato, chiaramente non accettabile visto l'elevato scarto, ha suggerito di inserire dei nodi centrali e di aggiungere dunque un termine medio sia per la corrente, sia per la frequenza. L'intervento, sebbene abbia abbattuto fortemente entrambi i tipi di errore, non è tuttavia sufficiente e pertanto devono essere introdotte altre campionature. I test successivi vedono un infittimento di nodi alle alte frequenze, dove si registrano i maggiori scostamenti, ma solo il test 6 registra ovunque un errore inferiore al punto percentuale. Data l'importanza della qualità dell'approssimazione, è conveniente tuttavia proseguire con l'infittimento ma da un certo punto in poi si nota una consistente riduzione dell'efficienza dell'approccio, dovuta al fatto che il problema assume un carattere puntuale. Per tal motivo, la situazione relativa alla zona centrale della tabella, corrispondente grosso modo ai test 8 e 9, può essere ritenuta il miglior compromesso e prossima alla condizione di ottimo. Assumendo un passo maggiore in prossimità delle zone esterne del dominio, poco utilizzate dai piani di cottura commerciali, si può giungere quindi ad un distinto risultato in circa un'ora, avendo utilizzato per tale considerazione il tempo medio per soluzione ricavato nel primo paragrafo.

Tab.8-8. Numero di campionamenti e relativo errore percentuale dell'approssimazione spline

TEST	ERRORE MASSIMO				ERRORE PERCENTUALE MASSIMO				NUM. CAMP.	TEMPO TOTALE		
	R140	L140	R180	L180	R140	L140	R180	L180		[s]	[min]	[h]
1	0,296	2,18E-06	0,327	4,16E-06	8,86	4,50	7,60	7,67	4	256	4.26	x
2	0,070	9,47E-07	0,132	1,14E-06	2,20	1,75	2,84	2,08	9	576	9.36	x
3	0,070	9,47E-07	0,132	1,14E-06	2,20	1,72	2,81	2,08	12	768	12.48	x
4	0,070	9,47E-07	0,132	7,71E-07	2,20	1,47	2,81	1,33	20	1280	21.20	x
5	0,034	5,63E-07	0,035	4,56E-07	1,23	0,93	0,80	0,79	25	1600	26.40	x
6	0,016	4,00E-07	0,020	4,00E-07	0,90	0,66	0,46	0,55	35	2240	37.20	x
7	0,015	4,00E-07	0,019	3,77E-07	0,88	0,66	0,42	0,52	42	2688	44.48	x
8	0,009	2,50E-07	0,015	2,63E-07	0,52	0,40	0,35	0,38	54	3456	57.36	x
9	0,007	1,67E-07	0,016	2,25E-07	0,41	0,27	0,34	0,37	60	3840	64	1.04
10	0,007	1,67E-07	0,015	2,00E-07	0,41	0,26	0,34	0,33	88	5632	93.52	1.33
11	0,006	1,67E-07	0,014	2,60E-07	0,36	0,26	0,26	0,05	120	7680	128	2.08

8.5.4 FUNCTION DERSPL

Un programma infine necessario per la successiva implementazione dell'algoritmo di Newton-Raphson è la function DERSPL in quanto con essa si esegue la derivata di una spline cubica. Utilizzando le normali tecniche di derivazione, la subroutine si avvale del comando unmkpp per recuperare i punti di interruzione della spline e i coefficienti $a_{k,3}, \dots, a_{k,0}$ del polinomio approssimante ciascun intervallo k-esimo. La struttura che ne risulta è pertanto una matrice di dimensioni $n \times 4$, dove n indica il numero di suddivisioni presenti fra due valori estremi.

$$\begin{pmatrix} a_{1,3} & a_{1,2} & a_{1,1} & a_{1,0} \\ a_{2,3} & a_{2,2} & a_{2,1} & a_{2,0} \\ a_{k,3} & a_{k,2} & a_{k,1} & a_{k,0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n,3} & a_{n,2} & a_{n,1} & a_{n,0} \end{pmatrix}$$

Note in tal modo le caratteristiche di ogni restrizione della spline, per effettuarne la derivata è sufficiente così modificare la precedente struttura con la seguente

$$\begin{pmatrix} 0 & 3 * a_{1,2} & 2 * a_{1,1} & a_{1,0} \\ 0 & 3 * a_{2,2} & 2 * a_{2,1} & a_{2,0} \\ 0 & 3 * a_{k,2} & 2 * a_{k,1} & a_{k,0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 3 * a_{n,2} & 2 * a_{n,1} & a_{n,0} \end{pmatrix}$$

ed estrapolare da essa le nuove informazioni per costruire, mediante il comando mkpp, la curva desiderata.

La figura Fig.8-26 illustra una spline realizzata su un insieme di nodi casuale e la relativa derivata. Da essa si può constatare la correttezza dell'algoritmo di derivazione, osservando che in corrispondenza dei punti di massimo e minimo la curva creata da DERSPL si annulla.

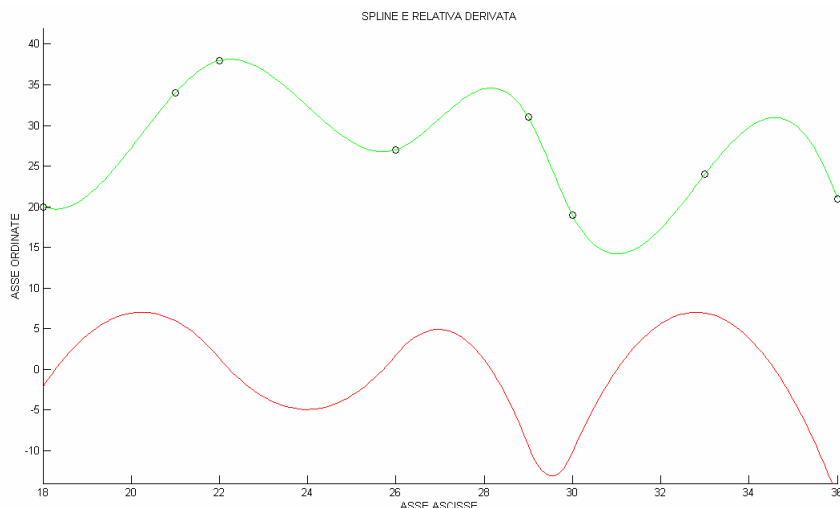


Fig.8-26. Spline costruita su un insieme di punti casuale e sua derivata

8.6 MODELLIZZAZIONE DEL CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE

La modellizzazione della connessione fra il generatore di tensione (raddrizzatore + inverter) e il carico è un aspetto basilare nella progettazione del controllo e pertanto è opportuno realizzare un'analisi approfondita circa le modalità di funzionamento del circuito di alimentazione, al fine di realizzare un modello affidabile e utilizzabile in qualsiasi condizione di carico. La questione in esame, portata ad un livello di massima semplicità, è in pratica quella di mettere in relazione le conoscenze acquisite nei paragrafi precedenti e di rapportarle con il generatore a monte. Sotto tale ottica è dunque sufficiente inserire nel circuito di alimentazione il sistema di generazione della tensione costituito dal blocco composto dal raddrizzatore e dall'inverter.

Il gruppo di componenti a semiconduttore adibito alla trasformazione della tensione di linea è praticamente la soluzione standard utilizzata nella maggiore parte delle applicazioni costituita dal ponte a diodi. Con tale convertitore, assumendo in ingresso una tensione sinusoidale v_s , si ottiene in uscita un valore medio dato da:

$$V_{d0} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \sqrt{2} V_s \sin \omega t \, dt = \frac{1}{\omega T/2} \left| \sqrt{2} V_s \cos \omega t \right|_0^{T/2} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V_s$$

Per quanto concerne l'inverter, si assume una modalità di funzionamento ad onda quadra e in tale situazione la relazione che lega la tensione sinusoidale in ingresso e l'ampiezza della prima armonica di quella in uscita è espressa dalla

$$(V_{Ao})_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = 1.273 \left(\frac{V_d}{2} \right)$$

mentre dalla seguente equazione è possibile ricavare le ampiezze delle armoniche di ordine superiore:

$$(V_{Ao})_h = \frac{(V_{Ao})_1}{h}$$

Riunendo le caratteristiche dei due blocchi, trascurando al momento per motivi di semplicità analitica l'apporto delle onde con ordine h superiore al valore unitario, si ricava, considerando il valore efficace della tensione in ingresso, la seguente equazione:

$$(V_{Ao})_1 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot V_s = \frac{4}{\pi^2} \cdot V_s$$

Si ottiene in tal modo un primo modello semplificato del generatore e di conseguenza si può realizzare un primo circuito di alimentazione, configurato come quello riportato nella figura Fig.8-28.

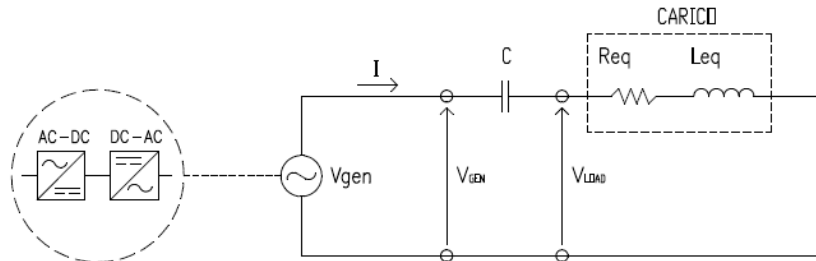


Fig.8-28. Modello ideale del circuito elettrico di alimentazione dell'induttore

Una prima analisi porta alla conclusione che i parametri elettrici variabili del carico, sulla base dei valori riportati nelle tabelle e nei grafici visti nei paragrafi precedenti, non si addicono ad un funzionamento ottimale del piano di cottura ad induzione. Data infatti la tensione appena ricavata, la maggiore parte della sua caduta avviene ai capi dell'induttanza e di conseguenza in questa condizione, a parità di potenza apparente, si ha una potenza reattiva predominante su quella attiva responsabile del riscaldamento del materiale del carico. Al fine di ridurre questo scompenso viene dunque inserito in serie all'impedenza equivalente del gruppo induttore-padella un condensatore di capacità opportuna e tale da portare la frequenza di funzionamento ad un valore prossimo alla condizione di risonanza. La conseguente compensazione fra le reattanze comporta così una maggiore caduta di tensione ai capi della componente resistiva, ottimizzando in tal modo il trasferimento della potenza attiva al contenitore degli alimenti. Nel caso degli induttori Midea si adotta per il condensatore C un valore fisso pari a 1360 nF in corrispondenza del quale si hanno frequenze di risonanza variabili dipendenti dai valori assunti da R e L, essendo valida la relazione

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{eq} C}}$$

Dovendosi effettuare un'analisi del circuito ricavato al variare delle condizioni di funzionamento, lo si descrive in forma generica, utilizzando le leggi consuete dell'elettrotecnica, con l'equazione della tensione:

$$\bar{V} = [R + j(X_L - X_C)] \bar{I}$$

Essendo la resistenza e l'induttanza equivalenti dipendenti dalla frequenza di alimentazione e dalla corrente di eccitazione, il comportamento del circuito in esame è chiaramente non lineare e pertanto si devono utilizzare per la sua risoluzione dei metodi numerici, quali quello iterativo di Newton-Raphson. L'approccio ha lo scopo di ricavare la corrente corrispondente fissato un dato valore di frequenza attraverso una procedura basata su iterazioni e impostando per ognuna di esse un sistema di equazioni lineari, le cui soluzioni convergono a quella cercata. Adattando il metodo al circuito in esame, si ricava come residuo

$$[R + j(X_L - X_C)] \bar{I} - \bar{V} = 0$$

per cui, dallo sviluppo in serie di Taylor, arrestata alla prima derivata, si ottiene come equazione da risolvere

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\bar{I}} \{ [R + j(X_L - X_C)] \bar{I} - \bar{V} \} &= \frac{d}{d\bar{I}} \{ R\bar{I} + jX_L\bar{I} - jX_C\bar{I} - \bar{V} \} = \\ &= R + \frac{\partial R}{\partial \bar{I}} \bar{I} + jX_L + j \frac{\partial X_L}{\partial \bar{I}} \bar{I} - jX_C = R + j(X_L - X_C) + \left(\frac{\partial R}{\partial \bar{I}} + \frac{\partial X_L}{\partial \bar{I}} \right) \bar{I} \end{aligned}$$

In questo modo si calcola ad ogni iterazione un incremento

$$\Delta X^i = - \frac{[R + j(X_L - X_C)] \bar{I} - \bar{V}}{R + j(X_L - X_C) + \left(\frac{\partial R}{\partial \bar{I}} + \frac{\partial X_L}{\partial \bar{I}} \right) \bar{I}}$$

e si aggiorna con esso la corrente da utilizzare per il passo successivo $X^{i+1} = \Delta X^i + X^i$ fino a quando il rapporto fra l'incremento trovato e la stessa corrente non scende al di sotto di una soglia di errore ε fissata generalmente a 1E-4.

$$\varepsilon^i = \frac{|\Delta X^{i+1}|}{X^{i+1}} < \varepsilon$$

Sebbene in genere il metodo nella sua forma classica non presenti particolari inconvenienti tranne quelli occasionali di non convergenza, ristretti comunque a casi limitati, nell'ambito in esame è necessario prestare attenzione all'applicazione del metodo. Essendo infatti la variabile di derivazione appartenente al corpo dei numeri complessi, si deve verificare ad ogni iterazione il rispetto delle condizioni di Cauchy-Riemann per poter eseguire la derivata del residuo. Ciò comporta una maggiore complicazione sia a livello teorico, sia per quanto concerne l'implementazione del programma adibito alla risoluzione. L'ostacolo tuttavia viene aggirato adottando un approccio numerico ed estrapolando il valore corrispondente alla derivata direttamente dalla curva relativa, ottenuta derivando la spline di interpolazione corrispondente alla frequenza fissata.

8.6.1 FUNCTION NEWRAP

La procedura teorica descritta nel paragrafo precedente viene implementata da una function appropriata, denominata NEWRAP. Acquisendo in ingresso le matrici dei parametri elettrici del carico e la frequenza alla quale deve essere calcolata la corrispondente corrente del circuito, la subroutine richiama a vari livelli la function SPL per costruire l'interpolazione e la relativa derivata o per estrapolarne i valori da questi costruiti. I primi blocchi di istruzione del programma sono quindi predisposti per una parziale elaborazione dei dati in ingresso che, effettuata secondo dei criteri prestabiliti, permette di inquadrare il problema da risolvere fin dalle prime fasi. In questa sezione vengono infatti costruite, oltre alle variabili RRRFF e LLFF relative alle spline ottenute dai nodi campionati alla frequenza di analisi, anche i termini della derivata DRRFF e DLLFF mediante la chiamata della function di derivazione DERSPL. L'elaborazione vera e propria avviene invece nella seconda sezione, dove vengono immessi prima del ciclo WHILE il modulo della corrente iniziale, l'errore massimo desiderato e il numero massimo di iterazioni che il programma può effettuare nel caso non giunga a convergenza. L'interno del ciclo di iterazione è poi strutturato in tre blocchi di istruzioni adibiti, in ordine, al calcolo del residuo RES, della sua derivata DRES e dell'incremento della corrente DELTAI sulla base dell'equazione circuitale. Altre istruzioni servono infine a calcolare di volta in volta il modulo della corrente aggiornata, indispensabile per estrapolare i dati dalle spline in quanto la campionatura è stata eseguita per valori reali. La verifica della correttezza del metodo sviluppato è stata valutata sulla base di alcuni dati riportati in un elaborato trattante la modellizzazione FEM 2D a corrente impressa degli induttori Midea di un piano di cottura ad induzione [48]. A tal fine sono stati quindi inseriti come variabili di ingresso le frequenze ivi tabulate e si sono confrontati successivamente i valori di corrente, di resistenza e di induttanza presenti in [48] con quelli ottenuti dal metodo di Newton-Raphson. In particolare è stato inizialmente posto un valore di tensione pari a

$$V = \frac{4}{2\pi} \cdot \frac{2}{\pi} V_s = \frac{4}{2\pi} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 220 \cong 93.2 V$$

e in corrispondenza del quale si sono ricavati i risultati e i relativi scostamenti percentuali riportati nelle tabelle Tab.8-9 e Tab.8-10, inerenti ai due tipi di induttori esaminati.

Tab.8-9. Valori ricavati inizialmente con metodo Newton-Raphson per l'induttore Midea 140

INDUTTORE				MIDEA 140					
FREQUENZA [kHz]	CORRENTE [A]			RESISTENZA [Ω]			INDUTTANZA [H]		
RIFER.	RIFER.	RICAVATA	DELTA %	RIFER.	RICAVATA	DELTA %	RIFER.	RICAVATA	DELTA %
35,67	11,59	9,51	-17,97	3,175	3,088	-2,74	5,44E-05	5,62E-05	3,29
32,40	13,54	11,31	-16,48	2,926	2,849	-2,65	5,39E-05	5,57E-05	3,32
30,55	15,05	12,76	-15,23	2,788	2,720	-2,44	5,35E-05	5,53E-05	3,31
28,89	16,76	14,52	-13,39	2,666	2,611	-2,07	5,30E-05	5,46E-05	3,15
25,94	17,95	19,93	11,02	2,398	2,434	1,49	5,35E-05	5,22E-05	-2,50
25,18	19,34	22,20	14,76	2,348	2,391	1,81	5,30E-05	5,12E-05	-3,37
24,28	21,23	25,79	21,46	2,288	2,341	2,33	5,23E-05	4,96E-05	-5,01
23,85	22,34	27,87	24,74	2,260	2,316	2,49	5,18E-05	4,88E-05	-5,75
23,27	23,91	31,23	30,60	2,222	2,280	2,62	5,12E-05	4,76E-05	-7,17
22,84	25,34	34,03	34,28	2,195	2,250	2,49	5,07E-05	4,66E-05	-8,10
21,84	30,57	36,63	19,81	2,138	2,136	-0,10	4,87E-05	4,91E-05	0,90

Tab.8-10. Valori ricavati inizialmente con metodo Newton-Raphson per l'induttore Midea 180

INDUTTORE				MIDEA 180					
FREQUENZA [kHz]	CORRENTE [A]			RESISTENZA [Ω]			INDUTTANZA [H]		
RIFER.	RIFER.	RICAVATA	DELTA %	RIFER.	RICAVATA	DELTA %	RIFER.	RICAVATA	DELTA %
33,60	9,72	8,61	-11,43	4,406	4,376	-0,67	6,21E-05	6,34E-05	2,05
33,26	9,76	8,75	-10,38	4,364	4,336	-0,63	6,22E-05	6,34E-05	1,87
30,40	11,21	10,18	-9,19	4,026	4,002	-0,60	6,22E-05	6,33E-05	1,79
26,95	13,85	12,96	-6,39	3,621	3,606	-0,42	6,15E-05	6,24E-05	1,41
24,80	16,51	15,93	-3,51	3,370	3,363	-0,20	6,05E-05	6,10E-05	0,91
24,00	17,60	17,53	-0,41	3,275	3,275	-0,01	6,01E-05	6,01E-05	0,07
23,35	18,80	19,09	1,56	3,199	3,201	0,07	5,95E-05	5,93E-05	-0,43
22,75	21,14	20,80	-1,59	3,135	3,133	-0,05	5,81E-05	5,84E-05	0,45
21,55	23,19	25,21	8,71	2,987	2,994	0,22	5,76E-05	5,61E-05	-2,48
21,50	23,50	25,41	8,11	2,981	2,987	0,21	5,74E-05	5,61E-05	-2,31
20,70	25,86	28,89	11,72	2,884	2,888	0,15	5,64E-05	5,45E-05	-3,38
20,40	27,09	30,19	11,44	2,847	2,850	0,11	5,59E-05	5,40E-05	-3,34
19,60	29,90	33,26	11,24	2,747	2,746	-0,05	5,49E-05	5,30E-05	-3,35

Un'analisi sommaria delle tabelle evidenzia che, a parità di condizioni operative, esiste una discrepanza ragguardevole dei risultati ottenuti, specialmente per valori estremi del range di frequenza. Per valori centrali invece lo scarto è contenuto e accettabile, considerata anche l'esistenza di errori dovuti all'approssimazione spline e alla non propria attinenza alla realtà del modello del carico con il quale sono stati acquisiti i relativi parametri elettrici. Analoghe considerazioni possono essere fatte anche per la resistenza e per l'induttanza equivalenti ma con la differenza che tale conclusione si estende all'intero dominio della frequenza. Ciò conferma grosso modo la correttezza dell'interpolazione spline e imputa l'unico parametro elettrico rimasto, ovvero la tensione del generatore, quale il fattore responsabile della discordanza. La controprova eseguita a partire dai dati di [48] e in riferimento al diagramma fasoriale della Fig.8-29 attesta infatti che il valore della differenza di potenziale da immettere nel metodo di Newton-Rapshon non deve essere costante ma deve dipendere dal valore della frequenza di commutazione (Tab.8-11).

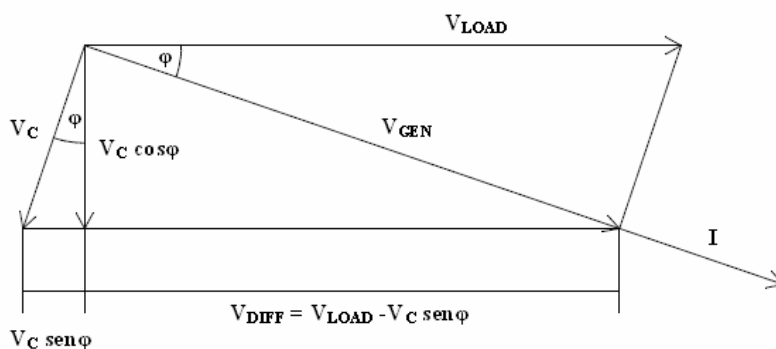


Fig.8-29. Diagramma fasoriale delle grandezze del modello del circuito elettrico

Tab.8-11. Valori della tensione effettiva ottenuti a partire dai parametri elettrici tabulati in [48]

INDUTTORE														MIDEA 140													
FREQUENZA [Hz]	CORRENTE [A]	RESISTENZA [Ω]	INDUTTANZA [mH]	CAPACITAZIONE [F]	PULS. [Hz]	RESISTENZA [Ω]	XL [Ω]	XC [Ω]	REATTANZA INDUTTIVA CAPACITIVA	VR [V]	VVL [V]	VL [V]	VC [V]	POTENZA			ANGOLO			TENSIONE VC COSφ [V]	TENSIONE VC SENφ [V]	TENSIONE VDIFF [V]	TENSIONE VGEN [V]				
														APPARENTE [VA]	ATTIVA [W]	REATTIVA [VAR]	COSφ	φ [rad]	SENφ								
35.67	11.59	3,175	5,437E-05	1,36E-06	2,24E-05	3,175	12,184	3,281	36,80	141,22	145,93	38,02	1691,36	426,49	0,252	1,316	0,968	9,588	36,796	109,137	109,557	109,557					
32.40	13.54	2,926	5,394E-05	1,36E-06	2,04E-05	2,926	10,981	3,612	39,62	148,68	153,87	48,91	2063,42	536,43	0,257	1,310	0,966	12,592	47,256	106,615	107,356	107,356					
30.55	15.05	2,788	5,351E-05	1,36E-06	1,92E-05	2,788	10,271	3,831	41,96	154,57	160,17	57,65	2410,49	631,49	0,262	1,306	0,965	15,103	55,637	104,528	105,614	105,614					
28.89	16.76	2,666	5,296E-05	1,36E-06	1,82E-05	2,666	9,614	4,051	44,68	161,13	167,21	67,89	2802,48	748,87	0,267	1,300	0,964	18,141	65,422	101,791	103,395	103,395					
25.94	17.95	2,398	5,362E-05	1,36E-06	1,63E-05	2,398	8,723	4,511	43,04	156,58	162,39	80,98	2914,94	772,64	0,265	1,303	0,964	21,465	78,083	94,309	96,999	96,999					
25.18	19.34	2,348	5,298E-05	1,36E-06	1,58E-05	2,348	8,382	4,648	45,41	162,11	168,36	89,88	3255,96	878,24	0,270	1,298	0,963	24,245	86,552	81,801	85,319	85,319					
24.28	21.23	2,288	5,226E-05	1,36E-06	1,53E-05	2,288	7,973	4,820	48,57	169,27	176,10	102,33	3738,65	1031,23	0,276	1,291	0,961	28,224	98,356	77,746	82,711	82,711					
23.85	22.34	2,260	5,183E-05	1,36E-06	1,50E-05	2,260	7,766	4,907	50,49	173,50	180,69	109,62	4036,69	1127,91	0,279	1,288	0,960	30,628	105,251	75,443	81,423	81,423					
23.27	23.91	2,222	5,124E-05	1,36E-06	1,46E-05	2,222	7,492	5,029	53,13	179,13	186,84	120,24	4467,29	1270,29	0,284	1,282	0,959	34,192	115,281	71,557	79,307	79,307					
22.84	25.34	2,195	5,070E-05	1,36E-06	1,44E-05	2,195	7,275	5,124	55,62	184,36	192,56	129,83	4879,56	1409,44	0,289	1,278	0,957	37,502	124,301	68,263	77,886	77,886					
21.84	30.57	2,138	4,889E-05	1,36E-06	1,37E-05	2,138	6,682	5,358	65,36	204,27	214,47	163,80	6556,25	1996,01	0,305	1,261	0,952	49,919	156,012	58,455	76,869	76,869					

INDUTTORE														MIDEA 180													
FREQUENZA [Hz]	CORRENTE [A]	RESISTENZA [Ω]	INDUTTANZA [mH]	CAPACITAZIONE [F]	PULS. [Hz]	RESISTENZA [Ω]	XL [Ω]	XC [Ω]	REATTANZA INDUTTIVA CAPACITIVA	VR [V]	VVL [V]	VL [V]	VC [V]	POTENZA			ANGOLO			TENSIONE VC COSφ [V]	TENSIONE VC SENφ [V]	TENSIONE VDIFF [V]	TENSIONE VGEN [V]				
														APPARENTE [VA]	ATTIVA [W]	REATTIVA [VAR]	COSφ	φ [rad]	SENφ								
33.60	9.72	4,406	6,213E-05	1,36E-06	2,11E-05	4,406	13,116	3,483	42,83	127,48	134,49	33,85	1307,20	416,27	0,318	1,247	0,948	10,781	32,091	102,395	102,961	102,961					
33.26	9.76	4,364	6,225E-05	1,36E-06	2,09E-05	4,364	13,009	3,519	42,59	126,96	133,92	34,34	1307,03	415,70	0,318	1,247	0,948	10,922	32,557	101,359	101,946	101,946					
30.40	11.21	4,026	6,216E-05	1,36E-06	1,91E-05	4,026	11,872	3,850	45,13	133,09	140,53	43,15	1575,35	505,92	0,321	1,244	0,947	13,859	40,867	99,664	100,623	100,623					
26.95	13.85	3,621	6,160E-05	1,36E-06	1,69E-05	3,621	10,415	4,342	50,15	144,24	152,71	60,14	2115,06	694,59	0,328	1,236	0,945	19,751	56,806	95,906	97,919	97,919					
24.80	16.51	3,370	6,045E-05	1,36E-06	1,56E-05	3,370	9,420	4,719	55,64	155,53	165,18	77,91	2727,10	918,59	0,337	1,227	0,942	26,242	73,354	91,825	95,501	95,501					
24.00	17.60	3,275	6,007E-05	1,36E-06	1,51E-05	3,275	9,059	4,876	57,64	159,44	169,54	85,82	2983,84	1014,46	0,340	1,224	0,940	29,177	80,707	88,830	93,489	93,489					
23.35	18.80	3,199	5,963E-05	1,36E-06	1,47E-05	3,199	8,734	5,012	60,14	164,20	174,87	94,22	3287,57	1130,65	0,344	1,220	0,939	32,405	88,474	86,396	92,273	92,273					
22.75	21.14	3,135	5,812E-05	1,36E-06	1,43E-05	3,135	8,306	5,144	66,27	175,64	187,73	108,74	3968,55	1401,03	0,353	1,210	0,936	36,390	101,742	85,985	94,166	94,166					
21.55	23.19	2,987	5,756E-05	1,36E-06	1,35E-05	2,987	7,793	5,430	69,27	180,72	193,54	125,93	4488,24	1606,34	0,358	1,205	0,934	45,071	117,590	75,952	88,318	88,318					
21.50	23.50	2,981	5,737E-05	1,36E-06	1,35E-05	2,981	7,750	5,443	70,05	182,14	195,14	127,91	4695,86	1646,26	0,359	1,204	0,933	45,919	119,386	75,757	88,587	88,587					
20.70	25.86	2,884	5,642E-05	1,36E-06	1,30E-05	2,884	7,338	5,653	74,58	189,75	203,88	146,20	5272,34	1928,65	0,366	1,196	0,931	53,480	136,065	67,816	86,366	86,366					
20.40	27.09	2,847	5,588E-05	1,36E-06	1,28E-05	2,847	7,162	5,737	77,13	194,03	208,79	155,40	5656,19	2089,32	0,369	1,192	0,929	57,404	144,412	64,380	86,256	86,256					
19.60	29.90	2,747	5,487E-05	1,36E-06	1,23E-05	2,747	6,757	5,971	82,14	202,03	218,09	178,52	6520,76	2455,85	0,377	1,185	0,926	67,236	165,379	52,707	85,432	85,432					

Il modello circuitale utilizzato per la prima analisi presenta dunque sotto questo punto di vista delle lacune e pertanto, considerata la forte discrepanza dei valori di corrente ricavati, si rende necessario apportare delle modifiche. Un primo intervento da eseguire è sicuramente a livello della tensione di alimentazione in quanto il valore ricavato di 93.2 V è esiguo. In effetti esso è relativo solamente all'armonica fondamentale per cui si deve introdurre nel modello perlomeno l'apporto dei primi ordini rimanenti. In particolare, arrestandosi al 13° ordine in quanto andando oltre il contributo è inferiore allo 0,4%, si ricava una tensione di:

$$V = V_1 \sqrt{1 + \left(\frac{V_3}{3}\right)^2 + \left(\frac{V_5}{5}\right)^2 + \left(\frac{V_7}{7}\right)^2 + \left(\frac{V_9}{9}\right)^2 + \left(\frac{V_{11}}{11}\right)^2 + \left(\frac{V_{13}}{13}\right)^2 \dots}$$

$$= V_1 \sqrt{1 + \frac{1}{9} + \frac{1}{25} + \frac{1}{49} + \frac{1}{81} + \frac{1}{121} + \frac{1}{169} + \dots} \cong 111.66 \text{ V}$$

Ciò giustifica l'errore per le frequenze elevate mentre per l'altra estremità la discrepanza si spiega con il fatto che non è stata considerata la caduta di tensione interna del generatore derivante dall'aver trascurato l'effetto di commutazione del raddrizzatore a ponte e dall'aver utilizzato per gli IGBT dei componenti non reali. Il circuito elettrico definitivo deve dunque tenere conto di questo fattore, per cui lo si schematizza come nella figura Fig.8-30.

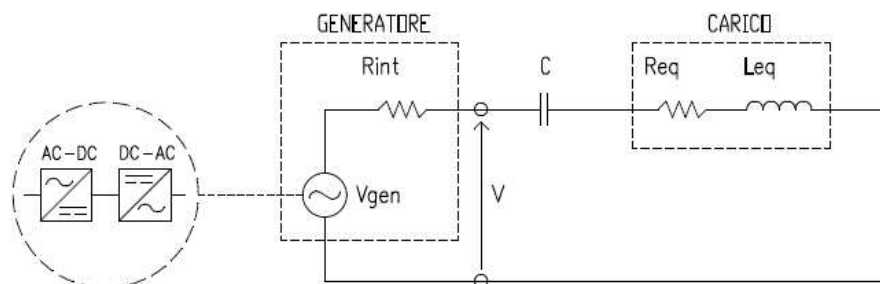


Fig.8-30. Modello reale del circuito elettrico di alimentazione dell'induttore

8.6.2 FUNCTION CALCTENS

Non avendo a disposizione un modello accurato che approssimi la realtà del generatore, si sono utilizzati i valori di tensione della tabella Tab.8-12, determinati a partire dai parametri elettrici presenti in [48]. Tale funzione viene assolta dalla function CALCTENS che, acquisendo i dati da DATIPAREL, implementa la stessa equazione del circuito elettrico

$$\bar{V} = [R + j(X_L - X_C)] \bar{I}$$

al fine di ricavare i nodi di tensione corrispondenti alle frequenze tabulate. I rimanenti valori della differenza di potenziale si ottengono invece mediante estrapolazione dalla spline realizzata sui nodi campionati. L'andamento di tale interpolata in funzione della corrente fornisce per ogni induttore esaminato la caratteristica del generatore reale illustrata rispettivamente in Fig.8-31 e Fig.8-32.

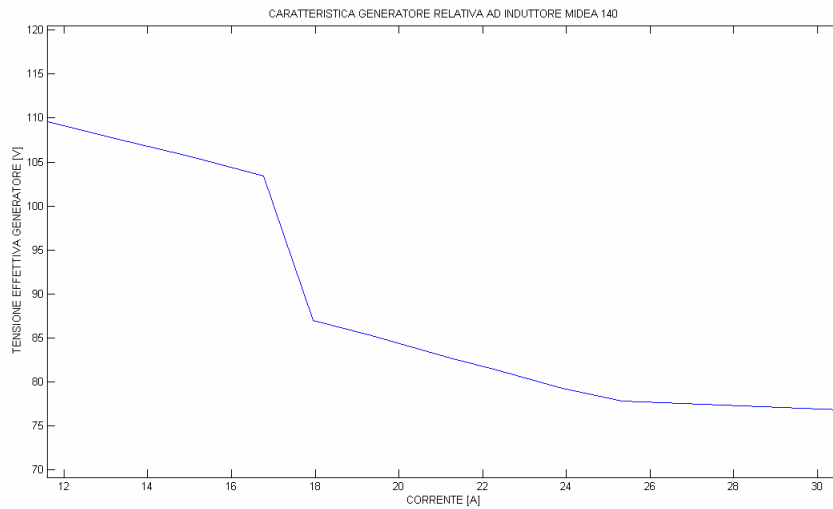


Fig.8-31. Caratteristica del generatore reale relativa all'induttore Midea 140

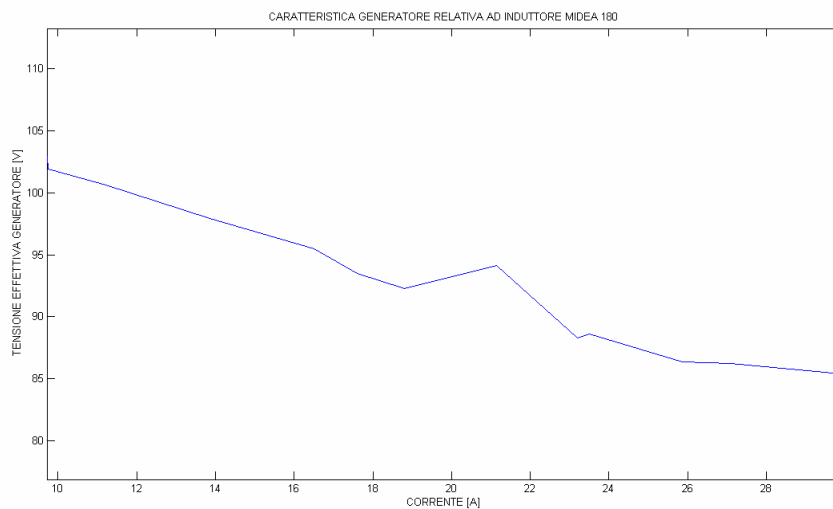


Fig.8-32. Caratteristica del generatore reale relativa all'induttore Midea 180

Adottando il generatore fittizio così creato e lo stesso schema circuitale, si sono poi calcolati di nuovo i valori della corrente, in corrispondenza sempre dei livelli di frequenza di [48]. I risultati ottenuti e riportati nelle tabelle Tab.8-12 e Tab.8-13 mostrano un notevole miglioramento, non solo a livello dei punti nodali ma anche per i rimanenti interpolati in quanto i relativi valori sono congrui a quelli tabulati. Il basso scarto derivante dall'aver determinato per via indiretta la caduta di tensione consente pertanto di utilizzare i moduli ricavati della corrente per il calcolo della potenza attiva e di attestare allo stesso tempo la validità sia del modello utilizzato per descrivere la connessione fra il sistema di generazione e il carico, sia delle functions ideate e dell'interpolazione spline effettuata.

Tab.8-12. Valori ricavati con il nuovo modello circuitale per l'induttore Midea 140

INDUTTORE				MIDEA 140					
FREQUENZA [kHz]	CORRENTE [A]			RESISTENZA [Ω]			INDUTTANZA [H]		
RIFER.	RIFER.	RICAVATA	DELTA %	RIFER.	RICAVATA	DELTA %	RIFER.	RICAVATA	DELTA %
35,67	11,59	11,59	0,01	3,175	3,174	-0,03	5,44E-05	5,43E-05	-0,05
33,00		13,16							
32,40	13,54	13,55	0,05	2,926	2,926	0,01	5,39E-05	5,39E-05	-0,10
30,55	15,05	15,05	-0,01	2,788	2,788	0,01	5,35E-05	5,35E-05	0,07
30,00		15,67							
28,89	16,76	16,77	0,04	2,666	2,666	0,01	5,30E-05	5,29E-05	-0,07
27,00		17,23							
25,94	17,95	17,95	-0,01	2,398	2,398	0,00	5,35E-05	5,36E-05	0,08
25,18	19,34	19,34	0,02	2,348	2,348	0,00	5,30E-05	5,30E-05	0,02
24,28	21,23	21,23	0,01	2,288	2,288	0,02	5,23E-05	5,23E-05	0,02
24,00		21,99							
23,85	22,34	22,39	0,23	2,260	2,261	0,05	5,18E-05	5,18E-05	-0,09
23,27	23,91	23,91	-0,01	2,222	2,222	0,00	5,12E-05	5,12E-05	-0,04
22,84	25,34	25,33	-0,04	2,195	2,194	-0,03	5,07E-05	5,07E-05	0,02
22,00		29,52							
21,84	30,57	30,57	-0,01	2,138	2,138	-0,01	4,87E-05	4,87E-05	0,03

Tab.8-13. Valori ricavati con il nuovo modello circuitale per l'induttore Midea 180

INDUTTORE				MIDEA 180					
FREQUENZA [kHz]	CORRENTE [A]			RESISTENZA [Ω]			INDUTTANZA [H]		
RIFER.	RIFER.	RICAVATA	DELTA %	RIFER.	RICAVATA	DELTA %	RIFER.	RICAVATA	DELTA %
33,60	9,72	9,72	0,00	4,406	4,407	0,01	6,21E-05	6,21E-05	-0,01
33,26	9,76	9,76	0,00	4,364	4,364	-0,01	6,22E-05	6,22E-05	0,00
32,00		10,22							
30,40	11,21	11,21	0,00	4,026	4,026	0,00	6,22E-05	6,22E-05	0,03
28,00		12,90							
26,95	13,85	13,85	0,01	3,621	3,621	-0,01	6,15E-05	6,15E-05	-0,04
26,00		14,93							
24,80	16,51	16,51	-0,01	3,370	3,370	0,00	6,05E-05	6,05E-05	0,05
24,00	17,60	17,60	0,02	3,275	3,275	0,01	6,01E-05	6,00E-05	-0,04
23,35	18,80	18,80	0,00	3,199	3,199	-0,01	5,95E-05	5,95E-05	-0,01
23,00		20,21							
22,75	21,14	21,14	0,00	3,135	3,135	0,01	5,81E-05	5,81E-05	0,01
21,55	23,19	23,19	0,01	2,987	2,987	-0,01	5,76E-05	5,75E-05	-0,05
21,50	23,50	23,50	0,00	2,981	2,981	0,01	5,74E-05	5,74E-05	-0,02
20,70	25,86	25,85	-0,03	2,884	2,883	-0,03	5,64E-05	5,65E-05	0,13
20,40	27,09	27,09	0,01	2,847	2,847	0,01	5,59E-05	5,59E-05	0,00
20,00		28,98							
19,60	29,90	29,90	0,00	2,747	2,746	-0,03	5,49E-05	5,49E-05	-0,01

8.7 REGOLAZIONE POTENZA DELLA ZONA DI COTTURA

A livello della singola zona di cottura la regolazione della potenza avviene generalmente con la variazione della frequenza di alimentazione e/o con la modulazione della tensione attraverso il duty cycle applicato all'inverter. A causa dei limiti della prima tecnica legati al fatto che è preferibile non avere inverter ravvicinati funzionanti a frequenze diverse per l'insorgenza di un rumore di battimento, i metodi in cui si sfruttano entrambi i fattori sono in genere preferiti anche perché permettono di coprire più facilmente ogni condizione di cottura. Per essi tuttavia è necessario considerare il range di funzionamento ottimale e la sconvenienza di lavorare con un duty cycle al di là dei valori di soglia critici, oltre i quali la perdita della modalità zero volt switching (ZVS) aggrava notevolmente le perdite di commutazione degli IGBT.

Secondo questa logica sono state sviluppate due functions base per la variazione della frequenza e del duty cycle che, denominate rispettivamente REGOLAF e REGOLAD, vengono richiamate dalle subroutine generali di regolazione della potenza a seconda delle esigenze. In particolare sono stati realizzati gli algoritmi REGF per implementare la tecnica semplice mentre per quelle combinate sono state elaborate tre varianti, REGFDA, REGFDB e REGFDC, differenti tra loro a seconda del criterio adottato per la ripartizione della potenza alle zone di cottura. Gli ultimi metodi citati si interfacciano però con REGOLAD attraverso la function DETPOT, comune a tutti, dalla quale vengono richiamate a loro volta TROVAV e CALCTENS necessarie per includere nel modello la caduta di tensione interna del generatore fittizio.

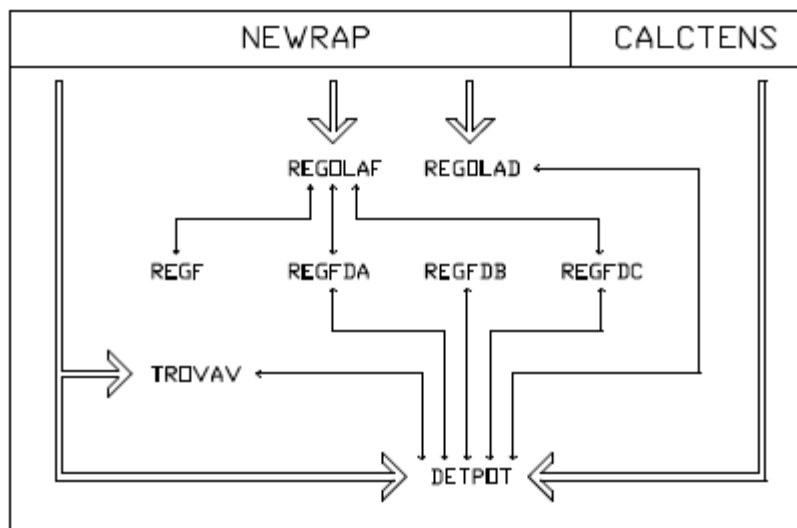


Fig.8-33. Relazione tra le functions di regolazione della potenza della zona di cottura

Il punto di riferimento per la verifica della correttezza dei metodi di regolazione è costituito anche in questo caso dai dati presenti in Tab.8-11 e in particolare ai nostri fini interessa la potenza attiva erogata dai medesimi induttori.

8.7.1 ALGORITMI DI BASE: FUNCTIONS REGOLAF E REGOLAD

Gli algoritmi di base agiscono a livello della frequenza e del duty cycle per determinare i valori di questi fattori corrispondenti alla potenza desiderata, acquisita come variabile d'ingresso. In entrambi l'elaborazione della rispettiva variabile di regolazione necessita la chiamata della function NEWRAP per la determinazione della potenza corrispondente ed avviene sostanzialmente secondo una logica per la quale viene eseguita a priori la separazione delle zone estreme di funzionamento da quelle normali mediante una struttura IF adeguata. In particolare per le condizioni di lavoro intermedie viene adottato il metodo di bisezione, la cui natura garantisce una convergenza certa sebbene la ricerca della soluzione richieda un maggiore tempo computazionale rispetto ad altre tecniche.

La regolazione REGOLAF discende dal fatto che nei piani di cottura ad induzione la potenza è inversamente proporzionale alla frequenza e che la relazione con la quale stanno le due variabili si può esplicitare mediante una funzione continua. In essa le soglie esterne sono dunque determinate dai valori minimi e massimi assunti dalla frequenza, oltre i quali il metodo di regolazione si interfaccia con l'utente avvisandolo della condizione riscontrata ed assegna per default il valore di f corrispondente al valore limite.

Nella function REGOLAD la determinazione della potenza relativa al fattore di duty D aggiornato non avviene invece in maniera diretta poiché è necessario considerare anche la caduta di tensione cdt interna del sistema di alimentazione. A tal scopo viene chiamata la function trovaV, necessaria per sopperire alla mancanza di un modello del gruppo di generazione attinente alla realtà e alla conseguente difficoltà per il calcolo di cdt . Siccome dalla conoscenza di D si ha infatti solo la d.d.p. ai capi del generatore ideale, al fine di determinare il valore effettivo presente ai morsetti del circuito a valle si deve calcolare una prima corrente I , applicando il metodo di Newton-Raphson, e da essa una prima cdt .

Aggiornando con il valore calcolato la differenza di potenziale erogata effettiva, determinata dal duty cycle, si calcola un secondo valore di I e una seconda caduta di tensione. Si passa in questo modo alla successiva iterazione fino a quando lo scarto fra i moduli della corrente è inferiore ad una soglia prefissata pari a $1E-4$. Al termine del processo iterativo TROVAV restituisce dunque al programma chiamante la tensione effettiva, per il calcolo della potenza corrispondente al fattore di duty immesso. Il blocco di istruzioni citato viene chiamato in causa solo in presenza di una condizione di lavoro intermedia, la cui estensione è delimitata dalla modalità di funzionamento ZVS o eventualmente, per quanto riguarda l'estremo superiore, dalla potenza nominale della piastra. In maniera analoga all'altro algoritmo di base, anche in REGOLAD ogni situazione estrema di funzionamento restituisce al programma chiamante il fattore di duty minimo o massimo previsti.

8.7.2 ALGORITMO DI REGOLAZIONE SEMPLICE: FUNCTION REGF

La function di regolazione semplice REGF della potenza di una zona di cottura agisce a livello del singolo induttore, non considerando l'aspetto complessivo del piano. Per tal motivo sussiste per questo metodo una maggiore probabilità che un inverter debba lavorare in condizioni estreme di funzionamento con conseguente riduzione delle prestazioni complessive del fornello in quanto non vengono soddisfatte a pieno le esigenze dell'utente qualora esso richieda delle condizioni di lavoro spinte.

L'adozione di questa tecnica può comportare inoltre la difficoltà nel filtrare ottimamente tutte le frequenze del range e di conseguenza la possibilità che sorgano problemi di interferenza elettromagnetica con altri dispositivi elettrici presenti nei paraggi del fornello.

Alcuni piani di cottura tuttavia adottano questo sistema di regolazione semplice, considerato anche il fatto che spesso viene utilizzata solo una piastra e che l'utente appoggia in genere il contenitore degli alimenti sulla zona di potenza adeguata alla cottura richiesta. Per includere questa situazione è dunque sufficiente la sola REGF che, facente capo esclusivamente alla function REGOLAF, la richiama ogni qualvolta venga riscontrata la situazione attiva di una piastra (comando POTVOL>0). L'algoritmo è dunque formalmente costituito da una chiamata della regolazione di base per cui vale per esso quanto detto nella precedente sezione ma con la differenza che ora il processo viene iterato singolarmente per ogni zona di cottura e che viene passato al programma chiamante generale una matrice (MATREGF) in cui vengono inseriti i valori di frequenza e la relativa potenza erogata da tutti gli induttori.

Immettendo in ingresso un file dati caratterizzato dall'aver 7 zone di cottura per includere nell'analisi la maggior parte dei casi possibili, si osserva che in tempi di calcolo brevi l'algoritmo regola la frequenza di ogni induttore ad un valore consono alla potenza da erogare. In particolare si può osservare, dal confronto con i dati della tabella Tab.8-11, un'ottima concordanza fra i risultati ottenuti per le piastre 1 e 2. Allo stesso modo per gli induttori 3 e 4 si nota che a 1000 W corrisponde una frequenza compresa fra i valori tabulati e che a parità di potenza i due induttori lavorano a frequenze diverse, in maniera concorde alle loro caratteristiche costruttive. Per valori superiori al limite nominale l'algoritmo si ferma invece ai valori di frequenza minima ammessi, non soddisfacendo completamente la potenza richiesta. Si osserva infine che tutti i duty cycle sono ovviamente unitari ad eccezione della zona di cottura non attiva.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6	7
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	1	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2500	1700	2000	3000	3000	1000
TIPO INDUTTORE:	1	2	1	2	1	2	1
POTENZA VOLUTA:	631.55	1928.40	1000.00	1000.00	2500.00	2500.00	0.00

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6	7
FREQUENZA:	30.55	20.70	24.44	24.13	21.84	19.60	0.00
DUTY CYCLE:	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	0.00
POTENZA EROGATA:	631.53	1928.38	1000.00	1000.00	1997.52	2454.95	0.00

TEMPO DI CALCOLO : 17.2030

8.7.3 REGOLAZIONE COMBINATA: FUNCTION REGFDA, REGFDB E REGFDC

Gli algoritmi di regolazione combinata della potenza sono strutturati su una logica che stabilisce un valore di frequenza ottimale sulla base di un criterio ideato per ottenere una normale condizione di funzionamento del piano di cottura. Con tale approccio si interviene successivamente, una volta determinata la potenza corrispondente al valore di f fissato e dipendente dalle caratteristiche dell'induttore e dell'inverter che lo alimenta, con la modulazione del fattore di duty per raggiungere o comunque avvicinare il valore desiderato per la cottura.

Le tre varianti arrivano a soluzioni in genere differenti e a priori restituiscono a parità di condizioni iniziali un risultato pressoché simile per cui sotto questo punto di vista non ce n'è una di preferita rispetto alle altre. Tuttavia, considerando che ognuna di esse richiama la function DETPOT e da essa NEWRAP, il cui algoritmo implementa il metodo di Newton-Raphson ed ha di conseguenza una durata fortemente dipendente dalla rapidità di convergenza, è necessario effettuare una classificazione delle tre alternative di calcolo anche sulla base dell'onere computazionale da esse richiesto. Secondo questa ottica, REGFDB è una soluzione da evitare in quanto la ricerca della frequenza di funzionamento comporta la chiamata frequente della subroutine atta alla determinazione della corrente circolante nell'induttore. La logica di REGFDA e REGFDC si preoccupa invece di adottare un unico valore di frequenza e/o di ricercare un carico principale, adeguando i rimanenti alle condizioni calcolate. Per essi pertanto il numero di chiamate della function NEWRAP è limitato e di conseguenza il tempo richiesto per l'elaborazione dei risultati è decisamente minore.

8.7.3.1 FUNCTION DETPOT

La function DETPOT è una subroutine comune a tutti gli algoritmi combinati e consente, tramite le chiamate di TROVAV, CALCTENS e NEWRAP, di determinare la potenza effettivamente erogata dalla piastra e il duty cycle del relativo generatore reale. E' dunque un blocco di istruzioni di interfaccia fra i programmi di regolazione globale e locale della potenza, fondamentale per non interrompere il filo logico dell'algoritmo principale di elaborazione. Suddivisa in due sezioni, DETPOT nella prima di esse richiama CALCTENS per determinare la tensione effettiva V presente ai capi del circuito e corrispondente al valore di frequenza passato in ingresso. Dall'acquisizione di V viene poi calcolata la corrente I con NEWRAP e da essi la caduta di tensione per ampere (CDTA), supposto in maniera ragionevole che esista una dipendenza lineare della totale cdt nei confronti del modulo di I . La seconda parte invece è dedicata al calcolo della potenza e del duty sulla base della variabile CDTA appena calcolata.

8.7.3.2 FUNCTION REGFDA

La function REGFDA regola la potenza erogata ad ogni zona di cottura adottando una frequenza comune, imposta dall'esterno in maniera diretta o mediante l'assegnazione di un carico principale. La selezione e il controllo immediato delle variabili FREQFIX o PR avviene mediante il blocco di istruzioni iniziale, nel quale è prevista per la seconda situazione la ricerca con la chiamata di REGOLAF del valore ottimale per la potenza del carico principale. Il blocco di istruzioni finale ha invece una logica identica ad entrambi e permette di determinare il fattore di duty di ogni induttore, previa una verifica del loro stato di attivazione. Tale funzione viene implementata dalla function REGOLAD sulla base della potenza voluta, acquisita tramite il vettore in ingresso POTVOL e rapportata al valore

nominale consentito dalle caratteristiche costruttive dell'induttore da esso presentate in corrispondenza della frequenza di lavoro del piano di cottura. Al fine di ridurre l'onere computazionale, la ricerca del duty cycle viene eseguita previa una separazione della zona di cottura relativa al carico principale qualora ne sia stato assegnato uno o, in entrambi i casi, mediante l'esclusione delle piastre spente, per le quali viene assegnato un valore di default nullo. I valori di potenza, frequenza e fattore di duty vengono quindi passati al programma a monte mediante la matrice MATFDA.

Con lo stesso file dati utilizzato per il caso della sola regolazione in frequenza, si osserva che impostando come carico principale quello appoggiato sulla zona di cottura 2, il valore di f si porta a 20.70 kHz e dunque ad un livello concorde al dato della tabella Tab.8-11. In tal caso, sebbene le piastre 1, 3 e 4 non lavorino alla frequenza loro ottimale, si riesce comunque a soddisfare le esigenze dell'utente grazie all'intervento del fattore di intermittenza degli IGBT. Per le zone 5 e 6 si presenta tuttavia un deficit di potenza causato dalla limitazione massima imposta al duty cycle, dettata da ragioni di soft-switching.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6	7
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	1	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2500	1700	2000	3000	3000	1000
TIPO INDUTTORE:	1	2	1	2	1	2	1
POTENZA VOLUTA:	631.55	1928.40	1000.00	1000.00	2500.00	2500.00	0.00

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6	7
FREQUENZA:	20.70	20.70	20.70	20.70	20.70	20.70	0.00
DUTY CYCLE:	0.53	1.00	0.63	0.79	0.80	0.80	0.00
POTENZA EROGATA:	631.55	1928.40	1000.00	1000.00	1899.08	1053.79	0.00

TEMPO DI CALCOLO : 38.0780

8.7.3.3 FUNCTION REGFDB

In REGFDB viene ricercata per passi definiti a priori una frequenza di lavoro che permetta di avere uno scostamento complessivo minimo fra la potenza erogata dall'induttore e quella voluta per ogni zona di cottura. Viene eseguita a tal fine una spazzolata in frequenza dal valore minimo a quello massimo passati alla function come variabili di ingresso e per ogni iterazione viene richiamata la regolazione di base DETPOT necessaria per definire il duty cycle e la relativa potenza che l'induttore può effettivamente erogare. Considerato che il fattore D non può assumere qualsiasi valore, in condizioni di lavoro fortemente discoste da quelle ottimali si viene a creare in genere uno scarto non nullo rispetto alla potenza voluta, la cui somma estesa a tutte le zone di cottura va a comporre il parametro TOTDIFFPOT. Il valore assunto da questa variabile viene quindi memorizzato, insieme ai vettori BPOTFF e BDUTY nei quali vengono rispettivamente registrati i valori di potenza e i fattori di duty appena ricavati, fino ad un'iterazione successiva non appena si verifichi una situazione di funzionamento migliore. I valori ricavati vengono quindi passati, una volta terminato il ciclo FOR, al programma chiamante tramite la matrice d'uscita MATFDB.

La regolazione combinata REGFDB presenta, come detto in precedenza, dei tempi di calcolo legati al numero di frequenze che si vogliono utilizzare. Per tal metodo, essendoci grosso modo una differenza fra i gli estremi di f pari a circa 14 kHz e volendo avere un riferimento ogni 500 Hz, si è eseguita una spazzolata di 30 passi e ciò ha comportato per la soluzione finale un'attesa di quasi 5 minuti. I risultati ottenuti si allineano a quelli visti nei metodi analizzati in precedenza e sottolineano la presenza di una frequenza ottimale di 19.6 kHz, pari al limite inferiore del range.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6	7
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	1	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2500	1700	2000	3000	3000	1000
TIPO INDUTTORE:	1	2	1	2	1	2	1
POTENZA VOLUTA:	631.55	1928.40	1000.00	1000.00	2500.00	2500.00	0.00

ELABORAZIONE:

FREQUENZA RIFERIMENTO:	19.60
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	1604.835
FREQUENZA RIFERIMENTO:	20.14
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	1926.358
FREQUENZA RIFERIMENTO:	20.67
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	2885.093
FREQUENZA RIFERIMENTO:	21.21
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	3563.375
FREQUENZA RIFERIMENTO:	21.74
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	4398.192
FREQUENZA RIFERIMENTO:	22.28
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	4839.386
FREQUENZA RIFERIMENTO:	22.81
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	5245.798
FREQUENZA RIFERIMENTO:	23.35
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	5793.750
FREQUENZA RIFERIMENTO:	23.89
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	6126.784
FREQUENZA RIFERIMENTO:	24.42
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	6389.143
FREQUENZA RIFERIMENTO:	24.96
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	6625.546
FREQUENZA RIFERIMENTO:	25.49
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	6845.297
FREQUENZA RIFERIMENTO:	26.03
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7024.441
FREQUENZA RIFERIMENTO:	26.56
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7145.285
FREQUENZA RIFERIMENTO:	27.10
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7218.908
FREQUENZA RIFERIMENTO:	27.64
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7262.976

FREQUENZA RIFERIMENTO:	28.17
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7302.076
FREQUENZA RIFERIMENTO:	28.71
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7357.364
FREQUENZA RIFERIMENTO:	29.24
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7436.886
FREQUENZA RIFERIMENTO:	29.78
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7531.080
FREQUENZA RIFERIMENTO:	30.31
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7630.201
FREQUENZA RIFERIMENTO:	30.85
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7724.168
FREQUENZA RIFERIMENTO:	31.38
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7806.354
FREQUENZA RIFERIMENTO:	31.92
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7878.953
FREQUENZA RIFERIMENTO:	32.46
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7938.546
FREQUENZA RIFERIMENTO:	32.99
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7982.869
FREQUENZA RIFERIMENTO:	33.53
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	8014.123
FREQUENZA RIFERIMENTO:	34.06
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	8027.594
FREQUENZA RIFERIMENTO:	34.60
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	8023.132
FREQUENZA RIFERIMENTO:	35.13
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7999.256
FREQUENZA RIFERIMENTO:	35.67
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7951.896
FREQUENZA MIGLIORE :	19.600
SCOSTAMENTO MINORE :	1604.835

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6	7
FREQUENZA:	19.60	19.60	19.60	19.60	19.60	19.60	0.00
DUTY CYCLE:	0.80	0.80	0.80	0.80	0.80	0.80	0.00
POTENZA EROGATA:	238.98	297.04	238.98	297.04	238.98	297.04	0.00

TEMPO DI CALCOLO : 286.500

Il risultato ottenuto non è tuttavia casuale in quanto a bassi valori di f corrisponde una potenza maggiore e quindi un aumento della capacità di gestione del piano di cottura a parità di duty cycle. Ciò è confermato anche dal fatto che i fattori di intermittenza sono uguali al valore massimo, tranne ovviamente per la zona di cottura disattivata. Si può pertanto concludere che la variante B non offre grandi prestazioni, sia in termini di computo globale, sia circa la qualità del risultato finale.

8.7.3.4 FUNCTION REGFDC

La function REGFDC, a differenza della prima variante REGFDA, ricerca la frequenza di funzionamento migliore per tutte le zone di cottura passando in rassegna tutti i carichi e non scegliendo come principale quello assegnato o con la potenza desiderata maggiore. Il criterio di ricerca consiste nel memorizzare nella variabile TOTDIFFPOT lo scostamento di potenza minore con un procedimento sostanzialmente analogo a quello seguito da REGFDB ma con un numero di iterazioni massimo dato dal numero di piastre attive e non dipendente dal passo scelto per spazzolare l'intervallo della frequenza. Al fine di escludere errori di funzionamento della subroutine, causati dalla presenza di un vettore piastra costituito da componenti iniziali nulle indicanti quindi una zona di cottura spenta, l'algoritmo prevede poi la variabile CNA per escludere dal computo complessivo l'eventualità che venga scelto come principale un induttore non attivo. Allo stesso modo delle precedenti varianti anche REGFDC restituisce come ultimo passo la matrice MATFDC contenente il valore ottimale della frequenza, la potenza e il duty cycle corrispondente per ogni carico.

Acquisendo il medesimo file dati utilizzato per tutte le regolazioni, si può notare come la variante C offra maggiori prestazioni rispetto alle precedenti. Con tale tecnica infatti si perseguono gli obiettivi di avere una frequenza comune per tutte le zone e la possibilità di ottimizzare il piano di cottura sulla base dei carichi ivi appoggiati. La presenza tuttavia di una potenza voluta particolarmente gravosa, superiore a quella nominale ammessa dall'induttore, conduce allo stesso risultato della variante B in quanto viene ovviamente adottata la frequenza di lavoro minore possibile. Ciò attesta da una parte la correttezza dell'esecuzione dell'algoritmo precedente, dall'altra la convenienza di REGPTC in termini del tempo computazionale decisamente inferiore.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6	7
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	1	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2500	1700	2000	3000	3000	1000
TIPO INDUTTORE:	1	2	1	2	1	2	1
POTENZA VOLUTA:	631.55	1928.40	1000.00	1000.00	2500.00	2500.00	0.00

ELABORAZIONE:

CARICO PRINCIPALE:	1
FREQUENZA:	30.549
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	7383.925
CARICO PRINCIPALE:	2
FREQUENZA:	20.697
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	2047.127
CARICO PRINCIPALE:	3
FREQUENZA:	24.437
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	5924.415
CARICO PRINCIPALE:	4
FREQUENZA:	24.131
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	5793.403
CARICO PRINCIPALE:	5
FREQUENZA:	21.840
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:	3063.063

CARICO PRINCIPALE: 6
 FREQUENZA: 19.600
 SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 516.616

CARICO PRINCIPALE: 7
 FREQUENZA: 35.670

CARICO PRINCIPALE MIGLIORE : 6

FREQUENZA MIGLIORE : 19.600

SCOSTAMENTO MINORE : 516.616

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6	7
FREQUENZA:	19.60	19.60	19.60	19.60	19.60	19.60	0.00
DUTY CYCLE:	0.39	0.80	0.47	0.70	0.71	1.00	0.00
POTENZA EROGATA:	631.55	1411.79	1000.00	1000.00	2500.00	2500.00	0.00

TEMPO DI CALCOLO : 123.3290

Con la riduzione a 1800 W della potenza desiderata per i carichi appoggiati sulle zone di cottura 5 e 6, il piano di cottura con la regolazione REGFDC ha poi la libertà di selezionare l'induttore master sulla base del minor scostamento di potenza, preservando i componenti elettronici dal lavorare in condizioni gravose.

FILE DATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6	7
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	1	1	0
POTENZA NOMINALE:	1100	2500	1700	2000	3000	3000	1000
TIPO INDUTTORE:	1	2	1	2	1	2	1
POTENZA VOLUTA:	631.55	1928.40	1000.00	1000.00	1800.00	1800.00	0.00

ELABORAZIONE:

CARICO PRINCIPALE: 1
 FREQUENZA: 30.549
 SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 5983.925

CARICO PRINCIPALE: 2
 FREQUENZA: 20.697
 SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 746.220

CARICO PRINCIPALE: 3
 FREQUENZA: 24.437
 SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 4524.415

CARICO PRINCIPALE: 4
 FREQUENZA: 24.131
 SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 4393.403

CARICO PRINCIPALE: 5
FREQUENZA: 22.110
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 2462.769

CARICO PRINCIPALE: 6
FREQUENZA: 21.233
SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 1362.389

CARICO PRINCIPALE: 7
FREQUENZA: 35.670

CARICO PRINCIPALE MIGLIORE : 2

FREQUENZA MIGLIORE : 20.697

SCOSTAMENTO MINORE : 746.220

FILE RISULTATI:

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5	6	7
FREQUENZA:	20.70	20.70	20.70	20.70	20.70	20.70	0.00
DUTY CYCLE:	0.60	0.80	0.70	0.80	0.80	1.00	0.00
POTENZA EROGATA:	631.55	962.06	999.99	962.06	1441.91	1800.00	0.00

TEMPO DI CALCOLO : 121.750

8.8 CONTROLLO GENERALE DELLA POTENZA DEL PIANO

Le functions descritte nei paragrafi precedenti assolvono a funzioni specifiche e forniscono una soluzione limitatamente all'ambito in cui esistono. Tuttavia esse sono state ideate per un contesto più generale, al fine di coprire la maggior parte delle tipologie di controllo attuate dai piani di cottura ad induzione commerciali. La loro combinazione permette infatti sia di rispondere agli interventi comuni compiuti dall'utente sul fornello, sia di assecondare alcune esigenze durante la fase progettuale di nuovi prototipi o per l'analisi e lo sviluppo di modelli inerenti a determinati componenti del sistema, come per esempio gli stessi induttori. E' dunque necessaria la presenza di una function generale che si interfacci con l'utente per l'acquisizione dei dati e delle opzioni da esso desiderate circa la modalità di ripartizione della potenza alle varie zone di cottura o la regolazione della stessa a livello della singola piastra.

8.8.1 FUNCTION ELABORA

La function adibita a riunire sotto un unico filo logico tutte le varie subroutines e chiamata a svolgere i compiti di gestione del controllo e di interfaccia è ELABORA. Essa è strutturata in pratica secondo 5 sezioni distinte, ognuna delle quali caratterizzata dall'avere a sua volta una struttura a functions, pensata per consentire l'immissione di successivi ampliamenti o per apportare ulteriori miglioramenti allo stesso algoritmo (Fig.8-34).

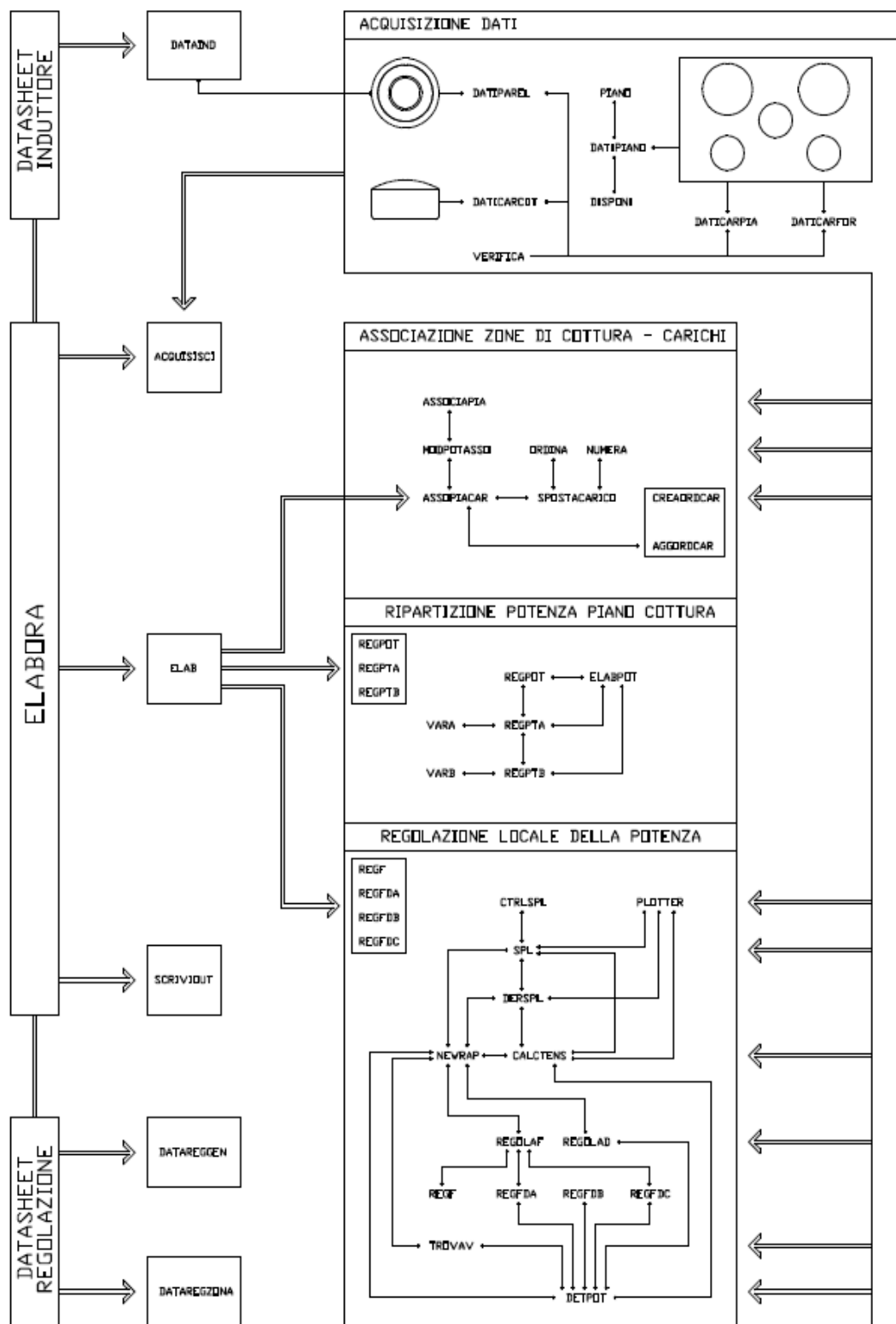


Fig.8-34. Relazione tra le functions per il controllo della potenza del piano

La successione di questi blocchi di istruzioni, di seguito elencati in ordine di apparizione, consente di fornire la risposta del sistema piano ad induzione agli input dettati dall'utente e in dettaglio di assolvere alla:

- acquisizione dei dati relativi alle caratteristiche geometriche, alle zone di cottura, al piano ad induzione e al carico da soddisfare;
- elaborazione parziale dei dati, necessaria per la loro associazione e per la realizzazione di una matrice iniziale contenente tutte le informazioni in ingresso;
- ripartizione globale della potenza del piano alle zone di cottura secondo la modalità desiderata;
- regolazione della frequenza ed eventualmente del duty cycle di inverter in base alla tecnica di controllo immessa;
- esposizione dei risultati ottenuti.

Le sezioni elencate costituiscono a loro volta delle functions specifiche, denominate ACQUISISCI, ELAB e SCRIVIOUT, necessarie per snellire il corpo del programma e per velocizzare la sua esecuzione qualora si desideri effettuare un'analisi del comportamento del modello sulla base di determinati dati, evitando in tal modo di doverli immettere ogni volta. Oltre a tutte queste subroutines vi sono poi quelle contenenti i datasheet e che, ideate per poter estendere in futuro l'applicazione dell'algoritmo ad altri modelli di induttore o strategie di regolazione, contengono tutte le informazioni degli induttori (DATAIND), dei metodi di ripartizione della potenza (DATAREGGEN) e delle tecniche di controllo della zona di cottura (DATAREGZONA).

8.8.1.2 FUNCTION ACQUISISCI

Dedicata esclusivamente all'acquisizione dei dati, la function ACQUISISCI si interfaccia a più riprese con l'utente per interrogarlo circa la presenza di file dati dedicati già preparati e, in loro assenza, per la loro realizzazione istantanea. La prima parte della function è dedicata alla geometria del piano di cottura e porta alla costruzione della sua immagine. La seconda, composta dal ciclo WHILE necessario per ripetere le operazioni di inserimento qualora durante tale fase avvenga un errore di digitazione o venga immesso un file non congruo, è invece adibita agli altri dati. Alla fine di tutto interviene poi verifica, per una verifica parziale a livello dei vettori PIASTRA e BOOSTER. A fini espositivi, viene di seguito riportata l'interfaccia del programma. Nell'esempio è prevista la presenza dei dati geometrici (file datipiano_1), dei dati delle zone (file daticarpia_1) e dei dati delle caratteristiche del fornello (file daticarfor_1). Manca invece il file relativo alla cottura, per il quale avviene l'inserimento istantaneo di tre carichi, mentre ai rimanenti viene assegnato per default un valore di potenza nullo e la minore priorità di alimentazione.

```
ESISTE FILE DATI CON LE CARATTERISTICHE GEOMETRICHE DEL PIANO DI COTTURA ? - [1]=SI', [0]=NO :1
Nome del file dati - piano(.m)=datipiano_1
ESISTE FILE DATI CON LE CARATTERISTICHE DELLE PIASTRE ? - [1]=SI', [0]=NO :1
ESISTE FILE DATI CON LE CARATTERISTICHE DELLA COTTURA ? - [1]=SI', [0]=NO :0
ESISTE FILE DATI CON LE CARATTERISTICHE DEL FORNELLO ? - [1]=SI', [0]=NO :1
INSERIRE POTENZA PIANO DI COTTURA [W]: 7200
Nome del file dati - carpia(.m)=daticarpia_1
INDICARE NUMERO DI CARICHI PRESENTI: 3
```

```
CARICO: 1
INDICARE LA POTENZA VOLUTA PER IL CARICO: 1000
INDICARE L'ORDINE DI ALIMENTAZIONE DEL CARICO: 2
```

```
CARICO: 2
INDICARE LA POTENZA VOLUTA PER IL CARICO: 2000
INDICARE L'ORDINE DI ALIMENTAZIONE DEL CARICO: 1
```

```
CARICO: 3
INDICARE LA POTENZA VOLUTA PER IL CARICO: 1500
INDICARE L'ORDINE DI ALIMENTAZIONE DEL CARICO: 3
Nome del file dati - carfor(.m)=daticarfor_1
CONFERMA DATI INSERITI ? - [1]=SI', [0]=NO :1
```

SEZIONE CONTROLLO ZONE DI COTTURA E POTENZA RELATIVA:

```
ZONA DI COTTURA: 1  ATTIVA
ZONA DI COTTURA: 2  NON ATTIVA
ZONA DI COTTURA: 3  ATTIVA      - booster attivo
ZONA DI COTTURA: 4  ATTIVA
ZONA DI COTTURA: 5  NON ATTIVA
```

---nessuna anomalia riscontrata---

SEZIONE CONTROLLO ALIMENTAZIONE CON INVERTER:

---nessuna anomalia riscontrata---

Si ottiene così in uscita un insieme di vettori completo, pronto per essere elaborato dalle successive subroutine.

carpia =

1	0	1	1	0
0	0	1	0	0
1000	2000	1500	2500	1000
1	2	1	2	1

carcot =

1000	2000	1500	0	0
2	1	3	5	5

carfor =

2	1	3	1	2
800	700	500	1000	600

8.8.1.3 FUNCTION ELAB

La function ELAB comprende le tre sezioni centrali di ELABORA e sostanzialmente costituisce la fase di elaborazione vera e propria. Essa presenta un blocco di istruzioni iniziali previsto per ottenere dall'operatore il consenso ad eseguire la procedura ottimale, ideata per massimizzare le prestazioni del piano di cottura. In caso di assenso l'algoritmo passa alla sezione immediatamente a valle per aggiornare i vettori PIASTRA e BOOSTER, rendendoli unitari. Terminato questo passaggio viene richiamata ASSOPIACAR per la realizzazione della

matrice MATRINIZ, contenente tutti i dati parzialmente elaborati e indicante la disposizione dei vari carichi sulle zone di cottura. Considerato che a volte gli induttori presentano delle prestazioni nominali inferiori a quelle richieste, viene poi aggiornato il vettore POTVOL e lo scarto non erogato viene memorizzato nella variabile SCPOTN. Interviene quindi la seconda sezione, dapprima con la chiamata del datasheet DATAREGGEN per illustrare le opzioni di ripartizione possibili, successivamente per far selezionare il metodo scelto ed infine per adattare la potenza voluta alle possibilità di erogazione del piano. Anche in questa implementazione l'eventuale scostamento fra i valori desiderati e quelli massimi erogabili viene registrata nel vettore apposito SCPTPC. L'ultima sezione infine analizza la matrice centrale MATRCENT e restituisce REGFIN, nella quale sono contenuti la frequenza di lavoro, il duty cycle e la potenza effettivamente erogata, calcolati dal programma di regolazione locale selezionato a monte ed elencato in DATAREGZONA. La function, prima di passare i risultati elaborati alla subroutine adibita alla loro esposizione, prevede un passaggio finale per memorizzare in SCSFSW la riduzione forzata della potenza causata da limiti di soft-switching.

8.8.1.4 FUNCTION SCRIVIOUT

La presentazione dei risultati elaborati viene svolta da SCRIVIOUT sulla base della matrice MATRFINA passata dalla subroutine a monte. Essa esporta le varie informazioni richieste secondo una logica di importanza dei dati ed è pertanto costruita su più livelli. In primis viene infatti illustrata la situazione complessiva relativa al piano di cottura e in particolare vengono messe a video la potenza di targa, quella effettivamente erogata, quella voluta e l'ammontare complessivo degli scostamenti. Dalla informazione globale si passa poi a quella locale, inerente allo stato di attivazione delle zone, alle caratteristiche dei carichi appoggiati e alle condizioni di funzionamento. L'ultima parte infine indica la distribuzione degli scostamenti di potenza e la loro ripartizione fra il piano, gli induttori e gli IGBT dello stesso.

8.8.2 ALCUNI ESEMPI DI APPLICAZIONE DEL CONTROLLO

Al fine di vedere il funzionamento di ELABORA è stato creato un file dati (DATIGEN_1) contenente tutte le varie possibilità che si possono presentare normalmente nell'ambito della cottura. In tal modo, adottando gli stessi input in ingresso, si testano le principali modalità di controllo permesse e se ne effettua successivamente un confronto.

FILE DATI:

```

POTENZA TARGA PIANO DI COTTURA [W]:      5000

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:      1      2      3      4      5

STATO PIASTRA:      1      1      1      0      1
STATO BOOSTER:      1      0      0      0      1
POTENZA NOMINALE:      1000    2000    1500    2500    1000
TIPO INDUTTORE:      1      2      2      2      1
ZONE ASSOCIATE:      2      1      3      1      2
POTENZA ASSOCIATA:      800     700     500    1000     600

POTENZA VOLUTA:      2100    1200    1800    1400     0
ORDINE ALIMENTAZIONE:      2      3      5      1      5

```

8.8.2.1 ESEMPIO DI APPLICAZIONE_1

Il primo test consiste nel verificare il comportamento del piano nel caso venga immessa una ripartizione della potenza ad incrementi (REGPOT) e adottando una regolazione in frequenza (REGF). L'analisi del file risultati evidenzia il non completo soddisfacimento di tutti i carichi, in particolare della zona 2, da imputarsi al valore insufficiente della potenza massima erogabile dal piano. Dallo stesso output si nota inoltre la diversità fra le frequenze di alimentazione degli induttori e il duty cycle unitario propri dell'algoritmo di regolazione utilizzato.

```
>> elabora
ESISTE FILE DATI CON LE CARATTERISTICHE DEL PIANO DI COTTURA ? - [1]=SI', [0]=NO :1
Nome del file dati - datigen(.m)=datigen_1

SI DESIDERA EFFETTUARE PROCEDURA DI OTTIMIZZAZIONE DEL PIANO AUTOMATICA ? - [1]=SI', [0]=NO : 0

POSIZIONATO IL CARICO 1 SULLA PIASTRA 4
POSIZIONATO IL CARICO 2 SULLA PIASTRA 2
POSIZIONATO IL CARICO 3 SULLA PIASTRA 3
POSIZIONATO IL CARICO 4 SULLA PIASTRA 1

SEZIONE CONTROLLO ZONE DI COTTURA E POTENZA RELATIVA:

ZONA DI COTTURA: 1 ATTIVA - booster attivo
ZONA DI COTTURA: 2 ATTIVA
ZONA DI COTTURA: 3 ATTIVA
ZONA DI COTTURA: 4 ATTIVA - attivata per presenza carico
ZONA DI COTTURA: 5 NON ATTIVA - disattivata per assenza carico

SEZIONE CONTROLLO ALIMENTAZIONE CON INVERTER:

---nessuna anomalia riscontrata---

ELENCO PROGRAMMI DI RIPARTIZIONE DELLA POTENZA DEL PIANO ALLE ZONE DI COTTURA:
[1] REGPOT - RIPARTIZIONE INCREMENTALE, CON PRIORITA' ALIMENTAZIONE
[2] REGPTA - RIPARTIZIONE GLOBALE, SENZA PRIORITA' DI ALIMENTAZIONE
[3] REGPTB - RIPARTIZIONE GLOBALE, CON PRIORITA' DI ALIMENTAZIONE

INDICARE SELEZIONE DESIDERATA :1

ELENCO PROGRAMMI DI REGOLAZIONE DELLA POTENZA DELLA ZONA DI COTTURA:
[1] REGF - REGOLAZIONE SEMPLICE IN FREQUENZA
[2] REGFDA - REGOLAZIONE COMBINATA, SELEZIONE MANUALE FREQUENZA
[3] REGFDB - REGOLAZIONE COMBINATA, SELEZIONE AUTOMATICA FREQUENZA DA RANGE
[4] REGFDC - REGOLAZIONE COMBINATA, SELEZIONE AUTOMATICA FREQUENZA DA CARICO

INDICARE SELEZIONE DESIDERATA :1

FILE RISULTATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] : 5000
POTENZA EROGATA TOTALE [W] : 5000
POTENZA VOLUTA TOTALE [W] : 6500
SCOSTAMENTO TOTALE [W] : 1500

POTENZA VOLUTA INIZIALMENTE: 2100 1200 1800 1400 0
ORDINE ALIMENTAZIONE INIZIALE: 2 3 5 1 5
```

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	0	0	0	0
POTENZA NOMINALE:	1000	2000	1500	2500	600
TIPO INDUTTORE:	1	2	2	2	1
ZONE ASSOCIATE:	2	1	3	1	2
POTENZA ASSOCIATA:	800	700	500	1000	600
POTENZA VOLUTA INIZIALMENTE:	1200	1800	1400	2100	0
POTENZA MAX EROGATA DA PIANO:	1000	500	1400	2100	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	4	2	3	5
FREQUENZA:	24.44	30.52	22.76	20.38	0.00
DUTY CYCLE:	1.00	1.00	1.00	1.00	0.00
POTENZA REALMENTE EROGATA:	1000	500	1400	2100	0
VARIAZIONE CAUSA PIANO:	0	1300	0	0	0
VARIAZIONE CAUSA INDUTTORE:	200	0	0	0	0
VARIAZIONE CAUSA SOFT-SWITCHING:	0	0	0	0	0
VARIAZIONE TOTALE CAUSA PIANO [W] :			1300		
VARIAZIONE TOTALE CAUSA INDUTTORE [W] :			200		
VARIAZIONE TOTALE CAUSA SOFT-SWITCHING [W] :			0		

A causa di questi limiti di erogazione, la procedura di ottimizzazione automatica non porta ad alcun miglioramento in quanto le zone di cottura lavorano alla massima potenza consentita. L'unico effetto di questa opzione si nota dunque solo a livello della ripartizione della potenza erogabile dalle piastre, dovuta al cambiamento subito dal vettore ORDCAR durante la fase del suo aggiornamento e imposto dall'algoritmo opzionale (variante 1). Ad analoghe conclusioni si giunge impartendo come programma di ripartizione della potenza REGPTA e non selezionando l'opzione di ottimizzazione. Il file risultato da questa scelta di controllo evidenzia tuttavia il completo soddisfacimento della zona impostata con il booster attivo, il cui massimale nominale viene raggiunto grazie all'apporto di potenza prelevato indistintamente dai rimanenti carichi (variante 2).

VARIANTE 1

FILE RISULTATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	5000				
POTENZA EROGATA TOTALE [W] :	5000				
POTENZA VOLUTA TOTALE [W] :	6500				
SCOSTAMENTO TOTALE [W] :	1500				
POTENZA VOLUTA INIZIALMENTE:	2100	1200	1800	1400	0
ORDINE ALIMENTAZIONE INIZIALE:	2	3	5	1	5
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	0	0	0	0
POTENZA NOMINALE:	1000	700	1500	2500	600
TIPO INDUTTORE:	1	2	2	2	1
ZONE ASSOCIATE:	2	1	3	1	2
POTENZA ASSOCIATA:	800	700	500	1000	600

POTENZA VOLUTA INIZIALMENTE:	1400	1200	1800	2100	0
POTENZA MAX EROGATA DA PIANO:	1000	700	1200	2100	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	3	4	2	5
FREQUENZA:	24.44	26.88	23.19	20.38	0.00
DUTY CYCLE:	1.00	1.00	1.00	1.00	0.00
POTENZA REALMENTE EROGATA:	1000	700	1200	2100	0
VARIAZIONE CAUSA PIANO:	0	0	300	0	0
VARIAZIONE CAUSA INDUTTORE:	400	500	300	0	0
VARIAZIONE CAUSA SOFT-SWITCHING:	0	0	0	0	0
VARIAZIONE TOTALE CAUSA PIANO	[W] :		300		
VARIAZIONE TOTALE CAUSA INDUTTORE	[W] :		1200		
VARIAZIONE TOTALE CAUSA SOFT-SWITCHING	[W] :		0		

VARIANTE 2

INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	0	0	0	0
POTENZA NOMINALE:	1000	2000	1500	2500	600
TIPO INDUTTORE:	1	2	2	2	1
ZONE ASSOCIATE:	2	1	3	1	2
POTENZA ASSOCIATA:	800	700	500	1000	600
POTENZA VOLUTA INIZIALMENTE:	1200	1800	1400	2100	0
POTENZA MAX EROGATA DA PIANO:	1000	1340	1260	1400	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	4	2	3	5
FREQUENZA:	24.44	22.90	23.06	22.76	0.00
DUTY CYCLE:	1.00	1.00	1.00	1.00	0.00
POTENZA REALMENTE EROGATA:	1000	1340	1260	1400	0
VARIAZIONE CAUSA PIANO:	0	460	140	700	0
VARIAZIONE CAUSA INDUTTORE:	200	0	0	0	0
VARIAZIONE CAUSA SOFT-SWITCHING:	0	0	0	0	0
VARIAZIONE TOTALE CAUSA PIANO	[W] :		1300		
VARIAZIONE TOTALE CAUSA INDUTTORE	[W] :		200		
VARIAZIONE TOTALE CAUSA SOFT-SWITCHING	[W] :		0		

8.8.2.2 ESEMPIO DI APPLICAZIONE_2

La seconda simulazione prevede invece una strategia di controllo basata sulla regolazione combinata e sulla selezione manuale del carico master (REGFDA). Sebbene in questa situazione venga utilizzato lo stesso file dati e venga applicato un analogo criterio di ripartizione della potenza (REGPTB), a differenza dell'applicazione precedente il piano di cottura ad induzione risponde peggio alle esigenze dell'utente nonostante l'utilizzo della strategia combinata (variante 1). Si deve tuttavia considerare il fatto che la frequenza di commutazione è univoca per tutte le zone di cottura e pertanto non si presenta il fenomeno del battimento, preferibilmente evitabile. Nella fattispecie il controllo con la zona 3 scelta come principale comporta un'erogazione totale di 3399 W, per cui si registra una riduzione di circa 1600 W rispetto alla modalità di utilizzo della sola frequenza come parametro di regolazione. Il risultato nel complessivo è pertanto scadente per cui è consigliabile in questa situazione cambiare il carico scelto come principale o applicare la procedura di selezione automatica. Impartendo per esempio ad ELABORA la seconda opzione (utilizzo di REGFDC), viene restituito un output prossimo ai livelli della prima applicazione e lo scostamento esiguo di 243.5 W, considerata l'assenza del battimento, è decisamente accettabile (variante 2).

VARIANTE 1

SEZIONE CONTROLLO ZONE DI COTTURA E POTENZA RELATIVA:

ZONA DI COTTURA: 1 ATTIVA - booster attivo
 ZONA DI COTTURA: 2 ATTIVA
 ZONA DI COTTURA: 3 ATTIVA
 ZONA DI COTTURA: 4 ATTIVA - attivata per presenza carico
 ZONA DI COTTURA: 5 NON ATTIVA - disattivata per assenza carico

SEZIONE CONTROLLO ALIMENTAZIONE CON INVERTER:

---nessuna anomalia riscontrata---

ELENCO PROGRAMMI DI RIPARTIZIONE DELLA POTENZA DEL PIANO ALLE ZONE DI COTTURA:

[1] REGPOT - RIPARTIZIONE INCREMENTALE, CON PRIORITA' ALIMENTAZIONE
 [2] REGPTA - RIPARTIZIONE GLOBALE, SENZA PRIORITA' DI ALIMENTAZIONE
 [3] REGPTB - RIPARTIZIONE GLOBALE, CON PRIORITA' DI ALIMENTAZIONE

INDICARE SELEZIONE DESIDERATA :3

ELENCO PROGRAMMI DI REGOLAZIONE DELLA POTENZA DELLA ZONA DI COTTURA:

[1] REGF - REGOLAZIONE SEMPLICE IN FREQUENZA
 [2] REGFDA - REGOLAZIONE COMBINATA, SELEZIONE MANUALE FREQUENZA
 [3] REGFDB - REGOLAZIONE COMBINATA, SELEZIONE AUTOMATICA FREQUENZA DA RANGE
 [4] REGFDC - REGOLAZIONE COMBINATA, SELEZIONE AUTOMATICA FREQUENZA DA CARICO

INDICARE SELEZIONE DESIDERATA :2

INSERIRE FREQUENZA [1] 0 CARICO PRINCIPALE [2] ? : 2
 INSERIRE CARICO PRINCIPALE: 3

FILE RISULTATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] :	5000				
POTENZA EROGATA TOTALE [W] :	3399				
POTENZA VOLUTA TOTALE [W] :	6500				
SCOSTAMENTO TOTALE [W] :	3101				
POTENZA VOLUTA INIZIALMENTE:	2100	1200	1800	1400	0
ORDINE ALIMENTAZIONE INIZIALE:	2	3	5	1	5
INDICATIVO ZONA DI COTTURA:	1	2	3	4	5
STATO PIASTRA:	1	1	1	1	0
STATO BOOSTER:	1	0	0	0	0
POTENZA NOMINALE:	1000	2000	1500	2500	600
TIPO INDUTTORE:	1	2	2	2	1
ZONE ASSOCIATE:	2	1	3	1	2
POTENZA ASSOCIATA:	800	700	500	1000	600
POTENZA VOLUTA INIZIALMENTE:	1200	1800	1400	2100	0
POTENZA MAX EROGATA DA PIANO:	1000	500	1400	2100	0
ORDINE ALIMENTAZIONE:	1	4	2	3	5
FREQUENZA:	22.76	22.76	22.76	22.76	0.00
DUTY CYCLE:	0.80	0.69	1.00	0.80	0.00
POTENZA REALMENTE EROGATA:	755	500	1400	743	0
VARIAZIONE CAUSA PIANO:	0	1300	0	0	0
VARIAZIONE CAUSA INDUTTORE:	200	0	0	0	0
VARIAZIONE CAUSA SOFT-SWITCHING:	245	0	0	1357	0
VARIAZIONE TOTALE CAUSA PIANO [W] :			1300		
VARIAZIONE TOTALE CAUSA INDUTTORE [W] :			200		
VARIAZIONE TOTALE CAUSA SOFT-SWITCHING [W] :			1601		

VARIANTE 2

ELENCO PROGRAMMI DI REGOLAZIONE DELLA POTENZA DELLA ZONA DI COTTURA:

- [1] REGF - REGOLAZIONE SEMPLICE IN FREQUENZA
- [2] REGFDA - REGOLAZIONE COMBINATA, SELEZIONE MANUALE FREQUENZA
- [3] REGFDB - REGOLAZIONE COMBINATA, SELEZIONE AUTOMATICA FREQUENZA DA RANGE
- [4] REGFDC - REGOLAZIONE COMBINATA, SELEZIONE AUTOMATICA FREQUENZA DA CARICO

INDICARE SELEZIONE DESIDERATA :4

CARICO PRINCIPALE: 1
 FREQUENZA: 24.437
 SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 2446.708

CARICO PRINCIPALE: 2
 FREQUENZA: 30.521
 SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 3582.223

CARICO PRINCIPALE: 3
 FREQUENZA: 22.755
 SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 1601.336

CARICO PRINCIPALE: 4
 FREQUENZA: 20.384
 SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA: 243.546

CARICO PRINCIPALE MIGLIORE : 4
 FREQUENZA MIGLIORE : 20.384
 SCOSTAMENTO MINORE : 243.546

FILE RISULTATI:

POTENZA PIANO COTTURA [W] : 5000
 POTENZA EROGATA TOTALE [W] : 4756
 POTENZA VOLUTA TOTALE [W] : 6500
 SCOSTAMENTO TOTALE [W] : 1744

POTENZA VOLUTA INIZIALMENTE: 2100 1200 1800 1400 0
 ORDINE ALIMENTAZIONE INIZIALE: 2 3 5 1 5

INDICATIVO ZONA DI COTTURA: 1 2 3 4 5

STATO PIASTRA: 1 1 1 1 0
 STATO BOOSTER: 1 0 0 0 0
 POTENZA NOMINALE: 1000 2000 1500 2500 600
 TIPO INDUTTORE: 1 2 2 2 1

ZONE ASSOCIATE: 2 1 3 1 2
 POTENZA ASSOCIATA: 800 700 500 1000 600

POTENZA VOLUTA INIZIALMENTE: 1200 1800 1400 2100 0
 POTENZA MAX EROGATA DA PIANO: 1000 500 1400 2100 0
 ORDINE ALIMENTAZIONE: 1 4 2 3 5

FREQUENZA: 20.38 20.38 20.38 20.38 0.00
 DUTY CYCLE: 0.58 0.59 0.60 1.00 0.00
 POTENZA REALMENTE EROGATA: 1000 500 1156 2100 0

VARIAZIONE CAUSA PIANO: 0 1300 0 0 0
 VARIAZIONE CAUSA INDUTTORE: 200 0 0 0 0
 VARIAZIONE CAUSA SOFT-SWITCHING: 0 0 244 0 0

VARIAZIONE TOTALE CAUSA PIANO [W] : 1300
 VARIAZIONE TOTALE CAUSA INDUTTORE [W] : 200
 VARIAZIONE TOTALE CAUSA SOFT-SWITCHING [W] : 244

CONCLUSIONI

Lo stato dell'arte dei piani di cottura ad induzione ha raggiunto oramai degli ottimi livelli sebbene questa tecnologia sia stata sviluppata solo di recente. La ragione di questo successo, dimostrata dal fatto che il nuovo sistema di cottura sta gradualmente sostituendo i tradizionali fornelli ed acquisendo fette sempre maggiori di mercato, sta nella modalità di trasferimento della potenza. L'utilizzo di campi elettromagnetici permette infatti di portare l'energia direttamente al fondo della pentola, fornendo un ottimo tempo di risposta e venendo incontro brillantemente ad ogni esigenza dell'utente. Accanto a queste peculiarità, vi sono poi ulteriori aspetti positivi quali la sicurezza, la velocità di cottura, la facilità di pulizia, la quantità e la qualità del controllo, il design, etc. molto graditi dai consumatori e che permettono di affievolire il gap ancora elevato del costo. A prescindere dalla bravura di un cuoco, dovuta sia al suo saper abbinare gusti e aromi utilizzando ingredienti genuini, sia alla sua abilità nel maneggiare e nell'avere a disposizione un adeguato set di pentole, l'arte della cottura è anche associata da un punto di vista strettamente tecnico alla qualità dei contenitori utilizzati e alla struttura che li alimenta. In particolare per quanto concerne il primo caso è fondamentale avere a disposizione un materiale avente delle ottime capacità di ripartire l'energia assorbita al contenuto ma, sebbene in natura i numerosi elementi presenti offrano una notevole varietà di caratteristiche elettriche e termiche, nelle applicazioni ad induzione la particolare tecnologia e la forte variabilità delle esigenze richieste conducono all'adozione obbligata delle sole soluzioni composite a multistrato. Il progettista deve dunque concentrare le proprie energie su altri fattori e pertanto necessita di validi supporti di analisi, ricavati apportando delle modifiche o ideando dei nuovi modelli sulla base degli approcci analitici e numerici attualmente presenti in letteratura. A livello di induttore i cospicui risultati raggiunti, frutto dei numerosi studi condotti, costituiscono un ottimo punto di partenza per la progettazione della struttura dell'alimentazione e per la realizzazione e lo sviluppo delle tecniche adibite al controllo del flusso della potenza. In tale ambito, la modalità con cui avviene la commutazione è un aspetto rilevante in quanto da essa dipende fortemente il rendimento complessivo del sistema e la dimensione delle apparecchiature preposte per il raffreddamento dell'elettronica. Sotto questo punto di vista è pertanto opportuno realizzare un modello software su cui implementare le varie strategie di controllo. A tal fine quello esposto nel presente elaborato consente di implementare le strategie tradizionali di regolazione a variazione della frequenza e del duty cycle. Esso presenta una struttura a functions tale da permettere sia la futura introduzione di ulteriori strategie di controllo, quali la cancellazione asimmetrica della tensione o la regolazione a densità di impulsi, sia l'analisi di altri tipi di induttori con l'inserimento dei loro dati negli appositi datasheet. Punto carente dell'implementazione è senza dubbio il modello relativo alla generazione della tensione, per il quale la necessaria caratteristica reale è stata realizzata sulla base di dati sperimentali acquisiti, mentre un approccio migliore sarebbe stato quello di avere un sistema non dipendente dai risultati elaborati da altri software. Oltre alle modifiche da apportare a questo componente, i prossimi sviluppi potrebbero essere eseguiti a livello della cottura e della priorità di alimentazione, realizzando dapprima e successivamente introducendo nel software le caratteristiche potenza-tempo richieste dai vari alimenti, dipendenti ovviamente dalla modalità della loro preparazione. In questo modo, utilizzando il programma principale di elaborazione come una semplice subroutine, sarà possibile impiegarlo ogniqualvolta avvenga una variazione dello stato del sistema, prevenendo così il comportamento del sistema mediante una simulazione a priori dell'intero processo di cottura. Il controllo illustrato è dunque ancora ad uno stato primitivo ma vi è da considerare che la tecnologia ad induzione è ancora un'innovazione e come tale è soggetta a notevoli margini di miglioramento.

BIBLIOGRAFIA

- [1] “Piano cottura: gas, radiante, alogeni e ad induzione. Quali differenze ci sono?”, <http://www.gubbioinformatica.it/consigli/piano-cottura-induzione.asp>, ottobre 2010.
- [2] “Enciclopedia libera”, <http://it.wikipedia.org>, ottobre 2010.
- [3] Y.A. Cengel, Termodinamica e trasmissione del calore, Milano, McGraw-Hill, ottobre 1998, cap.10-14.
- [4] “Cooking for engineers”, <http://www.cookingforengineers.com>, settembre 2010.
- [5] “Induction Cooking”, <http://theinductionsite.com/>, settembre 2010.
- [6] “Manuale d’uso – Sholtès TI 7624”, <http://diplodocs.it/manuale-istruzioni-uso/SCHOLTES>, settembre 2010.
- [7] “Dati statistici”, <http://www.autorita.energia.it.htm>, marzo 2010.
- [8] “Act on CO₂ Calculator, Data, Methodology and Assumption Paper”, <http://www.defra.gov.uk>, agosto 2008.
- [9] “FEA - Associazione settoriale Svizzera per gli Apparecchi elettrici per la Casa e l’Industria – Foglio informativo tecnologia ad induzione”, <http://www.fea.ch/de/index.php>, settembre 2010.
- [10] “Cucine a induzione – Ufficio generale della sanità pubblica svizzero (UFSP)”, <http://www.bag.admin.ch/themen/strahlung/00053/00673/03156/index.html>, settembre 2010.
- [11] W. Irnich, A.D. Bernstein, “Do Induction Cooktops Interfere with Cardiac Pacemakers?”, EP Europe, vol.8, no.5, pp.377-384, febbraio 2006.
- [12] V. Buzduga, D.M. Witters, J.P. Casamento, W. Kainz, “Testing the Immunity of Active Implantable Medical Devices to CW Magnetic Fields up to 1 MHz by an Immersion Method”, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol.54, no.9, settembre 2007.
- [13] P.L. Dowell, “Effects of Eddy Currents in Transformer Windings”, Proc. Inst. Elect. Eng., pt. B, vol.113, no.8, pp.1387-1394, agosto 1966.
- [14] F. Tourkhani, P. Viarouge, “Accurate Analytical Model of Winding Losses in Round Litz Wire Windings”, IEEE Transactions on Magnetics, vol.37, no.1, pp.538-543, gennaio 2001.
- [15] J. Acero, P.J. Hernandez, J.M. Burdio, R. Alonso, L.A. Barragan, “Simple Resistance Calculation in Litz-Wire Planar Windings for Induction Cooking Appliances”, IEEE Transactions on Magnetics, vol.41, n.4, pp.1280-1288, aprile 2005.

- [16] J. Lammeraner, M. Stafl, "Eddy Currents", Cleveland, OH: CRC, 1966.
- [17] J.A. Ferreira, "Electromagnetic Modeling of Power Electronics Converters", Norwell, MA: Kluwer, 1989.
- [18] W.G. Hurley, M.C. Duffy, "Calculation of Self and Mutual Impedances in Planar Magnetic Structures", IEEE Transactions on Magnetics, vol.33, no.3, pp.2282-2290, maggio 1997.
- [19] J. Acero, R. Alonso, J.M. Burdio, J.M. Barragan, D. Puyal, "Analytical Equivalent Impedance for a Planar Circular Induction Heating System", IEEE Transactions on Magnetics, vol.42, no.1, pp.84-86, gennaio 2006.
- [20] J. Acero, R. Alonso, L.A. Barragan, C. Carretero, O. Lucia, I. Millan, J.M. Burdio, "Domestic Induction Heating Impedance Modeling Including Windings, Load, and Ferrite Substrate", *EPE 09 – European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcellona, Spagna, 8-10 settembre 2009, pp.1-10.
- [21] H.W. Koertzen, J.D. van Wyk, J.A. Ferreira, "Design of the Half-Bridge, Series Resonant Converter for Induction Cooking", *PESC 95 – 26th Annual Power Electronics Specialist Conference*, Atlanta, GA, (USA), 18-22 giugno 1995, pp.729-735.
- [22] A. Beato, C. Bocchiola, S. Frattesi, "Modelling and Design of the Half-Bridge Resonant Inverter for Induction Cooking Application", *MED 06 – 14th Mediterranean Conference on Control and Automation*, Ancona, 28-30 giugno 2006, pp.1-6.
- [23] M. Andriollo, G. Martinelli, A. Morini, I trasformatori - teoria ed esercizi, Padova, Libreria Internazionale Cortina, 2003, cap.2.
- [24] F. Forest, E. Labouré, F. Costa, J.Y. Gaspard, "Principle of a Multi-Load/Single Converter System for Low Power Induction Heating", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15, no.2, pp.223-230, marzo 2000.
- [25] K. Yasui, M. Mihara, H. Omori, M. Nakaoka, "Latest Developments of Soft-Switching Pulse Modulated High-Frequency Conversion Systems for Consumer Induction Heating Power Appliances", *Power Conversion Conference*, Nagoya, 2-5 Aprile 2007, pp.1139-1146.
- [26] G. Ortolani, E. Venturi, "Manuale di Elettrotecnica e Automazione", Lavis, Ulrico Hoepli Editore S.p.A., 2003, sez. XVII, pp.37-66.
- [27] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, Elettronica di potenza - Convertitori e applicazioni, Lavis, Ulrico Hoepli Editore S.p.A., 2005, cap.2, 5, 6, 8.
- [28] S. Llorente, F. Monterde, J.M. Burdio, J. Acero, "A Comparative Study of Resonant Inverter Topologies Used in Induction Cookers", *APEC 02 – 17th Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Dallas, TX, marzo 2002, vol.2, pp.1168-1174.

- [29] K. Ogura, L. Gamage, T. Ahmed, M. Nakaoka, I. Hirota, H. Yamashita, H. Omori, "Performance Evaluation of Edge-Resonant ZVS-PWM High-Frequency Inverter Using Trench-Gate IGBTs for Consumer Induction Cooking Heater", IEEE Proceedings - Electric Power Applications, vol.151, n.5, pp.563-568, settembre 2004.
- [30] Y.S. Kwon, S. Yoo, D. Hyun, "Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating Applications with Load-Adaptive PFM Control Strategy", *APEC 99 – 14th Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Dallas, TX, 14-18 marzo 1999, pp.575-581.
- [31] T. Tanaka, "A New Induction Cooking Range for Heating any Kind of Metal Vessels", IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol.35, no.3, pp.635-641, agosto 1989.
- [32] H. Yonemori, M. Kobayashi, "On the Heating Characteristic and Magnetic Flux of a Double-Coil Drive Type Induction Heating Cooker", *IECON 06 – 32th Annual Conference of the Industrial Electronics*, Parigi, Francia, 6-10 novembre 2006, pp.2488-2493.
- [33] I. Millan, D. Puyal, J.M. Burdio, J. Acero, "Resonant Inverter Topology for All-Metal Domestic Induction Heating", *ISIE 07 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vigo, Spagna, 4-7 giugno 2007, pp.913-918.
- [34] S.H. Hosseini, A.Y. Goharrizi, "Low Conduction Losses Half-Bridge Inverter with Soft Switching Auxiliary Circuit for Induction-Cooking Applications", *ICEMS 07 – International Conference on Electrical Machines and Systems*, Seoul, 8-11 ottobre 2007, pp.12-17.
- [35] H. Sugimura, B. Saha, S. Sumiyoshi, H. Omori, S.P. Mun, S.K. Kwon, E. Hiraki, M. Nakaoka, "New Built-in Induction Heating Cooker Using High-Frequency ZVS-PWM Converter with Single Stage Circuit Topology", *IEEE IAS 08 – Industry Applications Society Annual Meeting*, Edmonton Alta, 5-9 ottobre 2008, pp.1-6.
- [36] O. Lucia, I. Millan, J.M. Burdio, S. Llorente, D. Puyal, "Load-Adaptive Control Algorithm of Half-Bridge Series Resonant Inverter with Different Loads for Domestic Induction Heating", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 8, pp. 3106-3116, agosto 2009.
- [37] A. Sandali, A. Cheriti, P. Sicard, "Simple PDM Pattern Generation for an AC/AC Resonant Converter", *IECON 02 IEEE 2002- 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, 5-8- novembre 2002, vol.1, pp.294-299.
- [38] F. Monderde, J.M. Burdio, P. Hernandez, J.R. Garcia, "Unipolar Voltage Cancellation Control of Resonant Inverters for Induction Cooking Appliances", *IECON 98 – 24th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, Aachen, Germania, 31 agosto – 4 settembre 1998, vol. 2, pp.820-824.
- [39] J.M. Burdio, L.A. Barragan, F. Monderde, D. Navarro, J. Acero, "Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Full-Bridge Series Resonant Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no.2, pp.461-469, marzo 2004.

- [40] S.H. Hosseini, A.Y. Goharrizi, "Harmonic Optimization of Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Full-Bridge Series Resonant Inverters", *SICE-ICASE 06 – International Joint Conference*, Busan, 18-21 ottobre 2006, pp.4350-4353.
- [41] I. Millan, D. Puyal, J.M. Burdio, C. Bernal, J. Acero, "Improved Performance of Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating with Discontinuous Mode Control", *APEC - Applied Power Electronics Conference*, Anaheim, CA, USA, 25 febbraio-1 marzo 2007, pp.1293-1298.
- [42] J.Tian, G. Berger, T. Reimann, M. Scherf, J. Petzoldt, "A Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Cookers using a Novel FPGA-based Control Strategy", *EPE 05 – European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, Germany, settembre 2005.
- [43] Y. Kawaguchi, E. Hiraki, T. Tanaka, M. Nakaoka, A. Fujita, H. Omori, "Feasible Evaluation of a Full-Bridge Inverter for Induction Heating Cooking Appliances with Discontinuous Current Mode PFC Control", *IEEE PESC 08 – Power Electronics Specialist Conference*, Rodi, 15-19 giugno 2008, pp.2948-2953.
- [44] M. Enokizono, H. Tanabe, "Numerical Analysis of High-Frequency Induction Heating Including Temperature Dependence of Material Characteristics", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.31, no.4, pp.2438-2444, luglio 1995.
- [45] J.M. Burdio, F. Monterde, J.R. Garcia, L.A. Barragan, A. Martinez, "A Two-Output Series-Resonant Inverter for Induction-Heating Cooking Appliances", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.20, no.4, pp.815-822, luglio 2005.
- [46] S.H. Hosseini, A.Y. Goharrizi, E. Karimi, "A Multi-Output Series Resonant Inverter with Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Induction-Heating Cooking Appliances", *IPEMC 06 – CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Shanghai, 14-16 agosto 2006, pp.1-6.
- [47] F. Forest, S. Faucher, J. Gaspard, D. Montloup, J. Huselstein, C. Joubert, "Frequency-Synchronized Resonant Converters for the Supply of Multiwinding Coils in Induction Cooking Appliances", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.54, no.1, pp.441-452, febbraio 2007.
- [48] D. Bettin, Modelli numerici per la determinazione dei parametri elettrici di induttori nei piani di cottura ad induzione, Padova, 2010, pp.77-87.

APPENDICE

SEZIONE__1	LISTATO_1: LISTATO_2: LISTATO_3: LISTATO_4:	ELABORA ACQUISISCI ELAB SCRIVIOUT
SEZIONE__2	LISTATO_1: LISTATO_2: LISTATO_3: LISTATO_4: LISTATO_5: LISTATO_6: LISTATO_7: LISTATO_8:	DATIPIANO PIANO DISPONI DATICARPIA DATICARFOR DATICARCOT DATIPAREL VERIFICA
SEZIONE__3	LISTATO_1: LISTATO_2: LISTATO_3: LISTATO_4: LISTATO_5: LISTATO_6: LISTATO_7: LISTATO_8:	ASSOPIACAR MODPOTASSO ASSOCIAPIA SPOSTACARICO ORDINA NUMERA CREAORDCAR AGGORDCAR
SEZIONE__4	LISTATO_1: LISTATO_2: LISTATO_3: LISTATO_4: LISTATO_5: LISTATO_6:	REGPOT REGPTA REGPTB ELABPOT VARA VARB
SEZIONE__5	LISTATO_1: LISTATO_2: LISTATO_3: LISTATO_4:	SPL PLOTTER CTRLSPL DERSPL
SEZIONE__6	LISTATO_1: LISTATO_2:	CALCTENS NEWRAP
SEZIONE__7	LISTATO_1: LISTATO_2: LISTATO_3: LISTATO_4: LISTATO_5: LISTATO_6: LISTATO_7: LISTATO_8:	REGF REGFDA REGFDB REGFDC REGOLAF REGOLAD DETPOT TROVAV

SEZIONE 1

```
*****
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%      FUNCTION: - ELABORA --- SEZIONE_1 - LISTATO_1
%
%      - PROGRAMMA DI CONTROLLO GENERALE DELLA POTENZA DI UN PIANO DI COTTURA AD INDUZIONE
%
%
*****

clear all
fid=1;

% ACQUISIZIONE DEI DATI

datipres=input('ESISTE FILE DATI CON LE CARATTERISTICHE DEL PIANO DI COTTURA ? - [1]=SI'', [0]=NO :');

if datipres==1
    datini=input('Nome del file dati - datigen(.m)='','s');
    eval(datini);
else
    matacq=acquisisci(1);
end

potpiano=matacq(1,1);
posizz=matacq(1,2:size(matacq,2));
carpia=matacq(2:5,2:size(matacq,2));
carfor=matacq(6:7,2:size(matacq,2));
carcot=matacq(8:9,2:size(matacq,2));
carpct=matacq(10:12,:);

matrdati=[posizz;carpia;carfor;carcot];

% ELABORAZIONE DEL CONTROLLO

paut=input('\nSI DESIDERA EFFETTUARE PROCEDURA DI OTTIMIZZAZIONE DEL PIANO AUTOMATICA ? - [1]=SI'', [0]=NO :');
numzon=size(posizz,2);
if paut==1
    for p=1:numzon
        carpia(1,p)=1;
        carpia(2,p)=1;
    end
    matrdati=[posizz;carpia;carfor;carcot];
end

matrris=elab(matrdati,potpiano,paut);

% SCRITTURA A VIDEO DEI RISULTATI

scriviout(carpct,matrris,potpiano,matacq(8:9,2:size(matacq,2)));

*****
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%      FUNCTION: - ACQUISISCI --- SEZIONE_1 - LISTATO_2
%
%      - PROGRAMMA PER L'ACQUISIZIONE DI TUTTI I TIPI DI DATI DI UN PIANO DI COTTURA AD INDUZIONE
%
%
*****

function matacq=acquisisci(on)

fid=1;

% ACQUISIZIONE DATI GEOMETRICI E COSTRUZIONE IMMAGINE PIANO COTTURA AD INDUZIONE

datpciok=input('ESISTE FILE DATI CON LE CARATTERISTICHE GEOMETRICHE DEL PIANO DI COTTURA ? - [1]=SI'', [0]=NO :');

if datpciok==1
    carpci=input('Nome del file dati - piano(.m)='','s');
    eval(carpci);
else
end
```

```

        carpci=datipiano(1);
    end

    matpci=piano(1,carpci,0);

while matpci==0
    matpci=input('CONFERMA DATI INSERITI ? - [1]=SI'', [0]=NO :');
    fprintf(fid,'\nDati caratteristiche geometriche inseriti in modo errato!\n\n');
    carpci=datipiano(1);
    matpci=piano(1,carpci,0);
end

% ACQUISIZIONE E VERIFICA DATI RIMANENTI PIANO COTTURA AD INDUZIONE

% valori di default - piano di cottura ad induzione spento
carpia=zeros(3,size(carpci(1,:),2)-1);
carcot=zeros(2,size(carpci(1,:),2)-1);
carfor=zeros(2,size(carpci(1,:),2)-1);

% verifica esistenza file dati generali

datgenok(1)=input('ESISTE FILE DATI CON LE CARATTERISTICHE DELLE PIASTRE ? - [1]=SI'', [0]=NO :');
datgenok(2)=input('ESISTE FILE DATI CON LE CARATTERISTICHE DEL FORNELLO ? - [1]=SI'', [0]=NO :');
datgenok(3)=input('ESISTE FILE DATI CON LE CARATTERISTICHE DELLA COTTURA ? - [1]=SI'', [0]=NO :');

% acquisizione dati

datglobok=0;
while datglobok==0
    potpiano=input('INSERIRE POTENZA PIANO DI COTTURA [W]: ');
    for dat=1:3
        if datgenok(dat)==1
            switch dat
                case 1
                    datipia=input('Nome del file dati - carpia(.m)=' , 's');
                    eval(datipia);
                    dimpia=size(carpia,2);
                case 2
                    datifor=input('Nome del file dati - carfor(.m)=' , 's');
                    eval(datifor);
                    dimfor=size(carfor,2);
                case 3
                    daticot=input('Nome del file dati - carcot(.m)=' , 's');
                    eval(daticot);
                    dimcot=size(carcot,2);
            end
        else
            switch dat
                case 1
                    carpia=daticarpia(carpci);
                    dimpia=size(carpia,2);
                case 2
                    carfor=daticarfor(carpci);
                    dimfor=size(carfor,2);
                case 3
                    carcot=daticarcot(carpci);
                    dimcot=size(carcot,2);
            end
        end
    end
    datiok=input('CONFERMA DATI INSERITI ? - [1]=SI'', [0]=NO :');
    if dimpia==size(carpci(1,:),2)-1&dimcot==dimcot&dimpia==dimfor
        dimok=1;
        numzon=dimpia;
    else
        dimok=0;
        fprintf(fid,'\nMatrici dati inseriti con dimensioni non congrue. Verificare inserimento.\n');
    end
    if datiok==0|dimok==0
        datglobok=0;
    else
        datglobok=1;
    end
end

% VERIFICA PRIMARIA DEI DATI ACQUISITI

matacchini=verifica(carpia(1:3,:),carfor,carcot,1);

% COSTRUZIONE DELLA MATRICE D'USCITA

% inserimento della potenza del piano e del numero delle piastre
for p=1:size(matacchini,2)+1
    if p==1
        numzon(p)=potpiano;           % prima posizione del vettore
    else
        numzon(p)=p-1;               % rimanenti posizioni del vettore
    end
end
matacprim=[matacchini(1:3,:);carpia(4,:);matacchini(4:7,:)];
matacpar=[zeros(8,1),matacprim];     % aggiunta della prima colonna nulla

matacq=[numzon;matacpar;carpci];

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%       FUNCTION: - ELAB --- SEZIONE_1 - LISTATO_3
%
%       - PROGRAMMA PER IL COORDINAMENTO DEL CONTROLLO DELLA POTENZA DI UN PIANO DI COTTURA AD INDUZIONE
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```
function matelab=elab(matrdati,potpiano,paut)
```

```
fid=1;
```

```
carpia=matrdati(2:5,:);
carfor=matrdati(6:7,:);
carcot=matrdati(8:9,:);
```

```
% ASSOCIAZIONE DEI CARICHI ALLE ZONE DI COTTURA
```

```
matriniz=assopiacar(carpia,carfor,carcot,paut);
```

```
carpia=matriniz(2:5,:);
carfor=matriniz(6:7,:);
carcot=matriniz(8:9,:);
```

```
carcotvol=carcot;
numzon=size(matriniz,2);
```

```
% riduzione forzata della potenza voluta causata da limiti nominali della zona
```

```
for p=1:numzon
    if carcot(1,p)>carpia(3,p)
        scpotn(p)=carcot(1,p)-carpia(3,p); % eventuale scostamento rispetto potenza nominale
        carcot(1,p)=carpia(3,p);
    else
        scpotn(p)=0;
    end
end
scpotntot=sum(scpotn); % scostamento totale causa induttore
```

```
% RIPARTIZIONE DELLA POTENZA DEL PIANO ALLE ZONE DI COTTURA
```

```
datareggen(1);
reggen=input('\nINDICARE SELEZIONE DESIDERATA :');
carcotin=carcot;
```

```
switch reggen
case 1
    carcot(1,:)=regpot(potpiano,carpia,carcot,carfor);
case 2
    carcot(1,:)=regptA(potpiano,carpia,carcot,carfor);
case 3
    carcot(1,:)=regptB(potpiano,carpia,carcot,carfor);
end
```

```
% riduzione forzata della potenza voluta causata da limiti potenza nominale del piano
```

```
for p=1:numzon
    if carcotin(1,p)>carcot(1,p)
        scptpc(p)=carcotin(1,p)-carcot(1,p); % eventuale scostamento rispetto potenza voluta iniziale
    else
        scptpc(p)=0;
    end
end
scptpcotot=sum(scptpc); % scostamento totale causa piano di cottura ad induzione
```

```
matrcent=[matriniz(1:7,:);carcot(1,:);matriniz(9,:)];
```

```
% REGOLAZIONE DELLA POTENZA DELLE ZONE DI COTTURA
```

```
dataregzona(1);
regzona=input('\nINDICARE SELEZIONE DESIDERATA :');
switch regzona
case 1
    regfin=regf(carcot(1,:),carpia(4,:));
case 2
    regfin=regfdA(carcot(1,:),carpia(4,:));
case 3
    regfin=regfdB(carcot(1,:),carpia(4,:));
case 4
    regfin=regfdC(carcot(1,:),carpia(4,:));
end
```



```

fprintf(fid, '\n\nFREQUENZA:\t\t\t\t\t');
fprintf(fid, '%8.2f', matrfina(10,:));
fprintf(fid, '\nDUTY CYCLE:\t\t\t\t\t');
fprintf(fid, '%8.2f', matrfina(11,:));
fprintf(fid, '\nPOTENZA REALMENTE EROGATA:\t\t');
fprintf(fid, '%8.0f', matrfina(12,:));

% RISULTATI ANALISI SCOSTAMENTI

fprintf(fid, '\n\nVARIAZIONE CAUSA PIANO:\t\t\t');
fprintf(fid, '%8.0f', matrfina(14,:));
fprintf(fid, '\nVARIAZIONE CAUSA INDUTTORE:\t\t');
fprintf(fid, '%8.0f', matrfina(15,:));
fprintf(fid, '\nVARIAZIONE CAUSA SOFT-SWITCHING:');
fprintf(fid, '%8.0f', matrfina(16,:));

fprintf(fid, '\n');
fprintf(fid, '\nVARIAZIONE TOTALE CAUSA PIANO      [W] :\t');
fprintf(fid, '%8.0f', sum(matrfina(14,:)));
fprintf(fid, '\nVARIAZIONE TOTALE CAUSA INDUTTORE      [W] :\t');
fprintf(fid, '%8.0f', sum(matrfina(15,:)));
fprintf(fid, '\nVARIAZIONE TOTALE CAUSA SOFT-SWITCHING [W] :\t');
fprintf(fid, '%8.0f', sum(matrfina(16,:)));

```

SEZIONE 2

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - DATIPIANO --- SEZIONE_2 - LISTATO_1
%
%      - ACQUISISCE CARATTERISTICHE GEOMETRICHE DEL PIANO DI COTTURA AD INDUZIONE
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

function carpci=datipiano(on)

fid=1;

% ACQUISIZIONE DELLE DIMENSIONI DEL PIANO DI COTTURA AD INDUZIONE

fprintf(fid, '\n');
xv=input('INDICARE LA LARGHEZZA DEL PIANO DI COTTURA IN VETROCERAMICA [MM]: ');
yv=input('INDICARE L'ALTEZZA DEL PIANO DI COTTURA IN VETROCERAMICA [MM]: ');
zv=input('INDICARE LO SPESSORE DEL PIANO IN VETROCERAMICA [MM]: ');
fprintf(fid, '\n\n');

% ACQUISIZIONE DEL NUMERO E DELLA POSIZIONE NEL PIANO DELLE ZONE

q=input('INDICARE IL NUMERO DI PIASTRE DEL PIANO DI COTTURA AD INDUZIONE: ');
fprintf(fid, '\n\n');

for p=1:q
    XP(p)=input('ASCISSA PIASTRA [MM]: ');
    YP(p)=input('ORDINATA PIASTRA [MM]: ');
    DP(p)=input('DIAMETRO PIASTRA [MM]: ');
    fprintf(fid, '\n');
end

XPC=[xv,XP];
YPC=[yv,YP];
DPC=[zv,DP];

carpci=[XPC;YPC;DPC];

```

```

*****
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%      FUNCTION: - PIANO --- SEZIONE_2 - LISTATO_2
%
%      - DISEGNA IL PIANO CON GLI INDUTTORI E NE VERIFICA LE DIMENSIONI GLOBALI
%
*****

function matpct=piano(verint,carpct,piastro)

fid=1;

XPC=carpct(1,:);
YPC=carpct(2,:);
DPC=carpct(3,:);

% COSTRUZIONE VETTORI E GRAFICO PIANO VETROKERAMICA

xv=XPC(1);
yv=YPC(1);

GrPX=[0,0,xv,xv,0];
GrPY=[0,yv,yv,0,0];

hold on;
col='k';
plotter(4,GrPX,GrPY,col,0,0,0);
axis([-50 xv+50 -50 yv+50]);
title('PIANO DI COTTURA');

% COSTRUZIONE E GRAFICO DELLA SERIGRAFIA

RPC=DPC/2; % raggio piastre
q=size(XPC,2)-1;

for p=2:q+1
    circspl(p)=spl(3,0,0,RPC(p),0,0);
    curv=linspace(0,2*pi,101);
    circ=spl(13,0,0,circspl(p),0,curv);
    ascC=circ(1,:)+XPC(p);
    ordC=circ(2,:)+YPC(p);
    if sum(piastro)>0
        if piastra(p-1)==1
            col='r';
        else
            col='b';
        end
    else
        col='k';
    end
    plotter(4,ascC,ordC,col,0,0,0);
    denpia=sprintf('\fontsize{23}%.0f',p-1);
    text(XPC(p)-15,YPC(p),denpia);
end

hold off;

% VERIFICA INTERNA ALLA FUNCTION PER CONTROLLARE LA CORRETTEZZA GEOMETRICA

dimok=1;

if verint==1
    for p=2:q+1
        if XPC(p)+RPC(p)>xv|XPC(p)-RPC(p)<0 % controllo geometrico ascisse
            dimok=0;
        end
        if YPC(p)+RPC(p)>yv|YPC(p)-RPC(p)<0 % controllo geometrico ordinate
            dimok=0;
        end
        if p>=2 % controllo geometrico raggi
            for s=p+1:q+1
                deltax=abs(XPC(p)-XPC(s));
                deltay=abs(YPC(p)-YPC(s));
                somrg=RPC(p)+RPC(s);
                if sqrt(deltax^2+deltay^2)<=somrg
                    dimok=0;
                end
            end
        end
    end
end

matpct=dimok;

```

```

*****
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%       FUNCTION: - DISPONI --- SEZIONE_2 - LISTATO_3
%
%       - DISPONE LE ZONE DI COTTURA SECONDO UN DETERMINATO CRITERIO
%
*****

```

```

function matdisp=disponi(X,Y)

fid=1;

q=size(X,2);
fn=q;

while fn>0
    cont=0;
    xm=1;

    % individuazione dei valori massimi del vettore X e costruzione del vettore Y fittizio

    for p=1:q
        if X(p)==max(X)
            Yfit(xm)=Y(p);
            xm=xm+1;
            cont=cont+1;
        end
    end

    % ordinamento del vettore Y e costruzione dei vettori X e Y finali

    while sum(Yfit)>0
        for p=1:cont
            if Yfit(p)==max(Yfit)
                if fn>0
                    Xfin(fn)=max(X);
                    Yfin(fn)=max(Yfit);
                    fn=fn-1;
                    Yfit(p)=0;
                end
            end
        end
    end

    % aggiornamento del vettore X rimanente

    for p=1:q
        if X(p)==max(X)
            Xrim(p)=0;
        else
            Xrim(p)=X(p);
        end
    end
    X=Xrim;

end

matdisp=[Xfin;Yfin];

```

```

*****
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%       FUNCTION: - DATICARPIA --- SEZIONE_2 - LISTATO_4
%
%       - ACQUISISCE CARATTERISTICHE DELLE ZONE DI COTTURA
%
*****

```

```

function datpia=daticarpia(carpci)

fid=1;

% CREAZIONE FILE DATI DA CARICARE

q=size(carpci(1,:),2)-1;

```

```

for p=1:q
for s=1:q
if p==s
piafit(s)=1;
else
piafit(s)=0;
end
end
fprintf(fid, '\n\nPIASTRA: ');
fprintf(fid, '%2.0f', p);
fprintf(fid, '\n');
matpci=piano(0, carpci, piafit);
piastra(p)=input('INDICARE LO STATO DELLA PIASTRA - ON=[1], OFF=[0]: ');
booster(p)=input('INDICARE LO STATO DEL BOOSTER DELLA PIASTRA - ON=[1], OFF=[0]: ');

% sezione controllo correttezza vettori piastra e booster

while piastra(p)>1|booster(p)>1
if piastra(p)>1
fprintf(fid, '\nReinserire stato piastra in quanto inserito in modo errato\n');
piastra(p)=input('INDICARE LO STATO DELLA PIASTRA - ON=[1], OFF=[0]: ');
end
if booster(p)>1
fprintf(fid, '\nReinserire stato booster piastra in quanto inserito in modo errato\n');
booster(p)=input('INDICARE LO STATO DEL BOOSTER DELLA PIASTRA - ON=[1], OFF=[0]: ');
end
end
potnpia(p)=input('INDICARE LA POTENZA NOMINALE DELLA PIASTRA: ');
dataind(1);
tipoid(p)=input('INDICARE IL TIPO DI INDUTTORE: ');
end

carpia=[piastra;booster;potnpia;tipoid];
datpia=carpia;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
% DATA - 07-10-10
%
% LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
% FUNCTION: - DATICARFOR --- SEZIONE_2 - LISTATO_5
%
% - ACQUISISCE CARATTERISTICHE RELATIVE AL FORNELLO
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function datpia=daticarfor(datpci)

fid=1;

% INSERIMENTO NUMERO PIASTRE E VERIFICA CONTEMPORANEA CORRETTEZZA

q=size(datpci(1,:),2)-1;

cont=0;
inv=1;

while cont<q
fprintf(fid, '\n\nINVERTER: ');
fprintf(fid, '%2.0f', inv);
fprintf(fid, '\n');

agg=1;
nzon=1;

while agg==1
zona(inv, nzon)=input('ZONA COTTURA DA ESSO ALIMENTATA: ');
errins=1;
while errins==1
if zona(inv, nzon)>q
errinsup=1;
fprintf(fid, '\nNumero zona di cottura superiore al numero totale di piastre presenti.\n');
fprintf(fid, 'Inserirne uno inferiore.\n\n');
else
errinsup=0;
end
end

if nzon+cont>1
errinpre=0;
for s=1:size(denfit,2)
if denfit(s)==zona(inv, nzon)
errinpre=1;
fprintf(fid, '\nNumero zona di cottura gia'' inserito. Inserirne un''altro.\n\n');
end
end
else
errinpre=0;
end
end

```

```

        if errinsup==1|errinpre==1
            zona(inv,nzon)=input('MUOVA ZONA COTTURA DA ESSO ALIMENTATA: ');
            errins=1;
        else
            errins=0;
        end
    end
    denfit(cont+nzon)=zona(inv,nzon);
    if cont+nzon<q
        agg=input('ULTERIORI ZONE DA ESSO ALIMENTATE ? - [1]=SI'', [0]=NO :');
        while agg>2
            fprintf(fid,'\nOPZIONE NON VALIDA, REINSERIRNE UNA CORRETTA.\n');
            agg=input('ULTERIORI ZONE DA ESSO ALIMENTATE ? - [1]=SI'', [0]=NO :');
        end
    else
        agg=0;
    end
    nzon=nzon+1;
end
cont=cont+nzon-1;
inv=inv+1;
end

% CREAZIONE DEI VETTORI DATI
par=1;
while par<=q
    for j=1:size(zona,1)
        for k=1:size(zona,2)
            if zona(j,k)==par
                assopia(par)=j;
                fprintf(fid,'\n\nPIASTRA: ');
                fprintf(fid,'%2.0f',par);
                fprintf(fid,'\n');
                assopot(par)=input('INSERIRE POTENZA EROGABILE SE L'INVERTER ALIMENTA UNA ZONA CON BOOSTER ATTIVO');
                par=par+1;
            end
        end
    end
end
carfor=[assopia;assopot];
datpia=carfor;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - DATI CARCOT --- SEZIONE_2 - LISTATO_6
%
%      - ACQUISISCE CARATTERISTICHE RELATIVE COTTURA
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

function datpia=datpicarcot(datpci)

fid=1;

% CREAZIONE FILE DATI DA CARICARE

numcarpre=input('INDICARE NUMERO DI CARICHI PRESENTI: ');
q=size(datpci(1,:),2)-1;

for p=1:q
    if p<=numcarpre
        fprintf(fid,'\n\nCARICO: ');
        fprintf(fid,'%2.0f',p);
        fprintf(fid,'\n');
        potvol(p)=input('INDICARE LA POTENZA VOLUTA PER IL CARICO: ');
        ordcar(p)=input('INDICARE L'ORDINE DI ALIMENTAZIONE DEL CARICO: ');
    else
        potvol(p)=0;
        ordcar(p)=q;
    end
end

carcot=[potvol;ordcar];
datpia=carcot;

```

```

*****
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - DATIPAREL --- SEZIONE_2 - LISTATO_7
%
%      - FORNISCE PARAMETRI VOLUTI DAL DATASHEET RELATIVO AGLI INDUTTORI
%
*****

```

```

function outparel=datiparel(tipoind,parvol)

fid=1;

% DATASHEET INDUTTORI

switch tipoind

case 1      % INDUTTORE MIDEA 140

MR=load('Rmideal40.txt');
ML=load('Lmideal40.txt');
F=[18,36];
I=[1,34];
F=linspace(min(F),max(F),size(MR,1));
I=linspace(min(I),max(I),size(MR,2));
FIND=[35.67,32.4,30.55,28.89,25.94,25.18,24.28,23.85,23.27,22.84,21.84];
IIND=[11.59,13.54,15.05,16.76,17.95,19.34,21.23,22.34,23.91,25.34,30.57];
c=1360E-9;

case 2      % INDUTTORE MIDEA 180

MR=load('Rmideal80.txt');
ML=load('Lmideal80.txt');
F=[18,36];
I=[1,34];
F=linspace(min(F),max(F),size(MR,1));
I=linspace(min(I),max(I),size(MR,2));
FIND=[33.6,33.26,30.4,26.95,24.8,24,23.35,22.75,21.55,21.5,20.7,20.4,19.6];
IIND=[9.72,9.76,11.21,13.85,16.51,17.6,18.8,21.14,23.19,23.5,25.86,27.09,29.9];
c=1360E-9;

end

% ESTRAZIONE PARAMETRO VOLUTO

switch parvol
case 1
    outparel=MR;
case 2
    outparel=ML;
case 3
    outparel=c;
case 4
    outparel=F;
case 5
    outparel=I;
case 6
    outparel=FIND;
case 7
    outparel=IIND;
end

```

```

*****
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - VERIFICA --- SEZIONE_2 - LISTATO_8
%
%      - VERIFICA COMPATIBILITA' FRA I VETTORI ED EVENTUALMENTE LI MODIFICA IN MANIERA AUTOMATICA
%
*****

```

```

function matver=verifica(carpia,carfor,carcot,opt)

fid=1;

```

```

if opt==0          % opzione verifica parziale dati
    carcot=carpia;
end

piastra=carpia(1,:);
booster=carpia(2,:);
potnpia=carpia(3,:);

potvol=carcot(1,:);
ordcar=carcot(2,:);

assopia=carfor(1,:);
assopot=carfor(2,:);

% SEZIONE RELATIVA AL CONTROLLO DELLE ZONE E DELLA RELATIVA POTENZA

fprintf(fid,'\n\n\nSEZIONE CONTROLLO ZONE DI COTTURA E POTENZA RELATIVA:\n');
controlpia=0;
q=size(piastra,2);

for p=1:q
    fprintf(fid,'\nZONA DI COTTURA:');
    fprintf(fid,'%3.0f',p);
    if piastra(p)==0

        if potvol(p)>0
            fprintf(fid,'  ATTIVA  ');
            fprintf(fid,' - attivata per presenza carico');
            piastra(p)=1;
            controlpia=1;
            if booster(p)==1
                fprintf(fid,' - booster attivo');
            end
        end

        if piastra(p)==0
            fprintf(fid,'  NON ATTIVA');
            if booster(p)==1
                booster(p)=0;
                controlpia=1;
                fprintf(fid,' - disattivata la funzione booster');
            end
        end

    else
        if potvol(p)==0
            piastra(p)=0;
            booster(p)=0;
            fprintf(fid,'  NON ATTIVA');
            fprintf(fid,' - disattivata per assenza carico');
        else
            fprintf(fid,'  ATTIVA  ');
            if booster(p)==1
                fprintf(fid,' - booster attivo');
            end
        end
    end
end

if controlpia==0
    fprintf(fid,'\n\n---nessuna anomalia riscontrata---');
end

% aggiornamento matrici della piastra e della cottura

carpia=[piastra;booster;potnpia];
carcot=[potvol;ordcar];

% SEZIONE RELATIVA AL CONTROLLO DELL'ALIMENTAZIONE CON INVERTER

fprintf(fid,'\n\n\nSEZIONE CONTROLLO ALIMENTAZIONE CON INVERTER:\n');
controlalin=0;
matass=associapia(carpia,carfor,0);
pia=matass(1:size(matass,1)/2,1:size(matass,2));

for i=1:size(pia,1)
    cont=0;
    for j=1:size(pia,2)
        if pia(i,j)>0
            if booster(pia(i,j))==1
                cont=cont+1;
                potnpiafit(1,j)=potnpia(pia(i,j));
            else
                potnpiafit(1,j)=0;
            end
        end
    end
    npasi(i)=cont; % contatore numero piastre con booster attivo per ogni inverter
    if npasi(i)>1
        pbon=0;
        for j=1:size(pia,2)
            if pia(i,j)>0

```

```

        if booster(pia(i,j))==1
            if potnpia(pia(i,j))<max(potnpiafit(i,:))|pbon==1
                booster(pia(i,j))=0;
                controlalim=1;
                fprintf(fid,'\nDisattivata la funzione booster dalla piastra:');
                fprintf(fid,'%3.0f',pia(i,j));
                fprintf(fid,'    in quanto in una associata il booster è attivo');
            else
                if pbon==0
                    pbon=1;
                end
            end
        end
    end
end
end
end
end
end
end

% AGGIORNAMENTO MATRICI CARATTERISTICHE

carpia=[piastra;booster;potnpia];
carcot=[potvol;ordcar];
carfor=[assopia;assopot];

if controlalim==0
    fprintf(fid,'\n---nessuna anomalia riscontrata---');
end
fprintf(fid,'\n\n\n');

matver=[carpia;carfor;carcot];

```

SEZIONE 3

```

*****
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%       FUNCTION: - ASSOPIACAR --- SEZIONE_3 - LISTATO_1
%
%               - ASSOCIA I CARICHI ALLE ZONE DI COTTURA
%
*****

```

```

function matasspc=assopiocar(carpia,carfor,carcot,ott)

fid=1;

q=size(carpia,2);

% EVENTUALE MODIFICA DEL VETTORE DELLE POTENZE NOMINALI
potnpianew=modpotasso(carpia(2,:),carpia(3,:),carfor);
carpianew=[carpia(1:2,:);potnpianew;carpia(4,:)];

% SPOSTAMENTO DEI CARICHI SULLE ZONE DI COTTURA
mat=spostacarico(carpianew,carfor,carcot);

carpia=mat(2:5,:);
carfor=mat(6:7,:);
carcot=mat(8:9,:);

% eventuale attivazione/disattivazione dello stato della piastra e del booster (ott=1)
if ott==1
    for inv=1:max(carfor(1,:))
        iter=1;
        for p=1:q
            if iter==1

```

```

        if carcot(1,p)<carpia(3,p)
            carpia(2,p)=0; % disattivazione booster
        end
        iter=iter+1;
    else
        carpia(2,p)=0; % disattivazione booster
    end
    if carcot(1,p)==0
        carpia(1,p)=0; % disattivazione piastra
    end
end
end
end

% CONTROLLO FINALE E AGGIORNAMENTO VETTORE ORDCAR

matver=verifica(carpia,carfor,carcot,1);

carcot(2,:)=aggordcar(matver(1:3,:),carcot);

matasspc=[mat(1,:);matver(1:3,:);carpia(4,:);matver(4:6,:);carcot(2,:)];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
% DATA - 07-10-10
%
% LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
% FUNCTION: - MODPOTASSO --- SEZIONE_3 - LISTATO_2
%
% - AGGIORNA POTENZA NOMINALE DI UNA ZONA ASSOCIATA AD UN'ALTRA AVENTE BOOSTER ATTIVO
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function matmod=modpotasso(booster,potnpia,carfor)

fid=1;

assopia=carfor(1,:);
assopot=carfor(2,:);

% COSTRUZIONE CORRISPONDENZA FRA INVERTER E PIASTRE DA ESSO ALIMENTATE

matass=associapia(potnpia,assopia,0); % costruzione della matrice delle associate
pia=matass(1:size(matass,1)/2,1:size(matass,2));
matpotass=matass(size(matass,1)/2+1:size(matass,1),1:size(matass,2));

matpotfit=matpotass;
potnpiafit=potnpia;
potnom=assopot;

% AGGIORNAMENTO DEL VETTORE DELLE POTENZE MASSIME EROGABILI

for i=1:size(pia,1)
    bpiaonr=0;
    for j=1:size(pia,2)
        if pia(i,j)>0
            if booster(pia(i,j))==0
                matpotfit(i,j)=0;
                potnpiafit(pia(i,j))=0;
            else
                bpiaonr=1; % sulla riga ci sono delle piastre con booster attivo
            end
        end
    end
    bpiaon(i)=bpiaonr;
    cbon=0;
    for j=1:size(pia,2)
        if pia(i,j)>0
            if bpiaon(i)==1
                if potnpiafit(pia(i,j))<max(matpotfit(i,:))|cbon==1
                    matpotass(i,j)=assopot(pia(i,j));
                    potnom(pia(i,j))=assopot(pia(i,j));
                else
                    if cbon==0
                        potnom(pia(i,j))=potnpia(pia(i,j));
                        cbon=1;
                    end
                end
            else
                potnom(pia(i,j))=potnpia(pia(i,j));
            end
        end
    end
end
end

matmod=potnom;

```

```

*****
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%       FUNCTION: - ASSOCIPIA --- SEZIONE_3 - LISTATO_3
%
%       - ASSOCIA LE ZONE E LE LORO POTENZE ALL'INVERTER CHE ALIMENTA LA SCHEDA A CUI SONO CONNESSE
%
*****

```

```

function matass=associapia(potnpia,assopia,info)

fid=1;

% RILEVAZIONE DELLE PIASTRE ALIMENTATE DALLO STESSO INVERTER

q=size(potnpia,2);
inv=1; % variabile numerazione degli inverter presenti nel piano

while inv<=max(assopia)
    cont=1;
    if info==1
        fprintf(fid,'\n\nPIASTRA/E ');
    end
    for p=1:q
        if inv==assopia(p)
            matpiaass(inv,cont)=p;
            matpotass(inv,cont)=potnpia(p);
            if info==1
                fprintf(fid,'%2.0f',p);
                fprintf(fid,' ');
            end
            cont=cont+1;
        end
    end
    if info==1
        fprintf(fid,' ALIMENTATA/E DALL''INVERTER: ');
        fprintf(fid,'%2.0f',inv);
    end
    inv=inv+1;
end

matass=[matpiaass;matpotass];

```

```

*****
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%       FUNCTION: - SPOSTACARICO --- SEZIONE_3 - LISTATO_4
%
%       - INDICA SU QUALI ZONE DI COTTURA POSIZIONARE I CARICHI
%
*****

```

```

function matspo=spostacarico(carpia,carfor,carcot)

fid=1;

piastra=carpia(1,:);
booster=carpia(2,:);
potnpia=carpia(3,:);
tipoind=carpia(4,:);

potvol=carcot(1,:);
ordcar=carcot(2,:);

assopia=carfor(1,:);
assopot=carfor(2,:);

% NUMERAZIONE DELLE PIASTRE E DEI CARICHI

numpia=numera(potnpia,1); % numerazione piastre secondo regola - ordine inserimento
numcar=numera(-potvol,2); % numerazione carichi

% MANTENIMENTO DELLE INFORMAZIONI RELATIVE ALLE PIASTRE E AI CARICHI

```

```

infopia=[numpia;piastra;booster;tipoid;assopia;assopot];
infocar=[numcar;ordcar];

% DISPOSIZIONE ORDINATA DEI VETTORI DELLE ZONE E DEI CARICHI SECONDO POTENZA DECRESCENTE
piaout=ordina(infopia,potnpia);
carout=ordina(infocar,potvol);

q=size(piastra,2);
pos=0;

while pos<q
    pos=pos+1;
    for p=1:q
        if carout(1,p)==pos
            j=p;
            if carout(3,p)>0
                fprintf(fid,'\n\nPOSIZIONATO IL CARICO ');
                fprintf(fid,'%3.0f',carout(1,p));
            end
        end
    end
    for p=1:q
        if p==j
            if carout(3,p)>0
                fprintf(fid,' SULLA PIASTRA');
                fprintf(fid,'%3.0f',piaout(1,p));
            end
        end
    end
end

% RIORDINO DEI VETTORI
infofen=[piaout(2:3,:);piaout(7,:);piaout(4:6,:);carout(3,:);carout(2,:);carout(1,:)];

sum=q+1;
for p=1:q
    piafit(p)=sum-piaout(1,p);
end

infoout=ordina(infofen,piafit);
matspo=[numpia;infoout(1:9,:)];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%          TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%          DATA - 07-10-10
%
%          LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%          FUNCTION: - ORDINA --- SEZIONE_3 - LISTATO_5
%
%          - ORDINA COMPONENTI VETTORE IN MODO DECRESCENTE
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function mator=ordina(pos,vettpotin)

fid=1;

q=size(vettpotin,2);
k=1;

while k<=q
    j=k;
    potmax=0;
    for p=k:q
        if vettpotin(p)>potmax
            potmax=vettpotin(p);
            j=p;
        end
    end
    vettpotin(j)=vettpotin(k);
    potout(k)=potmax;
    posout=pos(:,j); % scambio informazioni relative
    pos(:,j)=pos(:,k);
    pos(:,k)=posout;
    k=k+1;
end

mator=[pos;potout];

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%       FUNCTION: - NUMERA --- SEZIONE_3 - LISTATO_6
%
%               - NUMERA I CARICHI E LE ZONE DI COTTURA SECONDO DETERMINATI CRITERI
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

function matnum=numera(vett,modonum)

fid=1;

% costruzione della variabile modo numerazione secondo logica seguente:
%   modonum = 1 --> disposizione all'interno del vettore
%           = 2 --> ordine di valori crescenti: valore 1 a termine minore

q=size(vett,2);
ord=0;
if modonum==1
    for p=1:q
        num(p)=p;
    end
else
    while ord<q
        ord=ord+1;
        minvett=min(vett);
        h=0;
        for p=1:q
            if h==0
                if vett(p)==minvett
                    num(p)=ord;
                    vett(p)=max(vett)+1;
                    h=1;
                end
            end
        end
    end
end
end
matnum=num;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%       FUNCTION: - CREAORDCAR --- SEZIONE_3 - LISTATO_7
%
%               - CREA ORDINE DI ALIMENTAZIONE DEI CARICHI
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

function matcreord=creaordcar(carcot)

fid=1;

potvol=carcot(1,:);
potvolfit=potvol;

q=size(potvol,2);

% conteggio delle zone di cottura non attive

psp=0;
for p=1:q
    if potvol(p)==0
        psp=psp+1;
    end
end

% CREAZIONE ORDINE DI ALIMENTAZIONE

ord=1;
patt=0;
cont=q-psp;

```

```

while patt<cont
contatt=0;
for p=1:q
ampotvol(p)=0;
if potvol(p)>0
if potvol(p)==max(potvolfit)
ordcar(p)=ord;
contatt=contatt+1;
ampotvol(p)=-potvol(p);
end
else
ordcar(p)=q;
end
end
for p=1:q
potvolfit(p)=potvolfit(p)+ampotvol(p);
end

ord=ord+1;
patt=patt+contatt;
end

matcreord=ordcar;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      TESI - I PIAMI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - AGGORDCAR --- SEZIONE_3 - LISTATO_8
%
%      - AGGIORNA ORDINE DI ALIMENTAZIONE DEI CARICHI
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

function mataggord=aggordcar(carpia,carcot)

fid=1;

piastra=carpia(1,:);
booster=carpia(2,:);
ordcar=carcot(2,:);

vett=ordcar;

q=size(piastra,2);

vettapp=vett; % creazione vettore di appoggio
ordmax=max(vett);
pok=0; % contatore piastre ordinate

% ATTRIBUZIONE VALORE DI ORDINE A CARICHI PARTICOLARI (BOOSTER ATTIVO O SPENTI)
for p=1:q
ordok(p)=0;
if booster(p)==1& piastra(p)==0
pok=pok+1;
ordok(p)=1;
vettapp(p)=ordmax+1;
if booster(p)==1
vett(p)=1;
end
if piastra(p)==0
vett(p)=q;
end
end
end

% ATTRIBUZIONE VALORE DI ORDINE AI CARICHI GENERICI RIMANENTI

pattnob=q-pok;
carok=0;
ord=1;

if sum(booster)>0
ord=2;
end

while pattnob>0
pattnob=pattnob-carok;
minordapp=min(vettapp);
for p=1:q
if ordok(p)==0

```

```

        if vett(p)==minordapp
            vett(p)=ord;
            ordok(p)=1;
            vettapp(p)=ordmax+1;
            carok=carok+1;
        end
    end
end
ord=ord+1;
end
mataggord=vett;

```

SEZIONE 4

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - REGPOT --- SEZIONE_4 - LISTATO_1
%
%      - RIPARTISCE IN MODO INCREMENTALE LA POTENZA FRA LE ZONE DEL PIANO DI COTTURA
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

function matregpot=regpot(potpiano,carpia,carcot,carfor)

fid=1;

% DETERMINAZIONE DELLE POTENZE EROGATE DALLE PIASTRE DEL PIANO DI COTTURA

q=size(carpia(1,:),2);

for p=1:q
    k(p)=0;
    nobooster(p)=0;
end

% determinazione della potenza garantita

potgar=elabpot(carpia(1,:),nobooster,carpia(3,:),carcot(1,:),k);
totpotgar=sum(potgar);

diffpot=1;
delpot=0;
prior=1;
wh=0;
potnonutil=0;

while diffpot>0
    potpia=elabpot(carpia(1,:),carpia(2,:),carpia(3,:),carcot(1,:),k);
    totpot=sum(potpia);
    diffpot=potpiano-totpot;

    % Sezione di aggiornamento del vettore k relativo ai carichi con booster attivo,
    % necessaria nel caso in cui la potenza totale del piano ad induzione non sia
    % sufficiente a soddisfare la potenza minima garantita e la funzione booster

    if wh==0
        while diffpot<0
            if wh==0
                fprintf(fid,'\nNECESSARIO RIDURRE LA POTENZA AI CARICHI CON BOOSTER ATTIVO.\n');
            end
            wh=1;
            if potpiano>totpotgar
                for p=1:q
                    if carpia(2,p)==1
                        k(p)=k(p)+(carcot(1,p)-potgar(p))/10;
                    end
                end
                potpia=elabpot(carpia(1,:),carpia(2,:),carpia(3,:),carcot(1,:),k);
            else

```

```

        for p=1:q
            k(p)=k(p)-0.1*potgar(p);
        end
        potpia=elabpot(carpia(1,:),nobooster,carpia(3,:),carcot(1,:),k);
    end
    totpot=sum(potpia);
    diffpot=potpiano-totpot;
end
end

% Algoritmo ideato per velocizzare il ciclo while mantenendo allo stesso tempo una buona precisione

if diffpot>=100
    incr=10;
else
    if diffpot>=10
        incr=1;
    end
end

% Controllo ed eventuale interruzione del ciclo

if abs(deltapot-diffpot)<0.001
    if prior<=max(carcot(2,:))
        prior=prior+1;
    else
        potnonutil=potpiano-totpot;
        diffpot=0;
    end
end

% Aggiornamento incrementale della variabile k

for p=1:q
    if wh==1
        if carcot(2,p)==prior
            if potpiano<totpotgar
                k(p)=carcot(1,p)-potpia(p);
            end
            k(p)=k(p)-incr;
        else
            if carcot(2,p)==prior
                if potpia(p)<carcot(1,p)
                    k(p)=k(p)+incr;
                end
            end
        end
    end
end
deltapot=diffpot;
end

matregpot=potpia;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - REGPTA --- SEZIONE_4 - LISTATO_2
%
%      - RIPARTISCE IN MODO GLOBALE LA POTENZA FRA LE ZONE DEL PIANO DI COTTURA - VARIANTE A
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```
function matregptA=regptA(potpiano,carpia,carcot,carfor)
```

```
fid=1;
```

```

piastra=carpia(1,:);
booster=carpia(2,:);
potnpia=carpia(3,:);

```

```

potvol=carcot(1,:);
ordcar=carcot(2,:);

```

```

assopia=carfor(1,:);
assopot=carfor(2,:);

```

```
% DETERMINAZIONE DELLE POTENZE TOTALI DA EROGARE
```

```
q=size(piastra,2);
```

```

for p=1:q
    K(p)=0;
end

potpia=elabpot(piastra,booster,potnpia,potvol,k);
for p=1:q
    if potvol(p)>0
        if booster(p)==1
            potboo(p)=potpia(p);
        else
            potboo(p)=0;
        end
    end
end
totpotboo=sum(potboo); % totale potenza nominale delle piastre con booster attivo
totpotgar=sum(potpia)-sum(potboo); % totale potenza garantita per piastre senza booster
totpoterog=sum(potvol)-sum(potboo); % totale potenza erogabile ai carichi senza booster

potnonutil=0;

% DETERMINAZIONE DELLE POTENZE EFFETTIVAMENTE EROGATE DALLE PIASTRE DEL PIANO DI COTTURA
if potpiano>=totpotboo+totpotgar % potenza del piano cottura sufficiente
    if potpiano>=totpotboo+totpoterog
        for p=1:q
            poteropia(p)=potvol(p);
            potnonutil=potpiano-totpotboo-totpoterog;
        end
    else
        totpotnobo=potpiano-totpotboo-totpotgar; % potenza rimasta per i carichi senza booster attivo
        matvarA=varA(totpotnobo,potpia,potvol,booster);
        poteropia=matvarA;
    end
else % potenza del piano cottura non sufficiente
    fprintf(fid,'\nNECESSARIO RIDURRE LA POTENZA AI CARICHI CON BOOSTER ATTIVO.\n');
    for p=1:q
        boosterfit(p)=0;
        if piastra(p)==1
            if booster(p)==0
                boosterfit(p)=1;
            end
        end
        nobooster(p)=min(booster(p),boosterfit(p));
    end
    potpia=elabpot(piastra,nobooster,potnpia,potvol,k);
    potmin=sum(potpia);

    if potpiano>potmin
        totpotxboo=potpiano-potmin; % potenza rimasta per i carichi con booster attivo
        matvarA=varA(totpotxboo,potpia,potvol,boosterfit);
        poteropia=matvarA;
    else
        for p=1:q
            poteropia(p)=(potpia(p)/potmin)*potpiano;
        end
    end
end
matregptA=poteropia;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
% DATA - 07-10-10
%
% LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
% FUNCTION: - REGPTB --- SEZIONE_4 - LISTATO_3
%
% - RIPARTISCE IN MODO GLOBALE LA POTENZA FRA LE ZONE DEL PIANO DI COTTURA - VARIANTE B
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function matregptB=regptB(potpiano,carpia,carcot,carfor)

fid=1;

piastra=carpia(1,:);
booster=carpia(2,:);
potnpia=carpia(3,:);

potvol=carcot(1,:);
ordcar=carcot(2,:);

```

```

assopia=carfor(1,:);
assopot=carfor(2,:);

% DETERMINAZIONE DELLE POTENZE TOTALI DA EROGARE

q=size(piastra,2);

for p=1:q
    k(p)=0;
end

potpia=elabpot(piastra,booster,potnpia,potvol,k);

for p=1:q
    if booster(p)=1
        potboo(p)=potpia(p);
    else
        potboo(p)=0;
    end
end

totpotboo=sum(potboo);           % totale potenza nominale delle piastre con booster attivo
totpotgar=sum(potpia)-sum(potboo); % totale potenza garantita per piastre senza booster
totpoterog=sum(potvol)-sum(potboo); % totale potenza erogabile ai carichi senza booster

potnnonutil=0;

% DETERMINAZIONE DELLE POTENZE EFFETTIVAMENTE EROGATE DALLE PIASTRE DEL PIANO DI COTTURA

if potpiano>=totpotboo+totpotgar           % potenza del piano cottura sufficiente
    if potpiano>=totpotboo+totpoterog
        for p=1:q
            poteropia(p)=potvol(p);
            potnnonutil=potpiano-totpotboo-totpoterog;
        end
    else
        totpotnboo=potpiano-totpotboo-totpotgar; % potenza rimasta per i carichi senza booster attivo

        matvarB=varB(totpotnboo,potpia,potvol,ordcar);
        poteropia=matvarB;
    end
else
    fprintf(fid,'\nNECESSARIO RIDURRE LA POTENZA AI CARICHI CON BOOSTER ATTIVO.\n');
    for p=1:q
        nobooster(p)=0;
    end
    potpia=elabpot(piastra,nobooster,potnpia,potvol,k);
    potmin=sum(potpia);

    if potpiano>potmin
        totpotxboo=potpiano-potmin;           % potenza rimasta per i carichi con booster attivo

        matvarB=varB(totpotxboo,potpia,potvol,ordcar);
        poteropia=matvarB;
    else
        for p=1:q
            poteropia(p)=(potpia(p)/potmin)*potpiano;
        end
    end
end

matregptB=poteropia;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%          TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%          DATA - 07-10-10
%
%    LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%    FUNCTION: - ELABPOT --- SEZIONE_4 - LISTATO_4
%
%          - CALCOLA LA POTENZA EROGATA DA OGNI ZONA DI COTTURA
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function potpia=elabpot(piastra,booster,potnpia,potvol,k)

fid=1;

ppboo=0.1;           % percentuale di potenza abbassata ai carichi con booster attivo
ppmin=0.2;           % percentuale di potenza minima garantita

q=size(piastra,2);

```

```

for p=1:q
    if piastra(p)==1
        if booster(p)==1 % booster on
            %potpia(p)=(1-k(p)*ppbo)*potnpia(p); % proporzionale
            potpia(p)=potnpia(p)-k(p); % fisso
        else
            %potpia(p)=(1+k(p))*ppmin*potvol(p); % proporzionale
            potpia(p)=ppmin*potvol(p)+k(p); % fisso
        end
        if potpia(p)>potvol(p)
            potpia(p)=potvol(p);
        end
    else
        potpia(p)=0;
    end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
% DATA - 07-10-10
%
% LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
% FUNCTION: - VARA --- SEZIONE_4 - LISTATO_5
%
% - RIPARTISCE IN MANIERA PONDERATA LA POTENZA IN ECCESSO
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function matvarA=varA(pottot,potpia,potvol,booster)

fid=1;

q=size(potpia,2);

pba=0; % contatore piastre con booster attivo
psp=0; % contatore piastre spente

for p=1:q
    ann(p)=0;
    if booster(p)==1
        pba=pba+1;
    end
    if potvol(p)==0
        psp=psp+1;
        ann(p)=1;
    end
end

pattnob=q-psp-pba; % contatore variabile piastre attive senza booster
pattinob=pattnob; % contatore iniziale piastre attive senza booster
potnomutil=0;
potdopo=0;
pok=0;
pnok=0;

while pattnob>0

    potini=pottot/pattinob;
    potdopo=potdopo+potnomutil/pattnob;
    potnomutil=0;
    pok=0;

    for p=1:q
        if potvol(p)>0
            if booster(p)==1
                poteropia(p)=potpia(p);
            else
                if ann(p)==0 % vengono esclusi i carichi attivi, senza booster, gia' soddisfatti
                    poteropia(p)=potpia(p)+potini+potdopo;
                end
                if poteropia(p)>=potvol(p)
                    potnomutil=potnomutil+poteropia(p)-potvol(p);
                    poteropia(p)=potvol(p);
                    pok=pok+1;
                    ann(p)=1;
                end
            end
        end
    end
    poteropia(p)=0;
end

if potnomutil==0
    pnok=q-psp-pba-pok;
end

```

```

    pattnob=q-psp-pba-pok-pnok;
end
matvarA=[poteropia];

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - VARB --- SEZIONE_4 - LISTATO_6
%
%      - RIPARTISCE LA POTENZA IN ECCESSO SECONDO ORDINE ALIMENTAZIONE CARICHI
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

function matvarB=varB(pottot,potpia,potvol,ordcar)

fid=1;

q=size(potpia,2);

for p=1:q
    pok(p)=0;
end

prio=1;
while pottot>0
    ncarprio=0; % contatore numero di carichi che hanno lo stesso grado di priorità
    for p=1:q
        if ordcar(p)==prio
            if pok(p)==0
                ncarprio=ncarprio+1;
            end
        end
    end

    if ncarprio>0
        potxcar=pottot/ncarprio;
        pottot=0;
        for p=1:q
            if ordcar(p)==prio
                if pok(p)==0
                    potpia(p)=potpia(p)+potxcar;
                    if potpia(p)>potvol(p)
                        poteropia(p)=potvol(p);
                        potesub(p)=potpia(p)-potvol(p);
                        pok(p)=1; % carico viene soddisfatto e quindi non considerato nel ciclo successivo
                    else
                        poteropia(p)=potpia(p);
                        potesub(p)=0;
                    end
                end
                pottot=pottot+potesub(p);
            end
        end
        if ordcar(p)>prio
            poteropia(p)=potpia(p);
        end
    else
        prio=prio+1;
    end
end
matvarB=[poteropia];

```

SEZIONE 5

```
*****
%
%          TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%          DATA - 07-10-10
%
%          LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%          FUNCTION: - SPL --- SEZIONE_5 - LISTATO_1
%
%          - COSTRUISCE LE SPLINE IN 3D E 2D E/O NE ESTRAPOLA I VALORI
%
*****
```

```
function matspl=spl(seq,X,Y,Z,xf,yf)

fid=1;

% valore di seq
% seq=1 costruzione spline 3D
% seq=2 costruzione spline 2D
% seq=3 costruzione spline circonferenza
% seq=11 estrapolazione dati 3D
% seq=12 estrapolazione dato 3D
% seq=13 estrapolazione dato 2D

intsud=.1;      % intervallo suddivisione spline

switch seq

case 1
[XI,YI]=meshgrid(min(X):intsud:max(X),min(Y):intsud:max(Y));
ZI3D=interp2(X,Y,Z,XI,YI);

% verifica della correttezza della spline costruita
errgl=ctrlspl(X,Y,transp(Z));
errpc=errgl(2);
fprintf(fid,'\nERRORE PERCENTUALE MASSIMO: ');
fprintf(fid,'%3.2f',errpc);

matspl=ZI3D;

case 2
if size(Z,1)>1
    dimvett=size(Z,1);
else
    dimvett=size(Z,2);
end

if size(X,2)>1
    CV=X;
else
    CV=Y;
end
ZI2D=spline(CV,Z);
matspl=ZI2D;

case 3
X=pi*[0:.5:2];
Y=Z*[0 1 0 -1 0 1 0;
      1 0 1 0 -1 0 1];
ZI=spline(X,Y);
matspl=ZI;

case 11
if xf<0
    matspl=interp2(X,Y,transp(Z),X,yf);
else
    matspl=interp2(X,Y,transp(Z),xf,Y);
end

case 12
matspl=interp2(X,Y,transp(Z),xf,yf);

case 13
matspl=ppval(Z,yf);

end
```

```

*****
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%       FUNCTION: - PLOTTER --- SEZIONE_5 - LISTATO_2
%
%               - COSTRUISCE GRAFICI 3D E 2D
%
*****

```

```

function matplot=plotter(proc,X,Y,Z,var,par,sp)

fid=1;

% valore della procedura proc
% proc=1 costruzione grafico 3D
%   X valori asse x
%   Y valori asse y
%   Z valori funzione
%   sp presenza spline
%
%
% proc=2 costruzione grafico 2D (strutturato anche come parametrico)
%   X valori asse x
%   Y valori parametri (sufficiente anche un valore)
%   Z valori funzione
%
%
% proc=3 grafico punti + spline + derivata (automatica)
%   X valori ascissa
%   Z grafico punti o spline
%   sp costruzione spline
%
%
% proc=4 immagine piano di cottura
%
% valore di var: scritto tra apici, serve a distinguere fra frequenza 'freq' e corrente 'corr'
% valore di par: scritto tra apici, serve a distinguere fra resistenza 'res' e induttanza 'ind'

figure(1)

% VALORI E STRINGHE DI DEFAULT

xmin=min(min(X));
xmax=max(max(X));
ymin=min(min(Y));
ymax=max(max(Y));
zmin=0.9*min(min(Z));
zmax=1.1*max(max(Z));

if var=='freq'
    xlab='FREQUENZA [kHz]';
    ylab='CORRENTE [A]';
else
    xlab='CORRENTE [A]';
    ylab='FREQUENZA [kHz]';
end

if par=='res'
    if sp==0
        tit='RESISTENZA EQUIVALENTE DELL'' INDUTTORE E DEL CARICO';
    else
        tit='SPLINE RESISTENZA EQUIVALENTE DELL'' INDUTTORE E DEL CARICO';
    end
    zlab='RESISTENZA EQUIVALENTE [ohm]';
else
    if sp==0
        tit='INDUTTANZA EQUIVALENTE DELL'' INDUTTORE E DEL CARICO';
    else
        tit='SPLINE INDUTTANZA EQUIVALENTE DELL'' INDUTTORE E DEL CARICO';
    end
    zlab='INDUTTANZA EQUIVALENTE [H]';
end

% REALIZZAZIONE DEI GRAFICI

switch proc

case 1
    surf(X,Y,transp(Z))
    %[xx,yy]=meshgrid(X,Y);
    %mesh(X,Y,transp(Z));
    axis([xmin xmax ymin ymax zmin zmax]);

    title(tit);
    xlabel('FREQUENZA [kHz]');
    ylabel('CORRENTE [A]');
    zlabel(zlab);

    shading interp; % comando per togliere le linee dalla superficie del grafico

```

```

case 2
if var=='freq'
    ZP=Z;
    umis='[A]';
else
    ZP=transp(Z);
    umis='[kHz]';
end

plot(X,ZP);
axis([xmin xmax zmin zmax]);

title(tit);
xlabel(xlab);
ylabel(zlab);
altcar=0.05; % distanza minima fra due caratteri
livymin=ZP(size(ZP,1),1);
livymax=ZP(size(ZP,1),size(ZP,2));
for h=1:size(ZP,2)
    pfix=sprintf('%2.0f',Y(h));
    if h>leh<size(ZP,2)
        livy=ZP(size(ZP,1),h);
        %if livy-livymin>altcar&livymax-livy>altcar % eventuale limitazione fra caratteri
        text(xmax*1.004,ZP(size(ZP,1),h),pfix);
        text(xmax*1.004+0.5,ZP(size(ZP,1),h),umis);
        livy=ZP(size(ZP,1),h);
        %end
    else
        text(xmax*1.004,ZP(size(ZP,1),h),pfix);
        text(xmax*1.004+0.5,ZP(size(ZP,1),h),umis);
    end
end

case 3
tit='SPLINE E RELATIVA DERIVATA';
xlab='ASSE ASCISSE';
zlab='ASSE ORDINATE';
if sp==0
    if size(Z,2)>1
        Z=transp(Z);
    end
    pspl=spl(2,X,0,Z,0,0); % creazione della spline
end
pdspl=derspl(pspl,X); % creazione della derivata della spline

intsud=.1; % intervallo suddivisione spline
ASC=min(X):intsud:max(X)
imspl=spl(13,0,0,pspl,0,ASC); % creazione del grafico della spline
imdspl=spl(13,0,0,pdspl,0,ASC); % creazione grafico derivata spline
hold on;
plot(X,Z,'ko');
plot(ASC,imspl,'g');
plot(ASC,imdspl,'r');
hold off;

zmin=min(min(imspl,imdspl))*0.9;
zmax=max(max(imspl,imdspl))*1.1;
axis([xmin xmax zmin zmax]);

title(tit);
xlabel(xlab);
ylabel(zlab);

case 4
plot(X,Y,Z), axis equal;

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELIZZAZIONE E CONTROLLO
% DATA - 07-10-10
%
% LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
% FUNCTION: - CTRLSPL --- SEZIONE_5 - LISTATO_3
%
% - CONTROLLA LA QUALITA' DELLA SPLINE COSTRUITA
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function matctrlspl=ctrlspl(FN,IN,MP)

fid=1;

```

```

% punti di campionatura - vettori modificabili
FRID=[18,22,24,26,28,30,32,34,36];
IRID=[1,4,7,10,13,16,19,22,25,28,31,34];

% RIDUZIONE DELLA MATRICE DI ACQUISIZIONE PER LA VERIFICA
f=1;
for h=1:size(FN,2)
    if FN(h)==FRID(f)
        MRIDP(f,:)=MP(h,:);
        f=f+1;
    end
end
c=1;
for h=1:size(IN,2)
    if IN(h)==IRID(c)
        MRIDT(:,c)=MRIDP(:,h);
        c=c+1;
    end
end

% COSTRUZIONE DELLA SPLINE A PARTIRE DALLA MATRICE RIDOTTA
[FI,II]=meshgrid(min(FRID):.1:max(FRID),min(IRID):.1:max(IRID));
MSPL=spl(1,FRID,IRID,transp(MRIDT),0,0);

% CALCOLO DELL'ERRORE MASSIMO E DELL'ERRORE MASSIMO PERCENTUALE
emax=0; % errore massimo
epcmax=0; % errore percentuale massimo

for h=1:size(FN,2)
    for k=1:size(IN,2)
        PSPL(h,k)=spl(12,FI,II,transp(MSPL),FN(h),IN(k));
        MERR(h,k)=abs(MP(h,k)-PSPL(h,k));
        MERRPC(h,k)=(MERR(h,k)/MP(h,k))*100;
        if MERR(h,k)>emax
            emax=MERR(h,k);
        end
        if MERRPC(h,k)>epcmax
            epcmax=MERRPC(h,k);
        end
    end
end
matctrlspl=[emax;epcmax];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
% DATA - 07-10-10
%
% LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
% FUNCTION: - DERSPL --- SEZIONE_5 - LISTATO_4
%
% - EFFETTUA LA DERIVATA DI UNA SPLINE 2D
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function matderspl=derspl(spl,X)

fid=1;

% ACQUISIZIONE DEI COEFFICIENTI E DEI PUNTI DI INTERRUZIONE DELLA SPLINE
[breaks,coeffs]=unmkpp(spl);

% COSTRUZIONE DEI COEFFICIENTI DELLA DERIVATA
n=size(coeffs,1);
dcoeffs=[zeros(n,1) 3*coeffs(:,1) 2*coeffs(:,2) coeffs(:,3)];

% COSTRUZIONE DELLA DERIVATA DELLA SPLINE
dspl=mkpp(breaks,dcoeffs);

matderspl=dspl;

```

SEZIONE 6

```
*****
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%      FUNCTION: - NEWRAP --- SEZIONE_6 - LISTATO_1
%
%      - RISOLVE L'EQUAZIONE NON LINEARE DEL CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE
%
*****
```

```
function matnew=newrap(f,estraiV,Vnota,ind)

fid=1;

if estraiV==1
    V=calctens(f,ind);
else
    V=Vnota;
end

% PRELIEVO DEI PARAMETRI NECESSARI

MR=datiparel(ind,1);
ML=datiparel(ind,2);
c=datiparel(ind,3);
F=datiparel(ind,4);
I=datiparel(ind,5);

% ESTRAPOLAZIONE DEI DATI ALLA FREQUENZA DI INGRESSO

rff=spl(11,F,I,MR,f,-1);
lff=spl(11,F,I,ML,f,-1);

% COSTRUZIONE DELLA SPLINE E DELLA RELATIVA DERIVATA

rrff=spl(2,0,I,rff,0,0);      % resistenza
llff=spl(2,0,I,lff,0,0);      % induttanza

drrff=derspl(rrff,I);         % derivata resistenza
dllff=derspl(llff,I);         % derivata induttanza

% IMPLEMENTAZIONE DEL METODO DI NEWTON-RAPHSON

w=2*pi*f*1000;

imod=10;      % modulo della corrente iniziale
uu=imod/sqrt(2);
corr=uu+j*uu;

err=1;
errmin=1e-4;  % errore minimo desiderato

niter=0;
nitermax=200; % contatore numero iterazioni
              % numero massimo di iterazioni

while err>errmin

    % selezione dei valori estremi della corrente in caso di sforo

    if imod<min(I)|imod>max(I)
        if imod<min(I)
            imod=min(I);
        else
            imod=max(I);
        end
    end

    % acquisizione del valore r e di l dalle interpolate

    r=spl(13,0,0,rrff,0,imod);
    l=spl(13,0,0,llff,0,imod);

    R=r;
    XL=w*l;
    XC=1/(w*c);

    RES=(R+j*(XL-XC))*corr-V;      % calcolo del residuo

    % acquisizione del valore dr e di dl dalla derivata delle interpolate
```

```

drdi=spl(13,0,0,drdff,0,imod);
dldi=spl(13,0,0,dllff,0,imod);

DR=drdi;
DXL=w*dldi;

DRES=R+j*(XL-XC)+j*(DR+j*DXL)*corr;    % calcolo della derivata del residuo

% aggiornamento della corrente e dell'errore

deltaI=-(RES/DRES);    % incremento della soluzione

err=abs(deltaI)/abs(corr);    % calcolo dell'errore

corr=corr+deltaI;    % aggiornamento del fasore della corrente

imod=abs(corr);    % aggiornamento del modulo della corrente

niter=niter+1;    % incremento del numero di iterazioni

if niter==nitermax    % interruzione forzata del ciclo iterativo
    err=errmin;
end

end

matnew=[r,imod,V,l,corr];

```

```

*****
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - CALCTENS --- SEZIONE_6 - LISTATO_2
%
%      - CALCOLA ED ESTRAPOLA LA TENSIONE EFFETTIVA DELL'IGBT
%
%
*****

```

```

function matcalctens=calctens(f,ind)

fid=1;

% PRELIEVO DEI PARAMETRI NECESSARI

MR=datiparel(ind,1);
ML=datiparel(ind,2);
c=datiparel(ind,3);
F=datiparel(ind,4);
I=datiparel(ind,5);
FIND=datiparel(ind,6);
IIND=datiparel(ind,7);

% CALCOLO DELLA TENSIONE DELL'IGBT

for k=1:size(FIND,2)

    % estrapolazione dei parametri elettrici alla frequenza e alla corrente di ingresso

    r=spl(12,F,I,MR,FIND(k),IIND(k));
    l=spl(12,F,I,ML,FIND(k),IIND(k));

    w=2*pi*FIND(k)*1000;

    R=r;
    XL=w*l;
    XC=1/(w*c);

    % calcolo della tensione del circuito

    V(k)=(R+j*(XL-XC))*IIND(k);

    VIND(k)=abs(V(k));
end

% ESTRAPOLAZIONE DELLA TENSIONE ALLA FREQUENZA D'INGRESSO

VINDspl=spl(2,FIND,0,VIND,0,0);    % costruzione spline frequenza-tensione

estrV=spl(13,0,0,VINDspl,0,f);    % estrapolazione tensione alla frequenza d'ingresso

matcalctens=estrV;

```

SEZIONE 7

```
*****
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - REGF --- SEZIONE_7 - LISTATO_1
%
%      - REGOLA LA FREQUENZA DI TUTTE LE ZONA DI COTTURA DEL PIANO AD INDUZIONE
%
*****
```

```
function matf=regf(potvol,ind)

fid=1;

potvolin=potvol;
psp=0;

q=size(potvol,2);

for p=1:q
    fsx(p)=min(datiparel(ind(p),6));    % acquisizione frequenze esterne
    fdx(p)=max(datiparel(ind(p),6));

    if potvol(p)>0    % verifica di accensione del formello
        fpotvol(p)=regolaf(potvol(p),fsx(p),fdx(p),ind(p));
        duty(p)=1;
        rif=newrap(fpotvol(p),1,0,ind(p));
        poterog(p)=rif(1)*rif(2)^2;
        if poterog(p)>potvolin(p)
            poterog(p)=potvolin(p);
        end
    else
        psp=psp+1;    % contatore piastre spente
        fpotvol(p)=0;
        duty(p)=0;
    end
end

matf=[fpotvol;duty;poterog];
```

```
*****
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - REGFDA --- SEZIONE_7 - LISTATO_2
%
%      - REGOLA LA FREQUENZA E IL DUTY CYCLE DI TUTTE LE ZONA DI COTTURA - VARIANTE A
%
*****
```

```
function matfdA=regfdA(potvol,ind)

fid=1;

potvolin=potvol;
psp=0;
q=size(potvol,2);

% SELEZIONE DEL CARICO PRINCIPALE

carnatt=0;
carsup=0;
carprok=0;
opz=input('INSERIRE FREQUENZA [1] O CARICO PRINCIPALE [2] ?: ');
while carprok==0
    if opz==1
        freqfix=input('INSERIRE FREQUENZA: ');

        % ricerca degli estremi del range di frequenza dai datasheet degli induttori

        maxind=max(ind);
```

```

for h=1:maxind
    fsxind(h)=min(datiparel(h,6));
    fdxind(h)=max(datiparel(h,6));
end
fsx=min(fsxind);
fdx=max(fdxind);

if freqfix<fsx|freqfix>fdx
    fprintf(fid,'\nCAMBIARE FREQUENZA IN QUANTO QUELLA IMMESA E''FUORI DAL RANGE. ');
    carprok=0;
else
    carprok=1;
end
else
pr=input('INSERIRE CARICO PRINCIPALE: ');
if potvol(pr)==0|pr>size(potvol)
    if potvol(pr)==0
        fprintf(fid,'\nCAMBIARE CARICO PRINCIPALE IN QUANTO QUELLO SELEZIONATO NON E''ATTIVO. ');
        carnatt=1;
    end
    if pr>size(potvol,2)
        fprintf(fid,'\nCAMBIARE CARICO PRINCIPALE IN QUANTO QUELLO SELEZIONATO NON ESISTE. ');
        carsup=1;
    end
end
if carnatt==1|carsup==1
    pr=input('NUOVO CARICO PRINCIPALE: ');
    carprok=0;
else
    carprok=1;
end
% determinazione frequenza e tensione IGBT carico principale
fsx(pr)=min(datiparel(ind(pr),6)); % acquisizione frequenze esterne
fdx(pr)=max(datiparel(ind(pr),6));
freqfix=regolaf(potvol(pr),fsx(pr),fdx(pr),ind(pr));
end
end

% DETERMINAZIONE DEL DUTY CYCLE DEI VARI IGBT
for p=1:q
    if potvol(p)>0
        if opz==1
            potdut=detpot(freqfix,potvol(p),ind(p));
            potff(p)=potdut(1);
            duty(p)=potdut(2);
        else
            if p==pr
                potff(p)=potvol(p);
                duty(p)=1;
            else
                potdut=detpot(freqfix,potvol(p),ind(p));
                potff(p)=potdut(1);
                duty(p)=potdut(2);
            end
            if potff(p)>potvolin(p)
                potff(p)=potvolin(p);
            end
        end
        fpotvol(p)=freqfix;
    else
        psp=psp+1;
        fpotvol(p)=0;
        duty(p)=0;
        potff(p)=0;
    end
end
matfdA=[fpotvol;duty;potff];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%      FUNCTION: - REGFDB --- SEZIONE_7 - LISTATO_3
%
%      - REGOLA LA FREQUENZA E IL DUTY CYCLE DI TUTTE LE ZONA DI COTTURA - VARIANTE B
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function matfdB=regfdb(potvol,ind)

fid=1;

```



```

fid=1;

potvolin=potvol;
psp=0;
q=size(potvol,2);
cna=0; % variabile serve per considerare i carichi non attivi, nel caso in cui essi si
      % trovino nella posizione iniziale del vettore

% SELEZIONE DEL CARICO PRINCIPALE
for pr=1:q
    totdiffpot=0;

    fsx(pr)=min(datiparel(ind(pr),6)); % acquisizione frequenze esterne
    fdx(pr)=max(datiparel(ind(pr),6));
    freqfix=regolaf(potvol(pr),fsx(pr),fdx(pr),ind(pr)); % determinazione frequenza carico principale
    if potvol(pr)>0
        fprintf(fid,'\n\nCARICO PRINCIPALE: \t\t\t\t\t');
        fprintf(fid,'%8.0f',pr);
        fprintf(fid,'\nFREQUENZA: \t\t\t\t\t\t\t\t');
        fprintf(fid,'%8.3f',freqfix);
        fprintf(fid,'\n');

        for p=1:q
            potff(p)=0;
            diffpot(p)=0;
            if potvol(p)>0
                if p==pr
                    potff(p)=potvol(p);
                    duty(p)=1;
                else
                    potdut=detpot(freqfix,potvol(p),ind(p));
                    potff(p)=potdut(1);
                    duty(p)=potdut(2);
                end
                if potff(p)>potvolin(p)
                    potff(p)=potvolin(p);
                end
            else
                potff(p)=0;
                duty(p)=0;
            end
            diffpot(p)=abs(potvol(p)-potff(p));
            totdiffpot=totdiffpot+diffpot(p);
        end

        if pr==cna+1
            totdiffpotmin=totdiffpot;
            bpr=pr;
            bfreq=freqfix;
            bpotff=potff;
            bduty=duty;
        end

        if pr>cna+1
            if totdiffpot<totdiffpotmin
                totdiffpotmin=totdiffpot;
                totdiffpotmin=totdiffpot;
                bpr=pr;
                bfreq=freqfix;
                bpotff=potff;
                bduty=duty;
            end
        end
        fprintf(fid,'SOMMA DIFFERENZA DI POTENZA:\t\t');
        fprintf(fid,'%8.3f',totdiffpot);
    else
        psp=psp+1; % contatore piastre spente
        cna=pr;
    end
end

fprintf(fid,'\n\n\nCARICO PRINCIPALE MIGLIORE : \t\t');
fprintf(fid,'%8.0f',bpr);

fprintf(fid,'\n\nFREQUENZA MIGLIORE\t\t\t : \t\t');
fprintf(fid,'%8.3f',bfreq);
fprintf(fid,'\nSCOSTAMENTO MINORE\t\t\t : \t\t');
fprintf(fid,'%8.3f',totdiffpotmin);

for p=1:q
    if potvol(p)>0
        fpotvol(p)=bfreq;
    else
        fpotvol(p)=0;
    end
end

matfdC=[fpotvol;bduty;bpotff];

```

```

*****
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%       FUNCTION: - REGOLAF --- SEZIONE_7 - LISTATO_5
%
%               - REGOLA LA FREQUENZA DI UNA SINGOLA ZONA DI COTTURA
%
*****

```

```

function fpotvol=regolaf(potvol,fsx,fdx,ind)

fid=1;

% CALCOLO DEI VALORI DELLA POTENZE ESTREME RAGGIUNGIBILI

rifsx=newrap(fsx,1,0,ind);
potfsx=rifsx(1)*rifsx(2)^2;

rifdx=newrap(fdx,1,0,ind);
potfdx=rifdx(1)*rifdx(2)^2;

% DETERMINAZIONE DELLA FREQUENZA CORRISPONDENTE ALLA POTENZA VOLUTA

errvol=0.1;
errp=10*errvol;

if potvol>potfsx|potvol<potfdx % condizioni estreme, con valori estremi compresi
    if potvol>potfsx
        fprintf(fid,'\nATTENZIONE: potenza superiore a quella consentita dal range di frequenza.\n');
    end
    fpotvol=fsx;
end
if potvol<potfdx
    if potvol<potfdx
        fprintf(fid,'\nATTENZIONE: potenza inferiore a quella consentita dal range di frequenza.\n');
    end
    fpotvol=fdx;
end
errp=0;
else
    while errp>errvol % implementazione del metodo di bisezione per la ricerca della frequenza desiderata
        fm=(fdx+fsx)/2;

        rifsx=newrap(fsx,1,0,ind);
        potfsx=rifsx(1)*rifsx(2)^2;

        rifdx=newrap(fdx,1,0,ind);
        potfdx=rifdx(1)*rifdx(2)^2;

        rifm=newrap(fm,1,0,ind);
        potfm=rifm(1)*rifm(2)^2;

        if potvol<potfm
            fsx=fm;
            errp=max((potvol-potfdx),(potfm-potvol));
            fpotvol=(fdx+fm)/2;
        else
            if potvol==potfm
                errp=0;
                fpotvol=fm;
            else
                fdx=fm;
                errp=max((potvol-potfm),(potfsx-potvol));
                fpotvol=(fm+fsx)/2;
            end
        end
    end
end
end
end

```

```

*****
%
%       TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%       DATA - 07-10-10
%
%       LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%       FUNCTION: - REGOLAD --- SEZIONE_7 - LISTATO_6
%
%               - REGOLA IL DUTY CYCLE DI UNA SINGOLA ZONA DI COTTURA
%
*****

```

```

function dutyvol=regolad(potvol,freq,cdtA,ind)

fid=1;

Vgen=111.66;
Dmin=0.3;
Dmax=0.8;

% CALCOLO DEI VALORI DELLA POTENZE ESTREME RAGGIUNGIBILI
Vgenmin=Vgen*Dmin;
Vmin=trovaV(freq,Vgenmin,cdtA,ind);
rifix=newrap(freq,0,Vmin,ind);
pmin=rifix(1)*rifix(2)^2;

Vgenmax=Vgen*Dmax;
Vmax=trovaV(freq,Vgenmax,cdtA,ind);
rifix=newrap(freq,0,Vmax,ind);
pmax=rifix(1)*rifix(2)^2;

% DETERMINAZIONE DEL DUTY CYCLE CORRISPONDENTE ALLA POTENZA VOLUTA
deltapot=1;
errdeltapot=1E-2;

iter=1;
nitmax=20;

if potvol<pmin|potvol>pmax
    if potvol<pmin
        dutyv=Dmin;
        fprintf(fid,'\nATTENZIONE: potenza voluta inferiore a quella consentita dal valore di duty.\n');
    else
        dutyv=Dmax;
        fprintf(fid,'\nATTENZIONE: potenza voluta superiore a quella consentita dal valore di duty.\n');
    end
else
    while deltapot>errdeltapot

        Dmed=(Dmax+Dmin)/2;
        Vgenmed=Vgen*Dmed;
        Vmed=trovaV(freq,Vgenmed,cdtA,ind);
        rifix=newrap(freq,0,Vmed,ind);
        pmed=rifix(1)*rifix(2)^2;

        if potvol>pmed
            Dmin=Dmed;
        else
            Dmax=Dmed;
        end

        deltapot=abs(potvol-pmed);

        iter=iter+1;
        if iter==nitmax
            break;
        end
    end
    dutyv=Dmed;
end

dutyvol=dutyv;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%      DATA - 07-10-10
%
%      LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%      FUNCTION: - DETPOT --- SEZIONE_7 - LISTATO_7
%
%      - DETERMINA LA POTENZA DI UNA SINGOLA ZONA DI COTTURA PER LE REGOLAZIONI COMBinate
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function potdut=detpot(freq,potvol,ind)

fid=1;

Vgen=111.66;
c=datiparel(ind,3);
w=2*pi*freq*1000;

```

```

% DETERMINAZIONE DELLA CADUTA DI TENSIONE MEDIA PER AMPERE DI CORRENTE

Vfix=calctens(freq,ind);
rifix=newrap(freq,0,Vfix,ind);

v=(rifix(1)+j*((w*rifix(4))-1/(w*c))*rifix(5);
cdtA=(Vgen-real(v))/rifix(2); % caduta di tensione per ampere

% DETERMINAZIONE DEL DUTY CYCLE E DELLA POTENZA CORRISPONDENTE

duty=regolad(potvol,freq,cdtA,ind);
Vgenc=Vgen*duty;
V=trovaV(freq,Vgenc,cdtA,ind);
rifix=newrap(freq,0,V,ind);
potff=rifix(1)*rifix(2)^2;

potdut=[potff,duty];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%          TESI - I PIANI DI COTTURA AD INDUZIONE: MODELLIZZAZIONE E CONTROLLO
%          DATA - 07-10-10
%
%          LAUREANDO - CHINAZZO FABIANO
%
%
%          FUNCTION: - TROVAV --- SEZIONE_7 - LISTATO_8
%
%          - TROVA LA CADUTA DI TENSIONE DEL GENERATORE REALE
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function matV=trovaV(freq,Vgen,cdt,ind)

fid=1;

diffcor=1;
errdiffcor=1E-4;

iter=1;
nitmax=20;

while diffcor>errdiffcor
    if iter==1
        V=Vgen;
    end
    rifix=newrap(freq,0,V,ind); % aggiornamento della corrente, della tensione e della potenza
    cdt=cdt*rifix(2);
    V=Vgen-cdt;
    if iter>1
        diffcor=abs(rifix(2)-iold);
    end
    iold=rifix(2);
    iter=iter+1;
    if iter==nitmax % interruzione forzata del ciclo
        break;
    end
end

matV=V;

```