



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
Facoltà di Ingegneria

Laurea Specialistica in
INGEGNERIA ELETTRICA

TESI DI LAUREA

**MODELLI PER LA COMPENSAZIONE
DEI DISTURBI DEI FORNI AD ARCO
TRAMITE SVC**

RELATORE: Ch.mo Prof. Mauro Andriollo
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA ELETTRICA

RELATORE AZIENDALE: Ing. Filippo Guarda
ANSALDO SISTEMI INDUSTRIALI S.P.A

LAUREANDO: Massimo Santagiuliana

ANNO ACCADEMICO
2010/2011

*A mio fratello,
ai miei genitori,
a Lara*

INDICE

Sommario	1
-----------------------	----------

CAPITOLO 1

Introduzione	3
1.1 Generalità.....	3
1.2 L'azienda.....	4

CAPITOLO 2

Power Quality	5
2.1 Introduzione	5
2.2 Definizione di Power Quality	5
2.3 La distorsione armonica	6
2.3.1 Le sorgenti della distorsione armonica.....	7
2.3.2 La propagazione delle armoniche.....	8
2.3.3 Gli effetti della distorsione armonica.....	10
2.3.4 La distorsione inter-armonica	12
2.3.5 La limitazione del contenuto armonico.....	13
2.3.6 Riferimenti normativi sulle armoniche	15
2.4 Il Flicker.....	16
2.4.1 Le sorgenti e la propagazione del Flicker	16
2.4.2 La determinazione statistica del fenomeno.....	17
2.4.3 La misura tramite Flickermetro	19
2.4.4 Il Flickermetro in Matlab	22
2.4.5 Limitazione delle fluttuazioni	23
2.4.6 Riferimenti normativi sulle fluttuazioni di tensione	24
2.5 La compensazione della potenza reattiva.....	24
2.5.1 La generazione di potenza reattiva.....	25
2.5.2 I vantaggi della compensazione del fattore di potenza.....	26
2.6 Le dissimmetrie nelle reti elettriche	26
2.6.1 Le cause della dissimmetria	27
2.6.2 Le conseguenze di un sistema dissimmetrico	28
2.6.3 La Limitazione delle dissimmetrie	28

CAPITOLO 3

Static Var Compensator.....	29
3.1 Introduzione	29
3.2 La compensazione della potenza reattiva tramite SVC	29
3.2.1 La valvola a tiristori.....	31
3.2.2 Il principio di funzionamento del TCR.....	34
3.2.3 La connessione trifase del TCR	40

3.3 Il sistema di controllo.....	43
3.3.1 La potenza elettrica	45
3.3.2 Primo metodo di calcolo della potenza reattiva	47
3.3.3 Secondo metodo di calcolo della potenza reattiva	48
3.3.4 Primo metodo di calcolo della corrente reattiva.....	48
3.3.5 Secondo metodo di calcolo della corrente reattiva.....	50
3.3.6 Confronto delle prestazioni dei metodi illustrati	52
3.4 I filtri passivi.....	55
3.5 Valutazione del Flicker e dimensionamento di un SVC.....	60
3.5.1 Calcolo dell'indice di severità secondo il metodo UIE	60
3.5.2 Calcolo dell'indice di severità secondo la IEC 61000-3-7.....	61
3.6 I limiti nella compensazione del Flicker	61
3.7 Conclusione	63

CAPITOLO 4

Il forno ad arco.....	65
4.1 Introduzione	65
4.2 L'arco elettrico	65
4.3 Descrizione matematica dell'arco elettrico	68
4.3.1 L'equazione di Cassie.....	68
4.3.2 L'equazione di Mayr	70
4.3.3 Il modello composito di Cassie-Mayr.....	70
4.4 Il forno ad arco elettrico.....	72
4.4.1 Aspetti costruttivi.....	73
4.4.2 Il ciclo di fusione.....	74
4.4.3 Aspetti elettrici.....	75
4.4.4 I vantaggi derivanti dalla compensazione.....	76
4.5 Introduzione alla modellizzazione di forno ad arco	79
4.6 Modello di forno ad arco con equazioni di Cassie-Mayr.....	79
4.6.1 Analisi dei parametri caratteristici delle equazioni	81
4.6.2 Principali forme d'onda del modello	83
4.6.3 Simulazione di fluttuazioni di tensione di tipo sinusoidale.....	87
4.6.4 Simulazione di fluttuazioni con ampiezza casuale	89
4.6.5 Simulazione di fluttuazioni con frequenza casuale.....	92
4.7 Modelli "semplificati" di forno ad arco elettrico	95
4.7.1 La caratteristica dei modelli semplificati.....	95
4.7.2 Il modello iperbolico	96
4.7.3 Il modello esponenziale	98
4.7.4 Il modello "iperbolico-esponenziale"	100
4.8 Conclusione	102

CAPITOLO 5

Il dimensionamento di un impianto.....	103
5.1 Introduzione	103
5.2 Lo schema uni filare dell'impianto	103
5.2.1 Le installazioni in alta tensione	103
5.2.2 Il trasformatore abbassatore ("Step Down")	104
5.2.3 Il trasformatore da forno	106
5.2.4 Le installazioni in media-bassa tensione	108
5.2.5 Il forno ad arco elettrico	109
5.3 Il dimensionamento di un SVC	110
5.3.1 Studio della rete in per unità.....	110

5.3.2 Determinazione degli indici di severità del flicker	112
5.3.3 I dati di progetto del TCR	115
5.3.4 I dati di progetto dei filtri	116
5.4 Conclusione	118

CAPITOLO 6

Simulazione dell'impianto.....	119
6.1 Introduzione	119
6.2 Simulazione del modello di forno trifase di Cassie-Mayr	119
6.2.1 Simulazione di fluttuazioni di tensione sinusoidali	121
6.2.2 Simulazione di fluttuazioni di tensione casuali	123
6.3 Simulazione dello Static Var Compensator.....	126
6.3.1 Forme d'onda durante il funzionamento	126
6.4 La compensazione di fluttuazioni di tensione sinusoidali.....	130
6.4.1 La costruzione del circuito in Simulink	130
6.4.2 Andamenti delle principali grandezze elettriche.....	134
6.5 Confronto algoritmi con Flicker sinusoidale	138
6.5.1 Il calcolo del P_{st} con fluttuazioni sinusoidali a 5 Hz	138
6.5.2 Il calcolo del P_{st} con fluttuazioni sinusoidali a 10 Hz	140
6.5.3 Il calcolo del P_{st} con fluttuazioni sinusoidali a 15 Hz	142
6.6 La compensazione di fluttuazioni di tensione casuali.....	144
6.6.1 Andamenti delle principali grandezze elettriche.....	144
6.6.2 Il calcolo del P_{st} con fluttuazioni casuali	147
6.7 Studio dei transistori	149
6.7.1 Inserzione del TCR e dei filtri: effetti sulla rete	149
6.7.2 Inserzione del filtro di terza armonica	153
6.7.3 Inserzione del filtro di seconda armonica.....	154
6.7.4 Inserzione del filtro di quarta armonica.....	157
6.7.5 Tabelle di riepilogo dei transistori di inserzione dei filtri	158
6.7.6 Inserzione del trasformatore da forno	159
6.7.7 Sovratensioni ai capi degli organi di manovra.....	161
6.8 Confronto tra le simulazioni ed il funzionamento reale	161

CAPITOLO 7

Conclusioni.....	167
-------------------------	------------

RINGRAZIAMENTI	171
-----------------------------	------------

APPENDICE A

Il Teorema di Fourier	173
------------------------------------	------------

BIBLIOGRAFIA	177
---------------------------	------------

SOMMARIO

In questo lavoro di tesi di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettrotecnica viene affrontata, con un approccio tipicamente modellistico, la compensazione dei disturbi che si manifestano in una rete elettrica che alimenta carichi dal comportamento tipicamente non lineare come i forni trifase ad arco elettrico. L'argomento trattato in questo scritto riassume le tematiche affrontate nell'attività di tirocinio svolta presso l'azienda "Ansaldo Sistemi Industriali S.p.a" di Montebello Vicentino (Vicenza). Tale attività si proponeva come obiettivo l'implementazione, in Matlab-Simulink, del modello di SVC attualmente in produzione (di tipologia Fixed Capacitor - Thyristor Controlled Reactor) e il successivo collaudo attraverso l'implementazione, sempre in Matlab-Simulink, di un modello che rappresenta il comportamento di forno ad arco trifase.

Il lavoro svolto si suddivide principalmente in quattro fasi: la prima fase, di carattere prevalentemente teorico, prevede lo studio dei principali disturbi introdotti in una rete elettrica dalla presenza di forni ad arco elettrico. A tale studio segue una fase di analisi dei metodi esistenti per limitare l'impatto di questa tipologia di carichi sulla rete elettrica. La terza fase tratta lo sviluppo, in ambiente Matlab-Simulink, di alcuni modelli di SVC e di forno ad arco trifase. In particolare, la filosofia su cui è centrata tale fase presuppone la costruzione iniziale di semplici modelli che verranno poi gradualmente migliorati. Infine nella quarta fase, che completa l'intero lavoro, viene presentato il riassunto delle simulazioni svolte e il confronto fra i diversi modelli implementati. Sempre in questa ultima fase è stato utilizzato un modello in Matlab di Flickermetro per misurare la capacità di riduzione delle fluttuazioni di tensione dei diversi modelli di SVC.

Per ragioni di privacy aziendale, in questo scritto non vengono riportati tutti i dettagli inerenti la struttura e l'implementazione del modello di SVC: tuttavia si fa fronte a questa mancanza descrivendo in modo attento le leggi che ne descrivono il comportamento generale.

Capitolo 1

INTRODUZIONE

1.1 GENERALITÀ

Negli ultimi anni si è riscontrato un aumento della produzione di acciaio mediante forni ad arco elettrico in corrente alternata. Tale crescita è dovuta principalmente alla costruzione di nuovi impianti con tecnologie sempre più avanzate per l'ottimizzazione e la gestione dell'arco elettrico. Tuttavia, nonostante i notevoli vantaggi che un forno ad arco presenta rispetto alle altre tipologie di forni esistenti alimentare questa categoria di carichi non lineari crea notevoli problematiche legate alla qualità dell'energia elettrica. Tali disturbi rendono necessari alcuni interventi per limitarne gli effetti e la propagazione e migliorano l'uso collettivo del bene energia elettrica. Le soluzioni innovative del settore di attività Power Quality garantiscono la stabilità e la sicurezza delle reti elettriche in qualsiasi forma di processo di produzione e di lavorazione. Secondo questa filosofia i forni ad arco vanno integrati con impianti di compensazione statici o dinamici. Un carico non lineare è una tipologia di utenza che emette, verso la rete che lo alimenta, disturbi a scapito della qualità dell'energia elettrica attraverso variazioni di frequenza, funzionamento non simmetrico e distorsione armonica/interarmonica. L'obiettivo principale di questo scritto riguarda la costruzione del modello di un forno ad arco e del relativo sistema di compensazione dei disturbi emessi verso la rete di alimentazione con l'obiettivo di validare il sistema di controllo del compensatore utilizzato.

Iniziamo con il fare chiarezza sul significato del termine modellizzazione, attorno al quale ruota tutto questo lavoro di tesi: *“Con il termine di modellizzazione si intende quel processo cognitivo che porta alla costruzione di un modello di un sistema fisico o processo reale attraverso l'applicazione dei principi basilari di una o più teorie”*. Senza far riferimento al termine modellizzazione e modello, il primo fisico-matematico che fece ricorso per i suoi studi a questo metodo di indagine fu *Isaac Newton*.

Per una corretta presentazione del lavoro svolto è necessario far conoscere al lettore quali sono i principali problemi legati alla qualità dell'energia elettrica: tale argomento viene trattato nel secondo capitolo di questo scritto dove viene approfondita la conoscenza di tutti quei disturbi e rimedi che si possono presentare quando si devono alimentare carichi dal comportamento non lineare. Una volta fatta questa necessaria premessa ci si occupa, nel terzo capitolo, della descrizione e della modellizzazione di uno dei dispositivi più utilizzati nella compensazione dei forni ad arco: lo Static Var Compensator nella configurazione *“Fixed Capacitor Thyristor Controlled Reactor”*. Il modello viene costruito in Matlab-Simulink sulla base di un'attenta analisi svolta in seguito all'attività di tirocinio presso *“Ansaldo Sistemi Industriali S.p.a.”*. In questa sezione viene presentata anche un'illustrazione dei principali metodi esistenti per il calcolo, in tempo reale, della parte reattiva della potenza, o della corrente, per ciascuna fase del sistema trifase.

Nel quarto capitolo sono illustrate alcune teorie che descrivono il comportamento fisico dell'arco elettrico (*Teoria di Cassie, Teoria di Mayr*): teorie che poi saranno utilizzate per la costruzione, sempre in Matlab-Simulink, di un modello trifase di forno ad arco. Sarà presentata anche una breve descrizione della struttura e del funzionamento di un forno, considerando sia gli aspetti elettrici sia quelli meccanici. Nella parte finale del capitolo, oltre ad una descrizione che giustifica i vantaggi introdotti dalla compensazione del forno, saranno presentati alcuni modelli *“semplificati”* basati sulla costruzione di leggi che rappresentano il

comportamento della caratteristica tensione-corrente del funzionamento di un forno (*legge esponenziale e legge iperbolica*).

Nel quinto capitolo viene discussa la modalità di progetto di un sistema di compensazione per un forno installato in un'azienda che produce acciaio. Si presenta quindi la configurazione di una rete reale, le modalità utilizzate per lo studio e i software che possono aiutare in questi casi il progettista. Per validare l'utilizzo di tali software viene fatto un confronto tra i risultati derivanti dall'analisi al calcolatore e i risultati ottenuti con l'analisi in pu della rete.

Nel capitolo sesto viene implementata in Matlab-Simulink l'intera rete descritta nel capitolo cinque. Verrà quindi verificata la corretta compensazione da parte del modello di SVC implementato dei disturbi introdotti dal modello di forno ad arco trifase presentato nel quarto capitolo. Saranno presentate le principali forme d'onda caratterizzanti gli effetti della compensazione e saranno confrontati i modelli di calcolo della corrente reattiva utilizzati nella strategia di controllo. Sarà evidenziata anche l'importanza della velocità di questi metodi e della relativa catena di filtraggio. Come fattore di confronto tra le diverse simulazioni viene utilizzato un programma in Matlab in grado di simulare il Flickermetro: saranno quindi confrontati gli indici di severità del flicker.

Infine, nel capitolo conclusivo di questo lavoro sono presentate le considerazioni finali in merito al lavoro svolto. Saranno illustrati i principali risultati senza nascondere le difficoltà incontrate. Per stimolare eventuali lavori futuri sarà condotta un'analisi critica di quali aspetti si possono approfondire e migliorare.

1.2 L'AZIENDA

L'azienda presso la quale ho svolto l'attività di tirocinio presentata in questi capitoli è "Ansaldo Sistemi Industriali S.p.a." di Montebello Vicentino, un'azienda presente sul mercato dal 1853 e che si è affermata nel corso degli anni come una delle aziende innovatrici nell'industria italiana.

Ansaldo viene fondata nel lontano 1853 da Giò Ansaldo & Co. Nel 1899 Ansaldo inaugura a Genova il suo primo stabilimento elettrotecnico dal quale deriva l'attuale Ansaldo Sistemi Industriali. I principali mercati su cui opera l'azienda riguardano: applicazioni navali, applicazioni nel settore siderurgico, applicazioni nel settore dell'estrazione di gas e petrolio, applicazione nel settore dell'automazione industriale, applicazione nel settore dell'energia elettrica, applicazioni nel settore del trasporto.

In particolare il lavoro svolto rientra nelle applicazioni nel settore energetico, dove Ansaldo Sistemi Industriali fornisce da oltre 40 anni in tutto il mondo diverse apparecchiature elettriche come convertitori a frequenza variabile, generatori, sistemi statici di eccitazione etc. Recentemente l'azienda ha ampliato il proprio raggio di azione inserendo nel catalogo sistemi per la trasmissione e distribuzione dell'energia come sistemi HDVC e FACTS e la progettazione di sottostazioni elettriche chiavi in mano.

Capitolo 2

POWER QUALITY

2.1 INTRODUZIONE

In questo capitolo vengono introdotte le principali tematiche riguardanti la qualità dell'energia elettrica. Nel paragrafo 2.2 viene introdotta la definizione di Power Quality secondo la normativa e le caratteristiche del bene "energia elettrica". Nel paragrafo 2.3 viene presentata una prima categoria di disturbi connessi alla qualità dell'energia elettrica: la distorsione armonica. Nel paragrafo 2.4 viene introdotta una seconda categoria di disturbi appartenenti alla qualità dell'energia elettrica: le fluttuazioni di tensione (fenomeno meglio noto con il termine di flicker). Si passa poi ad un altro aspetto importante per le reti di distribuzione dell'energia elettrica nel paragrafo 2.5, ovvero la compensazione della potenza reattiva. Infine nell'ultimo paragrafo si presentano dei cenni in merito alla simmetria nelle reti elettriche.

2.2 DEFINIZIONE DI POWER QUALITY

Il termine power quality, introdotto agli inizi degli anni '80, rappresenta il logo che riassume una svariata tipologia di disturbi che si possono manifestare in una rete elettrica; infatti, l'energia elettrica è un prodotto industriale esattamente come tanti altri quali, ad esempio, un'automobile, un personal computer, ecc. Ma su quale base è possibile determinare le caratteristiche qualitative dell'energia elettrica? La risposta, in linea di principio, è data dalla definizione di qualità di un generico prodotto contenuta nella norma *UNI ISO 8402*: "*Qualità è l'insieme delle proprietà e delle caratteristiche di un prodotto o di un servizio che conferiscono ad esso la capacità di soddisfare le esigenze espresse o implicite*".

Il problema che ci si pone è quello di interpretare correttamente la definizione sopra citata nel caso particolare del "prodotto" energia elettrica: tale risorsa costituisce la principale "materia prima" per i settori del terziario e dell'industria; si tratta inoltre di un prodotto insolito, in quanto è richiesto con continuità, non può essere immagazzinato in quantità considerevoli e non può essere sottoposto a controlli di qualità prima del suo utilizzo. All'energia elettrica infatti viene associata la filosofia del "Just in time", secondo la quale, l'energia elettrica viene generata e utilizzata pressoché istantaneamente senza alcun controllo preventivo.

In questi termini allora la qualità dell'energia elettrica può sembrare in tutto e per tutto simile alla qualità di un qualsiasi altro bene; tuttavia esiste un'importante differenza: mentre infatti tutte le proprietà qualitative di un prodotto tradizionale vengono definite dal produttore dello stesso, nel caso del bene energia elettrica, la responsabilità del soddisfacimento dei requisiti qualitativi dipende solo parzialmente dall'azienda produttrice/distributrice; l'utente consumatore è infatti in grado di modificare le caratteristiche qualitative dell'alimentazione nell'istante stesso in cui consuma il prodotto energia elettrica. In alcuni casi, in seguito alla privatizzazione del settore, l'energia e la relativa distribuzione sono in mano ad enti e organizzazione diverse e ciò implica una maggiore difficoltà nel controllo della sua qualità. Inoltre la qualità dell'energia elettrica che un generico utente ritiene necessaria per la propria attività non è un concetto assoluto, ma dipenderà dalla sensibilità degli utilizzatori verso i disturbi (aspetto tecnico) e dalle conseguenze dei disservizi (aspetto economico) risultando, quindi, variabile da caso a caso. Questa osservazione conferma il concetto che le esigenze da soddisfare non sono assolute, ma

possono variare a seconda delle situazioni, dei soggetti e delle condizioni al contorno e possono mutare nel tempo, ed in ogni caso sono di origine esterna. La norma CEI 61000-4-30 fornisce una serie di utili definizioni tra le quali quella di Power Quality:

“Caratteristica dell’elettricità in un dato punto di un sistema elettrico, valutata a fronte di una serie di parametri tecnici di riferimento”.

Quindi, cosa si intende per “qualità dell’energia elettrica”? Una fornitura perfetta di energia elettrica dovrebbe quindi garantire la continuità di esercizio, entro tolleranze di tensione e frequenza, ed avere una tensione con forma d’onda sinusoidale priva di distorsioni. L’accettabilità degli scostamenti dalle caratteristiche nominali dell’energia dipende dal suo utilizzo da parte dell’utente finale e dalla tipologia di impianti installati. Si può pertanto stilare un elenco di categorie distinte che riassumono le carenze della qualità dell’energia elettrica, intese come deviazioni dalle condizioni ideali:

- distorsione armonica;
- interruzione del servizio;
- abbassamento di tensione e sovratensioni;
- buchi di tensione;
- transitori di tensione;

Determinare la fonte da cui si origina la distorsione armonica può essere difficile, e spesso ciò induce i consumatori a incolpare il fornitore di energia elettrica. È però improbabile che tali problemi all’interno di un impianto sorgano per cause esterne: i motivi sono da ricercarsi nelle apparecchiature o nella loro installazione presso l’utente finale.

I disturbi transitori, causati dalle sovracorrenti di manovra o dall’inserimento di carichi reattivi presso l’utente o presso utenti alimentati dalla stessa rete di distribuzione, sono eventi che accadono molto frequentemente. I transitori elettrici di questo tipo possono essere di notevole ampiezza e quindi sono in grado di produrre notevoli danni sia alla parte di trasmissione e distribuzione (quindi alle linee elettriche), sia ai carichi terminali delle stesse. A tal proposito esistono degli standard internazionali che fissano i limiti di variazione di ampiezza della tensione e della sua distorsione, limiti entro i quali i carichi dovrebbero funzionare senza alcun tipo di problema.

Analogamente vi sono dei limiti per le variazioni di tensione e la distorsione della sua forma d’onda che debbono essere rispettati pure dalle aziende fornitrici di energia elettrica. Nella teoria dovrebbe esistere un cosiddetto “margine di sicurezza” tra i due limiti in modo da non provocare una sovrapposizione, ma noi non siamo in grado di rilevare con precisione la qualità dell’energia fornita, i limiti sono stabiliti in forma statistica e non in modo rigido. In generale possiamo sottolineare che per garantire una buona qualità dell’energia bisogna avere un’ottima compatibilità tra carico ed energia fornita: in altre parole è necessario effettuare un buon progetto iniziale, cooperando sia con il fornitore che con l’utente finale, una sorta di progetto a trecentosessanta gradi ed una buona conoscenza dei principi e della pratica di miglioramento della qualità dell’energia.

2.3 LA DISTORSIONE ARMONICA

Lo sviluppo tecnologico in ambito industriale e domestico ha portato alla rapida diffusione di apparecchiature elettroniche, sia in bassa potenza (semplici raddrizzatori, alimentatori elettronici, etc.) che in alta potenza (convertitori di potenza, dispositivi FACTS ovvero “Flexible AC Transmission Systems”, grossi carichi non lineari come laminatoi e forni ad arco, etc.), che a causa del loro principio di funzionamento assorbono una corrente non sinusoidale. Tale componente non sinusoidale provoca, nella rete elettrica, una caduta di

tensione non sinusoidale con la conseguenza che altri carichi connessi alla rete vengono alimentati con una tensione distorta. Un esempio di forma d'onda caratterizzata da una distorsione armonica viene presentata nella seguente figura:

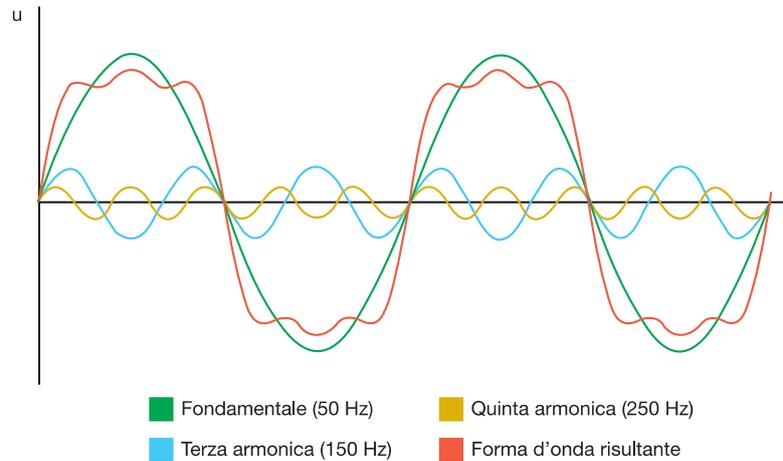


FIGURA 2.1 ESEMPIO DI FORME D'ONDA DISTORTE

La distorsione della corrente assorbita da un forno ad arco e la conseguente distorsione della forma d'onda di tensione costituiscono un serio problema visto l'utilizzo diffuso di forni per la produzione di acciaio. In un sistema di potenza privo di carichi inquinanti, le forme d'onda di corrente e di tensione sono praticamente sinusoidali. Le armoniche di corrente sono prodotte soprattutto dalla presenza di un carico non lineare (ovvero quando la corrente di carico non è linearmente dipendente rispetto alla tensione applicata) e in misura molto più ridotta da elementi non lineari della rete stessa.

Secondo il teorema di Fourier, qualsiasi funzione periodica di periodo T generalmente continua può essere rappresentata da una serie di infiniti termini sinusoidali con frequenza uguale a multipli interi della frequenza della funzione originaria. Le armoniche possono essere generate come componenti di uno spettro continuo (sono presenti tutte le frequenze) o discreto (sono presenti soltanto alcune armoniche). Nella prassi comune, le frequenze corrispondenti alle linee di spettri continui o discreti non coincidenti con multipli interi della frequenza di rete (50 Hz) sono denominate frequenze spurie o subarmoniche. Ad esempio, in campo industriale, i forni ad arco sono sorgenti di distorsione a spettro continuo; i ponti raddrizzatori e convertitori di tipo controllato generano spettri discontinui con valore accentuato per le armoniche caratteristiche. L'armonica con frequenza corrispondente al periodo della forma d'onda originaria è detta armonica fondamentale, mentre l'armonica con frequenza uguale a "n" volte quella della fondamentale si chiama "n-esima" armonica. La presenza di armoniche dunque è indice della deformazione della forma d'onda della tensione o della corrente di un sistema elettrico. Lo spettro delle armoniche di corrente, di un carico distortore, presenta frequenze e ampiezze che dipendono dalle caratteristiche del carico stesso: Se la forma d'onda non presenta discontinuità si può ritenere che le armoniche da un certo ordine in poi decrescano come $1/n^2$.

In qualsiasi caso i meccanismi di diffusione delle armoniche di corrente, nell'ambito di un medesimo livello di tensione e fra livelli diversi, dipendono dalle caratteristiche elettriche e strutturali del sistema in esame.

2.3.1 LE SORGENTI DELLA DISTORSIONE ARMONICA

È importante precisare che un carico elettrico non genera una corrente, ma assorbe una corrente: in altre parole, il carico stesso obbliga il generatore a fornirgli la corrente di cui

necessita, con il relativo contenuto armonico. Detto ciò possiamo passare ad una analisi delle principali tipologie di utenze elettriche che danno un importante contributo alla distorsione armonica:

- carichi con caratteristiche tipicamente non lineare: apparecchiature a saturazione magnetica, lampade a scarica, forni ad arco, saldatrici ad arco, trasformatori, ecc;
- carichi inseriti o disinseriti con organi di manovra: condensatori, filtri e motori a induzione. Le manovre di trasformatori o altri elementi saturabili possono presentare forti correnti di inserzione, con presenza di tutti gli ordini armonici compresa la componente continua; ovviamente sono fenomeni transitori con durata della decina di secondi o qualche minuto;
- carichi con “commutazione statica”: raddrizzatori, convertitori, regolatori AC, ciclo convertitori;
- Esiste nelle reti anche una modestissima generazione di tensione armonica dovuta a generatori, motori e trasformatori;

2.3.2 LA PROPAGAZIONE DELLE ARMONICHE

Se applichiamo una tensione sinusoidale ad un elemento resistivo, esso assorbe una corrente sinusoidale. La relazione base che definisce il legame tensione-corrente è la seguente:

$$v(t) = R \cdot i(t) \quad (2.1)$$

Tale corrente, essendo appunto perfettamente sinusoidale, dà luogo ad una caduta di tensione che è sinusoidale. La spiegazione di questa proporzionalità è banale. Se applichiamo una tensione sinusoidale ad un elemento reattivo, otteniamo che la corrente assorbita è sinusoidale e a sua volta dà luogo ad una caduta di tensione sinusoidale. Le relazioni che esprimono il legame tensione-corrente sono le seguenti:

$$i_C = \frac{dq(t)}{dt} = C \cdot \frac{dv(t)}{dt}, \quad v_L = \frac{d\phi(t)}{dt} = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (2.2)$$

La spiegazione di queste proporzionalità è meno ovvia: una tensione sinusoidale applicata ad un condensatore, genera una corrente cosinusoidale che scorre attraverso di esso. Viceversa, una tensione sinusoidale applicata ad un'induttanza, genera una corrente cosinusoidale di segno discorde. Questo fatto non cambia di molto le cose dato che le funzioni seno e coseno hanno la medesima forma d'onda e differiscono solo per quanto riguarda la fase (in anticipo o in ritardo).

Queste considerazioni ci confermano che applicando forme d'onda di tensione differente dalla sinusoide ad elementi reattivi, non ottengo una corrente di forma simile: ad esempio, gli andamenti rettangolari diventano triangolari, le linee rette si curvano e le rampe si spianano. Vale anche il discorso contrario a causa della proporzionalità inversa. La resistenza di un elemento resistivo, nel caso sinusoidale o non, in corrente alternata o continua, è in linea di principio costante al variare della frequenza (ovviamente se si trascura l'effetto pelle). Negli elementi induttivi la reattanza aumenta in proporzione alla frequenza; in quelli capacitivi accade esattamente il contrario. Questo fatto si traduce in un determinato comportamento in presenza di tensione e di corrente non sinusoidali che, come sopra spiegato, si trasformano in onde rispettivamente di tensione e di corrente di forma differente che possono essere rappresentate mediante l'analisi di Fourier. Prendiamo come esempio una rete elettrica e valutiamo il comportamento degli elementi caratteristici:

- supponiamo di avere un carico lineare alimentato da un sistema elettrico: tutte le grandezze risulteranno prive di distorsione come di seguito illustrato.

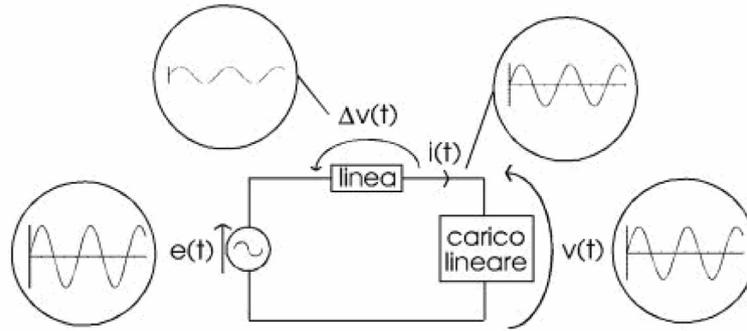


FIGURA 2.2 ESEMPIO DI RETE ELETTRICA PRIVA DI DISTORSIONE

- supponiamo ora di dover alimentare un carico non lineare: si nota immediatamente come la corrente assorbita dal carico è non sinusoidale, e di conseguenza questo influenza la rete a monte.

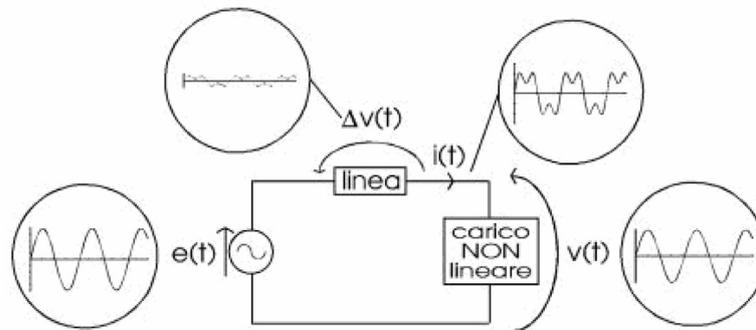


FIGURA 2.3 ESEMPIO DI RETE ELETTRICA CHE ALIMENTA UN CARICO NON LINEARE

- infine, possiamo vedere anche il caso che oltre ad assorbire una corrente non sinusoidale il carico presenta ai suoi capi una tensione non sinusoidale.

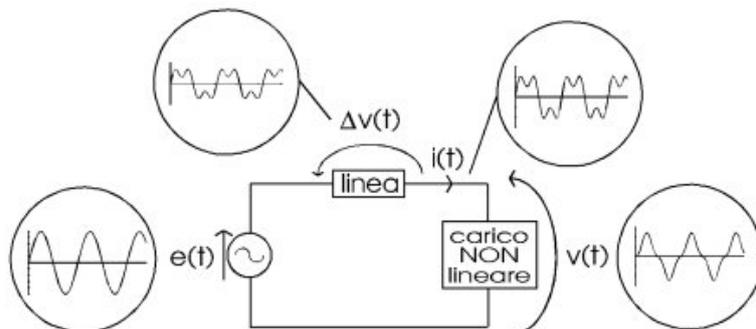


FIGURA 2.4 ESEMPIO DI RETE ELETTRICA CHE ALIMENTA UN CARICO NON LINEARE E DISTORTO

Quando l'utenza è interessata da una corrente armonica proveniente dall'alimentazione, ha luogo una caduta di tensione armonica proporzionale all'impedenza di rete nel punto di consegna e alla corrente. Dal momento in cui la rete di alimentazione è generalmente induttiva, la sua impedenza caratteristica è più alta a frequenze elevate. Naturalmente la tensione al punto di consegna è già distorta dalle armoniche iniettate da altri utenti, e ogni consumatore fornisce il proprio contributo addizionale. Chiaramente non si può accettare che altri utenti aggiungano disturbi al sistema e nella maggior parte dei casi si cerca di contenere tali distorsioni della corrente.

Bisogna ricordare anche il problema delle risonanze, che possono amplificare la distorsione relativa ad un'armonica, di un fattore normalmente uguale a circa 3-5 volte per le reti pubbliche e che può raggiungere valori di circa 8-10 volte per le reti industriali, specie nel caso di reti con basso carico o carico puramente induttivo. Esistono due categorie di risonanza: la connessione in serie di un'induttanza con una capacità comporta valori di impedenza molto bassi in una certa gamma di frequenze, prossima a quella di risonanza (questo effetto è chiamato risonanza serie); quando invece, condensatore e induttanza sono posti in parallelo, si hanno valori di impedenza molto elevati in una certa gamma di frequenze, prossima a quella di risonanza (abbiamo in tal caso la risonanza parallelo). Entrambe le risonanze possono essere presenti nella stessa rete entro una vasta gamma di frequenze. Si può comprendere quindi che se sorgenti di armoniche di tensione o di corrente eccitano tali circuiti risonanti, si può originare un'amplificazione delle tensioni e delle correnti tali da provocare disturbi e mettendo a rischio "l'incolumità" degli elementi di rete. L'ordine dell'armonica per la quale si può avere la risonanza, dipende molto dalla presenza e relativa potenza delle batterie di condensatori; inoltre il fattore di amplificazione viene notevolmente attenuato dalla presenza del carico, per cui il tasso di distorsione può essere sensibilmente variabile nel tempo.

Una classifica degli apparecchi disturbanti può essere fatta in modi diversi (tipologia applicazione, potenza, livello di tensione della rete di alimentazione) e, dal punto di vista dei disturbi, dovrebbe considerare che uno stesso tipo di apparecchio può dare luogo contemporaneamente a più tipi di disturbi. Allo stesso modo uno stesso provvedimento presso la rete dell'utente può servire a contenere i livelli di emissione di disturbi. Per quanto riguarda le armoniche, le principali apparecchiature che le "generano" sono convertitori statici e, più in generale, dispositivi caratterizzati da un comportamento fortemente non lineare (come saldatrici, forni elettrici, trasformatori durante l'energizzazione, etc.).

2.3.3 GLI EFFETTI DELLA DISTORSIONE ARMONICA

Gli effetti dovuti alla presenza di armoniche, anche se non istantaneamente visibili, possono avere serie conseguenze nel medio e lungo termine. Tali conseguenze sono essenzialmente legate al funzionamento delle apparecchiature e dei componenti, sia della rete sia dell'impianto del cliente, a tensioni, correnti e frequenze per le quali non erano stati dimensionati e causa, in generale, di surriscaldamenti (aumento delle perdite con riduzione della possibilità di funzionare a pieno carico), aumento dei valori di picco delle tensioni di alimentazione, vibrazioni e fatica meccanica, invecchiamento precoce delle apparecchiature.

L'indice più diffuso per valutare il contenuto armonico è il THD ("Total Harmonic Distortion"): esso viene definito come valore il rapporto percentuale tra la sommatoria dei singoli valori efficaci delle armoniche e il valore efficace della fondamentale.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N U_n^2}}{U_1} \quad (2.3)$$

Valutiamo ora i singoli effetti delle armoniche:

- *Fattore di potenza.* Come sappiamo il fattore di potenza indica la "qualità" del consumo di energia elettrica. Nel caso generale, caratterizzato da forme d'onda di tensione e corrente perfettamente sinusoidali, avevamo la seguente definizione di fattore di potenza:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{UI \cos \phi}{UI} = \cos \phi \quad (2.4)$$

In regime distorto, con tensioni e correnti caratterizzate da un contenuto armonico, abbiamo le seguenti tensioni e correnti:

$$u(t) = \sum_n \sqrt{2}U_n \sin(n\omega t + \alpha_n) + \sum_m \sqrt{2}U_m \sin(m\omega t + \alpha_m) \quad (2.5)$$

$$i(t) = \sum_n \sqrt{2}I_n \sin(n\omega t + \phi_n + \alpha_n) + \sum_p \sqrt{2}I_p \sin(p\omega t + \alpha_p) \quad (2.6)$$

Dove n , m , p sono gli ordini armonici di tensione e corrente; U_n , U_m , I_n , I_p sono i valori efficaci di tensione e corrente. Il fattore di potenza, in presenza di armoniche è definito come di seguito:

$$i(t) = \sum_n \sqrt{2}I_n \sin(n\omega t + \phi_n + \alpha_n) + \sum_p \sqrt{2}I_p \sin(p\omega t + \alpha_p) \quad (2.7)$$

Se ipotizziamo che la tensione sia caratterizzata da una forma d'onda sinusoidale abbiamo la seguente semplificazione:

$$PF = \frac{U_1 I_1 \cos(\phi_1)}{U_1 I_{rms}} = \frac{I_1}{I_{rms}} \cos(\phi_1) = \mu \cos(\phi_1), \quad DPF = \cos(\phi_1) \quad (2.8)$$

dove DPF sta per "Displacement Power Factor" ed è lo sfasamento riferito alla fondamentale, mentre μ è il fattore di distorsione della corrente.

- *Trasformatori.* La presenza di armoniche, soprattutto quelle di corrente, provoca essenzialmente perdite supplementari nel ferro e nel rame: le perdite nel rame, e il conseguente riscaldamento termico (perdite per correnti parassite) sono pesantemente condizionate dal contenuto armonico in quanto a parità del valore di picco dell'armonica, le perdite per c.p. crescono con I^2 e quindi con l'ordine al quadrato. Le perdite per isteresi essenzialmente dipendono non dalla forma d'onda ma dai valori di picco che l'induzione raggiunge nel percorrere il ciclo.
- *Macchine elettriche.* Nei motori sincroni e asincroni le armoniche determinano perdite supplementari nel ferro e nel rame e coppie pulsanti, che possono sollecitare in modo indebito gli organi di accoppiamento meccanico, in particolare quando la loro frequenza si approssima alla frequenza caratteristica di oscillazione torsionale degli alberi.
- *Cavi.* I cavi sono soggetti ad un aumento delle perdite dielettriche e nel rame; nel caso di cavi di neutro, il surriscaldamento può derivare dalla circolazione di correnti armoniche di ordine 3 e relative multiple.
- *Condensatori.* Anche i condensatori subiscono un aumento delle perdite dielettriche, ma il problema maggiore è posto dal fatto che la loro reattanza diminuisce in proporzione diretta con il rango delle armoniche, per cui il tasso di correnti armoniche che li attraversano è molto superiore a quello di distorsione della tensione ai loro estremi. Ne segue che il valore efficace di una corrente determinata da una tensione distorta è più elevato di quello prodotto da una tensione sinusoidale avente lo stesso valore efficace della tensione distorta. In effetti, esistono diversi casi di distruzione di banchi di condensatori per eccesso di corrente assorbita quando nell'impianto erano presenti, per esempio, convertitori a tiristori con conseguente circolazione di armoniche di corrente che tendevano a circolare negli elementi a minor impedenza, ovvero i condensatori. Da non trascurare è inoltre la possibilità che si manifesti la risonanza tra i condensatori e gli elementi induttivi di rete, con aumenti delle correnti e delle tensioni armoniche corrispondenti alla frequenza di risonanza. Si pone inoltre il problema delle interferenze sui circuiti telefonici.

- *Dispositivi elettronici.* I dispositivi basati sull'elettronica di potenza, oltre ad essere tra i principali responsabili nella generazione di armoniche, sono a loro volta influenzati dalla presenza di armoniche, specie di tensione, in merito a problemi di sincronizzazione e commutazione (ponti convertitori a diodi o tiristori). Gli effetti causati dalle armoniche sono molto diversi e devono pertanto essere valutati separatamente.

Risulta pertanto possibile riepilogare le problematiche legate alle armoniche di corrente come di seguito:

- sovraccarico del neutro;
- aumento delle perdite nei trasformatori;
- interventi intempestivi degli interruttori automatici;
- la resistenza dei cavi alle correnti sinusoidali aumenta con l'aumentare della frequenza a causa dell'effetto pelle;

Si hanno poi delle problematiche legate principalmente alle armoniche di tensione:

- deformazione della tensione di alimentazione;
- disturbi nella coppia dei motori ad induzione;
- rumore al passaggio per lo zero della forma d'onda;
- surriscaldamento dei condensatori e sovratensioni;

Un aspetto importante è rappresentato dal fatto che la modalità di composizione dei contributi provenienti dalle diverse sorgenti di disturbo esistenti in una rete non è di facile calcolo. Quindi la valutazione della distorsione armonica generalmente richiede il ricorso a programmi di calcolo.

2.3.4 LA DISTORSIONE INTER-ARMONICA

Le interarmoniche sono componenti sinusoidali di tensioni o correnti con una frequenza che è un multiplo non intero della frequenza fondamentale del sistema. La conoscenza dei disturbi elettromagnetici associati alle interarmoniche sta ancora evolvendo e, attualmente, c'è un grande interesse per questo fenomeno. Le interarmoniche, sempre più presenti nei sistemi di potenza, hanno assunto recentemente maggiore importanza dal momento che l'utilizzo diffuso di sistemi elettronici di potenza ha maggiormente incrementato la loro ampiezza. Le armoniche e le interarmoniche di una forma d'onda analizzata sono definite in termini delle componenti spettrali in uno stato quasi stazionario su un intervallo definito di frequenze. Ci sono due meccanismi di base che generano le interarmoniche:

- il primo meccanismo è la modulazione in ampiezza e/o di fase della frequenza di tensione. Quando questo fenomeno avviene, si ha la generazione di componenti spettrali simmetriche rispetto alla frequenza modulata. Queste componenti sono causate da rapide variazioni della corrente di carico (e quindi variazioni di potenza) che possono a loro volta generare fluttuazioni di tensione. Le interarmoniche sono generate da carichi che operano in uno stato transitorio temporaneo o continuo provocando una modulazione di ampiezza della tensione e della corrente;
- il secondo meccanismo è lo switching asincrono (cioè non sincronizzato con la frequenza del sistema di potenza) dei dispositivi semiconduttori nei convertitori statici di potenza. Tipici esempi sono i cicloconvertitori e i convertitori PWM (Pulse Width Modulation). Le interarmoniche generate da questi ultimi possono essere localizzate dovunque nello spettro rispetto alle armoniche.

In molti dispositivi possono aver luogo simultaneamente entrambi i meccanismi di generazione di interarmoniche. Le interarmoniche possono essere generate ad ogni livello di sistema di potenza e trasferite tra questi, cioè interarmoniche generate in sistemi AT e MT possono essere iniettate in sistemi BT e viceversa. La loro ampiezza raramente eccede lo 0.5% dell'armonica fondamentale di tensione. Le sorgenti base di questi disturbi includono:

- Dispositivi ad arco elettrico;
- Carichi tempo varianti;
- Convertitori statici, in particolare convertitori di frequenza;
- Ondulazione dell'uscita;

Le correnti interarmoniche causano una distorsione interarmonica della tensione che dipende dall'ampiezza delle componenti della corrente e dall'impedenza del sistema di fornitura a quella frequenza. Più grande è l'intervallo delle frequenze delle componenti della corrente, più grande è il rischio che si verifichi un fenomeno di risonanza non voluto, che può incrementare la distorsione della corrente e causare sovraccarichi e disturbi nelle apparecchiature dei clienti. Gli effetti più comuni per la presenza di interarmoniche sono la variazione del valore efficace della tensione e il flicker. I metodi per eliminare gli effetti delle interarmoniche includono:

- la riduzione del livello di emissione;
- la riduzione della "sensitività" dei carichi;
- la riduzione dell'accoppiamento tra le attrezzature che generano potenza e i carichi;

I metodi usati sono gli stessi per le armoniche. Devono essere presi in considerazione fattori supplementari per il progetto di filtri passivi. Come per le armoniche, gli effetti sui dispositivi suscettibili alle interarmoniche sono di breve durata (malfunzionamenti causati dal danneggiamento di componenti elettronici) o di lunga durata (surriscaldamento dei componenti). La prova sulle interarmoniche deve essere attuata in casi speciali, come ad esempio apparecchiature selettive in frequenza a banda stretta con particolare suscettibilità ad una specifica interarmonica oppure apparecchiature suscettibili a larga banda installate in luoghi ad alto livello di interarmoniche. Per frequenze interarmoniche discrete viene sovrapposta alla tensione di alimentazione un'onda sinusoidale di adeguata ampiezza. Per spettri continui, invece, l'ampiezza varia con la frequenza e fluttua continuamente nel tempo. Ancora oggi non è stato definito alcuno spettro standard di prova, quindi, le caratteristiche della tensione di prova devono essere concordate caso per caso.

2.3.5 LA LIMITAZIONE DEL CONTENUTO ARMONICO

L'obiettivo del contenimento dei disturbi sugli impianti utilizzatori è essenzialmente quello di adottare tutti i possibili provvedimenti per limitare al massimo gli effetti negativi delle perturbazioni per l'utenza. Per quanto riguarda le armoniche e le interarmoniche, i componenti più sensibili in termini di sollecitazioni sia di lunga durata (effetto joule) che di breve durata, sono i condensatori di rifasamento MT e BT. Tali sollecitazioni sono funzione del valore delle singole armoniche presenti nella tensione di alimentazione a pari distorsione armonica.

La sollecitazione di breve durata, si può controllare attraverso l'uso di reattanze di basso valore in serie al condensatore; il dimensionamento sia in corrente sia in tensione dei condensatori deve essere effettuato secondo quanto prescritto dalla corrispondenza normativa (ad esempio CEI 33-7 "Condensatori statici di rifasamento per impianti di energia a corrente alternata con tensione nominale superiore a 1000 V" e CEI EN 61642 "Reti industriali in corrente alternata affette da armoniche - Applicazione di filtri e di condensatori statici di rifasamento").

Passiamo ora ai condensatori di rifasamento per filtri passivi accordati sempre in MT e BT: il dimensionamento del banco di condensatori di rifasamento abbinato a un filtro accordato deve essere fatto con interventi specifici tenendo conto dell'effettiva corrente efficace nel condensatore. Tale corrente è funzione delle emissioni armoniche dell'impianto industriale e del limite di emissione in corrente imposto dal Distributore.

La limitazione dell'emissione di armoniche sulla rete può essere eseguita con azioni di tipo preventivo o con provvedimenti di tipo correttivo. Le azioni preventive sono attuabili a livello di progetto dell'installazione scegliendo opportunamente gli apparecchi da installare. Il caso più frequente è la scelta della tipologia di sistemi raddrizzatori o convertitori a ponti controllati di media e alta potenza (da 500 kW a decine di MW). In prima approssimazione, l'ampiezza delle correnti armoniche generate da tali ponti controllati varia in proporzione inversa al rango, per cui vanno preferiti sistemi ad alto numero di impulsi, che producano armoniche con rango il più possibile elevato. In relazione quindi ai gradi di libertà offerti dai vincoli di funzionamento e di economicità caratteristici di ogni impianto, è opportuno considerare ponti dodecafase anziché esafase. Ad esempio, si ricorda che un ponte raddrizzatore esafase genera tutte le armoniche di rango $6n \pm 1$ ($n = 1, 2, 3 \dots$) e in particolare le armoniche 5a e 7a, che sono le più temibili dal punto di vista della capacità di diffusione sulla rete. Invece un ponte dodecafase genera armoniche di rango più elevato ($12n \pm 1$) e quindi meno critiche e più facilmente filtrabili. Inoltre nei casi in cui esistono convertitori multipli, con uguali caratteristiche, i gruppi di accoppiamento dei diversi trasformatori devono essere scelti in modo da realizzare uno sfasamento delle armoniche generate da ogni gruppo, realizzando così una parziale cancellazione. Oltre alle valutazioni che si riferiscono al dispositivo di conversione, occorre porre attenzione a provvedimenti correttivi atti a ridurre l'emissione delle armoniche sulla rete. Tali provvedimenti, oltre ovviamente a interventi sulla rete di alimentazione atti ad aumentare la potenza di cortocircuito, consistono essenzialmente nell'installazione di filtri passivi risonanti connessi in derivazione nell'impianto utilizzatore per creare "vie a bassa impedenza" e quindi assorbimenti selettivi delle armoniche prodotte nell'impianto stesso.

Nella tipologia più semplice tali filtri possono essere realizzati in configurazione risonante, in cui un condensatore ed un induttore, connessi in serie realizzano una risonanza ad una frequenza di accordo pari a:

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (2.9)$$

Normalmente tale accordo corrisponde alla frequenza dell'armonica da filtrare (in corrispondenza della risonanza il filtro presenta un'impedenza minima pari alla resistenza propria dell'induttore). Alla frequenza fondamentale di rete, un filtro risonante presenta un comportamento capacitivo, generando una potenza reattiva rifasante (Q_c), funzione dell'ordine armonico di accordo (n) e del valore di capacità (C) del filtro:

$$Q_c = \frac{n^2}{n^2 - 1} \cdot U_1^2 \cdot C \cdot 2 \cdot \Pi \cdot f_1 \quad (2.10)$$

dove: f_1 : frequenza fondamentale di rete (50 Hz);

U_1 : tensione di alimentazione del filtro (componente fondamentale).

Configurazioni più complesse di filtro possono essere realizzate specie per la compensazione di armoniche di ordine elevato (per il filtro di seconda armonica viene utilizzata la configurazione C-Filter che prevede l'installazione dei damping resistor). Il progetto dei filtri è molto delicato e deve tener conto di tutte le possibili configurazioni della rete di alimentazione e della circolazione su questa rete di armoniche prodotte da altre fonti, in modo da dimensionare correttamente gli elementi filtranti e i condensatori per il rifasamento. È opportuno, inoltre, ricordare il problema della protezione delle batterie di condensatori da possibili sovraccarichi dovuti alle correnti armoniche. Un rimedio di

carattere generale è costituito dall'inserimento in serie alla batteria o a gruppi di condensatori di un reattore induttivo, calcolato in modo da soddisfare il più adatto dei criteri appresso elencati:

- *circuito di sbarramento* (“detuned filter” o filtri non accordati): in questo caso il valore dell'induttanza è calcolato in modo che risulti $L > 2 / (h^2 \cdot \omega^2 \cdot C)$, essendo h il rango dell'armonica considerata; in questo modo si aumenta l'impedenza del circuito serie reattore-condensatore riducendo l'intensità delle correnti armoniche circolanti;
- *circuito di disaccoppiamento*: in questo caso la funzione dell'induttanza è di spostare la Frequenza di risonanza del banco di condensatori con la reattanza induttiva equivalente della rete, verso una frequenza lontana da quelle di eventuali armoniche iniettate; deve allora risultare $L > 2 / (h^2 \cdot \omega^2 \cdot C)$, dove h è il rango dell'armonica che può dar luogo a risonanza tra condensatori e rete, in modo che a tale frequenza l'impedenza del ramo risulti induttiva.

Ovviamente, il rimedio sopra citato va adattato alle esigenze del caso in esame, evitando di introdurre nuove situazioni di risonanze in corrispondenza di armoniche o frequenze spurie significative. Infine, recenti sviluppi, hanno permesso di realizzare filtri attivi, ovvero delle apparecchiature di concezione innovativa espressamente studiata per combattere il fenomeno della distorsione armonica di carichi industriali (azione filtrante) e nello stesso tempo compensare il comportamento reattivo di questi ultimi (azione rifasante).

Il principio sul quale si basa il “Filtro Attivo” è quello della "compensazione": per annullare nella linea trifase le correnti armoniche prodotte da un carico distorcente, il filtro inietta nella stessa linea le medesime armoniche presenti nella corrente di carico, ma cambiate di segno. Per realizzare invece l'azione rifasante, esso genera in linea tre correnti sinusoidali in quadratura rispetto alla tensione trifase di alimentazione e di ampiezza dipendente dalla corrente reattiva del carico. La struttura del sistema è suddivisa in due sezioni: una sezione di calcolo che legge continuamente le correnti di carico e determina il contenuto armonico corrispondente, e una sezione di potenza che inietta in linea le correnti armoniche precedentemente determinate, ma con segno opposto, e le correnti reattive. La sezione di potenza è costituita da un inverter a tensione impressa controllato in corrente con tecnica di modulazione PWM. Il Filtro Attivo adatta in tempo reale la propria risposta alle reali condizioni armoniche e reattive del carico. L'adattamento alle variazioni di ampiezza delle correnti di carico è molto veloce, coinvolgendo al massimo due periodi di frequenza di rete. L'abbattimento armonico rimane pertanto efficace anche in condizioni di carico a regime frequentemente variabile. Eventuali armoniche di corrente iniettate in linea da utenze vicine non influiscono in alcun modo sul corretto funzionamento del Filtro Attivo, in quanto non vengono rilevate da quest'ultimo. Il Filtro non risente inoltre di eventuali distorsioni della forma d'onda della tensione di linea.

2.3.6 RIFERIMENTI NORMATIVI SULLE ARMONICHE

RIFERIMENTI AI PRINCIPALI STANDARD IEC SULLE ARMONICHE	
GENERALITÀ	IEC 61000-1-4
EMISSIONE	IEC 61000-2-2, 61000-2-3, 61000-2-4, 61000-2-6, 61000-2-12
LIMITI	IEC 61000-3-2, 61000-3-4, 61000-3-9, 61000-3-6, 61000-3-10
TECNICHE DI MISURA E DI VERIFICA	IEC 61000-4-7, 61000-4-13, 61000-4-30, 61000-4-31

TABELLA 2.1 RIFERIMENTI NORMATIVI IN MERITO ALLE ARMONICHE

2.4 IL FLICKER

In una rete elettrica, le variazioni di ampiezza della tensione caratterizzate da un periodo molto maggiore rispetto alla fondamentale sono note con il termine di fluttuazione di tensione. Tali fluttuazioni della tensione possono essere di ampiezza e di frequenza casuale e avere differenti forme d'onda. Se le fluttuazioni di tensione rientrano nell'intervallo di frequenze compreso tra $0.5\div 30$ Hz, ed hanno ampiezza non trascurabile, il fenomeno elettrico si traduce in un fenomeno fisico percepito dall'occhio umano che si può notare sottoforma di variazione della luminosità delle lampade ad incandescenza: a questo disturbo elettrico viene associato il nome di flicker (in italiano sfarfallio).

La definizione che viene data dal dizionario elettrotecnico internazionale a tale fenomeno è la seguente: «*il flicker è un'impressione di instabilità della sensazione visiva indotta da stimoli di luce la cui luminosità o distribuzione spettrale fluttua con il tempo*».

La visibilità di tali oscillazioni dipende dal tipo di lampada, dall'ampiezza e dalla frequenza delle interarmoniche. Nel caso di lampade ad incandescenza, solo interarmoniche con frequenze $20\text{ Hz} < f < 80\text{ Hz}$ possono causare flicker, poiché interarmoniche ad alta frequenza producono oscillazioni del valore RMS della tensione attenuate dalla costante di tempo della lampada. Le lampade fluorescenti con reattori induttivi o capacitivi formano un circuito non-lineare, attraverso il quale, le interarmoniche con frequenze maggiori di 100 Hz sono trasformate in modo da dar luogo a modulazioni dell'ampiezza del flusso luminoso a bassa frequenza e quindi visibili dall'occhio umano. Rilievi sperimentali con osservatori umani hanno confermato tale fenomeno. Come avremo modo di approfondire nel seguito, l'intensità del disturbo del flicker viene valutata mediante due indici: severità di breve durata (P_{st} , misurato ogni 10 minuti) e l'indice di severità di lunga durata (P_{lt} , calcolato a partire da una sequenza di valori di P_{st}).

2.4.1 LE SORGENTI E LA PROPAGAZIONE DEL FLICKER

Tale effetto può essere introdotto sia durante il processo di generazione, sia quello di trasmissione e distribuzione. Nella maggior parte dei casi, esso è causato dalla variazione dei carichi industriali, ovvero da carichi il cui funzionamento è caratterizzato da rapide variazioni di potenza attiva e reattiva, secondo la relazione:

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{Q}{S} \quad (2.11)$$

dove S è la potenza di cortocircuito nel punto di connessione;

E' importante notare che i carichi di piccola potenza come la partenza di motori a induzione, saldatrici, regolatori di potenza, pompe e compressori, ascensori possono essere sorgenti del flicker: anche se ognuno, preso singolarmente, non crea questo problema, il loro funzionamento contemporaneo da origine a fluttuazioni di tensione. I principali carichi che possono presentare tale problematica sono:

- in reti AAT di trasmissione: forni ad arco (sia AC che DC), laminatoi;
- in reti AT di trasmissione e distribuzione: forni ad arco (sia AC che DC), laminatoi, cicloconvertitori, saldatrici, manovra di grossi carichi, banchi di condensatori shunt, etc.;
- in reti MT di distribuzione: grossi motori con partenza a piena tensione di linea, saldatrici, forni a resistenza, manovra di carichi come banchi di condensatori, etc.;
- in reti BT di distribuzione: carichi domestici con controllo automatico del ciclo di carico, motori con partenza a piena tensione di linea, piccole saldatrici, piccoli forni a resistenza;

Tra tutti i carichi elencati sopra, quelli maggiormente problematici sono sicuramente i forni ad arco e le grosse saldatrici poiché durante il loro funzionamento vengono influenzate estese porzioni di rete. Anche la partenza di grossi motori merita la dovuta attenzione perché molto diffusa e frequente nell'industria. Un esempio interessante, che esprime la relazione tra potenza reattiva e le variazioni di tensione si nota durante il funzionamento di un forno ad arco elettrico:

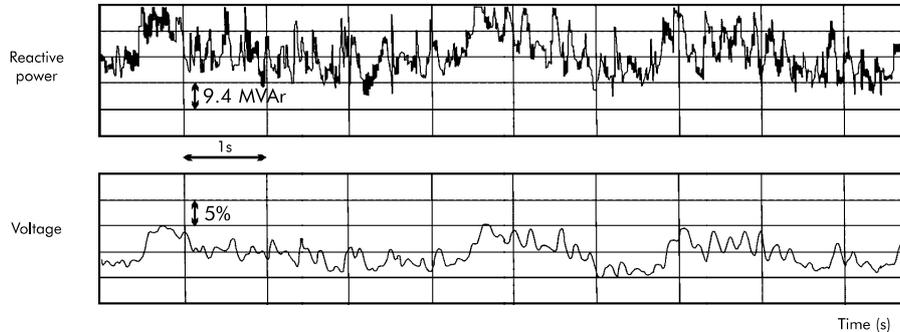


FIGURA 2.5 VARIAZIONE DELLA POTENZA REATTIVA E DELLA TENSIONE DI UN FORNO AD ARCO

Le fluttuazioni di tensione si propagano nelle reti seguendo le solite leggi che descrivono il comportamento dei circuiti elettrici. Da un punto di vista prettamente teorico, la propagazione in qualsiasi rete è determinata dal rapporto tra l'impedenza di trasferimento nel nodo monitorato rispetto al nodo di emissione e l'impedenza vista nel nodo di emissione: ovviamente le impedenze sono riferite alla frequenza fondamentale e non alla frequenza della modulante.

In sostanza possiamo sostenere che le fluttuazioni di tensione si propagano da punti della rete con potenza di cortocircuito elevata a punti con potenza di corto più bassa: fra differenti livelli di tensione il trasferimento avviene sempre dal livello di tensione superiore a quello inferiore. Trasferimenti in senso contrario sono generalmente trascurabili.

2.4.2 LA DETERMINAZIONE STATISTICA DEL FENOMENO

Dal punto di vista elettrico possiamo evidenziare come il flicker non crea particolari problematiche: infatti, come precedentemente osservato, i principali effetti sono legati alla variazione luminosa delle lampade ad incandescenza. Con variazioni elevate e ripetitive di luminosità, possono manifestarsi problemi in individui affetti da particolari patologie, e in generale essere comunque causa di disturbo. La sensibilità dell'occhio umano, infatti, riguarda essenzialmente il campo in frequenza limitato, oltre il quale la luminosità viene percepita in modo costante. Possiamo valutare la percezione della fluttuazione di tensione da parte di un campione di osservatori:

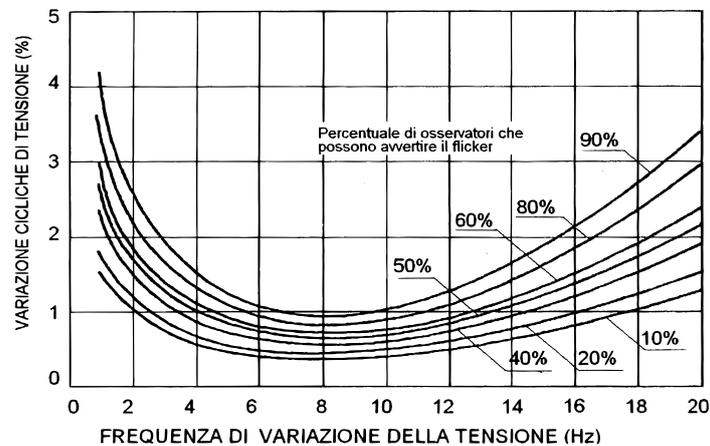


FIGURA 2.6 PERCEZIONE DELLE FLUTTUAZIONE DI TENSIONE PER UN CAMPIONE DI OSSERVATORI

- *Metodo di determinazione tramite curva.* Come abbiamo visto il flicker si manifesta sottoforma di una percezione visiva della fluttuazione della tensione con certe forme d'onda e certe frequenze. Per valutare in qualche modo come varia la percezione del fenomeno, delle persone prese a campione sono state sottoposte a prove ripetitive simulando fluttuazioni di tensione per classificare lo sfarfallio luminoso di una lampada (60W, 230 V) in tre categorie: visibile, poco visibile, invisibile. I risultati ottenuti sono presentati nella figura seguente, dove viene riportato il limite di disturbo per ottenere un P_{st} unitario con una modulazione di tensione attraverso un'onda quadra uniformemente distribuita nel tempo.
- *Metodo di determinazione analitico.* Un metodo di calcolo è presentato dalla norma IEC 61000-3-3. Esso è basato sulla determinazione del tempo di flicker t_f calcolato come segue:

$$t_f = 2.3(d \cdot F)^{3.2} \quad (2.12)$$

Dove d è la variazione di tensione espressa come rapporto percentuale rispetto alla tensione nominale, mentre F è un fattore che dipende dalla forma d'onda della fluttuazione della tensione: per forme d'onda rettangolari F è unitario, viceversa per altre forme d'onda (variazioni periodiche sinusoidali, rampe, pulsazioni rettangolari o triangolari, etc.) può essere ottenuto da delle curve fornite dalla normativa IEC 61000-3-7. Infine il guadagno 2.3 viene inserito per avere conformità con la curva limite riportata prima. La somma di tutti i "tempi di flicker", per un determinato intervallo di tempo T_p , viene svolta attraverso un'opportuna legge che fornisce in uscita il P_{st} :

$$P_{st} = \left(\frac{\sum t_f}{T_p} \right)^{1/3.2} \quad (2.13)$$

dove l'intervallo di analisi T_p , per il calcolo del P_{st} , deve essere pari a 10 minuti e il fattore 3.2 viene scelto in base a come si vuol sommare i diversi contributi (come fare tale scelta verrà ampiamente illustrata di seguito).

$$P_{st} = \left(\frac{\sum t_f}{T_p} \right)^{1/3.2} \quad (2.14)$$

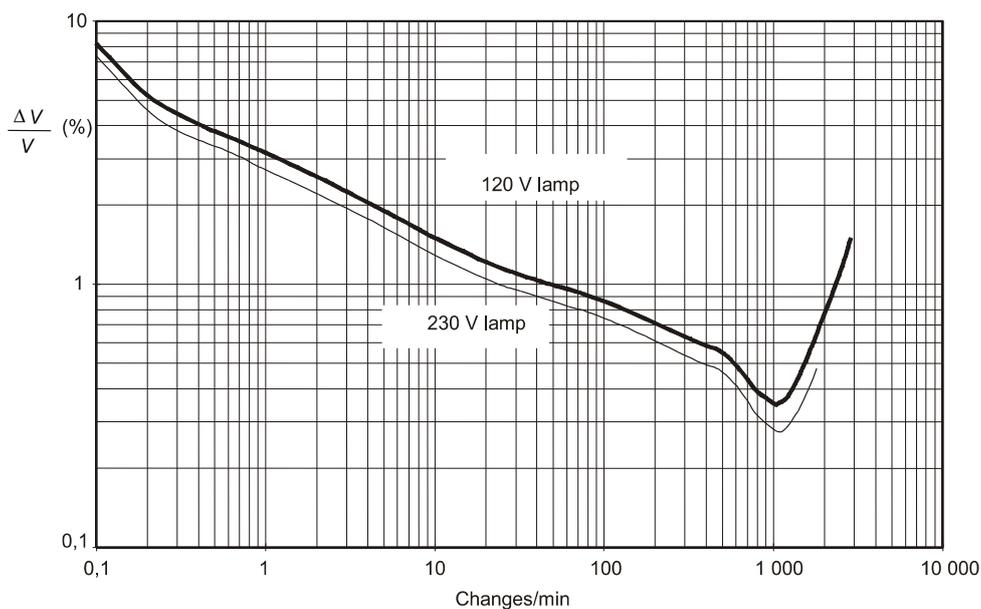


FIGURA 2.7 CURVA LIMITE PER OTTENERE UN INDICE DI SEVERITÀ UNITARIO

- *Determinazione della somma di diversi P_{st} .* Il metodo descritto prima stima la severità del flicker causato da una singola sorgente. La norma IEC 61000-3-7 fornisce una regola per considerare la sovrapposizione degli effetti di più sorgenti di disturbo. Il P_{st} provocato da diversi carichi in maniera simultanea si può ottenere dalla seguente espressione:

$$P_{st} = \sqrt[m]{\sum_j P_{st_j}^m} \quad (2.15)$$

Il valore del coefficiente m dipende dalle caratteristiche della sorgente di disturbo e generalmente si può classificare con i seguenti valori principali:

- $m=4$. Si applica questo coefficiente per sommare fluttuazioni prodotte da forni ad arco che fondono nello stesso istante temporale (coincidenza dei disturbi);
- $m=3$. Questo valore si utilizza nei casi in cui il rischio che si possano verificare delle fluttuazioni di tensioni contemporanee è basso. Si tratta di un valore standard che si deve utilizzare tutte quelle volte in cui vi sono dei dubbi sulla effettiva contemporaneità.
- $m=2$. Questo valore viene utilizzato quando c'è un disturbo casuale (ad esempio quando più forni ad arco possono lavorare contemporaneamente o nel caso di più generatori eolici connessi allo stesso PCC).

Altri valori si possono trovare nella normativa IEC 61000-3-7.

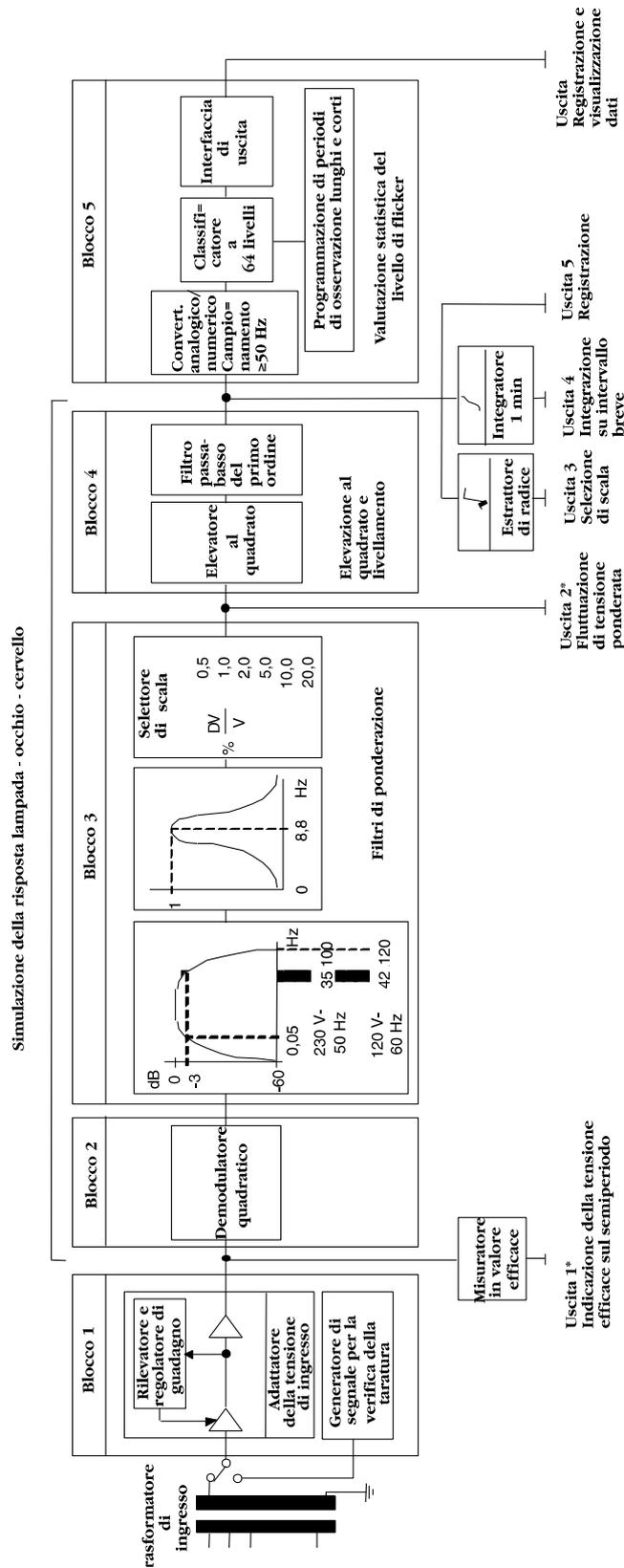
2.4.3 LA MISURA TRAMITE FLICKERMETRO

In sede internazionale si è posto il problema di misurare il flicker in modo oggettivo, attraverso uno strumento che, collegato a una rete soggetta a fluttuazione di tensione, indichi il livello della sensazione visiva che il soggetto umano avvertirebbe, se una lampada di riferimento fosse alimentata dalla lampada in questione. Questo strumento, detto Flickermetro, è stato messo a punto dall'Unione Internazionale di Elettrotecnica e le sue specifiche sono oggetto della Norma CEI EN 61000-4-15 e sua variante: tale documento definisce l'architettura e alcune procedure di test per ottenere gli indici armonizzati di percezione P_{st} e P_{1t} .

Come possiamo notare dallo schema in figura 2.11, lo strumento consta di due parti: la prima simula il comportamento della catena formata da lampada-occhio-cervello, mentre, la seconda parte è centrata sull'analisi statistica, in tempo reale, del valore istantaneo della percezione e sulla presentazione dei risultati. Descriviamo brevemente le funzioni dei singoli blocchi:

- *Blocco 1.* Questo blocco contiene un generatore di segnali che consente di verificare la taratura dello strumento e un circuito di normalizzazione del segnale al livello interno di riferimento. In tal modo le misure sono indipendenti dal valore di tensione in ingresso;
- *Blocco 2.* Questo blocco ha il compito di estrarre la fluttuazione di tensione elevando al quadrato la tensione d'ingresso (ottengo una simulazione di quello che è il comportamento della lampada);
- *Blocco 3.* Questo blocco è composto da due filtri in cascata e da un selettore di scala della sensibilità. Il primo dei due filtri ha il dovere di eliminare la componente continua e quella di frequenza doppia rispetto alla frequenza di rete dalla tensione in uscita dal demodulatore quadratico. Il secondo filtro è praticamente un filtro di pesatura che simula la risposta in frequenza alle fluttuazioni sinusoidali di tensione

di una lampada riempita di gas inerte con filamento 230V – 60W, seguita dall'occhio umano.



*Facoltativo per le applicazioni di misura estese

FIGURA 2.8 SCHEMA A BLOCCHI DEL FLICKERMETRO

- *Blocco 4.* Questo blocco è composto da un moltiplicatore che eleva al quadrato l'uscita del blocco precedente e da un filtro passa basso del primo ordine. Praticamente, la percezione umana del flicker viene simulata attraverso i blocchi 1, 2, 3 e 4. L'uscita del blocco 4 rappresenta la sensazione istantanea di flicker.
- *Blocco 5.* Il blocco 5 contiene al suo interno un microprocessore al quale spetta l'analisi statistica del fenomeno e il calcolo dei parametri di valutazione più significativi, tra i quali i due indici di severità del flicker: il P_{st} , un indice di breve periodo, calcolato ogni 10 minuti, e il P_{lt} , un indice di lungo periodo, calcolato ogni 2 ore. Prima di giungere al calcolo di questi parametri, l'analisi statistica effettua in tempo reale una suddivisione dell'ampiezza del segnale del livello di flicker in un numero appropriato di classi: in tal modo, ogni volta che si presenta il valore appropriato, il contatore della relativa classe viene incrementato di una unità. Al termine del periodo di misura si ottiene quindi una distribuzione della durata di livello del flicker in ciascuna classe. Sommando il contenuto dei contatori di tutte le classi ed esprimendo il totale parziale di ciascuna classe in rapporto al totale generale, si ottiene la funzione di densità di probabilità dei livelli di flicker. In figura 2.9 e 2.10 viene riportato un esempio di come funzionano le classi e la relativa costruzione della curva di probabilità.
- *Uscite facoltative.* Ci sono poi, come si può notare dallo schema a blocchi dello strumento, una serie di uscite facoltative non essenziali al funzionamento dello strumento stesso. Tuttavia la loro presenza rende possibile una piena utilizzazione delle potenzialità dello strumento stesso per la rilevazione delle fluttuazioni della tensione.

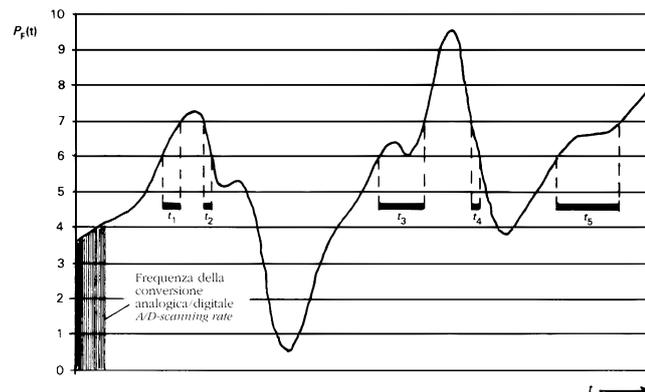


FIGURA 2.9 LIVELLO DI FLICKER RAPPRESENTATO IN FUNZIONE TEMPO

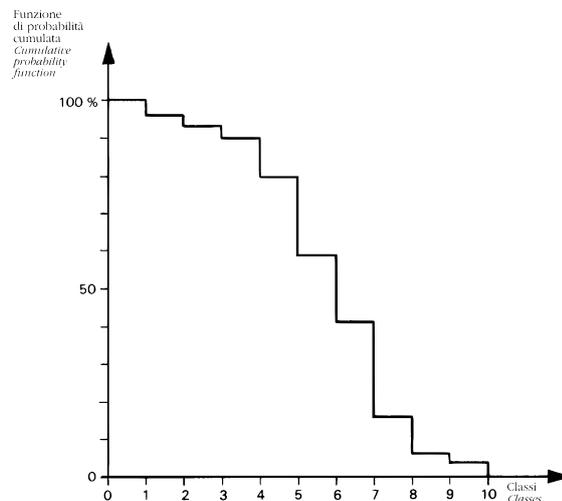


FIGURA 2.10 PROBABILITÀ CUMULATA DELLA PERMANENZA DEL SEGNALE NELLE CLASSI

2.4.4 IL FLICKERMETRO IN MATLAB

Per confrontare le simulazioni che saranno presentate in questo lavoro di tesi e valutare l'efficacia della compensazione delle fluttuazioni di tensione da parte di un SVC si è fatto uso di un modello di Flickermetro implementato in Matlab. Siccome tale algoritmo è stato trovato in rete [53] si è dapprima verificato che rispetti correttamente la normativa. Per verificare il corretto funzionamento del modello dello strumento sono state effettuate delle prove identiche a quelle che vengono fatte nella realtà per testare le prestazioni dello strumento (vedi norma IEC 61000-4-15). In particolare si deve verificare che lo strumento, sottoposto a una serie regolare di fluttuazioni di tensione rettangolare indicate nella tabella successiva, fornisca un indice di severità del flicker P_{st} pari a 1.00 ± 0.05 :

VARIAZIONI RETTANGOLARI AL MINUTO	VARIAZIONI DI TENSIONE $\frac{\Delta V}{V} \%$	
	LAMPADA 120V RETE 60 Hz	LAMPADA 230V RETE 50 Hz
1	3.166	2.724
2	2.568	2.211
7	1.695	1.459
39	1.044	0.906
110	0.841	0.725
1620	0.547	0.402
4000	PROVA NON RICHIESTA	2.400
4800	4.834	PROVA NON RICHIESTA

N.B. 1620 VARIAZIONI RETTANGOLARI AL MINUTO CORRISPONDONO A 13.5 Hz.

TABELLA 2.2 SPECIFICHE DI PROVA DEL FLICKERMETRO (CEI EN 61000-4-15)

Per eseguire i test è stato costruito in Simulink lo schema circuitale di figura 2.11 con il quale sono state condotte differenti simulazioni, ciascuna della durata di 600 secondi. I risultati ottenuti vengono presentati nella tabella seguente:

VARIAZIONI RETTANGOLARI AL MINUTO	FREQUENZA VARIAZIONI IN Hz	INDICE DI SEVERITÀ P_{st}	
		RETE 60 Hz	RETE 50 Hz
1	0.00833	0.9698	0.9747
2	0.01666	0.9897	0.9939
7	0.05833	0.9989	1.0018
39	0.325	1.0018	1.0128
110	0.91666	0.9993	1.0035
1620	13.5	1.0018	0.9867
4000	33.33	PROVA NON RICHIESTA	1.0238
4800	40.0	1.0012	PROVA NON RICHIESTA

TABELLA 2.3 VALORI DEL P_{st} FORNITI DALL'ALGORITMO IN MATLAB CHE SIMULA IL FLICKERMETRO

Osservando i risultati ottenuti dalle simulazioni fatte possiamo concludere che tutti i valori di P_{st} , calcolati con la simulazione dello strumento in Matlab, verifica i requisiti richiesti dalla normativa.

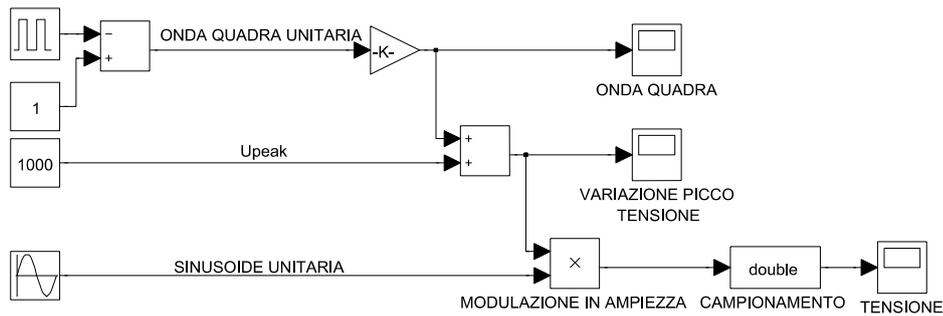


FIGURA 2.11 SCHEMA DEL MODELLO IN MATLAB USATO PER VERIFICARE IL CORRETTO FUNZIONAMENTO DEL FLICKERMETRO IN MATLAB

2.4.5 LIMITAZIONE DELLE FLUTTUAZIONI

Si è visto come l'effetto del flicker sia un problema molto diffuso ad oggi, e per tale motivo non può sicuramente essere trascurato. Cercare di compensare, o ridurre, tale fenomeno risulta spesso oneroso e pertanto si limita l'impiego di sistemi di riduzione del flicker solo per quelle tipologie di carico che lo richiedono (ad esempio la compensazione di forni ad arco tramite static var compensator). Oltre che installare dispositivi che consentano la riduzione delle fluttuazioni possiamo senz'altro tentare di renderle minime attraverso alcune strategie:

- *Aumentare la potenza di cortocircuito della rete:* si può fare ciò rinforzando le linee di alimentazione e connettendo a livelli di tensione maggiore i carichi più gravosi. Con tale intervento le fluttuazioni di tensione devono essere ridotte del fattore $S_{cc_{NUOVA}} \setminus S_{cc_{VECCHIA}}$ dove, con $S_{cc_{NUOVA}}$ si intende la potenza di cortocircuito al PCC dopo l'intervento di potenziamento della rete, mentre con $S_{cc_{VECCHIA}}$ si intende la potenza di cortocircuito prima del potenziamento della rete. Poiché la severità del flicker è una quantità lineare rispetto al modulo della fluttuazione di tensione che lo origina, possiamo aspettarci una riduzione del P_{st} dello stesso ordine della riduzione delle fluttuazioni di tensione. Spesso la soluzione di aumentare la potenza di cortocircuito della rete è molto costosa e non è sempre la scelta migliore;
- *Diminuire il flusso di potenza reattiva introducendo sistemi di compensazione* (ad esempio SVC, STATCOM, etc.);
- *Inserire induttanze in serie ai carichi disturbanti* (forni ad arco);

In generale esiste la possibilità di compensare il flicker partendo dalla considerazione che le fluttuazioni sono prodotte da variazioni di potenza ed in particolare di potenza reattiva. Si tratta di usare dei sistemi che sono in grado di produrre potenza con segno opposto a quella misurata dal sistema. Oggi sono a disposizione delle tecniche moderne per la compensazione tra cui abbiamo:

- Reattori saturabili con controllo in corrente continua;
- Reattori a saturazione diretta in corrente alternata;
- Compensatori a induttanza lineare con controllo a tiristori;
- Compensatori a commutazione di condensatori comandata da tiristori;
- Compensatori a controllo misto induttanza-capacità;

Molti di questi dispositivi devono però essere accompagnati da opportuni filtri per la riduzione delle armoniche da essi introdotte. La compensazione del flicker non può comunque essere fatta in modo completo in quanto è ovvia l'impossibilità di avere un sistema in grado di effettuare variazioni di tipo continuo. Nei capitoli successivi analizzeremo la capacità di compensazione di un SVC.

2.4.6 RIFERIMENTI NORMATIVI SULLE FLUTTUAZIONI DI TENSIONE

RIFERIMENTI AI PRINCIPALI STANDARD SULLE FLUTTUAZIONI DI TENSIONE	
QUALITÀ DELLA TENSIONE	IEC 61000-2-2
LIMITI	IEC 61000-3-3
REQUISITI PER LA CONNESSIONE DEI CARICHI	IEC 61000-3-7
TECNICHE DI MISURA E DI VERIFICA	IEC 61000-4-7, 61000-4-15, 61000-4-15-A1, 60868, 60868-0

TABELLA 2.4 RIFERIMENTI NORMATIVI IN MERITO ALLE FLUTTUAZIONI DI TENSIONE

2.5 LA COMPENSAZIONE DELLA POTENZA REATTIVA

La tematica riguardante la compensazione della componente reattiva della potenza (noto anche come rifasamento dei carichi) non è sicuramente un oggetto prettamente riguardante la qualità dell'energia elettrica. Ritengo tuttavia opportuno inserirlo in questo capitolo in quanto, come la normativa impone la compensazione del flicker e la limitazione del contenuto armonico, la stessa normativa impone l'obbligo per l'utente di rifasare i propri carichi. Nei circuiti in corrente alternata la corrente assorbita da un carico può essere rappresentata da due componenti:

- *La componente attiva*, ovvero la componente in fase con la tensione di alimentazione, è la responsabile della conversione di energia elettrica in lavoro (la protagonista della trasformazione di energia elettrica in energia di altro tipo);
- *La componente reattiva*, ovvero quella in quadratura rispetto alla tensione di alimentazione, serve per produrre il flusso necessario alla conversione delle potenze attraverso il campo elettrico o magnetico (rappresenta un indice dello scambio energetico tra alimentazione ed utilizzatore).

Se supponiamo il caso più comune, in cui si alimenta un carico ohmico-induttivo, la corrente totale risulta sfasata in ritardo rispetto alla componente attiva della stessa. In un impianto elettrico dunque occorre dunque generare e trasportare, oltre alla potenza attiva P , la potenza reattiva Q , indispensabile per la conversione energetica ma non utilizzabile dall'utente in modo diretto. La somma vettoriale tra potenza attiva e reattiva dà come risultato la potenza apparente S . Si definisce fattore di potenza $\cos \varphi$, il rapporto tra la componente attiva e il valore totale della corrente I (l'angolo φ rappresenta lo sfasamento tra la tensione e la corrente). Il fattore di potenza può essere calcolato anche attraverso il rapporto tra potenza attiva P e potenza apparente S .

Rifasare un impianto elettrico significa incrementare il fattore di potenza, ovvero ridurre lo sfasamento tra la corrente totale di linea e la tensione di alimentazione. Tale azione è possibile fornendo localmente la potenza reattiva necessaria al fine di ridurre, a parità di potenza attiva, il valore della corrente e quindi il valore della potenza transitante nella rete a monte. Tramite quindi l'operazione di rifasamento è possibile dimensionare i principali componenti del nostro sistema elettrico, come linee, generatori, trasformatori, etc., per potenze apparenti inferiori. Dal punto di vista tecnico è bene sottolineare che non esiste un fattore di potenza per cui un impianto funzioni meglio o peggio: infatti una macchina elettrica può funzionare correttamente anche con un basso fattore di potenza (non esistono norme che prescrivano il valore preciso del fattore di potenza che deve avere un impianto).

Il fattore di potenza tipico delle principali apparecchiature elettriche è riportato nella seguente tabella:

TIPOLOGIA DI CARICO	FATTORE DI POTENZA
TRASFORMATORI A VUOTO	0.1÷0.15
DISPOSITIVI PER LA LAVORAZIONE DEL METALLO	
SALDATRICI AD ARCO	0.35÷0.6
SALDATRICI AD ARCO COMPENSATE	0.7÷0.8
SALDATRICI A RESISTENZA	0.4÷0.6
FORNI AD ARCO	0.7÷0.9
LAMPADINE FLUORESCENTI	
COMPENSATE	0.9
NON COMPENSATE	0.4÷0.6
CONVERTITORI C.A.-C.C	0.6÷0.95
AZIONAMENTI C.C.	0.4÷0.75
AZIONAMENTI C.A.	0.95÷0.97
CARICHI RESISTIVI	1

TABELLA 2.5 FATTORE DI POTENZA TIPICO DI ALCUNE UTENZE

2.5.1 LA GENERAZIONE DI POTENZA REATTIVA

Se dobbiamo produrre della potenza reattiva sicuramente ci dobbiamo affidare a quegli elementi che sono in grado di generare uno sfasamento tra la tensione di alimentazione e la corrente. I principali dispositivi che consentono ciò sono i condensatori e gli induttori. Il condensatore è un bipolo passivo costituito da due armature conduttrici tra le quali viene interposto un materiale dielettrico. In base alla geometria delle armature possiamo avere condensatori piano, condensatori cilindrici e condensatori sferici. Vista la sua capacità di immagazzinare ed erogare energia, il condensatore è utilizzato come elemento base per la realizzazione delle batterie di rifasamento (a tutti i livelli di tensione) e dei dispositivi statici di parzializzazione della potenza reattiva (ricordo che tutti i condensatori assorbono in minima parte anche una potenza attiva a causa della conduttività non nulla del dielettrico interposto ed alle perdite per isteresi dielettrica).

In generale possiamo elencare come di seguito i dispositivi per la produzione di potenza reattiva:

- *Gli alternatori sincroni.* Sono le principali macchine elettriche utilizzate per la produzione di energia elettrica. Senza troppo entrare nel dettaglio, agendo sull'eccitazione della macchina è possibile variare il valore della tensione generata e quindi regolare le iniezioni di potenza reattiva in rete.
- *Compensatori sincroni.* Si tratta di macchine elettriche identiche a motori sincroni solo che sono progettate per lavorare a vuoto, al contrario dei motori. Tali macchine, una volta sincronizzate con la tensione di rete hanno il compito di assorbire potenza reattiva in esubero (funzionamento in sottoeccitazione) oppure di fornire quella mancante (funzionamento in sovra eccitazione). L'uso di questi dispositivi è limitato a reti di trasmissione e sub trasmissione per la regolazione della tensione e dei flussi di potenza.

- *I compensatori statici.* Il notevole sviluppo dell'elettronica di potenza sta favorendo la sostituzione dei compensatori sincroni appunto con dei sistemi statici per il controllo della potenza reattiva (ad esempio TCR, TCS, etc.)
- *Batterie di condensatori statici.* Come sappiamo il condensatore è un elemento passivo che consente di sfasare una corrente in anticipo rispetto alla tensione che lo alimenta e quindi consentono di mettere in gioco potenza reattiva.

2.5.2 I VANTAGGI DELLA COMPENSAZIONE DEL FATTORE DI POTENZA

Effettuare il rifasamento è una soluzione che presenta soprattutto vantaggi tecnici ed economici; infatti per un distributore di energia elettrica risulta oneroso alimentare un utente con un fattore di potenza basso e per tale motivo sono state introdotte delle penali che il consumatore è costretto a pagare se preleva energia elettrica con un basso fattore di potenza.

Dal punto di vista tecnico abbiamo una serie di aspetti che vengono influenzati dal rifasamento:

- *Migliore utilizzazione delle macchine elettriche.* Infatti se procedo al rifasamento dell'impianto le stesse macchine elettriche possono essere dimensionate per una potenza apparente inferiore, pur fornendo la stessa potenza attiva.
- *Migliore utilizzazione delle condutture.* Rifasare il carico consente di ottenere dei vantaggi anche per quanto riguarda il dimensionamento delle linee: infatti, incrementando il fattore di potenza (riducendo quindi lo sfasamento tensione corrente) si riduce, a parità di potenza utile, la corrente e quindi la sezione.
- *Riduzione delle perdite.* Come sappiamo le perdite lungo un conduttore elettrico dipendono dalla resistenza del conduttore e dal quadrato della corrente che lo attraversa. A parità di potenza attiva trasmessa, più alto è il fattore di potenza e più bassa è la corrente: ne segue che al crescere del fattore di potenza diminuiscono le perdite nel conduttore.
- *Riduzione della caduta di tensione.* Come sappiamo la formula che esprime la caduta di tensione in una linea trifase è data da: $\Delta U = \sqrt{3}I(r \cos \varphi + X \sin \varphi)$. A parità di potenza attiva trasmessa la caduta di tensione sarà dunque tanto più piccola quanto più elevato sarà il fattore di potenza.
- *Infine abbiamo i vantaggi economici.* I distributori di energia elettrica applicano un sistema di tariffe che penalizza il prelievo dell'energia con un fattore di potenza medio inferiore a 0.9. Logicamente penali e limiti dipendono da stato a stato ed è possibile eseguire una dettagliata analisi economica che mostra i vantaggi di rifasare un carico elettrico.

2.6 LE DISSIMMETRIE NELLE RETI ELETTRICHE

Per comprendere correttamente cosa si intende per sistema dissimmetrico ed squilibrato dobbiamo precisare cos'è un sistema simmetrico ed equilibrato. Una rete trifase viene definita simmetrica ed equilibrata quando le tensioni e le correnti sono caratterizzate dalla stessa ampiezza e sono sfasate tra di loro esattamente di 120° elettrici. Qualora non siano verificate entrambe, o anche una solo delle due condizioni elencate, allora l'impianto verrà definito rispettivamente squilibrato o non simmetrico.

Lo studio del fenomeno, sia per le tensioni che per le correnti, viene svolto utilizzando il metodo di *Fortescue*, o metodo delle componenti simmetriche. Questo metodo di indagine fu sviluppato da *Charles L. Fortescue* durante lo studio, nel lontano 1913, del comportamento matematico dei motori ad induzione in regime squilibrato. Il principio alla base di tale strumento di analisi afferma che un sistema trifase può essere rappresentato correttamente

da tre terne di vettori: una terna di sequenza diretta o positiva, una di sequenza inversa o negativa e una sequenza omopolare o zero.

La terna diretta è composta da 3 vettori uguali in modulo e sfasati di 120° elettrici che si susseguono nel senso ciclico stabilito; la terna inversa è composta invece da tre vettori uguali in modulo e sfasati di 120° elettrici che si susseguono nel senso ciclico inverso; infine la terna omopolare è costituita da tre vettori rotanti caratterizzati dalla stessa fase. Tali terne possono essere calcolate utilizzando le trasformazioni matriciali dei fasori che rappresentano le tensioni e le correnti. Riportiamo le relazioni per le tensioni (le stesse relazioni sono valide anche per le correnti):

$$\begin{bmatrix} \bar{U}_h \\ \bar{U}_d \\ \bar{U}_i \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{U}_R \\ \bar{U}_S \\ \bar{U}_T \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

dove l'operatore di rotazione α è definito come segue: $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$. Dobbiamo inoltre ricordare che tali trasformazioni sono, dal punto di vista energetico, conservative e quindi il valore risultante dal calcolo della potenza sarà il medesimo. La trasformazione inversa è la seguente:

$$\begin{bmatrix} \bar{U}_R \\ \bar{U}_S \\ \bar{U}_T \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{U}_h \\ \bar{U}_d \\ \bar{U}_i \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Vista la rappresentazione matematica passiamo all'interpretazione fisica del fenomeno: la terna di sequenza diretta è associata ad un campo rotante diretto mentre la terna di sequenza inversa è collegata ad un campo rotante inverso (se pensiamo alle macchine rotanti, non è altro che un'interpretazione corretta del campo magnetico rotante). Le componenti omopolari hanno fasi identiche ed oscillano soltanto: esse possono circolare solamente negli impianti dotati di conduttore di neutro.

2.6.1 LE CAUSE DELLA DISSIMMETRIA

Iniziamo questa indagine di ricerca delle cause principali della dissimmetria partendo dalla generazione dell'energia elettrica. Solitamente la tensione elettrica misurata nel punto di generazione di un grande impianto risulta essere perfettamente simmetrica grazie al principio di funzionamento del generatore sincrono e alle sue caratteristiche costruttive. Se passiamo poi alla generazione eolica, dove spesso vengono utilizzati generatori asincroni, a grandi linee si può sostenere di essere sempre nel caso di perfetta simmetria.

Nel caso della produzione distribuita dell'energia elettrica, situazione che è sempre più diffusa al giorno d'oggi, la situazione cambia. Senza entrare troppo nel dettaglio, poiché generalmente in questi impianti la potenza di corto nel punto di consegna è relativamente bassa (alta impedenza), la possibilità di avere un sistema dissimmetrico è maggiore rispetto al caso di collegamento a reti con tensioni più elevate. Infatti l'impedenza di un sistema elettrico non è esattamente la stessa per ciascuna delle fasi: si pensi ad esempio alla configurazione geometrica delle linee aeree e alla loro dissimmetria verso il terreno (anche se con particolari accorgimenti, come linee trasposte, si può trascurare).

Abbiamo quindi visto la generazione e le linee di trasmissione e distribuzione: ci restano solo i carichi elettrici. Nella maggior parte dei casi, la dissimmetria dei carichi è la principale causa del fenomeno. Un esempio per eccellenza di grosso carico tipicamente squilibrato è il forno ad arco. Infine, anche le situazioni in cui avvengono dei guasti possono originare dissimmetrie: alcuni esempi possono essere le interruzioni di una fase, guasti monofase a terra e guasti bifase. Questi guasti, oltre che dar luogo a buchi di tensione, possono anche indurre delle sovratensioni più o meno elevate nelle fasi non coinvolte nel guasto.

2.6.2 LE CONSEGUENZE DI UN SISTEMA DISSIMMETRICO

Le apparecchiature utilizzate hanno un diverso comportamento a seconda del tipo di applicazione. Per tale motivo andiamo a vedere i principali effetti sulle principali categorie di dispositivi presenti in rete:

- *Trasformatori.* I trasformatori, se alimentati con una tensione caratterizzata da una sequenza inversa, si comportano esattamente come se fossero alimentati da una tensione di sequenza diretta. Il comportamento nei confronti di una sequenza omopolare dipende invece dalla tipologia del collegamento primario e secondario e dalla presenza del conduttore di neutro. Ad esempio se da un lato il neutro è disponibile, le correnti di neutri possono scorrere. Se sul lato opposto abbiamo un avvolgimento connesso a triangolo, la corrente omopolare causa un surriscaldamento dell'avvolgimento. Il relativo flusso omopolare si richiude provocando perdite parassite nella cassa.
- *Linee.* Solitamente il carico applicato a linee e cavi deve essere ridotto a causa delle componenti a sequenza inversa. Il limite di funzionamento è determinato dal valore efficace della corrente totale, che include i contributi di sequenza diretta e quelli di sequenza inversa.
- *I convertitori elettronici.* I convertitori elettronici sono molto diffusi al giorno d'oggi e sono caratterizzati dalla capacità intrinseca di produrre correnti armoniche con spettro variabile. Il progetto di banchi di filtraggio deve quindi considerare il problema della dissimmetria.

2.6.3 LA LIMITAZIONE DELLE DISSIMMETRIE

Esistono diversi metodi per ridurre il fenomeno fin qui descritto. Una delle prime soluzioni prevede un'analisi della rete e della successiva redistribuzione dei carichi in modo da rendere equilibrato l'impianto.

Per cercare poi di ridurre l'influenza delle correnti di sequenza inversa, che causano delle cadute di tensione della medesima sequenza, si deve cercare di ridurre l'impedenza dell'impianto. Si può fare ciò collegando i carichi squilibrati a punti caratterizzati da una potenza di cortocircuito maggiore. Un'ulteriore tecnica consiste nell'utilizzare trasformatori particolari come trasformatori *Scott* e *Steinmetz*.

- *Trasformatori Scott.* È un dispositivo composto da due trasformatori monofase, con rapporti spire calcolati appositamente, e collegato al sistema trifase. Sono collegati in modo tale che l'uscita sia un sistema di tensioni bifasi ortogonali che consente il collegamento di due impianti monofase.
- *Trasformatori Steinmetz.* È un trasformatore trifase con un carico ausiliario aggiuntivo per il bilancio della potenza che consiste in un condensatore e un induttore dimensionati proporzionalmente.

Infine per carichi trifase squilibrati possiamo utilizzare dispositivi elettronici a rapida compensazione come gli SVC: un SVC è infatti in grado di variare rapidamente la propria impedenza per compensare le variazioni di impedenza del carico. La loro applicazione è solitamente limitata visto il grosso costo ai casi in cui altri interventi non siano sufficienti.

Capitolo 3

STATIC VAR COMPENSATOR

3.1 INTRODUZIONE

Nel terzo capitolo di questo lavoro di tesi viene descritto l'impiego degli SVC per la compensazione della potenza reattiva di grossi carichi non lineari come, ad esempio, i forni ad arco elettrico. Nel paragrafo 3.2 viene introdotta la struttura di un SVC, la configurazione e il principio di funzionamento. Una volta descritto il dispositivo si passa al paragrafo 3.3 dove vengono descritti alcuni tra i principali algoritmi che consentono il calcolo della potenza reattiva, o della componente reattiva della corrente. Nel paragrafo 3.4 viene presentata una veloce panoramica sui filtri passivi che vengono utilizzati in un SVC per la produzione di energia reattiva e per l'azione di filtraggio in relazione alla frequenza di accordo. Infine, nei paragrafi 3.5 e 3.6 vengono rispettivamente presentati la modalità di dimensionamento di un SVC e l'abilità (i limiti) nella compensazione delle fluttuazioni di tensione.

3.2 LA COMPENSAZIONE DELLA POTENZA REATTIVA TRAMITE SVC

Eccetto per alcuni casi particolari, l'energia elettrica viene generata, trasmessa, distribuita ed utilizzata in corrente alternata (AC). Nonostante ciò la corrente alternata presenta alcuni svantaggi: uno di questi è la richiesta di potenza reattiva da parte di un carico. Mentre la potenza attiva contribuisce alla produzione di "lavoro elettrico" utile, l'energia elettrica reattiva, che è di particolare importanza per il funzionamento delle macchine elettriche, non dà alcun contributo alla produzione di energia utile.

In un circuito ideale in alternata la tensione e la frequenza, in un qualsiasi punto di alimentazione, sono costanti, non presentano armoniche e il fattore di potenza è prossimo all'unità: in queste condizioni abbiamo solamente scambi di potenza attiva tra i generatori e i carichi elettrici.

In un circuito reale, invece, la potenza reattiva viene definita come la componente della potenza istantanea, caratterizzata da una frequenza uguale al doppio della frequenza della fondamentale. La potenza reattiva generata dal generatore elettrico viene immagazzinata nei condensatori e negli induttori durante un quarto di ciclo, mentre nel quarto successivo viene mandata dalle reattanze al generatore. In altre parole, la potenza reattiva viene continuamente scambiata tra generatore ed elementi reattivi della rete con una frequenza pari al doppio della fondamentale (nel nostro caso, avendo come fondamentale 50Hz, abbiamo che, questi scambi, avvengono con una frequenza pari a 100Hz).

La necessità di compensare un carico che scambia con la rete potenza reattiva, oltre ad essere imposto da precise disposizioni di legge o da normative degli enti distributori di energia elettrica, risponde anche ad esigenze degli utilizzatori di non pagare penali per l'energia reattiva scambiata, di migliorare l'efficienza della rete elettrica riducendo le perdite nelle linee e nei trasformatori e di ridurre infine i costi di investimento (riducendo infatti la potenza reattiva si riduce la corrente e quindi si dimensionano i componenti di un impianto a taglie inferiori). Numerosi sono i dispositivi in grado di ottemperare tale obiettivo: abbiamo infatti banchi di condensatori fissi, banchi di condensatori inseriti da contattori elettromeccanici, compensatori sincroni, STATCOM e infine gli SVC.

Gli SVC (acronimo di “Static Var Compensator”) sono dei dispositivi appartenenti alla categoria dei FACTS (ovvero “Flexible AC Transmission Device”) e sono stati introdotti dall’elettronica di potenza per contenere principalmente le variazioni di potenza reattiva. La loro applicazione per la riduzione delle fluttuazioni di tensione (legate alla potenza reattiva) risale alla fine degli anni settanta e, ad oggi, costituiscono uno dei metodi più diffusi per la compensazione dei disturbi generati dall’utilizzo di forni ad arco: si tratta praticamente di una reattanza variabile, la cui variazione si ottiene tramite dispositivi statici, che viene regolata in funzione della corrente capacitiva o induttiva necessaria per mantenere il controllo di un parametro specifico della rete elettrica (tipicamente la tensione di sbarra o il rifasamento della potenza reattiva).

In generale, la rapida variazione di carico in un sistema di distribuzione dell’energia elettrica può essere causa di una caduta di tensione. La caduta di tensione è solitamente funzione della componente reattiva della corrente e delle impedenze di linea e dei trasformatori. Quando la tensione varia in modo rapido, o contiene delle fluttuazioni, può causare il fenomeno del flicker: un fenomeno fastidioso che causa lo sfarfallio della luce emessa dalle lampade. Inoltre alcuni carichi possono essere sensibili a queste rapide variazioni di tensione.

Un SVC è in grado di compensare le cadute di tensione causate da variazioni di carico e mantenere quindi costante la tensione della sbarra a cui è connesso attraverso il semplice controllo della durata della conduzione elettrica della corrente per ogni ciclo attraverso un reattore. La corrente che scorre nel reattore può essere controllata in modo opportuno attraverso il controllo dell’impulso di innesco dei tiristori: tale controllo infatti consente la regolazione del periodo di conduzione in ogni ciclo, dallo stato di off (nessun innesco) allo stato di piena conduzione. Solitamente la potenza reattiva dei filtri installati è identica alla potenza reattiva che il compensatore statico può assorbire: in tal modo quando i tiristori funzionano in piena conduzione, la potenza reattiva di rete risulta essere nulla in quanto abbiamo la piena compensazione tra potenza reattiva capacitiva con quella induttiva. Quando viene inserito il carico e sono presenti delle variazioni della potenza reattiva induttiva assorbita dallo stesso, la potenza del compensatore statico viene variata in modo tale da uguagliare esattamente quella del carico. Il loro utilizzo in sistemi di trasmissione consente di:

- Fornire un effettivo controllo sulla tensione;
- Incrementare la capacità di trasmissione di potenza attiva;
- Incrementare i margini di stabilità nei transitori;
- Smorzare le oscillazioni di potenza in sistemi interconnessi;

Nei sistemi di trazione, il suo impiego consente di:

- Bilanciare il carico e di ridurre le tensioni di sequenza inversa al punto di accoppiamento comune;
- Di aumentare il fattore di potenza;
- Di incrementare la capacità di regolazione della tensione;

Infine in acciaierie, dove è previsto l’utilizzo di forni ad arco, consente di:

- Ridurre le variazioni di tensione (variazioni potenza reattiva) causate dall’arco elettrico;
- Aumento del fattore di potenza;
- Bilanciamento del carico e riduzione delle tensioni di sequenza inversa;

Proprio l’applicazione in impianti in cui è prevista l’installazione di forni ad arco è quella di nostro interesse: infatti le rapide variazioni di potenza reattiva causate dal forno ad arco in presenza di una rete con una potenza di cortocircuito non adeguata, danno luogo a delle

fluttuazioni della tensione di rete di notevole entità che possono provocare un rendimento non ottimale dello stesso forno elettrico, un consumo elevato degli elettrodi e un cattivo funzionamento di tutte le apparecchiature collegate nel punto di accoppiamento comune del sistema elettrico. Bisogna sottolineare che, per quanto concerne la compensazione della potenza reattiva, in presenza di carichi variabili è di fondamentale importanza che il sistema di rifasamento sia in grado di “inseguire” le variazioni di potenza garantendo il mantenimento del fattore di potenza desiderato e di evitare l’assorbimento dalla rete di una potenza capacitiva (in caso di sovra compensazione).

Prima dello sviluppo dei tiristori, e quindi degli SVC, solo i compensatori sincroni, i banchi di condensatori e le induttanze erano gli unici dispositivi capaci di controllare la potenza reattiva. Oggi questi dispositivi vengono invece usati in relazione alla necessità di soddisfare particolari requisiti in altrettanto particolari applicazioni. Reattori e condensatori sono usati per incrementare o diminuire la tensione di una linea in condizioni di carico modeste e di picco in condizioni sinusoidali. Allo stesso tempo va ricordato che tali dispositivi non consentono il bilanciamento del carico di una singola fase, oppure per controllare la tensione di una sbarra.

I compensatori sincroni, possono sia assorbire che fornire potenza reattiva dalla rete elettrica cui sono connessi, fornendo quindi una regolazione della tensione di una sbarra, hanno una modesta capacità di sovraccarico, e generano delle armoniche trascurabili. Lo svantaggio principale dei compensatori sincroni sono il costo elevato, l’elevata manutenzione di cui necessitano, una lenta risposta alle perturbazioni e l’incapacità di bilanciare una singola fase.

3.2.1 LA VALVOLA A TIRISTORI

Il componente principale di un SVC è la valvola a tiristori: gli sviluppi fatti nel campo dell’elettronica di potenza hanno reso possibile l’impiego di dispositivi a semiconduttore per applicazioni in media tensione. Visti i livelli di tensione in gioco, si utilizzano più tiristori in serie per ciascuna fase: solitamente in applicazioni a 35 kV troviamo una catena di tiristori composta da 16-18 elementi. Per ciascuna fase abbiamo due catene disposte in antiparallelo per consentire la conduzione sia per la semionda positiva che negativa. Ogni tiristore è inoltre provvisto di snubber (dei semplici circuiti RC) che hanno la funzione di smorzare le sovratensioni dovute alla commutazione. Contrariamente ai transistor, che sono caratterizzati da una zona di funzionamento di tipo lineare, i tiristori sono dei dispositivi a semiconduttore il cui funzionamento prevede due soli stati: lo stato di on (corrispondente alla saturazione) e lo stato di off (corrispondente alla interdizione). Sono quindi, come funzionamento, paragonabili a dei contattori elettromeccanici con in più una particolare caratteristica: un tiristore può essere considerato come un “interruttore normalmente disinserito” che può essere portato in conduzione o “acceso” attraverso un impulso di corrente sul terminale di controllo detto “gate”. Una volta portati in conduzione, non disponendo della possibilità di interdire il dispositivo, esso continua a condurre la corrente anche in assenza di un segnale di gate fintantoché la corrente si annulla. Bisogna sottolineare che un tiristore è in grado di rimanere interdetto, in assenza di segnale di gate, con tensione applicata sia positiva che negativa.

L’introduzione dei primi tiristori (caratterizzati da correnti modeste dell’ordine di 100 A e tensioni di alcune centinaia di Volt) risale al lontano 1950. In seguito, l’estesa applicazione di questi nel settore industriale e nella distribuzione di potenza, alimentò l’interesse nello sviluppo di questa tecnologia, per rendere possibile l’applicazione degli stessi a correnti e tensioni sempre maggiori come possiamo vedere dalla figura 3.1(dove con NTD si intende un particolare processo produttivo che ha reso possibile la creazione di wafer di silicio di diametro maggiore, con una bassa concentrazione di drogaggio di tipo N e un’elevata uniformità di resistività).

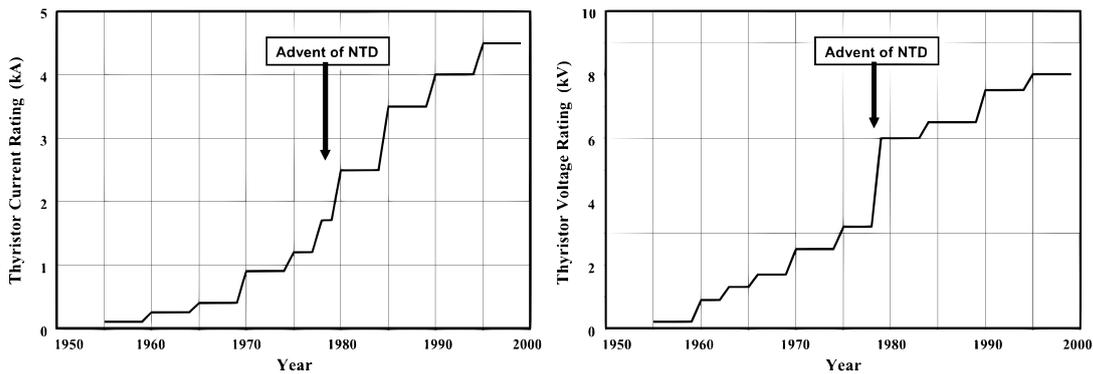


FIGURA 3.1 INCREMENTO DELLE PRESTAZIONI DEI TIRISTORI NEGLI ULTIMI ANNI

Oggi, sono disponibili dei tiristori con la capacità di tenere tensioni maggiori a 8000 V e di avere una portata di circa 5000 A: con tali caratteristiche un singolo tiristore è in grado di pilotare fino a 40 MW di potenza. Abbiamo una struttura formata da tre giunzioni p-n-p-n, che presenta le seguenti caratteristiche, la struttura del dispositivo e il relativo simbolo elettrico sono presentati di seguito:

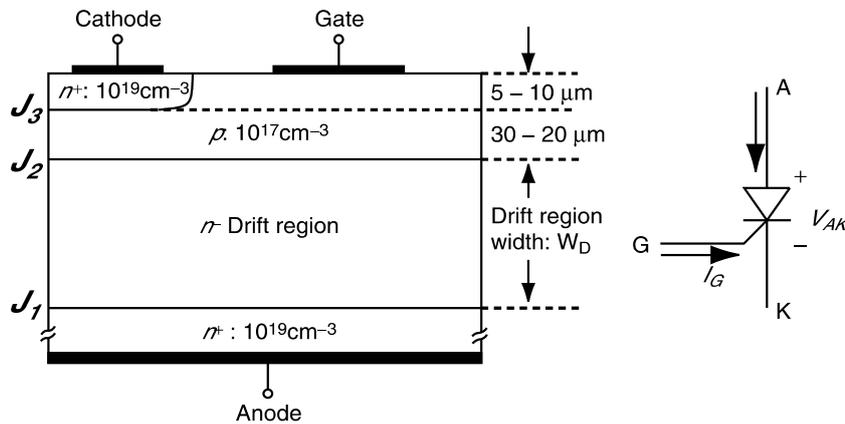


FIGURA 3.2 STRUTTURA FISICA E SIMBOLOGIA ELETTRICA DI UN TIRISTORE

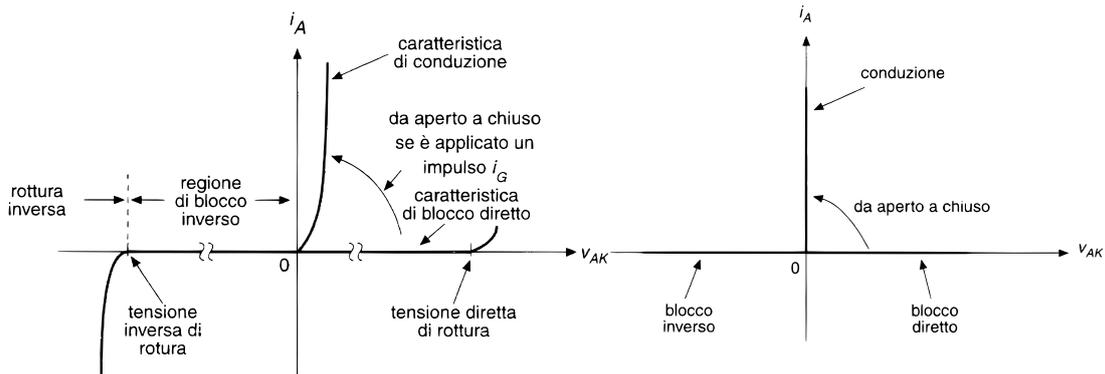


FIGURA 3.3 CARATTERISTICA REALE E CARATTERISTICA IDEALE DI UN TIRISTORE

Prendiamo un semplice circuito elettrico e descriviamo il funzionamento del tiristore. Come possiamo notare dalla figura 3.4, il controllo di innesco può essere esercitato in ogni istante della semionda positiva. Quando la corrente nel tiristore tenta di diventare negativa per l'inversione della tensione di alimentazione, se il tiristore fosse ideale, dovrebbe annullarsi in modo istantaneo. Tuttavia nella realtà ciò non accade e la corrente nel tiristore si inverte prima di annullarsi.

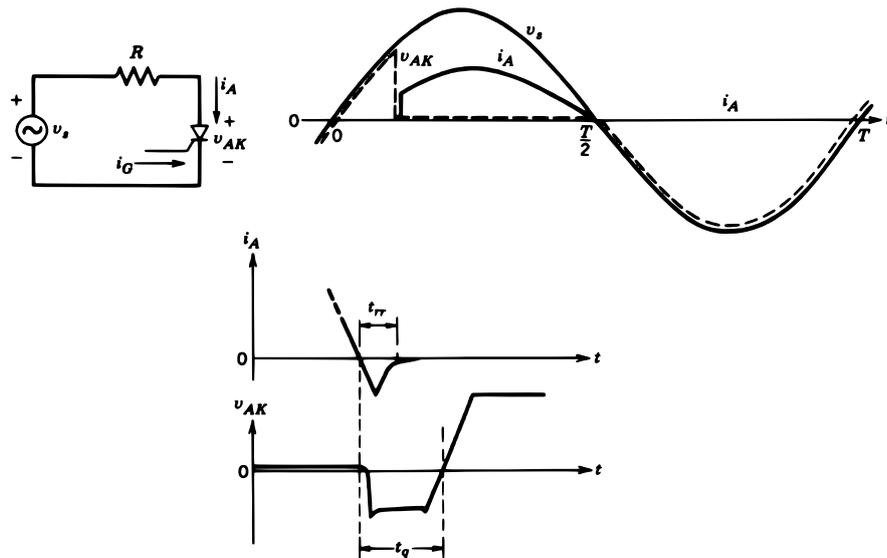


FIGURA 3.4 COMPORTAMENTO DI UN TIRISTORE IN UN CIRCUITO ELEMENTARE

Quando la corrente cambia polarità abbiamo due tempi caratteristici: il t_{rr} noto come tempo di ripristino (reverse-recovery time) e il t_q tempo di spegnimento (turn-off time). Il primo parametro indica quanto la corrente impiega a ritornare a zero dopo aver assunto un valore negativo. Il secondo parametro, ben più importante del precedente è il tempo di spegnimento: infatti per tutto il tempo t_q deve essere applicata una tensione inversa e solo dopo questo tempo il dispositivo può considerarsi spento, e quindi in grado di bloccare nuovamente la tensione diretta senza entrare in conduzione. Se una tensione diretta viene applicata prima che questo intervallo sia passato, il tiristore può entrare prematuramente in conduzione e danneggiarsi e/o danneggiare il circuito in cui è inserito.

In relazione alle applicazioni, sono disponibili diverse tipologie di tiristori. Nelle specifiche fornite dai data-sheet, oltre a tensione e corrente nominali, tempo di spegnimento t_q e la caduta di tensione, un'altra caratteristica importante che deve essere considerata è la derivata della corrente (di/dt) all'accensione e la derivata della tensione (dv/dt) allo spegnimento. Solitamente, lavorando in media tensione, si preferisce mettere più tiristori in serie, in modo che ciascun tiristore viene sottoposto a minori sollecitazioni di tensione.

Di grande importanza risulta essere infine il dimensionamento del sistema di smaltimento delle perdite dei circuiti di potenza, data l'entità delle correnti controllate: le soluzioni di raffreddamento adottate infatti condizionano sia le prestazioni sia l'architettura e l'aspetto costruttivo. I sistemi di raffreddamento sono principalmente a liquido e sono preferiti in genere a quelli ad aria da un lato per una maggior efficienza di dissipazione di calore, e dall'altro perché con un migliore sistema di raffreddamento si possono sfruttare maggiormente i singoli componenti. A grandi linee possiamo affermare che soluzioni a liquido sono previste per potenze generalmente elevate, mentre il raffreddamento ad aria viene utilizzato prevalentemente per potenze relativamente basse sull'ordine di qualche MVA. Il sistema a liquido viene inoltre preferito principalmente per i seguenti motivi:

- riduzione delle perdite del sistema da attribuirsi ad una minor potenza impegnata per il sistema di raffreddamento e quindi un maggior rendimento di quest'ultimo in termini di rapporto tra potenza smaltita e potenza necessaria allo smaltimento;
- riduzione del rumore acustico;
- riduzione degli ingombri relativi alla parte di potenza, semplificazione delle opere di installazione e alleggerimento delle opere di manutenzione;

Per garantire un alto livello di affidabilità in genere questi sistemi prevedono l'impiego di componenti altamente selezionati e ridondanti qualora debbono rispondere ad esigenze particolari durante il funzionamento. Il parametro che viene maggiormente controllato durante il funzionamento del sistema di raffreddamento risulta essere la temperatura del liquido di raffreddamento: essa infatti non può superare certi valori per non penalizzare lo smaltimento, né trovarsi al di sotto di altri se si vuole evitare la formazione di condensa sulle tubazioni idrauliche e i conseguenti rischi di scariche superficiali.

3.2.2 IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL TCR

Esistono diverse configurazioni del compensatore statico a tiristori e sono suddivise in base al tipo di potenza reattiva messa in gioco. Abbiamo infatti le seguenti tipologie:

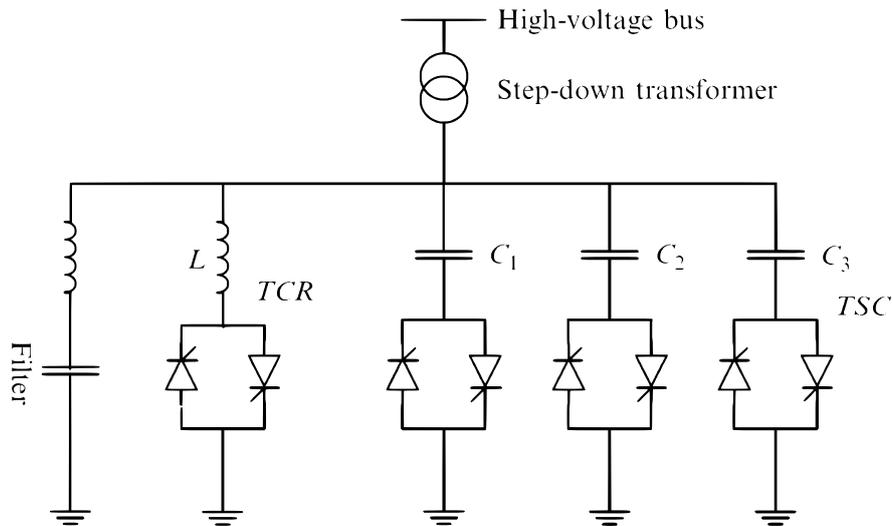


FIGURA 3.5 CONFIGURAZIONI PRINCIPALI DI UN SVC

- TCR-FC (Thyristor Controlled Reactor – Fixed Capacitor): si tratta di un induttore controllato da un tiristore accompagnato da banchi fissi di condensatori non commutabili. Il valore effettivo di induttanza messa in gioco è regolato in modo continuo tramite la variazione dell'istante di accensione del tiristore stesso, quindi tramite parzializzazione della conduzione;
- TSR (Thyristor Switched Reactor): si tratta di più banchi di induttori controllati da tiristori. Il valore effettivo di induttanza fornita è regolato a gradini dai tiristori;
- TSC (Thyristor Switched Capacitor): si tratta di più banchi di condensatori controllati da tiristori. Il valore di capacità effettivamente inserita viene regolata a gradini attraverso il controllo dei tiristori;

Il banco di condensatori posto in parallelo viene suddiviso in più banchi accordati su precise armoniche per assolvere la duplice funzione di generare potenza reattiva capacitiva (corrente in anticipo sulla tensione) e di assorbire le armoniche generate dal controllo di fase del TCR ed eventualmente dal carico. Poiché nel nostro caso la tipologia di SVC utilizzata è la prima, ovvero quella a TCR-FC, nel seguito ci occuperemo principalmente del comportamento del TCR, dedicando un paragrafo ai banchi di filtraggio. Prima di intraprendere lo studio trifase del dispositivo è utile analizzare nei dettagli il comportamento di un singolo tiristore monofase utilizzato per assorbire, in funzione di un certo comando di gate, una corrente induttiva variabile. Osserviamo quindi il circuito monofase appena descritto:

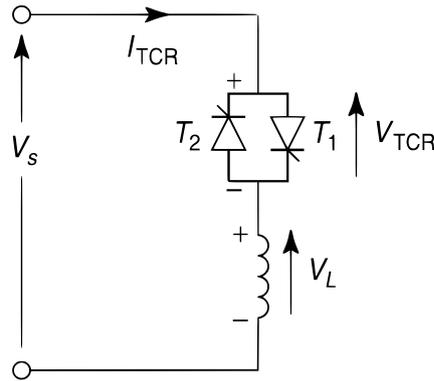


FIGURA 3.6 CIRCUITO ELEMENTARE PER LA DESCRIZIONE DI TCR MONOFASE

Dallo schema di figura 3.6 possiamo subito notare la presenza di due tiristori posti in antiparallelo, ciascuno dei quali conduce per metà periodo della fondamentale. Se l'innescò del tiristore avviene quando la tensione è massima otteniamo la piena conduzione dell'induttore. La corrente risulta essere composta essenzialmente dalla componente reattiva ed è quindi in ritardo di circa 90° rispetto alla tensione.

La regolazione della corrente avviene attraverso il controllo dell'angolo α di innescò del tiristore (calcolato a partire dal passaggio per lo zero della tensione): la piena conduzione si ottiene per $\alpha=90^\circ$, la conduzione parziale si ottiene per α compreso tra 90° e 180° . Aumentando l'angolo di innescò ottengo una riduzione della componente fondamentale della corrente: ciò coincide con la diminuzione della reattanza del TCR e quindi, la riduzione della potenza reattiva assorbita. Le relazioni tra angolo di innescò e angolo di conduzione sono mostrate nella figura 3.7.

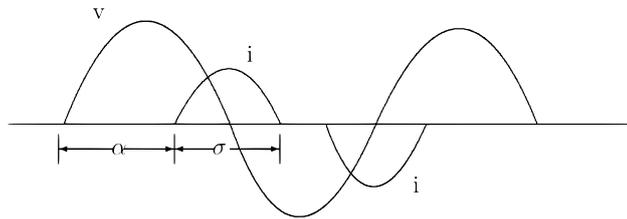
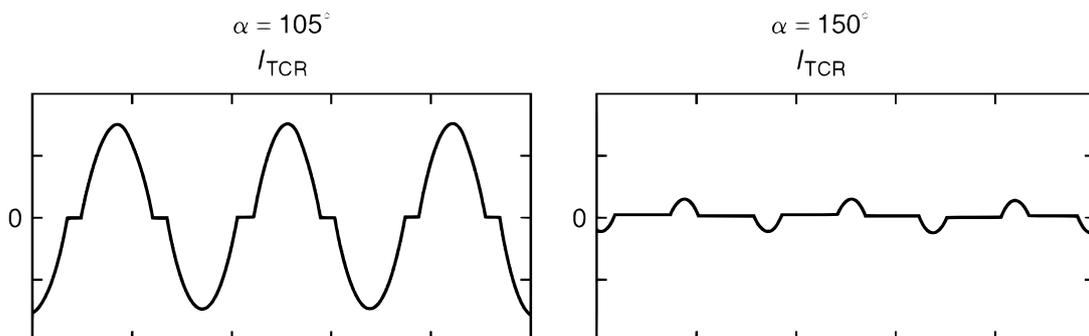


FIGURA 3.7 RELAZIONE TRA ANGOLO DI INNESCO E ANGOLO DI CONDUZIONE

Tali angoli sono messi in relazione dalla seguente espressione matematica:

$$\sigma = 2 \cdot (\pi - \alpha) \quad (3.1)$$

La forma d'onda della corrente e della tensione in funzione di una variazione degli angoli di innescò viene presentata nelle figure 3.8.



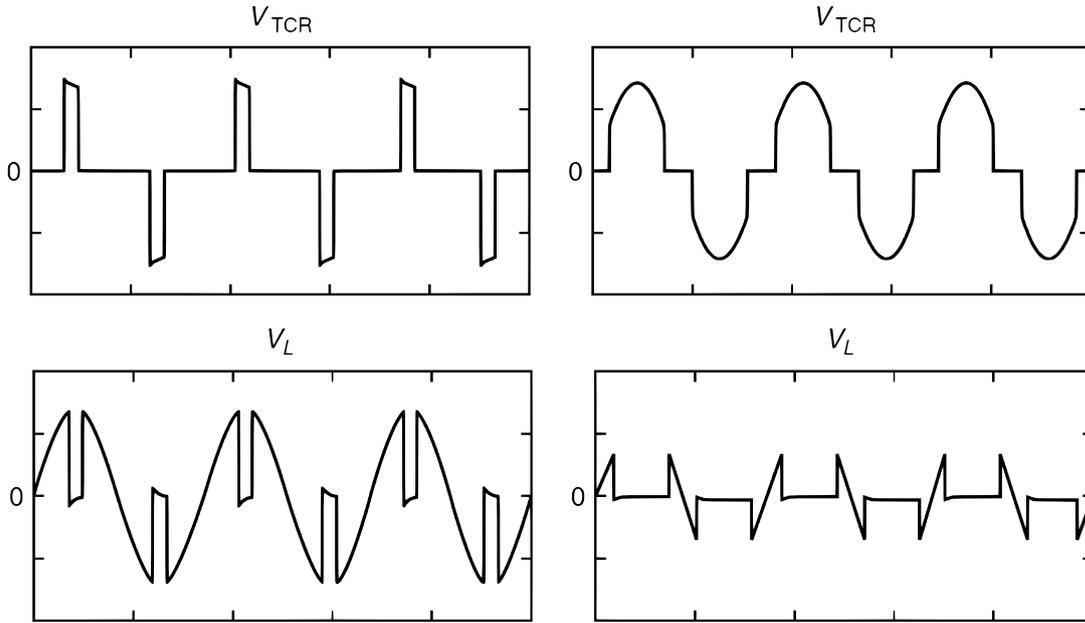


FIGURA 3.8 TENSIONI E CORRENTI PER DIFFERENTI ANGOLI DI INNESCO DEL TIRISTORE

Una volta fissato il funzionamento dal punto di vista fisico, possiamo anche fornire una rappresentazione analitica delle equazioni che lo descrivono. L'equazione differenziale che governa il funzionamento del circuito in figura 3.6 è la seguente:

$$L \cdot \frac{di}{dt} - u_s(t) = 0 \quad (3.2)$$

dove L è l'induttanza totale del TCR e u_s rappresenta la tensione di alimentazione. Se vogliamo ottenere la corrente dobbiamo necessariamente integrare tale equazione differenziale come segue:

$$i(t) = \frac{1}{L} \cdot \int u_s(t) dt + C \quad (3.3)$$

dove C rappresenta la costante di integrazione. Quindi, risolvendo l'integrale, la corrente è espressa dalla seguente relazione:

$$i(t) = -\frac{U}{\omega L} \cos \omega t + C, \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (3.4)$$

Consideriamo ora la condizione al contorno, ovvero che la corrente i , per $\omega t = 0$, è nulla: in tal modo possiamo risalire al valore della costante di integrazione C .

$$i(t) = -\frac{U}{\omega L} [\cos \alpha - \cos \omega t] \quad (3.5)$$

dove α rappresenta l'angolo di innesco misurato a partire dal passaggio per lo zero della tensione applicata. A questo punto applichiamo l'analisi di Fourier per calcolare la componente fondamentale della corrente $I_1(\alpha)$ del circuito:

$$i(\alpha) = a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t \quad (3.6)$$

Possiamo fin da subito considerare alcune proprietà che semplificano i calcoli: osservando la forma d'onda della corrente nel TCR possiamo subito affermare che il termine b_1 è nullo poiché abbiamo a che fare con segnali dispari (si verifica infatti che $f(x) = f(-x)$). Inoltre, secondo la proprietà $f(x + T/2) = f(-x)$, sono nulle tutte le componenti armoniche di

ordine pari. Il calcolo della corrente del TCR monofase si riduce quindi al solo coefficiente a_1 di Fourier:

$$a_1 = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(x) \cdot \cos\left(\frac{2\pi x}{T}\right) dx \quad (3.7)$$

Risolvendo tale integrale si ottiene quanto segue:

$$I_1(\alpha) = \frac{U}{\omega L} \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{1}{\pi} \cdot \sin 2\alpha \right) \quad (3.8)$$

Possiamo riscrivere il tutto introducendo la suscettanza B_{TCR} :

$$I_1(\alpha) = U \cdot B_{TCR}(\alpha) , \quad B_{TCR}(\alpha) = B_{\max} \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{1}{\pi} \cdot \sin 2\alpha \right) \quad (3.9)$$

$$\text{dove } B_{\max} = \frac{1}{\omega L_{TCR}}$$

Nella figura 3.9 viene presentata la variazione in “pu” della suscettanza del TCR in funzione dell’angolo di innesco. Il valore in pu è stato ottenuto usando come base il massimo valore della suscettanza.

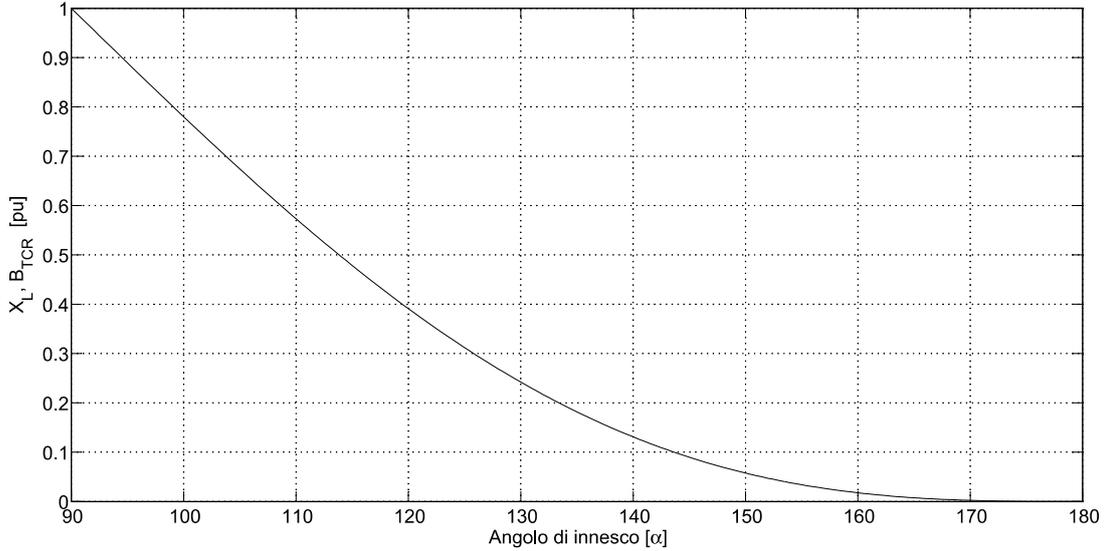


FIGURA 3.9 ANDAMENTO DELLA SUSCETTANZA B_{TCR} IN FUNZIONE DELL'ANGOLO DI INNESCO

Poiché conosciamo l’espressione che lega angolo di innesco e angolo di conduzione, possiamo sostituire i termini con quelli presenti nella equazione 3.1 ottenendo:

$$I_1(\sigma) = UB_{\max} \left(\frac{\sigma - \sin \sigma}{\pi} \right) = I_{1M} \left(\frac{\sigma - \sin \sigma}{\pi} \right) \quad (3.10)$$

dove I_{1M} è la corrente full-on in valore efficace;

Lo stesso grafico visto per la suscettanza B_{TCR} può essere disegnato per la corrente che il TCR riesce ad assorbire in funzione dell’angolo di innesco come in figura 3.10. Da tale dimostrazione possiamo comprendere come il TCR si comporta a tutti gli effetti come una suscettanza, e quindi una reattanza, variabile. Variando quindi l’angolo di innesco viene modificata la suscettanza e, di conseguenza, la componente fondamentale della corrente e ciò si traduce in una variazione della potenza reattiva assorbita dal reattore in quanto la tensione di alimentazione viene supposta costante.

Se osserviamo la corrente risultante dalla conduzione del TCR per un angolo $\alpha > 90^\circ$, possiamo notare come tale corrente presenta un andamento non sinusoidale: compare quindi un contenuto armonico che varia in funzione dell'angolo di conduzione σ .

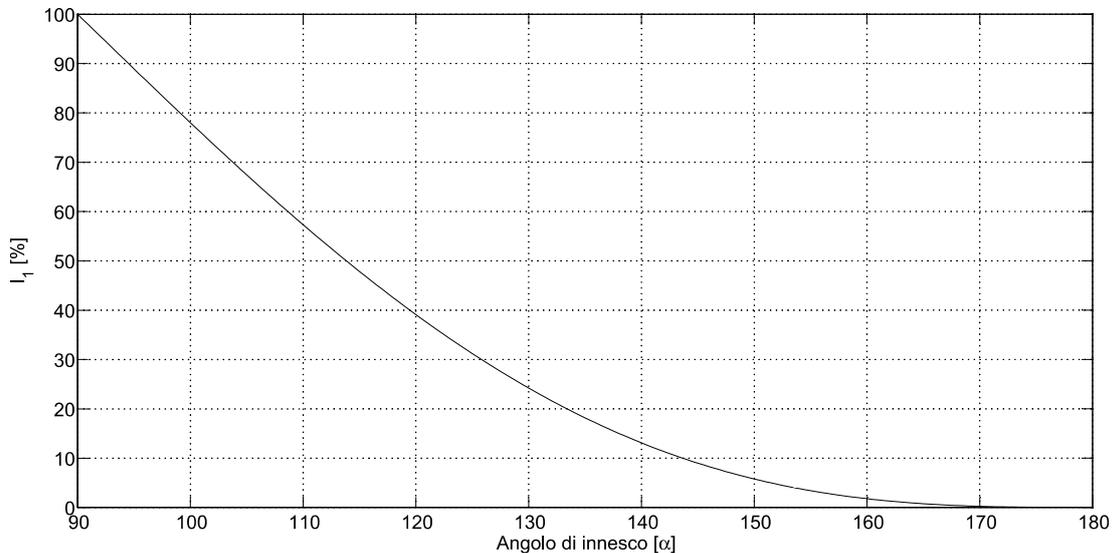


FIGURA 3.10 ANDAMENTO DELLA COMPONENTE FONDAMENTALE DELLA CORRENTE ASSORBITA DAL TCR IN FUNZIONE DELL'ANGOLO DI INNESCO α

Il valore efficace della n -esima componente armonica può essere espresso dalle seguenti relazioni:

$$I_n = \frac{U}{X_L} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \left[\frac{-2 \cdot \cos \alpha}{n} \cdot \sin(n\alpha) + \frac{\sin(n-1) \cdot \alpha}{n-1} + \frac{\sin(n+1) \cdot \alpha}{n+1} \right] \quad (3.11)$$

$$I_n = \frac{U}{X_L} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \left[\frac{\sin \alpha \cdot \cos(n\alpha) - n \cos \alpha \sin(n\alpha)}{n(n^2 - 1)} \right], \quad n = 2k + 1$$

dove k è un numero intero, 1,2,3... Nella figura 3.11 possiamo notare l'andamento della fondamentale e della somma di tutte le componenti armoniche generate dal TCR in valore efficace.

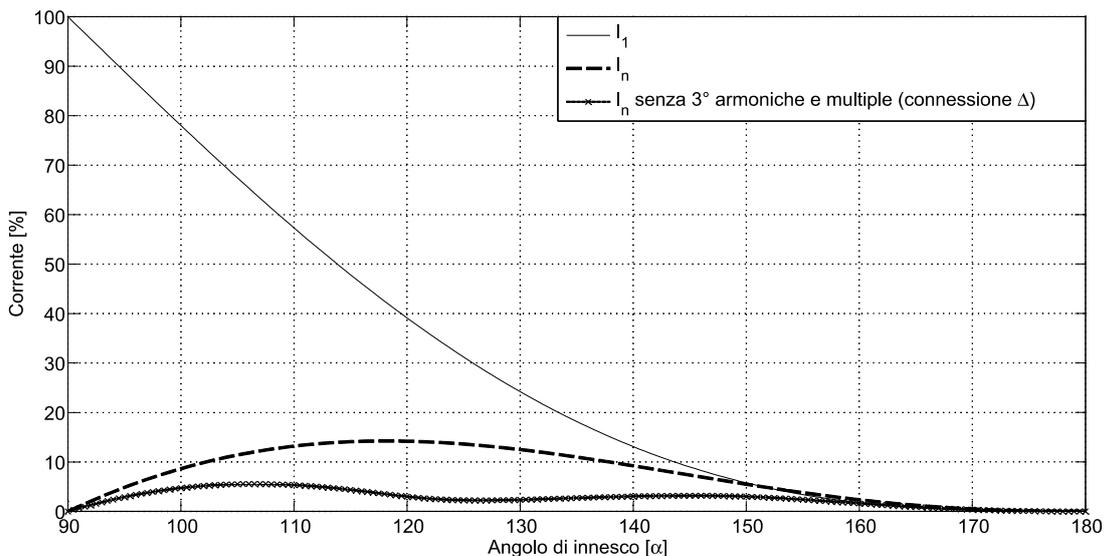


FIGURA 3.11 VARIAZIONI DELLA COMPONENTE FONDAMENTALE E DELLE COMPONENTI ARMONICHE AL VARIARE DELL'ANGOLO DI INNESCO α

Per una corretta comprensione del contenuto armonico è riportato in figura 3.12 come varia il contributo di ciascuna armonica di ordine dispari in funzione dell'angolo di innesco del TCR. Dagli andamenti si può notare come se facciamo la somma di tutte le armoniche in valore efficace non si manifesta un picco per uno stesso angolo di innesco.

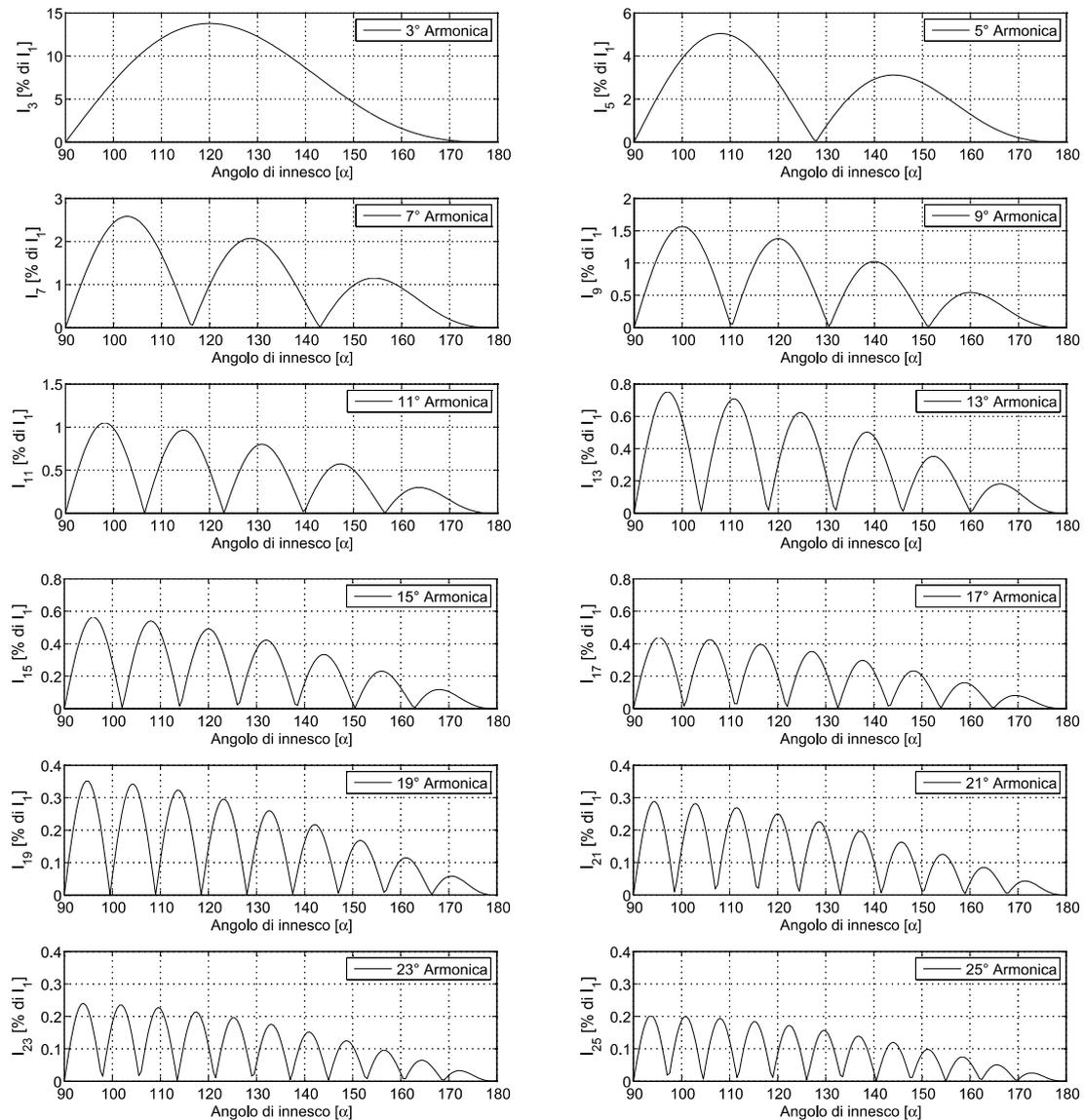


FIGURA 3.12 ANDAMENTO DELLE SINGOLE COMPONENTI ARMONICHE IN FUNZIONE DELL'ANGOLO DI INNESCO DEL TCR

I picchi, calcolati come valore percentuale riferito alla fondamentale (riferita alla piena conduzione), assumono i seguenti valori riportati in tabella 3.1:

COMPONENTE ARMONICA	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23
VALORE DI PICCO (%)	100	(13.78)	5.05	2.59	(1.57)	1.05	0.75	(0.57)	0.44	0.35	(0.29)	0.24

N.B. IN PARENTESI SONO RIPORTATE LE ARMONICHE MULTIPLE DI 3 LA CUI PRESENZA DIPENDE DAL TIPO DI CONNESSIONE TRIFASE DEL TCR.

TABELLA 3.1 VALORE DI PICCO DELLE COMPONENTI ARMONICHE GENERATE

3.2.3 LA CONNESSIONE TRIFASE DEL TCR

La descrizione che abbiamo visto riguarda un compensatore statico monofase: per il sistema trifase il collegamento tipico è il quello a triangolo come mostrato nella figura 3.13.

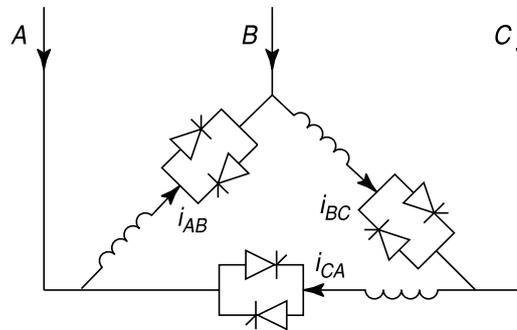


FIGURA 3.13 SCHEMA DI CONNESSIONE TRIFASE A TRIANGOLO DEL TCR

Nel trifase abbiamo quindi ben 6 catene di tiristori suddivisi in 3 rami monofase collegati a triangolo. L'induttore è costituito da nucleo in aria e viene ripartito, per ciascuna fase, in due porzioni identiche collegate ai capi dei due tiristori in antiparallelo: questo viene fatto per evitare che la tensione di picco venga misurata ai capi del tiristore e per impedire il danneggiamento del tiristore stesso in caso di cortocircuito dovuto ad un guasto tra i terminali dell'induttore.

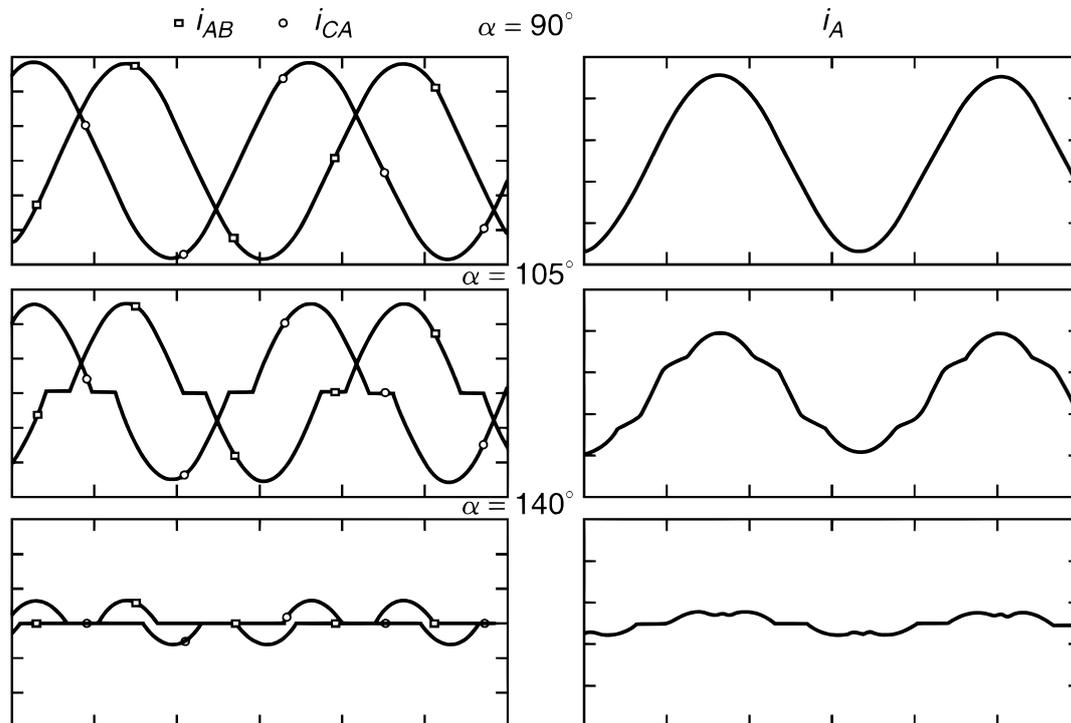


FIGURA 3.14 LEGAME TRA CORRENTI DI FASE E CORRENTI DI LINEA ASSORBITE DAL TCR

Usando un collegamento a triangolo di tre TCR monofase otteniamo una riduzione delle componenti armoniche a bassa frequenza multiple di 3: infatti con sistema trifase equilibrato, tutte le armoniche multiple di 3 sono confinate nel triangolo e quindi sono assenti dalle correnti di linea. Facciamo una breve dimostrazione di ciò: supponiamo di avere una terna di

correnti di fase di n-esima armonica i_{ABn} , i_{BCn} , i_{CAn} nei rispettivi rami e prendiamo le correnti di linea i_{An} , i_{Bn} , i_{Cn} . Possiamo esprimere le correnti di terza armonica come segue:

$$\begin{aligned} i_{AB3} &= a_3 \cos(3\omega t + \varphi_3) \\ i_{BC3} &= a_3 \cos(3\omega t + \varphi_3 - 3\frac{2\pi}{3}) = a_3 \cos(3\omega t + \varphi_3 - 2\pi) \\ i_{CA3} &= a_3 \cos(3\omega t + \varphi_3 - 3\frac{4\pi}{3}) = a_3 \cos(3\omega t + \varphi_3 - 4\pi) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Quindi abbiamo in poche parole che: $i_{AB3} = i_{BC3} = i_{CA3}$, ovvero le correnti sono tutte in fase e circolano nel triangolo come una corrente di sequenza zero. Ne segue che le correnti di 3^a armonica di linea vengono ridotte a zero come segue:

$$\begin{aligned} i_{A3} &= i_{AB3} - i_{CA3} = 0 \\ i_{B3} &= i_{BC3} - i_{AB3} = 0 \\ i_{C3} &= i_{CA3} - i_{BC3} = 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Un'analisi più approfondita mette in luce che non solo le componenti di terza armonica vengono eliminate dalla corrente di linea nel caso di funzionamento bilanciato: vengono infatti cancellate anche tutte le armoniche multiple di tre (quindi tutte le armoniche di ordine $3n+3$, dove $n=0,1,2,3,4$, etc. ovvero per 3^s, 9^a, 15^a, etc.). Possiamo intraprendere un'analisi simile per la 5^a armonica:

$$\begin{aligned} i_{AB5} &= a_5 \cos(5\omega t + \varphi_5) \\ i_{BC5} &= a_5 \cos(5\omega t + \varphi_5 - 5\frac{2\pi}{3}) = a_5 \cos(5\omega t + \varphi_5 - \frac{4\pi}{3}) \\ i_{CA5} &= a_5 \cos(5\omega t + \varphi_5 - 5\frac{4\pi}{3}) = a_5 \cos(5\omega t + \varphi_5 - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Gli sfasamenti fra le 3 correnti di fase del triangolo mettono in evidenza che la 5^a armonica rappresenta una terna di vettori di sequenza inversa. Lo stesso ragionamento può essere effettuato per tutte le armoniche di ordine generico $6n+5$, dove $n=0,1,2,3,4$, etc. (ovvero per 5^s, 11^a, 17^a, etc.). Tali armoniche inoltre non vengono eliminate dalla corrente di linea attraverso la connessione a triangolo. Per la 7^a armonica abbiamo che:

$$\begin{aligned} i_{AB7} &= a_7 \cos(7\omega t + \varphi_7) \\ i_{BC7} &= a_7 \cos(7\omega t + \varphi_7 - 7\frac{2\pi}{3}) = a_7 \cos(7\omega t + \varphi_7 - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{CA7} &= a_7 \cos(7\omega t + \varphi_7 - 7\frac{4\pi}{3}) = a_7 \cos(7\omega t + \varphi_7 - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Lo sfasamento di queste componenti ci indica che la 7^a armonica, e tutte le altre armoniche di ordine $6n+1$, dove $n=0,1,2,3,4$, etc. (ovvero per 7^s, 13^a, 19^a, etc.), compongono una terna diretta e a maggior ragione sono presenti nelle correnti di linea.

La condizione di funzionamento perfettamente equilibrato non è quasi mai verificata nella realtà. Infatti gli stessi induttori non sono quasi mai dello stesso valore in tutte e tre le fasi, o la tensione può non essere bilanciata. Queste condizioni di funzionamento non bilanciato provoca l'emissione di armoniche che, grazie al tipo collegamento, vengono confinate nel triangolo (a partire ad esempio dalla presenza della terza armonica nella corrente di linea). L'ampiezza di queste armoniche è generalmente trascurabile sotto condizione di funzionamento normale, ma durante perturbazioni severe può essere necessario comandare l'innesco del tiristore con angolo diverso tra semionda positiva e semionda negativa. Tale condizione fa comparire una componente DC che è sufficiente per provocare la saturazione dei trasformatori ed incrementare i disturbi inerenti le armoniche. Vale la pena sottolineare come, con dispositivi di compensazione statici della potenza reattiva, vi è la possibilità di

compensare non solamente la componente reattiva, ma anche la componente di sequenza inversa delle correnti di carico. In questo modo l'insieme composto dal carico (comunque squilibrato) più il compensatore statico viene visto dalla rete come un utilizzatore attivo ed equilibrato. Tale caratteristica oltre che dal tipo di collegamento a triangolo dipende dalla possibilità di agire su ciascuna fase in modo indipendente. Si può dimostrare che le correnti reattive di fase del TCR sono legate alle componenti reattive delle correnti di linea della relazioni di *Steinmetz*.

In aggiunta a questi fenomeni dobbiamo sottolineare la presenza di una modesta componente di corrente (0.5-2%), in fase con la fondamentale, che scorre nel TCR e rappresenta le perdite dovute alla resistenza messa in gioco dall'induttanza e dal tiristore. Valori tipici per il fattore di merito del TCR Q sono solitamente compresi nell'intervallo $40 \div 100$. Un metodo alternativo per ridurre ad esempio le componenti armoniche di 5^a e 7^a consiste nel suddividere il TCR in due parti, ciascuna delle quali è collegata ad uno dei due avvolgimenti secondari del trasformatore abbassatore (Step-Down) come mostrato nella seguente figura:

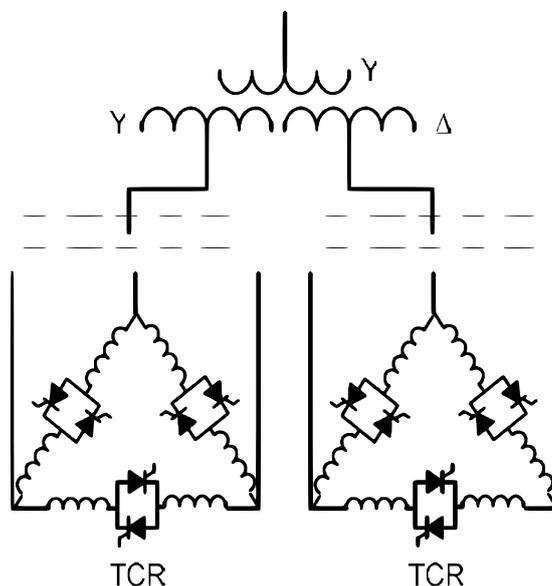


FIGURA 3.15 ESEMPIO DI CONNESSIONE TRIFASE CON TRASFORMATORE A TRE AVVOLGIMENTI

Tale collegamento introduce uno sfasamento di 30° tra la tensione e la corrente di ciascuno dei due TCR ed elimina "virtualmente" la 5^a e la 7^a dal primario del trasformatore. Tale connessione è nota anche come collegamento dodecafase in quanto ci sono 12 tiristori in conduzione per ogni periodo della fondamentale. La stessa tecnica viene utilizzata nei raddrizzatori collegati ai trasformatori nei sistemi HVDC per cancellare le armoniche. Con tale configurazione abbiamo che la più bassa armonica presente in rete è la 11^a e la 13^s e quindi può essere usato senza i filtri di 5^a e di 7^a, fatto che comporta dei vantaggi in tutti quei casi in cui si possono presentare delle risonanze di rete prossime a queste frequenze. Per quanto riguarda la generazione di 3^a armonica, in caso di funzionamento squilibrato, è simile ad una configurazione classica.

Infine, essendo il TCR è generalmente collegato a triangolo, vale la pena ricordare che si deve necessariamente distinguere la corrente di linea dalla corrente di fase. Infatti la corrente reattiva che dobbiamo compensare è una corrente di linea. Una volta note le grandezze principali del TCR abbiamo le seguenti relazioni:

$$I_{LINEA} = \sqrt{3} \cdot I_{FASE} \quad (3.16)$$

$$S_{TCR} = \sqrt{3} \cdot UI_{LINEA} \rightarrow S_{TCR} = 3 \cdot UI_{FASE} \quad (3.17)$$

3.3 IL SISTEMA DI CONTROLLO

Tratteremo in questo paragrafo degli elementi essenziali per l'implementazione del compensatore statico in Matlab-Simulink: quindi si darà un'illustrazione generale trattando i principali aspetti che caratterizzano il sistema di controllo.

L'unità centrale del sistema di controllo di un TCR è suddivisa in due sezioni:

- una sezione contiene l'implementazione del sistema di controllo del compensatore statico assieme alla gestione della sincronizzazione degli impulsi e delle protezioni;
- l'altra sezione riguarda la gestione della trasmissione e ricezione di segnali con gli altri dispositivi interconnessi attraverso le rete o bus dati dedicati.

Abbiamo poi la "User-Side", ovvero l'interfaccia utente attraverso la quale è possibile connettersi al compensatore ed avere accesso a funzioni di supervisione, di analisi delle grandezze principali durante il funzionamento, di programmazione e di taratura dei principali parametri di funzionamento.

Abbiamo infine la sezione ingressi ed uscite, suddivisa a sua volta in due sottoinsiemi in relazione alla frequenza di funzionamento:

- ingressi ed uscite funzionanti a bassa frequenza (utilizzati ad esempio per controllare il sistema di raffreddamento delle valvole, i comandi dati dal pannello di interfaccia e per sistemi di sicurezza);
- ingressi ed uscite veloci per il controllo e l'analisi dei parametri da controllare (tensioni e correnti) e per il controllo dell'angolo di innesco dei tiristori.

Concentriamo ora la nostra attenzione sulla sezione di misura e di compensazione della potenza reattiva. Per applicazioni in cui siano richieste elevate velocità di risposta (ad esempio per la compensazione di carichi caratterizzati, nel funzionamento, da rapide variazioni della potenza reattiva) viene solitamente affiancato al regolatore in anello chiuso una compensazione diretta ad anello aperto caratterizzata da tempi di risposta di circa mezzo ciclo della fondamentale. Nella seguente figura 3.15, viene riportato uno schema a blocchi tipico di un sistema di controllo delle grandezze elettriche da monitorare per compensatori statici di potenza reattiva.

Il principio di funzionamento alla base del controllo è di fornire, istante per istante (il controllo esegue i calcoli con una determinata frequenza), l'angolo di innesco dei tiristori per ciascun ramo in modo da ottenere istante per istante la compensazione della potenza reattiva. Tale segnale di controllo può derivare, come mostrato sopra, dal calcolo della potenza reattiva oppure dal calcolo della componente reattiva della corrente o infine dal calcolo della suscettanza che il TCR deve mettere in gioco: tutti questi metodi sono comunque equivalenti. Risulta molto importante che l'intera catena di controllo abbia una risposta rapida in seguito alle variazioni della potenza reattiva da compensare.

L'anello chiuso di compensazione ha il compito principale di portare il fattore di potenza ad 1 (o ad un valore diverso che si può impostare nel controllo) e garantire a regime precisione e stabilità della regolazione. Tale sistema è composto da un accurato filtraggio delle grandezze in ingresso tramite filtri, dal calcolo della potenza reattiva di linea per ciascuna fase e infine il calcolo della corrente equivalente che il TCR deve compensare; in uscita viene fornito un segnale $\Delta_{CORRENTE}$ fornito da un integratore, che a compensazione avvenuta tende a zero.

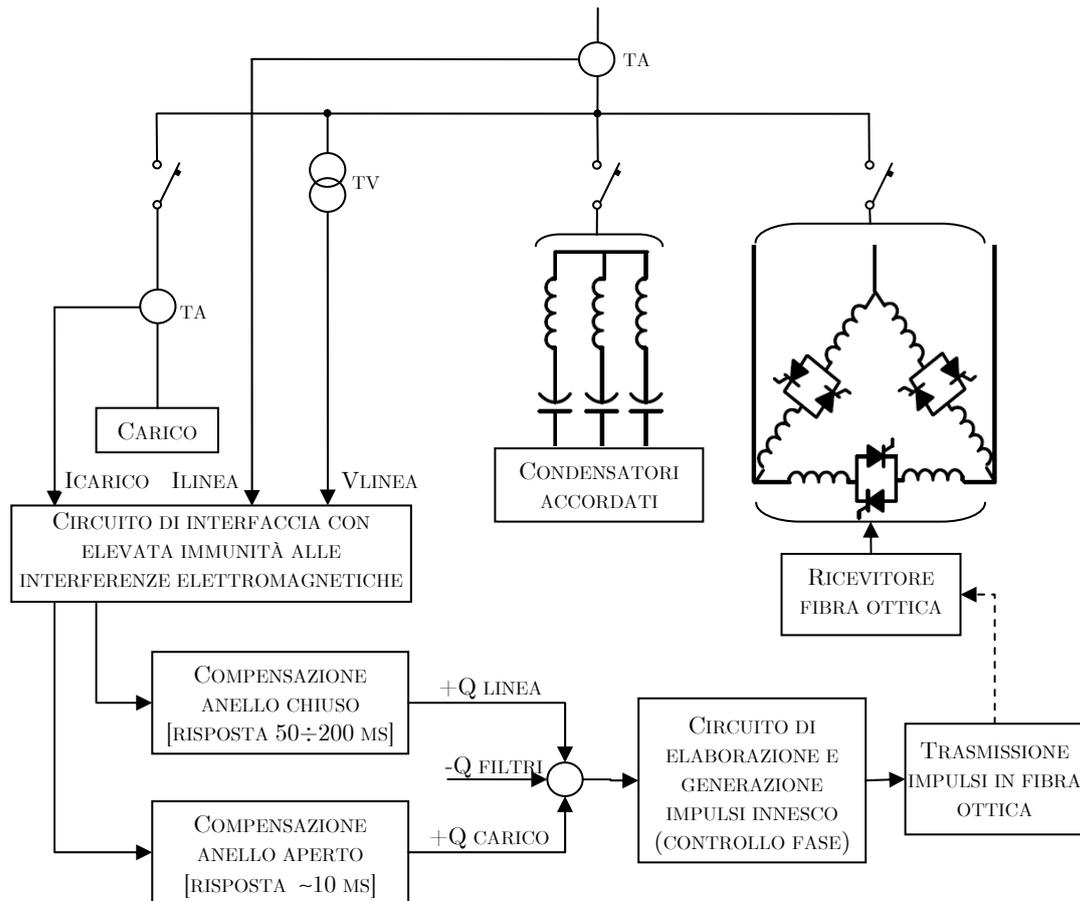


FIGURA 3.16 SCHEMA A BLOCCHI DELLA STRUTTURA DEL SISTEMA DI CONTROLLO DI UN SVC

Nel nostro caso il segnale in uscita è presentato da una corrente reattiva e non da una potenza reattiva. Lo schema a blocchi di tale controllo è il seguente:

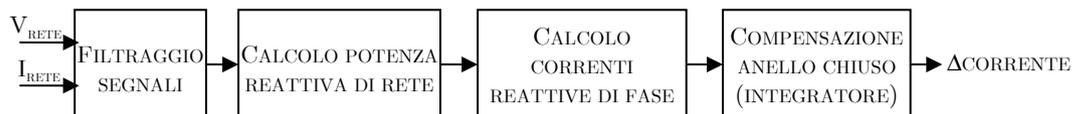


FIGURA 3.17 SCHEMA A BLOCCHI DELL'ANELLO CHIUSO

Viceversa, l'anello aperto, viene usato per compensare le variazioni veloci di potenza introdotte da carichi caratterizzati da un comportamento fortemente variabile (come ad esempio i forni ad arco). Particolari accorgimenti devono essere presi nella progettazione della stadio di filtraggio: essi infatti hanno sia il compito di eliminare il contenuto armonico presente nei segnali provenienti dai trasduttori, sia di compensare il ritardo intrinseco del sistema di potenza nel campo di frequenza tipico delle fluttuazioni di tensione ($1 \div 20$ Hz) tipico dei forni ad arco. Tutto questo ha consentito di raggiungere tempi di compensazione dell'ordine di mezzo ciclo della fondamentale. Lo schema a blocchi è il seguente:

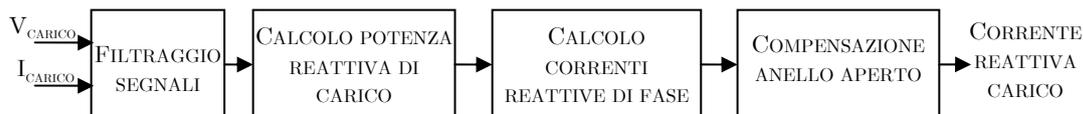


FIGURA 3.18 SCHEMA A BLOCCHI DELL'ANELLO APERTO

Successivamente si somma la corrente reattiva del carico, la corrente reattiva dei filtri e il Δ CORRENTE e si applica la conversione da corrente ad angoli di innesco seguendo le curve già

presentate nei paragrafi precedenti. Un argomento interessante, riguarda il tipo di algoritmo implementato per il calcolo o della componente reattiva della corrente o della potenza reattiva: nei prossimi sottoparagrafi vengono illustrati alcuni dei principali metodi.

Per una corretta compensazione sia della potenza reattiva, sia delle fluttuazioni di tensione è importante che il sistema di controllo di un SVC sia in grado di rilevare correttamente le componenti reattive. Come visto nel paragrafo relativo alla struttura del sistema di controllo, è importante rilevare la potenza e la corrente reattiva in due punti dell'impianto:

- calcolo delle grandezze reattive al secondario del trasformatore abbassatore, per la regolazione ad anello chiuso;
- calcolo delle grandezze reattive della linea che alimenta il forno ad arco, per la regolazione ad anello aperto;

Benché l'algoritmo di calcolo possa essere identico tra i due casi, grande importanza assumono le reti di condizionamento del segnale (in primo luogo i filtri): introdurre ritardi nella fase o guadagni nelle ampiezze può portare ad un funzionamento non corretto e ad un peggioramento della compensazione della potenza reattiva.

3.3.1 LA POTENZA ELETTRICA

Ci sono tre quantità standard associate al termine "Potenza Elettrica":

- la potenza apparente S , misurata in Volt-Ampere [VA], è data dal prodotto tensione efficace per corrente efficace;
- la potenza attiva P , misurata in Watt [W], è data dalla media dell'energia fornita;
- la potenza reattiva Q , misurata in voltampere-reattivi [var], è la componente della potenza apparente che è in quadratura con la potenza attiva.

Il calcolo della potenza apparente S può essere fatto sia in condizioni sinusoidali, sia in condizioni non sinusoidali:

$$S = U_{rms} \times I_{rms} \quad (3.18)$$

dove tensione e corrente sono valori efficaci. In condizioni sinusoidali tali tensioni e correnti contengono solamente la componente alla frequenza fondamentale e quindi il valore efficace si può esprimere come segue:

$$U_{rms} = \frac{U_1}{\sqrt{2}}, \quad I_{rms} = \frac{I_1}{\sqrt{2}} \quad (3.19)$$

dove V_i e I_i sono le tensioni e le correnti di picco;

In condizioni non sinusoidali di funzionamento, una forma d'onda distorta presenta un contenuto armonico composto da armoniche a frequenza e ampiezza differenti. In tali condizioni, il valore efficace della tensione e della corrente deve essere calcolato come segue:

$$U_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{max}} \left(\frac{U_h}{\sqrt{2}} \right)^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_{h_{max}}^2} \quad (3.20)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{max}} \left(\frac{I_h}{\sqrt{2}} \right)^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_{h_{max}}^2} \quad (3.21)$$

dove V_h e I_h , sono rispettivamente le ampiezze della componenti armoniche della tensione e della corrente.

La potenza attiva P viene solitamente descritta come la potenza riferita alla reale potenze elettrica convertita in lavoro dal carico (ad esempio la potenza convertita da una lampada ad incandescenza in calore e luce). Tale lavoro viene svolto quindi dalla componente della corrente in fase con la tensione di alimentazione. Viceversa, nessuna potenza attiva, e quindi nessun lavoro elettrico, viene compiuto se la corrente non è più in fase con la tensione di alimentazione. La potenza attiva pertanto può essere calcolata attraverso la media del prodotto tra tensione istantanea e corrente istantanea sia nel caso di funzionamento in condizioni sinusoidali, sia in condizioni di forme d'onda distorte:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt \quad (3.22)$$

Nel caso di funzionamento in condizioni sinusoidali, P si può calcolare secondo la nota relazione:

$$P = \frac{U_1 \cdot I_1}{2} \cos \theta_1 = U_{rms} I_{rms} \cos \theta_1 = S \cos \theta_1 \quad (3.23)$$

dove θ_1 è l'angolo di sfasamento tra la tensione e la corrente relativamente alle componenti fondamentali. La potenza reattiva Q , è una tipologia di potenza che non produce lavoro e viene solitamente associata agli elementi reattivi di rete (induttori e condensatori). Ad esempio, l'induttanza di un motore elettrico provoca uno sfasamento della corrente in ritardo rispetto alla tensione di un certo angolo. La potenza reattiva che compare ai capi dell'induttore viene scambiata continuamente tra lo stesso e il generatore di tensione. Proprio per questa caratteristica di non produrre lavoro viene chiamata anche come potenza immaginaria. Nel caso sinusoidale può essere calcolata come segue:

$$Q = \frac{U_1 \cdot I_1}{2} \sin \theta_1 = U_{rms} I_{rms} \sin \theta_1 = S \sin \theta_1 \quad (3.24)$$

Dal calcolo è evidente che si tratta della componente in quadratura rispetto alla potenza attiva. Ci sono delle discordanze sulla definizione della potenza reattiva in regime distorto. Si cerca di dare maggiore importanza alla potenza attiva, che svolge lavoro, e alla potenza apparente che definisce la capacità del sistema elettrico di fornire potenza attiva. Per la descrizione dei sistemi di calcolo delle componenti reattive prendiamo una terna di tensioni stellate:

$$\begin{aligned} E_R(t) &= E_{0peak} \sin(\omega t) \\ E_S(t) &= E_{0peak} \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ E_T(t) &= E_{0peak} \sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Analogamente, le correnti sono sfasate di un certo angolo rispetto alle tensioni stellate (il fono infatti è un carico tipicamente resistivo-induttivo):

$$\begin{aligned} I_R(t) &= I_{0peak} \sin(\omega t - \varphi) \\ I_S(t) &= I_{0peak} \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \varphi\right) \\ I_T(t) &= I_{0peak} \sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi - \varphi\right) \end{aligned} \quad (3.26)$$

Il valore della tensione concatenata si ottiene eseguendo la differenza tra due tensioni di fase come di seguito riportato:

$$\begin{aligned}
U_{ST}(t) &= E_S - E_T = E_{0peak} \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) - E_{0peak} \sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \\
U_{ST}(t) &= E_{0peak} \left[\sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) - \sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \right] \\
U_{ST}(t) &= E_{0peak} \left[\cos\left(\frac{\omega t - \frac{2}{3}\pi + \omega t - \frac{4}{3}\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega t - \frac{2}{3}\pi - \omega t + \frac{4}{3}\pi}{2}\right) \right] \\
U_{ST}(t) &= E_{0peak} \left[2 \cdot \cos(\omega t - \pi) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \right] \\
U_{ST}(t) &= E_{0peak} \left[2 \cdot \cos(\omega t - \pi) \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} \right] \\
U_{ST}(t) &= -\sqrt{3} \cdot E_{0peak} \cos(\omega t) \tag{3.27}
\end{aligned}$$

Fatta questa importante premessa possiamo andare a vedere quali sono i principali algoritmi che consentono il calcolo della corrente e della potenza reattiva. Una volta determinata la potenza reattiva istantanea per fase possiamo risalire prima alla corrente di linea e poi alla corrente di fase: essendo il TCR connesso a triangolo, dobbiamo necessariamente risalire alla corrente equivalente a triangolo. Tale calcolo può essere facilmente svolto utilizzando le trasformazioni di *Steinmetz* come di seguito riportato:

$$\begin{aligned}
I_{RSpeak} &= \frac{+I_{Rpeak} + I_{Speak} - I_{Tpeak}}{\sqrt{3}} \\
I_{STpeak} &= \frac{-I_{Rpeak} + I_{Speak} + I_{Tpeak}}{\sqrt{3}} \\
I_{TRpeak} &= \frac{+I_{Rpeak} - I_{Speak} + I_{Tpeak}}{\sqrt{3}}
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Passiamo ora, nei seguenti sottoparagrafi, all'illustrazione dei vari algoritmi.

3.3.2 PRIMO METODO DI CALCOLO DELLA POTENZA REATTIVA

Il metodo di calcolo della corrente reattiva implementato nella vecchie versioni analogiche del controllo del SVC, prevede la somma dei seguenti prodotti vettoriali per il calcolo della potenza reattiva istantanea di una fase:

$$Q_{LOAD_R}(t) = \frac{E_S(t) - E_T(t)}{\sqrt{3}} \cdot I_R(t) + E_R(t) \cdot \frac{dI_R(t)}{dt} = \frac{U_{ST}(t)}{\sqrt{3}} \cdot I_R(t) + E_R(t) \cdot \frac{dI_R(t)}{dt}$$

Possiamo evidenziare come la tensione V_{ST} è in quadratura rispetto alla tensione stellata E_R , mentre la corrente I_R è in quadratura rispetto alla sua derivata. Detto ciò, possiamo proseguire nel calcolo applicando le formule di *Werner*:

$$\begin{aligned}
Q_{LOAD_R}(t) &= \frac{-\sqrt{3}E_{0peak} \cos(\omega t)}{\sqrt{3}} \cdot I_{0peak} \sin(\omega t - \varphi) + E_{0peak} \sin(\omega t) \cdot \frac{d}{dt} [I_{0peak} \sin(\omega t - \varphi)] \\
Q_{LOAD_R}(t) &= -\frac{E_{0peak} I_{0peak}}{2} [\sin(2\omega t - \varphi) + \sin(-\varphi)] + \frac{E_{0peak} I_{0peak} \omega}{2} [\sin(2\omega t - \varphi) + \sin(\varphi)]
\end{aligned}$$

A questo punto, una volta compensato il guadagno ω introdotto con la derivata, abbiamo che i termini a frequenza doppia della fondamentale si elidono mentre la componente continua della potenza reattiva si somma. Si ottiene quindi:

$$Q_{LOAD_R}(t) = \frac{E_{0\,peak} I_{0\,peak}}{2} \sin(\varphi) + \frac{E_{0\,peak} I_{0\,peak}}{2} \sin(\varphi) = E_{0\,peak} I_{0\,peak} \sin(\varphi) \quad (3.29)$$

tale relazione rappresenta dunque una grandezza continua proporzionale alla potenza reattiva di una fase. Tale algoritmo presenta una buona risposta a variazioni della potenza reattiva e non manifesta oscillazioni indesiderate. Tuttavia una pecca è legata al significato implicito in merito alla derivata: si riscontra un' aumento della banda passante e ciò si traduce in un'amplificazione delle armoniche di ordine elevato. Per tale ragione il sistema dovrà essere accompagnato da un opportuno sistema di filtraggio. La componente reattiva della corrente può essere calcolata come segue:

$$I_{0\,peak} = I_R = \frac{Q_{LOAD_R}(t)}{E_{0\,peak}} \quad (3.30)$$

Questo metodo sarà chiamato per semplificare le presentazioni dei risultati nel capitolo 6 come "Metodo A".

3.3.3 SECONDO METODO DI CALCOLO DELLA POTENZA REATTIVA

Un'altra metodologia per risalire alla potenza reattiva monofase si basa sul prodotto di una tensione concatenata per una corrente di linea. Tale algoritmo è descritto dalle seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} V_{ST}(t) \cdot I_R(t) &= -\sqrt{3} \cdot E_{0\,peak} \cos(\omega t) \cdot I_{0\,peak} \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ST}(t) \cdot I_R(t) &= -\sqrt{3} I_{0\,peak} E_{0\,peak} \cos(\omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ \sin \alpha \cdot \cos \beta &= \frac{1}{2} [\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)] \\ V_{ST}(t) \cdot I_R(t) &= -\frac{\sqrt{3} I_{0\,peak} E_{0\,peak}}{2} [\sin(2\omega t - \varphi) + \sin(-\varphi)] \\ V_{ST}(t) \cdot I_R(t) &= -\underbrace{\frac{\sqrt{3} I_{0\,peak} E_{0\,peak}}{2} \sin(2\omega t - \varphi)}_{\text{COMPONENTE ALTERNATA}} + \underbrace{\frac{\sqrt{3} I_{0\,peak} E_{0\,peak}}{2} \sin(\varphi)}_{\text{COMPONENTE CONTINUA}} \quad (3.31) \end{aligned}$$

Con opportuno filtraggio quindi possiamo ricavare in uscita una grandezza continua che rappresenta la potenza reattiva: il fattore 2 è dovuto al fatto che I_0 e E_0 sono valori di picco, viceversa la radice di 3 deriva dal calcolo matematico e rappresenta una amplificazione rispetto alla reale potenza reattiva monofase. Se vogliamo calcolare la corrente reattiva di picco (in quadratura), associata alla fase R procediamo come segue:

$$I_R = \sqrt{3} \frac{E_{0\,peak}}{\sqrt{2}} \frac{I_{0\,peak}}{\sqrt{2}} \cdot \sin \varphi \cdot \frac{2}{\sqrt{3} E_{0\,peak}} = \frac{V_{0\,peak}}{\sqrt{2}} \frac{I_{0\,peak}}{\sqrt{2}} \cdot \sin \varphi \cdot \frac{2}{V_{0\,peak}} = I_{0\,peak} \sin \varphi \quad (3.32)$$

Questo metodo verrà indicato, per semplificare la presentazione dei risultati nel capitolo 6, come "Metodo B".

3.3.4 PRIMO METODO DI CALCOLO DELLA CORRENTE REATTIVA

Questo metodo presenta delle analogie concettuali con il metodo illustrato nel paragrafo precedente. L'idea che sta alla base di dell'algoritmo è la seguente: se si riesce a rilevare lo sfasamento tra il vettore della tensione e quello della corrente, attraverso la trigonometria, è

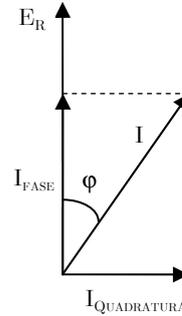
possibile risalire al valore della corrente in quadratura con la tensione. Se analizziamo il tutto in termini vettoriali possiamo dedurre che se conosciamo il vettore che rappresenta la tensione e quello che rappresenta la corrente, è possibile calcolare la componente in quadratura della corrente (parte reattiva). Una rappresentazione vettoriale della situazione è la seguente:

$$E_R(t) = E_{0\text{peak}} \sin(\omega t)$$

$$I = I_{0\text{peak}} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$I_{\text{QUADRATURA}} = I \sin(\varphi)$$

$$I_{\text{FASE}} = I \cos(\varphi)$$



Un modo che consente di fare questa operazione è di utilizzare un PLL, acronimo di “Phase Locked Loop” (tradotto letteralmente come “anello ad aggancio di fase”). Si tratta di un sistema di controllo il cui obiettivo è la sincronizzazione dell’angolo istantaneo, ovvero della fase e della frequenza, di un segnale generato localmente a quello di uno posto come ingresso, denominato anche segnale di riferimento. La sincronizzazione dell’angolo istantaneo, denominata anche aggancio, in linea di principio avviene mediante la comparazione delle fasi. Una volta raggiunto questo stato l’errore di fase tra il segnale di riferimento e quello generato localmente è molto piccolo o nullo. Il dispositivo, nelle prime versioni era di tipo analogico. Oggi, l’introduzione di nuove tecnologie e i continui progressi compiuti nel campo dei circuiti integrati (costi in diminuzione, frequenze di funzionamento in aumento, maggiori funzioni a parità di area di silicio) hanno consentito la realizzazione di PLL completamente digitali.

Oltre che generare una funzione sinusoidale di un segnale in ingresso, è possibile generare anche una funzione cosinusoidale in quadratura rispetto alla sinusoide. Se si utilizza un PLL sincronizzato con la tensione di linea e, si moltiplica il coseno generato con ampiezza unitaria con la corrente di linea, si ottiene la componente in quadratura del segnale come di seguito illustrato:

$$I_{\text{QUADRATURA}} = I_{\text{peak}} \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t), \quad \text{dove } \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)]$$

$$I_{\text{QUADRATURA}} = \underbrace{\frac{I_{\text{peak}}}{2} \sin(2\omega t - \varphi)}_{\text{COMPONENTE INDESIDERATA}} + \underbrace{\frac{I_{\text{peak}}}{2} \sin(-\varphi)}_{\text{COMPONENTE CONTINUA}} \quad (3.33)$$

Dai calcoli otteniamo una variazione di segno: quindi una corrente positiva se capacitiva, e negativa se induttiva. Tale questione, contraria alle convenzioni, può essere banalmente risolta applicando uno sfasamento di 180° del coseno generato dal PLL (oppure, usando una semplice negazione). Si nota anche la presenza di una variazione delle ampiezze che dovrà essere corretta.

Se si osserva la formula ottenuta, oltre alla componente di mio interesse, ottengo un disturbo a frequenza doppia rispetto alla fondamentale. Bisogna fare attenzione in quanto tale disturbi vanno eliminati tramite opportuno filtraggio. Inoltre, nel dimensionamento dei filtri bisogna tener presente che, se la corrente non è perfettamente sinusoidale e contiene delle interarmoniche tipiche del flicker, queste vengono riportate in uscita e devono essere necessariamente filtrate. Ad esempio, se ho una modulante a 10 Hz sovrapposta alla corrente di linea, ottengo dall’analisi di Fourier una componente a 10 Hz (legata alla variazione di reattiva che devo compensare) e delle frequenze di disturbo introdotte dal prodotto svolto (interarmoniche a 100 Hz più 10 Hz e a 100 Hz meno 10 Hz). Tali interarmoniche sono ovviamente indesiderate e vanno in qualche modo eliminate. Se la tensione presenta un contenuto armonico non trascurabile è possibile, sempre tramite PLL, generare una tensione

virtuale perfettamente sinusoidale, sincrona con quella presente in rete, che posso usare a sua volta per sincronizzare un altro PLL per il calcolo della componente in quadratura della corrente. Riportiamo il modello implementato in Matlab-Simulink per ciascuna fase:

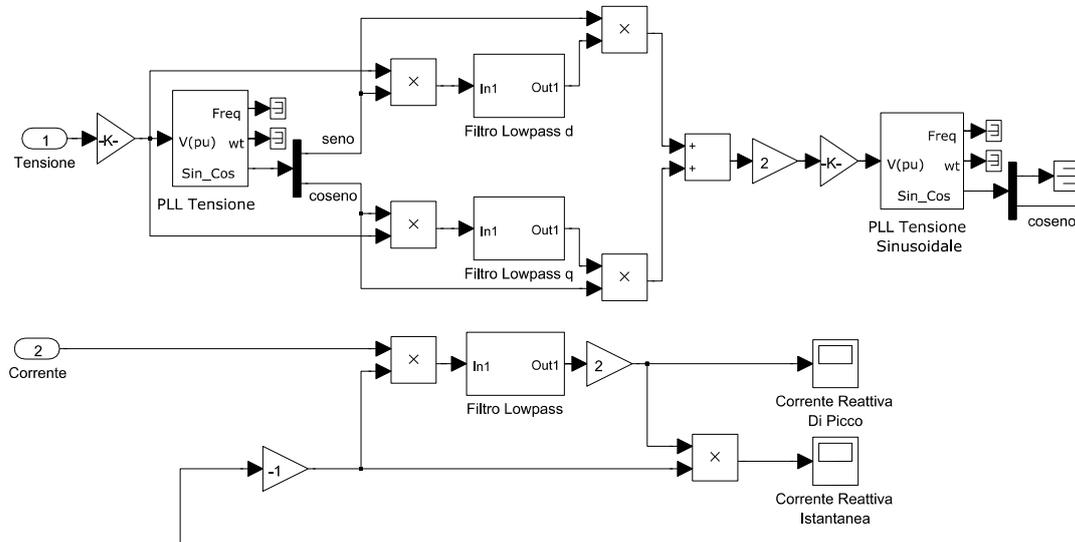


FIGURA 3.19 SCHEMA A BLOCCHI IN DEL MODELLO IMPLEMENTATO IN MATLAB-SIMULINK

Questo metodo sarà indicato, per semplificare la presentazione dei risultati nel capitolo 6, come “Metodo C”.

3.3.5 SECONDO METODO DI CALCOLO DELLA CORRENTE REATTIVA

Il secondo metodo di calcolo della corrente reattiva, con tanto di componenti armoniche, è basato sulle trasformate in coordinate dq0. Per quanto riguarda la teoria e la spiegazione del metodo rimandiamo ad articoli e libri di testo specifici e concentriamo la nostra attenzione sull'implementazione del metodo. Anche per questo algoritmo di calcolo è richiesta la presenza di un Phase Locked Loop, attraverso il quale verranno generati i segnali $\sin\omega t$ e $\cos\omega t$ sincronizzati con la tensione di linea E. Si riporta di seguito uno schema di principio:

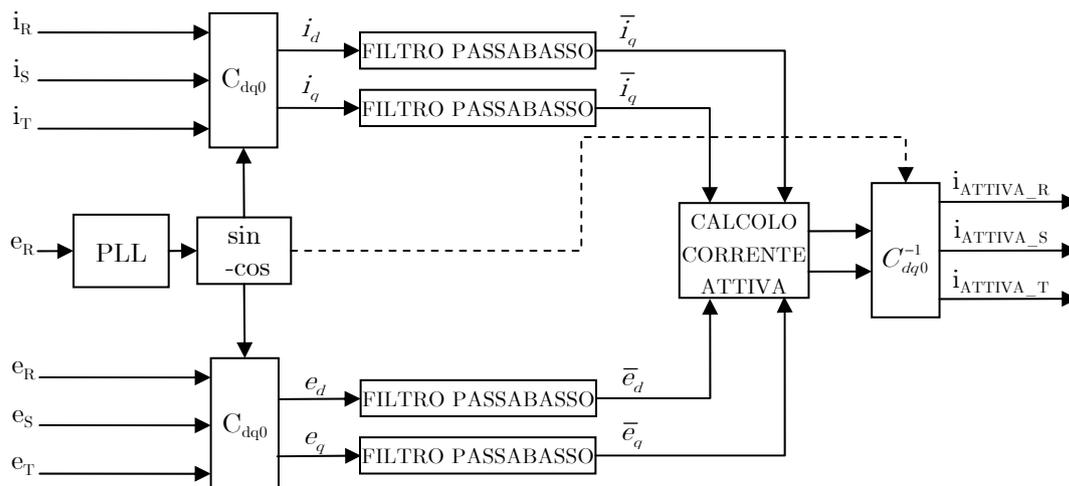


FIGURA 3.20 SCHEMA DI PRINCIPIO DEL METODO DELLE COORDINATE DQ0

Successivamente, attraverso la matrice di trasformazione di *Park*, vengono trasformate le correnti e le tensioni delle tre fasi RST in un sistema dq0. Dopo un opportuno filtraggio si ottengono le grandezze continue \bar{i}_d , \bar{i}_q e \bar{e}_d , \bar{e}_q che rappresentano esattamente le

componenti di sequenza diretta della corrente e della tensione nel sistema dq0. Si calcolano poi le proiezioni dei vettori delle correnti sui vettori delle tensioni, ottenendo in uscita un sistema di correnti attive in coordinate dq0 tramite la seguente moltiplicazione:

$$\vec{I}_{attiva_dq} = \begin{bmatrix} \frac{\bar{i}_d \bar{e}_d + \bar{i}_q \bar{e}_q}{\bar{e}_d^2 + \bar{e}_q^2} \cdot \bar{e}_d \\ \frac{\bar{i}_d \bar{e}_d + \bar{i}_q \bar{e}_q}{\bar{e}_d^2 + \bar{e}_q^2} \cdot \bar{e}_q \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Per concludere, basta semplicemente applicare la trasformazione inversa per ottenere le singole correnti attive istantanee per ciascuna fase: l'ultimo passo per ottenere la corrente reattiva istantanea consiste nello svolgimento di una semplice differenza tra le correnti attive rilevate e la corrente di linea totale. Per quanto riguarda il comportamento sotto particolari condizioni di funzionamento possiamo sottolineare quanto segue:

- *Distorsione della tensione di linea.* In questo algoritmo di calcolo, nonostante la tensione di linea venga utilizzata direttamente nello svolgimento dei calcoli, si utilizza il valore della fondamentale e quindi possiamo concludere che il segnale in uscita è identico a quello che si otterrebbe con tensione di linea perfettamente sinusoidale.
- *Dissimmetria della tensione di linea.* In un sistema trifase non simmetrico si può dimostrare che una terna dissimmetrica si può scomporre in una terna di sequenza diretta, una di sequenza inversa e una di sequenza omopolare. In tale situazione viene introdotto un angolo θ di sfasamento tra la tensione di linea e le grandezze sinusoidali costruite tramite PLL. Si può dimostrare come fatto nell'articolo [49] come varia l'uscita in relazione allo squilibrio. Con sistema dissimmetrico ottengo in uscita le seguenti componenti attive della corrente di linea:

$$\vec{I}_{attiva_dq} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_{11} \sin \omega t \cos \theta_{11} \\ \sqrt{2} I_{11} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \theta_{11} \\ \sqrt{2} I_{11} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \theta_{11} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Tali correnti sono esattamente le stesse che ottengo da un sistema simmetrico e dunque possiamo affermare come il metodo dq0 consente con buona precisione di rilevare la corrente reattiva per ciascuna fase. Tuttavia in questo caso non abbiamo in uscita anche il valore di picco della corrente reattiva ma solo il valore istantaneo. Il valore di picco si calcola, per grandezze sinusoidali, moltiplicando il valore medio per $\pi/2$. Il teorema integrale della media ci dice che:

$$F_{medio} = \frac{1}{b-a} \int_a^b f(x) dx \quad (3.36)$$

Operando in un sistema discreto (i segnali sono campionati) è possibile calcolare il valore medio come una sommatoria di termini:

$$F_{medio} = \frac{1}{N} \sum_{x=P+1}^{P+N} f_x \quad (3.37)$$

Dove abbiamo che:

- N rappresenta il numero di campioni per periodo della fondamentale;

- P è un indice che viene di volta in volta incrementato in modo tale che la media sia calcolata sempre sull'ultimo periodo (si tratta praticamente di un integrale su una finestra mobile);
- f_x rappresenta la funzione campionata della quale voglio calcolare la media;

A questo punto per trovare il picco basta moltiplicare il valore medio per un coefficiente:

$$F_{peak} = \frac{\pi}{2} \cdot F_{mean} \quad (3.38)$$

Questo metodo sarà chiamato per semplificare la presentazione dei risultati nel capitolo 6 come "metodo D".

3.3.6 CONFRONTO DELLE PRESTAZIONI DEI METODI ILLUSTRATI

Iniziamo questo confronto tra le prestazioni degli algoritmi con una breve riflessione: se si calcola con l'ultimo metodo visto (metodo D) la corrente reattiva di picco si ottiene in uscita un valore di picco che è calcolato tramite una media sull'ultimo periodo della fondamentale. Se utilizzo tale algoritmo per la determinazione della corrente reattiva di picco nell'anello aperto di un SVC ottengo una sorta di "ritardo" se ho a che fare con tensioni e correnti che generano flicker. Tale ritardo non è ammesso nell'anello aperto: infatti la velocità di risposta di tale anello determina la capacità di un SVC di compensare le fluttuazioni di tensione. Riportiamo degli esempi pratici simulando un semplice circuito trifase in Matlab-Simulink:

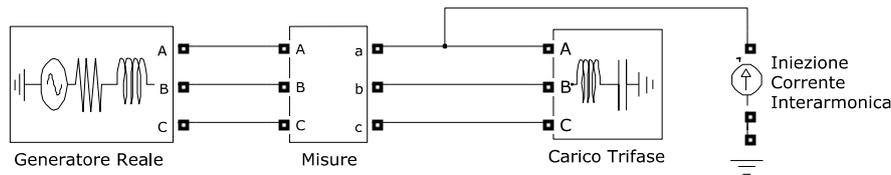


FIGURA 3.21 MODELLO DI RETE ELETTRICA UTILIZZATO PER LA VERIFICA DEI METODI DI CALCOLO DELLA CORRENTE REATTIVA

Supponiamo di iniettare una corrente subarmonica, tramite un generatore di corrente, alla frequenza di 40 Hz (simulo l'effetto di una modulante a 10 Hz) e valutiamo il valore istantaneo e di picco della corrente supponendo di alimentare un carico puramente induttivo.

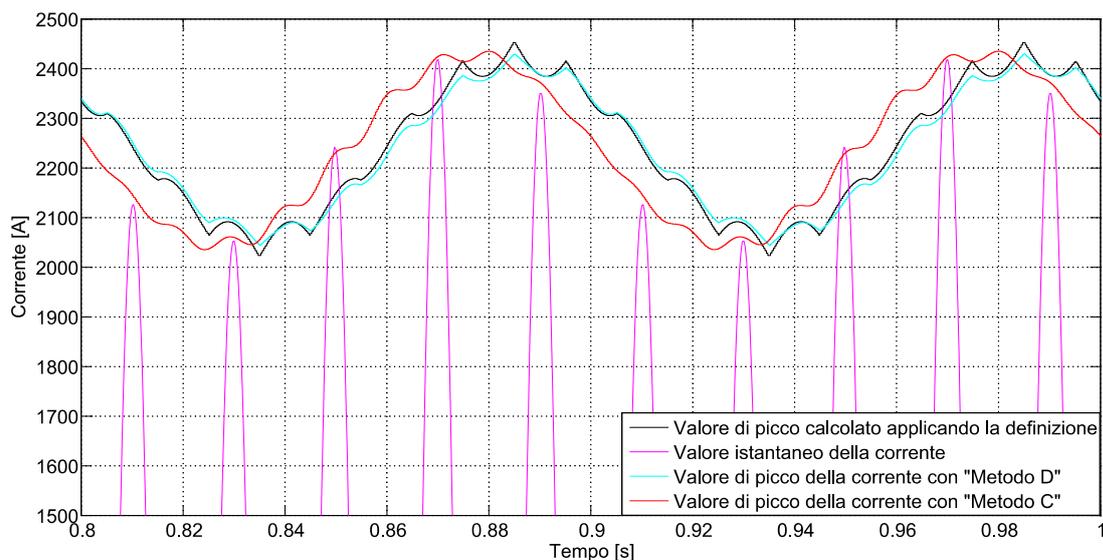


FIGURA 3.22 ILLUSTRAZIONE DEL RITARDO NEL CALCOLO DELLA COMPONENTE REATTIVA DELLA CORRENTE DA PARTE DEL METODO DQ0

Come possiamo notare innanzitutto il valore di picco calcolato con il teorema della media della corrente di linea viene approssimato molto bene da quello ottenuto utilizzando il metodo delle trasformate. Tuttavia, come riportato sopra, a prima vista sembra che il valore di picco calcolato utilizzando il terzo metodo sia quasi una rappresentazione dell'andamento delle creste: tale metodo quindi potrebbe essere un'ottima scelta per essere utilizzato nella catena di anello aperto. Viceversa il metodo delle trasformate dq0, dovendo calcolare poi il valore di picco della corrente, sembrerebbe più adatto all'utilizzo nella catena ad anello chiuso.

Passiamo al confronto vero e proprio tra tutti i metodi implementati utilizzando il medesimo circuito di figura 3.21: verranno simulate diverse frequenze caratteristiche delle fluttuazioni e verrà mostrato il comportamento di ciascun algoritmo. Ad esempio nella figura seguente viene simulata una fluttuazione di tensione con una frequenza pari a 1 Hz: si ottiene tale fluttuazione immettendo in rete, tramite il generatore di corrente, una corrente sub armonica caratterizzata da una frequenza pari a 49 Hz (allo stesso modo una fluttuazione a 15 Hz si può ottenere immettendo una corrente caratterizzata da una frequenza pari a 35 Hz, e via di seguito).

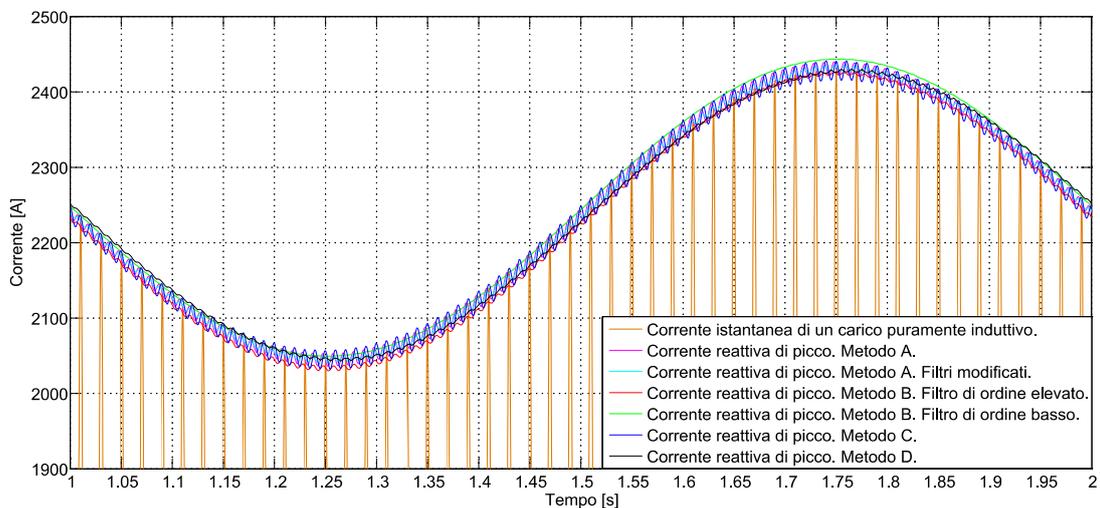


FIGURA 3.23 CONFRONTO METODI DI CALCOLO DELLA CORRENTE PER FLUTTUAZIONI CON FREQUENZA DI 1 Hz

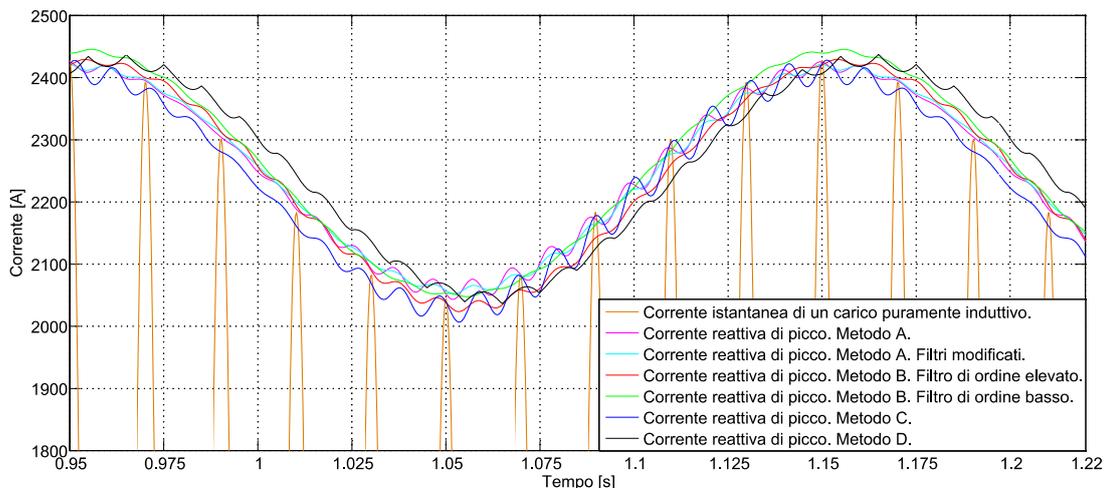


FIGURA 3.24 CONFRONTO METODI DI CALCOLO DELLA CORRENTE PER FLUTTUAZIONI CON FREQUENZA DI 5 Hz

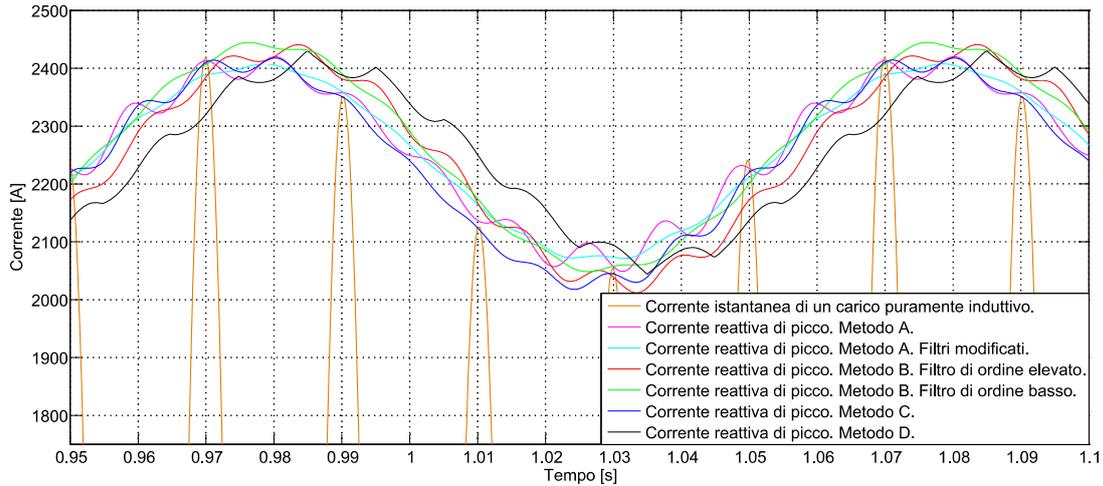


FIGURA 3.25 CONFRONTO METODI DI CALCOLO DELLA CORRENTE PER FLUTTUAZIONI CON FREQUENZA DI 10 Hz

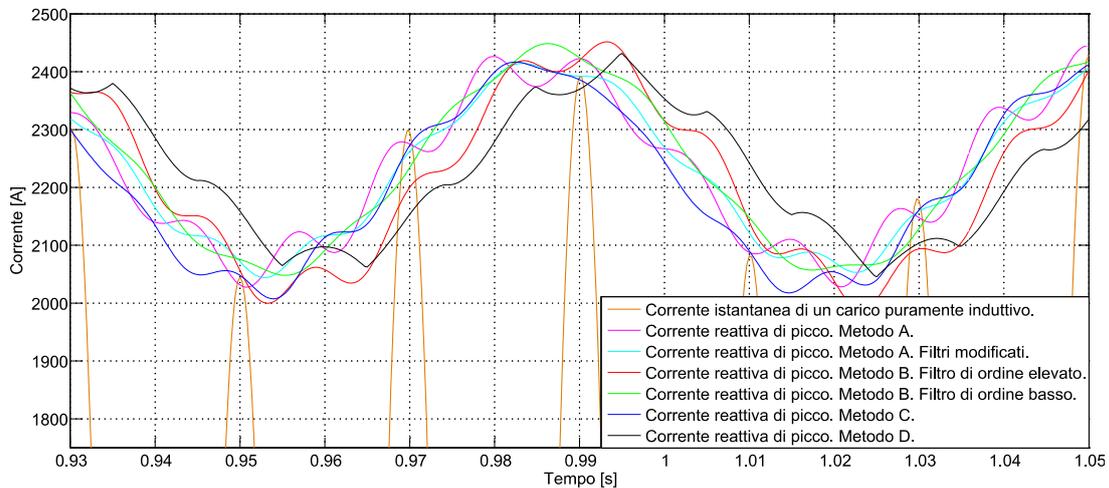


FIGURA 3.26 CONFRONTO METODI DI CALCOLO DELLA CORRENTE PER FLUTTUAZIONI CON FREQUENZA DI 15 Hz

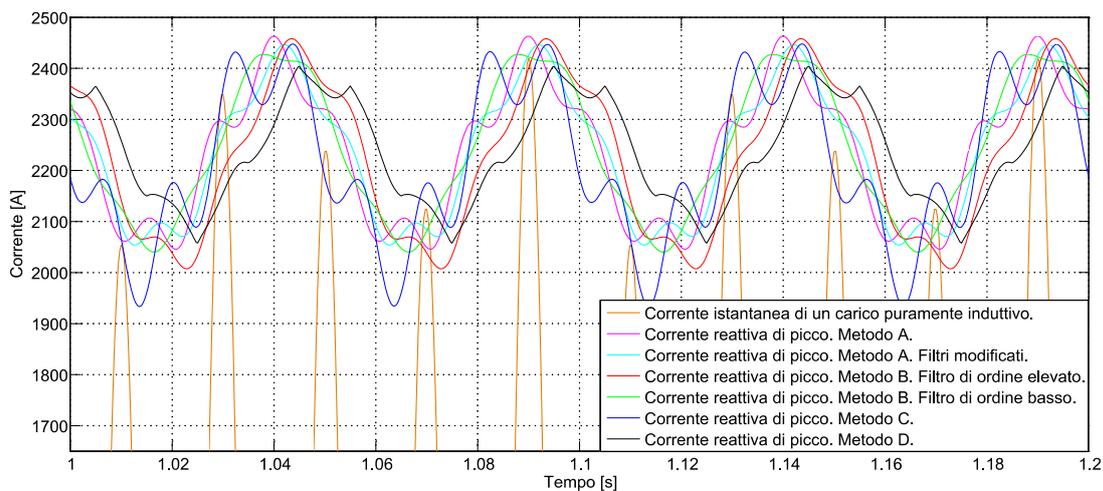


FIGURA 3.27 CONFRONTO METODI DI CALCOLO DELLA CORRENTE PER FLUTTUAZIONI CON FREQUENZA DI 20 Hz

Se analizziamo il comportamento dei vari algoritmi confrontati notiamo come aumentando la frequenza delle fluttuazioni diminuiscono di pari passo le prestazioni: all'aumentare della

frequenza delle fluttuazioni sono sempre più evidenti le differenze tra i diversi metodi illustrati. Si può inoltre sottolineare come variano le prestazioni dei singoli algoritmi a seconda della rete di filtraggio che si utilizza: se si confronta il comportamento del metodo di calcolo B nelle due varianti proposte (metodo con filtro di ordine elevato e metodo con filtro di ordine basso) si nota come una rete di filtraggio non ottimale può causare dei problemi in termini di prestazioni.

3.4 I FILTRI PASSIVI

I sistemi elettrici per la distribuzione dell'energia sono sempre più soggetti alla presenza di carichi non lineari come lampade a scarica, convertitori, forni ad arco, etc. Per tale motivo assumono interesse sempre maggiore le problematiche legate all'inquinamento armonico. Il metodo più diffuso per limitare la penetrazione delle armoniche nelle reti elettriche, e contenere quindi i disturbi prodotti, riguarda l'utilizzo di filtri passivi.

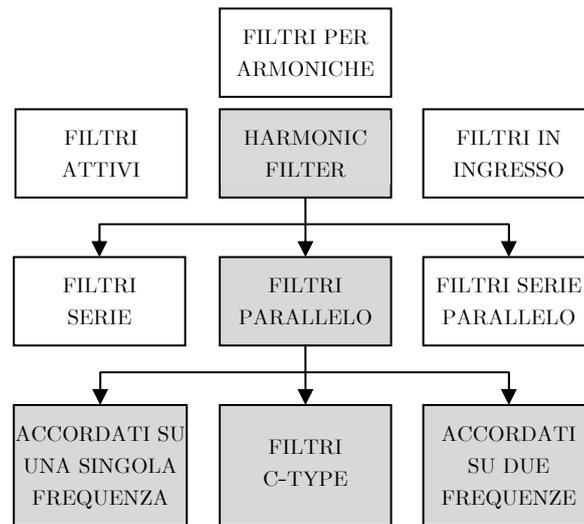


FIGURA 3.28 TIPOLOGIA DEI FILTRI PER LA LIMITAZIONE DELLE ARMONICHE

I filtri passivi, come specifica il loro nome, sono composti da elementi passivi (condensatori, induttori e resistori) e vengono collegati alla rete elettrica per modificare l'impedenza naturale di parti che appartengono al sistema elettrico: tali dispositivi consentono di limitare le componenti armoniche presenti in rete a valori inferiori a certi limiti imposti dalla normativa. In generale, i filtri passivi costituiscono la categoria di interventi meno costosi per ridurre o limitare le correnti armoniche e ciò rappresenta sicuramente un vantaggio. Il principale svantaggio riguarda le possibili interazione con il sistema elettrico (risonanze, etc.). Dalla tipologia di collegamento fra condensatori e induttori possiamo distinguere tra filtri serie e filtri in parallelo o derivazione.

I filtri in serie sono dei dispositivi progettati per opporre una elevata impedenza in serie al carico disturbante in modo tale da opporsi ad una determinata armonica di corrente. Tale tipologia non è molto diffusa in quanto presentano dei problemi (ad esempio devono essere progettati per la massima corrente di linea) e problemi di distorsione elevata della tensione di carico (impediscono di fatto alle correnti armoniche di chiudersi su di una via a bassa impedenza verso la rete). Tale tipologia di filtro ha la caratteristica di assorbire potenza reattiva alla frequenza fondamentale.

I filtri in parallelo hanno invece lo scopo di creare una via a bassa impedenza per determinate frequenze armoniche di corrente: in tal modo la corrente indesiderata viene cortocircuitata a terra. Tale tipologia di filtri viene dimensionata per le correnti che saranno chiamati a derivare ad una tensione opportuna. Generalmente vengono posti il più vicino

possibile alla sorgente armonica. I filtri in parallelo sono solitamente meno onerosi rispetto a quelli in serie e permettono a differenza di questi ultimi di fornire anche potenza reattiva alla frequenza fondamentale, utile per la correzione del fattore di potenza del sistema elettrico. Il collegamento tipico per un sistema trifase è quello a stella (si possono collegare anche a triangolo “risparmiando” sulla capacità nel caso di utilizzo principalmente per la produzione di potenza reattiva). I filtri in parallelo sono i più diffusi e possono essere di diverse configurazioni come mostrato di seguito:

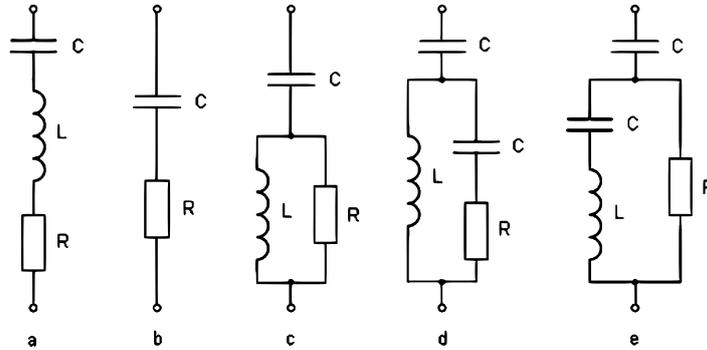


FIGURA 3.29 PRINCIPALI CONFIGURAZIONI DEI FILTRI IN PARALLELO

In figura 3.29 abbiamo il classico filtro accordato (a), filtro passa alto di primo ordine (b), filtro passa alto di secondo ordine (c), filtro passa alto di terzo ordine (d), filtro C-type passa alto (e). Solitamente si utilizza un filtro accordato per eliminare la presenza massiccia in rete di una determinata armonica; viceversa si utilizza un filtro passa alto per filtrare tutte le armoniche di ordine superiore (per questo motivo viene utilizzata la configurazione tipica del filtro di ordine più basso in un sistema di filtraggio).

Il più utilizzato è il filtro accordato, caratterizzato dalla serie tra induttanza e capacità: esso infatti è progettato in modo tale da presentare una bassa impedenza per la frequenza di accordo in relazione ai valori assunti da C e L. La frequenza di risonanza è determinata come segue:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.39)$$

Un altro parametro caratteristico del filtro è il fattore di merito Q_f . Esso esprime praticamente la selettività del filtro stesso e viene definito come:

$$Q_f = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{X_{Lh}}{R} = \frac{X_{Ch}}{R} \quad (3.40)$$

dove abbiamo:

- X_{Lh} reattanza induttiva alla frequenza di accordo (o di risonanza) del filtro;
- X_{Ch} reattanza capacitiva alla frequenza di accordo del filtro;
- $X_{Ch} = X_{Lh}$ per la frequenza di risonanza del filtro;
- R rappresenta tipicamente la resistenza intrinseca dell'induttanza;

Solitamente il valore della resistenza R può essere usato per variare il fattore di merito del filtro e fornisce un modo per controllare la corrente armonica che lo attraversa: un fattore di merito basso assume valori compresi tra 20÷40 (impiego di filtri in situazioni con distorsione armonica di poco superiore ai limiti consentiti: in tali casi è difatti sufficiente una modesta azione di filtraggio per rendere il contenuto armonico conforme alla normativa), viceversa un fattore di merito elevato si attesta a valori di 80÷120. Un fattore di merito elevato implica una banda più ampia attorno alla frequenza di accordo e quindi indica una capacità di

filtraggio per un intervallo più ampio di armoniche attorno alla frequenza di accordo. Di seguito riportiamo un'illustrazione di quanto detto:

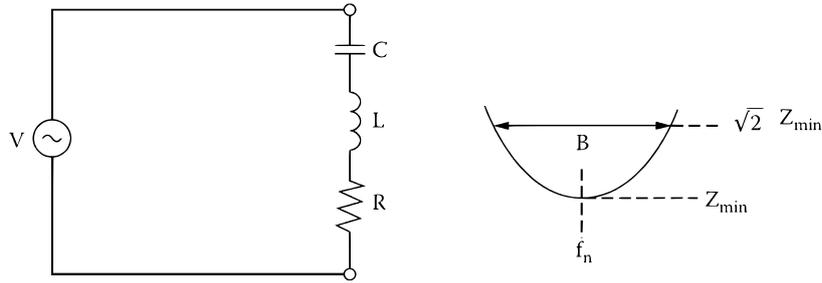


FIGURA 3.30 IMPEDENZA CARATTERISTICA DI UN FILTRO PASSIVO ACCORDATO

Riportiamo di seguito un breve riepilogo delle principali grandezze caratteristiche di un filtro accordato:

FREQUENZA DI ACCORDO	BANDA	POTENZA REATIVA ALLA FONDAMENTALE	POTENZA ATTIVA ALLA FONDAMENTALE
$h = \frac{f_h}{f_1} = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}}$	$B = \frac{f_h}{Q_f}$	$Q_C = \frac{U^2}{X_C} \cdot \frac{h^2}{(h^2 - 1)}$	$P = Q_C \cdot \frac{n^2}{(n^2 - 1)} \cdot \frac{1}{Q_f}$

La frequenza di accordo f_h è ovviamente la frequenza di risonanza, ovvero quella frequenza per la quale l'impedenza induttiva compensa quella capacitiva. La banda passante è definita come l'intervallo di frequenze attorno alla frequenza di accordo che ha come limite i valori per cui la reattanza è uguale alla sua resistenza R (cioè quelle due frequenze cui l'impedenza ha un angolo caratteristico di 45° e modulo pari a $\sqrt{2}R$). La banda passante è legata al fattore di merito dalla seguente relazione:

$$Q = \frac{\omega_h}{PB} \quad (3.41)$$

Più alto quindi è il valore di Q e più piccola è la banda passante, cioè diventa più stretta la banda di frequenze attorno a f_n per cui l'impedenza del filtro è bassa: il filtro è più selettivo. Vi è anche un fattore che tiene conto dello scostamento dalla frequenza di accordo (detuning) noto dalla seguente equazione:

$$\delta = \frac{f - f_n}{f_n} \quad (3.42)$$

dove f è la frequenza del disturbo. Tale scostamento può verificarsi principalmente per i seguenti motivi:

- Tolleranze di induttori e condensatori;
- Variazione della capacità e dell'induttanza in seguito all'invecchiamento;
- Variazione della frequenza fondamentale della rete di alimentazione;

Tale fenomeno è particolarmente accentuato nei filtri caratterizzati da una selettività elevata: essi infatti potrebbero veder ridotta la loro capacità di filtraggio dei disturbi e introdurre distorsioni della tensione. Per risolvere in parte queste problematiche si può procedere con l'aumento della taglia del condensatore o aumentando la resistenza. Bisogna comunque prestare attenzione alla presenza di armoniche caratterizzate da frequenze vicine a quella di accordo: infatti il filtro si presenta come un percorso a bassa impedenza e ci possono essere dissipazioni importanti e un eccessivo surriscaldamento. Per una migliore indagine infatti si consiglia l'utilizzo di programmi di calcolo e simulazione in presenza di fonti armoniche consistenti.

I filtri passa alto forniscono, a differenza dei filtri accordati, una attenuazione ripartita su un intervallo di frequenze armoniche: abbiamo valori bassi di impedenza per una ampia banda di frequenze superiori ad un valore prefissato. Infatti, per frequenze elevate, sembrano letteralmente dei cortocircuiti caratterizzati dalla sola resistenza R . La loro efficacia non è comparabile a quella dei filtri accordati, ma la risonanza parallelo associata è molto meno severa rispetto a quella dei filtri accordati. Lo svantaggio principale di questi filtri è che la frequenza della fondamentale scorre attraverso un resistore: questo fatto incrementa il costo del resistore e la potenza dissipata dal filtro. La soluzione a tali problemi è rappresentata dal filtro C-type. Tale configurazione consente di utilizzare resistori meno costosi ed elimina una grossa parte di energia dissipata dallo stesso. La loro configurazione circuitale è identica a quella di un filtro passa alto di secondo ordine. La principale differenza tra le due configurazioni è caratterizzata dal fatto che filtro C-type si trova una condensatore C_a ausiliario in serie con l'induttanza. Una configurazione tipica viene mostrata di seguito:

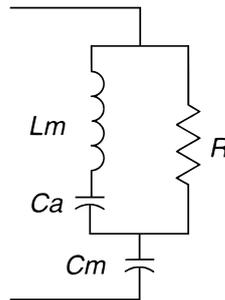


FIGURA 3.31 CONFIGURAZIONE DEL FILTRO C-TYPE

La capacità ausiliaria C_a è dimensionata in modo tale che la reattanza capacitiva associata alla frequenza fondamentale è esattamente identica alla reattanza induttiva introdotta da L_m : in tal caso è come avere un cortocircuito e quindi la corrente fluisce tutta sul ramo in parallelo alla resistenza di damping. Per tale ragione le perdite associate alla resistenza R vengono eliminate. La risposta in frequenza di un filtro di questa categoria è simile a quella di un filtro di secondo ordine passa alto: per armoniche elevate, la reattanza capacitiva C_a è piccola, mentre la reattanza induttiva L_m è elevata. Ne risulta che l'impedenza della serie è dominata dalla reattanza induttiva. Nella progettazione di un filtro, per eliminare delle frequenze armoniche indesiderate presenti in rete, si deve solitamente conoscere tutti i parametri tipici della rete che di seguito vengono riassunti:



FIGURA 3.32 PARAMETRI TIPICI DA CONSIDERARE NELLA FASE DI PROGETTAZIONE DI UN FILTRO

Per quanto riguarda il filtro accordato si tratta semplicemente di determinare solamente i due parametri caratteristici del filtro: la resistenza e la capacità o, la resistenza e l'induttanza. Una volta fissato uno dei due elementi reattivi l'altro è univocamente determinato dalla relazione che esprime la frequenza di accordo. Nella determinazione del fattore di merito si deve porre attenzione al fatto che, esaminando il problema della risonanza parallelo, vi può essere l'amplificazione di eventuali armoniche di corrente a frequenza prossime alla frequenza di accordo: il fattore di merito influenza quindi l'impedenza di rete e sono necessarie le opportune attenzioni. A questo punto possiamo notare che ci sono infinite coppie di L e C che soddisfano i requisiti di progetto e rimane solo da stabilire un valore del fattore di merito, e quindi della resistenza R . Successivamente bisogna stabilire la taglia del filtro, ovvero la potenza reattiva che il filtro deve essere in grado di fornire alla frequenza fondamentale. Solitamente per tale dimensionamento si utilizza la relazione seguente:

$$Q_C = \frac{U^2}{X_C} \quad (3.43)$$

Per quanto riguarda la tensione, si può considerare, in prima approssimazione, che la tensione efficace ai capi del condensatore sia uguale a quella della tensione di alimentazione: possiamo quindi trascurare la presenza dell'induttanza. Un primo criterio di dimensionamento può essere quello di avere come obiettivo la riduzione del costo del filtro: infatti la maggior parte del costo di filtro riguarda il costo dei condensatori. Un secondo criterio consiste nel ridurre il più possibile i disturbi armonici, indipendentemente dal costo sostenuto per realizzare il filtro. Esiste infine un terzo criterio di dimensionamento che viene utilizzato tutte le volte in cui il filtro deve sostenere anche un'azione di correzione del fattore di potenza. In tale situazione abbiamo quindi una suddivisione della potenza "rifasante" tra i diversi filtri presenti nell'impianto: una volta assegnata la potenza di ciascun filtro e la frequenza di accordo, automaticamente i parametri inerenti gli induttori sono determinati. Il valore di R viene scelto infine conoscendo il fattore di qualità. Qualsiasi sia il tipo di percorso scelto per il dimensionamento ci sono dei requisiti massimi sui condensatori che devono essere rispettati:

- Potenza reattiva 135%;
- Corrente efficace 135%;
- Tensione di picco, comprese le armoniche 120%;
- Tensione efficace 110%;

Per effettuare tali verifiche possiamo ritenere utili i seguenti calcoli:

- Le uniche correnti che interessano il condensatore possiamo supporre siano la fondamentale e la relativa armonica per cui il filtro è stato accordato e quindi si ottiene che:

$$I_f = \frac{U_{nom}}{X_C - X_L} \quad (3.44)$$

dove I_f è la corrente fondamentale in valore efficace, X_C e X_L sono le reattanze alla frequenza fondamentale associate a condensatore e induttore, V_{nom} è la tensione nominale applicata. Se abbiamo che I_h è la corrente armonica alla frequenza di accordo, una accettabile approssimazione della corrente totale è:

$$I_{rms} = \sqrt{I_f^2 + I_h^2} \quad (3.45)$$

- Per quanto riguarda la stima delle tensioni sul condensatore può essere fatta come segue utilizzando la tensione alla fondamentale e quella alla frequenza di accordo:

$$U_{Cf} = X_C I_f, \quad U_{Ch} = \frac{X_C}{h} I_h \quad (3.46)$$

$$U_{picco} = \sqrt{2} \cdot U_{Cf} + \sqrt{2} \cdot U_{Ch} \quad (3.47)$$

$$U_{rms} = \sqrt{U_{Cf}^2 + U_{Ch}^2} \quad (3.48)$$

dove V_{Cf} e V_{Ch} sono i valori efficaci di tensione alla frequenza fondamentale e alla frequenza di accordo e X_C è la reattanza alla fondamentale. La stima del valore di picco è conservativa poiché viene valutata nel caso peggiore in cui fondamentale e componente armonica risultano essere in fase.

- Infine la potenza reattiva generata dal condensatore si può semplicemente calcolare come di seguito riportato $Q = V_{rms} \cdot I_{rms}$.

In generale è abbastanza comune scegliere condensatori con tensioni nominali superiori a quelle di impianto per tenere conto di eventuali sovratensioni che si possono verificare nel sistema. Inoltre bisogna cautelarsi anche nei confronti delle correnti: durante il funzionamento il filtro assorbirà non solo la corrente armonica per il quale è stato progettato, ma anche altre correnti armoniche residue dovute alle tolleranze dei componenti. Una possibile soluzione a questo inconveniente consiste nell'accordare il filtro ad una frequenza leggermente inferiore a quella del disturbo che si vuole filtrare. Un altro motivo che favorisce la scelta di una frequenza di accordo minore riguarda il fatto che la capacità di un condensatore tende a diminuire nel tempo, spostando la risposta in frequenza del sistema filtro-rete verso destra.

3.5 VALUTAZIONE DEL FLICKER E DIMENSIONAMENTO DI UN SVC

Il forno ad arco rappresenta un carico molto impegnativo per la rete a cui spetta l'alimentazione: infatti, l'elevata richiesta di potenza reattiva e il basso fattore di potenza causano delle fluttuazioni di tensione nella rete di alimentazione. Per stabilire indicativamente la taglia di progetto di un SVC possiamo calcolare il fattore *SCVD* (ovvero "Short Circuit Voltage Depression") definito come segue:

$$SCVD_{p.u.} = \frac{\text{Potenza cortocircuito forno PCC [MVA]}}{\text{Potenza cortocircuito rete PCC [MVA]}} \quad (3.49)$$

dove con "Potenza cortocircuito forno PCC" si intende la potenza di cortocircuito calcolata al PCC con gli elettrodi del forno in corto trifase simmetrico, mentre, la "potenza di cortocircuito rete PCC" corrisponde alla potenza di cortocircuito della rete nel punto di collegamento (tale valore viene fornito dall'ente distributore). Tale relazione ci fornisce un'idea di quali potenziali problematiche legate al flicker ci possiamo aspettare. Un valore di *SCVD* compreso tra 0.02 e 0.025 può essere accettato, tra 0.03 e 0.035 siamo al limite dell'accettazione e al di sopra di 0.035 otteniamo un funzionamento indesiderato. Quando abbiamo più forni installati, questi possono essere raggruppati in un carico equivalente in MW. Il caso peggiore in termini di fluttuazioni di tensione riguarda i primi 5-10 minuti di ogni ciclo di fusione: man mano poi che si ha la fusione dei rottami il flicker va diminuendo. Il calcolo del fattore *SCVD* viene fatto per due condizioni di funzionamento tramite la simulazione via software: nella prima condizione si considera il funzionamento senza SVC inserito, mentre nel secondo caso si considera l'intero sistema elettrico con SVC inserito.

3.5.1 CALCOLO DELL'INDICE DI SEVERITÀ SECONDO IL METODO UIE

Il metodo fino ad oggi impiegato per la stima dell'indice di severità del flicker, prevede prima il calcolo del $P_{st99\%}$, e poi il calcolo del $P_{st95\%}$, come di seguito illustrato:

$$P_{st99\%} = K_{st} \cdot SCVD_{p.u.} \quad (3.50)$$

dove il fattore di severità K_{st} viene stimato, in base all'esperienza, in base al tipo di rottami impiegati nel forno:

- $K_{st} = 85$ per forni ad arco in alternata (solitamente si può considerare $K_{st} \approx 85$ nel caso di rottami, mentre nel caso di materiale pre-ridotto possiamo assumere $K_{st} \approx 50$);
- $K_{st} = 60$ per forni ad arco in continua;
- $K_{st} = 48$ per forni in continua con continua carica di rottami;

Possiamo poi calcolare il $P_{st95\%}$ come di seguito riportato:

$$\frac{P_{st99\%}}{P_{st95\%}} \cong 1.1 \div 1.3 \cong 1.25 \quad (3.51)$$

Una volta svolti i calcoli bisogna verificare che il calcolo effettuato con SVC inserito fornisca dei valori di $P_{st99\%}$ e $P_{st95\%}$ che soddisfino alle richieste del cliente.

3.5.2 CALCOLO DELL'INDICE DI SEVERITÀ SECONDO LA IEC 61000-3-7

Fino ad oggi, per il calcolo dell'indice di severità, si utilizzava la procedura suggerita dal UIE. Il recente aggiornamento della normativa *IEC 61000-3-7*, che modifica anche la procedura di stima dell'indice di severità, alimenta alcune perplessità. Per completezza riportiamo anche il metodo nuovo suggerito dalla normativa. Il calcolo del $P_{st95\%}$ viene fatto secondo la relazione seguente:

$$P_{st95\%} = K_{st} \cdot \frac{S_{SCF}}{S_{SC}} \quad (3.52)$$

dove:

- S_{SCF} è la potenza di cortocircuito con gli elettrodi in cortocircuito misurata al PCC;
- S_{SC} è la potenza di cortocircuito al PCC fornita dall'ente distributore;
- K_{st} è un fattore che esprime la capacità di produrre flicker del forno ad arco (per la classificazione dei valori si rimanda alla normativa *IEC 61000-3-7*);

Se il $P_{st95\%}$ calcolato con questo metodo supera i limiti devono essere presi gli opportuni accorgimenti nell'utilizzo di un dispositivo per la compensazione. Per la scelta della tipologia del compensatore da installare è utile definire un indice che esprima il livello medio di riduzione del flicker. Tale indice viene determinato a partire da misure effettuate su impianti di compensazione di forni ad arco esistenti: abbiamo un fattore medio di riduzione del flicker compreso tra 1.5 e 2.0 per SVC dimensionati in modo corretto; viceversa, abbiamo un fattore medio di riduzione del flicker compreso tra 3 e 6 per una compensazione fatta attraverso lo STATCOM;

3.6 I LIMITI NELLA COMPENSAZIONE DEL FLICKER

Le rapide variazioni della corrente e della tensione che alimentano grossi carichi (ad esempio come forni ad arco, laminatoi, etc.) sono la principale causa della fluttuazione della tensione del sistema di alimentazione che si manifesta con il flicker. Per contenere questa tipologia di disturbo della rete elettrica, bisogna fondamentalmente contenere queste variazioni entro limiti definiti dalla soglia di irritazione. L'abilità di un SVC nel ridurre le fluttuazioni di tensione, qualsiasi sia la sua tipologia, dipende principalmente dalla velocità di risposta e dal rapporto di compensazione. Il rapporto di compensazione C , viene definito come di seguito:

$$C = \frac{\text{Potenza reattiva controllabile dal compensatore}}{\text{Variazione potenza reattiva carico}} \quad (3.53)$$

Solitamente si procede alla compensazione totale del carico se è richiesta anche la correzione del fattore di potenza. La velocità di risposta del compensatore e la variazione di potenza reattiva richiesta dal carico non sono eventi istantanei, ma sono entrambi caratterizzati da un'evoluzione nel tempo. La risposta del compensatore, definita come $Q_\gamma(t)$ non ha la stessa forma di $\Delta Q_l(t)$: in ogni caso esse non sono uniche in quanto dipendono dalla definizione di potenza reattiva e dal metodo con cui viene misurata. In generale possiamo analizzare la compensazione in condizioni ideali in cui la potenza reattiva sia modulata con una sinusoide come segue:

$$\Delta Q_l(t) = \Delta Q_{lpeak} \cdot \sin(\omega_m t) \quad (3.54)$$

Supponiamo anche che la risposta del compensatore sia di tipo sinusoidale e caratterizzata da un'ampiezza pari a $C\Delta Q_l(t)$ e da un ritardo pari γ

$$Q_\gamma(t) = C\Delta Q_{lpeak} \sin(\omega_m t - \gamma) \quad (3.55)$$

In generale, sia C che γ sono funzioni della modulazione ω_m e della tipologia di compensatore utilizzato. La potenza reattiva residua dopo la compensazione è pari a:

$$Q_\varepsilon(t) = \Delta Q_{lpeak}(t) - Q_\gamma(t) \quad (3.56)$$

Una volta note queste grandezze possiamo definire il rapporto di riduzione F come:

$$F = \left| \frac{\Delta Q_{lpeak}}{Q_\varepsilon} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + C^2 - 2C \cos \gamma}} \quad (3.57)$$

Come possiamo notare, il fattore di riduzione delle fluttuazioni di potenza reattiva è funzione della modulazione ω_m e possiamo tracciarne l'andamento in funzione dell'angolo di ritardo γ e del rapporto di compensazione C . tali curve rappresentano infatti il comportamento del compensatore per una singola frequenza della modulante. Come possiamo notare ad esempio, quando C è pari al 100%, per un angolo di ritardo di 60° non abbiamo alcun miglioramento in termini di riduzione del flicker; viceversa se γ risulta maggiore di 60° il fattore di riduzione F è inferiore ad 1 e il flicker viene amplificato dal compensatore.

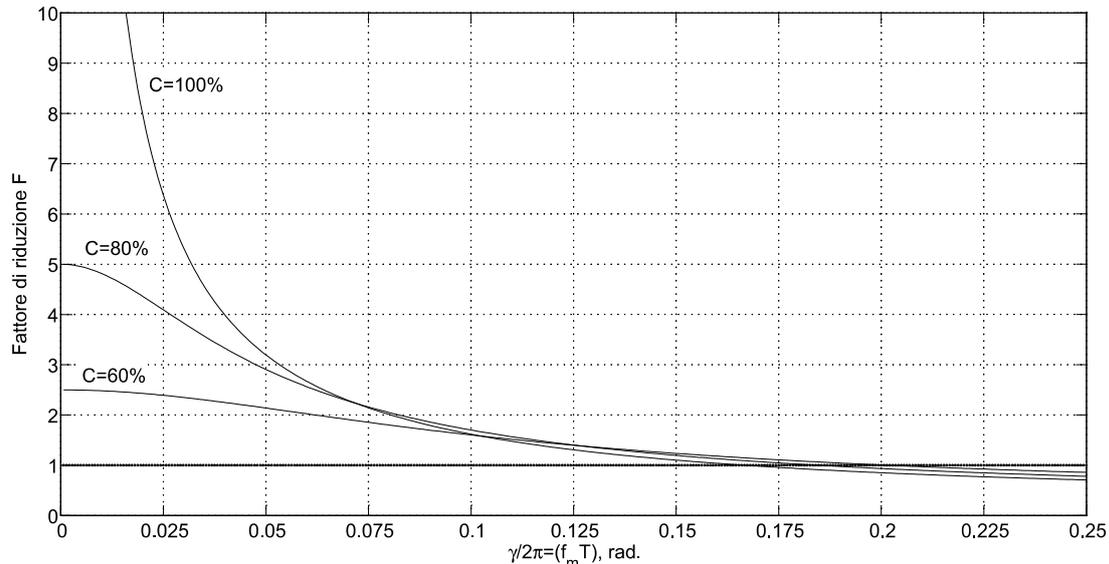


FIGURA 3.33 FATTORE DI RIDUZIONE F DELLE FLUTTUAZIONI IN RELAZIONE AL RITARDO NELLA COMPENSAZIONE

Ad esempio, un fattore di riduzione $F=4$ per una fluttuazione della potenza reattiva pari a 10 Hz, richiede per $C=100\%$ un angolo di ritardo inferiore a 14° . Solitamente si preferisce

riportare il ritardo di compensazione in secondi e non in gradi; ciò si ottiene con la seguente relazione:

$$\gamma = \omega_m T = 2\pi f_m T \quad (3.58)$$

Quindi per ottenere un fattore di riduzione pari a 4, occorre che il tempo di intervento T sia inferiore a 4 ms. La figura 3.33 mette in evidenza che, per un dato fattore di riduzione F , si fa un compromesso tra rapporto di compensazione C e la velocità di risposta. In realtà le variazioni di potenza reattiva in grossi carichi come forni ad arco non è mai caratterizzata da una singola frequenza di modulazione (flicker) e quindi tale grafico non può descrivere in modo completo il comportamento del compensatore. Tuttavia il fattore di riduzione viene utilizzato principalmente come indice di merito delle prestazioni associate ad un SVC.

3.7 CONCLUSIONE

In questo capitolo abbiamo quindi analizzato la configurazione di uno dei più diffusi dispositivi utilizzati per la compensazione della potenza reattiva: lo Static Var Compensator. Dopo aver compreso il suo funzionamento e aver descritto come varia la corrente in funzione dell'angolo di innesco abbiamo illustrato alcuni dei principali metodi per il calcolo della potenza reattiva o della corrente reattiva in tempo reale: a tal proposito è stato riportato un breve confronto tra i diversi metodi implementati per valutare la capacità di calcolo di ciascun metodo analizzato. Tuttavia, tale confronto verrà ripreso nei prossimi capitoli dove si valuterà la bontà di ciascun metodo nel caso di misura delle componenti reattive di tensione e corrente assorbite da un forno ad arco (avremo a che vedere con grandezze caratterizzate da uno spettro armonico praticamente continuo. Infine abbiamo visto come non sia possibile una compensazione totale delle fluttuazioni della tensione: esistono dei limiti fisici che non possono essere superati.

Capitolo 4

IL FORNO AD ARCO

4.1 INTRODUZIONE

In questo capitolo viene affrontata la modellizzazione di una fase di un forno ad arco elettrico trifase. Nel paragrafo 4.2 viene descritto l'arco elettrico come fenomeno fisico, mentre nel paragrafo 4.3 si illustrano le equazioni che costituiscono il modello matematico di un arco elettrico secondo la teoria di *Cassie* e di *Mayr*. Nel paragrafo 4.4 viene introdotto il forno ad arco elettrico trifase considerando i principali aspetti costruttivi, gli aspetti meccanici e il comportamento elettrico. Nel medesimo paragrafo vengono riepilogati i principali vantaggi che si ottengono dalla compensazione del carico. Nel paragrafo 4.5 viene introdotta la modellizzazione del forno ad arco che si completa nel paragrafo 4.6 secondo le equazioni di *Cassie* e *Mayr*. Si osserveranno anche diversi metodi per simulare, oltre al contenuto armonico tipico, le fluttuazioni della tensione di alimentazione. Infine nell'ultimo paragrafo vengono costruiti alcuni modelli semplificati di forno ad arco elettrico basati sulla simulazione della curva caratteristica che lega tensione e corrente. Si inizia con la presentazione del modello iperbolico, si passa poi al modello esponenziale e infine si illustra un modello combinato dai due precedenti.

4.2 L'ARCO ELETTRICO

L'arco elettrico non è altro che una scarica elettrica che si manifesta tra le estremità di due elettrodi, posti a distanza opportuna, tra i quali sia mantenuta una tensione elettrica. La sua principale caratteristica fa sì che le temperature tanto elevate che è in grado di sviluppare nella colonna d'arco porta le molecole allo stato di plasma, ovvero uno stato della materia caratterizzato appunto da elevate temperature che consentono agli elettroni di dissociarsi dagli atomi a cui sono legati: si ottiene quindi un movimento di elettroni verso il polo positivo (anodo) e un moto di nuclei ionizzati verso il polo negativo (catodo). Il plasma, dal punto di vista termico, si comporta come un corpo nero radiante con una densità di potenza molto elevata. Come possiamo vedere nella figura seguente viene illustrata la distribuzione della tensione nello spazio di scarica:

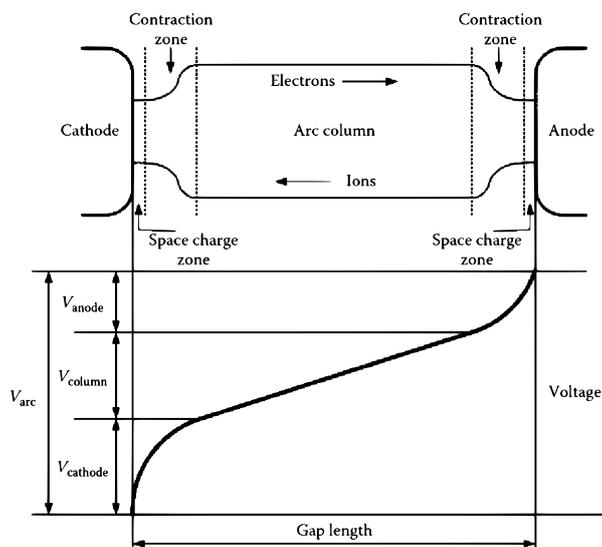


FIGURA 4.1 DISTRIBUZIONE DELLA TENSIONE TRA DUE ELETTRODI

Nel caso di arco elettrico alimentato a corrente continua si chiama anodo l'elettrodo a potenziale maggiore, catodo quello a potenziale minore. Nell'arco elettrico si distinguono tre regioni: due molto prossime, rispettivamente, al catodo e all'anodo, in cui si hanno cadute di tensione per l'accumulo di elettroni e ioni; una centrale, che si estende per la maggior parte dell'arco elettrico, in cui si genera il plasma (mescolanza ternaria di elettroni, ioni, particelle neutre). La caduta di tensione totale, somma delle cadute di tensione nelle tre zone, varia in funzione della corrente che attraversa l'arco elettrico. Come è noto, l'arco elettrico è caratterizzato da correnti relativamente elevate (generalmente alcune decine di kA nei forni industriali), da tensioni basse (dell'ordine delle decine o centinaia di Volt) e da elevate temperature del gas nella regione della scarica (generalmente superiori a 3000-6000 K).

Le prime equazioni che descrivono il fenomeno dell'arco elettrico per tensioni e correnti moderate sono state presentate da *Hertha Ayrton*, il quale ha sviluppato una formula che definisce la tensione d'arco sulla base di risultati sperimentali. La relazione è ancora considerata valida ed è ampiamente utilizzata, anche se per intervalli limitati di tensioni e correnti. L'espressione è la seguente:

$$U_a = a + b \cdot \ell + \frac{c + d \cdot \ell}{I} \quad (4.1)$$

dove

- a, b, c, d sono delle costanti che dipendono dagli elettrodi e dal mezzo nel quale si sviluppa l'arco;
- U_a, ℓ, I sono rispettivamente la c.d.t [V], lunghezza [mm] e corrente [A] dell'arco;

Tale relazione dà luogo a delle caratteristiche nelle quali la tensione d'arco diminuisce al crescere della corrente. Nei casi in cui si hanno correnti elevate, come nei forni industriali, la tensione d'arco per una lunghezza d'arco costante risulta anch'essa costante e indipendente dalla corrente e l'equazione di Ayrton si semplifica in:

$$U_a = a + b \cdot \ell \quad (4.2)$$

Dal punto di vista elettrico, l'arco può essere rappresentato mediante una resistenza non lineare: infatti abbiamo che, a lunghezza d'arco costante, la resistenza d'arco vale:

$$R_a = \frac{U_a}{I} \quad (4.3)$$

Tale relazione mette in evidenza come la resistenza varia in modo inversamente proporzionale alla corrente d'arco, secondo un andamento come di riportato dalla figura 4.2.

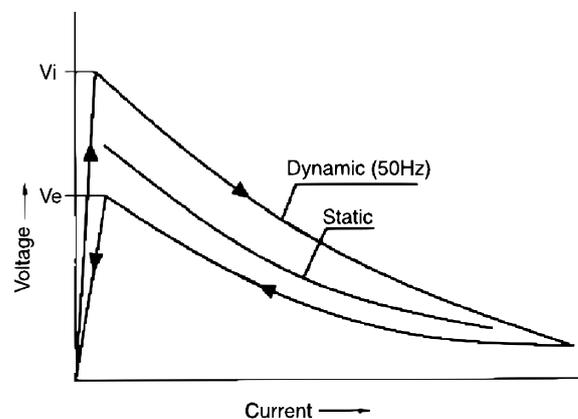


FIGURA 4.2 CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE DELL'ARCO ELETTRICO IN DC

Ogni bipolo elettrico (un forno può essere schematizzato come un bipolo elettrico) può infatti essere descritto tramite una relazione tra le grandezze elettriche tensione (U) e corrente (I): tale relazione va sotto il nome di caratteristica tensione-corrente, o più semplicemente caratteristica del bipolo. Tale caratteristica può essere rappresentata anche in forma grafica come una curva nel piano (U, I). Il fenomeno della riduzione della resistenza d'arco all'aumentare della corrente può essere spiegato semplicemente constatando che, all'aumentare della corrente d'arco, aumenta il grado di ionizzazione del fluido e di conseguenza aumenta sia la conducibilità della colonna d'arco, che la sezione della zona ionizzata. Se la tensione e la corrente variano in modo abbastanza lento, tale da consentire all'arco di adattarsi alle nuove condizioni, è valida la caratteristica statica di figura 4.2: si nota quindi come sia la tensione di innesco che quella di scarica sono equivalenti.

Quando si parla invece di arco in alternata, la corrente e le condizioni termiche dell'arco variano da istante a istante e la polarità della tensione ai capi degli elettrodi cambia di segno ogni semiperiodo della fondamentale. Per questi motivi si presenta il cosiddetto fenomeno di "isteresi": ovvero per correnti crescenti le tensioni d'arco sono maggiori di quelle della caratteristica statica, mentre con correnti decrescenti le tensioni d'arco sono minori. La tensione più elevata con correnti crescenti è dovuta al fatto che si ha una ionizzazione della colonna d'arco inferiore rispetto al valore normale ed è quindi richiesto un gradiente maggiore di tensione per consentire il passaggio della corrente richiesta; il contrario accade con corrente decrescente. Abbiamo quindi una caratteristica tensione-corrente del tutto differente rispetto a quella statica vista per l'arco in continua: infatti in queste circostanze valgono solamente le seguenti caratteristiche dinamiche:

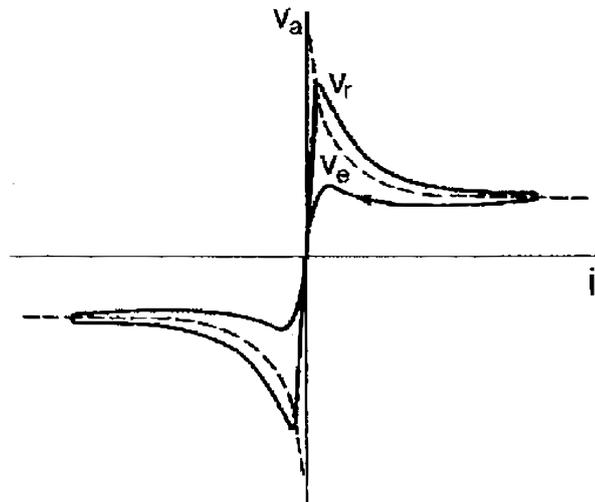


FIGURA 4.3 CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE DELL'ARCO ELETTRICO IN AC

Osservando la figura possiamo notare subito alcune caratteristiche interessanti:

- quando la corrente si annulla (passaggio per lo zero), per effetto della deionizzazione del gas e del raffreddamento degli elettrodi è necessario un picco di tensione elevato per re innescare l'arco elettrico;
- si manifesta, similmente alla caratteristica dell'arco in continua, il fenomeno di "isteresi";
- al diminuire della corrente abbiamo un aumento della tensione d'arco, in analogia con quanto accadeva nella caratteristica statica dell'arco in continua;

Si ricorda inoltre come la lunghezza d'arco, essendo quasi indipendente dall'intensità della corrente, dipende fondamentalmente dalla tensione d'arco secondo la seguente relazione:

$$U_{arco} = k \cdot I_{arco} + 40 \quad (4.4)$$

dove abbiamo:

- U_{arco} è la tensione d'arco espressa in Volt in valore efficace;
- k è una costante del valore approssimativo di 11.5 [V/cm];
- ℓ è la lunghezza d'arco espressa in [cm];

4.3 DESCRIZIONE MATEMATICA DELL'ARCO ELETTRICO

Da quanto emerge dal precedente paragrafo, l'arco elettrico è rappresentabile mediante una resistenza non lineare, o in maniera equivalente, tramite una conduttanza nota. In generale, la conduttanza d'arco è funzione della potenza fornita al plasma, della potenza trasportata dalla colonna di plasma e del tempo:

$$g_{arc} = f(P_{in}, P_{out}, t) = \frac{i_{arc}}{u_{arc}} = \frac{1}{R_{arc}} \quad (4.5)$$

dove abbiamo:

- g_{arc} è il valore istantaneo della conduttanza d'arco;
- P_{in} è il valore della potenza fornita al plasma (P in ingresso);
- P_{out} è il valore della potenza trasportata dal plasma (P in uscita);
- t è il tempo;
- i_{arc} , v_{arc} sono rispettivamente la corrente e la tensione d'arco;
- R_{arc} è la resistenza d'arco;

Il valore istantaneo della conduttanza d'arco varia quando la potenza in ingresso è diverso dalla potenza in uscita. L'energia che viene immagazzinata nel plasma si può calcolare come segue:

$$Q = \int_0^t (P_{in} - P_{out}) dt \quad (4.6)$$

Quindi possiamo riscrivere la conduttanza istantanea come:

$$g = f(Q) = f \left[\int_0^t (P_{in} - P_{out}) dt \right] \quad (4.7)$$

Ora, dato che il nostro obiettivo è valutare come varia la conduttanza differenziamo l'equazione precedente:

$$\frac{dg}{dt} = \frac{df(Q)}{dQ} \cdot \frac{dQ}{dt} \quad (4.8)$$

A questo punto dividiamo per la conduttanza istantanea ambo i membri:

$$\frac{1}{g} \cdot \frac{dg}{dt} = \frac{1}{g} \cdot \frac{df(Q)}{dQ} \cdot \frac{dQ}{dt} \quad (4.9)$$

Otteniamo a questo punto, svolgendo il differenziale, l'espressione generale dell'arco elettrico:

$$\frac{d[\ln(g)]}{dt} = \frac{f'(Q)}{f(Q)} \cdot (P_{in} - P_{out}) \quad (4.10)$$

4.3.1 L'EQUAZIONE DI CASSIE

Nel 1939, *A.M. Cassie* ipotizzò che, il volume di gas altamente ionizzato in cui si forma l'arco elettrico, avesse la forma geometrica di una colonna cilindrica caratterizzata da un

diametro variabile e da una temperatura T costante. Il calore contenuto per unità di volume, rimane costante: così risulta costante anche la conduttanza d'arco per unità di volume. A causa del raffreddamento della colonna d'arco per la dissipazione di calore, il diametro della colonna varia ma la temperatura, e quindi la conduttanza per unità di volume del plasma, non vengono influenzate.

Definiamo le seguenti grandezze:

- g_0 è la conduttanza per unità di volume;
- P_0 è la potenza dissipata per unità di volume;
- D è il diametro variabile;
- Q_0 è l'energia contenuta per unità di volume;
- U_0 è la tensione statica d'arco;

Abbiamo quindi le seguenti relazioni:

$$u_0 = \left(\frac{P_0}{g_0} \right)^{0.5} \quad (4.11)$$

La conduttanza d'arco e l'energia nel tempo possono essere scritte come:

$$\begin{aligned} g &= f(Q) = Dg_0 \\ Q &= D \cdot Q_0 \end{aligned} \quad (4.12)$$

Mettendo insieme le due equazioni si ha:

$$\begin{aligned} g &= f(Q) = \frac{Q}{Q_0} \cdot g_0 \\ f'(Q) &= \frac{g_0}{Q_0} \end{aligned} \quad (4.13)$$

L'energia dissipata per unità di lunghezza risulta essere:

$$P_{out} = D \cdot P_0 = \frac{Q}{Q_0} \cdot P_0 \quad (4.14)$$

Ora sostituendo queste equazioni nell'equazione generale si ottiene l'equazione di *Cassie*:

$$\frac{d[\ln(g)]}{dt} = \frac{P_0}{Q_0} \cdot \left(\frac{u_{arc}^2}{u_0^2} - 1 \right) \quad (4.15)$$

Il rapporto Q_0/P_0 viene chiamato costante di tempo d'arco τ e può essere calcolato attraverso l'equazione differenziale omogenea associata:

$$\frac{d[\ln(g)]}{dt} = -\frac{P_0}{Q_0} \quad (4.16)$$

Una soluzione che soddisfa tale omogenea è la seguente:

$$g = g_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.17)$$

La costante di tempo d'arco può essere interpretata come il tempo in cui il diametro della colonna d'arco varia. Il modello implementato da *Cassie* viene utilizzato per studiare il comportamento della conduttanza d'arco negli intervalli temporali in cui abbiamo elevati correnti, ovvero quando la temperatura del plasma è indicativamente superiore agli 8000 K.

4.3.2 L'EQUAZIONE DI MAYR

Il modello di *Mayr*, al contrario di *Cassie*, descrive come varia la conduttanza negli intervalli di tempo in cui la corrente è prossima allo zero. *Mayr* infatti considerò che l'arco elettrico sia di forma cilindrica con un diametro costante. In questo caso viene però considerato il fenomeno di dissipazione di energia attraverso la diffusione radiale di calore: la temperatura della colonna d'arco varia circa in maniera esponenziale con la temperatura e può essere espressa come un'approssimazione dell'equazione di *Saha*:

$$g = f(Q) = k \cdot e^{Q/Q_0} \quad (4.18)$$

La potenza persa dalla colonna d'arco per raffreddamento può essere considerata costante e quindi procedendo con la sostituzione nell'equazione fondamentale d'arco si ottiene che:

$$\frac{d[\ln(g)]}{dt} = \frac{(u_{arc} \cdot i_{arc} - P_0)}{Q_0} \quad (4.19)$$

Nell'istante in cui la corrente va a zero, la potenza in ingresso data dal prodotto fra tensione e corrente d'arco va anch'essa a zero e quindi la variazione di conduttanza si può esprimere come:

$$\frac{dg}{dt} = -g \cdot \frac{P_0}{Q_0} \quad (4.20)$$

Tale equazione rappresenta l'omogenea associata dell'equazione di partenza e presenta una soluzione del tipo:

$$g = g_0 \cdot e^{-P_0/Q_0} \quad (4.21)$$

In questa espressione, analogamente all'equazione di *Cassie*, il rapporto P_0/Q_0 rappresenta la costante di tempo τ del fenomeno di raffreddamento della colonna d'arco senza riscaldamento dello stesso (quando la corrente è prossima allo zero e quindi anche la potenza fornita alla colonna d'arco è costante).

Il modello di *Mayr* viene usato quindi per rappresentare l'arco elettrico quando la corrente che lo attraversa è prossima allo zero, ovvero con temperatura della colonna d'arco inferiori a circa 8000 K.

4.3.3 IL MODELLO COMPOSITO DI CASSIE-MAYR

Nel 1959, *T.E. Browne* propose un nuovo modello dell'arco elettrico che racchiudeva la combinazione del modello di *Cassie* e del modello di *Mayr*. L'idea alla base di ciò, si basa sul fatto che nell'arco elettrico in alternata ci sono degli intervalli temporali caratterizzati da elevate correnti, e intervalli caratterizzati da correnti prossime allo zero.

Va precisato che, molti studi e diverse prove sperimentali, hanno dimostrato che i fenomeni dinamici relativi all'arco elettrico sono estremamente complessi nel dettaglio ed è quasi impossibile la rappresentazione complessiva del fenomeno dal punto di vista matematico. Allo stesso tempo, è riconosciuto da diversi anni che la semplice rappresentazione del fenomeno attraverso le equazioni differenziali di *Cassie* e di *Mayr*, basate principalmente sulla semplificazione del meccanismo di dissipazione di energia e dell'energia immagazzinata nella colonna d'arco, è utile per una rappresentazione qualitativa dell'arco elettrico. Riformulando le equazioni viste nel precedente paragrafo, e introducendo la resistenza d'arco possiamo scrivere quando segue:

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{dr}{dt} = \frac{1}{\theta} \cdot \left(1 - \frac{u^2}{E_0^2} \right) \quad \text{Eq. Cassie} \quad (4.22)$$

dove abbiamo:

- r è la resistenza d'arco in $[\Omega]$;
- u, i sono la tensione e la corrente d'arco in valori istantanei [V], [A];
- E_0 costante relativa al valore stazionario della tensione d'arco [V];
- θ rappresenta la costante di tempo d'arco ed è intesa come l'energia immagazzinata per unità di volume, oppure come energia dissipata per unità di volume;

Questo modello presenta ovviamente uno svantaggio: ovvero la sua formulazione ne prevede l'impiego con elevate correnti e quindi non è possibile studiare il fenomeno di interruzione dell'arco elettrico.

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{dr}{dt} = \frac{1}{\theta} \cdot \left(1 - \frac{u \cdot i}{P_0} \right) \quad \text{Eq. Mayr} \quad (4.23)$$

dove abbiamo:

- r è la resistenza d'arco in $[\Omega]$;
- u, i sono la tensione e la corrente d'arco in valori istantanei [V], [A];
- P_0 è il valore costante delle perdite della colonna d'arco;

In condizioni di funzionamento stazionarie, ovvero quando tensione e corrente variano in modo molto lento, si ha che $ui = P_0$: quindi la caratteristica stazionaria è rappresentata praticamente da un'iperbole. Bisogna sottolineare che l'equazione di *Mayr* consente all'arco di interrompersi: infatti con valori elevati di r , il rapporto ui / P_0 può essere inferiore a 1 e di conseguenza la dr / dt è positiva e ciò provoca un ulteriore aumento della resistenza d'arco r finché l'arco non si è estinto.

È doveroso fare una piccola precisazione: come abbiamo visto inizialmente, le teorie sono state sviluppate considerando la conduttanza d'arco g . Poi, per sottolineare il fatto che ad un arco elettrico è assimilabile dal punto di vista circuitale ad una resistenza non lineare, sono state riportate per completezza le formule con la resistenza d'arco r . A questo punto è di fondamentale importanza porre l'attenzione su un possibile problema che si può presentare quando si usano dei software numerici per analizzare il comportamento dei circuiti elettrici. Può accadere che usando dei software che implementano la ricerca della soluzione attraverso il metodo iterativo di *Newton-Raphson* si riscontrino degli errori di convergenza poiché il valore di resistenza dell'arco può spesso convergere a valori prossimi allo zero. Per questo motivo nell'implementazione delle equazioni al calcolatore è preferibile utilizzare l'espressione della conduttanza rispetto a quella con la resistenza. Usando quindi la conduttanza come variabile otteniamo che l'equazione di *Cassie* diventa:

$$g_C = \frac{u \cdot i}{E_0^2} - \theta \cdot \frac{dg}{dt} \quad (4.24)$$

Mentre l'equazione di *Mayr* diventa:

$$g_M = \frac{i^2}{P_0} - \theta \cdot \frac{dg}{dt} \quad (4.25)$$

Queste ovviamente sono coerenti con quanto visto nel paragrafo 4.3.2. Una modalità semplice e intuitiva per combinare le due equazioni differenziali in un unico modello consiste nel definire una corrente di transizione I_0 per cui abbiamo:

$$\text{per } i > I_0 \quad g = \frac{u \cdot i}{E_0^2} - \theta \cdot \frac{dg}{dt} \quad (4.26)$$

$$\text{per } i < I_0 \quad g = \frac{i^2}{P_0} - \theta \cdot \frac{dg}{dt} \quad (4.27)$$

Tuttavia, questa definizione comporta una mancanza di continuità tra una equazione e l'altra: ovvero nasce un punto di discontinuità in corrispondenza di I_0 che potrebbe causare non pochi problemi di convergenza nelle simulazioni numeriche. Per questo motivo si preferisce attuare in passaggio più omogeneo tra un'equazione e l'altra definendo un fattore di transizione $\sigma(i)$ in modo tale che la conduttanza totale d'arco sia espressa come:

$$g = [1 - \sigma(i)] \cdot g_C + \sigma(i) \cdot g_M \quad (4.28)$$

dove:

- g_C è la conduttanza calcolata secondo l'equazione di *Cassie*;
- g_M è la conduttanza calcolata secondo l'equazione di *Mayr*;

Il fattore di transizione $\sigma(i)$ assume valori compresi tra 0 e 1 ed è una funzione monotona decrescente quando la corrente d'arco aumenta. Una funzione matematica che soddisfa tale requisito è rappresentata da un esponenziale:

$$\sigma(i) = \exp\left(-\frac{i^2}{I_0}\right) \quad (4.29)$$

Sostituendo nell'equazione 4.28 ottengo:

$$g = \left[1 - \exp\left(-\frac{i^2}{I_0}\right)\right] \cdot g_C + \exp\left(-\frac{i^2}{I_0}\right) \cdot g_M \quad (4.30)$$

$$g = g_{\min} \left[1 - \exp\left(-\frac{i^2}{I_0}\right)\right] \cdot \frac{u \cdot i}{E_0^2} + \left[\exp\left(-\frac{i^2}{I_0}\right)\right] \cdot \frac{i^2}{P_0} - \theta \cdot \frac{dg}{dt} \quad (4.31)$$

Tale equazione è facilmente implementabile in software che simulano reti elettriche come Matlab, Spice, EMPY, etc. Nella caso più generale, θ dovrebbe essere funzione della corrente d'arco i . Questo poiché quando un arco si innesca o si estingue, l'energia immagazzinata per unità di volume può essere paragonata con l'energia dissipata per unità di volume: in ogni caso quando l'arco è stabile, θ è piccolo. Pertanto, la funzione d'arco smorzata θ è stimata come segue:

$$\theta = \theta_0 + \theta_1 \exp(-\alpha|i|) \quad (4.32)$$

dove $\alpha > 0$ e $\theta_1 \gg \theta_0$. Quando l'arco si innesca o si estingue, la corrente i è di valore modesto e possiamo dire che $\theta \approx \theta_1$. Viceversa quando la corrente è elevata si ha $\theta \approx \theta_0$. Assieme quindi a g_{\min} , E_0 , I_0 e P_0 , questi sono i parametri che caratterizzano il modello d'arco di *Cassie-Mayr*.

4.4 IL FORNO AD ARCO ELETTRICO

Il forno ad arco elettrico per la fusione fu concepito da *William Siemens*, nel lontano 1867, ma prese piede solamente nel primo dopoguerra nella sua più comune applicazione del forno di *Hèroult* (nome derivato dall'ideatore *Paul Hèroult*) molto simile all'attuale tipologia di forni. Con il passare degli anni le innovazioni sono state notevoli, come notevole è stato il graduale e progressivo incremento delle potenze necessarie: per tale motivo tali dispositivi creano notevoli problematiche legate al contenuto armonico e interarmonico, fluttuazione della tensione e sbilanciamento delle tensioni. L'utilizzo di forni ad arco per la fusione dei metalli ha subito una notevole crescita negli ultimi decenni: oggi infatti, il 36% dell'acciaio viene prodotto utilizzando forni ad arco (secondo delle stime tale dato sarà incrementato fino al 50% nel 2030). Un indicazione interessante è fornita dal seguente grafico di figura 4.4:

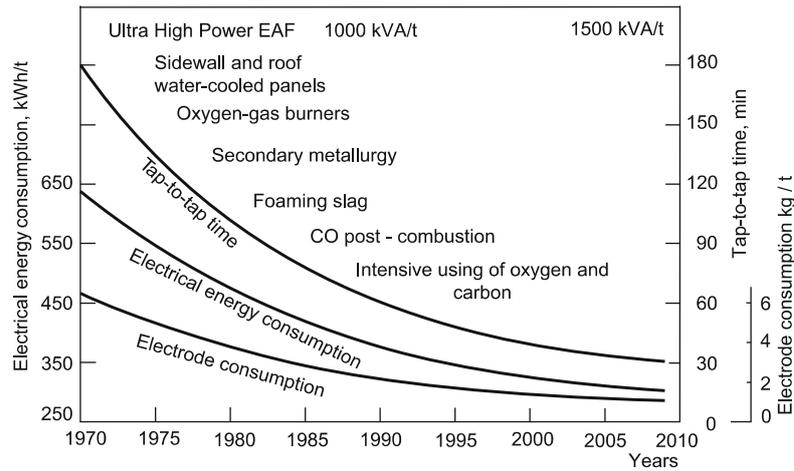


FIGURA 4.4 SVILUPPO TECNOLOGICO DEI FORNI AD ARCO NEGLI ULTIMI DECENNI

4.4.1 ASPETTI COSTRUTTIVI

Come possiamo notare dalla figura risulta evidente come con gli anni la produttività è notevolmente aumentata a fronte di una riduzione dell'energia specifica per unità di volume necessaria per la fusione e degli stessi tempi di fusione. Il forno ad arco elettrico è un dispositivo basato sul principio secondo il quale, il passaggio di una corrente elettrica attraverso un gas lo porta allo stato di plasma: si ottiene quindi una sorgente di energia termica ideale per realizzare la fusione di materiali che per fondere necessitano di molta energia per unità di volume. Tale procedimento si innesca infatti mettendo in contatto due o più elettrodi collegati ad un circuito elettrico. Il punto di contatto infatti, sollecitato da elevate correnti, si riscalda rapidamente e, allontanando i due elettrodi, se la differenza di potenziale è sufficiente, può instaurarsi un passaggio di elettroni dal catodo all'anodo attraverso l'aria, grazie alla ionizzazione della stessa. A seconda che il materiale che forma la carica da riscaldare sia o meno attraversato dalla corrente d'arco possiamo distinguere in forni ad arco diretto e forni ad arco indiretto. Si definisce invece come riscaldamento ad arco-resistenza (o arco sommerso) quello nel quale il calore è prodotto per una porzione non trascurabile dall'effetto joule direttamente nella carica.

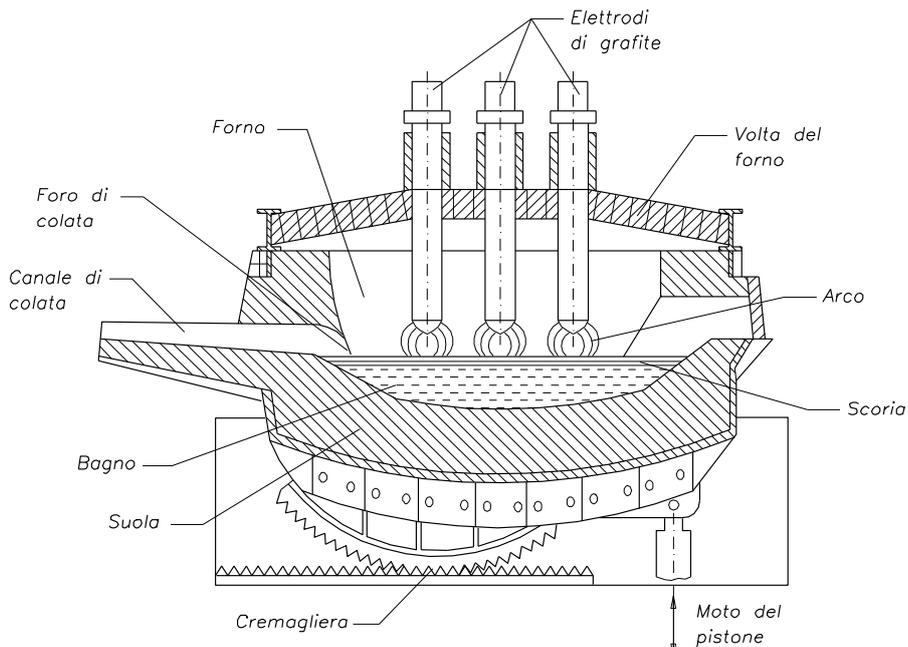


FIGURA 4.5 STRUTTURA DI UN FORNO AD ARCO ELETTRICO TRIFASE

La realizzazione costruttiva più diffusa del forno è quella trifase: si hanno quindi 3 elettrodi cilindrici, realizzati tipicamente in carbone o in grafite, con posizione verticale controllata tramite un motore elettrico o attraverso sistemi idraulici, un crogiolo cilindrico (tino) con fondo bombato rivestito da una suola non conduttrice di materiale refrattario. L'arco elettrico si stabilisce tra gli elettrodi e la superficie della carica metallica che fonde per il calore irraggiato dall'arco. Altri organi che lo compongono sono evidenziati nella figura 4.5 dove viene riportato un forno ad arco trifase. Principalmente questa tipologia di forni viene usata per la produzione di acciaio e ghisa e sono caratterizzati da capienze fino a 200t e da potenze installate fino a 100MW.

4.4.2 IL CICLO DI FUSIONE

Durante il funzionamento di un forno ad arco possiamo evidenziare due periodi importanti dal punto di vista del comportamento elettrico del forno che si ripetono in modo ciclico: un primo periodo durante il quale i rottami caricati vengono riscaldati fino alla loro fusione (fase di fusione); un secondo periodo durante il quale gli elettrodi lavorano sul materiale praticamente fuso (fase di raffinazione). Nel dettaglio possiamo elencare le seguenti fasi di funzionamento:

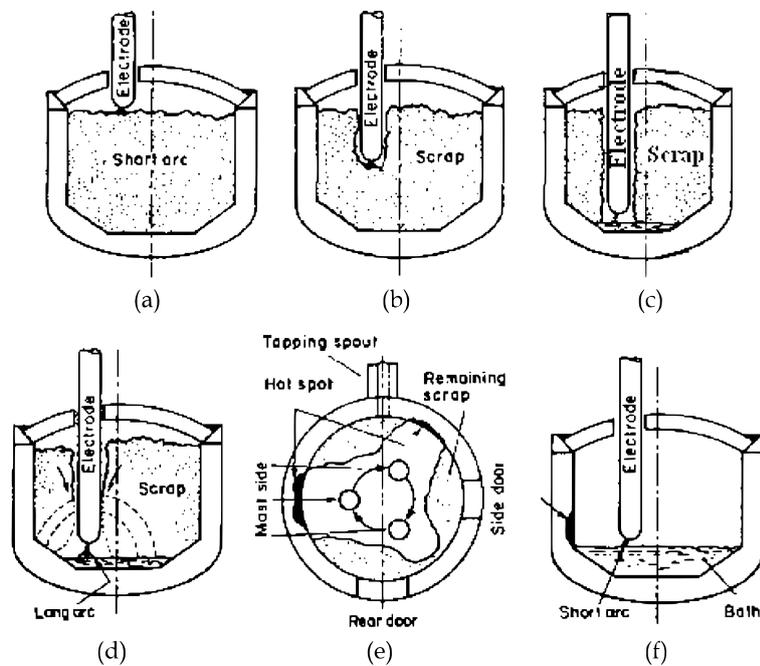


FIGURA 4.6 ILLUSTRAZIONE DELLE FASI PRINCIPALI DI UN CICLO DI FUSIONE

- *Fase di carica dei rottami.* Si inizia il ciclo di fusione caricando i rottami nel forno ad arco attraverso l'apertura del coperchio e il sollevamento degli elettrodi (la tipologia più diffusa di forno è quello con carica verticale dall'alto).
- *Fase di innesco dell'arco elettrico* (figura 4.6a). Una volta caricato il forno viene chiuso il coperchio e vengono abbassati gli elettrodi finché non si innesca l'arco elettrico.
- *Fase di perforazione dei rottami* (figura 4.6b). Con questa fase ha inizio la fusione vera e propria dei rottami per portarli alla completa fusione: si formano sui rottami dei "crateri".
- *Fase di formazione del fuso* (figura 4.6c-e-f). Durante tale periodo si può ravvisare un comportamento molto instabile dell'arco elettrico e si rende indispensabile una rapida regolazione della potenza fornita al forno tramite una continua regolazione del

braccio porta elettrodi: il rapido movimento può dar luogo a oscillazioni elettromeccaniche del braccio con effetti indesiderati sulla rete di alimentazione. Per l'intera durata della fusione abbiamo una elevata probabilità che i rottami crollino sugli elettrodi con relativo cortocircuito tra gli elettrodi e quindi con riduzione notevole della potenza attiva e aumento rapido della potenza reattiva. Man mano che la fusione è completata si riscontra un comportamento molto più stabile dell'arco elettrico e una riduzione della sua lunghezza per ridurre l'usura del materiale refrattario di isolamento che avviene per irraggiamento (nella fase precedente era protetto dai rottami).

- *Fase di affinazione* (figura 4.6f). Durante questa fase conclusiva abbiamo le operazioni di riduzione del contenuto di carbonio tramite iniezione di ossigeno, di analisi del fuso e di aggiunta di leghe.
- *Fase di colata*. Il ciclo di fusione si conclude con la colata: solitamente il crogiolo dei forni ad arco può ruotare attorno ad un asse orizzontale inclinandosi verso il becco di colata (con angoli fino a 40°) o, dalla parte opposta, verso l'apertura di scorificazione (con angolo di circa 15°). Il movimento viene attuato mediante rulli catene che fanno ritornare, in caso di guasto, la vasca in posizione orizzontale.

4.4.3 ASPETTI ELETTRICI

Dal punto di vista elettrico, il funzionamento più gravoso si nota sempre nella prima fase della fusione, fase in cui gli elettrodi sono chiamati a fondere una massa solida, ed estremamente instabile. Si hanno in questa fase frequenti e brusche variazioni del carico (in termini di potenza attiva e reattiva) con annessa variazione della tensione di sbarra. Durante questa fase la regolazione degli stessi elettrodi riesce a contenere tali variazioni ma non ad eliminarle completamente. La potenza attiva assorbita dal forno è variabile e, mentre nella fase di fusione si lavora in sovraccarico (la potenza attiva si attesta attorno a 1.2 volte la nominale), nella fase di affinazione è di circa il $0.2 \div 0.3$ la potenza nominale. In particolare, la prima fase della fusione, è caratterizzata da frequenti cortocircuiti trifase e, più spesso, da cortocircuiti bifase: la corrente dunque è soggetta a variazioni rapide con punte massime costituite praticamente dalla sola componente reattiva proprio durante gli istanti cui avvengono i cortocircuiti.

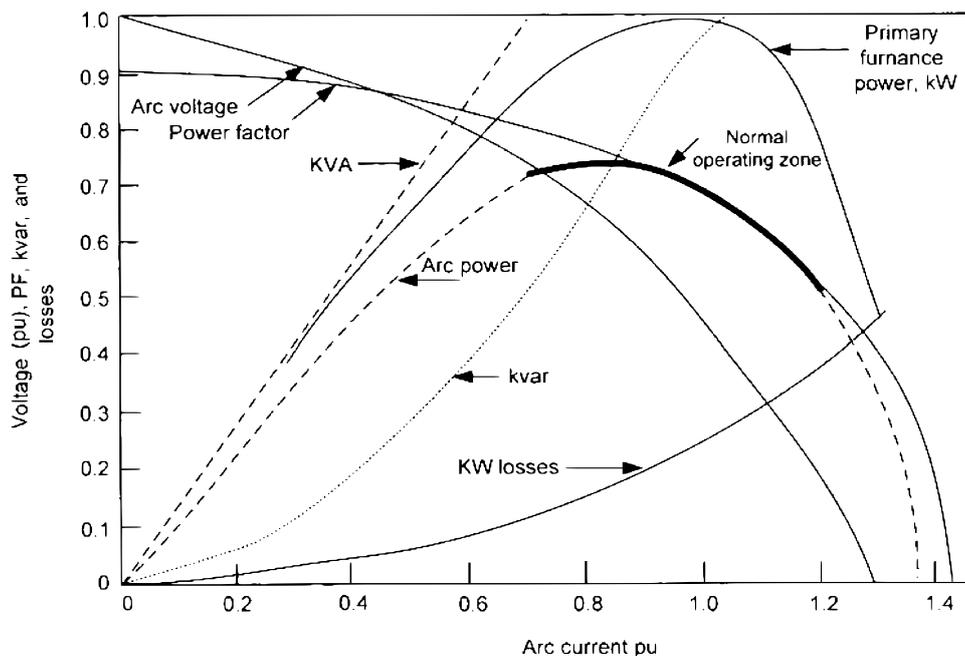


FIGURA 4.7 ANDAMENTO DELLE PRINCIPALI GRANDEZZE DI UN FORNO AD ARCO

Il periodo di affinazione del materiale fuso è caratterizzato da minori sollecitazioni e minori effetti sulle principali grandezze elettriche: durante questo periodo di funzionamento, solitamente, il controllo degli elettrodi è sufficiente per stabilizzare la potenza assorbita dal forno e di conseguenza la corrente di alimentazione risulta essere abbastanza costante. Infine, l'ultima grandezza elettrica soggetta a variazioni importanti durante il funzionamento del forno ad arco, consiste nel fattore di potenza: esso infatti è sottoposto a continue variazioni. In figura 4.7 possiamo notare l'andamento grafico delle principali grandezze che caratterizzano il funzionamento del forno ad arco elettrico.

Allo stesso modo possiamo valutare il contenuto armoniche della corrente d'arco durante due fasi importanti di funzionamento: quella di fusione e quella di raffinazione per un forno ad arco con una frequenza di alimentazione pari a 60 Hz:

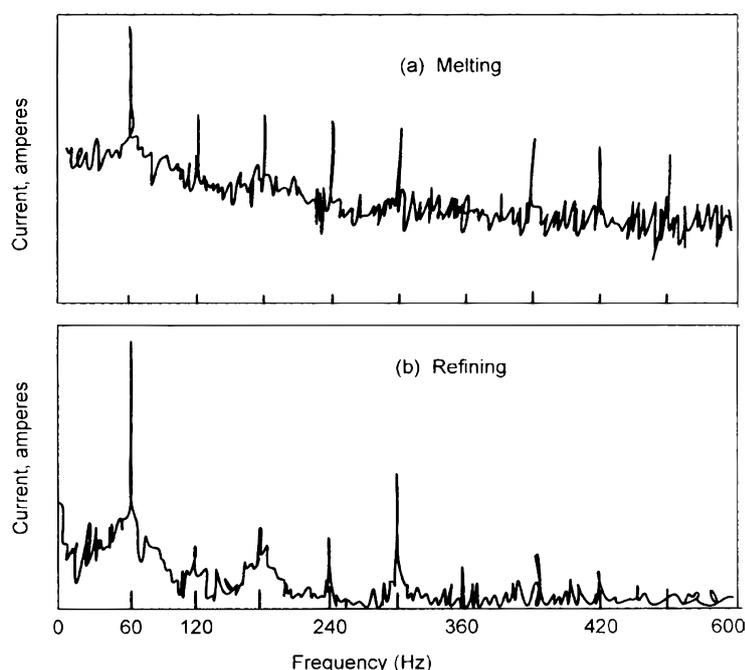


FIGURA 4.8 SPETTRO ARMONICO DELLA CORRENTE ASSORBITA

Come si può notare il contenuto armonico della corrente d'arco presenta uno spettro abbastanza continuo: nonostante ciò, possiamo comunque stimare indicativamente l'ampiezza tipica delle armoniche che entrano in gioco durante per ciascuna delle due fasi operative. Possiamo notare come, ad esempio le armoniche dispari compaiono solamente durante il ciclo di fusione e non durante il ciclo di rifinitura.

TIPO DI FUNZIONAMENTO	CORRENTE ARMONICA, % DELLA FONDAMENTALE				
	2	3	4	5	7
FUSIONE (ARCO DINAMICO)	7.7	5.8	2.5	4.2	3.1
AFFINAZIONE (ARCO STABILE)	0	2.0	0	2.1	0

TABELLA 4.1 VALORE DELLE COMPONENTI ARMONICHE DURANTE IL FUNZIONAMENTO DEL FORNO

4.4.4 I VANTAGGI DERIVANTI DALLA COMPENSAZIONE

Il motivo principale per cui si compensa la potenza reattiva scambiata dal forno ad arco con la rete elettrica attraverso dispositivi statici è quello di ridurre le fluttuazioni di tensione (flicker) fino a valori accettabili dal punto di vista normativo. Riportiamo di seguito una

andamento che rappresenta la tipica variazione della potenza reattiva assorbita da un forno ad arco elettrico nel tempo:

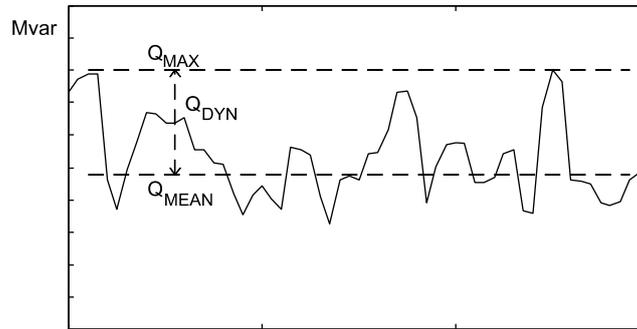


FIGURA 4.9 VARIAZIONI NEL TEMPO DELLA POTENZA REATTIVA ASSORBITA

Ovviamente, a tale andamento, viene associata una variazione anche della potenza attiva e della tensione alla sbarra di connessione del forno. Di seguito viene presentata la zona di funzionamento descritta dal funzionamento del forno ad arco DC e AC:

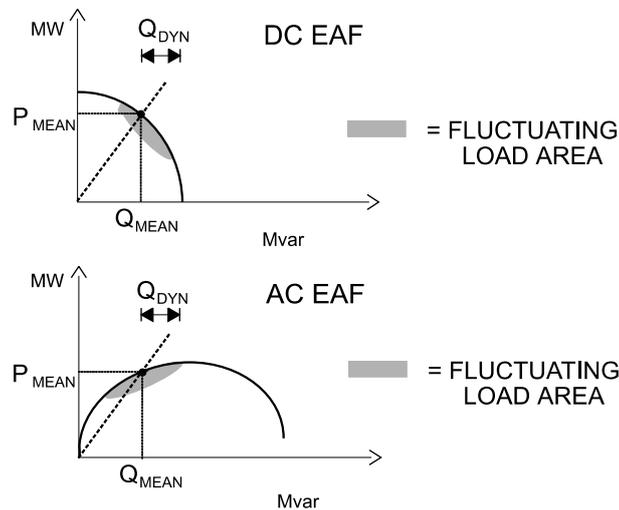


FIGURA 4.10 AREA (EVIDENZIATA IN GRIGIO) DI VARIAZIONE DELLA POTENZA PER FORNI DC E AC

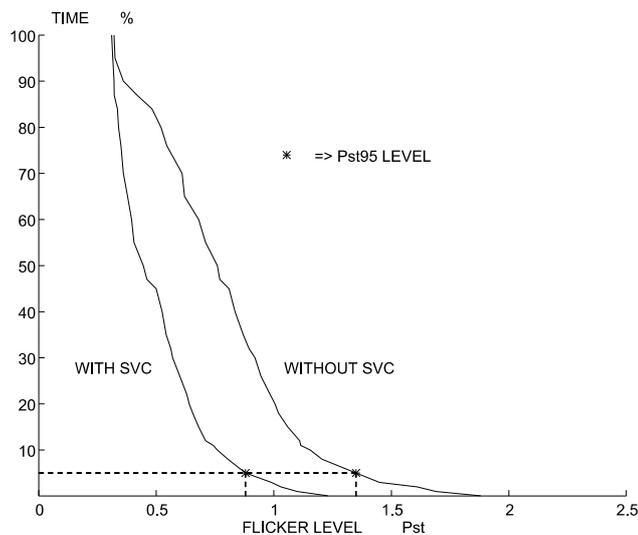


FIGURA 4.11 RIDUZIONE DELL'INDICE DI SEVERITÀ DEL FLICKER TRAMITE COMPENSAZIONE

A seconda dunque dello spostamento del punto di lavoro nella zona operativa abbiamo come conseguenza delle variazioni importanti di potenza reattiva scambiata con la rete e quindi fluttuazioni della tensione di rete. I benefici che si ottengono grazie all'introduzione di un SVC in rete per ridurre le fluttuazioni di tensione sono mostrati, in termini di P_{st} , nella figura 4.11. Possiamo notare come, compensando i forni ad arco con SVC, non otteniamo solo una riduzione delle fluttuazioni della tensione ma otteniamo anche altri vantaggi secondari che si possono riassumere come segue:

- *aumento della potenza attiva.* Uno dei primi benefici che possiamo osservare riguarda l'andamento della potenza attiva assorbita dal forno, rispettivamente con e senza SVC inserito: stabilizzando in fatti la tensione di alimentazione si ottiene un aumento della potenza attiva (genericamente compreso tra il 5% e il 15%);

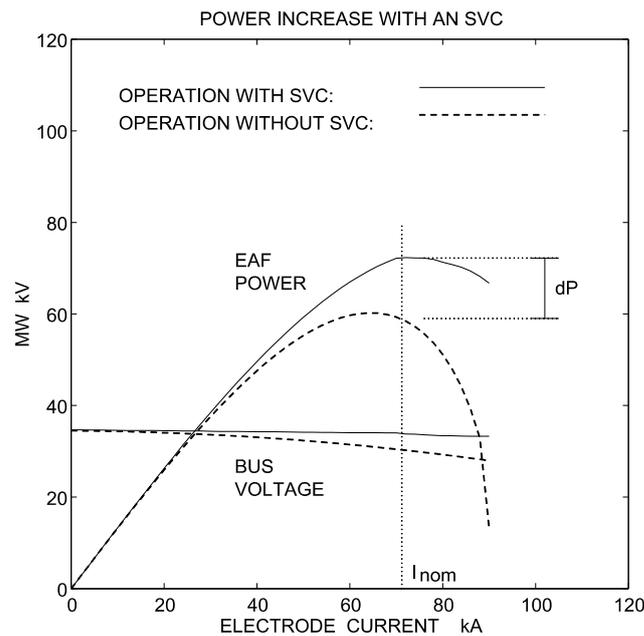


FIGURA 4.12 EFFETTO DELLA COMPENSAZIONE SUI PRINCIPALI PARAMETRI ELETTRICI

- *una riduzione del tempo di fusione.* Incrementare la potenza attiva assorbita dal carico si traduce in una capacità di fusione di una tonnellata di rottame in un tempo inferiore rispetto al funzionamento senza SVC: in tal caso quindi possiamo ottenere un aumento delle prestazioni e quindi della produzione;
- *minor consumo degli elettrodi.* Riducendo il tempo di fusione e, disponendo di un arco con stabilità maggiore in seguito all'inserzione di un SVC, si ottiene un risparmio degli elettrodi del forno stesso. La durata degli elettrodi può essere espressa, in modo generico dalla seguente equazione:

$$C_E = k \cdot I \cdot h, [kg / t_{ACCLIAIO}] \quad (4.33)$$

dove abbiamo che I rappresenta la corrente assorbita dal forno [kA], h rappresenta le ore di funzionamento e infine k è una costante che dipende dal materiale di cui è fatto l'elettrodo, dalla resistività, dalle dimensioni, etc.

- *minore consumo del refrattario.* La riduzione del tempo di fusione ha effetto anche sul consumo del materiale refrattario di rivestimento del forno: infatti, riducendo la durata del ciclo di fusione si riduce anche di conseguenza il consumo del materiale refrattario che riveste la suola;
- *bilanciamento delle correnti.* Il fatto di utilizzare un compensatore statico di tipo TCR con la possibilità di comandare in modo indipendente l'innesco dei tiristori di ciascuna fase rende possibile un effettivo bilanciamento delle correnti di carico;

- *riduzione del contenuto armonico.* Inserendo un compensatore statico, come abbiamo visto nel capitolo precedente, vengono inseriti dei banchi di condensatori che assolvono la duplice funzione di filtraggio delle armoniche e di rifasamento;
- *aumento del fattore di potenza.* Compensando la potenza reattiva si ottiene anche un incremento del fattore di potenza fino al valore impostato nel controllo;

Chiaramente tutti questi svantaggi si traducono poi in benefici di tipo economico: è infatti possibile condurre un'analisi di tipo economico per valutare i vantaggi nel breve e medio periodo introdotti dall'installazione di un SVC.

4.5 INTRODUZIONE ALLA MODELLIZZAZIONE DI FORNO AD ARCO

Con il termine di modellizzazione si intende quel processo cognitivo che porta alla costruzione di un modello di un sistema fisico o di un processo reale attraverso l'applicazione dei principi basilari di una teoria. Costruire un modello di un forno ad arco è tutt'altro che semplice: infatti è caratterizzato da una molteplicità di parametri elettrici, termici e meccanici che rendono difficile una sua modellizzazione complessiva. Come spesso accade, la costruzione di un modello, risponde alla necessità di indagare un particolare aspetto o un comportamento transitorio, sotto certe condizioni di funzionamento. L'obiettivo che ci siamo posti è quello di validare il funzionamento degli SVC negli impianti che sfruttano forni ad arco: dunque presenteremo di seguito alcuni modelli elettrici che simulano appunto gli aspetti inerenti la "Power Quality" causati dall'utilizzo di forni ad arco elettrico nell'industria. In generale, esistono diversi modelli di forno elettrico, sia nel dominio del tempo, sia nel dominio della frequenza per esaminare l'effetto di tali carichi sulla rete elettrica. Si hanno infatti:

- modelli che simulano la caratteristica $u-i$;
- modelli che si basano sul comportamento di circuiti non lineari nel dominio del tempo;
- modelli che prevedono di simulare le forme d'onda tramite generatori di tensione controllati;
- modelli basati su eventi casuali;
- modelli basati su equazioni che descrivono il bilancio energetico del forno;
- modelli basati su equazioni che descrivono l'arco elettrico;

Indipendentemente dal tipo di modello scelto, il comportamento elettrico di un forno ad arco si può riassumere a grandi linee come una resistenza non lineare che varia nel tempo, in grado di generare problemi di qualità dell'energia elettrica come distorsioni delle forme d'onda di tensione e corrente, problematiche legate alle armoniche e interarmoniche e fluttuazioni di tensione, note con il termine di flicker.

4.6 MODELLO DI FORNO AD ARCO CON EQUAZIONI DI CASSIE-MAYR

Come noto dai paragrafi precedenti, le equazioni differenziali del modello combinato di *Cassie* e *Mayr*, rappresentano il comportamento matematico dell'arco elettrico. Ecco allora che un primo modello di forno ad arco può essere costruito a partire proprio da queste equazioni. Nel figura 4.13 viene presentata l'implementazione in Matlab-Simulink delle equazioni di *Cassie-Mayr* per una singola fase. La scelta di costruire un modello monofase che simula l'arco elettrico è giustificato dalla possibilità poi di passare al sistema trifase tramite tre modelli monofase: ciò rende possibile il controllo dei parametri su ciascuna fase, simulando quindi anche un carico squilibrato. Per studiare il comportamento del modello utilizziamo un semplice circuito base che simula il circuito di alimentazione di un forno caratterizzato dai seguenti parametri $U=900\text{ V}$, $R_s=4.99e-4\ \Omega$, $L_s=5.675e-5\text{ H}$:

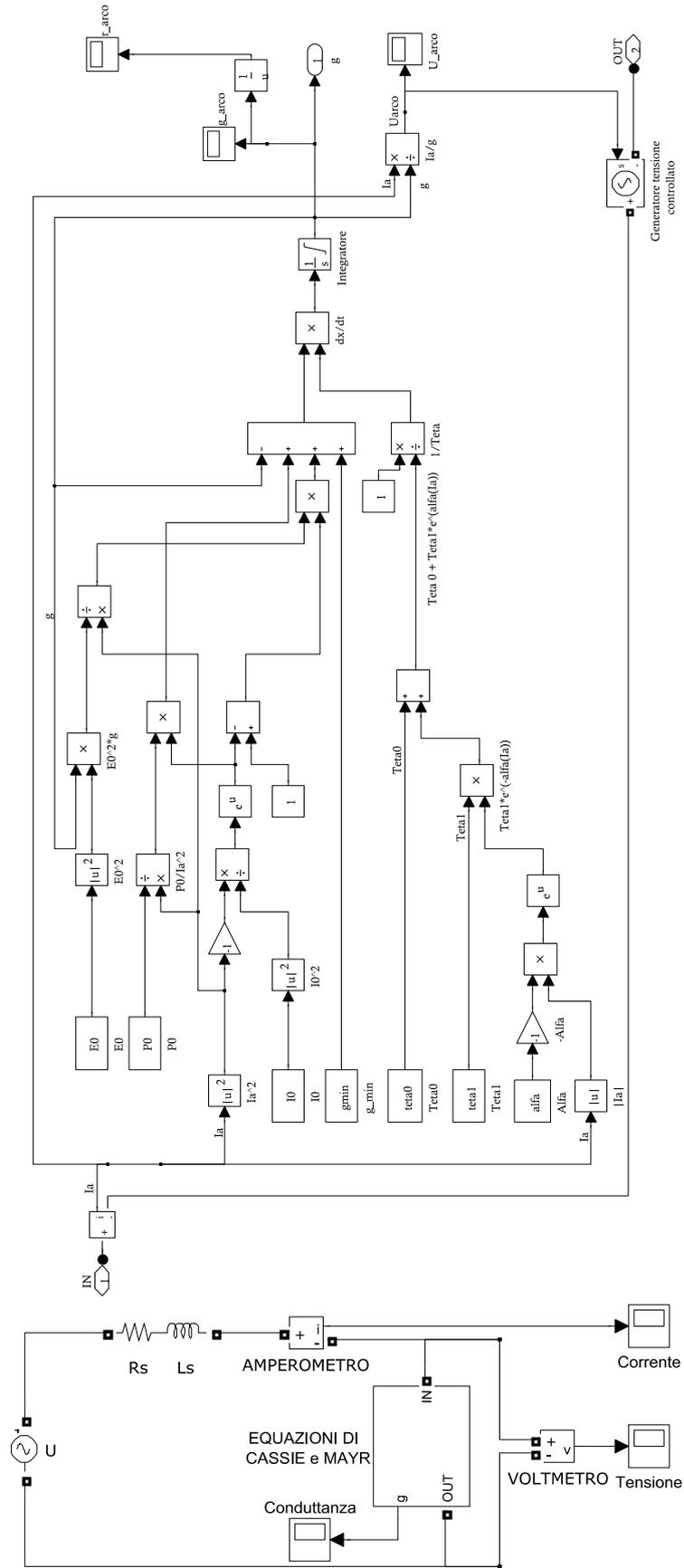


FIGURA 4.13 MODELLO MONOFASE DEL FORNO AD ARCO IMPLEMENTATO IN MATLAB-SIMULINK

4.6.1 ANALISI DEI PARAMETRI CARATTERISTICI DELLE EQUAZIONI

Viste le principali grandezze del modello, è interessante effettuare un'analisi di tipo parametrico per valutare gli effetti prodotti dalla variazione di ciascun parametro sulla caratteristica tensione-corrente (logicamente a parità di circuito di alimentazione):

- vediamo innanzitutto come varia la caratteristica in funzione della variabile θ_0 . Come si può notare dalla caratteristica seguente, non sono state considerate simulazioni con θ_0 inferiori a $110e-6$ in quanto la caratteristica viene distorta.

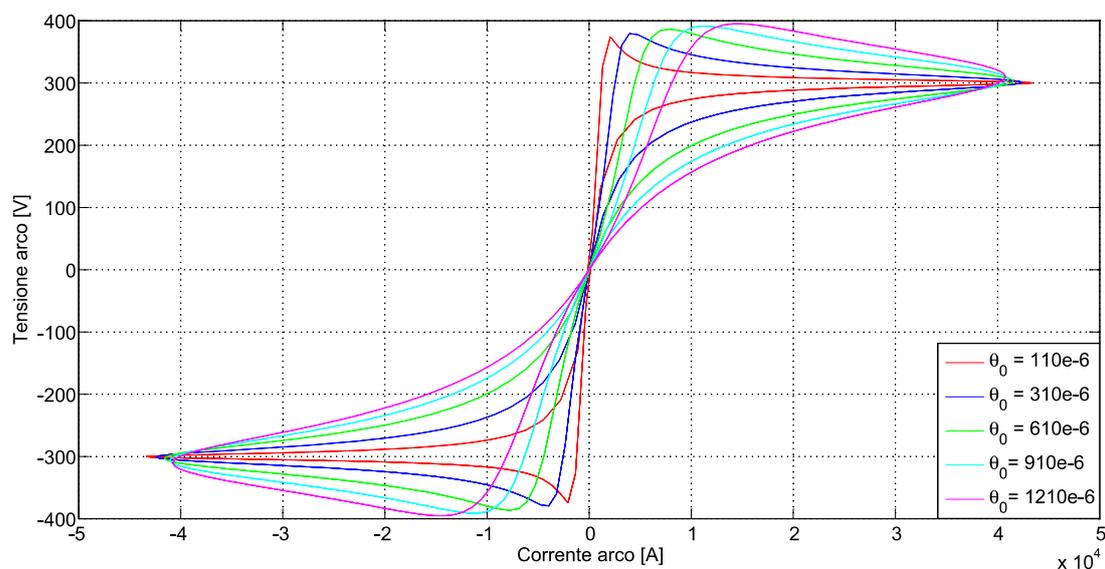


FIGURA 4.14 EFFETTO DELLE VARIAZIONI DEL PARAMETRO θ_0 SULLA CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE

- passiamo poi all'analisi della caratteristica variando il parametro θ_1 . Per lo stesso motivo visto precedentemente, sono stati considerati i valori compresi nell'intervallo $100e-7 < \theta_1 < 100e-3$. I risultati sono riportati nella seguente figura:

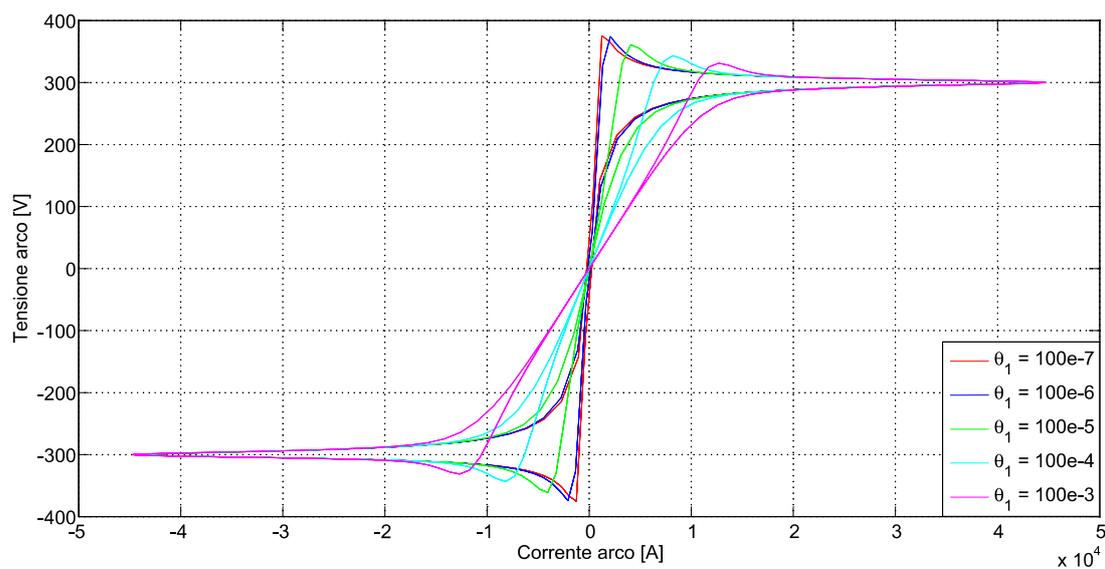


FIGURA 4.15 EFFETTO DELLE VARIAZIONI DEL PARAMETRO θ_1 SULLA CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE

- un altro parametro che rientra nella definizione dell'equazione che esprime il valore di θ è il parametro α (parametro citato nella definizione di $\theta = \theta_0 + \theta_1 \exp(-\alpha|i|)$). Anche di tale parametro è stato sottoposto ad una variazione parametrica ma le variazioni risultano molto modeste come mostrato di seguito:

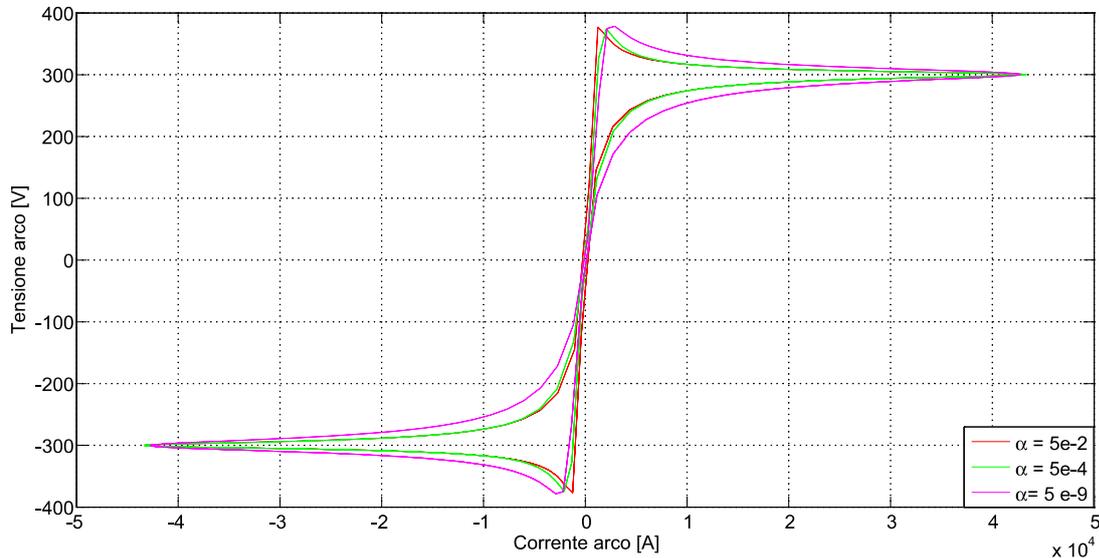


FIGURA 4.16 4.17 EFFETTO DELLE VARIAZIONI DEL PARAMETRO α SULLA CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE

- un altro parametro sensibile nella costruzione della caratteristica è la tensione d'arco stazionaria E_0 . Variando il parametro in modo opportuno, considerando che le tensioni d'arco sono solitamente di qualche centinaia di Volt otteniamo:

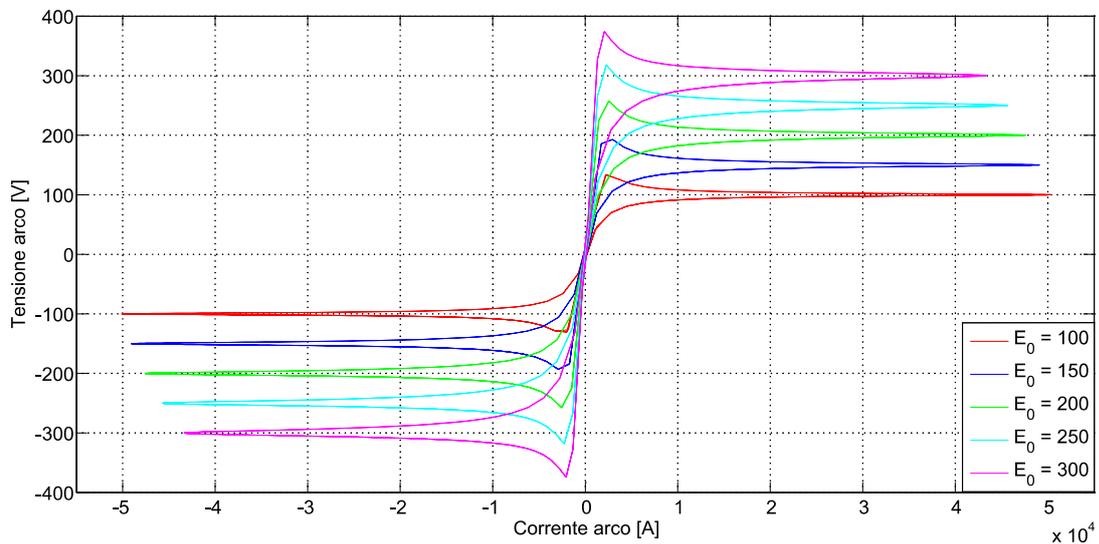


FIGURA 4.18 EFFETTO DELLE VARIAZIONI DEL PARAMETRO E_0 SULLA CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE

Come possiamo notare, oltre ad una variazione della tensione massima d'arco, abbiamo una variazione della massima corrente d'arco: ad una diminuzione della tensione d'arco corrisponde infatti un aumento della corrente d'arco: ciò è riscontrabile nella teoria in quanto per tensioni d'arco più basse abbiamo una minor distanza tra elettrodo e rottame da fondere e quindi uno stato di ionizzazione maggiore e quindi una corrente maggiore.

Concludiamo questa analisi parametrica sottolineando come per i parametri P_0 , I_0 e g_{min} non sia riscontrata una variazione sostanziale modificando il loro valore. Si ricorda infatti che il parametro P_0 influenza solamente l'equazione di *Mayr*; la cui validità è limitata a valori della corrente prossimi allo zero; il parametro I_0 è proprio del fattore di transizione tra il modello di *Cassie* e quello di *Mayr* e infine la conduttanza g_{min} rappresenta la conduttanza minima del modello.

4.6.2 PRINCIPALI FORME D'ONDA DEL MODELLO

Dopo aver visto la caratteristica rappresentativa del legame tra la tensione e la corrente del modello costruito, possiamo passare ad analizzare il comportamento in relazione a determinati parametri stimati secondo l'articolo [38] in bibliografia e di seguito riepilogati:

θ_0	θ_I	α	I_0	P_0	E_0
110e-6	100e-6	0.0005	10	100	10

Risulta interessante ora vedere la caratteristica tensione-corrente calcolata con questi parametri:

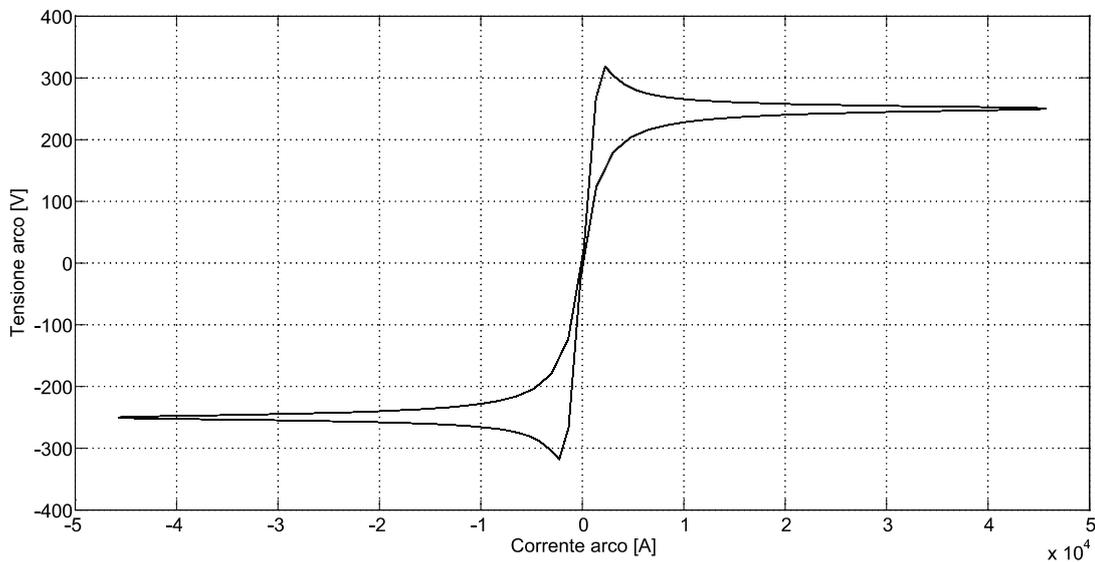


FIGURA 4.19 CARATTERISTICA TENSIONE CORRENTE DEL MODELLO DI CASSIE-MAYR

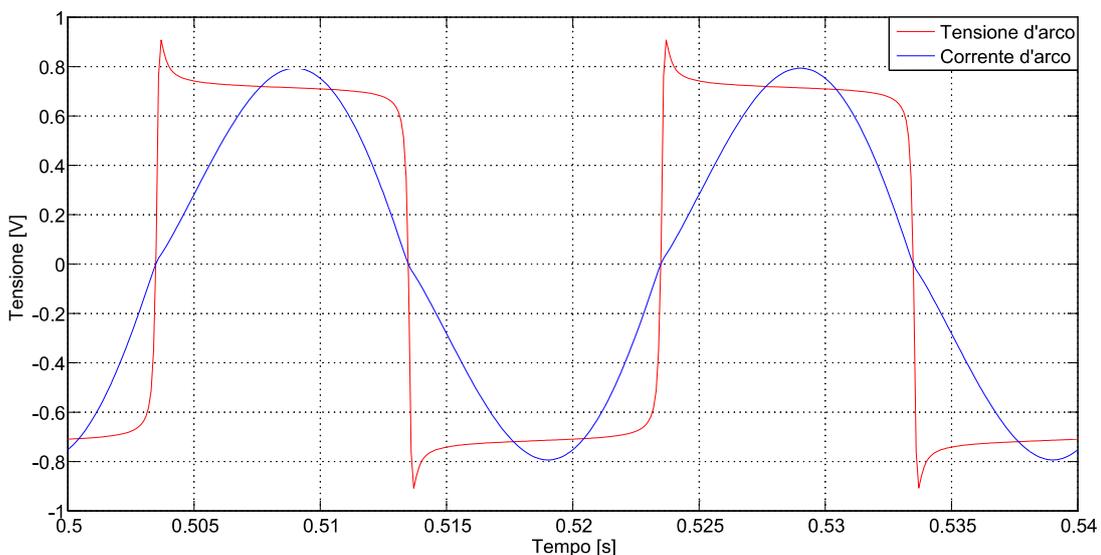


FIGURA 4.20 ANDAMENTO DELLA TENSIONE E DELLA CORRENTE DI ARCO

La caratteristica tensione-corrente di figura 4.19 è molto simile a quella di un arco elettrico in alternata, come riportato nel figura 4.3. In figura 4.20 viene invece riportata la forma d'onda della tensione e della corrente: non ci deve stupire il fatto che tensione e corrente sono in fase tra di loro: ciò è corretto avendo simulato il comportamento dell'arco elettrico come una conduttanza pura non lineare (in pratica abbiamo modellizzato l'arco come una resistenza elettrica). A tal proposito nella figura 4.20 possiamo notare l'andamento della conduttanza in funzione del tempo. Conoscendo la conduttanza possiamo risalire facilmente anche alla resistenza d'arco: nella figura 4.21 viene mostrato l'andamento in funzione del tempo della resistenza.

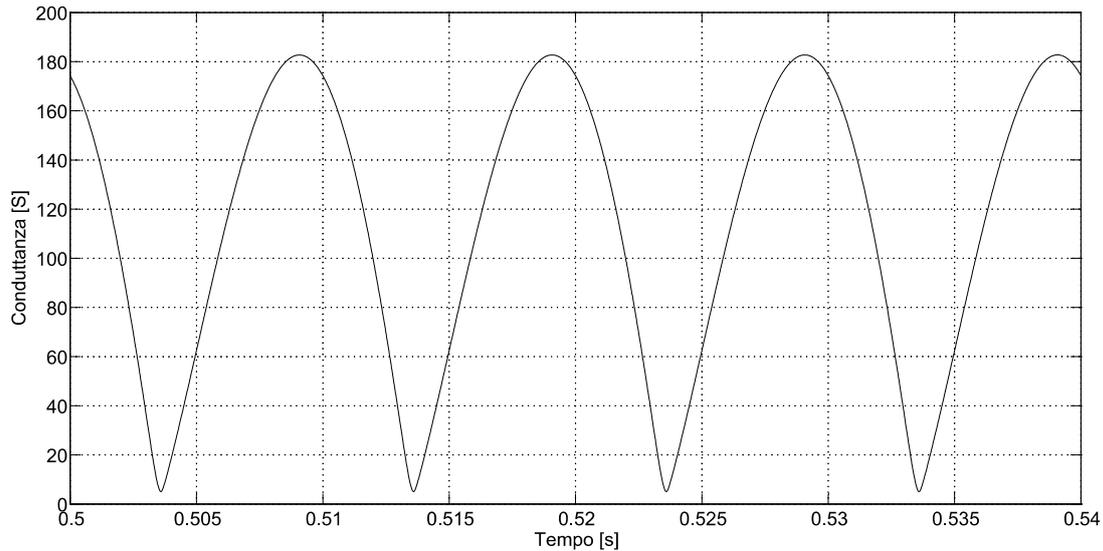


FIGURA 4.21 ANDAMENTO DELLA CONDUTTANZA DI ARCO IN FUNZIONE DEL TEMPO

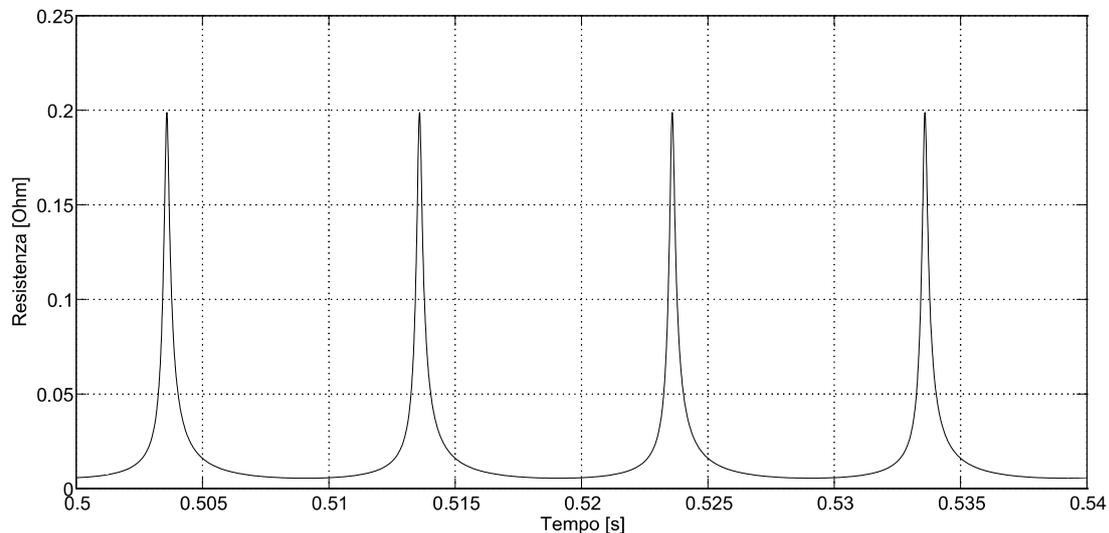


FIGURA 4.22 ANDAMENTO DELLA RESISTENZA DI ARCO IN FUNZIONE DEL TEMPO

Bisogna porre molta attenzione ai valori assunti da resistenza e conduttanza d'arco, in quanto esse dipendono fortemente anche dal circuito in cui il modello di forno è inserito: aumentando la corrente d'arco abbiamo un aumento della conduttanza g : analogamente la resistenza d'arco r diminuisce. Ciò è corretto in quanto la resistenza della colonna di plasma, come descritto precedentemente, oppone una resistenza al passaggio della corrente che varia in base al grado di ionizzazione del gas. In altre parole la resistenza d'arco deve diminuire con l'avvicinarsi dei due elettrodi tra i quali si instaura l'arco.

Per completare l'analisi delle forme d'onda di tensione e corrente è opportuno condurre un'analisi armonica nel dominio della frequenza. Applicando il teorema di Fourier, descritto in appendice A, possiamo tracciare lo spettro armonico della tensione d'arco e della corrente d'arco mostrati rispettivamente nelle figure 4.22 e 4.23. Contemporaneamente all'analisi armonica è utile calcolare anche il THD come indice di valutazione della componente distorta.

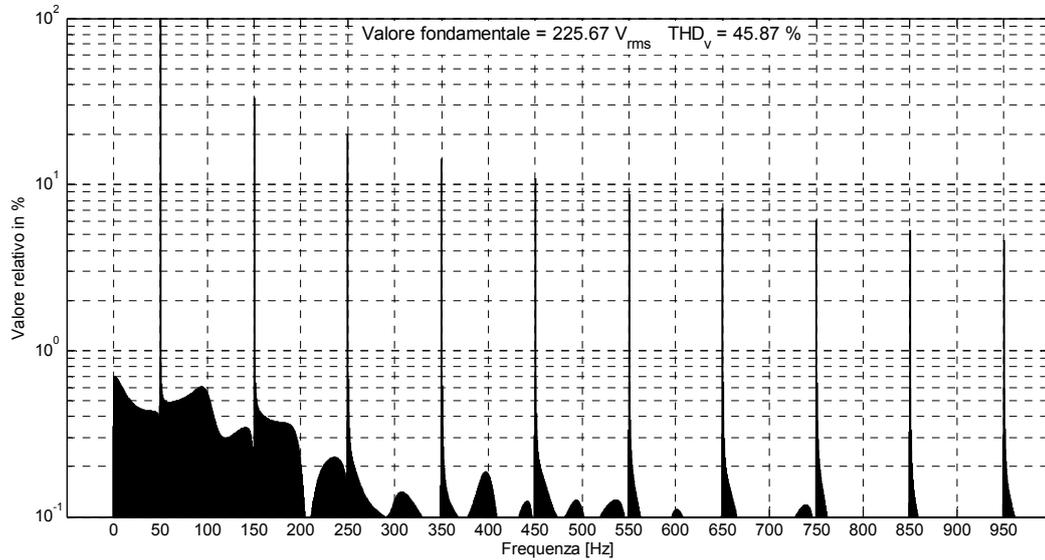


FIGURA 4.23 ANALISI ARMONICA DELLA TENSIONE DI ARCO

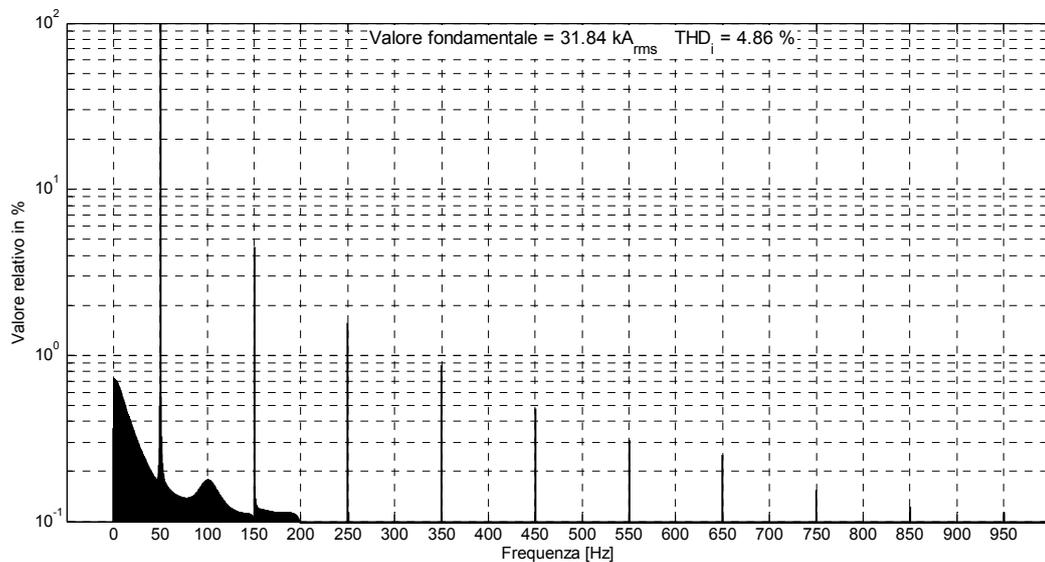


FIGURA 4.24 ANALISI ARMONICA DELLA CORRENTE DI ARCO

Possiamo subito porre l'attenzione su un fatto: osservando i risultati che scaturiscono dalla realizzazione di un modello di forno ad arco basato sulle equazioni di *Cassie* e *Mayr* notiamo come non compaiono negli spettri armonici di tensione e corrente le armoniche pari. Come descritto nel paragrafo 4.4.3, durante la fase di fusione dei rottami, i forni ad arco introducono delle armoniche pari dovute alla dissimmetria tra semionda positiva e semionda negativa.

Un metodo che quindi ci consente di introdurre delle componenti armoniche pari, consiste nella modifica della simmetria della caratteristica tensione-corrente. Possiamo fare ciò agendo sui parametri caratteristici del modello come mostrato dalle figure 4.14-4.15-4.16-4.17.

Un primo metodo consiste nella variazione del parametro θ_0 tra la semionda positiva e la semionda negativa della corrente d'arco. Ad esempio, per la semionda positiva, assumiamo che θ_0 sia pari a 110×10^{-6} mentre, per la semionda negativa, scegliamo un valore per θ_0 pari a 610×10^{-6} . I risultati ottenuti con questi parametri sono riportati dall'analisi armonica di figura 4.24 per la tensione d'arco. Nella figura 4.25 possiamo invece vedere lo spettro armonico della corrente d'arco in presenza di armoniche pari.

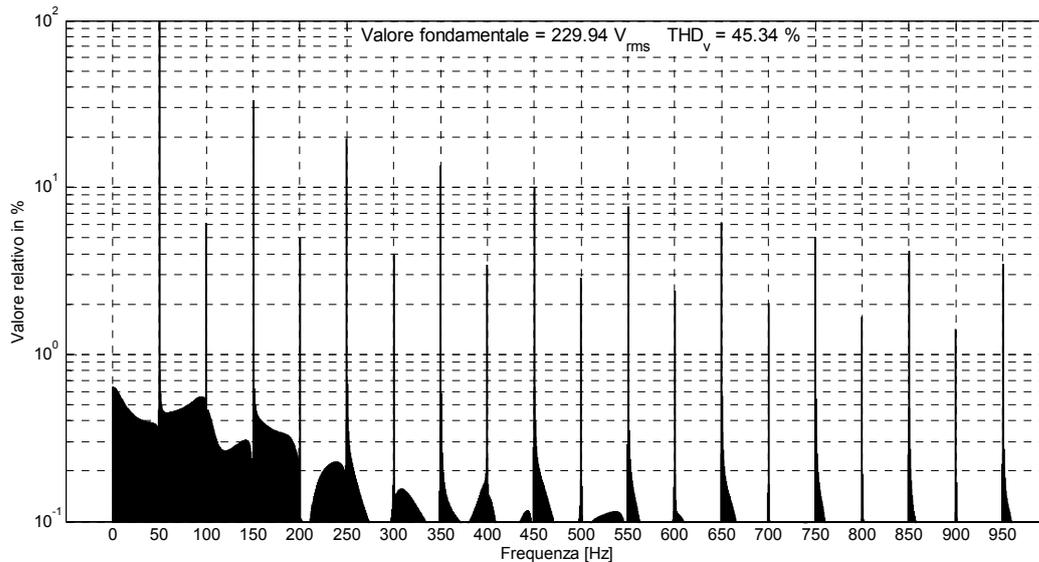


FIGURA 4.25 ANALISI ARMONICA DELLA TENSIONE

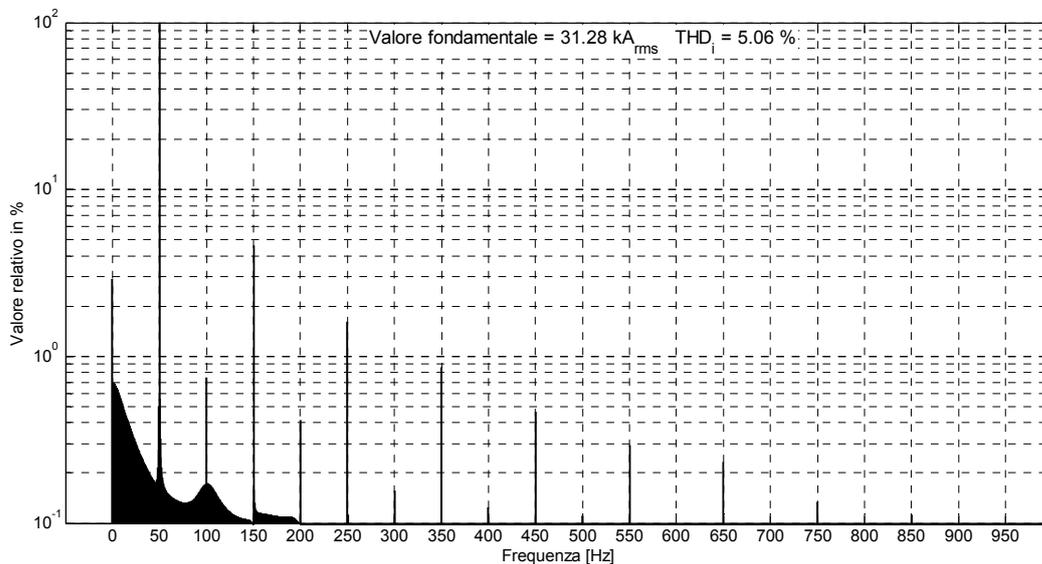


FIGURA 4.26 ANALISI ARMONICA DELLA CORRENTE

Dall'analisi di Fourier è evidente come, oltre alle armoniche pari, viene introdotta una componente continua di modesta intensità. Le armoniche pari, hanno un impatto completamente diverso a quello delle armoniche dispari, in quanto creano una componente continua nelle apparecchiature magnetiche (motori, trasformatori, ecc). D'ora in poi ci limiteremo a considerare solamente lo spettro armonico delle tensioni: risulta infatti molto

più significativo per descrivere il comportamento armonico in frequenza in quanto la tensione d'arco viene generata utilizzando un generatore pilotato in tensione; viceversa la corrente dipende dal circuito in cui l'arco si sviluppa e quindi si mostreranno gli spettri di corrente solo quando si analizzerà il modello trifase del forno inserito nella rete elettrica di alimentazione. Anche l'introduzione di armoniche pari verrà per il momento trascurata e sarà debitamente approfondita nello sviluppo del forno trifase.

4.6.3 SIMULAZIONE DI FLUTTUAZIONI DI TENSIONE DI TIPO SINUSOIDALE

La fluttuazione della tensione, fenomeno noto anche con il nome di flicker, consiste in una variazione rapida e ripetitiva della tensione caratterizzata da frequenze comprese solitamente nell'intervallo 5-25 Hz. Tale fenomeno si presenta tutte quelle volte in cui abbiamo carichi non lineari, come i forni ad arco e saldatrici, caratterizzati da rapide variazioni della potenza reattiva assorbita. Un modo intuitivo per rappresentare tale fenomeno nel modello di forno costituito dalle equazioni di *Cassie* e *Mayr* consiste nell'introduzione di una variazione nel tempo del parametro E_0 (parametro noto come tensione d'arco stazionaria). Possiamo in primo luogo pensare di introdurre al posto della costante E_0 un generatore di segnale caratterizzato da una variazione dell'uscita secondo una legge sinusoidale. Attraverso degli appositi generatori di segnale presenti in Simulink, è possibile introdurre un segnale sinusoidale. I parametri che descrivono questo segnale sinusoidale sono: l'ampiezza, la componente continua, la frequenza e la fase del segnale.

Ad esempio, se chiediamo al generatore di simulare una fluttuazione di tensione caratterizzata da una frequenza di 10 Hz, da un'ampiezza pari ad 80 V e da una componente continua pari a 250 otteniamo una modifica della caratteristica tensione-corrente dell'arco come mostrato dalla figura 4.26.

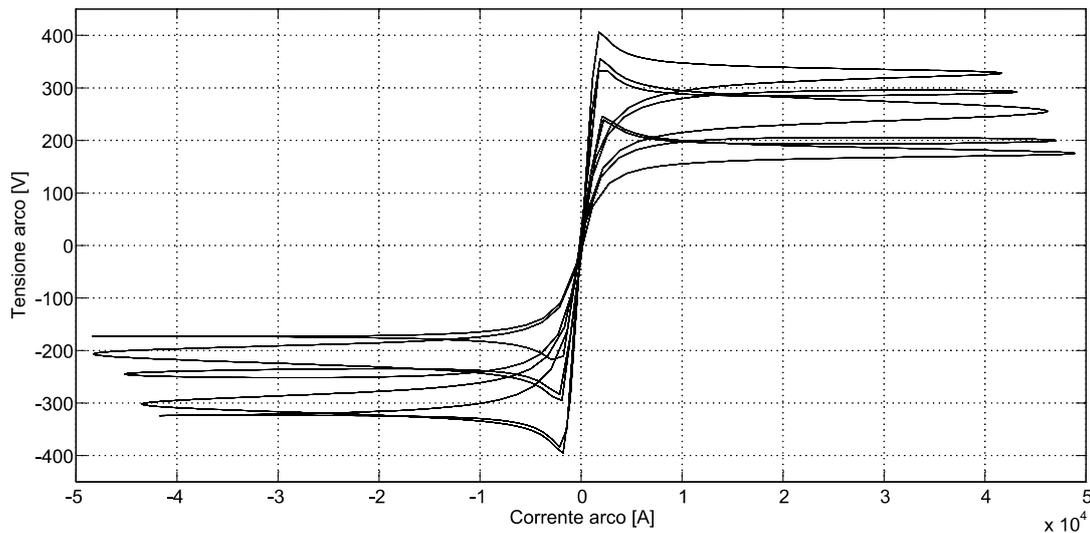


FIGURA 4.27 CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE DEL MODELLO CON SIMULAZIONE DEL FLICKER SINUSOIDALE

Come possiamo notare otteniamo una caratteristica che si avvicina sempre di più a quella reale: attraverso un semplice accorgimento siamo in grado incrementare la bontà del modello costruito. È possibile evidenziare come, nella realtà, le fluttuazioni della tensione sono accompagnate da variazioni della corrente d'arco: ci aspettiamo quindi di osservare le medesime fluttuazioni nell'andamento in funzione del tempo della corrente e della conduttanza d'arco. Tale ipotesi è confermata dalla figura 4.28. La variazione della conduttanza che otteniamo in figura 4.29 è coerente con il funzionamento di un forno ad arco: infatti le rapide variazioni della lunghezza dell'arco elettrico durante la fase di fusione dei rottami danno luogo a una variazione del volume della colonna di gas ionizzato e quindi una variazione della resistenza.

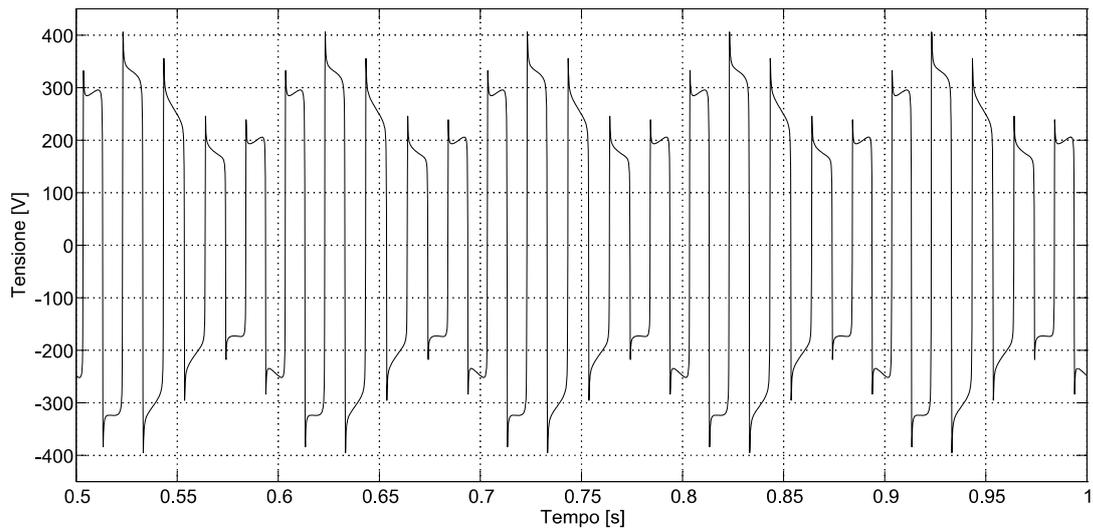


FIGURA 4.28 ANDAMENTO DELLA TENSIONE DI ARCO CON FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI

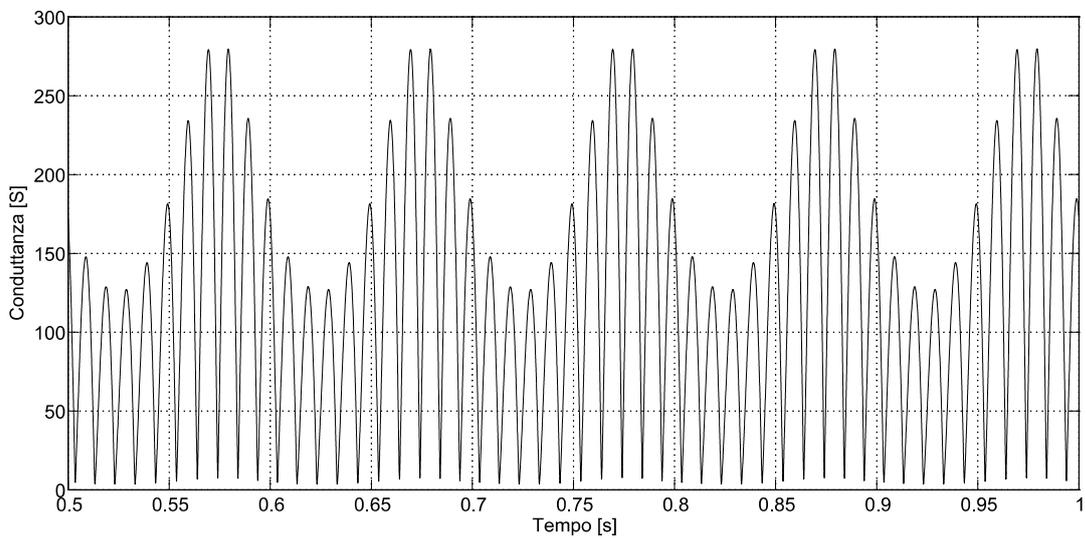


FIGURA 4.29 ANDAMENTO DELLA CONDUTTANZA DI ARCO CON FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI

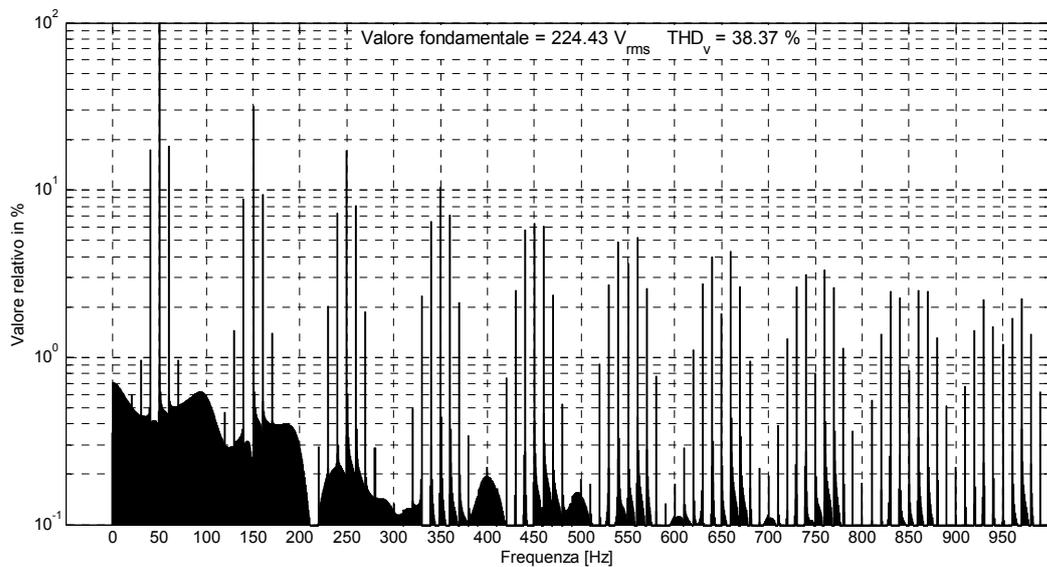


FIGURA 4.30 ANALISI ARMONICA DELLA TENSIONE D'ARCO

La relativa analisi armonica della tensione d'arco di figura 4.28 viene riportata in figura 4.30: tale analisi mette in evidenza la presenza di una modulante a 10 Hz che causa la fluttuazione della tensione.

4.6.4 SIMULAZIONE DI FLUTTUAZIONI CON AMPIEZZA CASUALE

Un altro metodo per simulare il flicker può essere implementato usando un generatore di numeri casuali generati a frequenza fissa: in questo modo è possibile avere una modulazione sempre a frequenza fissa ma con ampiezza variabile. Inoltre per non avere variazioni a gradino da un valore all'altro, e per rappresentare in qualche modo anche il comportamento del movimento del braccio porta elettrodi possiamo utilizzare, in accoppiata al generatore casuale un generatore sinusoidale. Lo schema implementato in Matlab è il seguente:

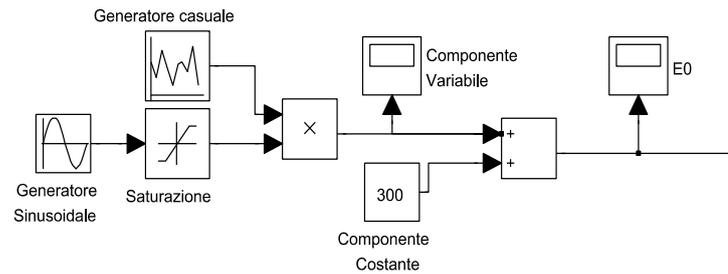


FIGURA 4.31 MODELLO D'ARCO CHE GENERA FLUTTUAZIONI DI TENSIONE CON AMPIEZZA CASUALE

Il blocchetto “Generatore Sinusoidale”, in figura 4.31, fornisce in uscita una forma d'onda sinusoidale con ampiezza A pari a 1.2 e frequenza f pari a 10 Hz. Otteniamo, dopo aver saturato l'uscita ad 1, la seguente forma d'onda di figura 4.32:

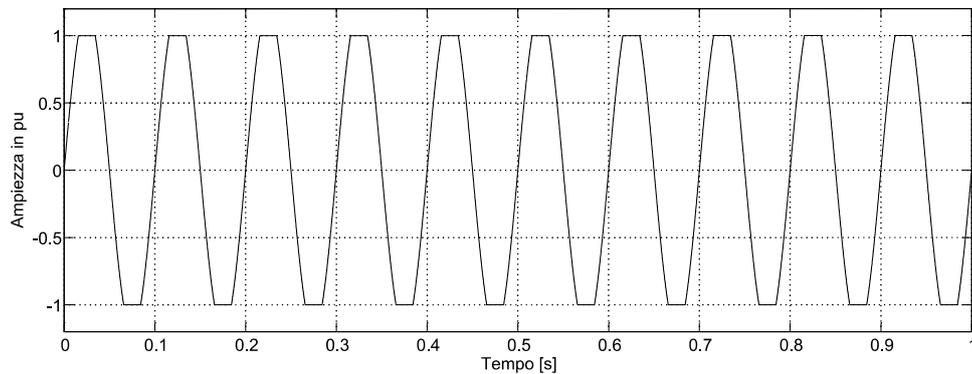


FIGURA 4.32 ANDAMENTO DELLA SINUSOIDE GENERATA PER SIMULARE IL FLICKER: DA NOTARE L'INTERVENTO DELLA SATURAZIONE

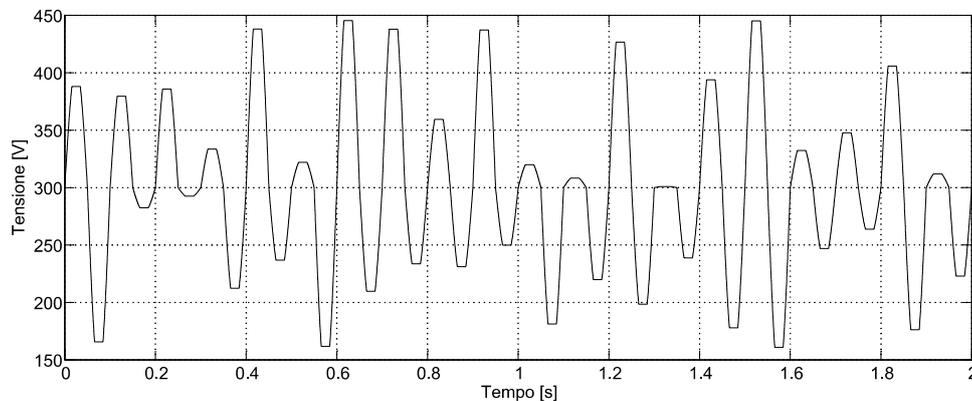


FIGURA 4.33 ANDAMENTO DELLA TENSIONE MEDIA D'ARCO E_0

Successivamente si moltiplica tale forma d'onda per l'uscita di un generatore di numeri casuali (per simulare fluttuazioni a 10Hz devo generare un numero casuale ogni 50ms) caratterizzato da valori compresi nell'intervallo 0-150 V. Fatta tale moltiplicazione si somma una componente continua, in questo esempio pari a 300 V. La forma d'onda complessiva in uscita è riportata in figura 4.33.

La caratteristica tensione-corrente che caratterizza il nostro modello in queste condizioni operative è rappresentata in figura 4.34. Possiamo subito evidenziare come, rispetto alla caratteristica reale tensione-corrente sono presenti delle somiglianze. A questa caratteristica è associata la tensione d'arco presentata in figura 4.35.

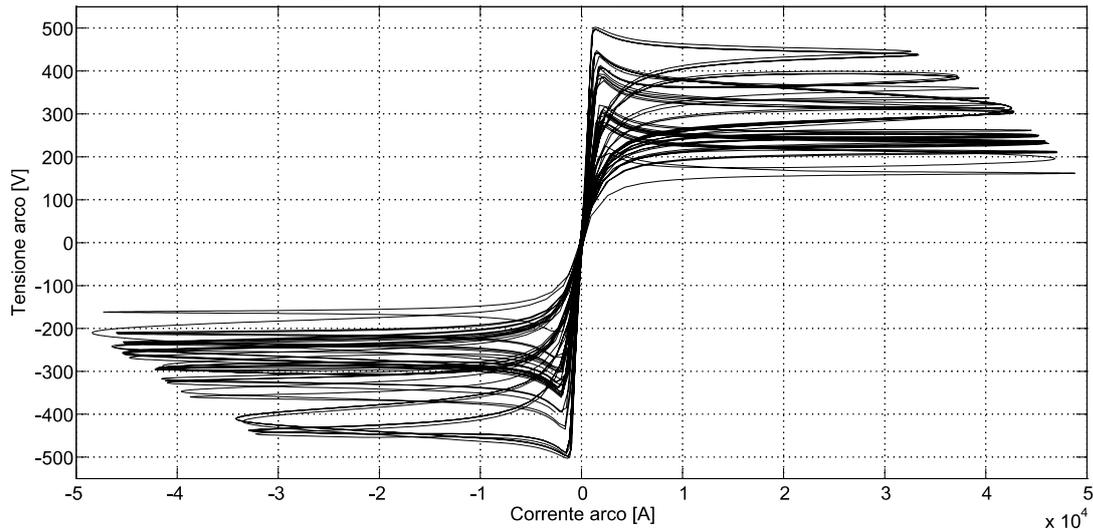


FIGURA 4.34 CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE CON FLUTTUAZIONI DI AMPIEZZA CASUALE

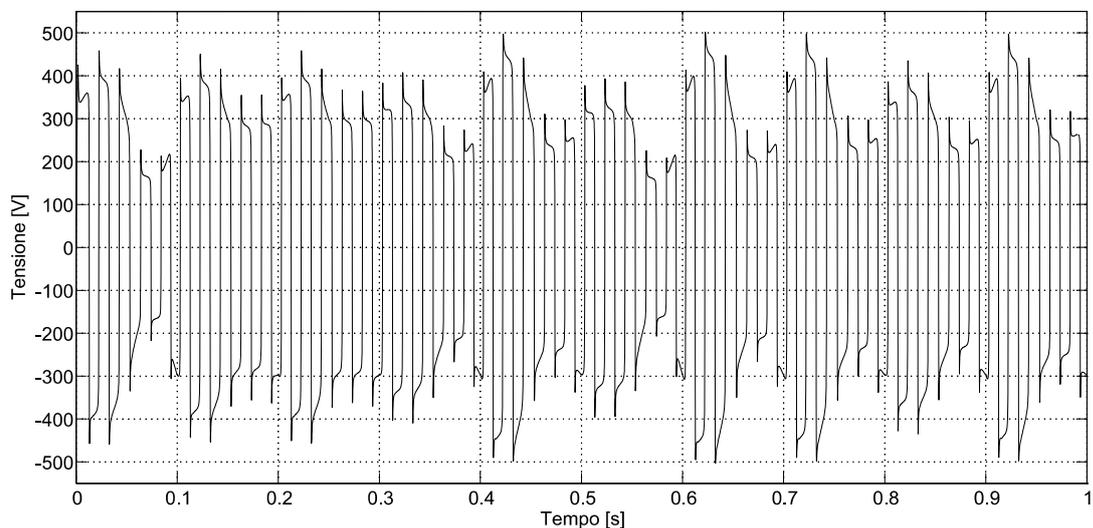


FIGURA 4.35 FORMA D'ONDA DELLA TENSIONE D'ARCO

Osservando la figura 4.35 è possibile evidenziare da una parte la ripetitività delle fluttuazioni (frequenza della modulante fissa a 10 Hz), mentre dall'altra si può notare la variazione casuale dell'ampiezza della modulante. Lo spettro della tensione d'arco con queste condizioni di funzionamento è illustrato nella figura 4.36.

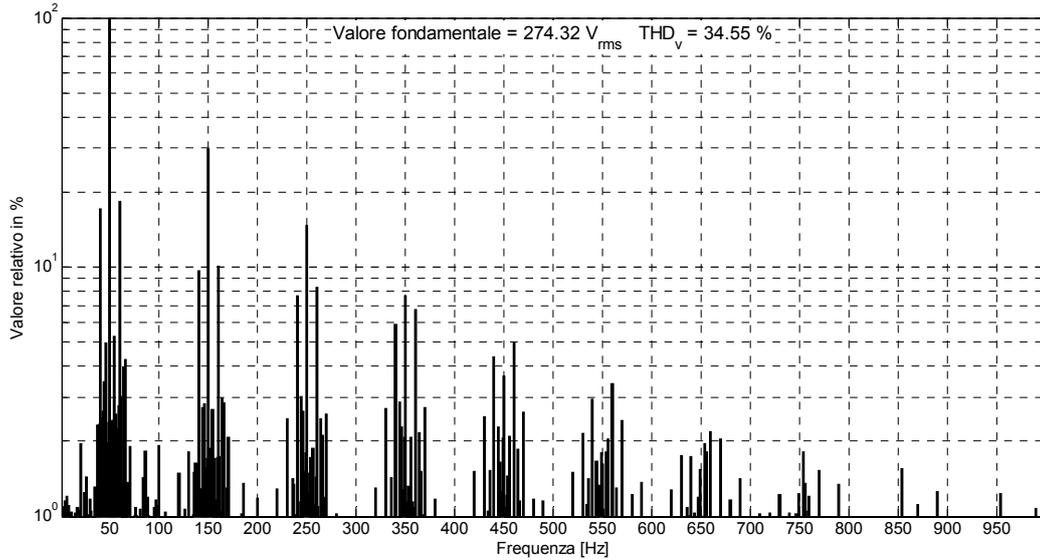


FIGURA 4.36 SPETTRO ARMONICO DELLA TENSIONE D'ARCO

Analizzando il contenuto armonico viene evidenziato che le variazioni di tensione in ampiezza presentano una frequenza di 10 Hz (quindi con periodo pari a 100ms). L'ampiezza della tensione è ovviamente casuale ma per favorire la ripetibilità delle simulazioni è stato fissato un elenco di variazioni casuali preciso: in questo modo la serie di numeri casuali è identica per ogni simulazione fatta. In questo modo infatti si possono fare delle analisi comparando due simulazioni con parametri differenti o studiando la risposta della rete a parametri differenti per il forno. Per concludere, viene riportata anche la variazione della conduttanza in funzione del tempo (figura 4.37).

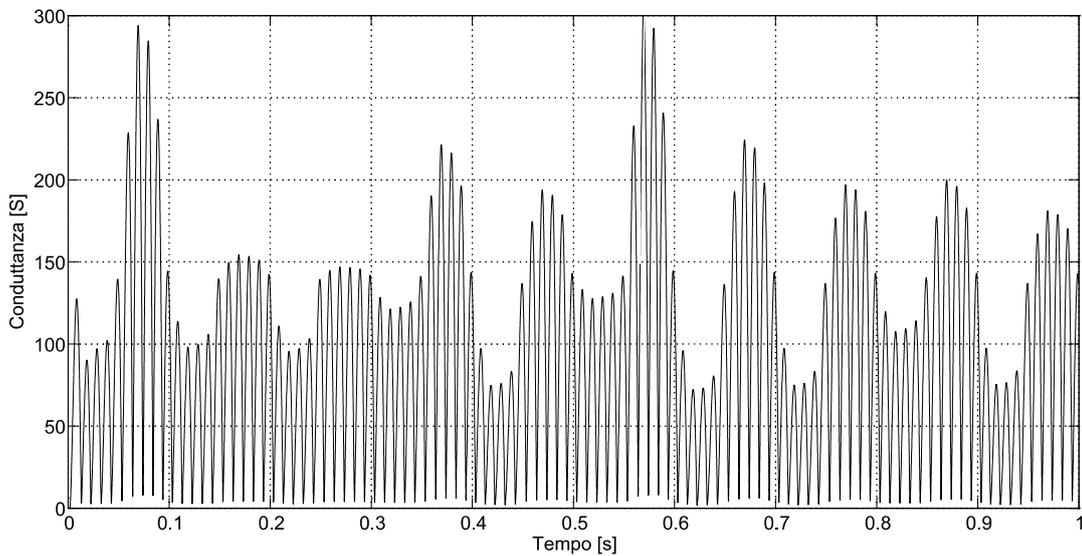


FIGURA 4.37 ANDAMENTO DELLA CONDUTTANZA DI ARCO IN FUNZIONE DEL TEMPO

Abbiamo quindi visto qual è il comportamento di questo modello di forno: non ci resta che passare all'implementazione di un sistema che ancora meglio cerca di rappresentare il funzionamento di un forno ad arco nel prossimo paragrafo.

4.6.5 SIMULAZIONE DI FLUTTUAZIONI CON FREQUENZA CASUALE

In questo paragrafo verrà illustrato un metodo che consente di riprodurre contemporaneamente delle tensioni caratterizzate da variazioni di ampiezze e frequenza casuali: tale modifica viene sempre svolta modificando il segnale E_0 . Per ottenere quanto detto in Matlab-Simulink è indispensabile utilizzare un blocchetto noto con il nome di “Band-Limited-White-Noise”. Tale componente si comporta come un generatore di numeri casuali ed è particolarmente adatto per essere impiegato in sistemi continui. Il modello costruito in Simulink è formato dai seguenti blocchi:

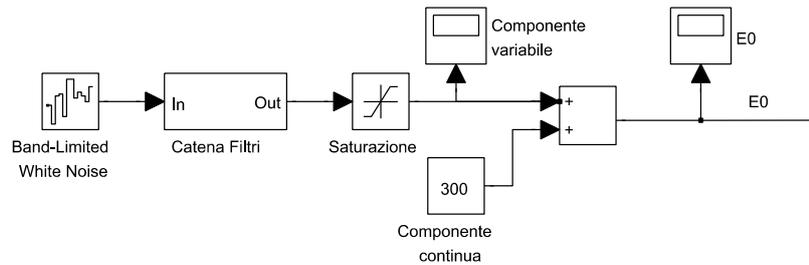


FIGURA 4.38 SCHEMA UTILIZZATO PER LA GENERAZIONE DI FLUTTUAZIONI DI TENSIONE CASUALI SIA IN FREQUENZA CHE IN AMPIEZZA

Dal punto di vista matematico, la modulazione matematica della forma d’onda che si ottiene si può rappresentare attraverso la seguente equazione:

$$E_0 = E_{0,A} + k \cdot N(t) \quad (4.34)$$

dove abbiamo:

- $N(t)$ è un rumore bianco a banda limitata con media nulla;
- k è l’intensità della modulazione che vogliamo ottenere;
- E_0 è la tensione di arco stazionaria;

Il blocchetto noto nello schema come “catena filtri”, non è altro che un filtro passabanda il cui compito è di contenere la modulazione in frequenza nell’intervallo compreso tra circa 1 Hz e 25 Hz. Tali infatti sono le frequenze caratteristiche del fenomeno del flicker. Di seguito viene illustrato il diagramma delle ampiezze di Bode che riporta la risposta del filtro:

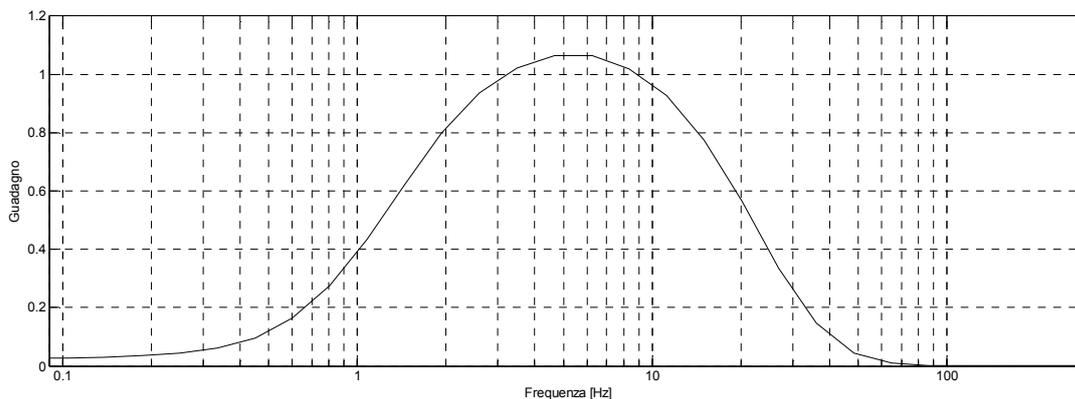
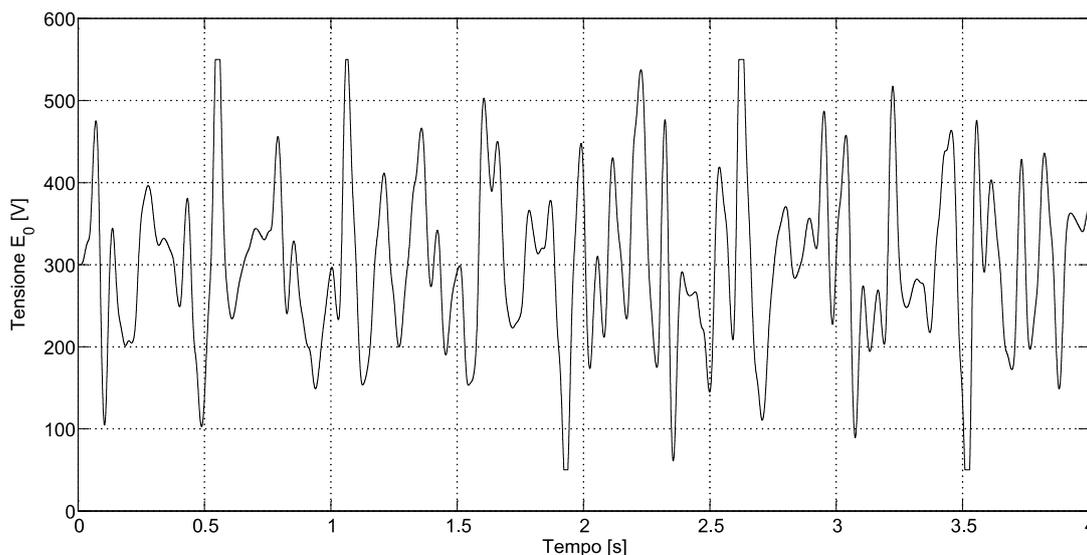


FIGURA 4.39 DIAGRAMMA DI BODE DELLE AMPIEZZE DEL FILTRO PASSABANDA IMPIEGATO PER LA GENERAZIONE DELLE FLUTTUAZIONI

La curva ha un andamento a “gaussiana” tipico dei filtri passabanda: tale filtro quindi lascia passare tutte quelle variazioni che hanno le frequenze tipiche delle fluttuazioni di tensione. L’andamento di E_0 viene riportato nella figura seguente:

FIGURA 4.40 ANDAMENTO NEL TEMPO DEL VALORE DI E_0 CON AMPIEZZA E FREQUENZA CASUALE

Come si può notare l'andamento della tensione E_0 presenta variazioni caratterizzate da frequenze e ampiezze variabili. La spiegazione del motivo per cui abbiamo introdotto il blocchetto di saturazione deriva dal fatto che potrebbe accadere che alcune ampiezze raggiungano il valore di E_0 e quindi diano in uscita una tensione pari a 0 Volt: in tal caso Matlab fornisce un messaggio di errore. Se ora andiamo ad analizzare la caratteristica tensione corrente otteniamo il seguente andamento:

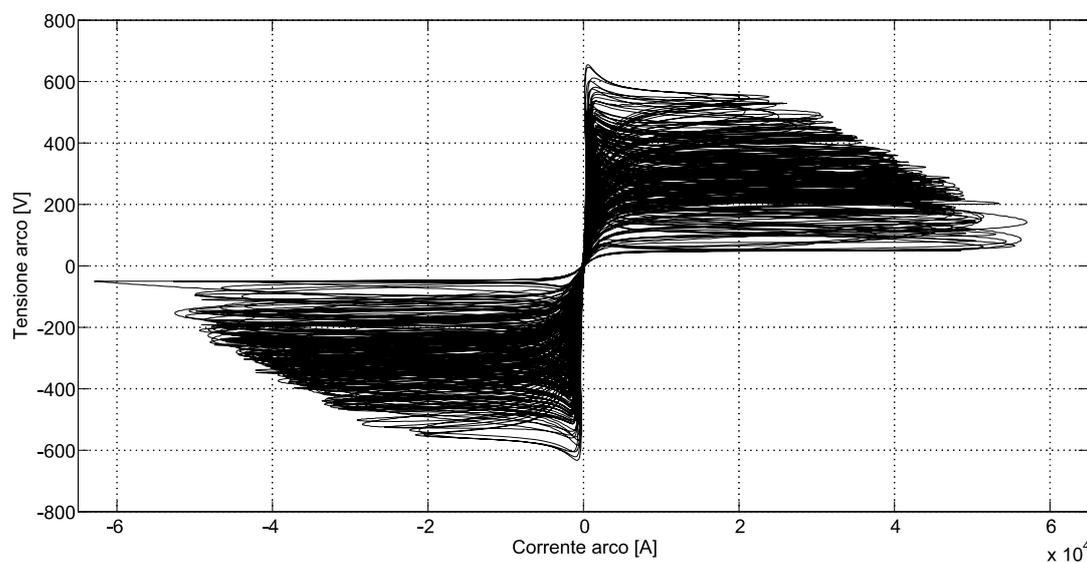


FIGURA 4.41 CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE DEL MODELLO CON FLUTTUAZIONI DI TENSIONE CON AMPIEZZA E FREQUENZA CASUALE

Come si nota, compare per la semionda negativa un picco di corrente che supera i 60kA: tale picco non si deve imputare ad un errore matematico di calcolo bensì al fatto che la tensione d'arco per qualche istante è prossima allo zero. In questa situazione è come se la resistenza d'arco fosse prossima allo zero e quindi abbiamo praticamente un cortocircuito. Tale fenomeno è molto frequente nella parte iniziale della fusione di rottami ad opera del forno ad arco e quindi tale andamento è più che giustificato. Se osserviamo la tensione d'arco in figura 4.42, possiamo notare qualitativamente che circa a circa 1.93 secondi abbiamo una tensione d'arco di modesta ampiezza (abbiamo un arco molto corto con i rottami): in tale istante ci aspettiamo quindi di avere una corrente elevata.

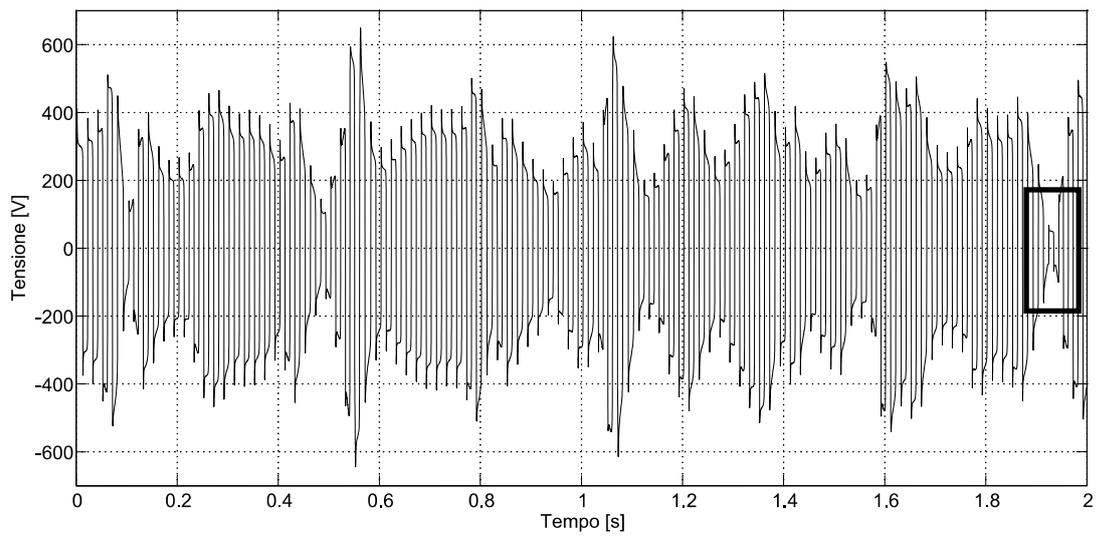


FIGURA 4.42 ANDAMENTO DELLA TENSIONE D'ARCO IN FUNZIONE DEL TEMPO

Per completezza riportiamo anche la spettro armonico della tensione d'arco che caratterizza questo modello:

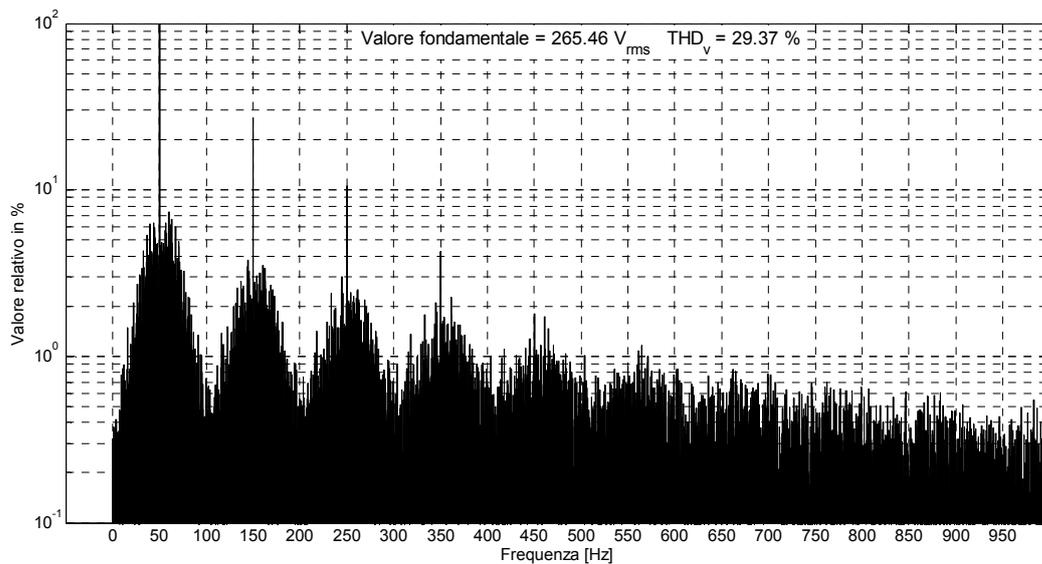


FIGURA 4.43 ANALISI ARMONICA DELLA TENSIONE D'ARCO

Bisogna sottolineare che in campo industriale, i forni ad arco, sono sorgenti di distorsione a spettro continuo e dunque, quest'ultimo modello, presenta un spettro continuo a differenza degli altri precedentemente analizzati. Difatti, implementando una variazione casuale di frequenza per la generazione del flicker, si ottiene un segnale con molte componenti interarmoniche.

4.7 MODELLI “SEMPLIFICATI” DI FORNO AD ARCO ELETTRICO

Non esistono solo modelli di forno ad arco che descrivono basati su delle equazioni differenziali che rappresentano il fenomeno d’arco dal punto di vista fisico: si trovano infatti in bibliografia una serie di articoli riguardanti diversi modelli basati sulla simulazione della caratteristica tensione-corrente. Tali modelli non si preoccupano del fenomeno fisico in se, come ad esempio avveniva con le equazioni di *Cassie* e *Mayr*, ma si limitano a simulare la caratteristica tensione-corrente di arco tramite semplici relazioni di tipo lineare, esponenziale e iperbolico. Presenteremo di seguito una breve illustrazione di quelli che sono i principali modelli in questione con la relativa implementazione in Matlab.

4.7.1 LA CARATTERISTICA DEI MODELLI SEMPLIFICATI

Il modello di forno ad arco, basato sull’approssimazione della caratteristica tensione corrente con equazioni iperboliche, viene costruito sulla base di una data tensione massima e una data corrente massima. Riportiamo di seguito la caratteristica generica di un forno ad arco sulla quale si basa il modello:

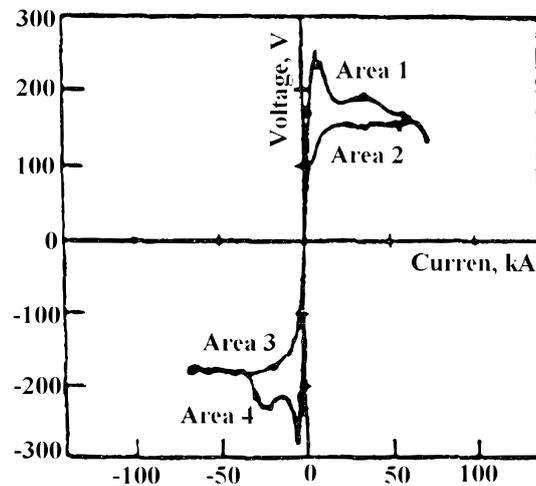


FIGURA 4.44 CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE DI UN ARCO ELETTRICO

Come possiamo vedere dalla figura, il comportamento dell’arco elettrico si può suddividere in 4 zone principali:

- Area 1: $\frac{di_{arc}}{dt} > 0$, $u_{arc}, i_{arc} > 0$;
- Area 2: $\frac{di_{arc}}{dt} < 0$, $u_{arc}, i_{arc} > 0$
- Area 3: $\frac{di_{arc}}{dt} < 0$, $u_{arc}, i_{arc} < 0$
- Area 4: $\frac{di_{arc}}{dt} > 0$, $u_{arc}, i_{arc} < 0$

Come possiamo notare, l’equazione che descrive l’*area1* è molto simile all’equazione che descriver l’*area4*, viceversa, l’equazione che descrive l’*area2* è simile a quella dell’*area3*. Ma, se ben osserviamo, nei casi simili la differenza è data dal fatto che i segni di tensione e corrente sono opposti. Quindi la tensione d’arco può essere espressa in funzione della corrente d’arco per ciascuna area analizzata. In tal caso possiamo descrivere la tensione d’arco con due equazioni differenti dipendenti dalla corrente. I tre modelli che verranno di seguito presentati possono essere usati singolarmente per lo studio delle diverse fasi della fusione: la fase iniziale di fusione, la fase centrale e la fase di finale di affinazione.

4.7.2 IL MODELLO IPERBOLICO

In questo modello la caratteristica tensione-corrente assume la forma generale $u_a = u_a(i_a)$:

$$u_a(i_a) = U_{at} + \frac{C}{D + i_a} \quad (4.35)$$

dove abbiamo:

- U_{at} , I_a rispettivamente sono la tensione e la corrente d'arco;
- U_{at} è il livello di soglia della tensione d'arco raggiunto dalla tensione non appena la corrente aumenta. Tale valore dipende dalla lunghezza d'arco;
- C , D sono delle costanti che corrispondono alla potenza d'arco e alla corrente d'arco. Tali costanti assumono differenti valori a seconda del segno della derivata della corrente d'arco;

Poiché l'equazione sopra riportata presenta un andamento simile ad una funzione iperbolica, tale modello è conosciuto anche con il nome di modello iperbolico. Come accennato sopra, le costanti C e D assumono dei valori differenti a seconda del segno della derivata prima, ovvero a seconda che la corrente d'arco stia crescendo o decrescendo: avremo quindi le costanti C_a e D_a , associate alle zone della caratteristica aventi derivata crescente, e le costanti C_b e D_b associate alle zone con derivata decrescente. Avremo quindi:

- se $\frac{di_a}{dt} > 0$, allora $C_a = 190kW$ e $D_a = 5kA$
- se $\frac{di_a}{dt} < 0$, allora $C_b = 39kW$ e $D_b = 5kA$

Infine, il valore di U_{at} , è stato assunto pari a 300 Volt. Il modello implementato in Matlab presenta il seguente schema a blocchi:

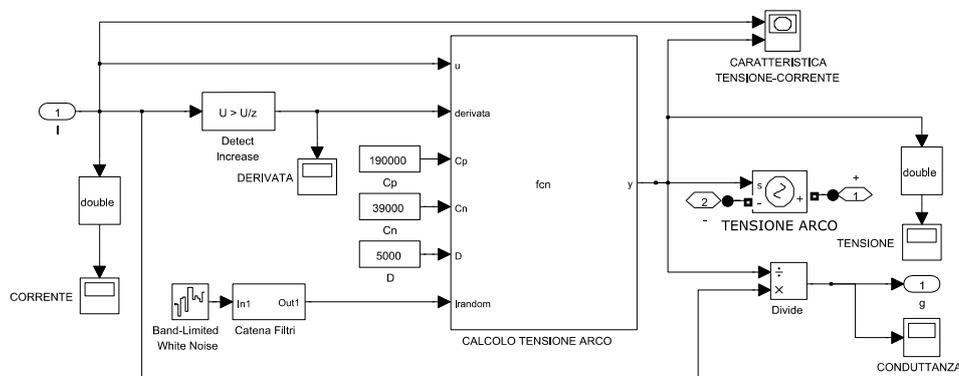


FIGURA 4.45 SCHEMA DEL MODELLO IPERBOLICO IMPLEMENTATO IN MATLAB-SIMULINK

In tale schema è presente anche la parte che genera la modulazione della tensione d'arco al fine di simulare le fluttuazioni di tensione. La struttura di quest'ultima è sempre la stessa, ovvero si basa sull'equazione seguente:

$$U_{at} = U_{at0} + k \cdot N(t) \quad (4.36)$$

dove abbiamo:

- $N(t)$ è un rumore bianco a banda limitata con media nulla;
- k è l'intensità della modulazione che vogliamo ottenere;
- U_{at0} è la tensione di arco di soglia;

Con tali equazioni si ottiene la seguente caratteristica tensione-corrente d'arco:

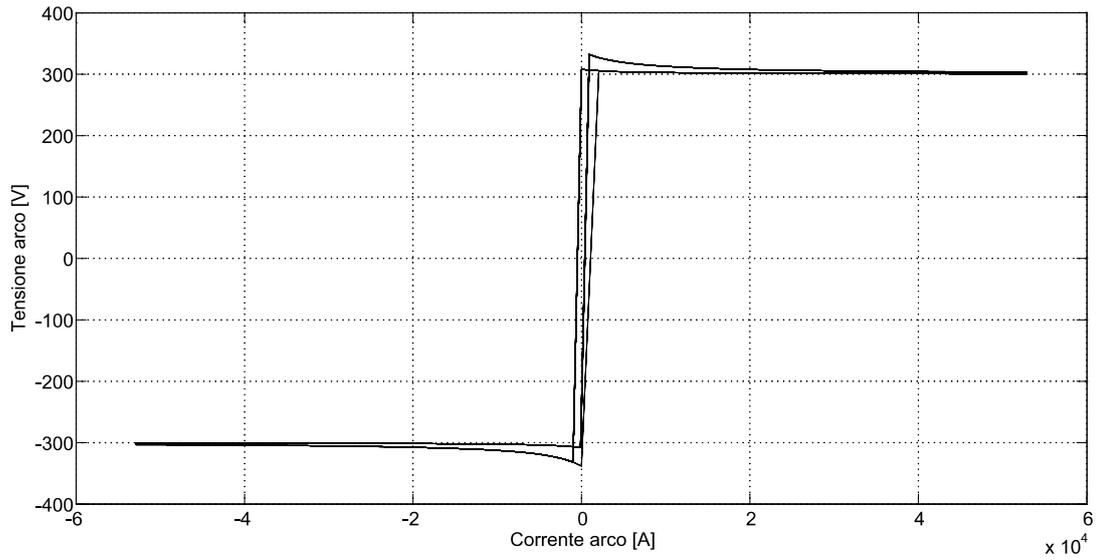


FIGURA 4.46 CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE DEL MODELLO IPERBOLICO

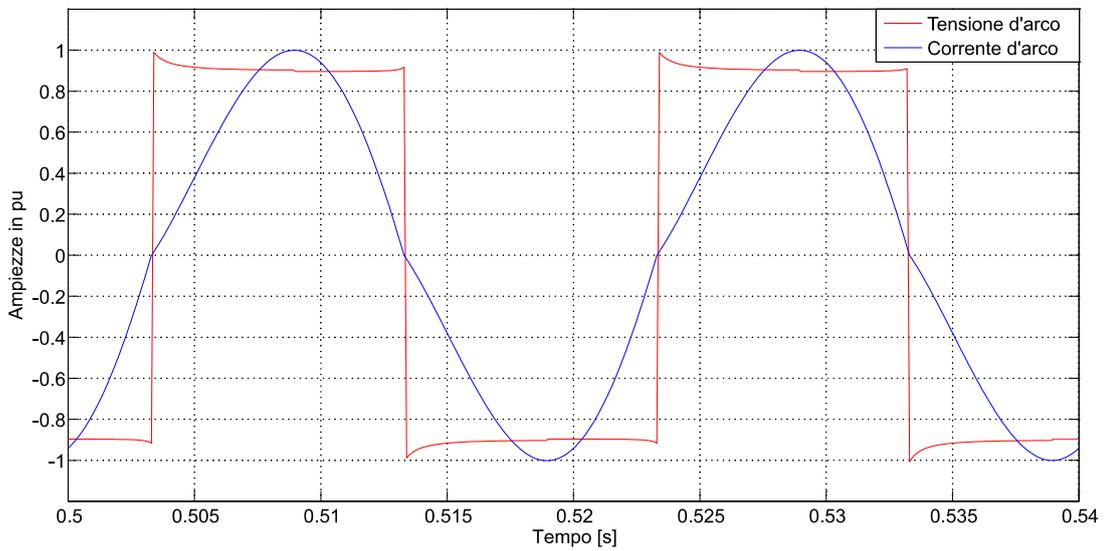


FIGURA 4.47 ANDAMENTO DELLA TENSIONE E DELLA CORRENTE DEL MODELLO IPERBOLICO

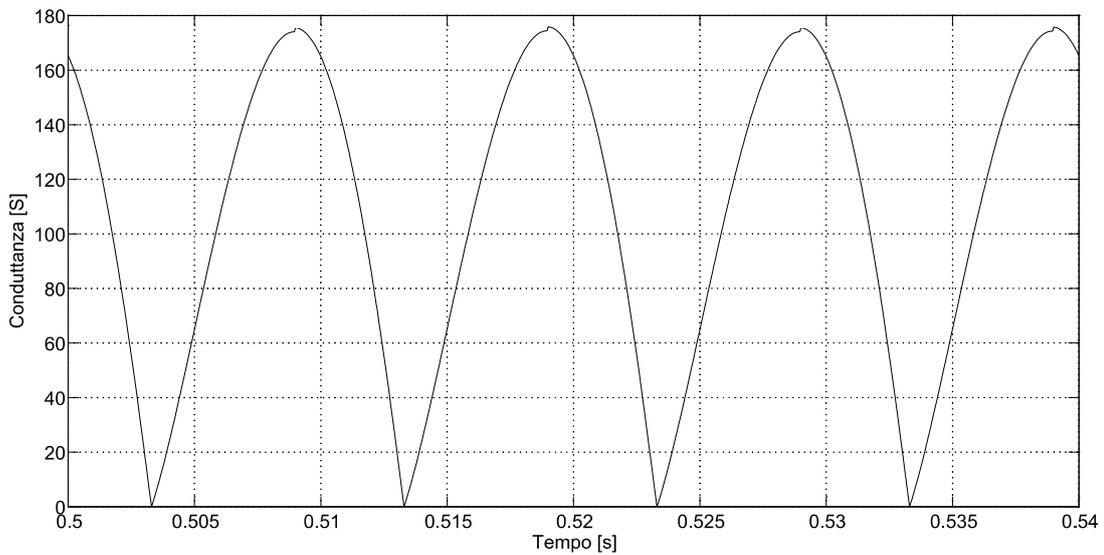


FIGURA 4.48 ANDAMENTO DELLA CONDUTTANZA D'ARCO DEL MODELLO IPERBOLICO

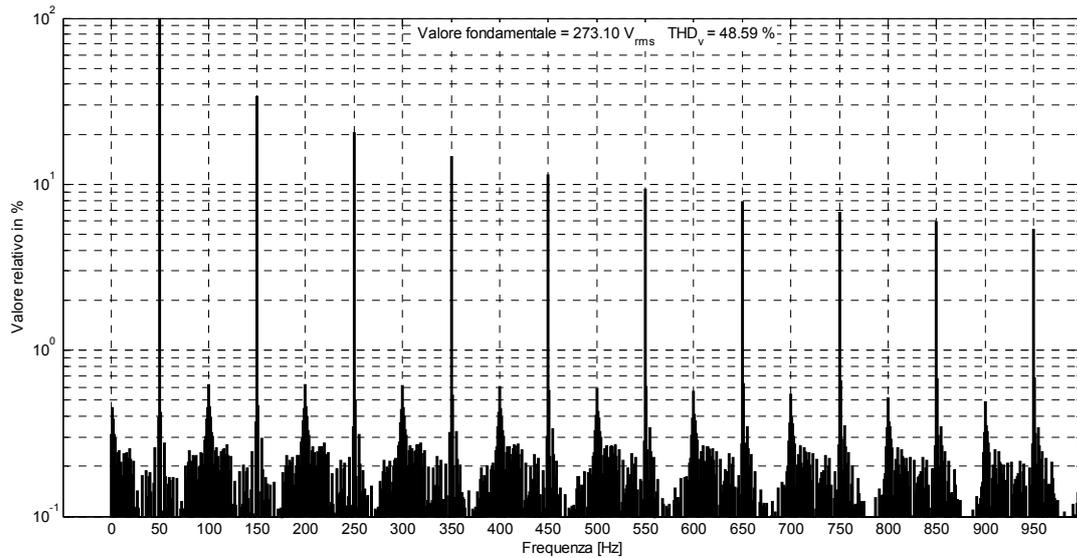


FIGURA 4.49 ANALISI ARMONICA DELLA TENSIONE D'ARCO DEL MODELLO IPERBOLICO

Possiamo notare come abbiamo una composizione ricca di armoniche dispari: tale fatto può essere imputato principalmente alla forma d'onda di tensione che ha un andamento simile ad un'onda quadra.

4.7.3 IL MODELLO ESPONENZIALE

In tale modello, la relazione matematica che lega tensione e corrente viene approssimata da una funzione di tipo esponenziale. Abbiamo infatti le seguenti equazioni:

$$u_a(i_a) = U_{at} \cdot (1 - e^{-i_a/\tau}) \text{ per } i_a \geq 0 \tag{4.37}$$

$$u_a(i_a) = -U_{at} \cdot (1 - e^{-i_a/\tau}) \text{ per } i_a < 0 \tag{4.38}$$

dove abbiamo:

- U_{at} , I_a rispettivamente sono la tensione e la corrente d'arco;
- U_{at} è il livello di soglia della tensione d'arco raggiunto dalla tensione non appena la corrente aumenta. Tale valore dipende dalla lunghezza d'arco;
- τ è la costante di tempo della corrente d'arco;

Lo schema del modello implementato è il seguente:

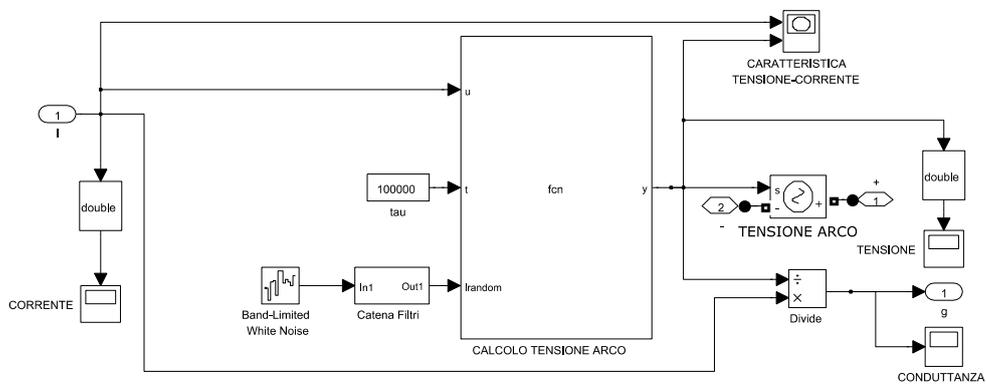


FIGURA 4.50 SCHEMA DEL MODELLO ESPONENZIALE IMPLEMENTATO IN MATLAB-SIMULINK

Implementando le equazioni otteniamo la caratteristica tensione-corrente di figura 4.51.

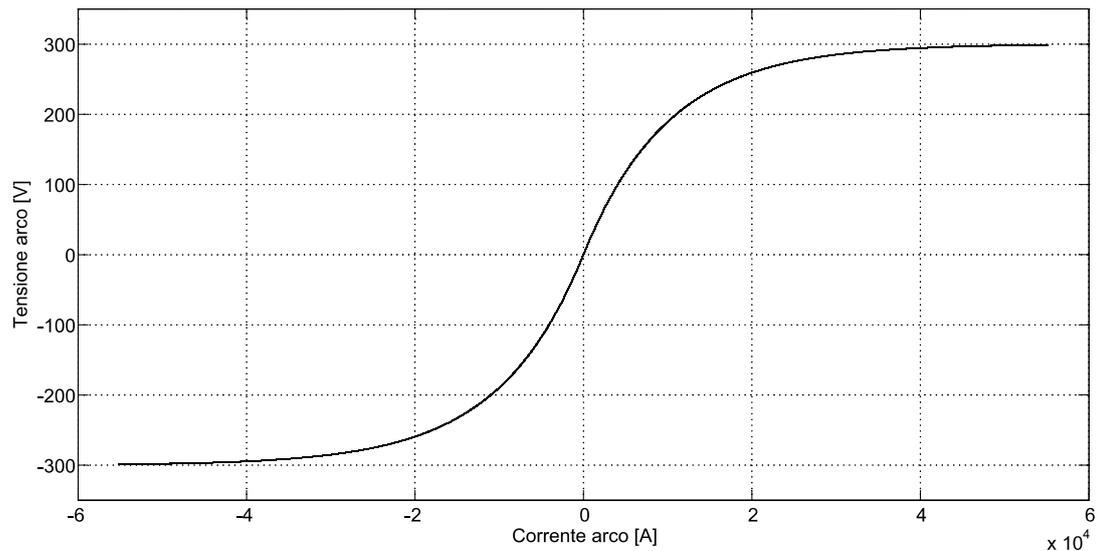


FIGURA 4.51 CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE DEL MODELLO ESPONENZIALE

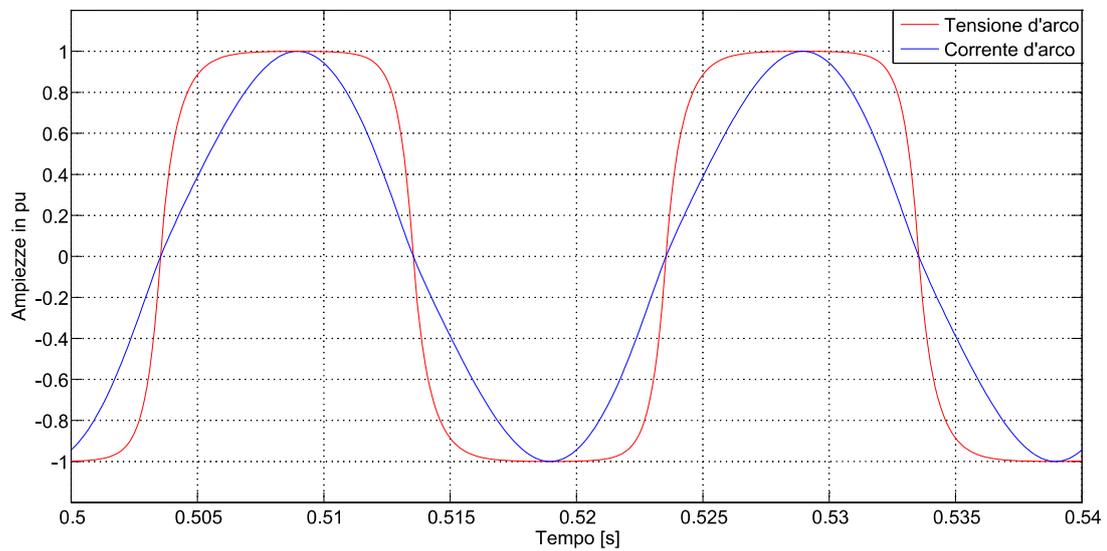


FIGURA 4.52 ANDAMENTO DELLA TENSIONE E DELLA CORRENTE DEL MODELLO ESPONENZIALE

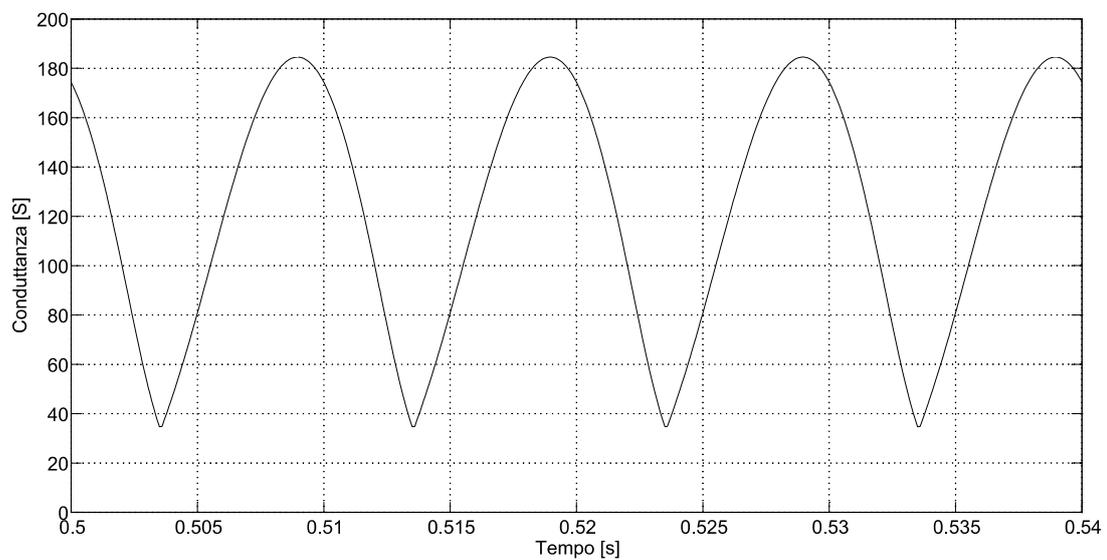


FIGURA 4.53 ANDAMENTO DELLA CONDUTTANZA D'ARCO DEL MODELLO ESPONENZIALE

Come possiamo notare tale caratteristica si discosta da molto da quella di un forno ad arco elettrico. Nonostante ciò tale modello è stato sviluppato poiché, come vedremo nel prossimo paragrafo, è possibile integrare le equazioni esponenziali con quelle iperboliche e ottenere una caratteristica tensione-corrente che più si avvicina a quella di un forno ad arco. Presentiamo di seguito gli andamenti di tensione e corrente:

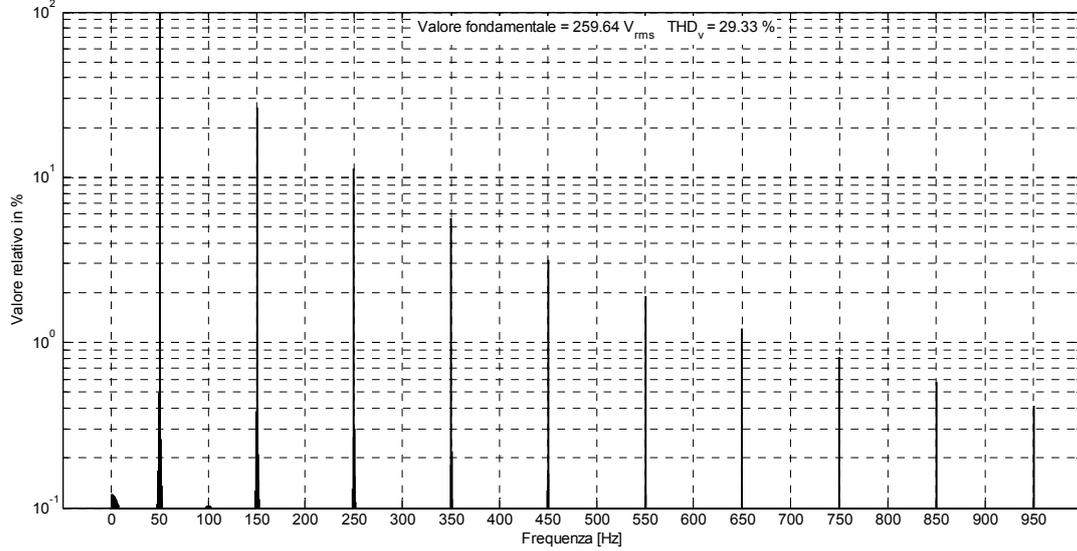


FIGURA 4.54 ANALISI ARMONICA DELLA TENSIONE D'ARCO DEL MODELLO ESPONENZIALE

Al contrario del modello iperbolico il contenuto armonico del modello esponenziale presenta una minor ampiezza delle armoniche come si può facilmente intuire dalla forma d'onda della tensione.

4.7.4 IL MODELLO “IPERBOLICO-ESPONENZIALE”

Dopo aver visto nei paragrafi precedenti sia il modello iperbolico, sia il modello esponenziale, è interessante vedere se è possibile implementare un modello composto da entrambe le equazioni. In sintesi, viene usato il modello iperbolico per rappresentare le zone caratterizzate da una corrente crescente e, viceversa, il modello esponenziale per rappresentare le zone caratterizzate da una corrente decrescente.

La scelta di quale equazione usare dipende dal segno della corrente e della sua derivata come segue per la semionda positiva:

$$u_a = U_{at} + \frac{C}{D + i_a}, \text{ se abbiamo } \frac{di_a}{dt} \geq 0, i_a > 0 \quad (4.39)$$

$$u_a = U_{at} \cdot (1 - e^{-i_a/\tau}), \text{ se abbiamo } \frac{di_a}{dt} < 0, i_a > 0 \quad (4.40)$$

Analogamente, nel caso della semionda negativa della corrente abbiamo le seguenti relazioni:

$$u_a = -\left[U_{at} + \frac{C}{D + i_a} \right], \text{ se abbiamo } \frac{di_a}{dt} < 0, i_a < 0 \quad (4.41)$$

$$u_a = -\left[U_{at} \cdot (1 - e^{-i_a/\tau}) \right], \text{ se abbiamo } \frac{di_a}{dt} > 0, i_a < 0 \quad (4.42)$$

Utilizzando i medesimi parametri visti nei paragrafi precedenti otteniamo la caratteristica tensione-corrente riportata in figura 4.55.

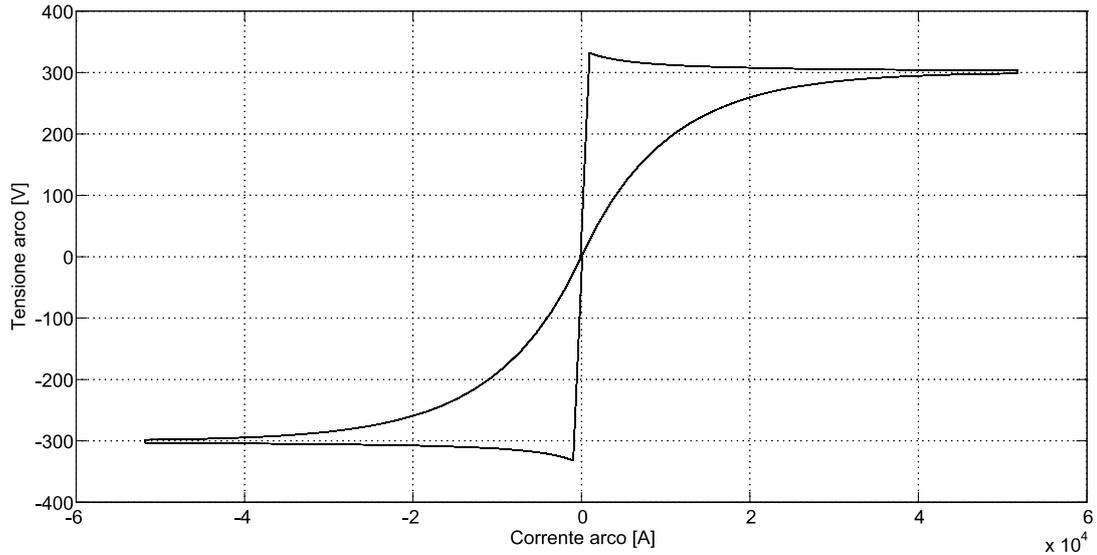


FIGURA 4.55 CARATTERISTICA TENSIONE-CORRENTE DEL MODELLO IPERBOLICO-ESPONENZIALE

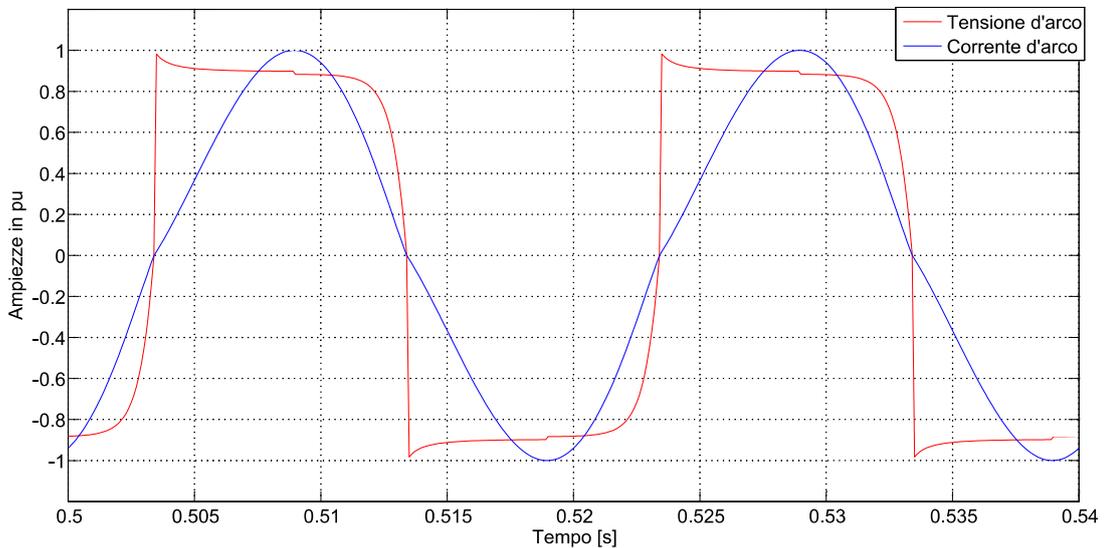


FIGURA 4.56 ANDAMENTI DELLA TENSIONE E DELLA CORRENTE DEL MODELLO IPERBOLICO-ESPONENZIALE

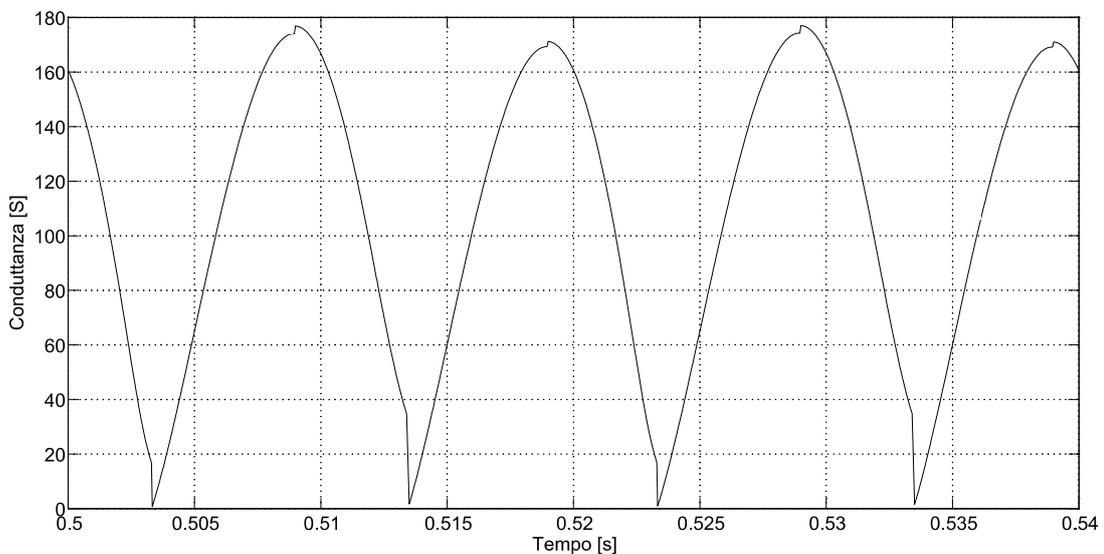


FIGURA 4.57 ANDAMENTO DELLA CONDUTTANZA DEL MODELLO IPERBOLICO-ESPONENZIALE

Notiamo subito come gli andamenti nel modello che integra entrambe le equazioni sembra mostrare una migliore approssimazione della caratteristica tensione corrente. Un metodo per simulare uno squilibrio del carico, se il modello viene implementato in un sistema trifase, consiste nell'attribuire un diverso valore per ciascuna fase al parametro U_{at} . Inoltre è possibile anche per questo caso, come visto per il modello iperbolico implementare una modulazione della tensione d'arco, ottenendo quindi delle caratteristiche simili quelle già viste.

È possibile inoltre, come evidenziato dall'articolo [43] in bibliografia, generare componenti armoniche pari semplicemente variando l'ampiezza della tensione U_{at} tra la semionda positiva e la semionda negativa della corrente d'arco: tale metodo però fa circolare nel circuito anche una componente continua che è indesiderata.

4.8 CONCLUSIONE

In questo capitolo sono stati presentati due tipologie di modelli che rappresentano il funzionamento di un arco elettrico: la prima tipologia riguarda la costruzione di modelli su leggi fisiche che descrivono il comportamento dell'arco elettrico; viceversa, la seconda tipologia riguarda la costruzione di modelli capaci di simulare la caratteristica tensione-corrente (a questa categoria appartengono il modello esponenziale, iperbolico e il modello combinato).

Se si osservano le forme d'onda caratteristiche delle due tipologie di modelli implementati si nota una buona somiglianza con quello che è il fenomeno che si tenta di riprodurre: in ogni caso bisogna ricordare che si tratta sempre di simulazioni e quindi per quanto dettagliato possa essere il modello ci sono sempre dei limiti. La costruzione di un modello trifase che riproduca il comportamento di un forno ad arco elettrico verrà approfondita nei prossimi capitoli: per questo intento saranno utilizzati tre modelli di forno ad arco monofase. Il modello monofase scelto per questo scopo è quello basato sulle equazioni di *Cassie* e *Mayr*: abbiamo preferito quest'ultimo poiché è fondato su precise relazioni che tentano di descrivere il fenomeno da un punto di vista fisico.

Capitolo 5

IL DIMENSIONAMENTO DI UN IMPIANTO

5.1 INTRODUZIONE

Nei paragrafi successivi verrà illustrato un esempio di dimensionamento di un SVC per la compensazione dei disturbi causati da un forno ad arco elettrico. Tale esempio è stato tratto da una commessa reale per un impianto che verrà installato in Russia: dunque per quanto riguarda la normativa saranno fatti dei cenni a seconda delle necessità. Nel paragrafo 5.2 viene illustrata la configurazione della rete elettrica e viene data una descrizione dei principali dati dei componenti principali come trasformatori, linee e il forno elettrico. Nel paragrafo 5.3 viene invece riportata la procedure di dimensionamento della taglia di un SVC per la compensazione del forno ad arco in questione: verranno a tal proposito riportati tutti i dati relativi al TCR e ai filtri installati.

5.2 LO SCHEMA UNI FILARE DELL'IMPIANTO

Prima di occuparci direttamente del dimensionamento della taglia di un SVC ci apprestiamo ad analizzare tutti i dati del sistema elettrico che dobbiamo analizzare. La struttura della rete prevede la connessione dell'impianto industriale direttamente in alta tensione, ad un livello di tensione pari a 220kV. Successivamente, attraverso una linea in cavo, si collega il trasformatore abbassatore 220kV-35kV al quale spetta il compito di alimentare la sbarra in media tensione. A tale sbarra vengono successivamente collegati sia il forno ad arco elettrico, sia il compensatore statico. Di seguito abbiamo lo schema uni filare e le tabelle contenente i dati:

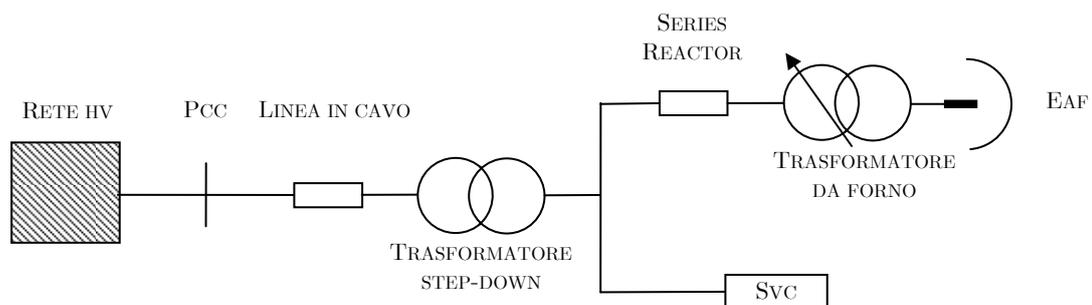


FIGURA 5.1 SCHEMA UNIFILARE DELLA RETE ELETTRICA DA SIMULARE IN MATLAB-SIMULINK

5.2.1 LE INSTALLAZIONI IN ALTA TENSIONE

Solitamente i grossi carichi industriali (forni, laminatoi, etc.) vengono connessi direttamente alla rete in alta tensione. Grande importanza assume in tale sezione del nostro impianto l'interruttore di manovra, che nel caso particolare di forni ad arco, è sottoposto ad intense sollecitazioni: esso infatti deve essere in grado di interrompere correnti sia nel normale funzionamento, sia con elettrodi in cortocircuito. Per tale scopo si utilizza un interruttore da forno: tale dispositivo viene appositamente progettato per assolvere tale funzione.

Per quanto riguarda il collegamento alla rete di alta tensione abbiamo a disposizione i seguenti dati resi noti dal distributore:

RETE DI ALIMENTAZIONE		
Tensione nominale di alimentazione	U_{RETE}	220 kV \pm 10%
Frequenza nominale di alimentazione	f	50 Hz
Potenza di cortocircuito al PCC attuale	S_{CC}	3831 MVA
Potenza di cortocircuito al PCC futura	S_{CC}	4800 MVA
Rapporto X/R (induttanza su resistenza)	X/R	10

TABELLA 5.1 DATI RIFERITI ALLA RETE DI ALIMENTAZIONE

Possiamo facilmente risalire da questi dati alla resistenza e alla reattanza induttiva di rete applicando semplicemente le relazioni di seguito illustrate ($S_{cc}=3831$ MVA):

$$R_{RETE} = \frac{U_{RETE}^2}{S_{CC}} \cdot \cos \left[\arctan \left(\frac{X}{R} \right) \right] = 1.257 \Omega$$

$$X_{RETE} = \frac{U_{RETE}^2}{S_{CC}} \cdot \sin \left[\arctan \left(\frac{X}{R} \right) \right] = 12.571 \Omega$$

$$L_{RETE} = \frac{X_{RETE}}{\omega} = 0.04 H$$

Abbiamo poi la linea in cavo che collega il punto di prelievo dell'energia con il trasformatore abbassatore: tale linea è formato da conduttori di sezione pari a 400mm² in Alluminio. Di seguito vengono riportati i dati nel dettaglio:

LINEA IN CAVO		
Resistenza del cavo in alluminio (a 90°)	R_{CAVO}	0.0992 Ω /km
Induttanza della linea in cavo	X_{LCAVO}	0.1498 Ω /km
Capacità della linea in cavo	C_{CAVO}	0.13 μ F/km
Lunghezza della linea in cavo	l_{CAVO}	3.9 km

TABELLA 5.2 DATI RIFERITI ALLA LINEA IN CAVO

5.2.2 IL TRASFORMATORE ABBASSATORE (“STEP DOWN”)

Il trasformatore abbassatore (o “Step-Down”) ha il compito di interfacciare il sistema in alta tensione con il sistema in media tensione. I dati di targa di tale trasformatore sono riportati di seguito:

TRASFORMATORE ABBASSATORE (HV-MV)		
Potenza apparente	S_{SD}	160 MVA
Tensione nominale primaria	U_{1SD}	220 kV
Tensione nominale secondaria	U_{20SD}	35 kV
Tensione di cortocircuito %	U_{CCSD}	13.5%
Rapporto X/R (induttanza su resistenza)	X_{SD}/R_{SD}	48
Potenza a vuoto	$P_{0\%}$	0.08
Corrente a vuoto	$I_{0\%}$	0.8

TABELLA 5.3 DATI RIFERITI AL TRASFORMATORE ABBASSATORE

A questo punto non ci resta che fare un'analisi di tutti i parametri che possiamo ricavare dai dati di targa. Le correnti nominali sono le seguenti:

$$I_{1SD} = \frac{S_{SD}}{\sqrt{3} \cdot U_{1SD}} = 419.9 A, \quad I_{2SD} = \frac{S_{SD}}{\sqrt{3} \cdot U_{20SD}} = 2639 A$$

$$P_0 = \frac{S_{SD} \cdot P_{0\%}}{100} = 128 kW, \quad I_0 = \frac{I_{1SD} \cdot I_{0\%}}{100} = 3.36 A$$

Bisogna innanzitutto sottolineare che possiamo ricavare i parametri equivalenti del circuito riferiti sia ad un collegamento a stella, sia ad un collegamento a triangolo:

- Parametri trasversali equivalenti, riferiti ad un primario a stella.

$$P_0 = 3 \frac{E_{1SD}^2}{R_m} = \frac{U_{1SD}^2}{R_m} \rightarrow R_m = \frac{U_{1SD}^2}{P_0} = \frac{220000^2}{128000} = 378.12 k\Omega$$

$$P_0 = \sqrt{3} U_{1SD} I_{0SD} \cos \varphi_0 \rightarrow \cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} U_{1SD} I_{0SD}} = 0.099$$

$$Z_m = \frac{U_{1SD}}{\sqrt{3} I_0} = \frac{220000}{\sqrt{3} \cdot 3.36} = 37.802 k\Omega$$

$$X_m = \frac{Z_m}{\sin \varphi_0} = 37.98 k\Omega \rightarrow L_m = \frac{X_m}{\omega} = 120.9 H$$

- Parametri longitudinali equivalenti, riferiti ad un primario a stella.

$$Z_{1CC} = \frac{U_{CCSD\%} \cdot U_{1SD}}{100 \cdot \sqrt{3} \cdot I_{1SD}} = 40.83 \Omega$$

$$\varphi_{CC} = \arctan\left(\frac{X}{R}\right) = 88.8^\circ \rightarrow \cos \varphi_{CC} = 0.021 \rightarrow \sin \varphi_{CC} = 0.999$$

$$R_{1CC} = Z_{1CC} \cdot \cos \varphi_{CC} = 0.85 \Omega$$

$$X_{1CC} = Z_{1CC} \cdot \sin \varphi_{CC} = 40.78 \Omega \rightarrow L_{1CC} = 0.13 H$$

- Parametri trasversali equivalenti, riferiti ad un primario a triangolo.

$$P_0 = 3 \frac{U_{1SD}^2}{R_m} \rightarrow R_m = 3 \frac{U_{1SD}^2}{P_0} = 3 \frac{220000^2}{128000} = 1134 k\Omega$$

$$P_0 = \sqrt{3} U_{1SD} I_{0SD} \cos \varphi_0 \rightarrow \cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3} U_{1SD} I_{0SD}} = 0.099$$

$$Z_m = \sqrt{3} \frac{U_{1SD}}{I_0} = \sqrt{3} \frac{220000}{3.36} = 113.408 k\Omega$$

$$X_m = \frac{Z_m}{\sin \varphi_0} = 113.96 k\Omega \rightarrow L_m = \frac{X_m}{\omega} = 362.77 H$$

- Parametri longitudinali equivalenti, riferiti ad un primario a stella.

$$Z_{1CC} = \frac{U_{CCSD\%} \cdot \sqrt{3} \cdot U_{1SD}}{100 \cdot I_{1SD}} = 122.51 \Omega$$

$$\varphi_{CC} = \arctan\left(\frac{X}{R}\right) = 88.8^\circ \rightarrow \cos \varphi_{CC} = 0.021 \rightarrow \sin \varphi_{CC} = 0.999$$

$$R_{1CC} = Z_{1CC} \cdot \cos \varphi_{CC} = 2.57 \Omega$$

$$X_{1CC} = z_{1CC} \cdot \sin \varphi_{CC} = 122.38 \Omega \rightarrow L_{1CC} = 0.389 H$$

I due circuiti ottenuti sono entrambi equivalenti al trasformatore reale e quindi sono equivalenti tra di loro. Tale equivalenza può essere verificata confrontando i valori ottenuti delle impedenze:

$$z_{\perp} = \frac{Z_{\Delta}}{3}$$

Solitamente, è buona norma, riportare metà impedenza di corto al primario e metà impedenza al secondario se non diversamente specificato dal costruttore del trasformatore. Dunque possiamo riportare metà resistenza e metà induttanza utilizzando il rapporto di trasformazione al quadrato del trasformatore abbassatore come di seguito definito (attenzione alla tipologia del collegamento del secondario):

$$k_{SD} = \frac{U_{1SD}}{U_{20SD}} = 6.28 \rightarrow k_{SD}^2 = 39.43$$

Tale esempio ci tornerà utile quando dovremo fornire i parametri al modello di trasformatore presente in Simulink.

5.2.3 IL TRASFORMATORE DA FORNO

Si tratta di un trasformatore trifase (in rari casi abbiamo tre trasformatori monofase) generalmente in olio (con raffreddamento ad aria forzata o con scambiatore olio/acqua), che durante il suo funzionamento viene sottoposto a sollecitazioni molto più gravose rispetto ad un normale trasformatore. Tale macchina elettrica è caratterizzata da:

- Potenze elevate (fino a ≈ 200 MVA);
- Campo di regolazione della tensione molto ampio, con commutazione sotto carico attraverso un regolatore al primario;
- Forti correnti secondarie (fino a centinaia di kA);
- Tensioni secondarie relativamente basse (non superiori a 1500V);
- Forti sollecitazioni elettrodinamiche causate dai frequenti cortocircuiti tra gli elettrodi;

I dati di targa del trasformatore da forno presente nel nostro impianto sono i seguenti:

TRASFORMATORE DA FORNO		
Potenza apparente	S_{EAF}	110 MVA
Tensione nominale primaria	U_{1EAF}	35 kV
Tensione nominale secondaria massima	$U_{2EAFMAX}$	1150 V
Tensione di corto secondaria minima %	$U_{CCEAFMIN}$	6.36 %
Tensione nominale secondaria minima	$U_{2EAFMIN}$	653 V
Tensione di corto secondaria massima %	$U_{CCEAFMAX}$	18.94 %
Rapporto X/R (induttanza su resistenza)	X_{EAF}/R_{EAF}	38
Connessione del primario (non citata ipotesi)	-	stella
Connessione del secondario	-	triangolo
Funzionamento a potenza costante	<i>Intervallo</i>	1150-950 V
Funzionamento a corrente costante	<i>Intervallo</i>	950-650 V

TABELLA 5.4 DATI RIFERITI AL TRASFORMATORE DA FORNO

Non essendo citato nei dati si ritiene opportuno assumere la potenza a vuoto pari a $P_{0\%}=0.08$ e la corrente a vuoto pari a $I_{0\%}=0.8$. Solitamente il secondario di questi trasformatori è quasi sempre configurato a triangolo: in tal modo si ha il vantaggio di ripartire su due fasi la corrente di cortocircuito tra due elettrodi (oltre di confinare con carico equilibrato le armoniche multiple di 3). Il trasformatore è dotato di tap-changer sotto carico con 19 posizioni di regolazione.

	TAP	U_{20EAF} [V]	U_{2CCEAF} %	INTERPOLAZIONE
POTENZA COSTANTE	1	653	18.94	18.88
	2	669	18.22	18.23
	3	686	17.58	17.57
	4	704	16.84	16.91
	5	733	16.16	15.91
	6	742	15.5	15.62
CORRENTE COSTANTE	7	763	14.83	14.97
	8	785	14.2	14.32
	9	809	13.58	13.66
	10	833	12.99	13.04
	11	860	12.4	12.38
	12	888	11.84	11.73
	13	918	11.28	11.08
	14	950	10.55	10.41
	15	984	9.67	9.73
	16	1020	8.84	9.01
	17	1060	8.06	8.22
	18	1103	7.31	7.33
	19	1150	6.36	6.29

TABELLA 5.5 DATI RIFERITI ALLA CADUTA DI TENSIONE SECONDARIA DEL TRASFORMATORE

Nella figura 5.2 viene riportato l'andamento grafico della tensione di cortocircuito:

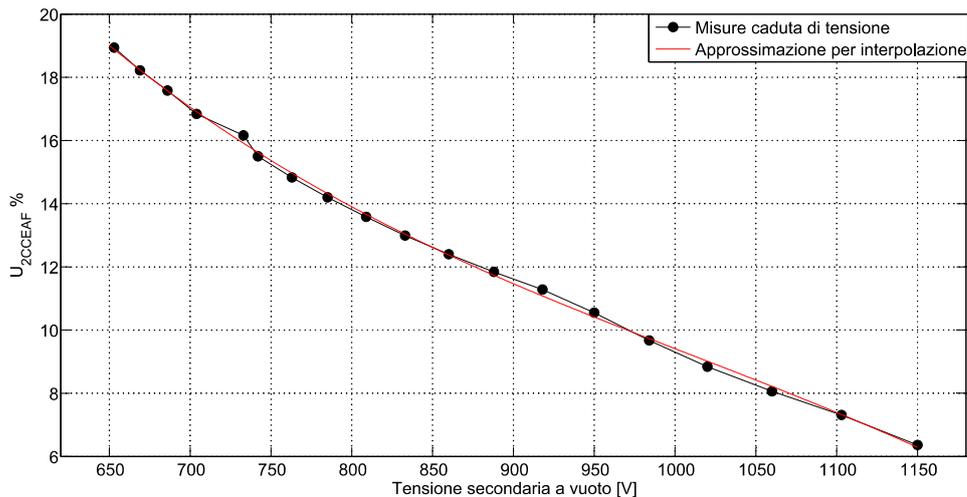


FIGURA 5.2 CADUTA DI TENSIONE SECONDARIA DEL TRASFORMATORE DA FORNO

L'equazione di terzo grado, che meglio approssima l'andamento reale della caduta di tensione, è la seguente:

$$y = -5.681 \cdot 10^{-8} \cdot u^3 + 1.722 \cdot 10^{-4} \cdot u^2 - 1.939 \cdot 10^{-1} \cdot u + 87.87$$

Tale equazione è stata implementata in Matlab nel modello di trasformatore in modo tale da ottenere il valore corretto della caduta di tensione secondaria in funzione della posizione del tap-changer.

5.2.4 LE INSTALLAZIONI IN MEDIA-BASSA TENSIONE

Alla sbarra di media tensione, collegata al secondario del trasformatore abbassatore vengono derivate tutte le linee per alimentare il forno ad arco e il nostro SVC. Solitamente, se l'impedenza naturale della rete non è di valore sufficientemente elevata per limitare le correnti di cortocircuito e per assicurare la stabilità dell'arco elettrico, si ricorre all'impiego di reattanze poste in serie al primario (generalmente dotate di più prese commutabili a vuoto). Tali reattanze, essendo aggiuntive, possono essere inserite in linea o direttamente nelle fasi del trasformatore. E nel nostro impianto hanno le seguenti caratteristiche:

REATTANZE SERIE DEL FORNO AD ARCO		
Tensione nominale	V	35 kV
Corrente nominale	I	1817 A
Valore di resistenza 100%	R_{SR}	0.011 Ω
Valore di induttanza 100%	X_{SR}	1.114 Ω
Valore di resistenza 80%	R_{SR}	0.008 Ω
Valore di induttanza 80%	X_{SR}	0.888 Ω
Valore di resistenza 60%	R_{SR}	0.008 Ω
Valore di induttanza 60%	X_{SR}	0.666 Ω
Tipo di raffreddamento	-	Aria

TABELLA 5.6 DATI RIFERITI ALLE REATTANZE SERIE DEL FORNO AD ARCO

Il circuito che collega il secondario del trasformatore da forno con gli elettrodi deve essere progettato con la dovuta cura e le dovute attenzioni viste le elevate correnti in gioco. Infatti si deve cercare di ridurre il più possibile la caduta di tensione e le perdite. Le disposizioni circuitali devono inoltre tenere conto della mutua induttanza tra i conduttori delle diverse fasi: tali mutue devono infatti essere il più possibile simmetriche tra le tre fasi in modo tale da ridurre i fenomeni noti come “fase morta” e “fase selvaggia”. Se tali mutue non sono identiche tra le tre fase, si ha una leggera dissimmetria del sistema che porta sempre ad un peggioramento delle caratteristiche di funzionamento. Se si presentano tali squilibri, si può presentare un trasferimento di potenza tra le fasi in quando si modificano le impedenze del circuito: alla fine si ottiene una distribuzione non uniforme della potenza fra le fasi, un aumento delle perdite nei conduttori e la disuguaglianza delle tensioni d'arco. A tal proposito viene detta “fase morta” quella caratterizzata da tensione d'arco minore e dalla minima potenza; viceversa viene detta “fase selvaggia” quella caratterizzata da tensione d'arco maggiore e potenza elevata. La presenza di tale fenomeno, oltre che avere gli effetti indesiderati sopra elencati, produce in corrispondenza della fase selvaggia una maggior usura del rivestimento refrattario (maggiori costi di manutenzione). I dati inerenti gli elettrodi del forno ad arco dell'impianto in questione sono i seguenti:

ELETTRODI FORNI AD ARCO		
Resistenza elettrodi per fase	R_{ELE}	0.463 m Ω
Induttanza elettrodi per fase	X_{ELE}	3.56 m Ω
Diametro elettrodo	d	0.61 m

TABELLA 5.7 DATI RIFERITI AGLI ELETTRODI DEL FORNO AD ARCO

5.2.5 IL FORNO AD ARCO ELETTRICO

Per quanto riguarda le caratteristiche operative del forno elettrico ci vengono forniti direttamente i diagrammi circolari dal produttore. Ad esempio, con le reattanze serie rispettivamente al 100% e al 60%, abbiamo i seguenti diagrammi circolari:

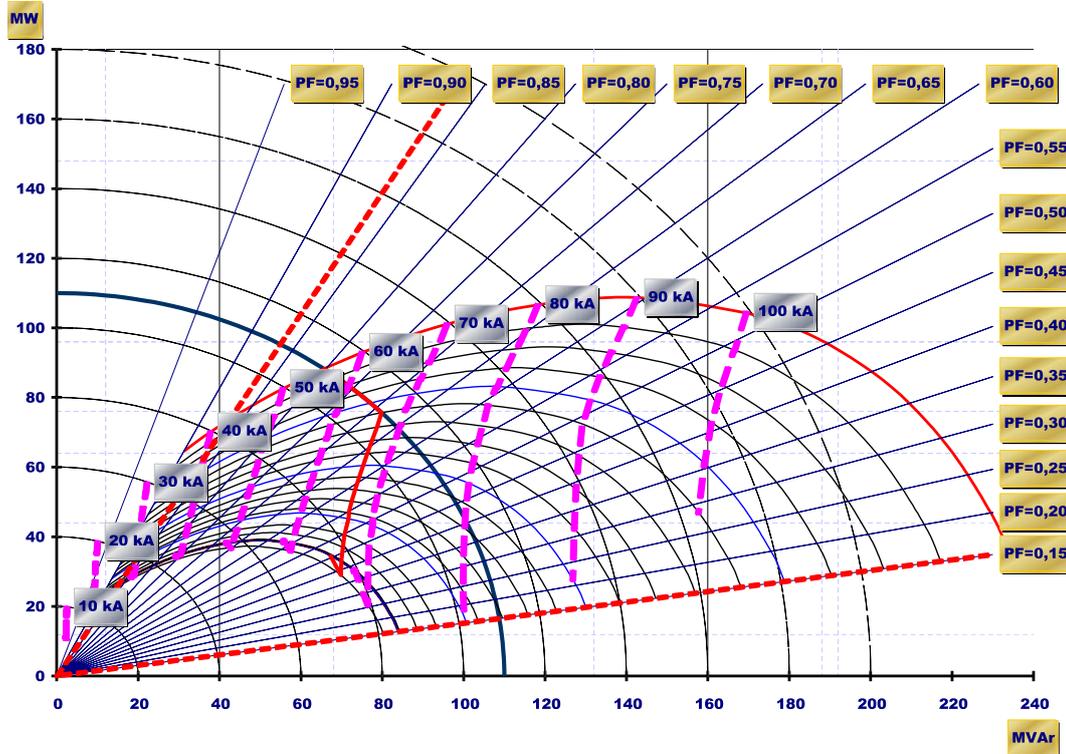


FIGURA 5.3 DIAGRAMMA CIRCOLARE DEL FORNO AD ARCO PER REATTANZE SERIE AL 100%

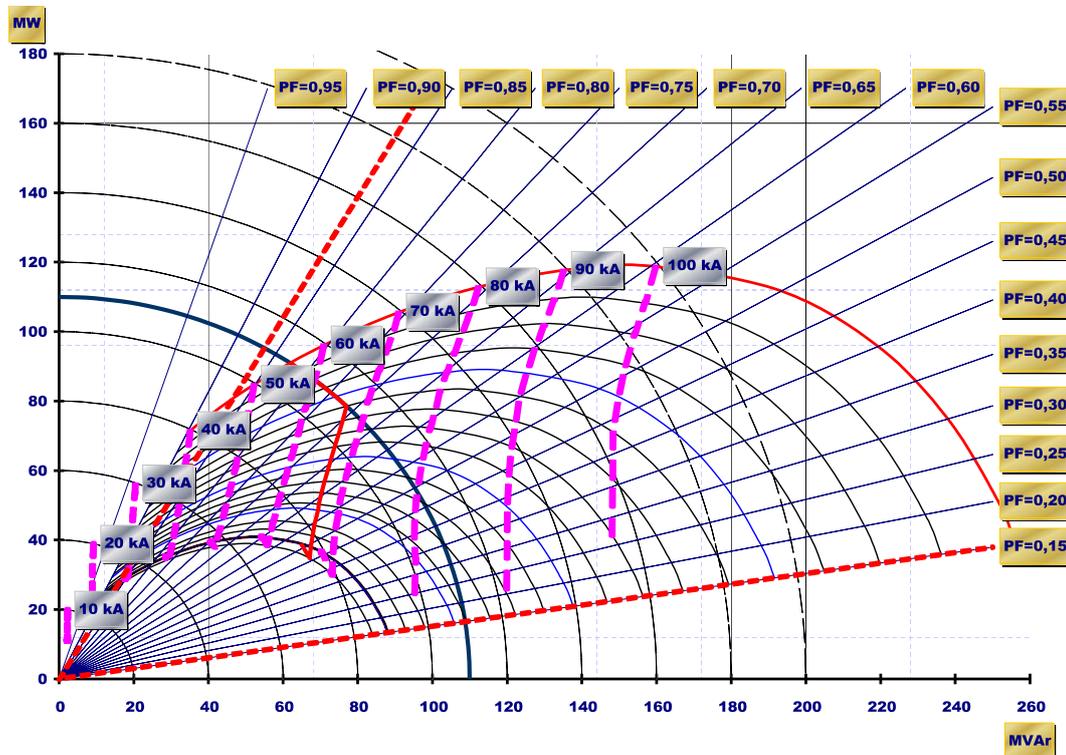


FIGURA 5.4 DIAGRAMMA CIRCOLARE DEL FORNO AD ARCO PER REATTANZE SERIE AL 60%

5.3 IL DIMENSIONAMENTO DI UN SVC

Per il dimensionamento della taglia del compensatore statico, come visto dal paragrafo 3.2.8, dobbiamo risalire alla “Short Circuit Voltage Depression” (*SCVD*). La potenza di cortocircuito della rete nel punto di accoppiamento comune è nota dai dati forniti dal cliente, viceversa, la potenza di cortocircuito valutata sempre nel punto di accoppiamento comune PCC, con gli elettrodi in cortocircuito trifase simmetrico, dobbiamo calcolarla tramite l’analisi della rete. L’espressione che dobbiamo usare è la seguente:

$$SCVD_{p.n.} = \frac{S_{CC \text{ CORTO ELETTRUDI}}}{S_{CC \text{ RETE}}}$$

Procediamo quindi con l’analisi della rete e ricaviamoci il circuito equivalente monofase della rete in per unità:

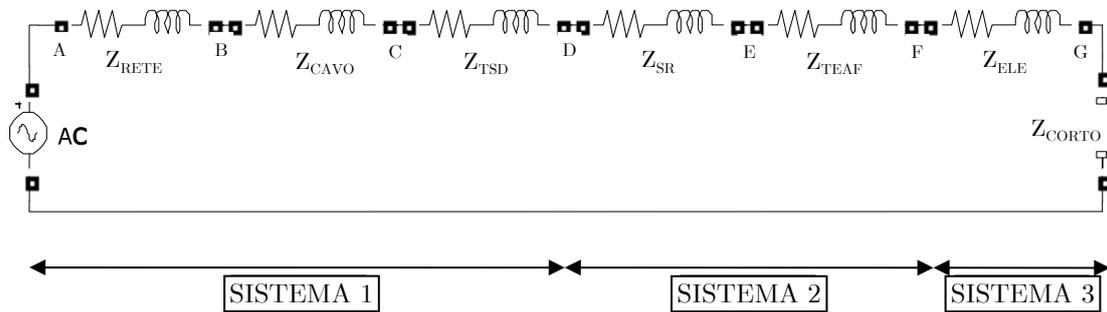


FIGURA 5.5 CIRCUITO EQUIVALENTE CHE RAPPRESENTA LE IMPEDENZE DELLA RETE ELETTRICA

Come si può notare dal circuito disegnato sopra, non è stata considerata né la capacità del cavo, né gli elementi trasversali dei trasformatori: tale scelta trova principalmente giustificazione nella semplificazione dello studio della rete.

5.3.1 STUDIO DELLA RETE IN PER UNITÀ

La prima scelta da effettuare, per calcolare i valori in pu, riguarda la scelta della potenza base, uguale per i tre sistemi di tensione. Per semplicità attribuiamo la potenza del trasformatore abbassator, ovvero:

$$S_b = 160 \text{ MVA}$$

Calcoliamo ora i valori base di riferimento per ognuno dei tre sistemi facendo una piccola premessa: con i valori maiuscoli verranno indicati i valori reali mentre con le lettere minuscole verranno indicati i valori in pu. Nella seguente tabella vengono riepilogate le formule utilizzate e i valori ottenuti per risalire ai valori base della rete per ciascun sistema:

<i>SISTEMA</i> (<i>j</i>)	U_{bj} [kV]	$E_{bj} = \frac{U_{bj}}{\sqrt{3}}$ [kV]	$I_{bj} = \frac{S_b}{E_{bj}}$ [A]	$Z_{bj} = \frac{E_{bj}}{I_{bj}}$ [Ω]
SISTEMA 1	220	127.02	1259.67	100.83
SISTEMA 2	35	20.20	7917.9	2.55
SISTEMA 3	950	548.48	291.72	$1.88 \cdot 10^{-3}$

Iniziamo ora la conversione vera e propria delle grandezze della rete in pu:

$$\begin{aligned}
 e_1 &= \frac{E_1}{E_{b1}} = 1 \text{ pu}, \quad e_2 = \frac{E_2}{E_{b2}} = 1 \text{ pu}, \quad e_3 = \frac{E_3}{E_{b3}} = 1 \text{ pu} \\
 \dot{Z}_{RETE} &= R_{RETE} + jX_{RETE} = \frac{V_{RETE}^2}{S_{CC_{RETE}}} \cdot \cos\left(\tan^{-1} \frac{X}{R}\right) + j \frac{V_{RETE}^2}{S_{CC_{RETE}}} \cdot \sin\left(\tan^{-1} \frac{X}{R}\right) \\
 \dot{Z}_{RETE} &= R_{RETE} + jX_{RETE} = 1.257 + j12.57 \Omega \\
 \dot{z}_{RETE} &= \frac{\dot{Z}_{RETE}}{Z_{b1}} = 0.01246 + j0.1246 \text{ pu} \\
 \dot{z}_{CAVO} &= \frac{\dot{Z}_{CAVO}}{Z_{b1}} = 3.836 \cdot 10^{-3} + j5.794 \cdot 10^{-3} \text{ pu} \\
 \dot{z}_{TSD} &= \frac{\dot{Z}_{SD}}{Z_{b1}} = 8.43 \cdot 10^{-3} + j0.4046 \text{ pu} \quad (\text{impedenza riferita tutta al primario}) \\
 \dot{z}_{SR} &= \frac{\dot{Z}_{SR}}{Z_{b2}} = 4.31 \cdot 10^{-3} + j0.4365 \text{ pu} \\
 \dot{z}_{TEAF} &= \frac{\dot{Z}_{EAF}}{Z_{b2}} = 0.01402 + j0.4982 \text{ pu} \\
 \dot{z}_{ELE} &= \frac{\dot{Z}_{ELE}}{Z_{b3}} = 0.2462 + j1.8935 \text{ pu} \\
 \dot{z}_{CORTO} &= 0 \text{ pu}
 \end{aligned}$$

Il contributo complessivo è dato dalla serie delle impedenze in pu, ovvero:

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_{TOT} &= \dot{z}_{RETE} + \dot{z}_{CAVO} + \dot{z}_{TSD} + \dot{z}_{SR} + \dot{z}_{TEAF} + \dot{z}_{ELE} = 0.2892 + j3.3631 \text{ pu} \\
 \dot{z}_{TOT} &= 3.37 \underline{85.1^\circ} \text{ pu}
 \end{aligned}$$

La corrente in pu è data dalla seguente relazione:

$$\bar{i}_{CC} = \frac{\bar{e}}{\dot{z}_{TOT}} = 0.0252 + j0.2956 = 0.296 \underline{-85.1^\circ} \text{ pu}$$

$$|I_{C1}| = |\bar{i}_{CC}| \cdot I_{b1} = 372.86 \text{ A}$$

$$|I_{C2}| = |\bar{i}_{CC}| \cdot I_{b2} = 2343.7 \text{ A}$$

$$|I_{C3}| = |\bar{i}_{CC}| \cdot I_{b3} = 86.347 \text{ kA}$$

Analizziamo le cadute di tensione ora, sempre in per unità, ponendo $e_A = 1 \underline{0^\circ} \text{ pu}$:

$$\Delta \bar{e}_{AB} = \dot{z}_{RETE} \cdot \bar{i}_{CC} = 0.0370 + j5.37 \cdot 10^{-4} = 0.0370 \underline{-0.8^\circ} \text{ pu}$$

$$\bar{e}_B = \bar{e}_A - \Delta \bar{e}_{AB} = 0.963 \underline{0.03^\circ} \text{ pu}$$

$$|V_B| = |\bar{e}_B| \cdot V_{b1} = 212.83 \text{ kV}$$

$$\Delta \bar{e}_{BC} = \dot{z}_{CAVO} \cdot \bar{i}_{CC} = 2.05 \cdot 10^{-3} \underline{-28.6^\circ} \text{ pu}$$

$$\bar{e}_C = \bar{e}_B - \Delta \bar{e}_{BC} = 0.963 \underline{0.03^\circ} - 2.05 \cdot 10^{-3} \underline{-28.6^\circ} = 0.961 \underline{0.1^\circ} \text{ pu}$$

$$|V_C| = |\bar{e}_C| \cdot V_{b1} = 211.44 \text{ kV}$$

$$\Delta \bar{e}_{CD} = \dot{z}_{SD} \cdot \bar{i}_{CC} = 0.1197 \underline{-3.7^\circ} \text{ pu}$$

$$\bar{e}_D = \bar{e}_C - \Delta \bar{e}_{CD} = 0.9611 \underline{0.1^\circ} - 0.1197 \underline{3.7^\circ} = 0.842 \underline{-0.4^\circ} \text{ pu}$$

$$|V_D| = |\bar{e}_D| \cdot V_{b2} = 29.47 \text{ kV}$$

$$\Delta \bar{e}_{DE} = \dot{z}_{SR} \cdot \bar{i}_{CC} = 0.129 |4.31^\circ| pu$$

$$\bar{e}_E = \bar{e}_D - \Delta \bar{e}_{DE} = 0.842 | -0.42^\circ | - 0.129 |4.3^\circ| = 0.713 |1.3^\circ| pu$$

$$|V_E| = |\bar{e}_E| \cdot V_{b2} = 24.96 \text{ kV}$$

$$\Delta \bar{e}_{EF} = \dot{z}_{TEAF} \cdot \bar{i}_{CC} = 0.1475 |3.26^\circ| pu$$

$$\bar{e}_F = \bar{e}_E - \Delta \bar{e}_{EF} = 0.713 |1.3^\circ| - 0.1475 |3.26^\circ| = 0.566 |0.75^\circ| pu$$

$$|V_F| = |\bar{e}_F| \cdot V_{b3} = 537.7 \text{ V}$$

Passiamo ora al calcolo della potenza apparente nel punto di accoppiamento comune PCC della rete. Utilizzando le grandezze in pu otteniamo quanto segue:

$$\dot{s}_B = \dot{e}_B \cdot \hat{i}_{CC} = 0.963 |0.03^\circ| \cdot 0.296 |85.1^\circ| = 0.02408 + j0.2840 pu$$

$$\dot{S}_{B_MONOFASE} = \dot{s}_B \cdot S_b = 3.854 MW + j45.441 M var$$

Passando al trifase (con sistema equilibrato e simmetrico $S_{TRIFASE} = 3 \cdot S_{MONOFASE}$) otteniamo quanto segue:

$$\dot{S}_{B_TRIFASE} = 3 \cdot \dot{S}_{B_MONOFASE} = 11.562 MW + j136.32 M var$$

$$|\dot{S}_{B_TRIFASE}| = \sqrt{P^2 + Q^2} = 136.81 MVA$$

Se con lo stesso procedimento visto sopra si calcola la potenza complessa nel punto F:

$$\dot{S}_{F_TRIFASE} = 3 \cdot \dot{S}_{F_MONOFASE} = 10.539 MW + j80.006 M var$$

5.3.2 DETERMINAZIONE DEGLI INDICI DI SEVERITÀ DEL FLICKER

Passiamo ora al calcolo degli indici di severità che si presuppone di ottenere dal funzionamento della rete di alimentazione. Il primo termine da calcolare è il fattore $SCVD_{pu}$, di seguito calcolato:

$$SCVD_{p.u.} = \frac{S_{CC_CORTO_ELETTRODI}}{S_{CC_RETE}} = \frac{136.8 MVA}{3831 MVA} = 0.0357 pu$$

Procederemo con i calcoli utilizzando, come fatto fino ad oggi, il metodo di previsione degli indici di severità definito "UIE":

$$Pst_{99\%} = K_{st} \cdot SCVD_{p.u.} = 80 \cdot 0.0357 = 2.86$$

$$\frac{Pst_{99\%}}{Pst_{95\%}} \cong 1.25 \rightarrow Pst_{95\%} = \frac{Pst_{99\%}}{1.25} = 2.28$$

Possiamo ipotizzare, secondo anche quanto visto nel paragrafo precedente sui limiti della compensazione, che al massimo riusciamo a dimezzare il valore del P_{st} . Quindi:

$$P_{st95\%}(\text{con SVC}) = \frac{P_{st95\%}(\text{senza SVC})}{2} = 1.14$$

Una volta ottenuto questo dato non ci rimane che confrontarlo con le richieste del cliente o con le richieste dell'ente distributore di energia elettrica e valutare se possa essere accettato o meno. Per verificare tutti i calcoli fatti possiamo confrontare i risultati ottenuti con i risultati delle simulazioni fatte utilizzando, ad esempio, il software Neplan.

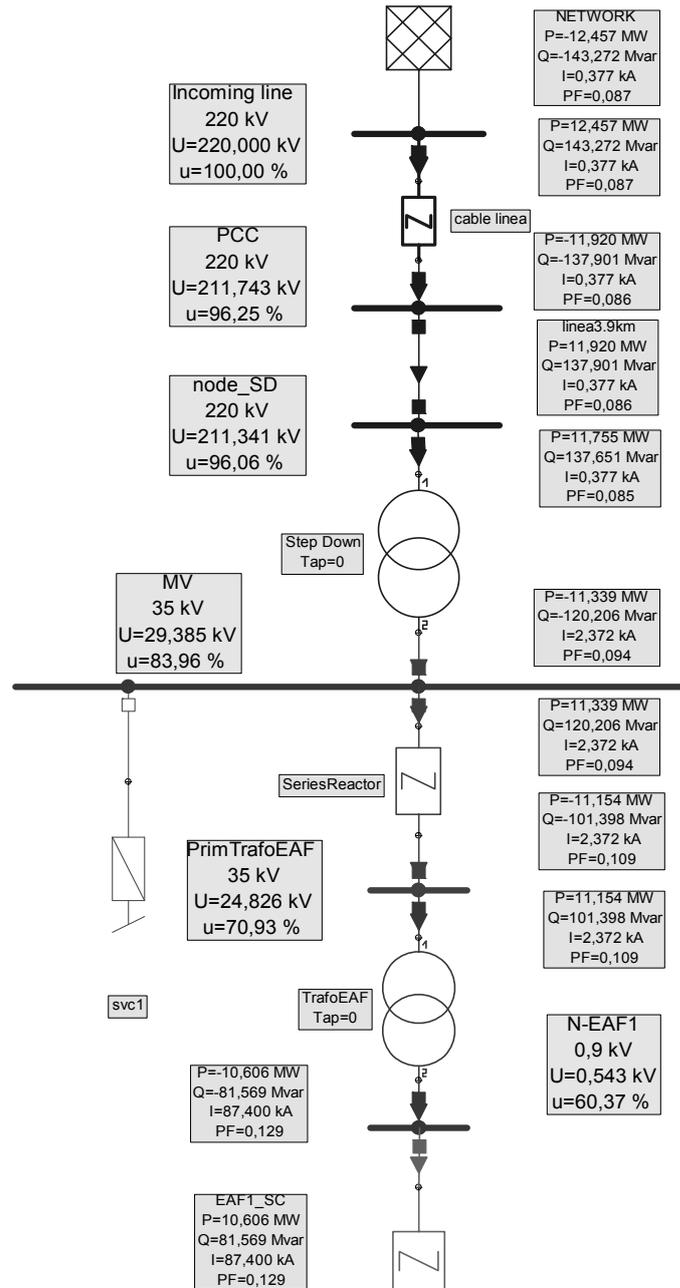


FIGURA 5.6 STUDIO DEL FLUSSO DI POTENZA ATTRAVERSO IL SOFTWARE NEPLAN

Come è possibile notare dal confronto non si hanno differenze sostanziali e i risultati sono concordi. Per effettuare un dimensionamento corretto, bisogna necessariamente valutare le principali grandezze per ciascuno dei punti di lavoro previsti. Possiamo suddividere tale analisi in base alla potenza di cortocircuito della rete in alta tensione: è infatti previsto un futuro potenziamento della rete in alta tensione per consentire di lavorare a potenze maggiori di fusione. Ecco di seguito riassunti i risultati delle simulazioni condotte attraverso la simulazione della rete in matlab:

- $S_{CC}=3831 \text{ MVA}$;
- $S_{Pcc} = \sqrt{P_{Pcc}^2 + Q_{Pcc}^2}$;
- $P_{st99\%} = K_{st} \cdot SCVD_{p.u.}$, $K_{st}=80$;

$$- P_{st95\%} = P_{st99\%} / 1.25;$$

$P_{st95\%}/2$ coincide con il valore di P_{st} calcolato con SVC inserito, ovvero ipotizziamo un coefficiente di riduzione medio pari a 2 (vedi paragrafo 3.2.9);

SERIES REACTOR	U_{20EAF} [V]	P_{PCC} [MW]	Q_{PCC} [Mvar]	S_{PCC} [MVA]	SCVD	$P_{st99\%}$	$P_{st95\%}$	$\frac{P_{st95\%}}{2}$
100%	984	12.41	139.51	140.06	0.0366	2.92	2.34	1.17
80%	950	12.52	136.40	136.97	0.0358	2.80	2.29	1.14
60%	950	13.32	140.18	140.81	0.0368	2.94	2.35	1.18

TABELLA 5.8 CALCOLO DELLA SCVD CON POTENZA DI CORTO DELLA RETE PARI A 3830 MVA

$$- S_{CC} = 4800 \text{ MVA};$$

$$- S_{Pcc} = \sqrt{P_{Pcc}^2 + Q_{Pcc}^2};$$

$$- P_{st99\%} = K_{st} \cdot SCVD_{p.u.}, K_{st} = 80;$$

$$- P_{st95\%} = P_{st99\%} / 1.25;$$

$P_{st95\%}/2$ coincide con il valore di P_{st} calcolato con SVC inserito, ovvero ipotizziamo un coefficiente di riduzione medio pari a 2 (vedi paragrafo 3.2.9);

SERIES REACTOR	U_{20EAF} [V]	P_{PCC} [MW]	Q_{PCC} [Mvar]	S_{PCC} [MVA]	SCVD	$P_{st99\%}$	$P_{st95\%}$	$\frac{P_{st95\%}}{2}$
100%	1103	14.0	166.48	167.06	0.0348	2.78	2.22	1.11
80%	1103	16.8	171.2	172.02	0.0358	2.86	2.29	1.15
60%	1060	17.1	167.3	168.18	0.0350	2.8	2.24	1.12

TABELLA 5.9 CALCOLO DELLA SCVD CON POTENZA DI CORTO DELLA RETE PARI A 4800 MVA

Se analizziamo i risultati delle simulazioni possiamo innanzitutto confrontare il valore del P_{st} con quello limite previsto dalla normativa (essendo che tale impianto verrà installato in Russia, dobbiamo fare riferimento alla normativa corrispondente). Dalla normativa *GOST 13109-97*, si evince che per le fluttuazioni di tensione il limite del P_{st} (calcolato su un intervallo di tempo pari a 10 minuti) è pari a 1.38, mentre il limite previsto per il P_{lt} è pari a 1.0. La prima osservazione che possiamo fare riguarda il rispetto della normativa *GOST*: infatti, se si considera un fattore di riduzione medio del flicker pari a 2, otteniamo valori del P_{st} con SVC inserito inferiori al limite previsto dalla normativa (si ha un margine di circa il 15%). Per quanto riguarda invece la scelta della taglia del compensatore statico, possiamo fare questa breve osservazione: il nostro obiettivo, oltre che di contenere le fluttuazioni di tensione, è di garantire al Pcc un fattore di potenza maggiore di 0.98. Per ottenere tale obiettivo, dobbiamo essere in grado di compensare la massima potenza reattiva nel punto di accoppiamento comune: dalle simulazioni risulta che il valore massimo della potenza reattiva con elettrodi in cortocircuito è pari a:

$$- Q_{Pcc} = 140.18 \text{ Mvar, con una potenza di corto della rete pari a } S_{cc} = 3831 \text{ MVA};$$

$$- Q_{Pcc} = 171.2 \text{ Mvar, con una potenza di corto della rete pari a } S_{cc} = 4800 \text{ MVA};$$

Bisogna però sottolineare anche come tali potenze siano quelle ottenute dal funzionamento con elettrodi in corto, e quindi funzionamento che nella realtà ha durata limitata rispetto all'intero ciclo di fusione. Per questo impianto, la scelta della potenza del compensatore da installare viene facilitata dal fatto che lo stesso cliente, ha fornito delle richieste precise: quindi, viene scelto di installare un SVC di potenza pari a $S_{SVC} = 180 \text{ MVA}$.

5.3.3 I DATI DI PROGETTO DEL TCR

Come visto precedentemente, si è scelto di installare un compensatore statico di potenza pari a $S_{SVC}=180$ MVA. Come sappiamo il componente principale di un SVC è il tiristore: questo semiconduttore infatti merita alcune attenzioni nella fase di progetto sia dal punto di vista elettrico sia dal punto di vista termico. Possiamo riassumere i dati di progetto come di seguito riportato:

VALVOLA A TIRISTORI		
Potenza nominale	S_{SVC}	180 MVA
Tensione nominale	U_{SVC}	35 kV
Frequenza nominale	f	50 Hz
Corrente nominale	I_{RATED}	1714 A
Corrente di piena conduzione	$I_{FULL-ON}$	2286 A
Angolo di conduzione TCR	σ	157.2°
Numero di tiristori in serie	n°	18
Massima temperatura di giunzione	T	101°
Perdite tiristore (on+commutazione)	P_{TY}	1793 W
Capacità snubber tiristore	C_{SN}	1.45 μ F
Resistenza snubber tiristore	R_{SN}	61 Ω
Potenza dissipata snubber	P_{SN}	1295 W
Resistenza statica	$R_{STATICA}$	32 k Ω
Perdite statiche	$P_{STATICHE}$	118 W

TABELLA 5.10 DATI RIFERITI ALLA VALVOLA A TIRISTORI

Questi indicati sono i principali dati inerenti la valvola a tiristori. Per motivi di privacy aziendale è stato omesso il modello di tiristore utilizzato, la marca e ulteriori dati presenti nel datasheet. Una volta noti i dati del tiristore, per concludere i dati di dimensionamento del TCR dobbiamo passare ad analizzare i dati di progetto dell'induttore. Come abbiamo già visto nel capitolo inerenti gli SVC, la totale reattanza verrà ripartita in due induttanze poste in serie alla valvola a tiristori. I dati inerenti dunque l'induttanza posta in serie ai tiristori sono riportata nella tabella di seguito.

REATTORI DEL TCR		
Potenza nominale	S_{SVC}	180 MVA
Tensione nominale	U_{SVC}	35 kV
Frequenza nominale	f	50 Hz
Corrente nominale	I_{RATED}	1714 A
Corrente di dimensionamento	I_{DIM}	1971 A
Corrente di piena conduzione	$I_{FULL-ON}$	2286 A
Induttanza per ramo del TCR	L_{RATED}	48.74 mH
Fattore di merito	Q_{TCR}	283
Nucleo induttanza	-	Aria

TABELLA 5.11 DATI RIFERITI AI REATTORI DEL TCR

A questo punto si dovrebbe valutare il dimensionamento del sistema di raffreddamento delle valvole: tale aspetto non viene approfondito in quanto non rappresenta un aspetto che caratterizza il modello in Matlab-Simulink dell'impianto che noi andremo a costruire.

5.3.4 I DATI DI PROGETTO DEI FILTRI

Una volta completato il dimensionamento del TCR dobbiamo passare al dimensionamento dei filtri da utilizzare nell'impianto. Come già detto in precedenza tali filtri hanno una duplice funzione:

- mettere a disposizione la potenza reattiva capacitiva per la correzione del fattore di potenza al punto di accoppiamento comune;
- fornire un percorso a bassa impedenza per le correnti armoniche generate sia dal forno ad arco, sia dallo stesso TCR;

La potenza reattiva capacitiva totale dei filtri, deve essere uguale a quella induttiva del TCR: ovvero alla fine la somma delle potenze reattive deve essere nulla. Avendo installato quindi induttanze nel TCR in grado di mettere in gioco un totale di 180 Mvar induttivi dobbiamo installare altrettanti Mvar capacitivi. A questo punto non ci resta che ripartire la potenza reattiva capacitiva tra i filtri che il committente ci chiede di introdurre. Per l'impianto che stiamo analizzando supponiamo che il cliente abbia richiesto di introdurre i filtri di 2^a, 3^a e 4^a armonica. La ripartizione della potenza tra questi può essere fatta in modo equo, oppure in percentuale rispetto alla corrente di relativa armonica che ci aspettiamo nel nostro impianto. Il primo filtro che viene installato è solitamente quello di seconda armonica. Tale filtro è quello di ordine più basso ed è spesso caratterizzato dalla configurazione C-type di seguito illustrata:

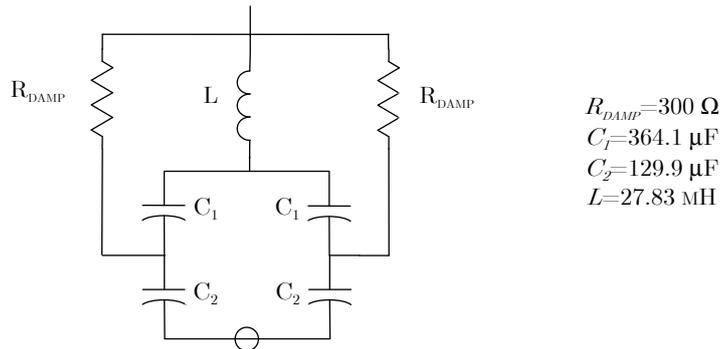


FIGURA 5.7 CONFIGURAZIONE DEL FILTRO C-TYPE DI SECONDA ARMONICA

I dati completi del filtro sono riportati di seguito in tabella:

FILTRO DI SECONDA ARMONICA (C-TYPE)		
Frequenza di accordo	f_{2h}	97.5 Hz
Potenza Filtro	S_{2h}	50 MVA
Capacità per fase	C_{fase}	95.75 μF
Induttanza per fase	L_{fase}	27.83 mH
Corrente filtro (fondamentale)	I_{2h}	824 A
Fattore merito Q alla f di accordo	Q_{2h}	140
Resistenza di damping (due in parallelo)	R_{damp}	2x300 Ω
Corrente su ciascun resistore	I_{damp}	12.31 A
Potenza su ciascun resistore	P_{Rdamp}	45.43 kW

TABELLA 5.12 DATI RELATIVI AL FILTRO DI SECONDA ARMONICA

Passiamo ora al dimensionamento dei parametri dei filtri passivi accordati su una singola frequenza: una volta determinata la potenza reattiva capacitiva messa in gioco dal filtro, possiamo risalire al valore della capacità per fase (indicando con Q la potenza trifase del filtro con n l'ordine armonico e con U la tensione di fase). Per il filtro di terza armonica abbiamo le seguenti relazioni:

$$C_{Fase} = \frac{n^2 - 1}{n^2} \cdot \frac{Q}{\omega \cdot U^2} \cdot 10^6 = \frac{3^2 - 1}{3^2} \cdot \frac{65 \cdot 10^6}{314.15 \cdot 35000^2} \cdot 10^6 = 150.13 \mu F$$

Per accordare il filtro in modo corretto, dobbiamo ora determinare il valore di L per il quale alla frequenza di accordo, la reattanza capacitiva annulla esattamente quella induttiva:

$$L_{Fase} = \frac{1}{\omega^2 \cdot n^2 \cdot C_{Fase}} = 7.5 \cdot 10^{-3} H$$

Infine possiamo risalire alla resistenza tramite il fattore di merito del filtro:

$$Q = \frac{\sqrt{L_{Fase} / C_{Fase}}}{R_{Fase}} \rightarrow R_{Fase} = 0.0673 \Omega$$

Riepilogando abbiamo i seguenti parametri per il filtro di terza armonica:

FILTRO DI TERZA ARMONICA		
Frequenza di accordo	F_{3h}	150 Hz
Potenza Filtro	S_{3h}	65 MVA
Capacità per fase	C_{fase}	150.13 μF
Induttanza per fase	L_{fase}	7.5 mH
Corrente filtro (fondamentale)	I_{3h}	1072 A
Fattore merito Q alla f di accordo	Q_{3h}	105

TABELLA 5.13 DATI RELATIVI AL FILTRO DI TERZA ARMONICA

Analogamente i parametri di progetto del filtro di quarta armonica sono i seguenti:

FILTRO DI QUARTA ARMONICA		
Frequenza di accordo	F_{4h}	200 Hz
Potenza Filtro	S_{4h}	65 MVA
Capacità per fase	C_{fase}	158.34 μF
Induttanza per fase	L_{fase}	4.00 mH
Corrente filtro (fondamentale)	I_{4h}	1072 A
Fattore merito Q alla f di accordo	Q_{2h}	90

TABELLA 5.14 DATI RELATIVI AL FILTRO DI QUARTA ARMONICA

Abbiamo quindi ora tutti i dati necessari per effettuare le simulazioni dell'intero sistema elettrico utilizzando il programma Matlab-Simulink.

Riportiamo infine, in figura 5.8 l'andamento dell'impedenza della rete in funzione della frequenza. Questo studio è molto interessante in termini di progettazione: è infatti molto importante lo studio in frequenza per escludere a priori l'eventuale nascita di risonanze e antirisonanze di rete. Dalla figura 5.8 si notano inoltre le frequenze di intervento dei filtri di 2°armonica (100 Hz), di 3°armonica (150 Hz) e di 4°armonica (200 Hz).

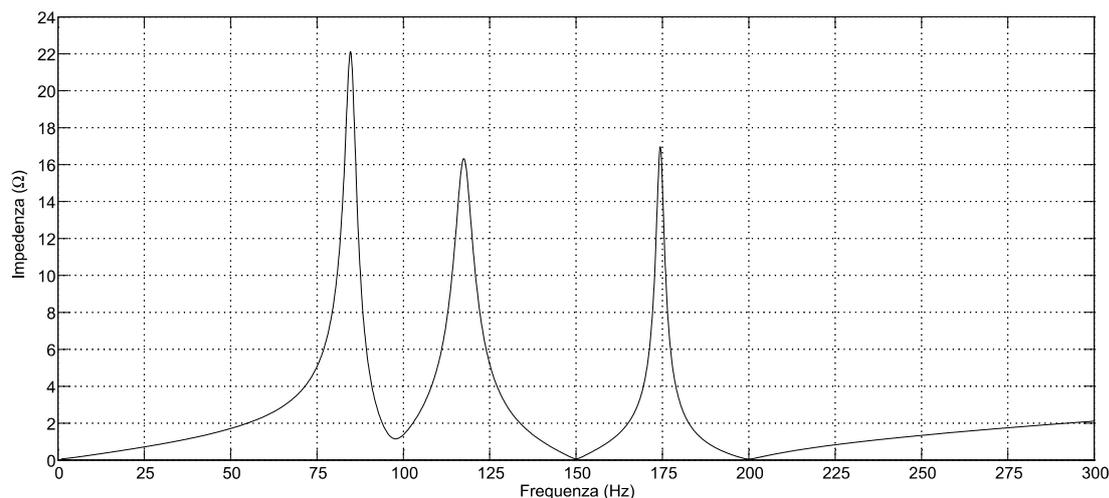


FIGURA 5.8 ANDAMENTO DELL'IMPEDEZA DI RETE IN FUNZIONE DELLA FREQUENZA

5.4 CONCLUSIONE

In questo capitolo abbiamo visto la configurazione di una rete di alimentazione per forni ad arco trifase. Abbiamo inoltre illustrato quella che è la fase di progetto di un compensatore statico da installare nella medesima rete per limitare le fluttuazioni di tensione causate dal funzionamento del forno rispettando i metodi canonici di progetto. Dopo aver calcolato la taglia scelta per un SVC, ci siamo occupati del dimensionamento e della scelta dei filtri da installare per limitare la circolazione delle correnti armoniche nell'impianto. La conoscenza di tutti i parametri caratteristici della rete elettrica in questione ci consente di costruire un modello in Matlab-Simulink per la simulazione della rete nel suo complesso: tale sviluppo sarà descritto capitolo seguente. Relativamente ai dati di progetto dobbiamo aggiungere un'ulteriore dettaglio fornito dal committente: viene infatti richiesto, oltre al rispetto dei limiti delle normative *GOST* per quanto riguarda le fluttuazioni della tensione, il rispetto di un limite per quanto riguarda il fattore di potenza che deve essere sempre maggiore di 0.98. Tale questione sarà verificata con le simulazioni nel seguente capitolo.

Capitolo 6

SIMULAZIONE DELL'IMPIANTO

6.1 INTRODUZIONE

In questo capitolo viene illustrata la costruzione del modello dell'intero impianto in Matlab-Simulink. Una volta configurata correttamente la rete verranno mostrate le principali forme d'onda in funzione del tempo. Nel paragrafo 6.2 si riportano le simulazioni relative all'alimentazione di un forno ad arco trifase basato sulle equazioni di Cassie e di Mayr. Si prenderanno in esame anche le principali tecniche utilizzate per la simulazione delle fluttuazioni di tensione. Nel paragrafo 6.3 viene riportata l'analisi del funzionamento del solo SVC inserito in rete con le principali forme d'onda caratteristiche.

Una volta controllato il corretto comportamento di entrambi i modelli si passa alla simulazione, nel paragrafo 6.4, della rete nel suo complesso. Nei paragrafi 6.5 e 6.6 vengono confrontati i risultati che si ottengono dalla compensazione del medesimo carico utilizzando più SVC caratterizzati da una diversa strategia di calcolo della componente reattiva: il metro utilizzato come confronto è costituito dall'indice di severità calcolato dal modello in Matlab del Flickermetro.

Ricordo che, per questioni di privacy aziendale, non saranno presentati i dettagli riguardanti il modello di SVC implementato e il relativo sistema di controllo.

6.2 SIMULAZIONE DEL MODELLO DI FORNO TRIFASE DI CASSIE-MAYR

In questo paragrafo verrà illustrato il comportamento che si ottiene alimentando un forno ad arco trifase costruito a partire da tre modelli trifase dell'arco elettrico secondo la teoria di *Cassie-Mayr*, senza l'utilizzo del compensatore statico. Dal punto di vista delle simulazioni saranno presentate le forme d'onda più significative che si ottengono durante il funzionamento.

Per quanto riguarda la simulazione del fenomeno del flicker, verranno presentati i risultati sia con generazione sinusoidale delle fluttuazioni, sia quelli con generazione casuale (frequenza e ampiezza delle fluttuazioni casuali). Possiamo subito fare una distinzione tra le due modalità:

- *Fluttuazioni di tipo sinusoidale di tensione*: sono fluttuazioni che, come abbiamo già visto nel capitolo dedicato ai forni, sono caratterizzate da frequenza costante e ampiezza variabile o costante. Tali fluttuazioni, sebbene rappresentino poco la realtà del fenomeno che si vuol riprodurre, possono essere molto utili nella verifica di come un SVC riesce ad inseguire le variazioni di potenza reattiva (potranno quindi essere utili se si devono confrontare ad esempio diversi metodi di calcolo della potenza reattiva o la risposta dei filtri utilizzati).
- *Fluttuazioni casuali di tensione*: sono fluttuazioni che, come è stato ampiamente trattato nel capitolo relativo ai forni ad arco, si distinguono da quelle sinusoidali per la miglior rappresentazione del fenomeno reale del flicker. Infatti otteniamo variazioni di frequenza ed ampiezza del tutto casuali. Le simulazioni che saranno svolte daranno un'indicazione del comportamento delle diverse strategie di controllo in presenza di un maggior contenuto armonico: tale caso è quello più vicino al funzionamento reale.

La rete che abbiamo simulato in Matlab-Simulink è riportata di seguito:

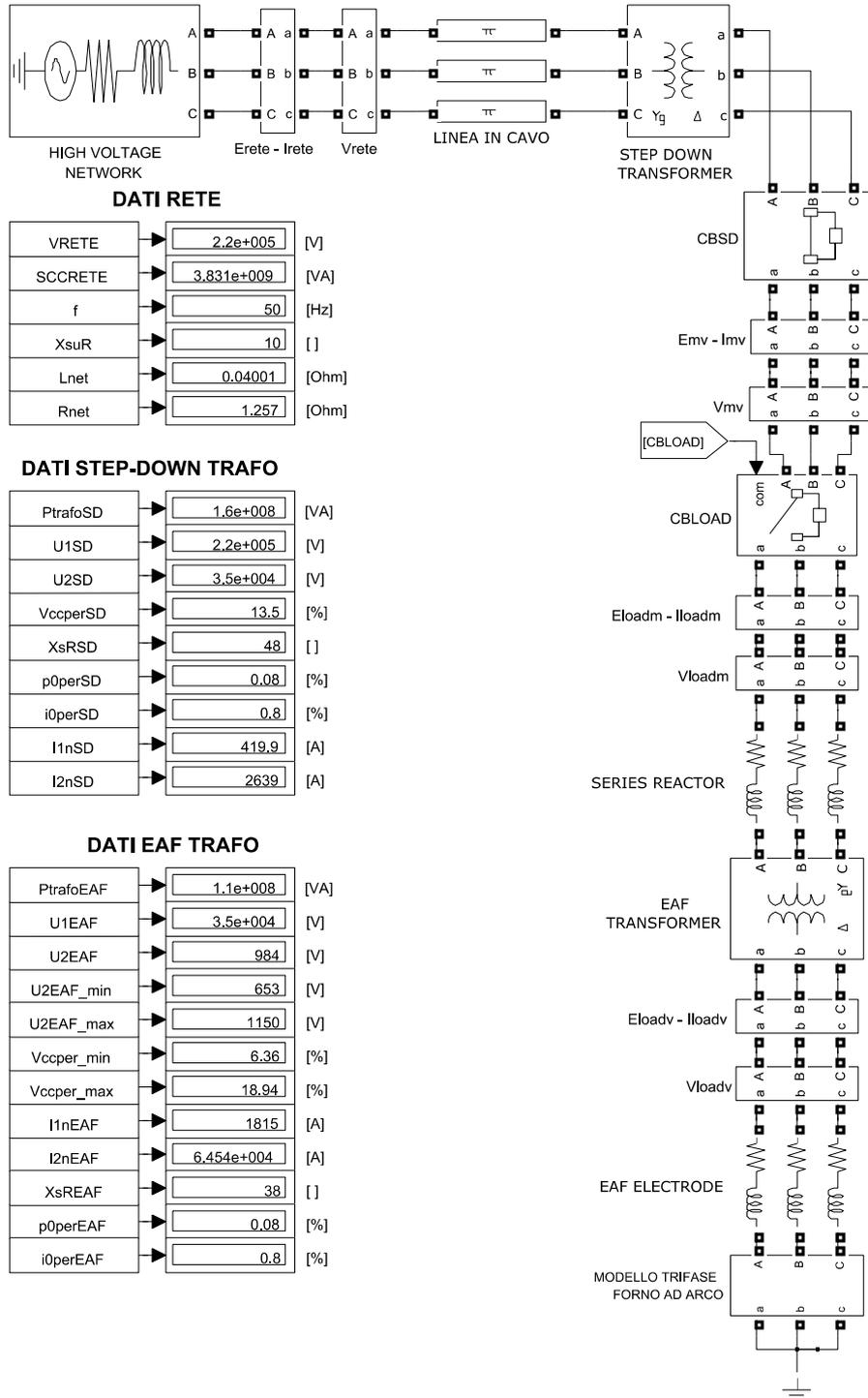


FIGURA 6.1 RETE DI ALIMENTAZIONE DEL FORNO AD ARCO IN MATLAB-SIMULINK

Una precisazione che merita fin da subito di essere fatta riguarda la presenza della connessione del centro stella a terra: tale soluzione è stata imposta affinché Simulink abbia i riferimenti per la misura della tensione di linea (tensione Stellata E). In questo caso, il modello di arco utilizzato, crea una riproduzione del fenomeno delle fluttuazioni di tensione simulando praticamente tre resistenze d'arco (una per fase) attraverso tre generatori pilotati in tensione.

6.2.1 SIMULAZIONE DI FLUTTUAZIONI DI TENSIONE SINUSOIDALI

La prima cosa da verificare riguarda il comportamento del modello di forno ad arco trifase derivato da quello monofase del capitolo 4.6, basato sulle equazioni di *Cassie* e di *Mayr*. I principali parametri utilizzati per le simulazioni sono di seguito riepilogati:

RIEPILOGO DATI SIMULAZIONI		
Tensione media d'arco	E_0	390 V
Reattanze serie	-	100%
Tensione nominale secondaria	U_{20EAF}	984
Modulante fluttuazioni di tensione	$f_{Flicker}$	10 Hz
Potenza cortocircuito rete	$S_{CC-Rete}$	3831 MVA
Tempo di simulazione	T_s	10 secondi
Ampiezza fluttuazioni della tensione d'arco	ΔV	150 V

TABELLA 6.1 RIEPILOGO DATI UTILIZZATI NELLE SIMULAZIONI

La modulazione in ampiezza viene fatta con tre sinusoidi, con frequenza di 10Hz, sfasate di 120° elettrici. Fatte quindi le opportune premesse, passiamo all'analisi vera e propria dei risultati ottenuti, illustrando come variano nel tempo le diverse grandezze caratteristiche della rete:

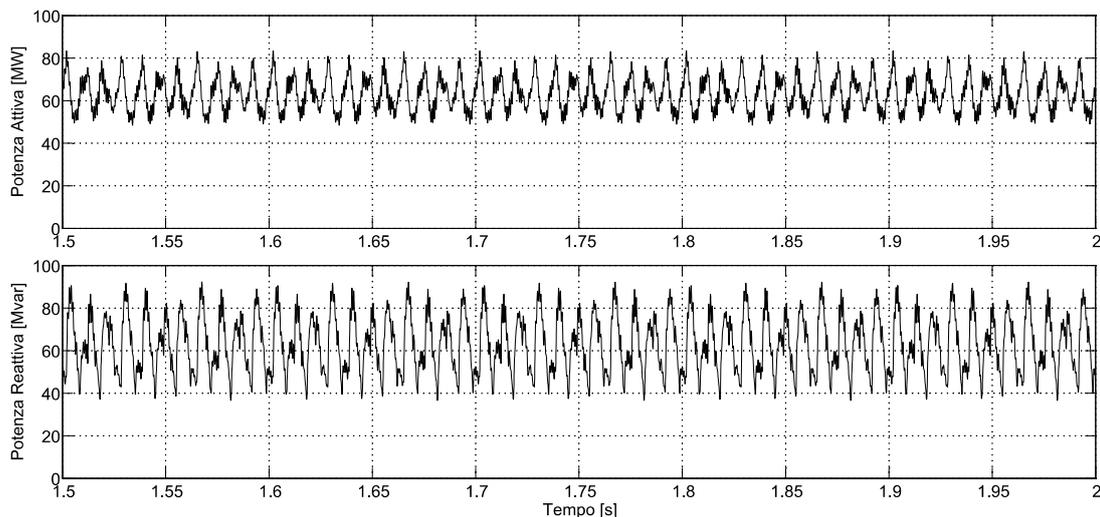


FIGURA 6.2 POTENZA TRIFASE ISTANTANEA (ATTIVA E REATTIVA) DEL FORNO AD ARCO

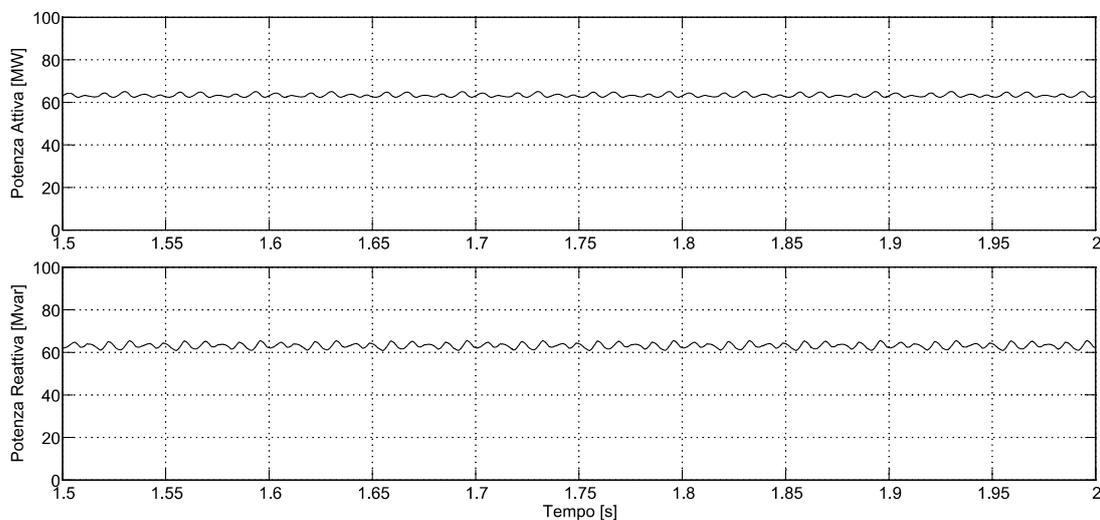


FIGURA 6.3 POTENZA TRIFASE MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) DEL FORNO AD ARCO.

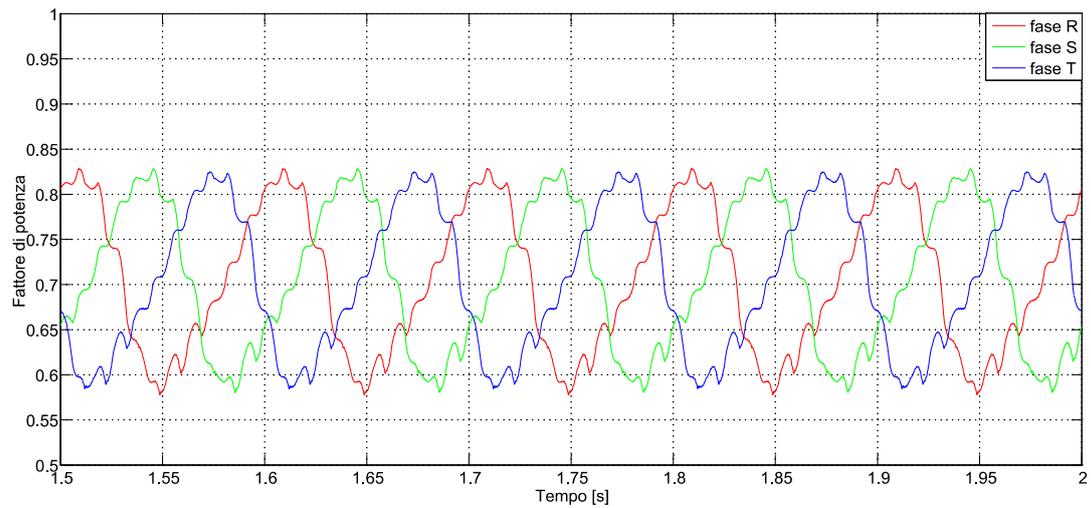


FIGURA 6.4 FATTORE DI POTENZA DELLA RETE ALLA SBARRA DI MEDIA TENSIONE

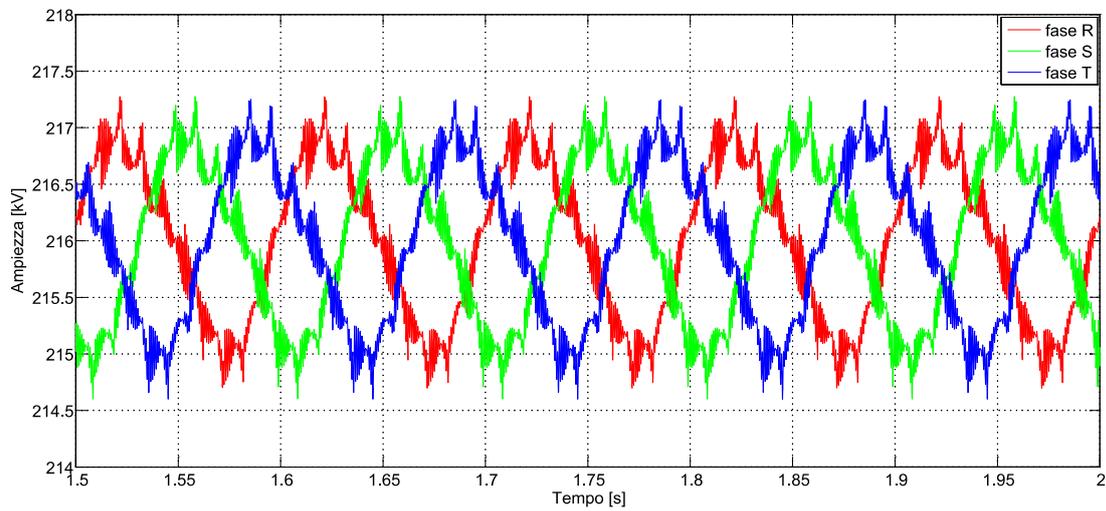


FIGURA 6.5 TENSIONE EFFICACE RILEVATA AL PCC

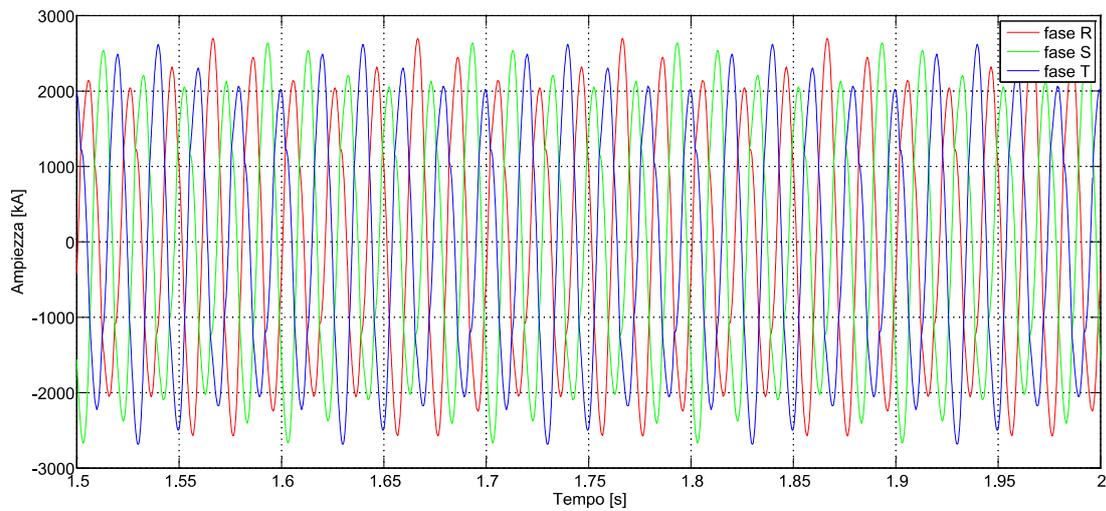


FIGURA 6.6 CORRENTE ASSORBITA DAL PRIMARIO DEL TRASFORMATORE DA FORNO

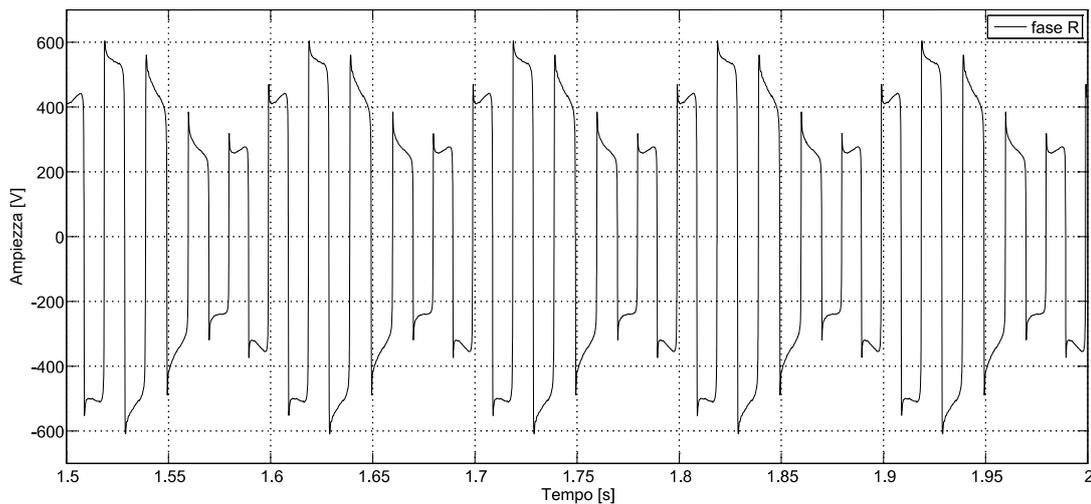


FIGURA 6.7 TENSIONE D'ARCO DELLA FASE R.

Il comportamento del modello implementato rispetta gli obiettivi che ci siamo posti inizialmente: osservando gli andamenti caratteristici notiamo come sia presente una fluttuazione sinusoidale della tensione d'arco che si ripercuote su correnti e fattore di potenza. Tuttavia, se osserviamo la potenza reattiva di figura 6.3, possiamo vedere come un carico basato su questa tipologia di fluttuazioni presenta una potenza reattiva media costante: tale situazione non accade nella realtà e quindi si tratta di un modello approssimato che però torna utile se vogliamo testare la capacità di compensazione del SVC.

6.2.2 SIMULAZIONE DI FLUTTUAZIONI DI TENSIONE CASUALI

Il passo successivo, dopo aver implementato il modello di *Cassie e Mayr* trifase con fluttuazioni sinusoidali, riguarda la costruzione di un modello trifase partendo dall'equivalente monofase caratterizzato da un comportamento casuale della tensione d'arco sia in frequenza che in ampiezza. Nella presentazione delle forme d'onda, rispetto al caso sinusoidale precedente viene considerato un intervallo temporale di osservazione maggiore in quanto non otteniamo andamenti ripetitivi durante il funzionamento. Dal punto di vista pratico, non avendo molti dati relativi alle grandezze caratteristiche di un forno ad arco reale durante il suo funzionamento, l'unica cosa che possiamo affermare riguarda la congruenza del modello con la teoria che descrive il forno ad arco durante il suo funzionamento. Le forme d'onda che otteniamo vengono riportate di seguito.

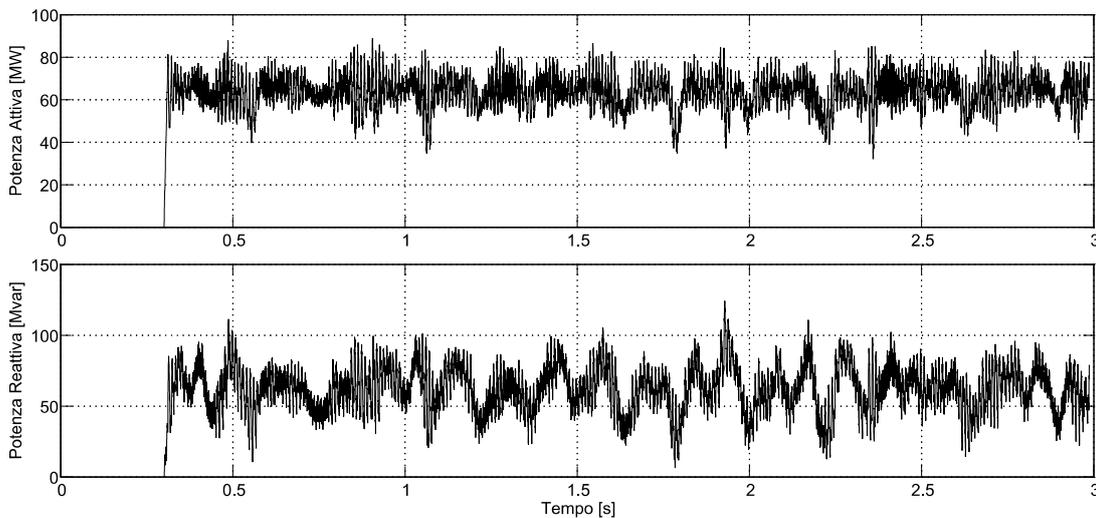


FIGURA 6.8 POTENZA TRIFASE ISTANTANEA (ATTIVA E REATTIVA) DEL FORNO AD ARCO

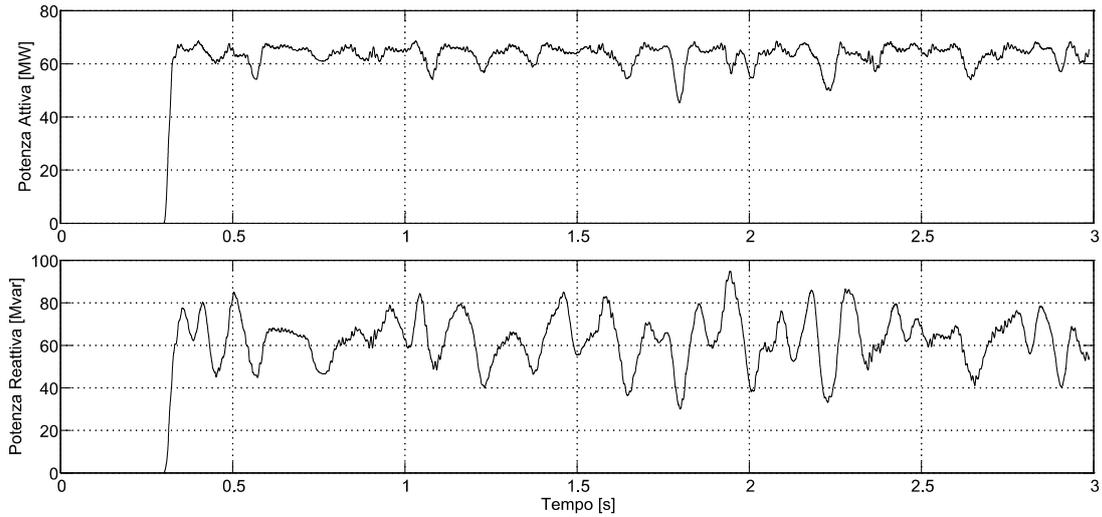


FIGURA 6.9 POTENZA TRIFASE MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) DEL FORNO AD ARCO

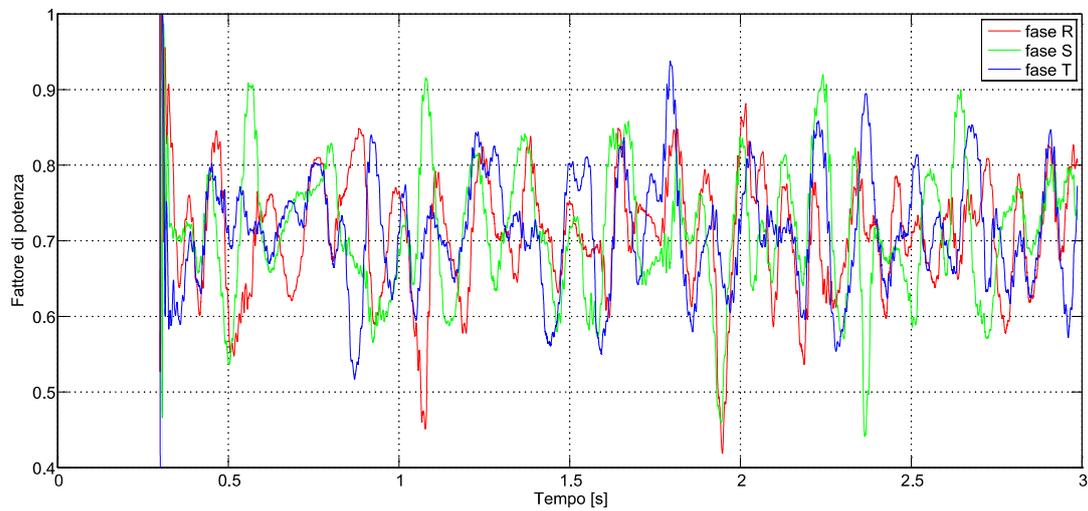


FIGURA 6.10 FATTORE DI POTENZA DELLA RETE RILEVATO ALLA SBARRA DI MEDIA TENSIONE

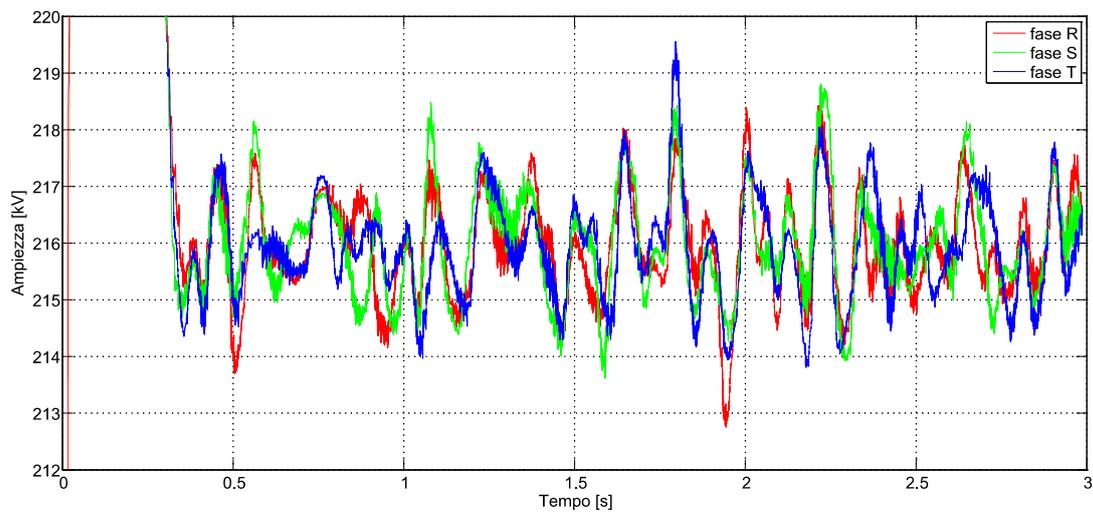


FIGURA 6.11 VALORE EFFICACE DELLA TENSIONE AL PCC

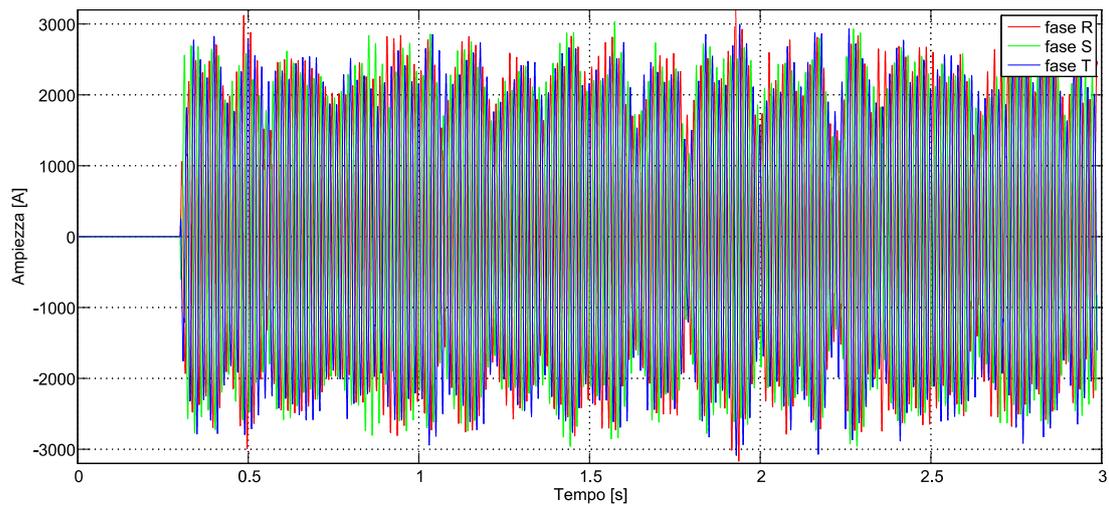


FIGURA 6.12 CORRENTE ASSORBITA DAL PRIMARIO DEL TRASFORMATORE DA FORNO

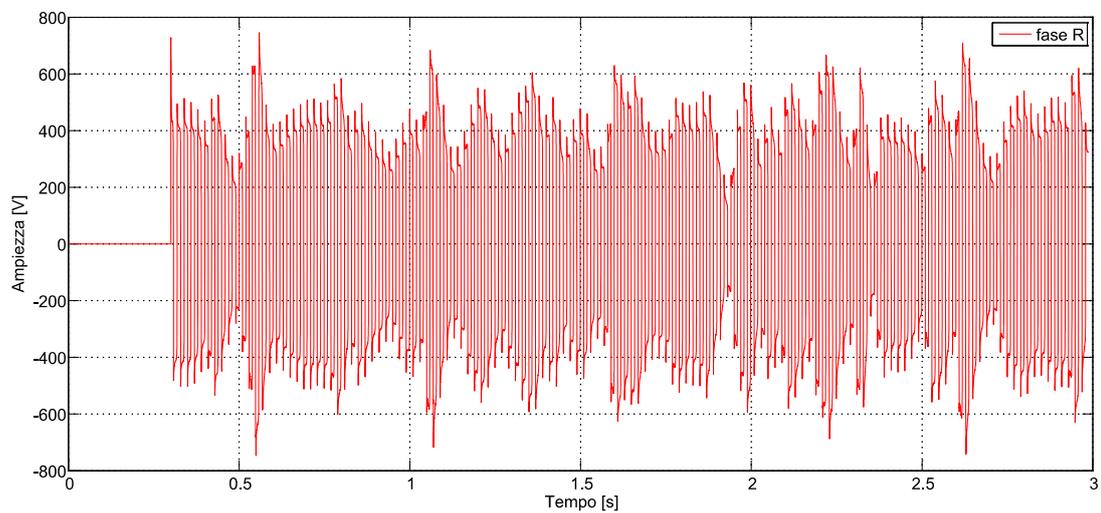


FIGURA 6.13 TENSIONE D'ARCO DELLA FASE R

Dall'analisi dei risultati delle simulazioni fatte, si può notare la sostanziale differenza tra il modello di fluttuazione sinusoidale e il modello di fluttuazione casuale della tensione d'arco.

6.3 SIMULAZIONE DELLO STATIC VAR COMPENSATOR

In questo paragrafo approfondiremo le caratteristiche di funzionamento di un SVC collegato alla rete di alimentazione. I principali dati di progetto sono stati già presentati nel capitolo precedente.

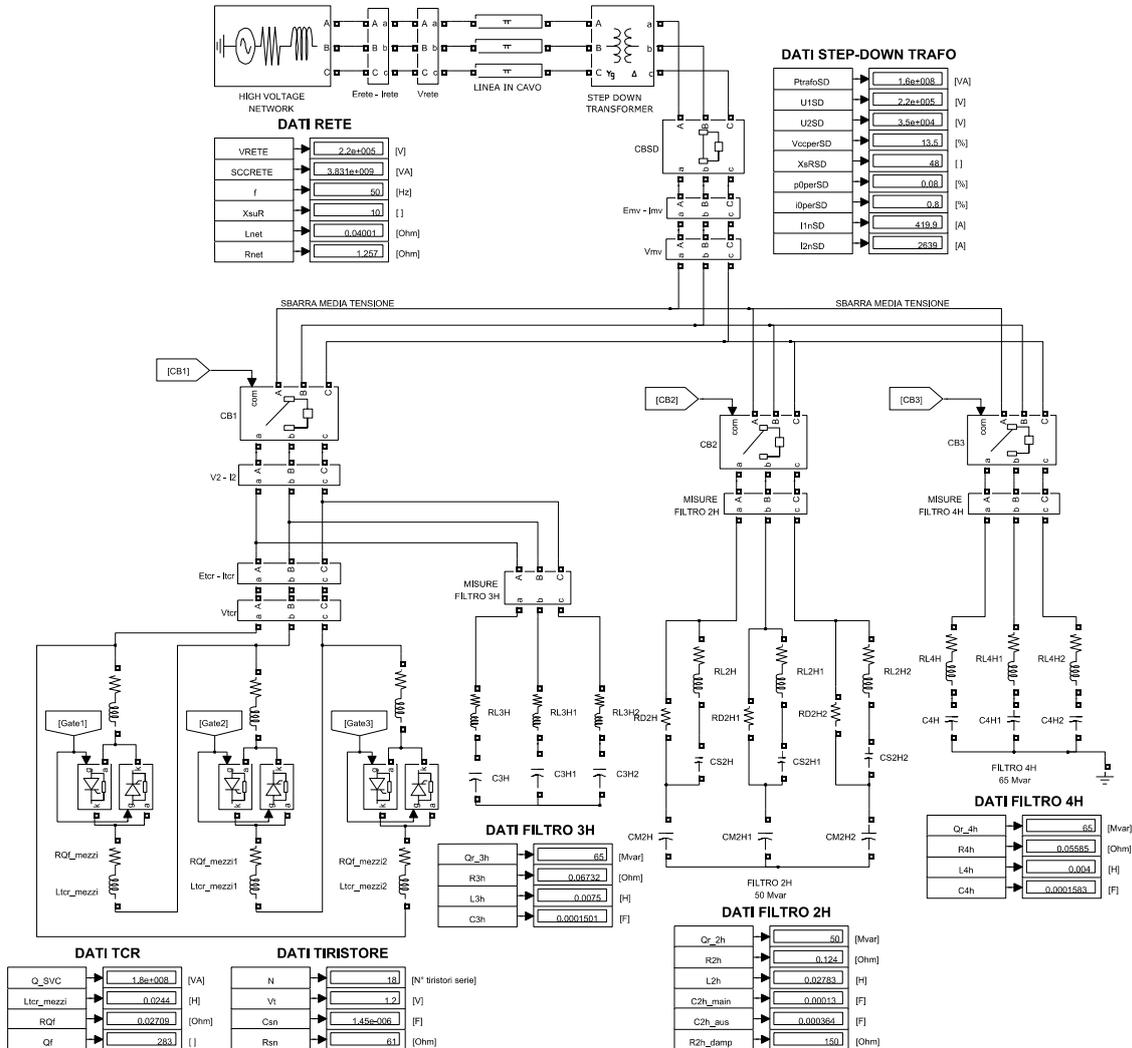


FIGURA 6.14 SCHEMA DEL MODELLO DEL COMPENSATORE STATICO COSTRUITO IN MATLAB-SIMULINK

Le grandezze fornite al sistema di controllo vengono misurate alla sbarra di media tensione e non al PCC: quindi sia l'anello chiuso che l'anello aperto funzionano compensando la media tensione. Si precisa inoltre che, anche in questo caso, per il corretto funzionamento del modello è stata necessaria la connessione di un centro stella a terra.

6.3.1 FORME D'ONDA DURANTE IL FUNZIONAMENTO

Per descrivere correttamente il funzionamento illustreremo come viene fatta una sequenza di inserzione del TCR, del filtro di seconda armonica e quello di quarta armonica. Per la scelta degli istanti temporali di inserzione (chiusura dei rispettivi interruttori) bisogna precisare che, a causa della complessità del modello implementato e del tempo impiegato dal calcolatore per svolgere i calcoli, si ritiene opportuno ravvicinare in pochi secondi la chiusura

di tutti gli interruttori. A tal proposito presentiamo nella seguente tabella i tempi di commutazione degli interruttori (Circuit Breaker):

TEMPI SEQUENZA DI CHIUSURA INTERRUTTORI	
CBLOAD	-
CB1	0.1 s
CB2	0.4 s
CB3	0.7 s

TABELLA 6.2 RIEPILOGO TEMPI DI CHIUSURA INTERRUTTORI

Iniziamo la presentazione delle forme d'onda considerando in primo luogo la potenza attiva e reattiva dei principali componenti alimentati dalla rete:

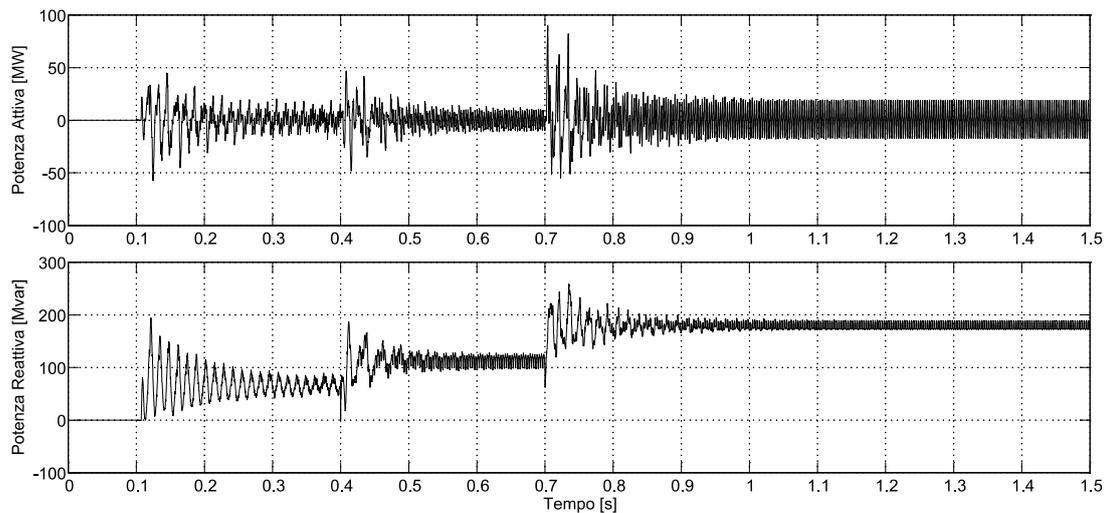


FIGURA 6.15 POTENZA TRIFASE ISTANTANEA (ATTIVA E REATTIVA) AI CAPI DEL TCR.

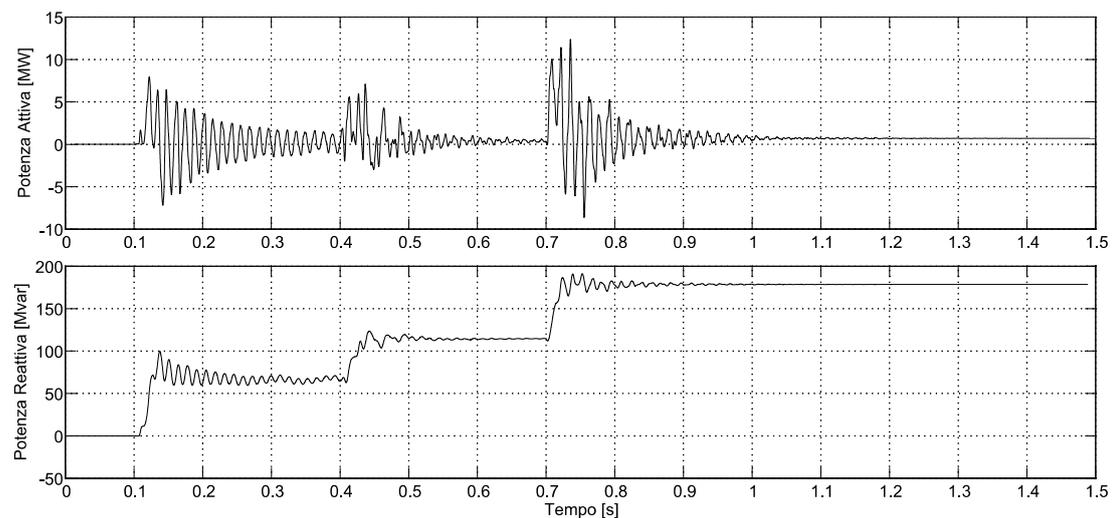


FIGURA 6.16 POTENZA TRIFASE MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) AI CAPI DEL TCR

Come possiamo vedere dalle figure, ad ogni inserzione di un filtro si verifica un incremento della potenza reattiva capacitiva e un contemporaneo incremento della potenza reattiva induttiva generata dal TCR per la compensazione. Tale fatto è ancora più evidente nella figura successiva dove viene mostrata la potenza misurata alla sbarra di media tensione e successivamente al PCC:

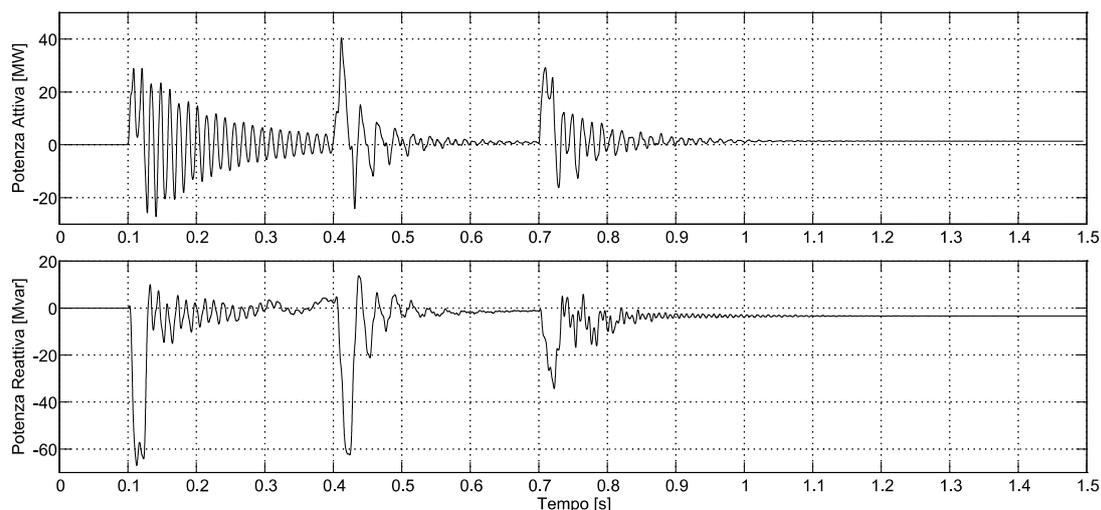


FIGURA 6.17 POTENZA TRIFASE MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) ALLA SBARRA MV

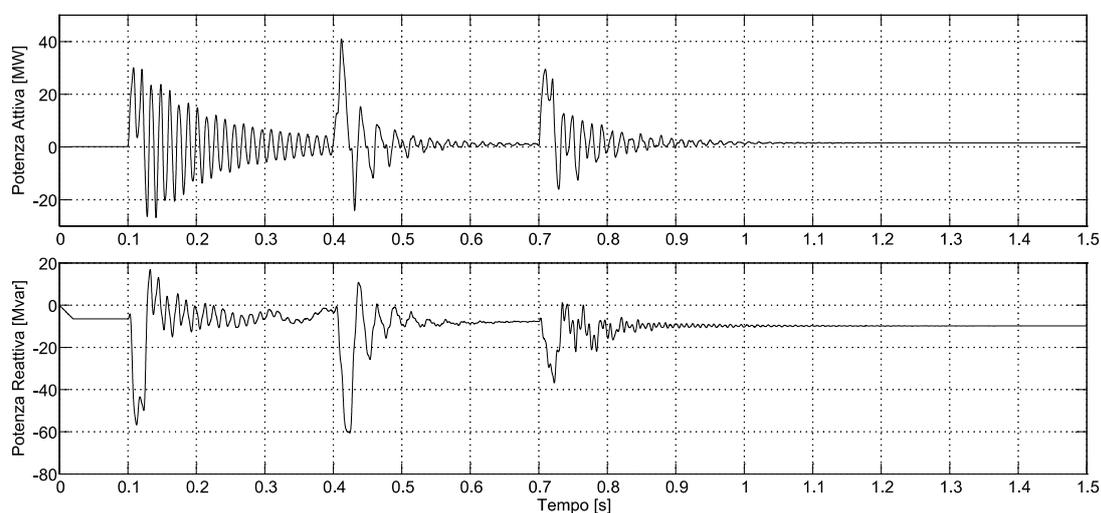


FIGURA 6.18 POTENZA TRIFASE MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) AL PCC

Sulla potenza reattiva rilevata nel punto di accoppiamento comune bisogna fare una breve analisi: come si può evidenziare dalla figura sopra, la potenza reattiva risulta essere di tipo capacitivo e di entità non trascurabile (circa 10 Mvar capacitivi). Tale aumento di potenza reattiva rispetto alla misura sulla sbarra di media tensione è giustificato dalla presenza della linea di alimentazione in cavo. Il funzionamento con potenza capacitiva (quindi in anticipo), come il funzionamento a basso fattore di potenza, non è tollerato e quindi sicuramente tale aspetto deve essere necessariamente verificato.

Nel funzionamento reale non si ha il solo funzionamento del compensatore, ma vi sono notevoli servizi attivi (motori elettrici, illuminazione, etc.) e quindi tale potenza potrebbe avere la funzione di rifasamento, a meno che non sia progettato un banco di condensatori per il rifasamento di ogni carico. Una soluzione al problema potrebbe essere l'aumento della potenza reattiva induttiva che il TCR è in grado di fornire in modo tale da poter compensare correttamente non solo la potenza reattiva capacitiva dei filtri, ma anche la potenza reattiva capacitiva prodotta dalla linea in cavo. Passiamo ora dalle potenze alla tensione della rete e alle correnti:

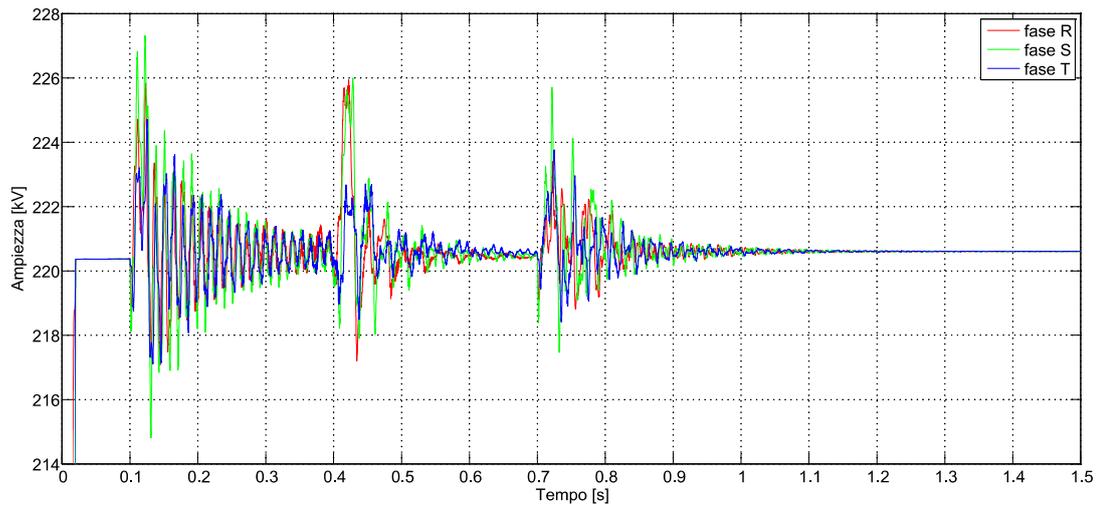


FIGURA 6.19 VALORE EFFICACE DELLE TENSIONI RILEVATE AL PCC

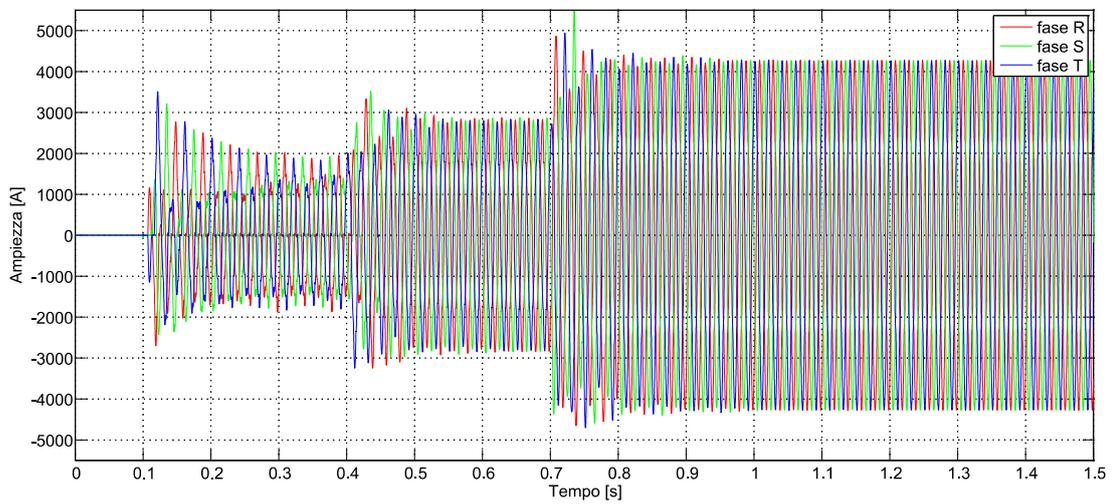


FIGURA 6.20 CORRENTI DI LINEA ASSORBITE DAL TCR

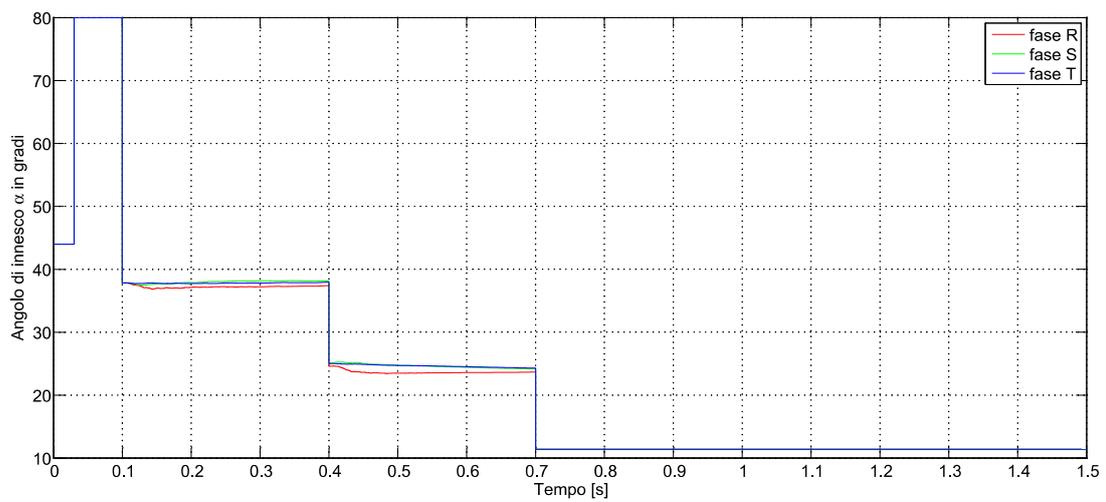


FIGURA 6.21 ANGOLI DI INNESCO DEL TCR

6.4 LA COMPENSAZIONE DI FLUTTUAZIONI DI TENSIONE SINUSOIDALI

Dopo aver visto ed analizzato singolarmente il comportamento del modello di carico e del modello di SVC con Matlab-Simulink, possiamo passare alla simulazione del sistema complessivo. Nella presentazione dei risultati utilizzeremo la strategia di misura della reattiva nota come "Metodo C" (vedi capitolo 3).

6.4.1 LA COSTRUZIONE DEL CIRCUITO IN SIMULINK

Riportiamo di seguito lo schema circuitale dei singoli componenti della rete di alimentazione del forno elettrico e del relativo SVC:

- Rete in alta tensione e trasformatore abbassatore (HV-MV).

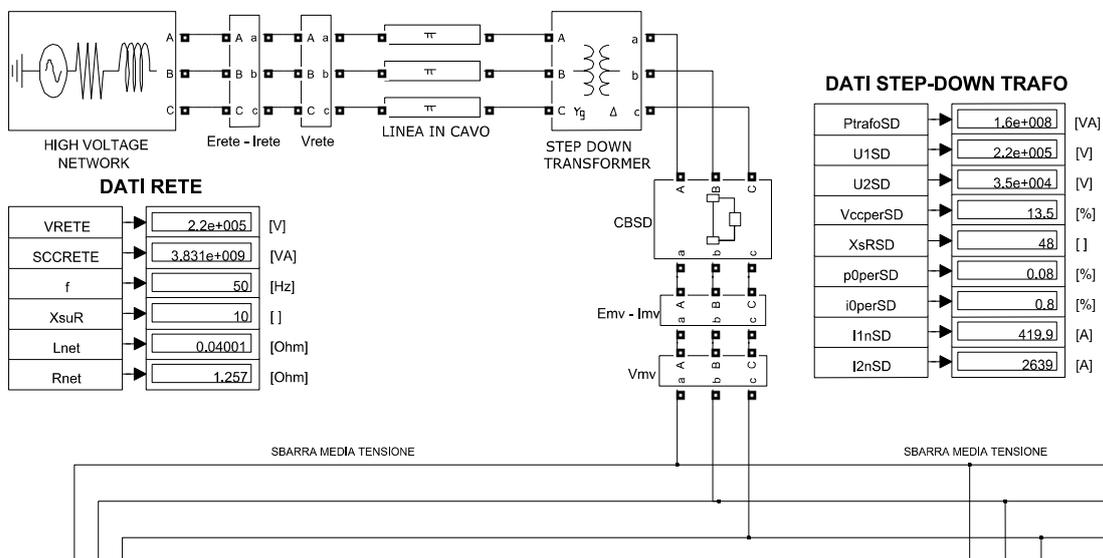


FIGURA 6.22 MODELLO DELLA RETE IN ALTA TENSIONE CON TRASFORMATORE ABBASSATORE (HV-MV) IN MATLAB-SIMULINK

- Rete di alimentazione del forno ad arco.

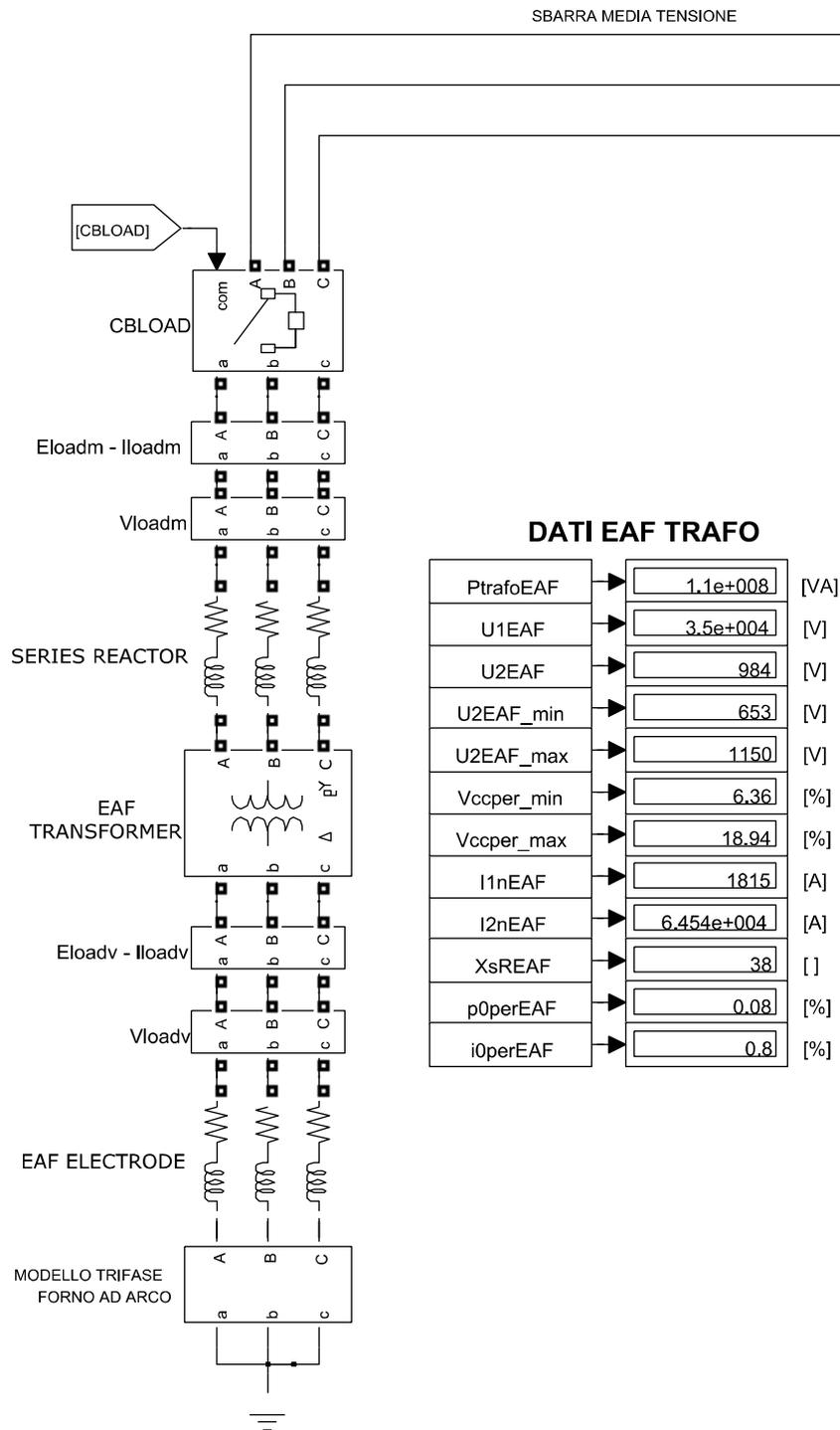


FIGURA 6.23 MODELLO DELLA RETE DI ALIMENTAZIONE DEL FORNO AD ARCO IN MATLAB-SIMULINK

- Ramo TCR e filtro di terza armonica.

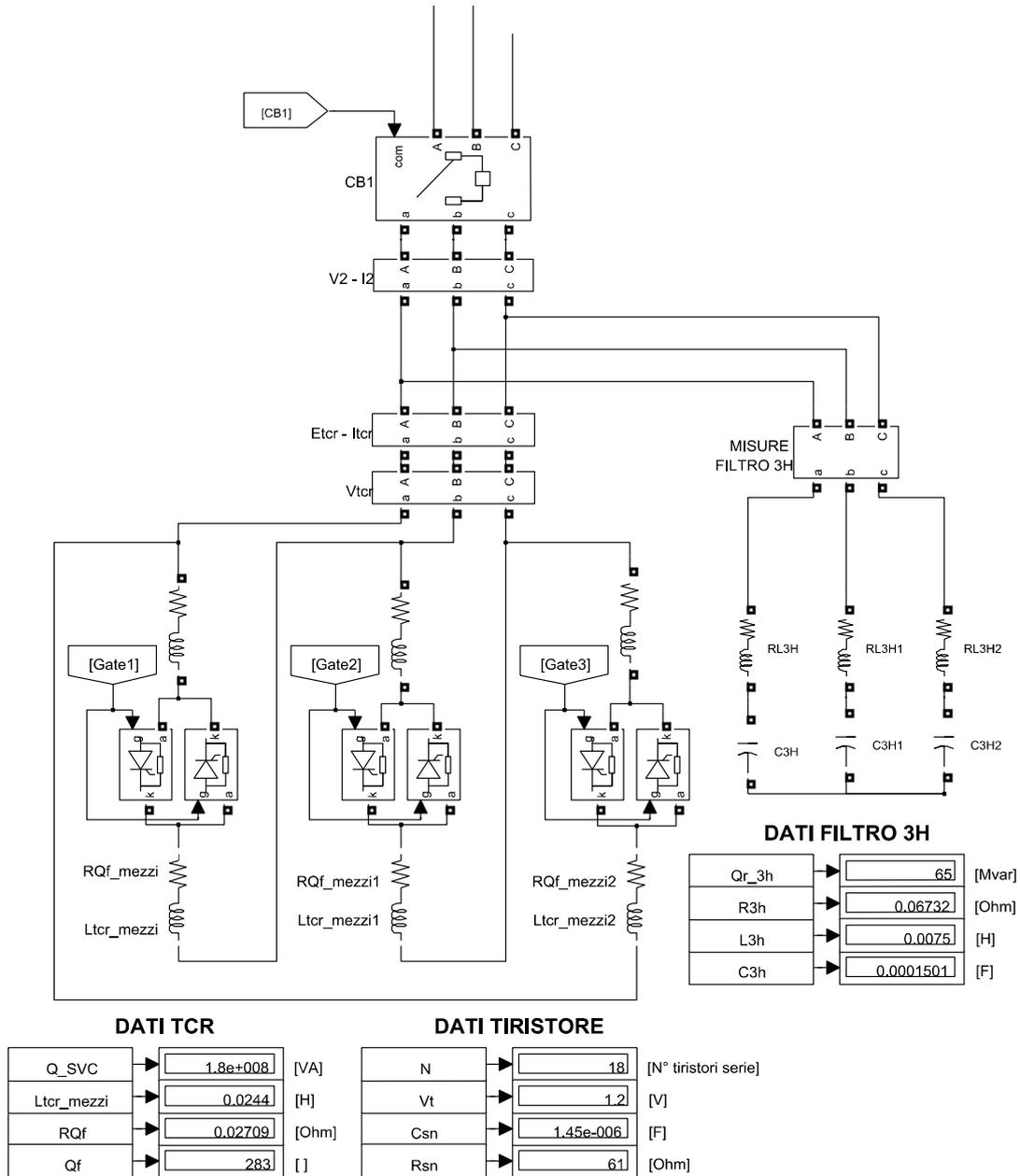


FIGURA 6.24 MODELLO DEL TCR CON ANNESSO FILTRO DI TERZA ARMONICA IN MATLAB-SIMULINK

- *Banchi filtro di seconda armonica e quarta armonica.*

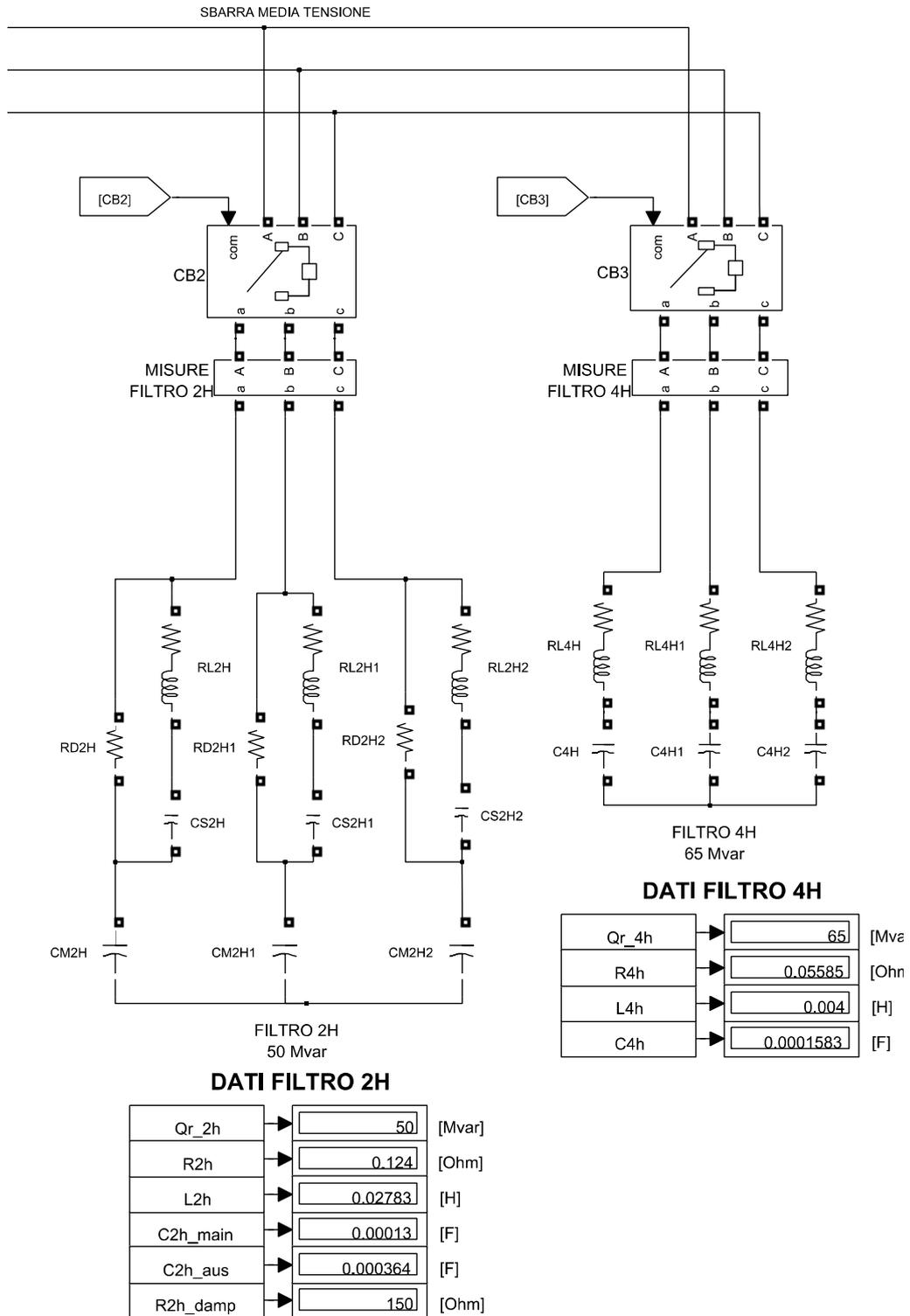


FIGURA 6.25 MODELLO DEI BANCHI FILTRO DI SECONDA ARMONICA E DI QUARTA ARMONICA IN MATLAB-SIMULINK

6.4.2 ANDAMENTI DELLE PRINCIPALI GRANDEZZE ELETTRICHE

Prendiamo ora in esame il circuito completo, costituito da entrambi i modelli, e riportiamo le forme d'onda che maggiormente caratterizzano la rete elettrica in questione. Per quanto riguarda i parametri delle simulazioni del modello di forno sono quelli evidenziati nel paragrafo 6.2, mentre, per il modello di SVC vengono usati i parametri riportati nel paragrafo 6.3.

La modulazione della tensione in ampiezza è ciclica e quindi le forme d'onda sono ripetitive nel tempo (stiamo infatti parlando del modello che simula le fluttuazioni di tensione con un senoide alla frequenza di 10 Hz). Per facilitare la comprensione dei grafici, vengono riportate le forme d'onda per un intervallo temporale pari a 1.5 secondi: non ha infatti senso riportare le forme d'onda per un intervallo più ampio in quanto gli andamenti con fluttuazioni sinusoidali sono ripetitivi nel tempo.

Iniziamo la presentazione dei risultati dalle potenze in gioco nella rete nei diversi punti:

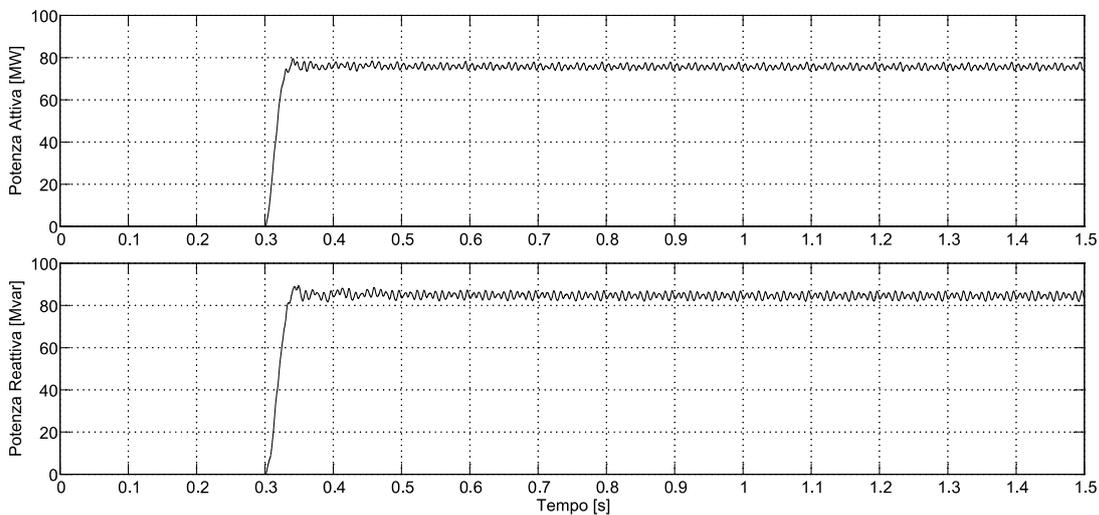


FIGURA 6.26 POTENZA MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) ASSORBITA DAL FORNO AD ARCO

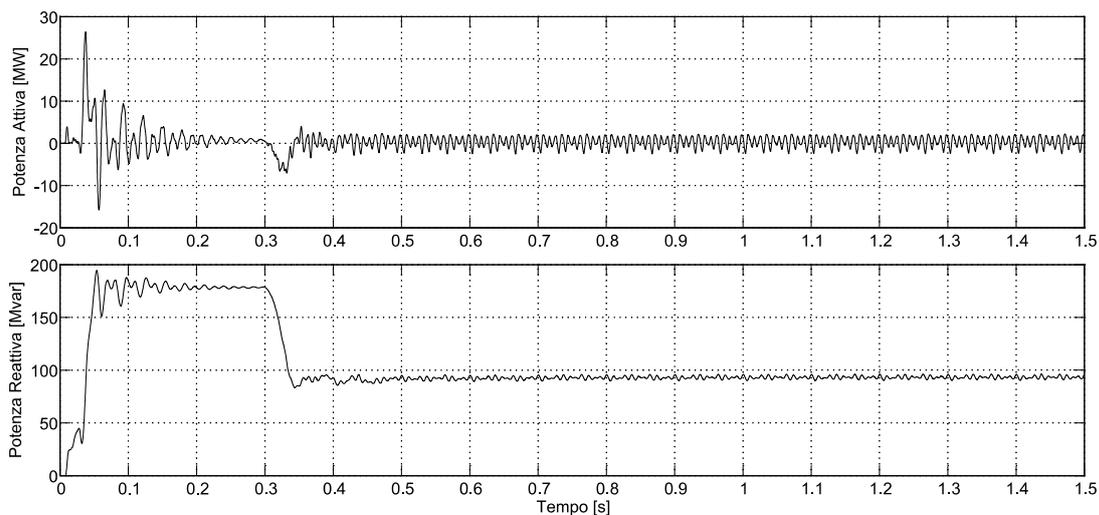


FIGURA 6.27 POTENZA MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) ASSORBITA DAL TCR

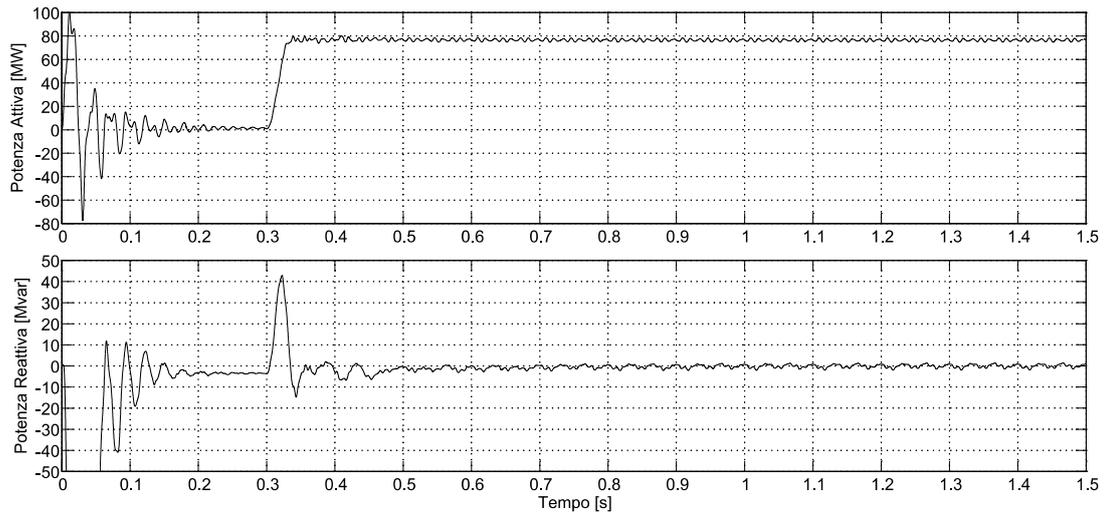


FIGURA 6.28 POTENZA MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) RILEVATA ALLA SBARRA DI MEDIA

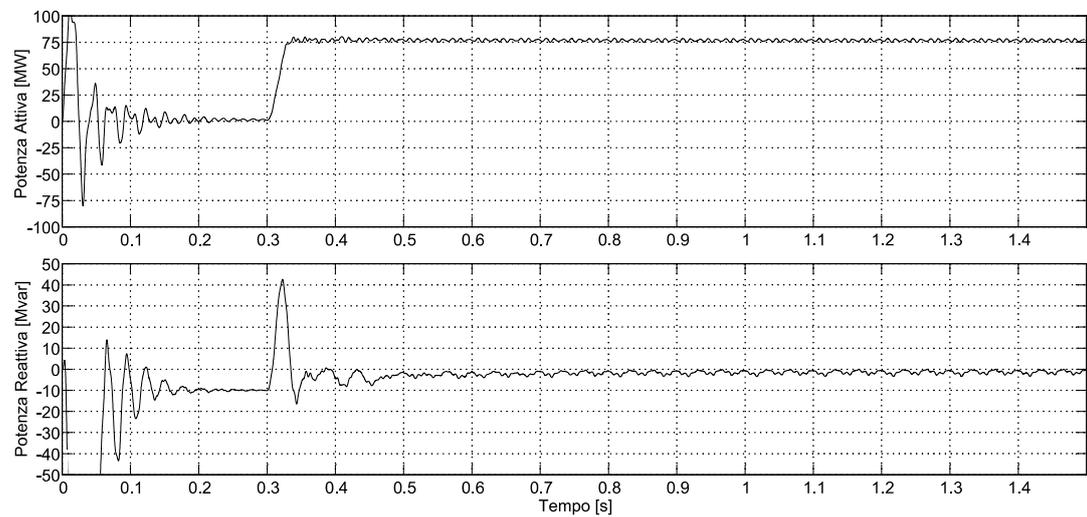


FIGURA 6.29 POTENZA MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) MISURATA AL PCC

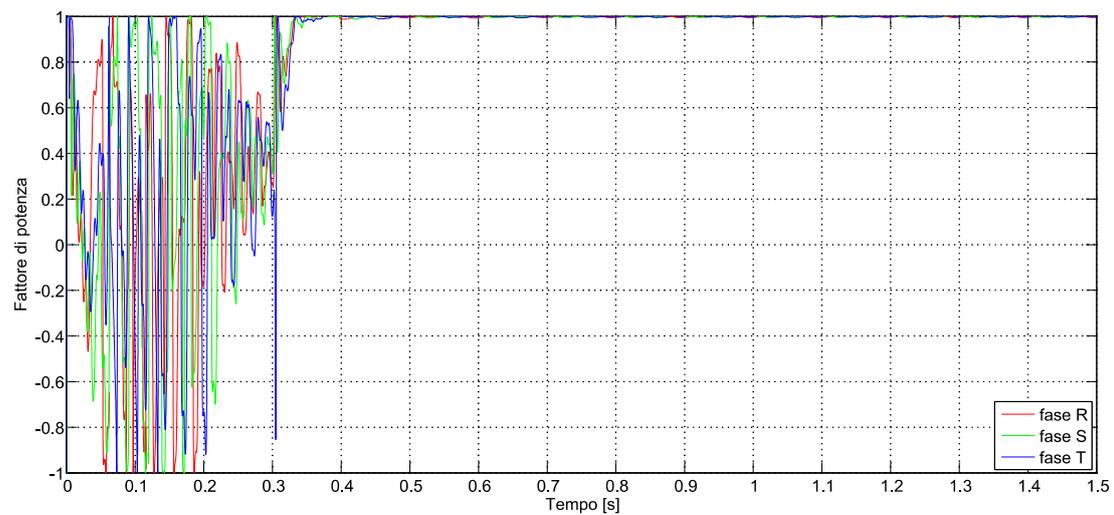


FIGURA 6.30 FATTORE DI POTENZA RILEVATO ALLA SBARRA DI MEDIA TENSIONE

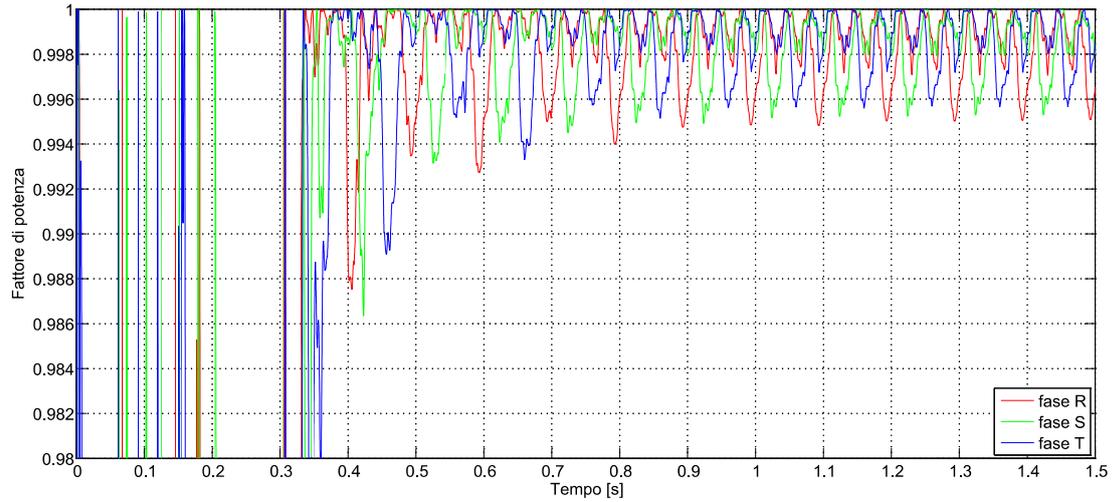


FIGURA 6.31 DETTAGLIO DELLE VARIAZIONI DEL FATTORE DI POTENZA RILEVATO ALLA SBARRA DI MEDIA TENSIONE

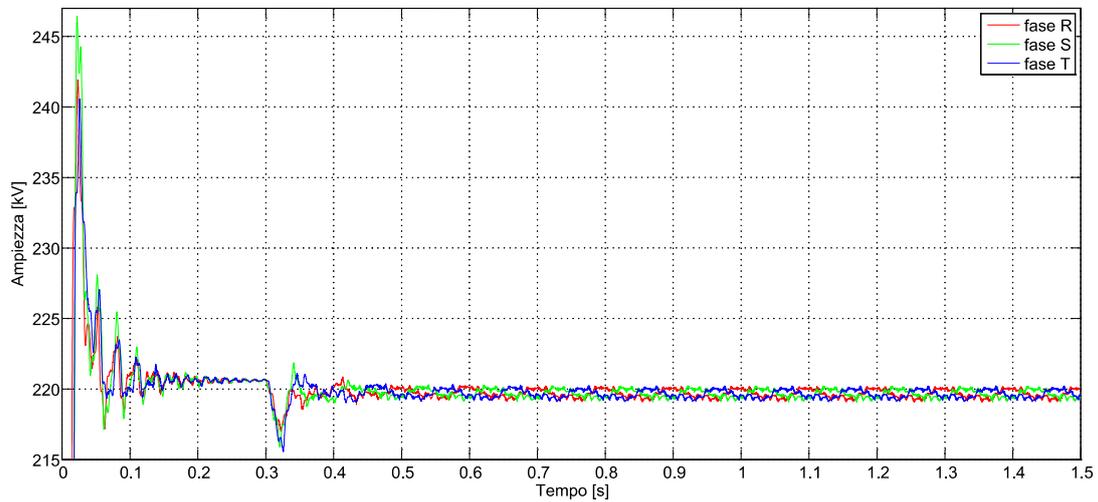


FIGURA 6.32 TENSIONE IN VALORE EFFICACE ALLA SBARRA DI MEDIA TENSIONE

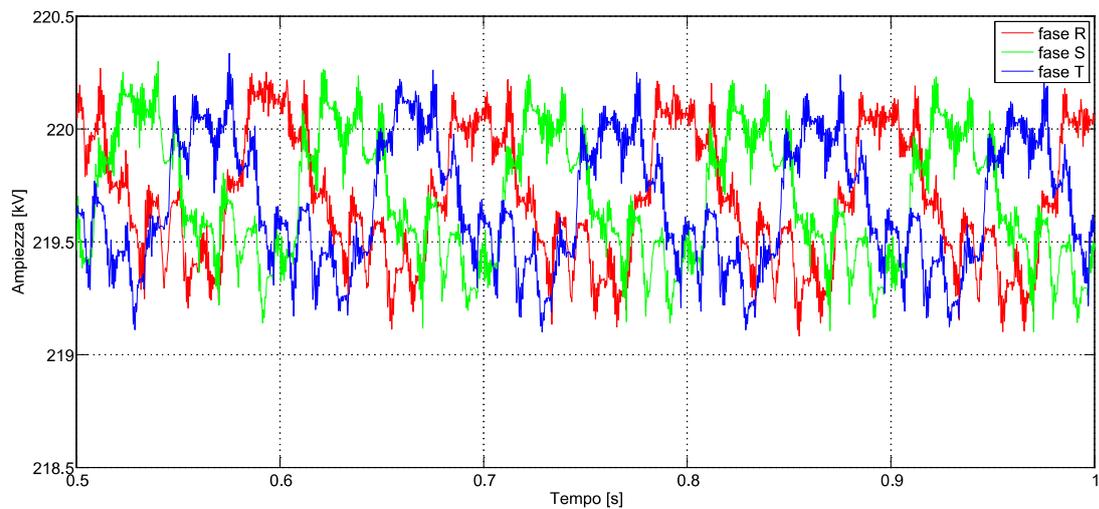


FIGURA 6.33 DETTAGLIO DELLE VARIAZIONI DI TENSIONE IN VALORE EFFICACE AL PUNTO DI ACCOPPIAMENTO COMUNE PCC

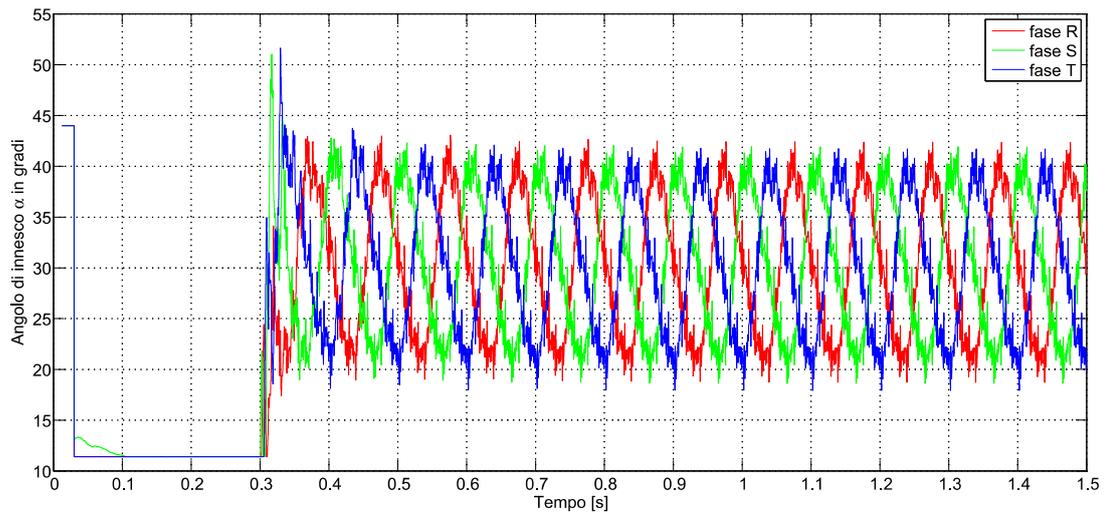
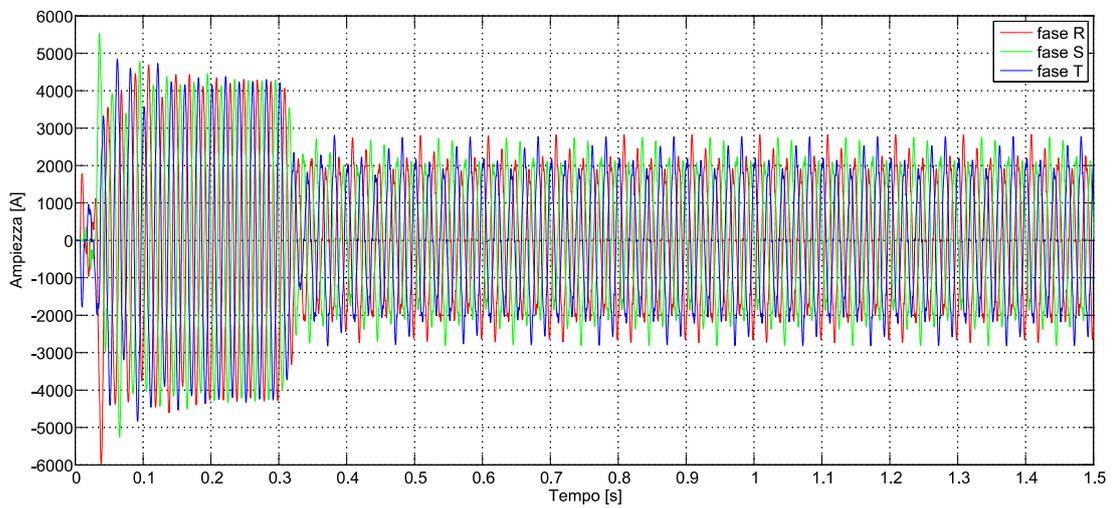
FIGURA 6.34 ANGOLO DI INNESCO α DEL TCR

FIGURA 6.35 CORRENTE DI LINEA ASSORBITA DAL TCR

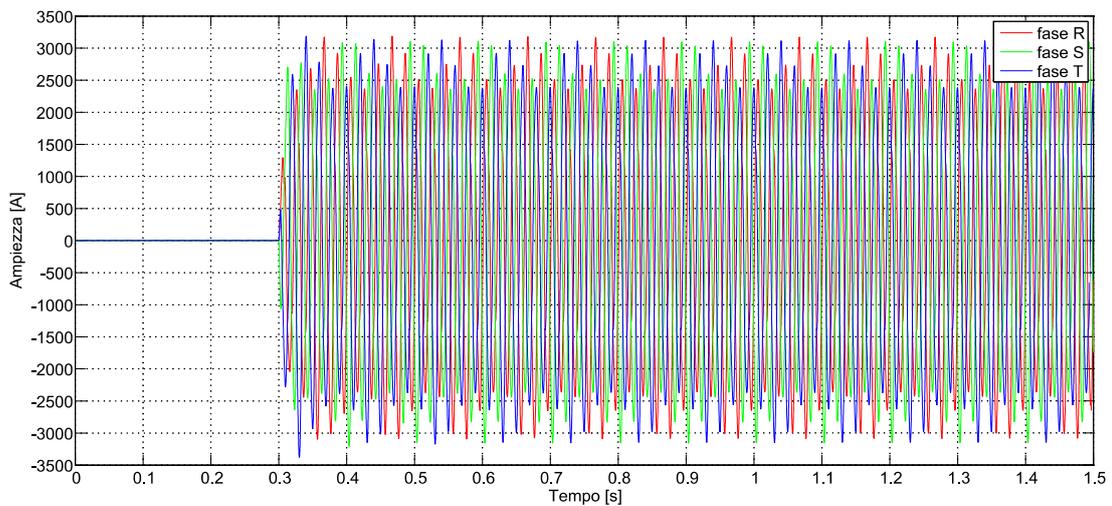


FIGURA 6.36 CORRENTE DI LINEA ASSORBITA DAL FORNO AD ARCO RILEVATA AL PRIMARIO DEL TRSAFORMATORE DA FORNO

6.5 CONFRONTO ALGORITMI CON FLICKER SINUSOIDALE

6.5.1 IL CALCOLO DEL P_{st} CON FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 5 Hz

Abbiamo già visto nel capitolo 2 come funziona lo strumento di misura delle fluttuazioni di tensione e la verifica della corretta implementazione in Matlab: non ci resta che valutare quindi i risultati, in termini di P_{st} , per le simulazioni fatte. Nel capitolo 3 abbiamo visto inoltre diversi metodi per il calcolo della componente reattiva (potenza o corrente): è possibile fare un confronto basato sul calcolo del P_{st} per ciascun metodo e valutare il miglior algoritmo per il controllo del compensatore. Ricordo inoltre che ogni algoritmo di misura è accompagnato da una opportuna rete di filtraggio che determina anche la rapidità di risposta della catena di controllo (tale tempo di ritardo può essere determinante ai fini di una compensazione corretta).

Di seguito quindi presenteremo i risultati, in termini di P_{st} , che riepilogano il diverso comportamento della capacità di compensazione di un SVC in funzione della potenza assorbita dal carico (tensione media d'arco) e della frequenza della modulante sinusoidale. Una importante considerazione può essere fatta in merito alla scelta dei valori medi della tensione d'arco: se utilizziamo una bassa tensione d'arco significa che stiamo simulando quel funzionamento del forno che caratterizza la prima fase della fusione (elevate correnti assorbite causate da frequenti cortocircuiti). Se invece utilizziamo una elevata tensione d'arco significa praticamente incrementare la resistenza d'arco fino al limite della conduzione continua (già a 450 ± 150 si manifesta in qualche istante la conduzione discontinua).

Nelle tabelle successive vengono riportati i singoli indici di severità del flicker di breve periodo per ciascuna fase della rete (R,S,T): accanto ai singoli indici viene calcolato il P_{st} medio (calcolato come media aritmetica dei 3 P_{st}) e infine il fattore di riduzione delle fluttuazioni calcolato come rapporto tra il P_{st} medio del caso non compensato diviso il P_{st} medio del rispettivo caso compensato.

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P_{st} R	P_{st} S	P_{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	1.72	1.72	1.72	1.72	-	OFF
300	1.71	1.70	1.70	1.70	-	OFF
350	1.68	1.68	1.67	1.67	-	OFF
400	1.62	1.62	1.62	1.62	-	OFF
450	1.53	1.54	1.53	1.53	-	OFF
500	1.44	1.47	1.44	1.45	-	OFF

TABELLA 6.3 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 5 Hz CON SVC SPENTO

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P_{st} R	P_{st} S	P_{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	0.22	0.22	0.22	0.22	7.93	ON
300	0.28	0.28	0.28	0.28	6.10	ON
350	0.40	0.40	0.40	0.40	4.17	ON
400	0.45	0.45	0.45	0.45	3.63	ON
450	0.66	0.66	0.66	0.66	2.32	ON
500	1.08	1.08	1.08	1.08	1.34	ON

TABELLA 6.4 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 5 Hz UTILIZZANDO "METODO A"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	0.48	0.48	0.48	0.48	3.58	ON
300	0.48	0.48	0.48	0.48	3.57	ON
350	0.54	0.54	0.54	0.54	3.08	ON
400	0.53	0.53	0.53	0.53	3.06	ON
450	0.73	0.72	0.72	0.72	2.11	ON
500	0.99	1.00	0.99	0.99	1.46	ON

TABELLA 6.5 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 5 HZ UTILIZZANDO IL "METODO A CON FILTRI MODIFICATI"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	0.60	0.61	0.61	0.61	2.84	ON
300	0.53	0.53	0.53	0.53	3.20	ON
350	0.56	0.56	0.56	0.56	2.99	ON
400	0.49	0.49	0.49	0.49	3.33	ON
450	0.69	0.69	0.68	0.68	2.24	ON
500	0.92	0.93	0.92	0.92	1.57	ON

TABELLA 6.6 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 5 HZ UTILIZZANDO IL "METODO B CON CATENA FILTRI DI ORDINE ELEVATO"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	0.48	0.48	0.48	0.48	3.59	ON
300	0.40	0.41	0.40	0.41	4.20	ON
350	0.42	0.42	0.41	0.42	4.02	ON
400	0.26	0.26	0.26	0.26	6.23	ON
450	0.46	0.46	0.46	0.46	3.33	ON
500	0.67	0.68	0.67	0.68	2.14	ON

TABELLA 6.7 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 5 HZ UTILIZZANDO IL "METODO B CON CATENA FILTRI DI ORDINE BASSO"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	0.54	0.54	0.53	0.53	3.22	ON
300	0.52	0.51	0.51	0.51	3.33	ON
350	0.44	0.43	0.44	0.44	3.81	ON
400	0.37	0.38	0.37	0.37	4.38	ON
450	0.67	0.64	0.65	0.65	2.34	ON
500	0.86	0.86	0.85	0.85	1.70	ON

TABELLA 6.8 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 5 HZ UTILIZZANDO IL "METODO C"

Sempre per facilitare la comprensione dei risultati è possibile tracciare delle curve che riportano il valore di Pst medio per ciascun valore della tensione media d'arco. Dal grafico risulta evidente come, per disturbi caratterizzati da variazioni a bassa frequenza, tutti i metodi di controllo implementati nel modello di SVC si comportano in modo corretto

riducendo le fluttuazioni della tensione rilevate nel punto di accoppiamento comune. La riduzione della capacità di compensazione che manifestano tutti gli algoritmi a partire da 450 ± 150 V come tensione media d'arco è dovuta principalmente alla comparsa del fenomeno della conduzione discontinua della corrente del forno ad arco.

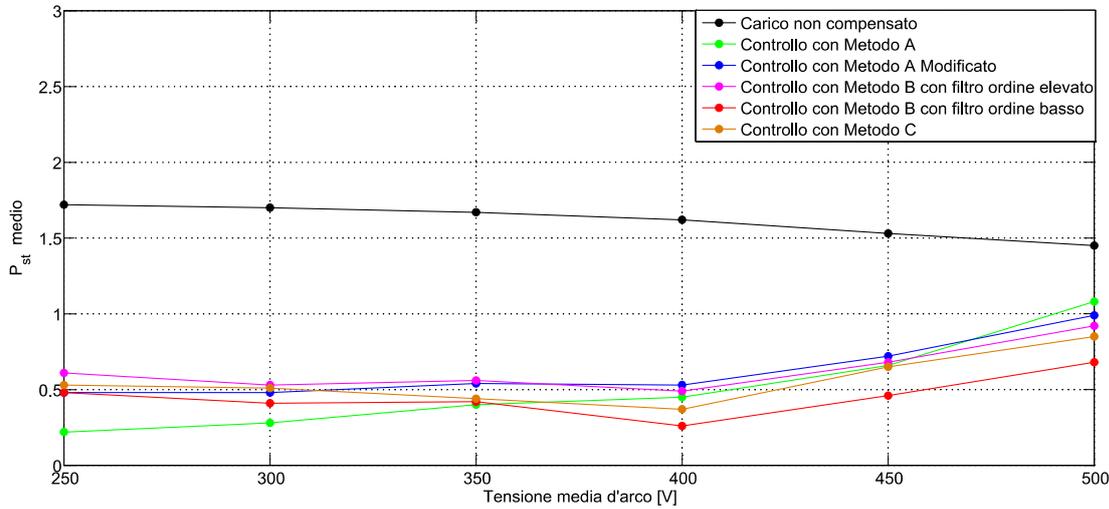


FIGURA 6.37 CONFRONTO TRA I METODI DI CALCOLO DELLE COMPONENTI REATTIVE CON FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 5 Hz

6.5.2 IL CALCOLO DEL P_{st} CON FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 10 Hz

Riportiamo di seguito i risultati che si ottengono svolgendo la medesima analisi del paragrafo precedente variando da 5 a 10 Hz la frequenza delle fluttuazioni sinusoidali di tensione: dal punto di vista pratico incremento la velocità con cui avvengono le variazioni della tensione e dunque valuto la capacità di inseguire le medesime variazioni da parte dei diversi metodi di misura della componente reattiva da compensare.

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	$P_{st} R$	$P_{st} S$	$P_{st} T$	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	2.58	2.59	2.58	2.59	-	OFF
300	2.54	2.54	2.54	2.54	-	OFF
350	2.47	2.49	2.48	2.48	-	OFF
400	2.39	2.43	2.40	2.41	-	OFF
450	2.31	2.39	2.27	2.32	-	OFF
500	2.34	2.38	2.17	2.30	-	OFF

TABELLA 6.9 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 10 HZ CON SVC SPENTO

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	$P_{st} R$	$P_{st} S$	$P_{st} T$	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	0.68	0.66	0.72	0.69	3.76	ON
300	1.17	1.11	1.09	1.12	2.26	ON
350	1.44	1.34	1.52	1.43	1.73	ON
400	1.68	1.83	1.75	1.75	1.38	ON
450	2.35	2.34	2.44	2.38	0.98	ON
500	2.96	3.01	2.89	2.95	0.78	ON

TABELLA 6.10 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 10 HZ UTILIZZANDO IL "METODO A"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	$P_{st R}$	$P_{st S}$	$P_{st T}$	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	1.19	1.35	1.19	1.25	2.07	ON
300	1.37	1.30	1.07	1.25	2.03	ON
350	1.38	1.26	1.50	1.38	1.80	ON
400	1.37	1.45	1.35	1.39	1.73	ON
450	1.60	1.69	1.76	1.68	1.38	ON
500	1.97	2.07	1.99	2.01	1.14	ON

TABELLA 6.11 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 10 HZ UTILIZZANDO IL "METODO A CON CATENA DEI FILTRI MODIFICATA"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	$P_{st R}$	$P_{st S}$	$P_{st T}$	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	2.06	2.22	2.06	2.11	1.23	ON
300	2.27	2.37	2.33	2.33	1.09	ON
350	2.48	2.50	2.37	2.45	1.01	ON
400	2.51	2.39	2.65	2.51	0.96	ON
450	2.87	2.74	2.85	2.82	0.82	ON
500	2.80	3.00	2.95	2.92	0.79	ON

TABELLA 6.12 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 10 HZ UTILIZZANDO IL "METODO B CON CATENA FILTRI DI ORDINE ELEVATO"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	$P_{st R}$	$P_{st S}$	$P_{st T}$	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	1.47	1.49	1.47	1.47	1.75	ON
300	1.50	1.60	1.33	1.48	1.72	ON
350	1.58	1.44	1.58	1.53	1.62	ON
400	1.50	1.55	1.48	1.51	1.59	ON
450	1.69	1.74	1.88	1.77	1.31	ON
500	2.07	2.13	2.03	2.08	1.11	ON

TABELLA 6.13 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 10 HZ UTILIZZANDO IL "METODO B CON CATENA FILTRI DI ORDINE BASSO"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	$P_{st R}$	$P_{st S}$	$P_{st T}$	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	1.21	1.17	1.16	1.18	2.19	ON
300	1.08	1.09	0.93	1.03	2.46	ON
350	1.02	0.98	1.13	1.04	2.38	ON
400	1.02	1.00	0.86	0.96	2.51	ON
450	1.36	1.31	1.37	1.35	1.72	ON
500	1.79	1.87	1.76	1.81	1.27	ON

TABELLA 6.14 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 10 HZ UTILIZZANDO IL "METODO C"

È possibile, per evidenziare meglio il comportamento del compensatore statico, riepilogare tutti i risultati visti nelle precedenti tabelle nel grafico riassuntivo di figura 6.38. Si nota anche in questo caso la presenza del fenomeno della conduzione discontinua del forno ad arco che va a peggiorare nettamente la capacità di compensare correttamente le variazioni della

tensione. Un'altra cosa evidente, rispetto al caso precedente con fluttuazioni a 5 Hz, riguarda la differente capacità di compensazione che dipende dal tipo di algoritmo di misura utilizzato e dalla relativa catena di filtri: se prendiamo a titolo di esempio la curva viola (controllo con Metodo B con filtro di ordine elevato) si nota come l'utilizzo di un SVC non fornisca le prestazioni attese a causa molto probabilmente della pesante catena di filtraggio e dei ritardi introdotti. Dall'analisi si evince che il miglior metodo di calcolo sembra essere il "Metodo C".

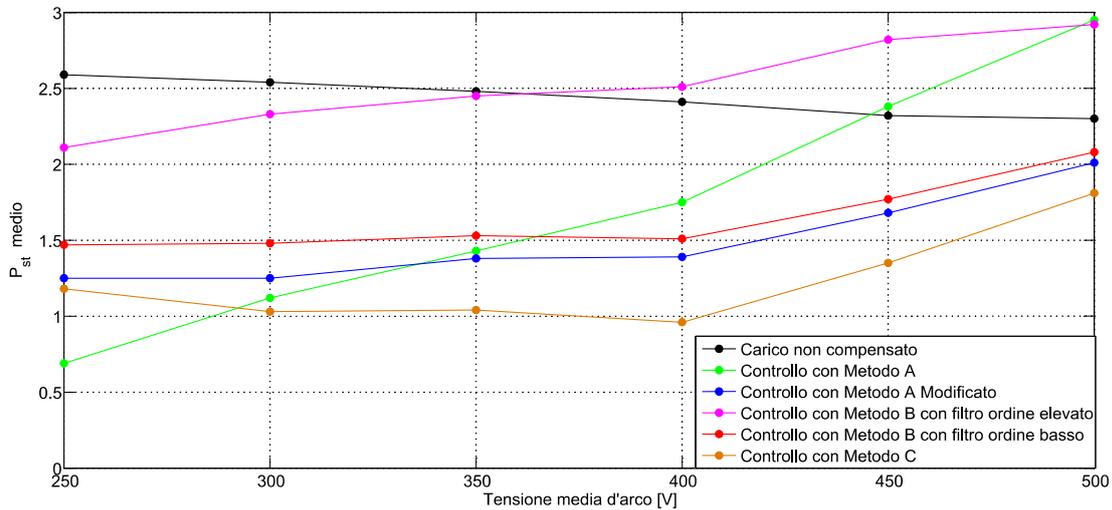


FIGURA 6.38 CONFRONTO TRA I METODI DI CALCOLO DELLE COMPONENTI REATTIVE CON FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 10 Hz

6.5.3 IL CALCOLO DEL P_{st} CON FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 15 Hz

Riportiamo nelle seguenti tabelle i risultati delle simulazioni svolte considerando delle fluttuazioni di tensione caratterizzate da una frequenza pari a 15 Hz.

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	$P_{st} R$	$P_{st} S$	$P_{st} T$	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	1.58	1.58	1.57	1.58	-	OFF
300	1.57	1.57	1.57	1.57	-	OFF
350	1.57	1.57	1.57	1.57	-	OFF
400	1.57	1.57	1.57	1.57	-	OFF
450	1.58	1.59	1.59	1.59	-	OFF
500	1.56	1.57	1.57	1.57	-	OFF

TABELLA 6.15 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 15 Hz CON SVC SPENTO

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	$P_{st} R$	$P_{st} S$	$P_{st} T$	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	1.20	1.24	1.21	1.22	1.29	ON
300	1.67	1.67	1.66	1.67	0.94	ON
350	2.01	2.00	1.99	2.00	0.78	ON
400	2.35	2.36	2.35	2.36	0.67	ON
450	2.41	2.40	2.40	2.40	0.66	ON
500	2.54	2.55	2.53	2.54	0.62	ON

TABELLA 6.16 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 15 Hz UTILIZZANDO IL "METODO A"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	0.74	0.74	0.75	0.75	2.11	ON
300	0.97	0.96	0.96	0.96	1.63	ON
350	1.31	1.32	1.31	1.31	1.19	ON
400	1.71	1.74	1.73	1.73	0.91	ON
450	1.99	2.01	2.01	2.00	0.79	ON
500	2.10	2.09	2.06	2.09	0.75	ON

TABELLA 6.17 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 15 HZ UTILIZZANDO IL "METODO A CON CATENA DEI FILTRI MODIFICATA"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	3.17	3.18	3.12	3.16	0.50	ON
300	3.61	3.57	3.61	3.60	0.44	ON
350	3.75	3.78	3.78	3.77	0.42	ON
400	3.90	3.88	3.89	3.89	0.40	ON
450	3.72	3.72	3.71	3.72	0.43	ON
500	3.07	3.08	3.06	3.07	0.51	ON

TABELLA 6.18 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 15 HZ UTILIZZANDO IL "METODO B CON CATENA DEI FILTRI DI ORDINE ELEVATO"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	1.88	1.87	1.89	1.88	0.84	ON
300	2.07	2.05	2.05	2.06	0.76	ON
350	2.28	2.28	2.24	2.27	0.69	ON
400	2.37	2.37	2.37	2.37	0.66	ON
450	2.12	2.15	2.13	2.13	0.74	ON
500	2.13	2.14	2.14	2.14	0.73	ON

TABELLA 6.19 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 15 HZ UTILIZZANDO IL "METODO B CON CATENA DEI FILTRI DI ORDINE BASSO"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
250	1.12	1.12	1.13	1.12	1.40	ON
300	1.10	1.07	1.05	1.08	1.46	ON
350	1.25	1.22	1.23	1.23	1.27	ON
400	1.37	1.39	1.37	1.38	1.14	ON
450	1.41	1.45	1.43	1.43	1.11	ON
500	1.66	1.66	1.65	1.66	0.94	ON

TABELLA 6.20 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 15 HZ UTILIZZANDO IL "METODO C"

È possibile, per evidenziare meglio il comportamento del compensatore statico, riepilogare tutti i risultati visti nelle precedenti tabelle nel grafico riassuntivo di figura 6.39. In quest'ultimo caso è possibile notare come con rapide variazioni della tensione (e quindi della potenza reattiva) alcuni dei metodi elencati non riescono a compensare correttamente le

fluttuazioni e le amplificano rispetto al calcolo del P_{st} con la rete non compensata. Dobbiamo comunque precisare che tali variazioni, come quella a 5 Hz e 10 Hz, non rappresentano un comportamento reale delle fluttuazioni introdotte dal funzionamento del forno ad arco: tuttavia possono risultare utili per il test delle prestazioni del metodo di controllo utilizzato e dei sistemi di filtraggio.

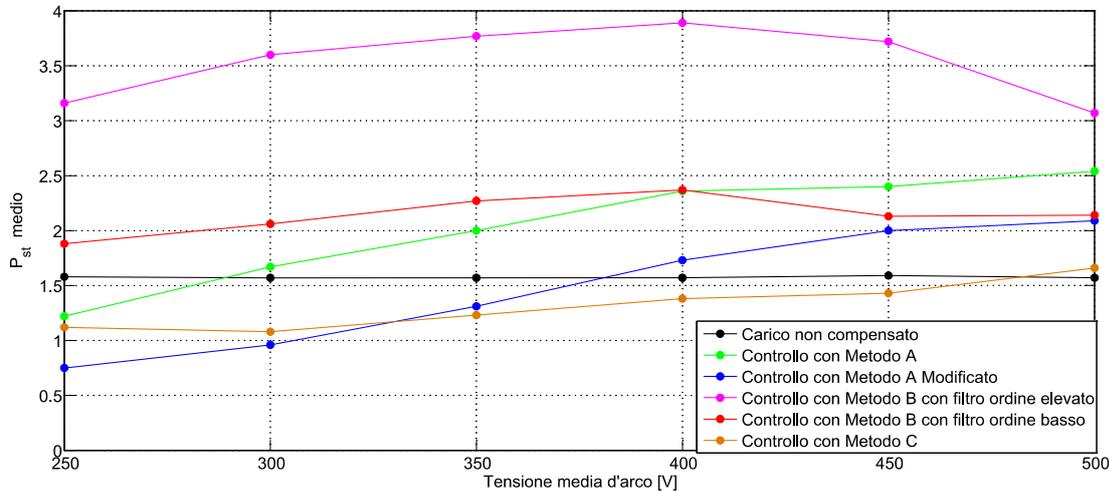


FIGURA 6.39 CONFRONTO TRA I METODI DI CALCOLO DELLE COMPONENTI REATTIVE CON FLUTTUAZIONI SINUSOIDALI A 15 Hz

6.6 LA COMPENSAZIONE DI FLUTTUAZIONI DI TENSIONE CASUALI

Utilizzando ora la medesima rete elettrica implementata nei paragrafi precedenti, verranno illustrate nel seguito le forme d'onda caratteristiche del funzionamento del compensatore statico chiamato a compensare un modello di carico capace di generare fluttuazioni di tensione di ampiezza e frequenza casuale. Tale carico, come visto nel capitolo 4, rappresenta una buona approssimazione del funzionamento del forno ad arco trifase reale.

6.6.1 ANDAMENTI DELLE PRINCIPALI GRANDEZZE ELETTRICHE

Di seguito saranno illustrate le principali forme d'onda risultanti dalle simulazioni fatte. In questo caso non si ottengono, come avevamo visto con fluttuazioni di tipo sinusoidali, forme d'onda ripetitive e quindi vengono presentati i primi 3 secondi delle simulazioni fatte.

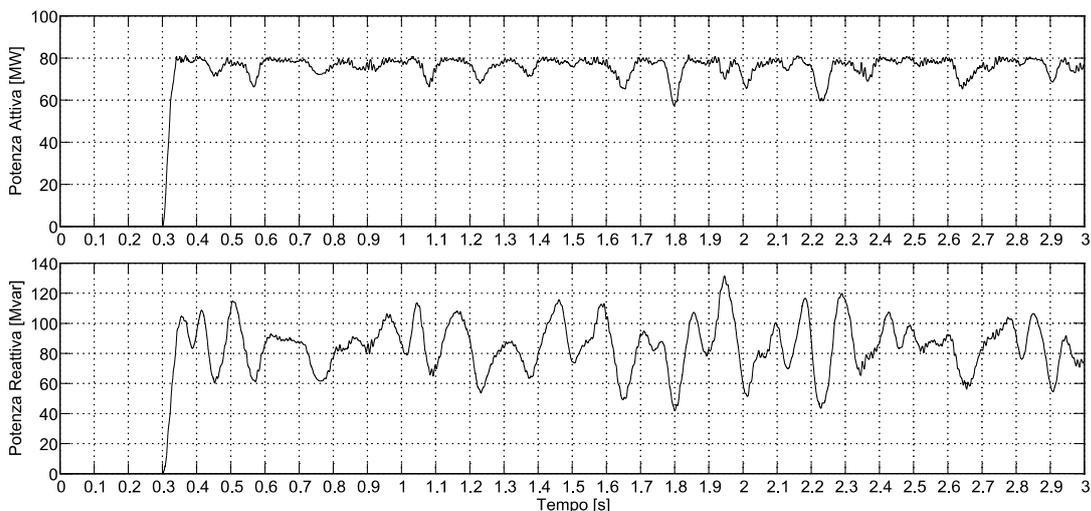


FIGURA 6.40 POTENZA MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) ASSORBITA DAL FORNO AD ARCO

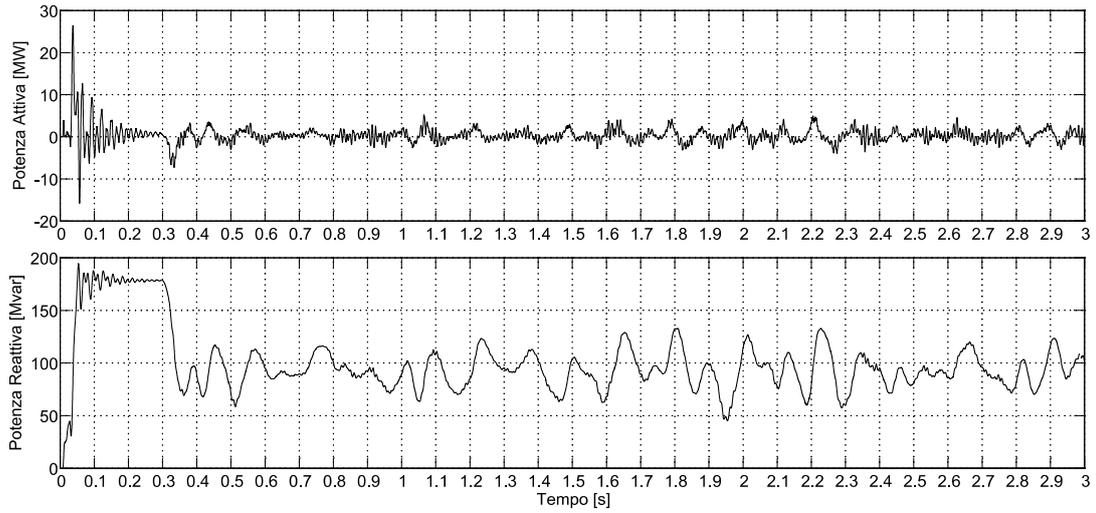


FIGURA 6.41 POTENZA MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) ASSORBITA DAL TCR

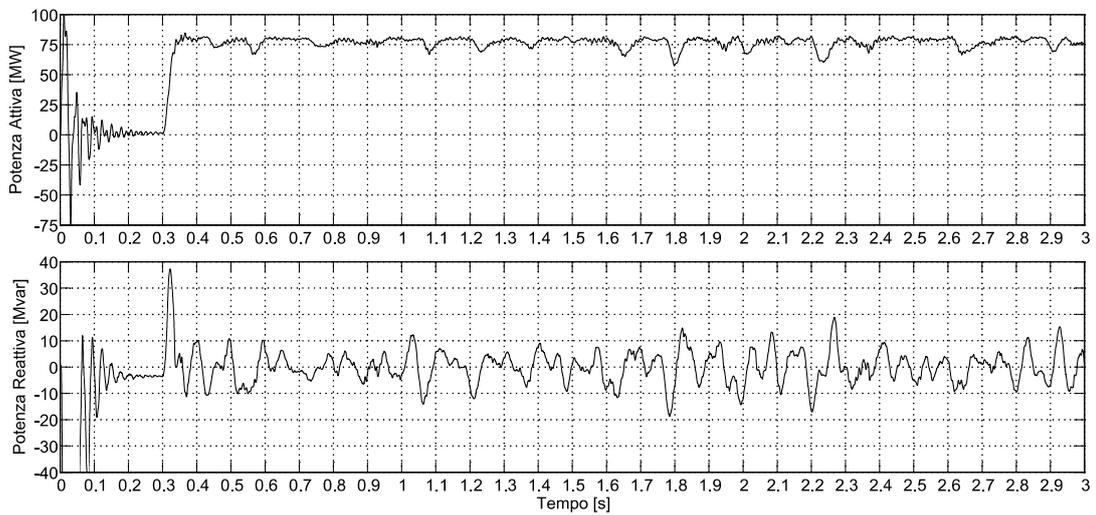


FIGURA 6.42 POTENZA MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) MISURATA ALLA SBARRA DI MEDIA

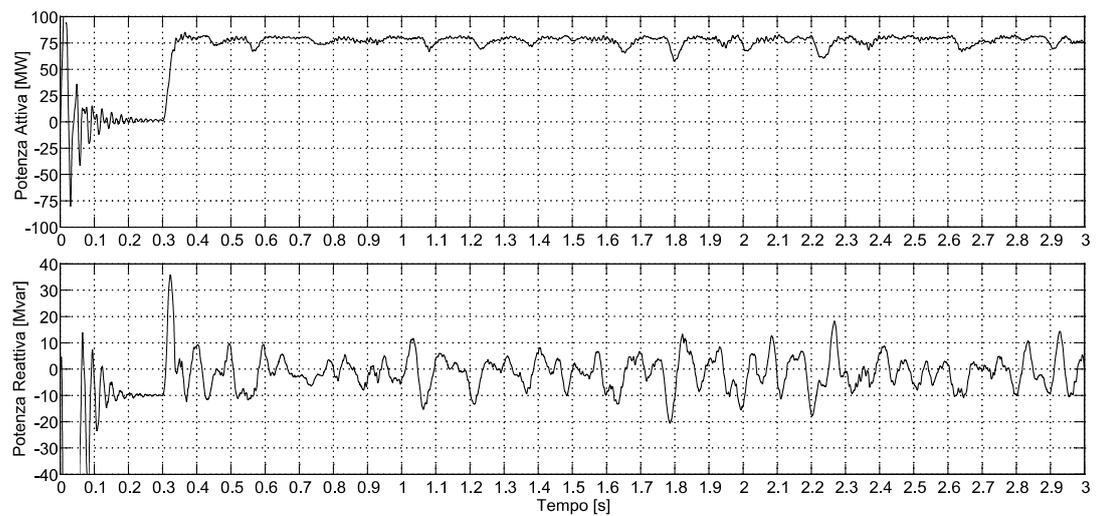


FIGURA 6.43 POTENZA MEDIA (ATTIVA E REATTIVA) MISURATA AL PCC.

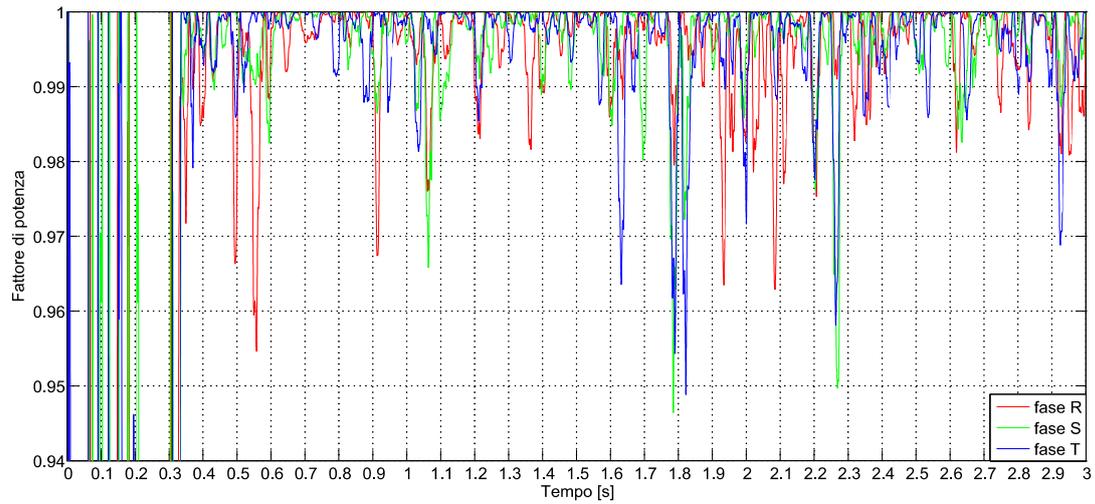


FIGURA 6.44 FATTORE DI POTENZA RILEVATO ALLA SBARRA DI MEDIA TENSIONE.

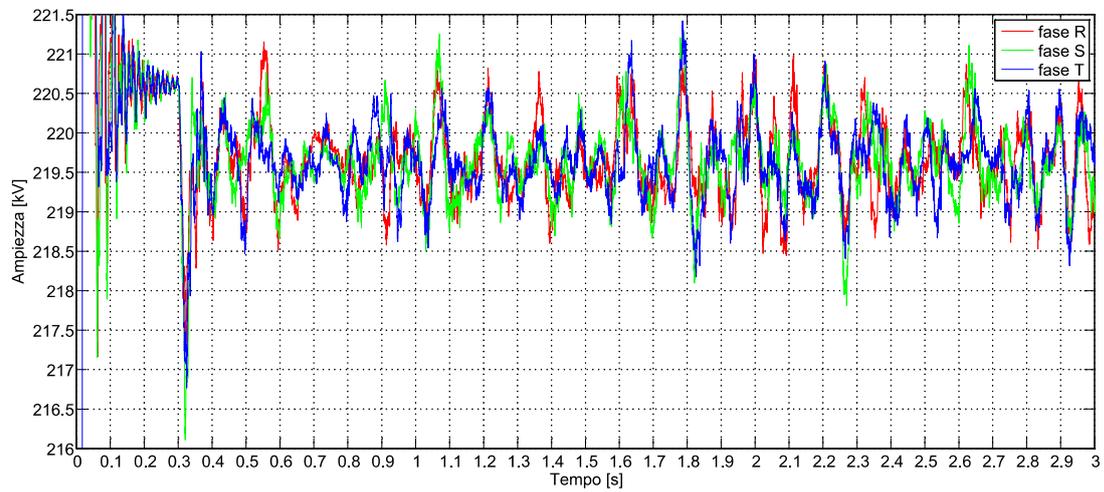


FIGURA 6.45 TENSIONE IN VALORE EFFICACE ALLA SBARRA PCC

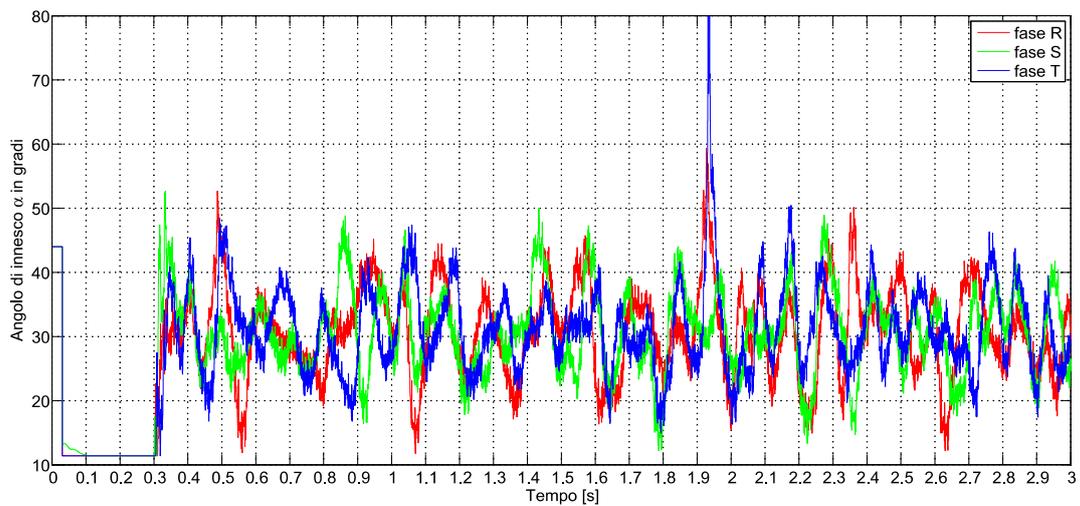


FIGURA 6.46 ANGOLO DI INNESCO A DEL TCR

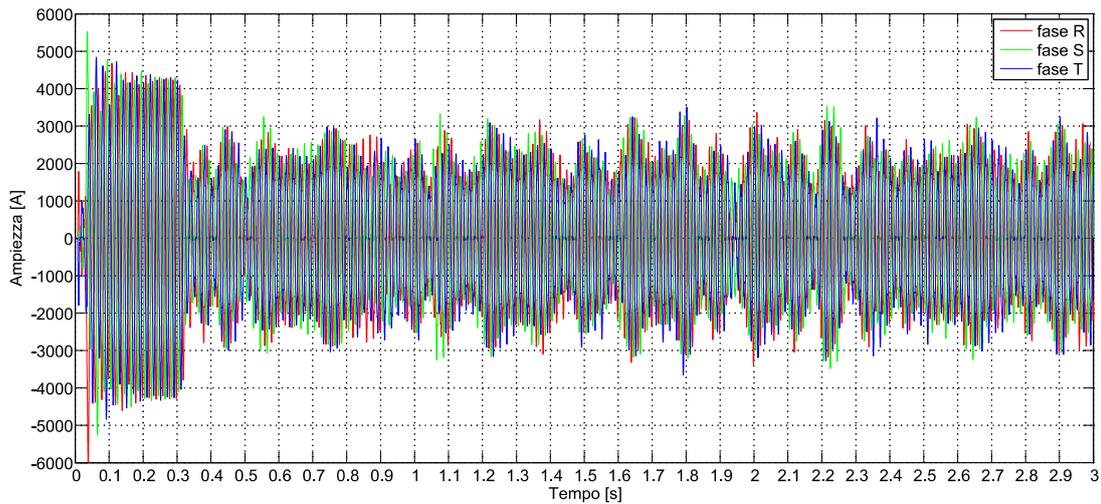


FIGURA 6.47 CORRENTE DI LINEA ASSORBITA ALL TCR

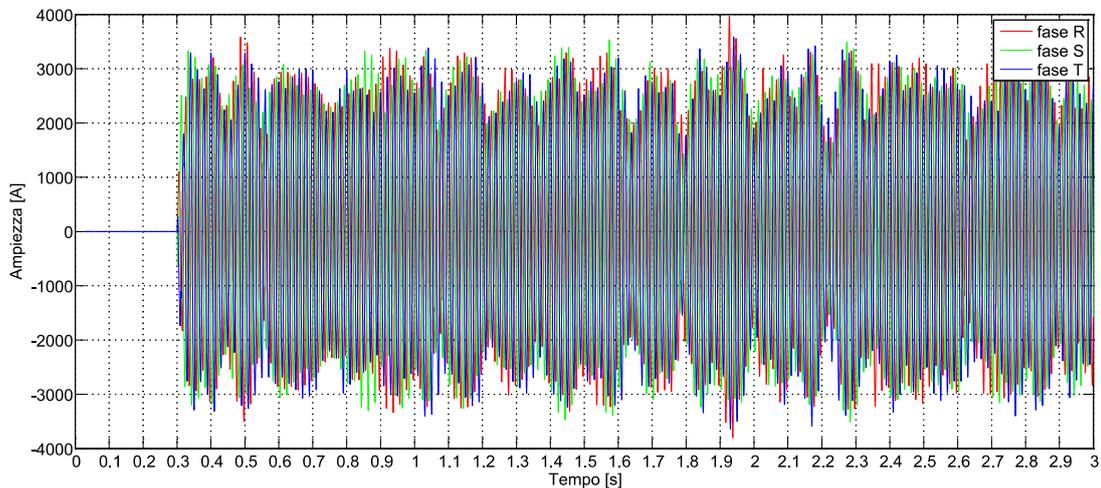


FIGURA 6.48 CORRENTE DI LINEA ASSORBITA DAL PRIMARIO DEL TRASFORMATORE DA FORNO

In questa veloce presentazione delle principali forme d'onda risulta evidente la differenza sostanziale rispetto al caso di fluttuazioni di tipo sinusoidale. Con le fluttuazioni di tensione casuale si ottiene quindi un comportamento più realistico del modello e dunque una miglior approssimazione del funzionamento della rete reale.

6.6.2 IL CALCOLO DEL P_{st} CON FLUTTUAZIONI CASUALI

Valutiamo ora la capacità di ogni singolo algoritmo di calcolo delle componenti reattive da compensare le fluttuazioni introdotte utilizzando un modello di forno capace di produrre fluttuazioni di tensione e frequenza casuali.

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P_{st} R	P_{st} S	P_{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
350	2.97	3.07	3.20	3.08	-	OFF
375	3.07	3.17	3.34	3.19	-	OFF
400	3.16	3.25	3.46	3.29	-	OFF
425	3.25	3.30	3.55	3.37	-	OFF

TABELLA 6.21 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI CASUALI CON SVC SPENTO

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
350	1.00	1.10	1.07	1.06	2.91	ON
375	1.14	1.22	1.18	1.18	2.70	ON
400	1.23	1.42	1.33	1.33	2.48	ON
425	1.34	1.52	1.54	1.47	2.29	ON

TABELLA 6.22 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI CASUALI CON SVC UTILIZZANDO IL "METODO A"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
350	1.23	1.29	1.30	1.27	2.42	ON
375	1.34	1.43	1.39	1.39	2.30	ON
400	1.45	1.56	1.55	1.52	2.17	ON
425	1.54	1.73	1.69	1.65	2.04	ON

TABELLA 6.23 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI CASUALI CON SVC UTILIZZANDO IL "METODO A CON CATENA DEI FILTRI MODIFICATA"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
350	2.25	2.43	2.42	2.37	1.30	ON
375	2.35	2.55	2.57	2.49	1.28	ON
400	2.44	2.71	2.71	2.62	1.25	ON
425	2.60	2.88	2.82	2.77	1.22	ON

TABELLA 6.24 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI CASUALI CON SVC UTILIZZANDO IL "METODO B CON CATENA DEI FILTRI DI ORDINE ELEVATO"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
350	1.64	1.72	1.70	1.69	1.83	ON
375	1.74	1.85	1.83	1.81	1.77	ON
400	1.85	2.01	1.97	1.95	1.69	ON
425	1.99	2.20	2.18	2.12	1.59	ON

TABELLA 6.25 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI CASUALI CON SVC UTILIZZANDO IL "METODO B CON CATENA DEI FILTRI DI ORDINE BASSO"

TENSIONE MEDIA D'ARCO [V]	P _{st} R	P _{st} S	P _{st} T	PST MEDIO	FATTORE DI RIDUZIONE	SVC
350	1.19	1.30	1.28	1.26	2.45	ON
375	1.32	1.39	1.36	1.36	2.35	ON
400	1.46	1.56	1.55	1.52	2.16	ON
425	1.63	1.74	1.79	1.72	1.95	ON

TABELLA 6.26 RIEPILOGO FLUTTUAZIONI CASUALI CON SVC UTILIZZANDO IL "METODO C"

È possibile, per evidenziare meglio il comportamento del compensatore statico, riepilogare tutti i risultati visti nelle precedenti tabelle nel grafico riassuntivo di figura 6.49. Da questa analisi possiamo concludere osservando che le prestazioni migliori in termine di riduzione del fattore di potenza è fornito dall'algoritmo che implementa il "Metodo A" e a seguito abbiamo

il “Metodo A” con catena dei filtri modificata e il “Metodo C”. In particolare quest’ultimo metodo che si è mostrato il migliore nell’analisi di fluttuazioni sinusoidali non ha prestazioni elevate a causa del comportamento della catena dei filtri: con variazioni rapide della tensione si manifestano delle oscillazioni della catena di filtri e quindi la causa delle prestazioni ridotte si può imputare principalmente a questo fattore.

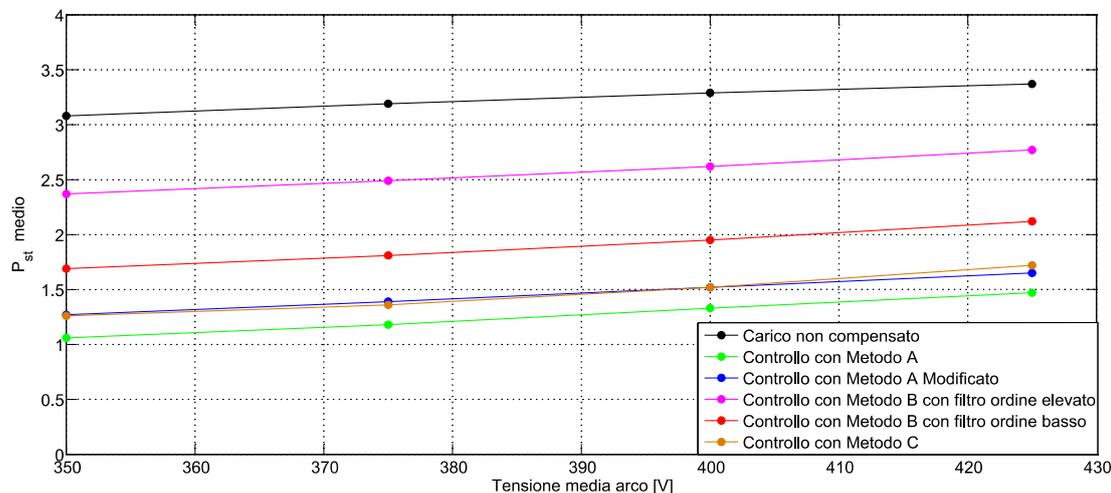


FIGURA 6.49 CONFRONTO TRA I METODI DI CALCOLO DELLE COMPONENTI REATTIVE CON FLUTTUAZIONI CASUALI IN AMPIEZZA E FREQUENZA

6.7 STUDIO DEI TRANSITORI

In questo paragrafo viene presentato lo studio riguardante i transitori di tensione e di corrente sui principali componenti dell’impianto (principalmente induttori e condensatori dei filtri e del TCR, magnetizzazione del trasformatore, etc.). I transitori dovuti agli organi di manovra sono una piccola categoria di tutti quei disturbi che sollecitano un impianto elettrico durante il suo esercizio: in questo paragrafo approfondiremo i transitori legati proprio alle manovre di inserzione e disinserzione.

La possibilità di indagare il comportamento delle reti elettriche attraverso dei software opportunamente sviluppati (Matlab-Simulink, Neplan, Psim, Pspice, etc.) è di fondamentale importanza nella fase di progettazione: uno studio approfondito durante la fase di progetto di un impianto può dar luogo ad un risparmio economico non indifferente evitando futuri disservizi ed interruzioni.

6.7.1 INSERZIONE DEL TCR E DEI FILTRI: EFFETTI SULLA RETE

L’inserzione del TCR e dei banchi di filtri avviene mediante una sequenza precisa. Rispetto al caso reale, per contenere i tempi di simulazione, studieremo i transitori di inserzione ristretti in un certo intervallo temporale, come di seguito riportato:

- $t=0.1$; chiusura di CB1. Con questa manovra viene inserito il TCR e il filtro di 3°armonica;
- $t=2$; chiusura di CB2. Con questa manovra viene inserito il filtro di 2°armonica;
- $t=4$; chiusura di CB3. Con questa manovra viene inserito il filtro di 4°armonica;
- $t=6$; chiusura di CBLOAD. Con questa manovra viene inserito la linea di alimentazione del forno (trasformatore da forno, reattanze serie, forno ad arco);

Va precisato che l’inserzione del TCR avviene a regime costante: ciò significa che per un certo lasso di tempo l’innesco è caratterizzato da angoli fissi di valore preimpostato. Dopo tale fase di avvio viene abilitata la compensazione automatica della potenza reattiva e

l'angolo di innesco dei tiristori viene regolato in tempo reale per inseguire le variazioni di potenza reattiva. I primi effetti dovuti all'inserzione del TCR e dei banchi filtro si possono notare osservando l'andamento nel tempo del valore efficace della media tensione e della tensione al PCC: tali forme d'onda vengono riportate rispettivamente nelle figure 6.50 e 6.51. Anche la corrente rilevata al secondario del trasformatore step-down (in media tensione) presenta analoghi transitori come evidenziato in figura 6.53.

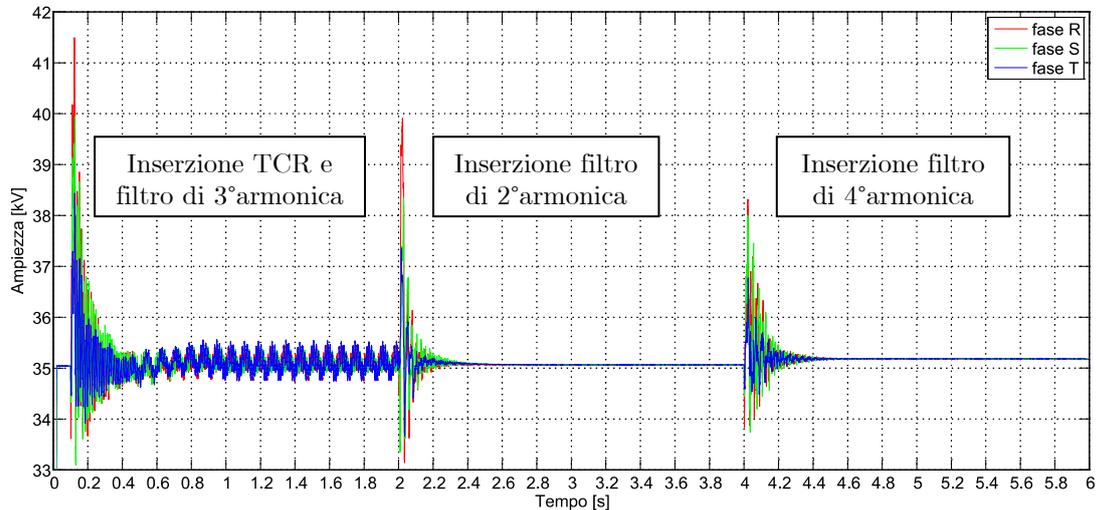


FIGURA 6.50 VARIAZIONE DEL VALORE EFFICACE DELLA MEDIA TENSIONE IN SEGUITO ALL'INSERZIONE DEL TCR E DEI FILTRI

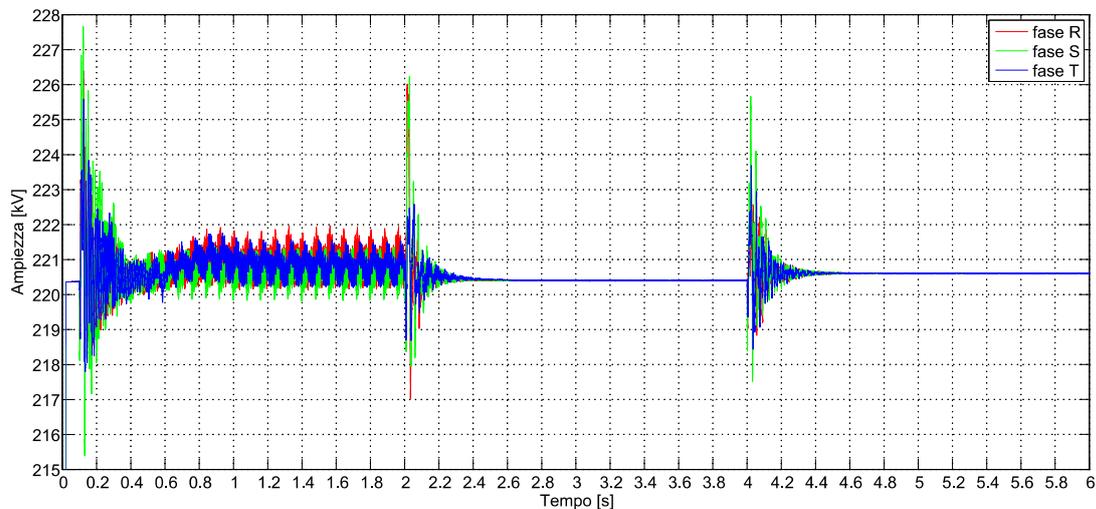


FIGURA 6.51 VARIAZIONE DEL VALORE EFFICACE DELLA TENSIONE AL PCC IN SEGUITO ALL'INSERZIONE DEL TCR E DEI FILTRI

Una cosa che merita di essere sottolineata in questa fase sono le oscillazioni che si hanno quando abbiamo il funzionamento del TCR con il solo filtro di 3°armonica inserito: si sono fatti diversi test per ricercare la causa di tale comportamento che scompare con l'inserzione del filtro di 2°armonica: dall'analisi fatta possiamo sicuramente escludere il comportamento dei diversi algoritmi di calcolo della potenza reattiva. La fluttuazione della tensione è dovuta principalmente dalle fluttuazioni di potenza reattiva: tale fatto risulta evidente dalla figura 6.53 dove possiamo osservare l'andamento della potenza (attiva e reattiva) rilevata al PCC e dalla figura 6.54 dove abbiamo la potenza assorbita dal TCR. Va comunque precisato che tale fluttuazione anomala si manifesta solamente negli istanti temporali in cui solo il filtro di 3° e TCR vengono alimentati: con l'inserzione del filtro di 2°armonica tale fluttuazione scompare.

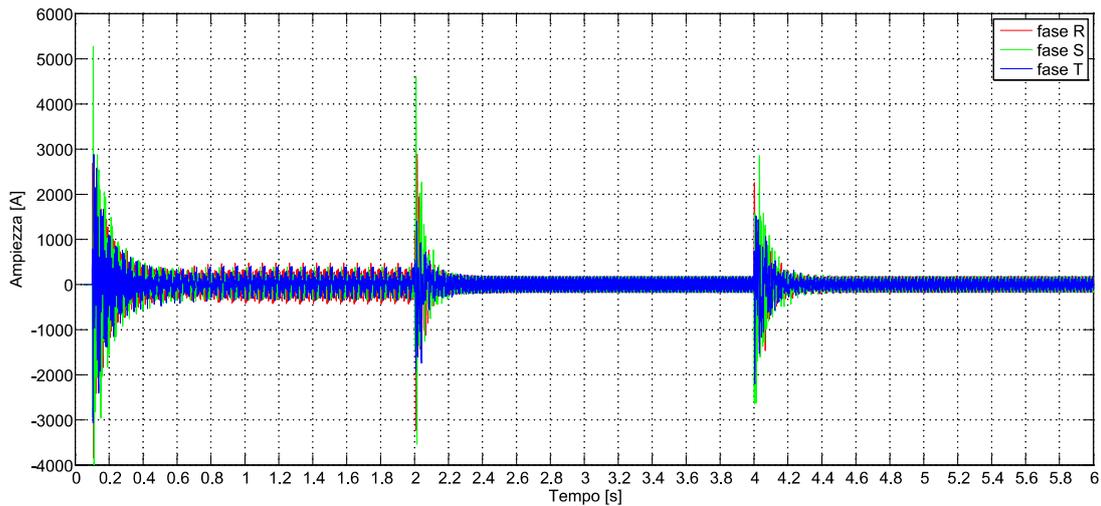


FIGURA 6.52 VARIAZIONE DELLA CORRENTE DI MEDIA TENSIONE RILEVATA AL SECONDARIO DEL TRASFORMATORE STEP-DOWN IN SEGUITO ALL'INSERZIONE DEL TCR E DEI FILTRI

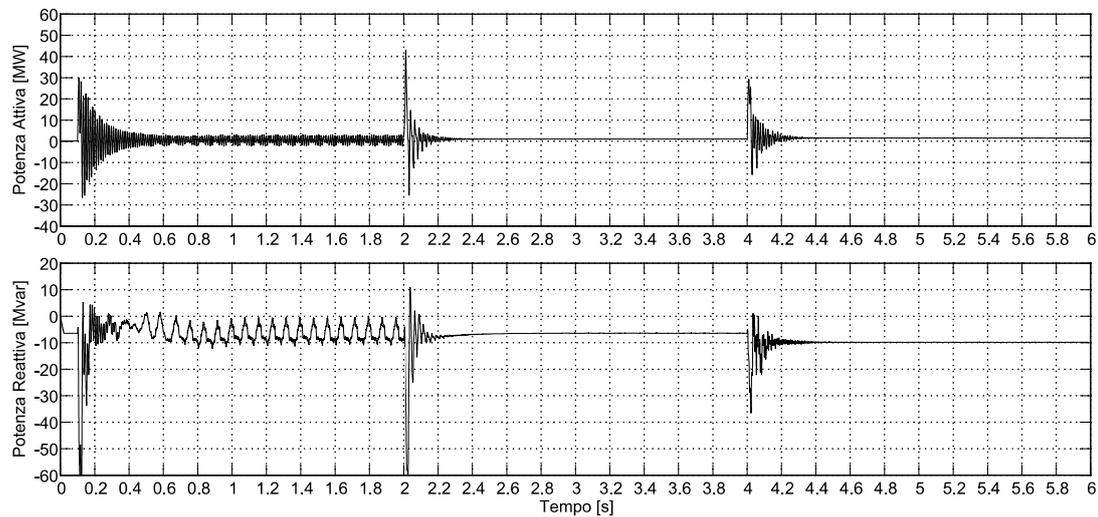


FIGURA 6.53 VARIAZIONI DI POTENZA ATTIVA E REATTIVA RILEVATE AL PCC IN SEGUITO ALL'INSERZIONE DEL TCR E DEI FILTRI

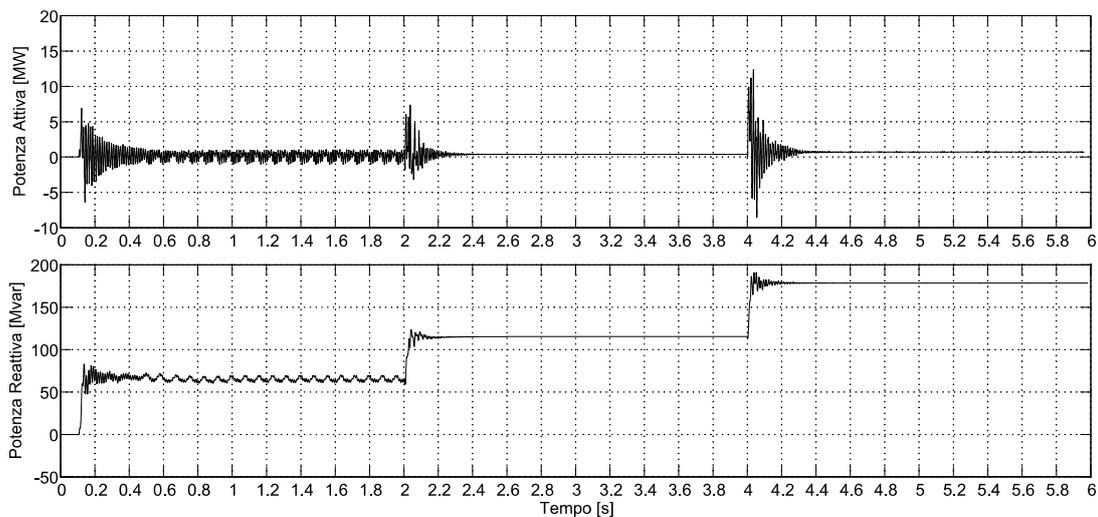


FIGURA 6.54 VARIAZIONI DI POTENZA ATTIVA E REATTIVA RILEVATE AI CAPI DEL TCR IN SEGUITO ALL'INSERZIONE DEL TCR E DEI FILTRI

Per completare lo studio di ricerca della fluttuazione è necessario analizzare le potenze assorbite dai singoli filtri armonici: nelle seguenti figura possiamo notare l'andamento della potenza (attiva e reattiva) assorbite dai filtri.

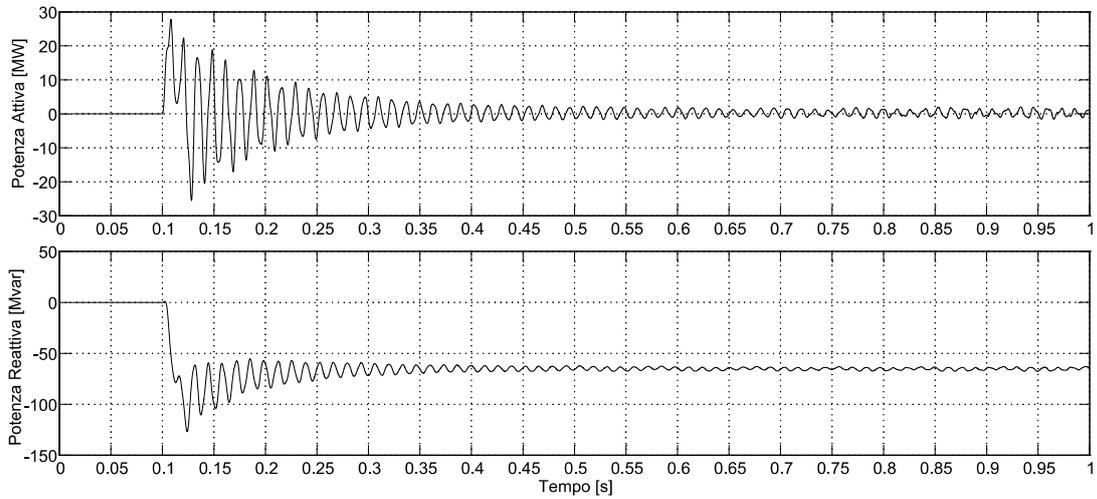


FIGURA 6.55 VARIAZIONI DI POTENZA RILEVATE AI CAPI DEL FILTRO DI 3° ARMONICA

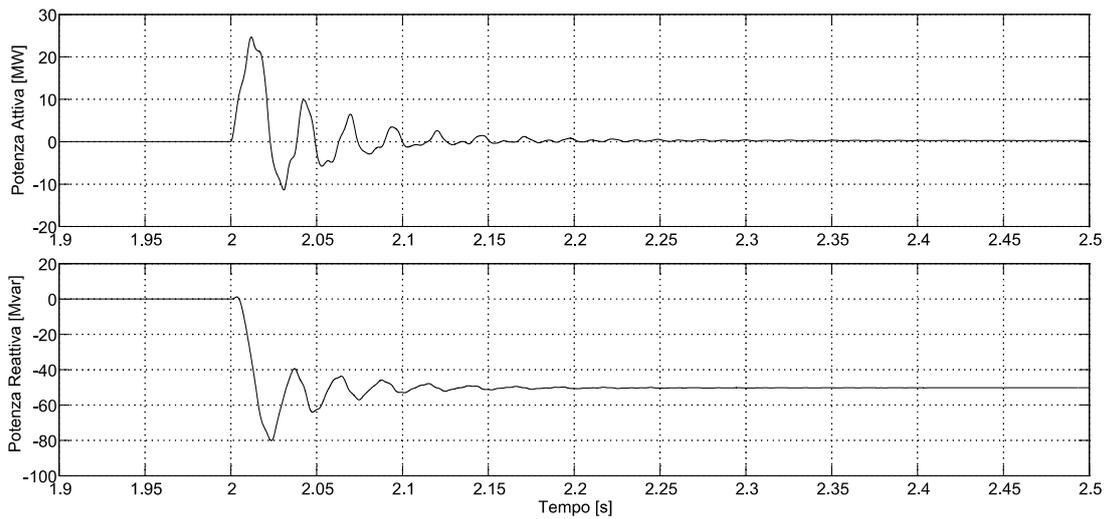


FIGURA 6.56 VARIAZIONI DI POTENZA RILEVATE AI CAPI DEL FILTRO DI 2° ARMONICA

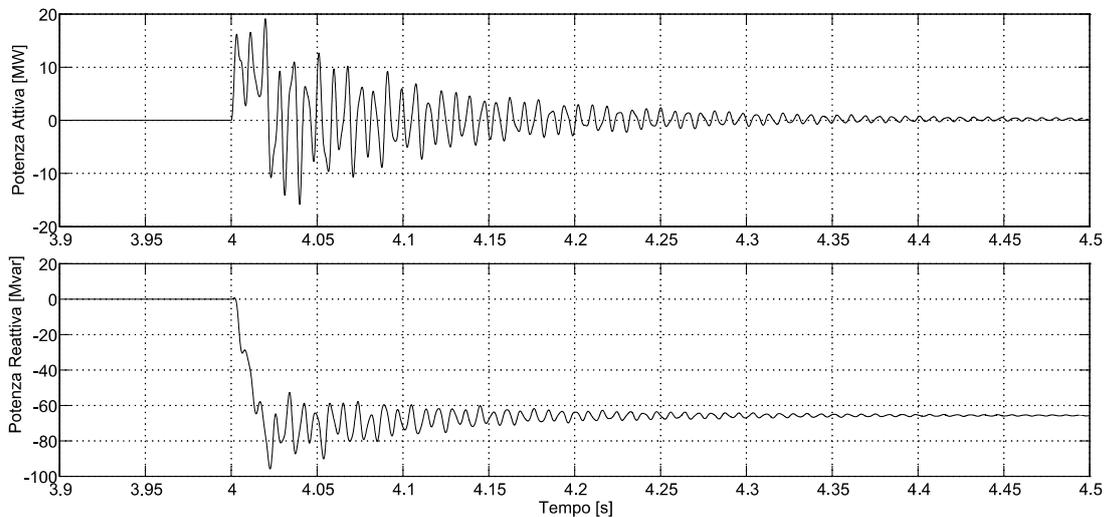


FIGURA 6.57 VARIAZIONI DI POTENZA RILEVATE AI CAPI DEL FILTRO DI 4° ARMONICA

Da questa analisi sembrerebbe quasi che le fluttuazioni di tensione che sorgono dal funzionamento del TCR e del filtro di terza non dipendano dal filtro ma dal funzionamento del TCR. Il primo tentativo fatto è stato dunque quello di condurre delle simulazioni simili variando il metodo di calcolo della potenza reattiva: anche in questo caso però si ottenevano delle fluttuazioni simili. Dopo diversi tentativi per risalire alla natura del problema abbiamo provato a togliere dalle simulazioni la linea in cavo che alimenta la rete e il problema è stato risolto: per mancanza di tempo non è possibile indagare oltre il fenomeno che, a prima vista, sembra un caso tipico di risonanza di rete. Purtroppo, per questioni di tempo, non è stato possibile approfondire ulteriormente il problema evidenziato.

6.7.2 INSERZIONE DEL FILTRO DI TERZA ARMONICA

Prenderemo ora in esame l'effetto dell'inserzione del filtro di 3°armonica sui singoli componenti del filtro stesso (condensatori e induttori). Iniziamo questo studio dalle forme d'onda di tensione e di corrente sul condensatore di terza armonica (indicato in figura 6.24 come "C3H") come riportato in figura 6.58 e 6.59: per semplicità di comprensione verranno riportate, in tutti i casi, solamente le grandezze relative alla fase che presenta il caso peggiore (quindi maggiori sollecitazioni di tensione e corrente in regime transitorio). Va inoltre precisato che l'inserzione del filtro avviene per $t=0.1s$: vi sono altri transitori, non mostrati in figura, dovuti all'inserzione del filtro di 2°armonica (per $t=2s$) e al filtro di 4°armonica (per $t=4s$) con ampiezza inferiore comunque a quelli causati dell'inserzione stessa del filtro.

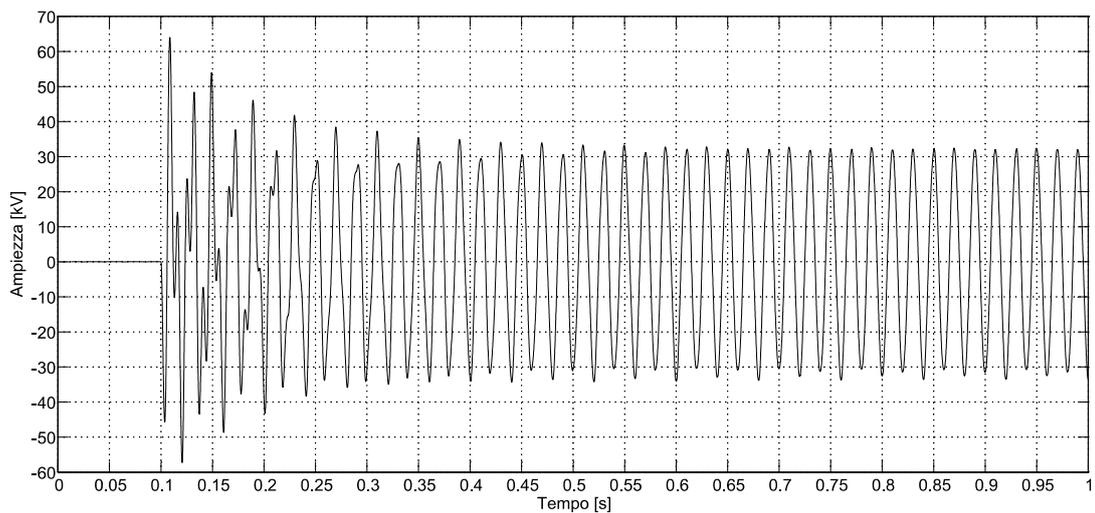


FIGURA 6.58 ANDAMENTO DELLA TENSIONE SUL CONDENSATORE DEL FILTRO DI 3°ARMONICA

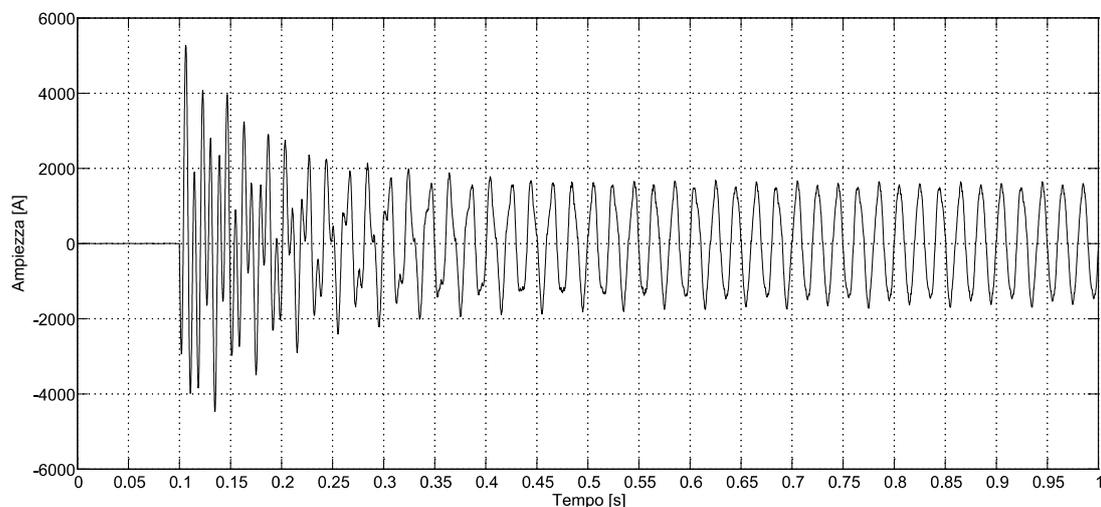


FIGURA 6.59 ANDAMENTO DELLA CORRENTE SUL CONDENSATORE DEL FILTRO DI 3°ARMONICA

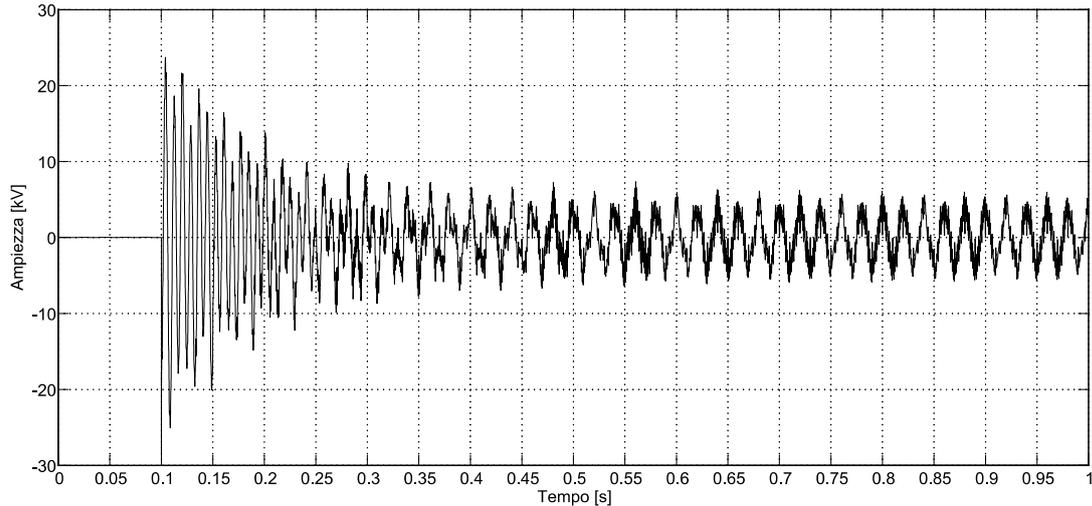


FIGURA 6.60 ANDAMENTO DELLA TENSIONE AI CAPI DELL'INDUTTORE DEL FILTRO DI 3° ARMONICA

Dalle forme d'onda presentate risulta evidente come non solo l'inserzione del filtro stesso crea dei transitori di tensione e di corrente ma anche l'inserzione, in istanti successivi, degli altri filtri. Complessivamente, osservando i valori di cresta, l'inserzione degli altri filtri comporta dei valori che al massimo equivalgono quelli di inserzione del filtro stesso. Nel paragrafo 6.7.5 verrà presentata una tabella di riepilogo che riporta i valori massimi evidenziati dalle figure.

6.7.3 INSERZIONE DEL FILTRO DI SECONDA ARMONICA

L'analisi che ci appresteremo a condurre sul filtro di 2° armonica è leggermente più complessa rispetto a quella svolta per il filtro di 3° armonica in quanto il filtro di 2° armonica è caratterizzato dalla configurazione C-Type. Iniziamo con l'analizzare le tensioni e le correnti sul condensatore principale (indicato come "CM2H" in figura 6.25) in figura 6.61 e 6.62. Proseguiremo l'analisi illustrando, in figura 6.63 e 6.64, la tensione e la corrente sul condensatore ausiliario (indicato come "CS2H" in figura 6.25). Poi, in figura 6.65, si presenta l'andamento della tensione ai capi della serie resistore-induttore (indicato in figura 6.25 come "RL2H"). Infine, nelle figure 6.66 e 6.67 viene riportata la tensione e la corrente ai capi del resistore di damping (indicato nello schema di figura 6.25 come "RD2H").

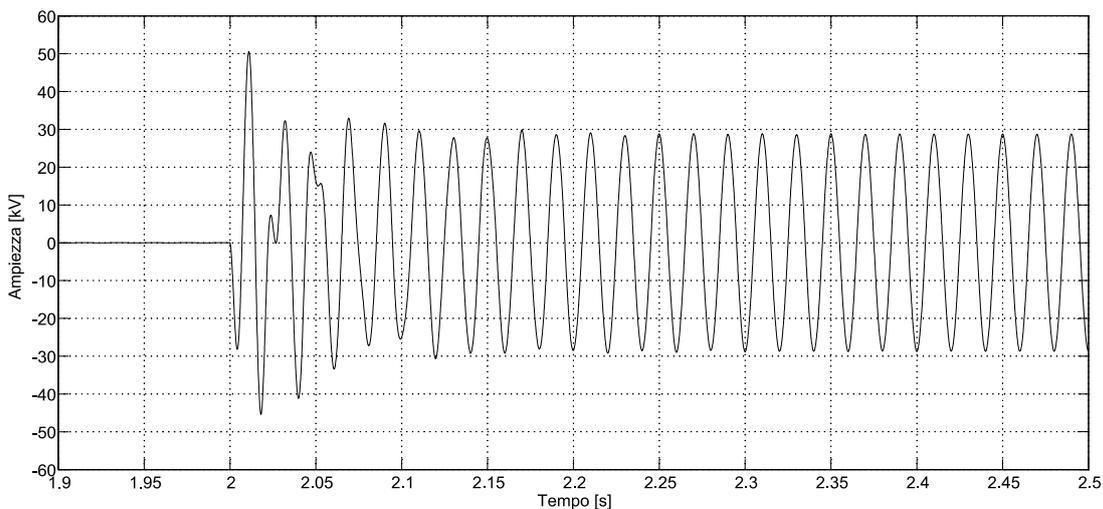


FIGURA 6.61 ANDAMENTO DELLA TENSIONE SUL CONDENSATORE PRINCIPALE DEL FILTRO DI 2° ARMONICA

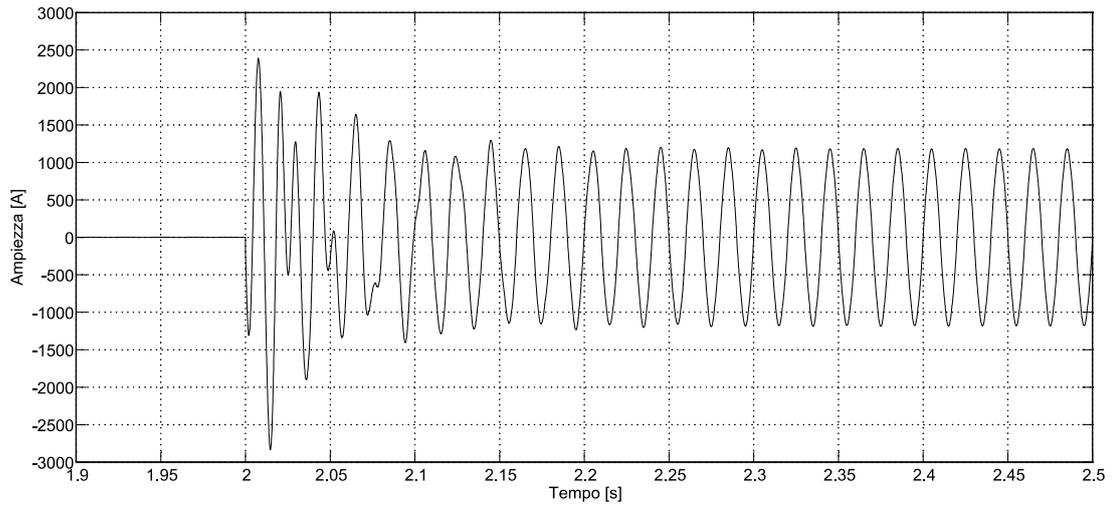


FIGURA 6.62 ANDAMENTO DELLA CORRENTE SUL CONDENSATORE PRINCIPALE DEL FILTRO DI 2° ARMONICA

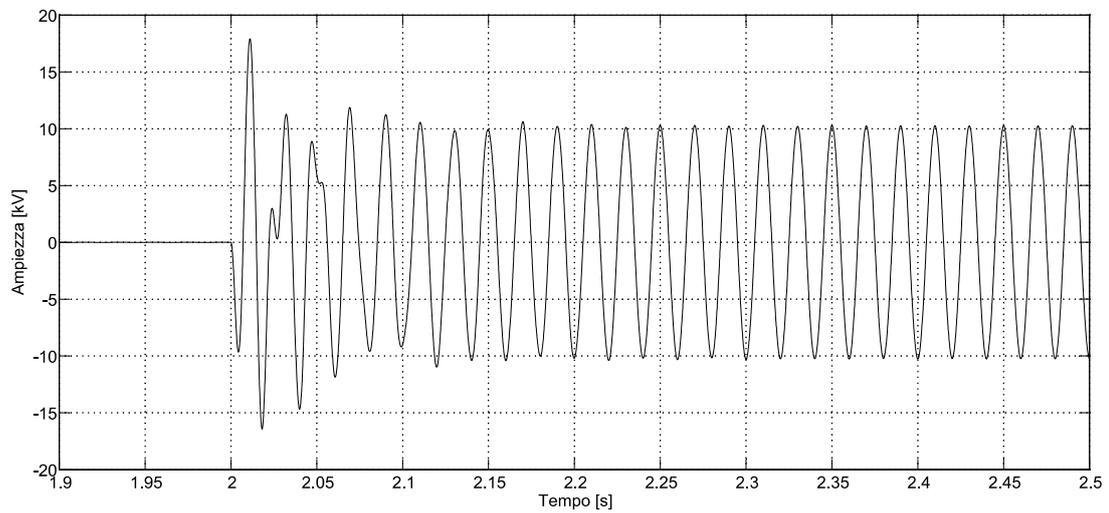


FIGURA 6.63 ANDAMENTO DELLA TENSIONE SUL CONDENSATORE AUSILIARIO DEL FILTRO DI 2° ARMONICA

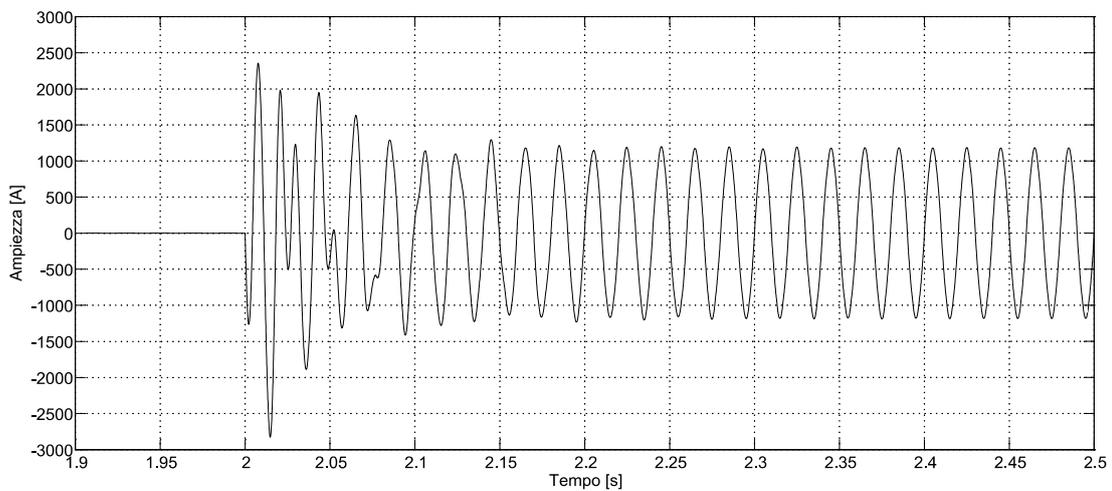


FIGURA 6.64 ANDAMENTO DELLA CORRENTE SUL CONDENSATORE AUSILIARIO DEL FILTRO DI 2° ARMONICA

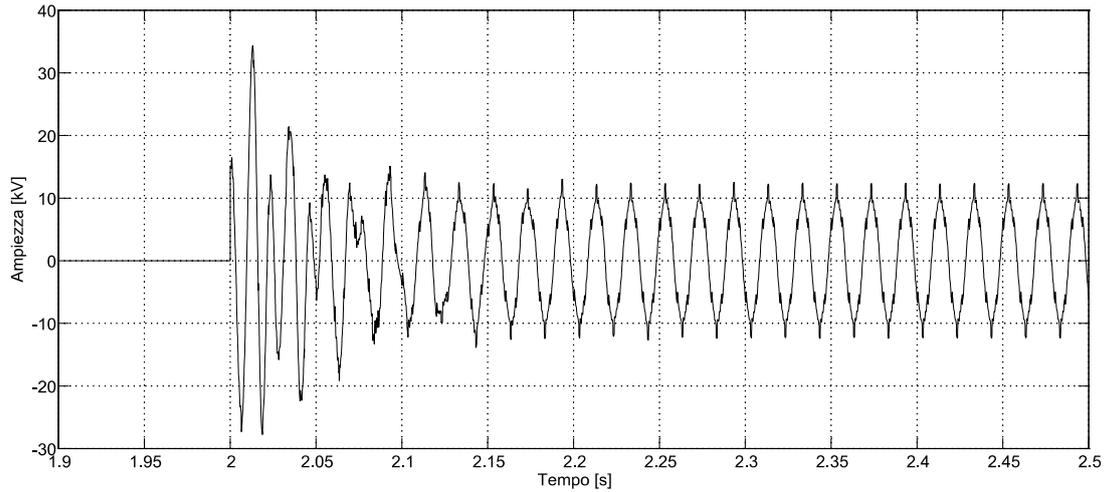


FIGURA 6.65 ANDAMENTO DELLA TENSIONE AI CAPI DELL'INDUTTORE DEL FILTRO DI 2° ARMONICA

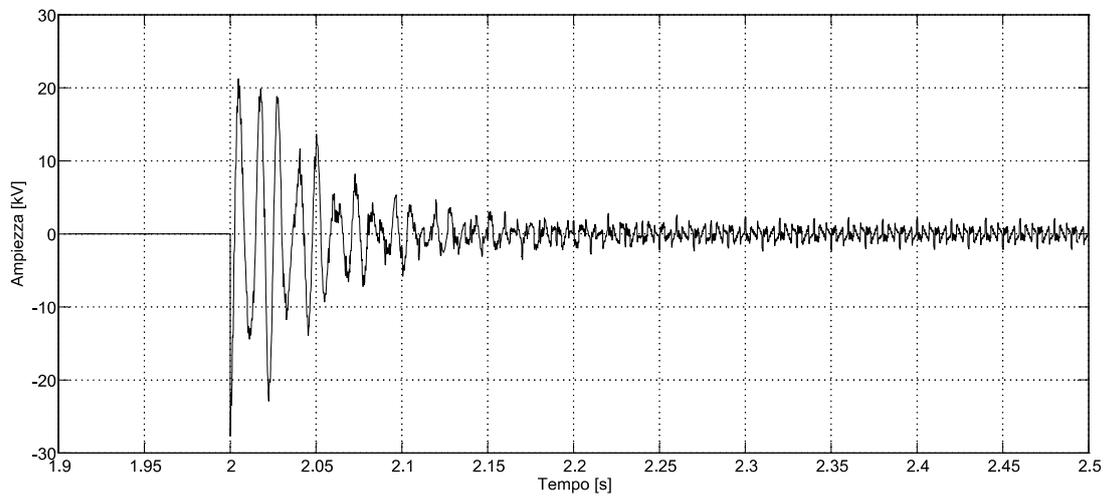


FIGURA 6.66 ANDAMENTO DELLA TENSIONE AI CAPI DELLA RESISTENZA DI DAMPING DEL FILTRO DI 2° ARMONICA

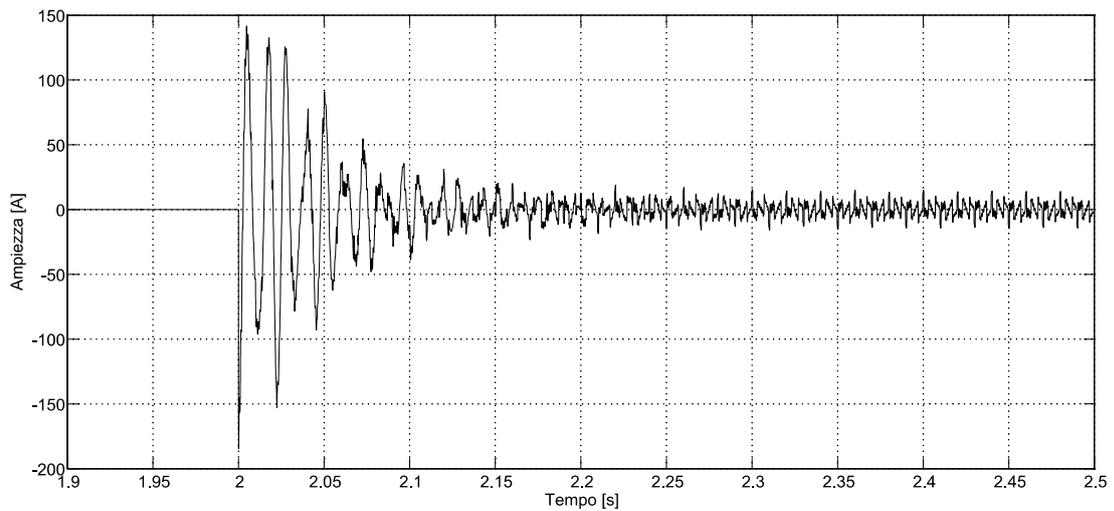


FIGURA 6.67 ANDAMENTO DELLA CORRENTE SULLA RESISTENZA DI DAMPING DEL FILTRO DI 2° ARMONICA

Anche in questo caso abbiamo un'influenza della successiva chiusura (per $t=4s$) del filtro di 4°armonica: come visto nel paragrafo precedente, per il filtro di 3°armonica, anche in questo caso si evidenziano valori di cresta che comunque si mantengono al di sotto dei valori di picco raggiunti dall'inserzione del filtro stesso.

6.7.4 INSERZIONE DEL FILTRO DI QUARTA ARMONICA

Presentiamo infine le principali forme d'onda relative al transitorio generato dall'inserzione del filtro di 4°armonica. In figura 6.68 e 6.69 possiamo notare rispettivamente la forma d'onda della tensione e della corrente sul condensatore (indicato nello schema di figura 6.25 come "C4H"), mentre in figura 6.70 viene illustrata la tensione ai capi della serie resistore-induttore (indicato in figura 6.25 come "RL4H").

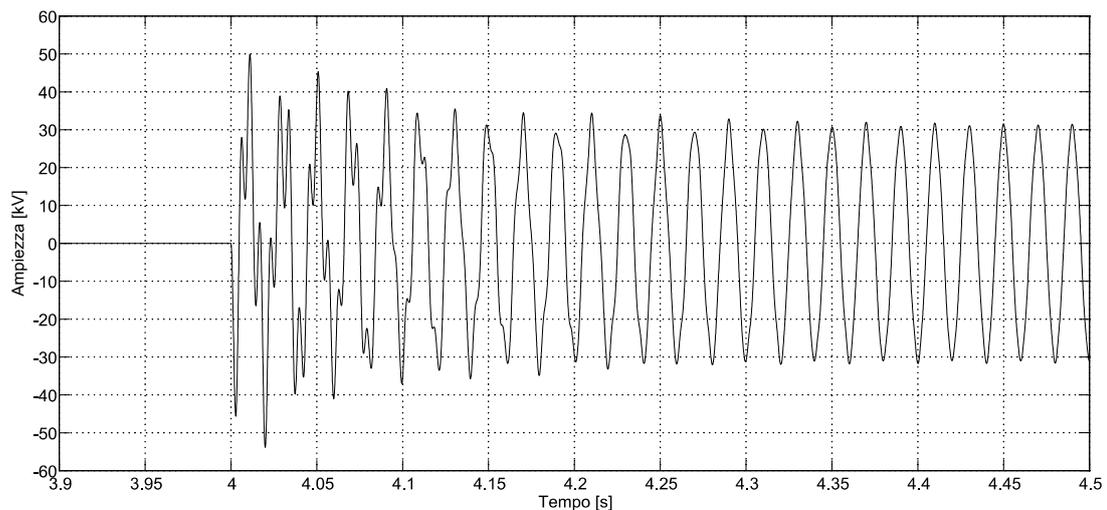


FIGURA 6.68 ANDAMENTO DELLA TENSIONE AI CAPI DEL CONDENSATORE DEL FILTRO DI 4°ARMONICA

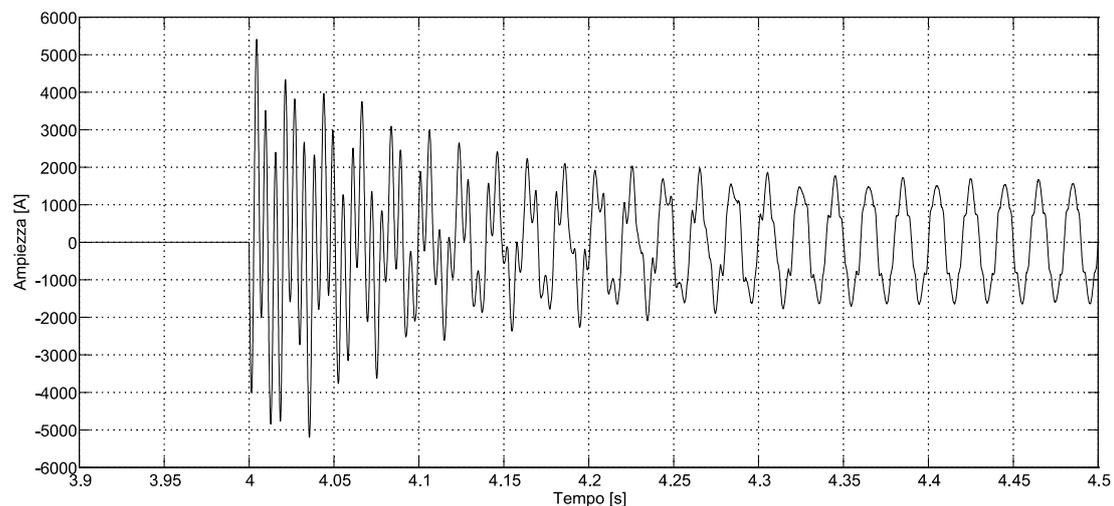


FIGURA 6.69 ANDAMENTO DELLA CORRENTE SUL CONDENSATORE DEL FILTRO DI 4°ARMONICA

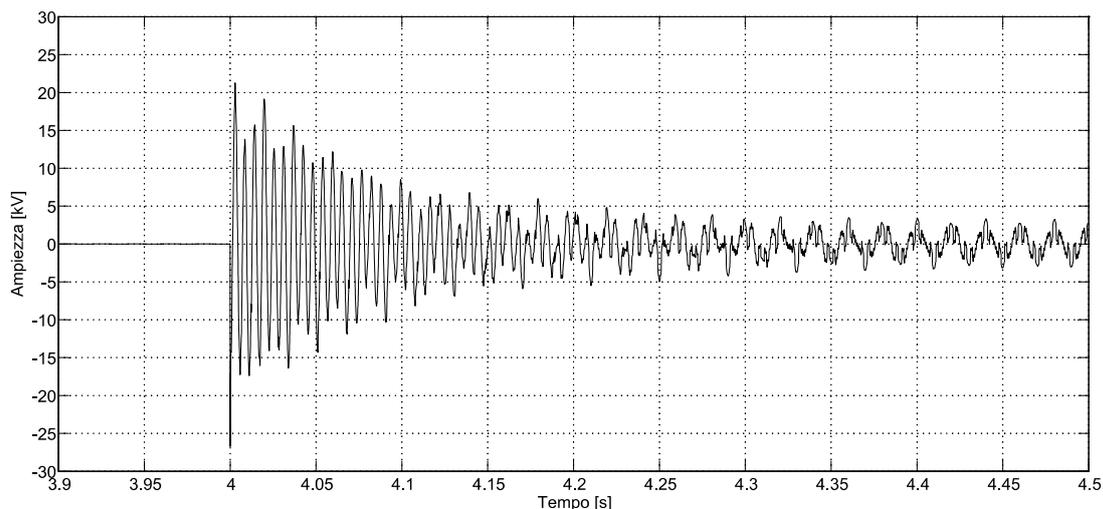


FIGURA 6.70 ANDAMENTO DELLA TENSIONE AI CAPI DELL'INDUTTORE DEL FILTRO DI 4° ARMONICA

6.7.5 TABELLE DI RIEPILOGO DEI TRANSITORI DI INSERZIONE DEI FILTRI

In questo paragrafo, come riportato dal titolo stesso, si riporta un riepilogo dei valori di cresta, di tensione e di corrente, che si manifestano durante la manovra di inserzione sui componenti dei filtri dell'impianto:

MASSIMA SOVRATENSIONE DI PICCO [kV]			
FILTRO	CONDENSATORE	INDUTTORE	RESISTORE DI DAMPING
3° ARMONICA	64.03	29.34	-
2° ARMONICA	CM2H = 50.07 CS2H = 18.53	34.97	26.23
4° ARMONICA	52.310	20.684	-

TABELLA 6.27 RIEPILOGO DEI VALORI DI PICCO DELLA TENSIONE CHE SI MANIFESTANO IN SEGUITO ALLA MANOVRA DI INSERZIONE DEI FILTRI

MASSIMA SOVRACORRENTE DI PICCO [A]			
FILTRO	CONDENSATORE	INDUTTORE	RESISTORE DI DAMPING
3° ARMONICA	5350	5350	-
2° ARMONICA	CM2H = 2740 CS2H = 2708	2708	175
4° ARMONICA	5395	5395	-

TABELLA 6.28 RIEPILOGO DEI VALORI DI PICCO DELLA CORRENTE CHE SI MANIFESTANO IN SEGUITO ALLA MANOVRA DI INSERZIONE DEI FILTRI

Va precisato che, in fase di dimensionamento bisogna tenere presenti alcune norme specifiche: ad esempio, nel dimensionamento dei condensatori bisogna tener presente che l'energizzazione di un banco di condensatori, da parte di un interruttore senza riadescamento dell'arco, determina normalmente una sovratensione il cui primo picco non supera

solitamente $2\sqrt{2}$ volte il valore efficace della tensione applicata per una durata massima di mezzo periodo come indicato nella norma IEC 60871-1. Tale norma ipotizza un limite di 1000 manovre all'anno in queste condizioni operative. Per quanto riguarda invece i sovraccarichi, i condensatori devono essere progettati per funzionare continuativamente ad un valore efficace di corrente pari a 1.3 volte la corrente in condizioni nominali in assenza di transitori. Tenendo conto del valore reale della capacità, la corrente massima può raggiungere $1.43 \cdot I_N$. Questi fattori di sovracorrente tengono conto dell'effetto delle armoniche e delle sovratensioni come citato dalla norma IEC 60871-1.

6.7.6 INSERZIONE DEL TRASFORMATORE DA FORNO

Un altro transitorio interessante riguarda l'energizzazione del trasformatore da forno: quando infatti un trasformatore viene alimentato si presenta una sovracorrente transitoria di inserzione nota anche come corrente di "In-rush". Il caso ideale di inserzione di un trasformatore vorrebbe la chiusura dei contatti esattamente all'istante in cui, al valore della tensione applicata corrisponde un flusso magnetico esattamente uguale a quello residuo nel nucleo magnetico: in tal caso non si verifica alcun transitorio. In pratica però è impossibile effettuare un controllo sull'istante di chiusura per ridurre i fenomeni transitori anche perché non è detto che se l'inserzione all'istante t è ottima per la fase R lo sia anche per le altre due fasi. L'intensità della corrente di inserzione dipende generalmente dal valore della tensione di rete, dall'istante in cui avviene la chiusura dei contatti, dalla magnetizzazione residua del nucleo e dall'impedenza della rete: come ampiezza la corrente di inserzione può essere 8-10 volte la corrente nominale di pieno carico. La situazione ottimale avviene quando l'istante di inserzione coincide con il massimo picco della tensione di alimentazione. Nelle simulazioni fatte il fenomeno della saturazione, per semplicità, è sempre stato trascurato ma sarebbe un errore omettere tale transitorio per lo studio delle sollecitazioni che comporta. I principali disturbi introdotti da questo fenomeno si possono riassumere come segue:

- Correnti non equilibrate. Non viene solitamente considerato un disturbo vero e proprio ma si tratta pur sempre di una conseguenza dovuta alla magnetizzazione di un trasformatore.
- Distorsione armonica accentuata. La corrente richiesta da un trasformatore durante la sua magnetizzazione ha uno spettro composto da tutti gli ordini armonici. Solitamente però, le componenti armoniche che destano le maggiori preoccupazioni sono la componente continua (generalmente funzione del flusso residuo), la seconda armonica (generalmente in funzione del grado di saturazione) e la terza armonica (prodotta dall'effetto della saturazione).

Per implementare tale fenomeno in Matlab-Simulink abbiamo simulato la seguente caratteristica di magnetizzazione del trasformatore da forno (caratteristica linearizzata):

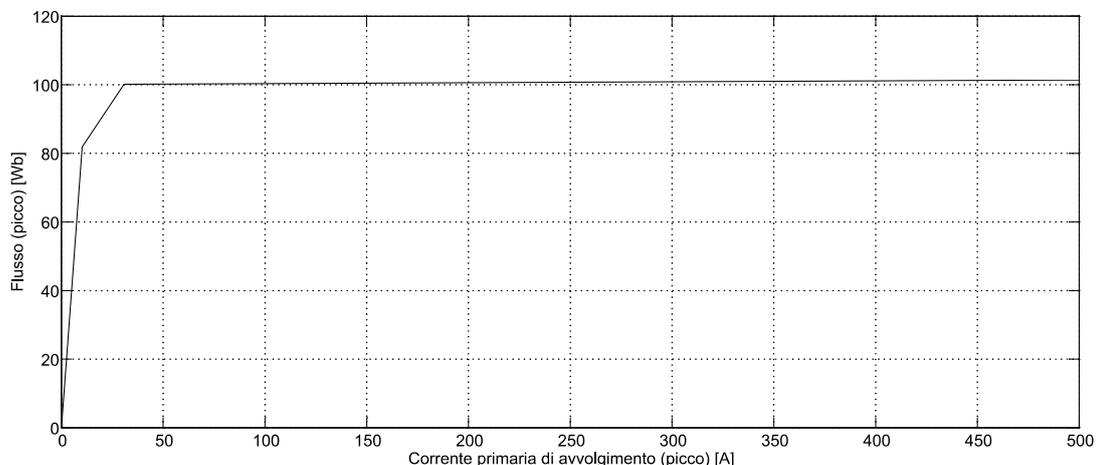


FIGURA 6.71 CARATTERISTICA DI MAGNETIZZAZIONE DEL TRASFORMATORE DA FORNO

Supponiamo di alimentare il nostro trasformatore da forno con secondario aperto: in tali condizioni si ottengono le correnti di inserzione mostrate in figura 6.72 per ciascuna fase.

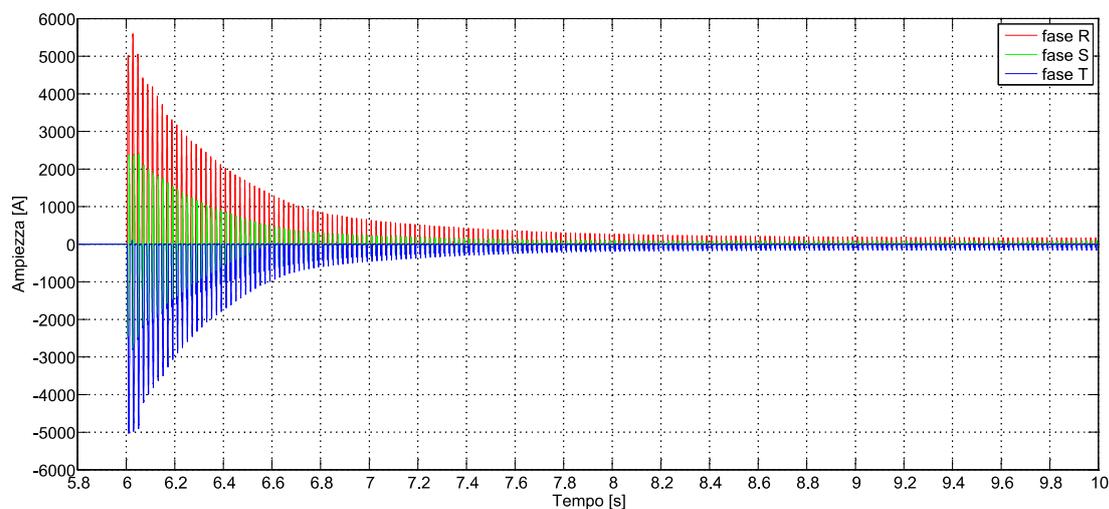


FIGURA 6.72 ANDAMENTO DELLA CORRENTE DI INSERZIONE DEL TRASFORMATORE DA FORNO

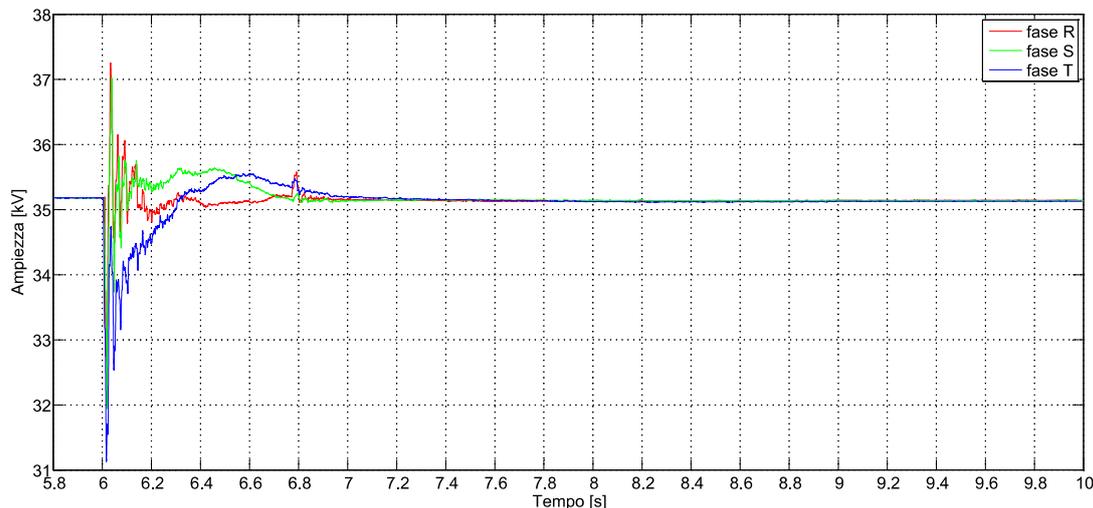


FIGURA 6.73 ANDAMENTO DEL VALORE EFFICACE DELLA TENSIONE ALLA SBARRA DI MEDIA DURANTE L'INSERZIONE DEL TRASFORMATORE DA FORNO

Ovviamente l'inserzione del trasformatore ha una ripercussione sull'andamento delle tensioni e delle correnti dei filtri. Nelle seguenti tabelle vengono riportati i valori di cresta che riassumono l'effetto della corrente di inserzione del trasformatore da forno sui filtri:

FILTRO	MASSIMA SOVRATENSIONE DI PICCO INSERZIONE TRAFI FORNO [kV]		
	CONDENSATORE	INDUTTORE	RESISTORE DI DAMPING
3° ARMONICA	47.40	13.00	-
2° ARMONICA	CM2H = 54.75 CS2H = 19.60	46.34	26.75
4° ARMONICA	37.20	5.56	-

TABELLA 6.29 RIEPILOGO DELL'EFFETTO DOVUTO ALL'INSERZIONE DEL TRASFORMATORE SUL VALORE DI PICCO DELLE TENSIONI

MASSIMA SOVRACORRENTE DI PICCO INSERIZIONE TRAFI FORNO [A]			
FILTRO	CONDENSATORE	INDUTTORE	RESISTORE DI DAMPING
3° ARMONICA	2800	2800	-
2° ARMONICA	CM2H = 3127 CS2H = 3101	3101	179
4° ARMONICA	2480	2480	-

TABELLA 6.30 RIEPILOGO DELL'EFFETTO DOVUTO ALL'INSERIZIONE DEL TRASFORMATORE SUL VALORE DI PICCO DELLE CORRENTI

Come possiamo notare dalle tabelle si verifica un incremento dei valori di cresta relativi alla tensione e alla corrente sui componenti del filtro di 2° armonica mentre per i filtri di 3° armonica e di 4° armonica risultano valori inferiori rispetto al caso di inserzione del filtro stesso.

6.7.7 SOVRATENSIONI AI CAPI DEGLI ORGANI DI MANOVRA

Infine è interessante, per completezza, riportare anche le sovratensioni che si manifestano tra i poli degli interruttori durante la manovra di apertura del carico. I risultati sono presentati nella seguente tabella e descrivono le sovratensioni che si rilevano tra i poli di ciascuno degli interruttori dell'impianto:

MASSIMA SOVRATENSIONE DI PICCO TRA I POLI DELL'INTERRUTTORE [kV]			
INTERRUTTORE	CB1	CB2	CB3
MANOVRA DI APERTURA	76.14	81.8	70.25

TABELLA 6.31 RIEPILOGO SOVRATENSIONI TRA I POLI DEGLI INTERRUTTORI DURANTE LA MANOVRA DI APERTURA

Tali indicazioni ci possono sicuramente tornare utili per fornire delle indicazioni in merito alla scelta degli interruttori di manovra per i banchi di filtraggio e per il TCR.

6.8 CONFRONTO TRA LE SIMULAZIONI ED IL FUNZIONAMENTO REALE

In questo paragrafo viene presentato il confronto tra le forme d'onda che si ottengono dalle simulazioni con le forme d'onda ottenute dai rilievi fatti su un impianto funzionante. Nonostante non si tratti dello stesso impianto (ricordo che le simulazioni riguardano un impianto in fase di progettazione, mentre le misure sono state effettuate su un impianto reale) possiamo lo stesso fare delle interessanti considerazioni in merito agli andamenti delle principali grandezze. Per quanto riguarda il modello di forno utilizzato per il confronto si usa quello capace di generare fluttuazioni di ampiezza e frequenza variabile basato sulle equazioni di Cassie e Mayr.

Riportiamo nella tabella seguente i principali dati dell'impianto del quale sono disponibili le misure che utilizzeremo per confrontare qualitativamente i risultati ottenuti dal nostro modello:

TRASFORMATORE DA FORNO		
POTENZA APPARENTE	S_{TRAFI}	72 MVA

TABELLA 6.32 DATI TRASFORMATORE DA FORNO

TRASFORMATORE ABBASSATORE		
POTENZA APPARENTE	S_{SD}	80-100 MVA
TENSIONE NOMINALE PRIMARIA	U_{1SD}	154 kV
TENSIONE NOMINALE SECONDARIA	U_{20SD}	34.5 kV
TENSIONE DI CORTOCIRCUITO %	U_{CCSD}	12.4%
RAPPORTO X/R (INDUTTANZA SU RESISTENZA)	X_{SD}/R_{SD}	37

TABELLA 6.33 DATI TRASFORMATORE ABBASSATORE HV-MV

RETE DI ALIMENTAZIONE		
TENSIONE NOMINALE DI ALIMENTAZIONE	U_{RETE}	154 kV (140÷170kV)
FREQUENZA NOMINALE DI ALIMENTAZIONE	f	50 Hz
POTENZA DI CORTOCIRCUITO AL PCC (MINIMA)	S_{CCMIN}	3257 MVA
POTENZA DI CORTOCIRCUITO AL PCC (MAX)	S_{CCMAX}	4085 MVA
RAPPORTO X/R (INDUTTANZA SU RESISTENZA)	X/R	10

TABELLA 6.34 DATI RETE DI ALIMENTAZIONE

STATIC VAR COMPENSATOR		
POTENZA APPARENTE	S_{TCR}	90 MVA
FILTRO DI 2° ARMONICA (C-TYPE)	S_{2h}	40 MVA
FILTRO DI 3° ARMONICA	S_{3h}	20 MVA
FILTRO DI 4° ARMONICA	S_{3h}	30 MVA

TABELLA 6.35 DATI STATIC VAR COMPENSATOR

Procediamo al confronto presentando prima la forma d'onda della corrente assorbita dal primario del trasformatore dal forno dell'impianto reale e poi quella simulata con il modello implementato in Matlab-Simulink.

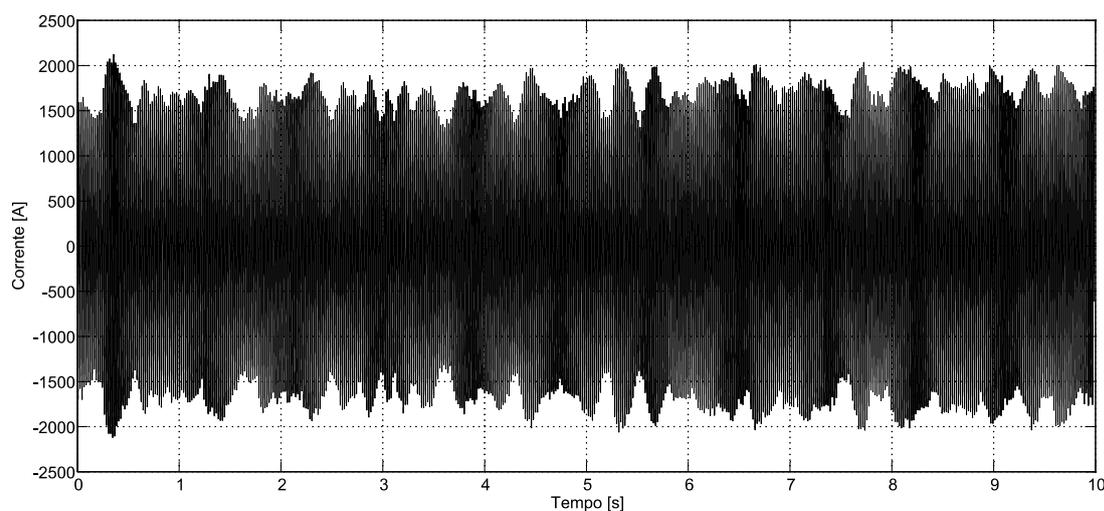


FIGURA 6.74 FORMA D'ONDA DELLA CORRENTE ASSORBITA DAL PRIMARIO DEL TRASFORMATORE DA FORNO IN UN IMPIANTO REALE

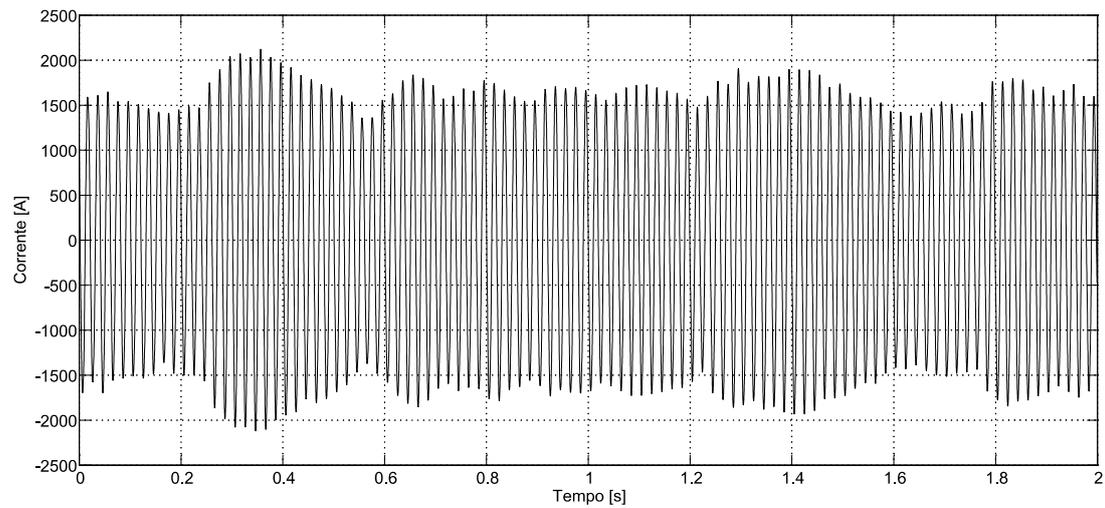


FIGURA 6.75 DETTAGLIO DELLA FORMA D'ONDA DEI PRIMI SECONDI DI FIGURA 6.74

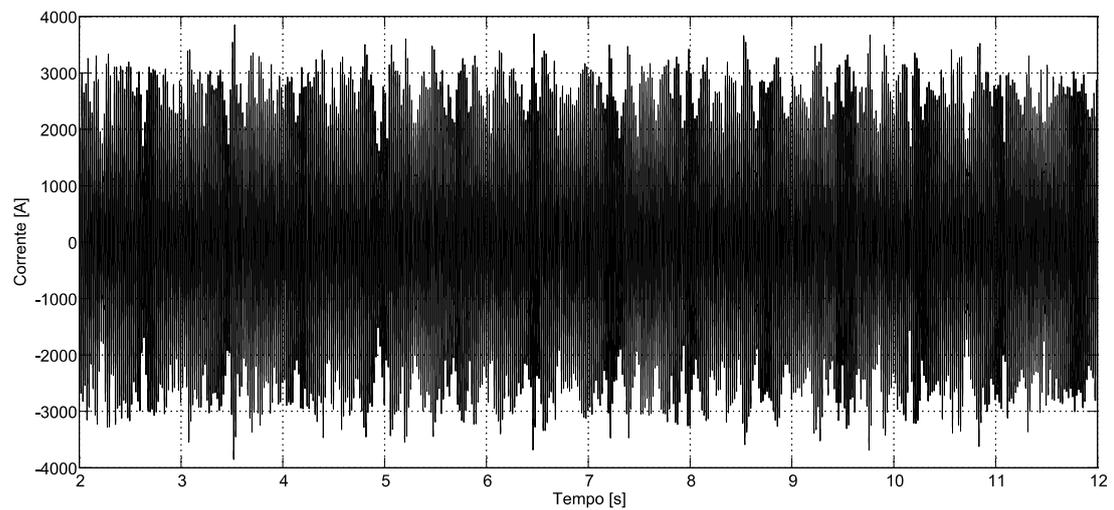


FIGURA 6.76 FORMA D'ONDA DELLA CORRENTE ASSORBITA DAL PRIMARIO DEL TRASFORMATORE DA FORNO DEL MODELLO IMPLEMENTATO IN MATLAB-SIMULINK

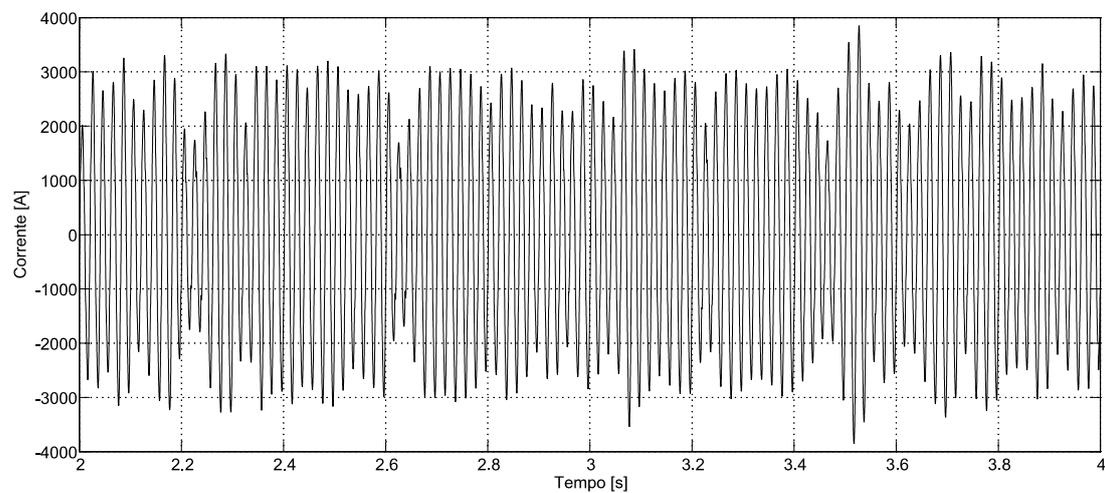


FIGURA 6.77 DETTAGLIO DELLA FORMA D'ONDA DEI PRIMI SECONDI DI FIGURA 6.76

Nella corrente assorbita dal modello dell'impianto è evidente come siano presenti delle fluttuazioni della stessa caratterizzate da frequenze maggiori rispetto alla corrente rilevata dall'impianto reale. Per risolvere tale discordanza è necessario modificare il sistema di generazione delle fluttuazioni di ampiezza e frequenza: a tal proposito viene modificata la catena dei filtri come mostrato in figura 6.78.

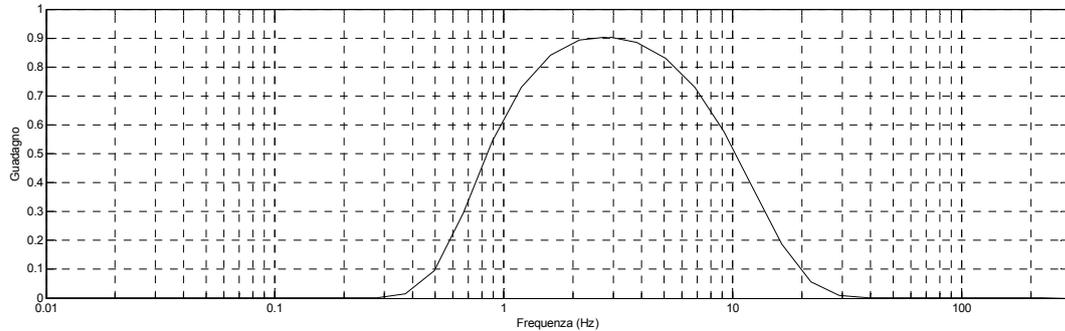


FIGURA 6.78 DIAGRAMMA DI BODE DELLE AMPIEZZE DEL FILTRO PASSABANDA MODIFICATO PER LA GENERAZIONE DI FLUTTUAZIONI SIMILI A QUELLE REALI

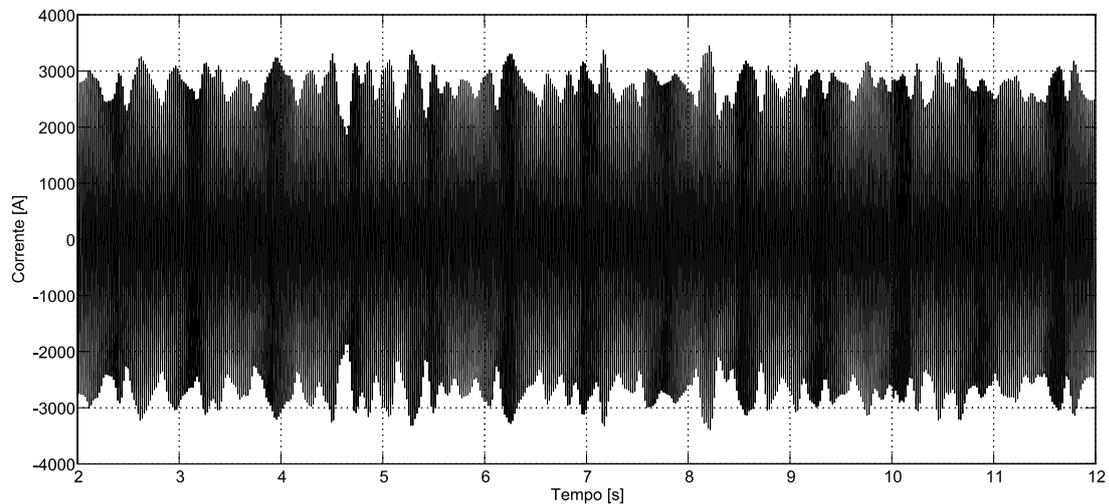


FIGURA 6.79 FORMA D'ONDA DELLA CORRENTE ASSORBITA DAL PRIMARIO DEL TRASFORMATORE DA FORNO DEL MODELLO CON LA MODIFICA RIPORTATA IN FIGURA 6.76

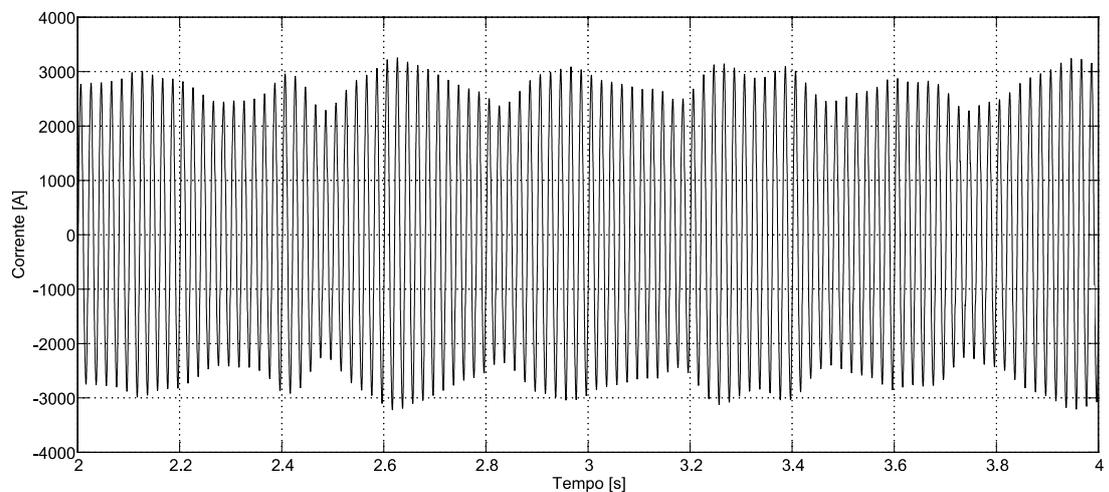


FIGURA 6.80 DETTAGLIO DELLA FORMA D'ONDA DEI PRIMI SECONDI DI FIGURA 6.79

Oltre a tale modifica abbiamo variato il tempo di campionamento del blocchetto “Band limited white noise” in Matlab-Simulink. Come possiamo notare dalle figure 6.79 - 6.80 il risultato è più che soddisfacente: attraverso la modifica semplice della generazione delle fluttuazioni otteniamo, con buona approssimazione, forme d’onda molto simili tra il modello e il reale comportamento della corrente. Un altro interessante confronto che si può fare, dopo aver modificato le fluttuazioni che il modello introduce, riguarda l’andamento nel tempo della tensione rilevata alla sbarra MV. Se prendiamo le misure fatte su di un impianto reale otteniamo il seguente andamento nel tempo:

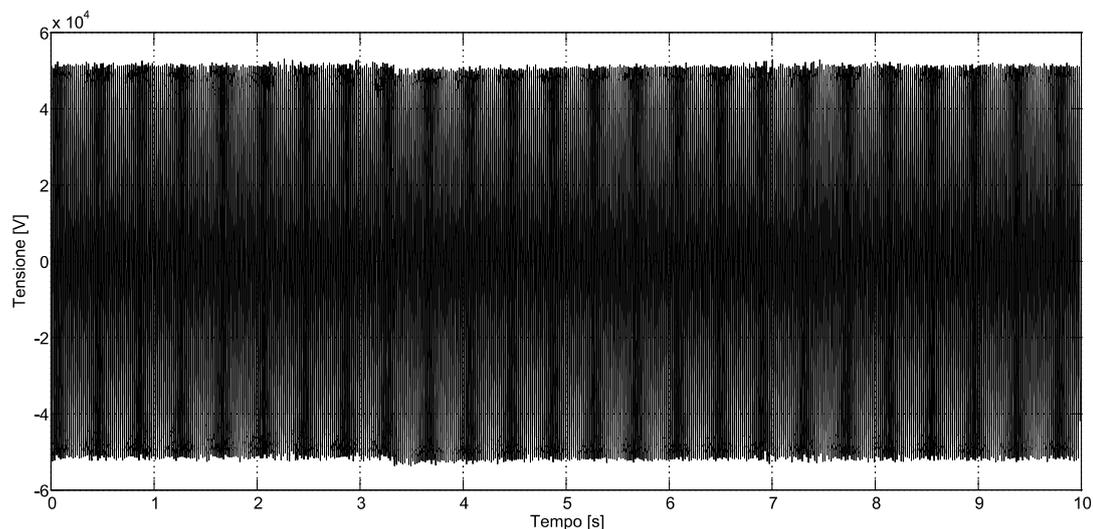


FIGURA 6.81 FORMA D’ONDA DELLA TENSIONE RILEVATA ALLA SBARRA DI MEDIA TENSIONE IN UN IMPIANTO REALE

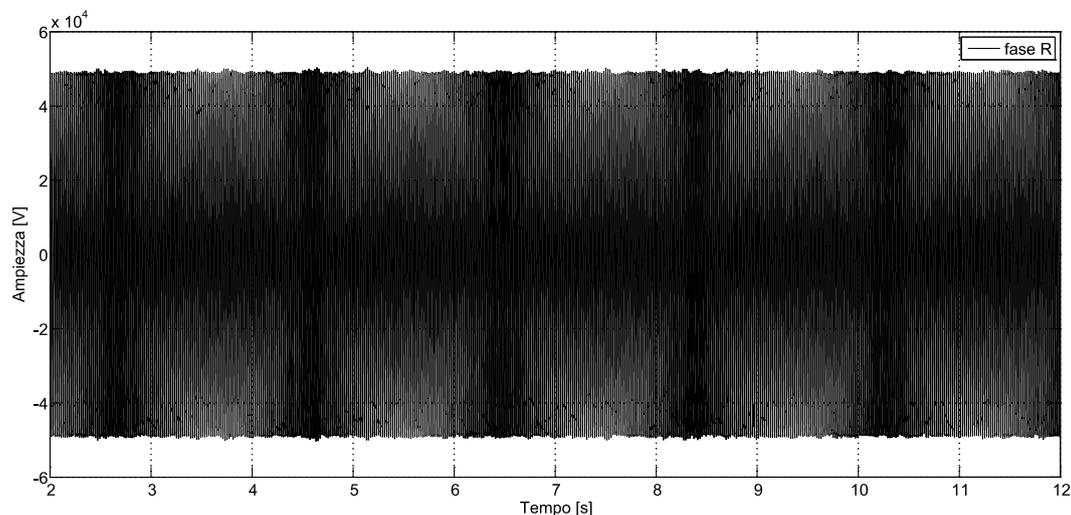


FIGURA 6.82 FORMA D’ONDA DELLA TENSIONE OTTENUTA ALLA SBARRA DI MEDIA TENSIONE DAL MODELLO IMPLEMENTATO IN MATLAB SIMULINK CON LA MODIFICA DI FIGURA 6.76

Purtroppo, non avendo a disposizione molti dati relativi a misure effettuate, il confronto tra la realtà e le simulazioni in Matlab-Simulink non può essere ulteriormente approfondito. Tuttavia, dai due esempi sopra riportati, possiamo evidenziare la corrispondenza, con buona approssimazione, delle forme d’onda in funzione del tempo: dal punto di vista qualitativo le grandezze si assomigliano e questo ci dà la conferma della corretta rappresentazione del comportamento da parte dei modelli studiati. Inoltre abbiamo evidenziato l’elasticità del modello implementato in Matlab-Simulink: con semplici modifiche è possibile adattarlo alle singole esigenze e caratteristiche di un impianto reale.

Capitolo 7

CONCLUSIONI

Con il presente lavoro di tesi di Laurea Specialistica viene proposta un'analisi approfondita, basata sull'implementazione di alcuni modelli al Matlab-Simulink, di una rete di alimentazione di un forno ad arco trifase e del relativo sistema di compensazione della potenza reattiva. La scelta degli argomenti trattati è nata in seguito all'opportunità di svolgere un'attività di tirocinio presso l'azienda "Ansaldo Sistemi Industriali S.p.a": proprio grazie al tirocinio è stato possibile affrontare tematiche e problematiche reali necessarie al progresso tecnologico nel campo dell'elettronica di potenza applicata alle reti di distribuzione dell'energia elettrica. L'obiettivo principale che abbiamo inseguito era quello di valutare la capacità di compensazione di uno Static Var Compensator dei disturbi introdotti dal funzionamento di un forno ad arco.

La fase iniziale del lavoro, che coincide con il primo capitolo, riguarda la ricerca di documentazione inerente i problemi relativi alla qualità dell'energia elettrica immessi in rete dal funzionamento di un forno ad arco (più in generale di un carico non lineare). Dopo tale fase di studio abbiamo implementato, in Matlab-Simulink, un modello di SVC che rispecchia il reale dispositivo costruito e commercializzato da Ansaldo. Alla costruzione del modello è seguita un'analisi dettagliata sulle tecniche disponibili per il calcolo, in tempo reale, della componente reattiva della potenza e della corrente: infatti, tale aspetto rappresenta il cuore di un qualsiasi dispositivo che si pone come obiettivo la compensazione, in tempo reale, dei disturbi. Per evidenziare la bontà del sistema di misura e di calcolo viene presentato anche un confronto tra i principali metodi di calcolo illustrati.

Il passo successivo è stato quello di costruire un modello capace di riassumere il comportamento reale di un forno ad arco trifase. La parte iniziale della modellizzazione ci ha visto analizzare nel dettaglio, da un punto di vista fisico, il fenomeno della scarica elettrica tra due elettrodi. Una volta ricavate le principali equazioni che descrivono il fenomeno, note con il nome di equazioni di Cassie e di Mayr, abbiamo implementato un primo modello capace di simulare l'arco elettrico monofase. Assieme a tale modello abbiamo presentato anche altri modelli capaci di rappresentare il fenomeno fisico basandosi sulla costruzione della caratteristica tensione-corrente di un forno ad arco.

Dopo aver collaudato il modello di forno ad arco trifase costituito sulle equazioni di Cassie e di Mayr e il modello di SVC abbiamo realizzato, sempre in Matlab-Simulink, una rete elettrica che alimenta un forno ad arco trifase e il relativo SVC: i dati utilizzati sono presi da un progetto reale. Sfruttando tale esempio abbiamo messo in evidenza anche le modalità con cui viene dimensionato uno Static Var Compensator. Il vero obiettivo però consisteva nel verificare il corretto funzionamento dei modelli implementati: per questo motivo è stata condotta un'approfondita illustrazione dei risultati ottenuti e delle principali forme d'onda delle rete elettrica.

Per quanto riguarda il funzionamento del modello di forno ad arco in Matlab-Simulink, nonostante la ricerca bibliografica e lo studio, non è stato possibile riprodurre correttamente il fenomeno di immissione di armoniche pari in rete: sono stati provati alcuni metodi ma tutti introducevano, assieme alle armoniche pari, delle componenti continue che provocano un funzionamento non coerente con quello reale. Tale aspetto sicuramente merita di essere approfondito per una corretta rappresentazione del fenomeno. Invece, per quanto riguarda il

modello del compensatore statico, sono stati presentati diversi tipi di misura delle componenti reattive: per ogni metodo sono stati illustrati i limiti e le prestazioni. Un'altra difficoltà incontrata riguarda la mancanza di dettagliate misure di un reale impianto: sarebbe infatti di importanza fondamentale, per una valutazione complessiva del lavoro svolto, il confronto dei risultati ottenuti dalle simulazioni con le misure in un impianto reale. Nella parte conclusiva delle simulazioni viene presentata una rapida illustrazione del comportamento di tensione e corrente durante i transitori di inserzione e disinserzione: tali forme d'onda possono essere utili in quanto ci forniscono almeno un ordine di grandezza per il corretto dimensionamento dei principali elementi che compongono i filtri (induttori e condensatori) e degli interruttori di manovra.

In conclusione possiamo sostenere che i modelli implementati forniscono sicuramente un importante aiuto in quella che è la progettazione di sistemi di compensazione per forni ad arco elettrico. Il metodo con cui è stato affrontato tutto il lavoro è quello proprio dell'ingegnere: infatti, con il termine ingegneria si intende quella disciplina che sfrutta le conoscenze scientifiche e matematiche nella progettazione di macchine, strutture, sistemi e impianti al fine di soddisfare i bisogni umani.

Nel complesso, l'attività di tesi associata a quella di tirocinio può essere descritta come un'esperienza molto valida e interessante che fornisce un primo impatto con quello che è il mondo del lavoro. L'attività svolta, per i temi trattati, meritava sicuramente altro tempo per approfondire tutte le questioni che nascono dal continuo perfezionamento del comportamento dei modelli: infatti dalle simulazioni svolte nascono sempre altre tematiche che meritano di essere approfondite, non solo per la curiosità che possono suscitare, ma anche per approfondire la propria esperienza. È molto probabile che il tema sviluppato non si esaurisca con questa tesi, che rappresenta comunque un valido punto di partenza per eventuali indagini ed approfondimenti futuri.

RINGRAZIAMENTI

Infine, con queste ultime righe, non mi resta che ringraziare le persone che hanno contribuito al raggiungimento di questo importante risultato. È difficile trovare le parole giuste per ringraziare la mia famiglia, però vorrei che questo mio traguardo raggiunto, per quanto possibile, fosse un premio anche per loro e per i sacrifici che hanno fatto in questi anni. Un ringraziamento speciale va anche a Lara per essermi stata sempre accanto, sia nei momenti difficili, sia nei momenti felici.

Una altro grazie va, senza ombra di dubbio, al Prof. Mauro Andriollo senza il quale non avrei avuto l'opportunità di svolgere il tirocinio aziendale e, di conseguenza, questa tesi di laurea.

Desidero ringraziare l'azienda "Ansaldo Sistemi Industriali S.p.a." per avermi dato la possibilità di collaborare in aspetti e tematiche interessanti che sicuramente hanno contribuito alla mia formazione. In particolare desidero ringraziare il relatore aziendale per il supporto e la disponibilità durante l'intero svolgimento del lavoro qui presentato: l'ing. Filippo Guarda. Ringrazio anche tutti i ragazzi con cui ho condiviso la pausa caffè, il pranzo e qualche chiacchiera: Claudio, Paolo, Valerio, Emanuele, Daniele e Andrea.

Un ringraziamento speciale va al collegio Laurentianum e a tutti i mitici studenti (chi più, chi meno) che ho avuto modo di conoscere negli anni trascorsi a Padova: sicuramente un ricordo di cui farò tesoro. Tra gli amici non posso di certo dimenticare tutti i furbacchioni dell'Oratorio San Giorgio: elencarli tutti sarebbe un lavoro troppo arduo!

Infine un pensiero speciale a mio fratello Marco: lassù, da qualche parte, credo sia fiero del traguardo raggiunto oggi.

Appendice A

IL TEOREMA DI FOURIER

Fourier, con il teorema che porta il suo nome, ha mostrato che le funzioni periodiche presentano spettri discreti, cioè formati da righe distinte. L'enunciato di questo teorema fondamentale afferma quanto segue:

“Una funzione periodica $f(t)$ di periodo T , purché integrabile, è esprimibile come segue:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \phi_n)$$

Ovvero può essere considerata la somma di un termine costante e di tante sinusoidi, delle quali la prima ha frequenza $f(t) = \omega/2\pi = 1/T$ (fondamentale o prima armonica) e le seguenti con frequenza multipla: $2f$ o pulsazione ω doppia (seconda armonica), $3f$ o pulsazione ω tripla (terza armonica), etc.”

In teoria il numero di armoniche è infinito; in pratica, tuttavia è sufficiente considerarne un numero limitato. Si può osservare pertanto che sviluppando il seno che compare sopra si perviene a:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)]$$

Dove si è posto:

$$A_n = C_n \sin(\phi_n)$$

$$B_n = C_n \cos(\phi_n)$$

$$\phi_n = \arctan\left(\frac{A_n}{B_n}\right), \text{ estesa ai quattro quadranti;}$$

I coefficienti si calcolano attraverso i seguenti integrali:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt, \quad A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt, \quad B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

È importante sottolineare che i coefficienti A_n, B_n sono delle ampiezze e quindi risultano essere sostanzialmente positive e il coefficiente A_0 non è altro che il valore medio della funzione. Inoltre alcuni di questi coefficienti potranno talvolta essere nulli, in conseguenza di particolari conformazioni simmetriche della forma d'onda di $f(t)$. La rappresentazione di ciascuna armonica può essere effettuata tramite un fasore, alla rispettiva pulsazione angolare, in relazione al valore efficace e alla fase che possono essere calcolati come di seguito:

$$c_n = C_n e^{j\phi_n}$$

$$C_{\text{neff}} = \frac{\sqrt{A_n^2 + B_n^2}}{\sqrt{2}}$$

$$\tan(\varphi_n) = \frac{-B_n}{A_n}$$

Altrettanto utile è ricordare che il valore efficace di una forma d'onda è dato da:

$$F_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}$$

Tale valore efficace può essere anche in termini di valori efficaci delle componenti della serie di Fourier associata, ovvero se ora alla definizione di valore efficace, si sostituisce la $f(t)$ con il suo sviluppo in serie di Fourier e si procede nel calcolo, si giunge all'espressione seguente:

$$F_{eff} = \left[C_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

A questo punto, l'insieme delle armoniche di un segnale periodico può essere rappresentato, nel piano cartesiano, con delle righe di ampiezza pari a quella delle singole armoniche e posizione pari alla frequenza o alla pulsazione delle stesse. In tale modo si evidenzia il cosiddetto spettro del segnale (più precisamente esiste lo spettro delle ampiezze e lo spettro delle fasi a seconda del valore riportato in ordinata). Considerando che molto spesso si studiano i segnali per gli effetti energetici che sono in grado di produrre, è interessante vedere come ogni singola armonica contribuisca al risultato complessivo. Infatti se si considera un segnale periodico esprimibile in serie di Fourier, il suo effetto energetico è legato al valore efficace del segnale stesso. Accanto agli spettri che riportano l'ampiezza si possono considerare inoltre gli spettri di potenza, nei quali ogni riga rappresenta il quadrato del valore efficace di un'armonica, ovvero la potenza che quella armonica dissipa su di una resistore di resistenza pari ad un ohm. È importante sottolineare che in tale modo il contributo energetico venga più marcatamente ad attribuirsi alle prime armoniche.

Il calcolo dei coefficienti della serie di Fourier è spesso lungo e complesso. Alcune volte però risulta possibile semplificarlo tenendo presente le particolari proprietà di cui gode il segnale che si analizza. Possiamo fare le seguenti considerazioni:

- se la funzione è di tipo alternato (valore medio nullo), allora il coefficiente $A_0 = 0$;
- se la funzione risulta essere dispari (ovvero quando $f(t) = -f(-t)$) si dimostra che tutti i coefficienti $A_n = 0$;

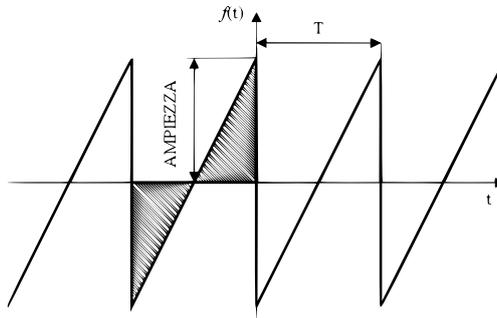


FIGURA A.1 ESEMPIO DI FUNZIONE DISPARI

- se la funzione invece risulta essere pari (ovvero $f(t) = f(-t)$), si dimostra che tutti i coefficienti $B_n = 0$;

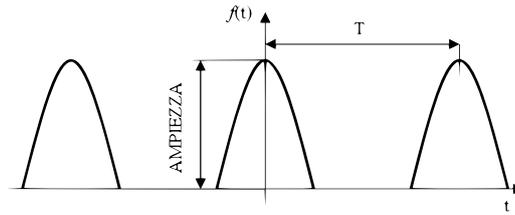


FIGURA A.2 ESEMPIO DI FUNZIONE PARI

- se la $f(t)$ ha semionda negativa, che ribaltata al di sopra dell'asse delle ascisse e traslata di $T/2$ si sovrappone esattamente con la semionda positiva, allora si dimostra che sono nulli tutti i coefficienti con n pari, cioè la serie presenta solo armoniche dispari. Nella rappresentazione sotto ciò non accade;

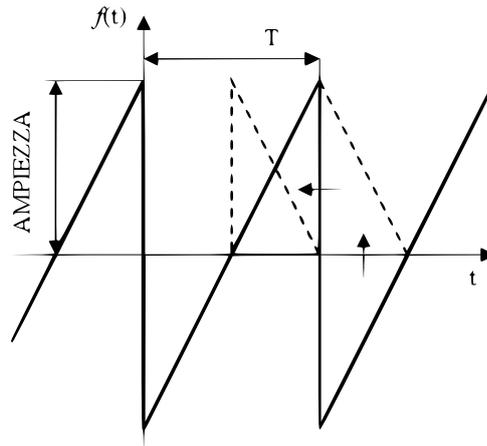


FIGURA A.3 ESEMPIO DI FUNZIONE SIMMETRICA

BIBLIOGRAFIA

- [1] S. Santoso, H.W. Beaty, R.C. Dugan, M.F. Mc Granaghan: “*Electrical Power Systems Quality*”, 2004, McGraw Hill.
- [2] Baggini: “*Handbook of Power Quality*”, 2008, John Wiley & Sons Ltd.
- [3] Sankaran C.: “*Power Quality*”, 2002, CRC Press LLC.
- [4] Barry W. Kennedy: “*Power quality primer*”, 2000, McGraw Hill.
- [5] R. Sastry Vedam, Mulukutla S. Sarma: “*Power Quality: VAR Compensation in Power Systems*”, 2009, CRC Press LLC.
- [6] Francisco C. De La Rosa: “*Harmonics and Power Systems*”, 2006, CRC Press LLC.
- [7] Jos Arrillaga, Bruce Smith, Neville Watson, Alan Wood: “*Power System Harmonic Analysis*”, 1997, John Wiley & Sons Ltd.
- [8] ABB, “*Quaderno di applicazione tecnica n°8: Rifasamento e filtraggio delle armoniche negli impianti elettrici*”, luglio 2008, ABB.
- [9] C.R. Bayliss, B.J. Hardy: “*Transmission and Distribution Electrical Engineering. Third edition*”, 2007, Newnes.
- [10] T.A. Short: “*Electric Power distribution handbook*”, 2004, CRC Press LLC.
- [11] Johan Driesen, Thierry Van Craenenbroeck: “*Disturbi della tensione. Introduzione alla dissimmetria*”, Maggio 2002, Leonardo Power Quality Initiative.
- [12] IEEE Interharmonic Task Force, Cigré 36.05/CIRED 2 CC02 Voltage Quality Working Group, “*Interharmonics in power systems*”, 1997.
- [13] “*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*”, IEEE Std. 519-1992.
- [14] Norma CEI EN 50160 : Class. CEI 110-22 - CT 210 - Fascicolo 5564 - Anno 2000 - Edizione Seconda “*Caratteristiche della tensione fornita dalle reti pubbliche di distribuzione dell’energia elettrica*”.
- [15] Norma CEI EN 61000-4-7: Norma It. CEI EN 61000-4-7 - Class. CEI 210-70 - CT 210 - Fascicolo 6995 - Anno 2003 - Edizione Seconda “*Compatibilità elettromagnetica (EMC) Parte 4-7: Tecniche di prova e misura - Guida generale per le misure di armoniche e interarmoniche e relativa strumentazione, applicabile alle reti di alimentazione ed agli apparecchi ad esse connessi*”.
- [16] Norma IEC 61871-7: Norma It. CEI EN 61871-1 - Class. CEI 33-18 - CT 33 - Fascicolo 8356 - Anno 2006-07 - “*Condensatori statici di rifasamento per impianti di*

- energia a corrente alternata con tensione nominale superiore a 1000 V. Parte 1: Generalità*”.
- [17] Leonardo Power Quality Initiative, <http://www.lpqi.org/>
- [18] Özgül Salor, , Burhan Gültekin, Serkan Buhan: “*Electrical Power Quality Of Iron And Steel Industry In Turkey*”, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 46, No. 1, January/February 2010.
- [19] T.J.E. Miller: “*Reactive Power Control in Electric System*”, 1982, John Wiley & Sons Ltd.
- [20] Antonio Silva, Lars Hultqvist and Aleksander Wilk-Wilczynski: “*Steel Plant Performance, Power Supply System Design And Power Quality Aspects*”, Draft Paper Abstract - 54th Electric Furnace Conference - Dec. 1996.
- [21] ZhongYuan Zhao, ChiHan Chen, ShunXian Bao, TaiXun Fang, XiaoHong Wang: “*Application of TCR-Type SVC in Power Substation and Electric Arc Furnaces*”, 2010, Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2010 IEEE PES.
- [22] Rahmat Allah Hooshmand, Mahdi Torabian Esfahani: “*Optimal Design of TCR/FC in Electric Arc Furnaces for Power Quality Improvement in Power Systems*”, Issue 15, July-December 2009 p. 31-50, Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies.
- [23] Xi-Fan Wang, Yonghua Song, Malcolm Irving: “*Modern Power Systems Analysis*”, 2008, Springer.
- [24] Narain G. Hingorani, Laszlo Gyugyi: “*Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, 2000, John Wiley & Sons Ltd.
- [25] L. Gyugyi, R. A. Otto, T. H. Putman: “*Principles And Applications Of Static Thyristor-Controlled Shunt Compensators*”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97, No. 5, Sept/Oct 1978.
- [26] R. Mohan Mathur, Rajiv K. Varma: “*Thyristor-Based Facts Controllers For Electrical Transmission Systems*”, 2002, John Wiley & Sons Ltd.
- [27] K. R. Padiyar: “*Facts Controllers In Power Transmission And Distribution*”, 2009, Anshan Pub.
- [28] Enrique Acha, Claudio R. Fuerte-Esquivel, Hugo Ambriz-Pérez, César Angeles-Camacho: “*FACTS: Modelling and Simulation in Power Networks*”, 2004, John Wiley & Sons Ltd.
- [29] G. C. Montanari, M. Loggini, A. Cavallini, L. Pitti, D. Zaninelli: “*Arc-furnace model for the study of flicker compensation in electrical networks*”, IEEE Transactions on Power Delivery 1994, Volume: 9, Issue: 4, Pages: 2026-2036.
- [30] Montanari, G.C. Loggini, M.Cavallini, A. Pitti, L.: “*Flicker and distortion compensation in electrical plants supplying arc-furnaces*”, Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE.
- [31] Golkar, M.A. Meschi, S.: “*MATLAB modeling of arc furnace for flicker study*”, Industrial Technology, 2008, IEEE International Conference.

- [32] P. Bordignon, A. Boselli, F. Profumo: “*Compensazione statica della potenza reattiva mediante valvole a tiristori in media tensione*”, Luglio 1984.
- [33] A. Berizzi, C. Bovo: “*Il Controllo delle Potenze con Dispositivi FACTS*”, 2008, Convegno su “Reti di trasmissione e distribuzione di energia elettrica”.
- [34] King-Jet Tseng, Yaoming Wang, D. Mahinda Vilathgamuwa: “*An Experimentally Verified Hybrid Cassie–Mayr Electric Arc Model for Power Electronics Simulations*”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 12, No. 3, May 1997 429.
- [35] Browne T. E.: “*An Approach to Mathematical Analysis of AC Arc Extinction in Breakers*”, 1959, Power Apparatus and Systems, Part III. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers.
- [36] Yan Wang, Zhizhong Mao, Yan Li, Huixin Tian, Lifeng Feng: “*Modeling and Parameter Identification of an Electric Arc for the Arc Furnace*”, Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics Qingdao, China September 2008.
- [37] Yuri N. Toulouevski, Ilyaz Y. Zinurov: “*Innovation in Electric Arc Furnaces*”, 2010, Springer.
- [38] H.Mokhtari, Assistantprofessor, M. Hejri, Graduate Student: “*A New Three Phase Time-Domain Model for Electric Arc Furnaces Using MATLAB*”, 2002 IEEE.
- [39] Zheng, T.; Makram, E.B.; Girgis, A.A.: “*Effect of different arc furnace models on voltage distortion. Harmonics and Quality of power proceeding*”, 1998. Vol. 2, pages. 1079-1085.
- [40] Rahmatollah Hooshmand, Mahdi Banejad, Mahdi Torabian Esfahani: “*A New Time Domain Model For Electric Arc Furnace*, Journal Of Electrical Engineering”, Vol. 59, No. 4, 2008, 195-202.
- [41] Tavakkoli, A.; Ehsan, M.; Batahiee, S.; Marzband, M.: “*A SIMULINK study of electric arc furnace power quality improvement by using STATCOM*”, Industrial Technology, 2008, IEEE International Conference on April 2008.
- [42] Tongxin Zheng, Elham B. Makram: “*An Adaptive Arc Furnace Model*, Ieee Transactions On Power Delivery”, Vol. 15, No. 3, July 2000.
- [43] Mahdi Banejad, Rahmat-Allah Hooshmand and Mahdi Torabian Esfahani: “*Exponential Hyperbolic Model for Actual Operating Conditions of Three Phase Arc Furnaces*”, American Journal of Applied Sciences 6 (8): 1539-1547, 2009.
- [44] M.A.Golkar, M.Tavakoli Bina, S.Meschi: “*A Novel Method of Electrical Arc Furnace Modeling for Flicker Study*”, K.N.Toosi University of Technology, Electrical Engineering Department Seyed-Khandan.
- [45] J. C. Das: “*Transients in Electrical Systems Analysis, Recognition, and Mitigation*”, 2010, McGraw Hill.
- [46] Lou van der Sluis: “*Transients in Power Systems*”, 2001, John Wiley & Sons Ltd.

-
- [47] T.W.S.Chow and Y.F.Yam: “*Measurement And Evaluation Of Instantaneous Reactive Power Using Neural Networks*”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 3, July 1994.
- [48] Yanlei Zhao, Yukun Yang, Wei Liu, Boxue Tan: “*A Novel Method to Detect Single Phase Reactive Current under Non-sinusoidal Voltage*”, 2009 International Conference on Energy and Environment Technology.
- [49] SHI Zhengwei, WEI Sihai, WU Bing, HUANG Yongli: “*Research on the Current Detection Algorithm for Reactive and Harmonic of Active Power Filters*”, Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific.
- [50] Prof. Sergio Lupi: “*Appunti di Elettrotecnica*”, Anno accademico 2005-2006.
- [51] Prof. Mauro Andriollo: *Appunti del corso di “Conversione statica dell’energia”*.
- [52] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins: “*Elettronica di Potenza: Convertitori e applicazioni*”. Edizione italiana di Power Electronics 3° Edizione, 2003 Hoepli.
- [53] “Flicker-Simulator”, sviluppato in Matlab in accordo con la IEC 61000-4-15, <http://www.solcept.ch/en/embedded-tools/flickersim>, Aprile 2011.
- [54] Juan Dixon, Luis Morán, José Rodríguez, Ricardo Domke: “*Reactive Power Compensation Technologies, State-of-the-Art Review*”, Proceedings of the IEEE, ---- Volume 93, Page(s): 2144 – 2164, Dec. 2005.