



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
DIPARTIMENTO DI TECNICA E GESTIONE DEI SISTEMI INDUSTRIALI
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA MECCATRONICA

Tesi di Laurea in Ingegneria Meccatronica
(Corso di laurea D.M. 270/2004)

Analisi e Confronto di Azionamenti Elettrici con Motori Sincroni e Inverter Capacitorless con Alimentazione Trifase

Analysis and Comparison of Synchronous Motor Electric Drives with Three-Phase Capacitorless Inverter

Relatore: Ing. Tinazzi Fabio

Laureando: Rigato Diego

ANNO ACCADEMICO 2021 - 2022

Indice

1	Introduzione	9
2	Sistemi capacitorless	11
2.1	Condensatori elettrolitici e condensatori a film [5]	12
2.1.1	Guasti nei condensatori	12
2.2	Condensatori negli azionamenti connessi a rete	13
3	Problematiche dei sistemi capacitorless connessi a rete	15
3.1	Studio della tensione raddrizzata e del filtraggio	15
3.2	Carichi costanti	17
3.3	Considerazioni sull'induttanza di rete	18
3.3.1	Risonanza	18
3.3.2	Funzionamento raddrizzatore	19
4	Analisi di tecniche allo stato dell'arte	21
4.1	Smorzamento risonanza tramite impulsi di tensione in un apposito sistema di controllo [3]	21
4.1.1	Idea di funzionamento	21
4.1.2	Stima della tensione sul bus	25
4.1.3	Risultati sperimentali	27
4.2	Smorzamento risonanza attraverso il concetto di impedenza positiva virtuale [8]	31
4.2.1	Principio di funzionamento	31
4.2.2	Stima della tensione sul bus	32
4.2.3	Metodo di smorzamento attivo proposto	34
4.2.4	Risultati sperimentali	37
5	Confronto delle soluzioni proposte	42

Elenco delle figure

1	Sistema con inverter trifase alimentato da rete trifase	11
2	Tensione raddrizzata con raddrizzatore a ponte	15
3	Analisi in frequenza del filtro RC in cascata al raddrizzatore	17
4	Circuito RLC semplificato	18
5	Raddrizzatore con 3 diodi in conduzione	20
6	Schema a blocchi rete e raddrizzatore con compensazione <i>feedforward</i> tradizionale	22
7	Schema a blocchi di rete e raddrizzatore di con metodo di compensazione <i>feedforward</i> proposto	22
8	Generazione del segnale di compensazione <i>feedforward</i>	23
9	Forme d'onda del raddrizzatore trifase e bus in continua	24
10	Diagramma a blocchi FLL	25
11	Risposta in frequenza del FLL ad una variazione a gradino della frequenza di rete	26
12	Risposte in ampiezza e frequenza del FLL ad una variazione a gradino della tensione di rete	26
13	Immagini del <i>setup</i> utilizzato	28
14	Schema di controllo in orientamento di campo con compensazione	29
15	Nessuna compensazione	29
16	Compensazione delle armoniche dovute al raddrizzatore	30
17	Compensazione proposta	30
18	Composizione della tensione sul bus	33
19	Segnale e spettro di \tilde{v}_{rip} nel caso di basso carico (a sinistra) e di alto carico (a destra)	34
20	Analisi della risposta del FLL ad una variazione a gradino della frequenza in ingresso	34
21	Decomposizione e ricostruzione del segnale di tensione sul bus v_{dc}^*	35
22	Diagramma a blocchi dell'azionamento con smorzamento tramite impedenza virtualmente positiva	38
23	Immagine del setup utilizzato	38
24	Risultati sperimentali a 1500 rpm a carico nominale in assenza di smorzamento. (a) in alto: tensione sul bus; nel mezzo: corrente di rete; e in basso: corrente al motore. (b) contenuto armonico di tali	40

25	Risultati sperimentali a 1500 rpm a carico nominale impostando $k_{rip} = 0$ e $k_v = 1$. (a) in alto: tensione sul bus; nel mezzo: corrente di rete; e in basso: corrente al motore. (b) contenuto armonico di tali	41
26	Risultati sperimentali a 1500 rpm a carico nominale impostando $k_{rip} = 1$ e $k_v = 2$. (a) in alto: tensione sul bus; nel mezzo: corrente di rete; e in basso: corrente al motore. (b) contenuto armonico di tali	42

Elenco delle tabelle

1	Caratteristiche condensatori elettrolitici e condensatori a film .	12
2	Caratteristiche affidabilistiche di condensatori elettrolitici e condensatori a film	13
3	Modulo e frequenza delle prime 5 armoniche	16
4	pulsazioni e frequenze di risonanza	19
5	parametri del motore	28
6	Valori picco-picco bus in continua, ampiezza prima armonica, THD e PWHD lato rete e THD lato motore nei diversi casi . .	30
7	parametri del motore	39
8	Valori picco-picco bus in continua, ampiezza prima armonica, THD e PWHD lato rete e THD lato motore nei diversi casi . .	39
9	Confronto dei valori di THD e PWHD dei due metodi proposti	43
10	Standard armonici della normativa IEC 61000-3-2 per i dispositi- vivi di classe A	44
11	Riepilogo pro e contro dei due diversi metodi	45

1 Introduzione

Affidabilità ed efficienza sono requisiti più che mai fondamentali nelle applicazioni industriali: la prima per ridurre i momenti di fermo impianto o comunque limitare la frequenza della manutenzione preventiva, e la seconda principalmente per limitare i problemi climatici legati alla produzione di energia. Infatti, si stima che allo stato attuale nel mondo ancora una quota superiore al 60 % dell'energia totale prodotta provenga da combustibili fossili e di come circa il 45 % di tale venga utilizzata da attuatori elettrici. Dunque, è facile notare che gli azionamenti elettrici occupano un fattore decisamente non trascurabile nei problemi legati all'energia.

La gran parte di tali attuatori utilizzano motori a induzione trifase vista la robustezza, il basso costo e la facilità di controllo che li caratterizzano. Tuttavia, il loro più grande aspetto negativo risiede nell'efficienza che risulta inferiore ai motori sincroni. L'obiettivo è quindi una progressiva sostituzione di tali motori con una loro alternativa sincrona con un costo non eccessivo.

Per molti anni, il motore sincrono di riferimento è stato il motore *Brushless*, o più tecnicamente motori sincroni a magneti permanenti (*Permanent Magnet Synchronous Motor*, PMSM), dove la presenza dei magneti permanenti consente di avere grandi prestazioni e densità di coppia. Tuttavia, tali magneti sono composti da terre rare come Neodimio e Samario, la quale estrazione è costosa e presenta un elevato impatto ambientale. La tendenza, quindi, si sta spostando verso l'utilizzo di motori meno impattanti e meno costosi, ma similmente efficienti come i motori a magneti interni (*Interior Permanent Magnet*, IPM), che usano una quantità molto inferiore di magneti rispetto ai PMSM, e i motori a riluttanza (*Synchronous Reluctance Motor*, SynRM) che sfruttano unicamente l'anisotropia del rotore per la produzione della coppia. Quest'ultimi, vista l'assenza dei magneti, sono più robusti e possono anche essere utilizzati in applicazioni ad alte temperature in quanto non si rischia la smagnetizzazione dei domini magnetici (all'incirca 200 °C per magneti al Neodimio e 300 °C per quelli al Samario).

Ogni motore sincrono per essere azionato necessita della presenza di un inverter di tensione trifase; è quindi necessario avere componenti come raddrizzatore, filtro capacitivo sul bus in continua e commutatori di potenza come ad esempio i transistori bipolari a gate isolato (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, IGBT). Si è notato nel tempo come la gran parte dei guasti, in queste tipologie di attuatori, risiedano nel filtro capacitivo e di come tali dipendano dal limite della tecnologia. I condensatori elettrolitici, infatti, hanno una vita media che in condizioni nominali è molto inferiore rispetto ai condensatori a film. Quest'ultimi però risultano meno capienti e di conse-

guenza meno adatti a filtrare il segnale in ingresso. Inserire più condensatori a film in parallelo porterebbe ad un eccessivo ingombro e quindi rappresenta una soluzione non praticabile. Si procede quindi a mantenere un unico condensatore a film nel bus in continua, accettando quindi delle oscillazioni in tensione, agendo strategicamente sul controllo.

È da sottolineare che un tale compromesso non è accettabile in tutte le applicazioni che hanno forti requisiti sulla dinamica del sistema, però risulta un'ottima soluzione nei sistemi di riscaldamento, ventilazione e condizionamento dove la dinamica richiesta è moderata.

Nella prima parte dell'elaborato verranno analizzati i sistemi capacitorless connessi a rete trifase e le relative problematiche, in seguito verranno proposti due azionamenti, entrambi facenti uso di motori a riluttanza, che vanno ad ottimizzare il comportamento del sistema e, in conclusione, verranno confrontati tali azionamenti ed i loro risultati.

2 Sistemi capacitorless

Un inverter, o più in generale un sistema, viene definito capacitorless quando il condensatore di capacità C_{dc} posto sul bus in continua è di piccole dimensioni e spesso inadeguato a filtrare accuratamente il segnale di potenza in uscita dal raddrizzatore di tensione.

La scelta di utilizzare un condensatore con capacità ridotta è giustificata dall'impiego di tecnologie diverse di composizione del condensatore che portano, oltre ad un costo inferiore, ad un aumento dell'affidabilità. La grande difficoltà risiede nel rispettare i parametri minimi della rete trifase a livello armonico, definiti dalla normativa IEC 61000-3-2 per i carichi inferiori a 16 A [4]. Tale normativa ha introdotto un nuovo parametro significativo, più specifico della *Total Harmonic Distortion* (THD), chiamato *Partial Weighted Harmonic Distortion* (PWHD) e definito come:

$$PWHD = \sqrt{\sum_{n=14}^{n=40} n \left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \cdot 100 \% \quad (1)$$

La sua peculiarità, se confrontato con il THD, è quella di pesare maggiormente le armoniche di ordine elevato sino alla quarantesima. Tuttavia, come si vedrà nel Capitolo 5, non è sufficiente per determinare il rispetto o meno di tale normativa.

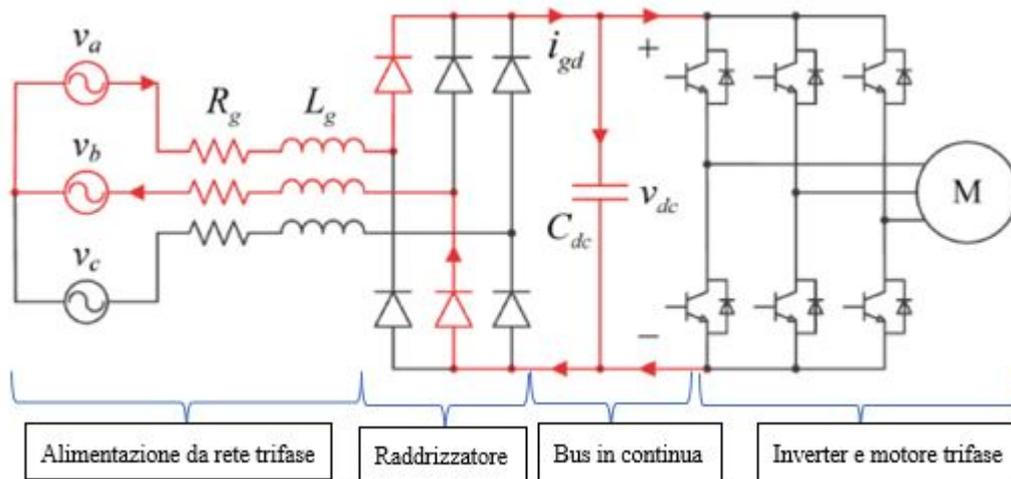


Figura 1: Sistema con inverter trifase alimentato da rete trifase

2.1 Condensatori elettrolitici e condensatori a film [5]

I condensatori elettrolitici e i condensatori a film sono molto diversi fra loro, sia per tecnologia costruttiva che per caratteristiche.

I condensatori elettrolitici sfruttano il fenomeno di passivazione dell'alluminio, ossia la formazione di un sottile strato di ossido superficiale, che viene utilizzato come dielettrico fra l'armatura e una soluzione elettrolitica acida. Lo spessore del dielettrico utilizzato nelle applicazioni ad alto voltaggio è tipicamente inferiore a 100 nm [7] e, combinato all'elevato valore della costante dielettrica relativa ϵ_r ($\epsilon_{Al_2O_3} = 9$), portano ad un'ottima densità di energia; tuttavia non è possibile applicare alte tensioni (poche centinaia di Volt) ai capi di tali condensatori. Essi sono disponibili con capacità comprese tra 1 μF e 1 000 000 μF e sono caratterizzati da correnti di perdita elevate.

I condensatori a film sono costituiti da due armature metalliche separate da un sottile strato di materiale plastico (pochi μm). Essi non possono contare né sullo spessore particolarmente ridotto del dielettrico, né su una buona costante dielettrica relativa; ne consegue quindi che la densità di energia sarà ridotta. Tuttavia, lo spessore più abbondante del dielettrico consente di avere inferiori correnti di perdita e di lavorare con tensioni fino a 1000 V. Tali condensatori vengono prodotti con capacità massime di circa 10 μF .

Proprietà	Cond. a film	Cond. elettrolitici
Immunità elettromagnetica	Buona	Discreta
Efficienza energetica	Alta	Bassa
Capacità	Bassa	Alta
Costo	Basso	Alto
Resistenza alle sovratensioni	Alta	Bassa
Possibilità di inversione poli	Sì	No
Presenza di acido	No	Sì
Coefficiente di temperatura	Basso	Alto

Tabella 1: Caratteristiche condensatori elettrolitici e condensatori a film

2.1.1 Guasti nei condensatori

Le cause di invecchiamento dei condensatori sono principalmente due: il primo meccanismo riguarda le reazioni chimiche; la combinazione di impurità presenti ed il calore generato sono causa di deterioramento localizzato del dielettrico. Il secondo invece ha a che fare con le correnti di perdita; si è soliti pensare che negli isolanti non scorrano correnti, tuttavia, in presenza di una

differenza di potenziale, nasce un esiguo ma non nullo flusso di elettroni che porta a locali riscaldamenti e conseguenti danneggiamenti del dielettrico.

Gli effetti di deterioramento del dielettrico, che sia ossido di alluminio o uno strato plastico, portano progressivamente ad una minore sopportazione delle alte tensioni, una diminuzione della capacità ed un aumento della resistenza (ogni condensatore reale viene modellato come una capacità con una resistenza in serie) fino a portare al guasto del componente. Nel caso di condensatori elettrolitici, inoltre, bisogna anche prestare attenzione al possibile essiccamento dell'elettrolita; anche in questo caso si ha un comportamento progressivo, per quanto riguarda capacità e resistenza in serie, simile al precedente.

È quindi possibile prevedere un guasto del condensatore monitorando aumenti della resistenza in serie e diminuzione della capacità. In seguito in Tabella 2 è riportato un confronto di tali parametri per le due diverse tecnologie.

Proprietà	Cond. a film	Cond. elettrolitici
Capacità a fine vita	[-5 %, -10 %]	[-15 %, -20 %]
Resistenza a fine vita	[100 %, 150 %]	[200 %, 300 %]
Vita in condizioni nominali	[60 000 h, 150 000 h]	[1000 h, 12 000 h]
Vita in condizioni operative	100 000 h	150 000 h
Sostituzione raccomandata	50 000 h	50 000 h

Tabella 2: Caratteristiche affidabilistiche di condensatori elettrolitici e condensatori a film

Rimane da sottolineare la grande differenza di vita fra le due tecnologie a carichi nominali a favore dei condensatori a film, fino a portare ad una inversione di tendenza ai carichi parziali.

2.2 Condensatori negli azionamenti connessi a rete

In generale, vista la teoria dei raddrizzatori, la tensione del bus V_{dc} in continua di un sistema alimentato da una rete polifase simmetrica a q fasi:

$$V_{dc} = 2 \frac{\sin \frac{\pi}{q}}{\pi} V_m \quad (2)$$

Dove V_m rappresenta il valore massimo della sinusoide in ingresso. Nel caso di un sistema trifase $q = 3$ e la tensione concatenata efficace tra le fasi è

$V_{ConcEff} = 400 \text{ V}$ e, considerando la conversione da valore concatenato a valore stellato e da valore efficace a valore massimo, si ottiene:

$$V_{dc} = 2 \frac{\sin \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{ConcEff} = 540,2 \text{ V} \quad (3)$$

Tale tensione è la stessa in tutti i sistemi trifase europei, di conseguenza, i condensatori da utilizzare negli azionamenti alimentati da rete trifase, devono avere una sopportazione minima pari a tale valore. Le condizioni di lavoro, quindi, sono molto prossime al limite tecnico per quanto concerne i condensatori elettrolitici che, operando in condizioni pressoché nominali, avranno una vita media ridotta come visto in precedenza. Tuttavia, risultano gli unici ad avere capacità elevate, e quindi un'ottima capacità filtrante, occupando un volume ridotto. Per questa ragione i condensatori con tale tecnologia sono largamente presenti nei sistemi dotati di inverter di tensione.

Recentemente, sono stati studiati e stanno trovando applicazione i cosiddetti sistemi Capacitorless, che utilizzano condensatori a film con capacità nell'ordine dei $10 \mu\text{F}$, accettando la presenza di oscillazioni di tensione nel bus in continua, ma ottenendo un significativo aumento dell'affidabilità del componente e quindi del sistema.

3 Problematiche dei sistemi capacitorless connessi a rete

Le principali problematiche dei sistemi capacitorless connessi a rete sono dovute al filtro capacitivo inadeguato a filtrare l'ingresso di potenza. Ciò che ne consegue è una tensione oscillante sul bus in continua che, nel caso di condizioni frequenti come carichi costanti o la presenza di una induttanza di rete, porta a diversi fenomeni indesiderati.

3.1 Studio della tensione raddrizzata e del filtraggio

Per comprendere come tenere il più possibile costante la tensione sul bus in continua, è necessario studiare il segnale in ingresso all'inverter. L'andamento della tensione $v(t)$ in uscita dal raddrizzatore, alimentato a rete trifase 400 V efficaci e frequenza della singola fase 50 Hz, può essere visualizzato in Figura 2:

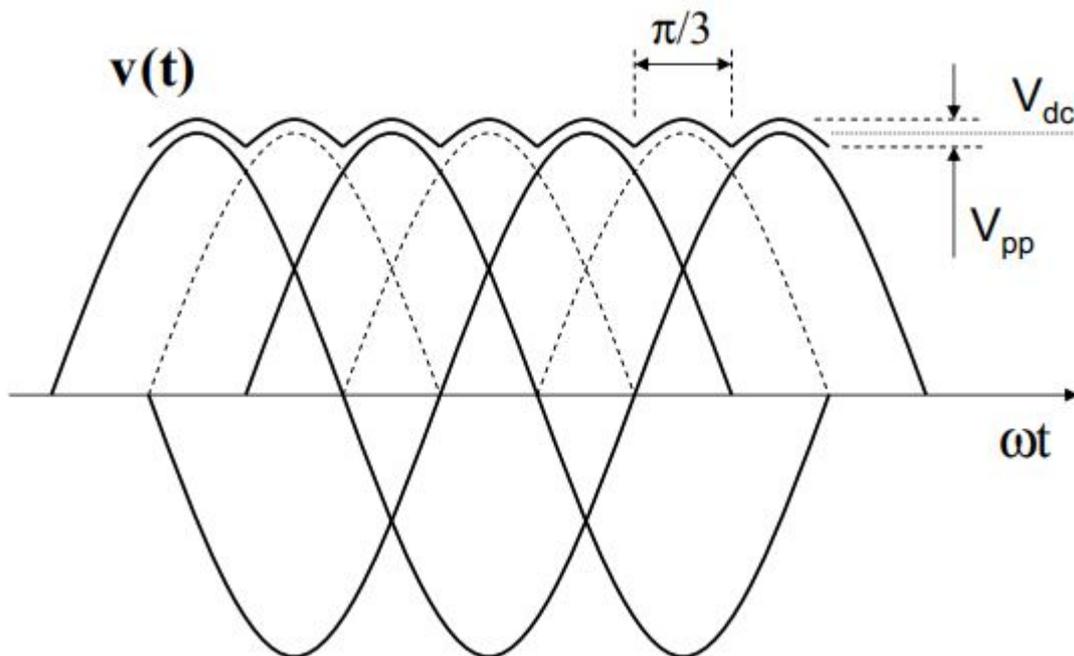


Figura 2: Tensione raddrizzata con raddrizzatore a ponte

Si può notare come l'armonica fondamentale di $v(t)$ sia ad una frequenza sei volte superiore rispetto alle sinusoidi di rete, quindi a 300 Hz. Inoltre si

può calcolare il *ripple* di tensione V_{pp} come:

$$V_{pp} = V_{max} - V_{min} = V_{max} \left(1 - \sin \frac{\pi}{3} \right) = 72,4 \text{ V} \quad (4)$$

Tale oscillazione risulta importante, pari a circa il 13,5 % del valore massimo.

Matematicamente, è inoltre possibile esprimere la tensione in uscita dal raddrizzatore, e quindi quella in ingresso all'inverter, come:

$$V_{rect} = \frac{3\sqrt{3}V_g}{\pi} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{6\sqrt{3}V_g}{\pi((6n)^2 - 1)} \cos(6n\omega t) \quad (5)$$

Dove si possono notare la presenza di un termine di tensione costante a sinistra e delle relative armoniche a destra. Spetta quindi al filtro capacitivo limitare il *ripple* di tensione nel bus in continua, andando a filtrare il più possibile le armoniche introdotte.

In Tabella 3 è stato svolto uno studio quantitativo e qualitativo sul modulo e la frequenza delle armoniche sino al quinto ordine.

Ordine armonica(n)	Pulsazione angolare(ω_{in})	Modulo (% V_{dc})
1	6	5,71
2	12	1,40
3	18	0,62
4	24	0,35
5	30	0,22

Tabella 3: Modulo e frequenza delle prime 5 armoniche

Nel progetto del filtro passa basso da porre in ingresso all'inverter, volendo evitare costosi e ingombranti elementi induttivi, è comune scegliere un filtro RC, la cui frequenza di taglio sarà:

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6)$$

Per avere una frequenza di taglio molto ridotta, e quindi poter filtrare buona parte delle armoniche anche a bassa frequenza, bisogna agire opportunamente sui parametri R e C. La resistenza R è unicamente quella legata ai cablaggi, aumentarla porterebbe ad ingenti dissipazioni per effetto Joule; essendo i componenti considerati di potenza, tale scelta non può essere accettabile. Ciò che ne consegue è quindi l'aumento della capacità C, nei limiti di spazio e tecnologia, come visto nel Capitolo 2.

È da sottolineare che scegliere un condensatore a film, con capacità prossime a 10 μF , a discapito di un condensatore elettrolitico, solitamente nell'ordine

dei $100\ \mu\text{F}$ negli inverter di tensione, implica l'aumento di un ordine di grandezza della frequenza di taglio, portando ad avere nella tensione del bus molte più armoniche e di entità maggiore, andando a peggiorare particolarmente la PWHD, oltre che la THD.

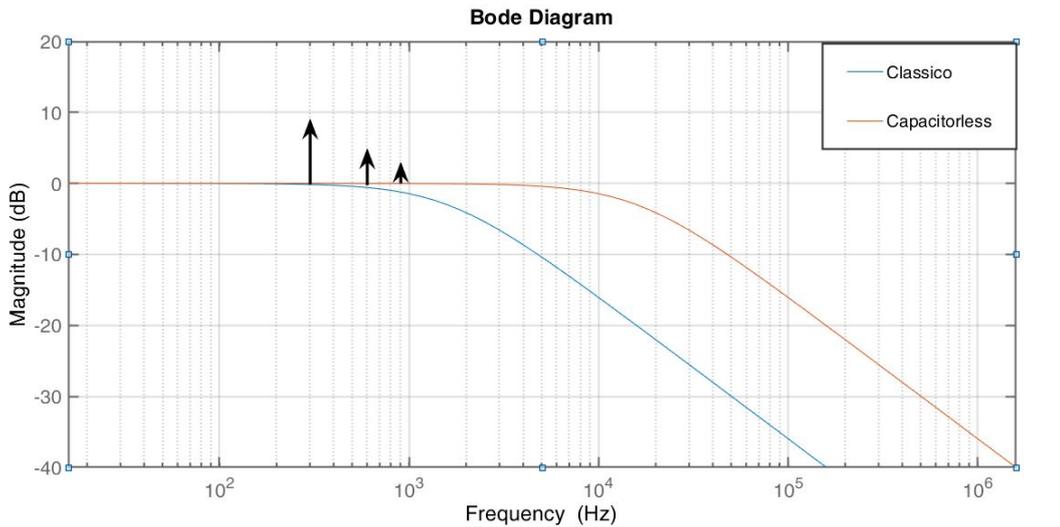


Figura 3: Analisi in frequenza del filtro RC in cascata al raddrizzatore

In Figura 3 si ha una dimostrazione visiva delle caratteristiche appena citate. Nel grafico di Bode sono stati confrontati un sistema "classico" (in blu) e uno capacitorless (in arancio) modellati come sistemi del primo ordine, assumendo l'assenza di induttanza parassita nel trasformatore di rete. I valori della costante di tempo $\tau = RC$ per i due sistemi sono state ottenute considerando un tipico carico resistivo legato ai cablaggi $R = 1\ \Omega$, ed una capacità per il sistema classico $C_{classico} = 100\ \mu\text{F}$ e per quello capacitorless $C_{capacitorless} = 10\ \mu\text{F}$.

Inoltre, sono state rappresentate qualitativamente le prime tre armoniche con le caratteristiche studiate in Tabella 3.

3.2 Carichi costanti

Sinora gli effetti di un condensatore ridotto sono stati studiati non considerando la presenza di un carico che va ad assorbire corrente dal bus in continua.

Gran parte degli azionamenti prevedono, in seguito ad un determinato transitorio iniziale, un andamento a regime costante. È noto che un carico a potenza costante (*Constant Power Load, CPL*) è caratterizzato da

un'impedenza negativa. Infatti, volendo mantenere costante la potenza P , e ricordando che:

$$P = VI \quad (7)$$

all'aumentare della tensione si ha una diminuzione della corrente, contrariamente a qualsiasi carico resistivo.

Tale comportamento rischia di minare la stabilità del sistema, infatti quando la tensione sul bus in continua è bassa, sarà richiesta maggiore corrente e viceversa quando la tensione sarà alta, andando di fatto ad amplificare le oscillazioni di tensione. Sarà quindi necessario agire sul controllo per evitare che le oscillazioni portino a sovratensioni che porterebbero a danneggiare diversi componenti, oltre alle prestazioni.

3.3 Considerazioni sull'induttanza di rete

Sinora non sono stati considerati gli effetti dell'induttanza parassita presente in rete: maggiore è la qualità della rete e minore risulta tale induttanza, tuttavia non potrà mai essere nulla a causa della presenza dei trasformatori di tensione. Tipicamente i valori di induttanza di rete sono compresi fra $800 \mu\text{H}$ e $2500 \mu\text{H}$ [3]. I principali effetti negativi di tale presenza si verificano: nel raddrizzatore, portando in conduzione per alcuni istanti, tre diodi contemporaneamente e nel circuito LC formatosi, rischiando la risonanza fra l'induttanza di rete ed il condensatore posto sul bus in continua dell'inverter.

3.3.1 Risonanza

Lo schema riportato in precedenza in Figura 1, supponendo che siano in conduzione due e solo due diodi del raddrizzatore contemporaneamente, può essere semplificato a quello in Figura 4:

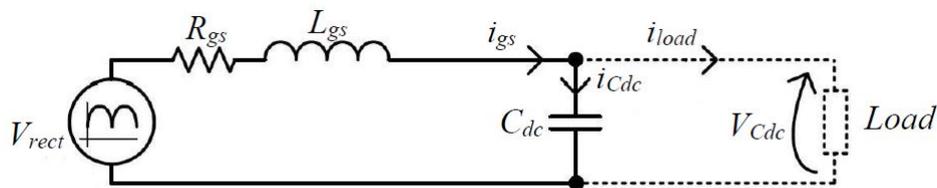


Figura 4: Circuito RLC semplificato

Dove V_{rect} è la tensione precedentemente espressa in (5), R_{gs} e L_{gs} la resistenza e l'induttanza *grid side* e C_{dc} la capacità utilizzata nel filtro. Tale

circuito è un circuito RLC serie, che presenta instabilità nei pressi della pulsazione di risonanza ω_0 .

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8)$$

Per non ricadere in fenomeni oscillatori sul bus in continua è fondamentale distanziare le prime armoniche il più possibile dalla frequenza di risonanza.

L'induttanza parassita del trasformatore di rete risulta quindi molto influente nella ricerca della stabilità. Considerando quindi, come in precedenza, una capacità di 10 μF per l'inverter capacitorless e di 100 μF per l'inverter classico, si possono calcolare:

Tipologia	Frequenza di risonanza (f_0)
Classico	0,3 kHz - 0,6 kHz
Capacitorless	1,0 kHz - 1,8 kHz

Tabella 4: pulsazioni e frequenze di risonanza

Nel caso dei sistemi classici, il fenomeno della risonanza non è accentuato in quanto, oltre al miglior filtraggio delle armoniche, la banda del controllo di corrente è sufficiente per seguire le variazioni dell'ingresso.

Si può notare che avendo diminuito la capacità nell'inverter capacitorless, la frequenza di risonanza del circuito è aumentata, tuttavia si è avvicinata pericolosamente verso la frequenza di PWM, che risulta limitata dagli *switch* di potenza.

In presenza di carichi costanti e di induttanza di rete, quindi, l'ampiezza delle oscillazioni di tensione sul bus in continua sono ben superiori a quelle dovute unicamente al processo di raddrizzamento, andando a penalizzare fortemente la THD e la PWHD.

3.3.2 Funzionamento raddrizzatore

In assenza di induttanza, in un raddrizzatore di tensione trifase, due e solo due diodi sono in conduzione contemporaneamente.

In presenza di tale, come rappresentato in Figura 5, risulta impossibile una variazione a gradino della corrente in qualsiasi delle fasi, e questo comporta che per pochi istanti, sino all'azzeramento dell'energia accumulata nel campo magnetico dell'induttore, il diodo di tale fase rimanga in conduzione. Anche tale comportamento porta ad un innalzamento della THD e PWHD che, combinato con le caratteristiche precedentemente notate dei sistemi capacitorless, rischiano di assumere un valore troppo elevato rispetto alla normativa delle reti trifase a bassa potenza IEC61000-3-2.

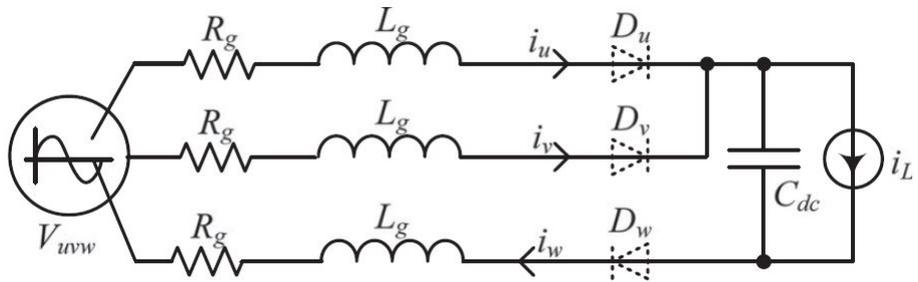


Figura 5: Raddrizzatore con 3 diodi in conduzione

Un'ultima considerazione riguarda la frequenza di tale fenomeno: infatti ciò accade ad ogni azzeramento di tensione per ciascuna fase, ossia 2 attraversamenti per periodo per ognuna delle 3 fasi, che corrisponde alla frequenza di 300 Hz per il comportamento sopra descritto.

4 Analisi di tecniche allo stato dell'arte

Finora la concentrazione è stata posta sulla comprensione ed analisi dei sistemi capacitorless e delle loro caratteristiche; in questo capitolo, invece, verranno proposte due tecniche allo stato dell'arte che hanno lo scopo di smorzare le oscillazioni sul bus in continua, mantenendo la tensione più costante possibile nei limiti del sistema. In questo modo si potranno ottenere THD e PWHF ridotte.

L'idea che sta alla base di tali metodi consiste nello far scorrere della corrente aggiuntiva nel carico, facendo in modo da limitare le sovratensioni del bus in continua[2]. Esistono, tuttavia, metodi alternativi che utilizzano componentistica aggiuntiva (da *shunt* regolabili a inverter compensatori) per limitare l'influenza dello smorzamento sulle prestazioni dinamiche. Ciò che ne consegue, però, è un aumento della complessità del sistema, che quindi risulterà più ingombrante e meno affidabile, oltre che più costoso.

4.1 Smorzamento risonanza tramite impulsi di tensione in un apposito sistema di controllo [3]

4.1.1 Idea di funzionamento

Nella maggioranza degli inverter è implementato, per ragioni di protezione o di compensazione, un sistema di misurazione della tensione sul bus in continua V_{dc} , dato che le tensioni delle fasi del raddrizzatore e del motore tipicamente non risultano accessibili.

L'idea di questo metodo risiede nello stimare la tensione raddrizzata V'_{rect} partendo dalla tensione V_{dc} misurata, con il proposito di creare un segnale di compensazione.

Conoscendo l'espressione analitica della tensione raddrizzata V_{rect} (5), è possibile utilizzare un *Frequency locked loop* (FLL) o un *Phase locked loop* (PLL) alla frequenza dell'armonica fondamentale, per ottenere una buona stima V'_{rect} della tensione raddrizzata V_{rect} .

In Figura 6 si può notare il classico schema di compensazione *feedforward*; nel caso ideale le armoniche della corrente di carico i_L sono opposte a quelle della tensione sul bus in continua V_{Cdc} , portando conseguentemente ad una potenza di carico costante.

In Figura 7, invece viene proposto un alternativo sistema di controllo, dove la corrente di carico viene scalata, come si vedrà in seguito, da un impulso di tensione V_{damp} di durata stabilita, in base alla tensione stimata V'_{rect} . Avendo forzato una diminuzione della corrente per un lasso di tempo,

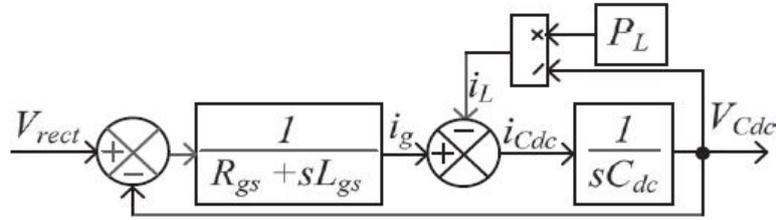


Figura 6: Schema a blocchi rete e raddrizzatore con compensazione *feedforward* tradizionale

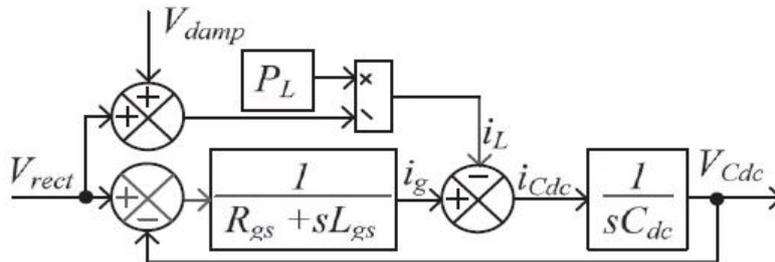


Figura 7: Schema a blocchi di rete e raddrizzatore di con metodo di compensazione *feedforward* proposto

non si può affermare, come in precedenza, di avere una potenza in uscita costante.

Comparando il tradizionale algoritmo di compensazione con quello proposto, si può osservare come la principale differenza risieda nella differenza nel filtraggio dell'ingresso di potenza: il metodo tradizionale filtra tutte le oscillazioni presenti nel bus in continua, il metodo proposto, invece, filtra esclusivamente le armoniche provocate dal raddrizzamento (supponendo inizialmente la tensione di smorzamento $V_{damp} = 0$). Quindi le oscillazioni intrinseche del circuito LC parassita passano attraverso il carico che provvede a filtrare tale componenti. Dalla stima di tensione sul bus V'_{rect} , si possono prevedere gli istanti di commutazione dei diodi dove hanno inizio le oscillazioni del circuito LC.

L'intero metodo è basato sulla seguente assunzione: conoscendo gli istanti di commutazione dei diodi del raddrizzatore, la potenza del carico può essere variata dinamicamente con lo scopo di ridurre drasticamente la quantità di energia scambiata fra l'induttanza di rete ed il filtro capacitivo dell'inverter.

In Figura 8 viene presentato il meccanismo per generare il segnale di compensazione *feedforward*, dove un impulso di tensione V_{damp} viene sommato alla tensione stimata V'_{rect} in modo da dissipare l'energia delle oscillazioni

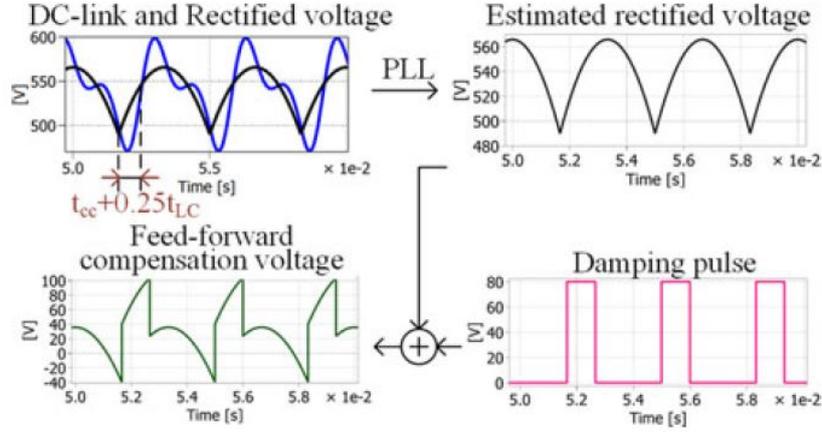


Figura 8: Generazione del segnale di compensazione *feedforward*

attraverso il carico.

Un altro fattore da tenere in considerazione riguarda la problematica precedentemente evidenziata nel capitolo 3.3.2, ossia la conduzione di 3 diodi in contemporanea. Trascurando la resistenza di rete, è possibile trovare il periodo di conduzione dei tre diodi t_{cc} come:

$$t_{cc} = \frac{1}{\omega_g} \cos^{-1} \left(1 - \frac{2\omega_g L_g i_L}{\sqrt{3}V_{in}} \right) \quad (9)$$

Dove ω_g è la pulsazione angolare di una fase (50 Hz), L_g l'induttanza di rete, i_L la corrente assorbita dal carico e V_{in} il valore massimo della tensione in ingresso. Durante questo periodo le tensioni di due fasi sono cortocircuitate attraverso due diodi, provocando una distorsione nelle forme d'onda di tensione in ingresso al raddrizzatore, visibile nel "Line to line voltage" di Figura 9.

Terminato tale periodo, si ha il definitivo spegnimento di uno dei tre diodi, formando un circuito LC che, vista la stimolazione in ingresso, inizierà ad oscillare. Il periodo e la frequenza di oscillazione di tale circuito sono dati da:

$$t_{LC} = \frac{1}{f_{LC}} = 2\pi\sqrt{C_{dc}L_{gs}} \quad (10)$$

Dove la capacità del condensatore C_{dc} è nota, mentre l'induttanza di rete L_{gs} può essere stimata misurando l'attraversamento della componente oscillatoria $V_{Cdc} - V_{rect}$ oppure utilizzando un *digital signal processor* (DSP). Si può notare in Figura 9 come, dopo un certo numero di commutazioni ed in

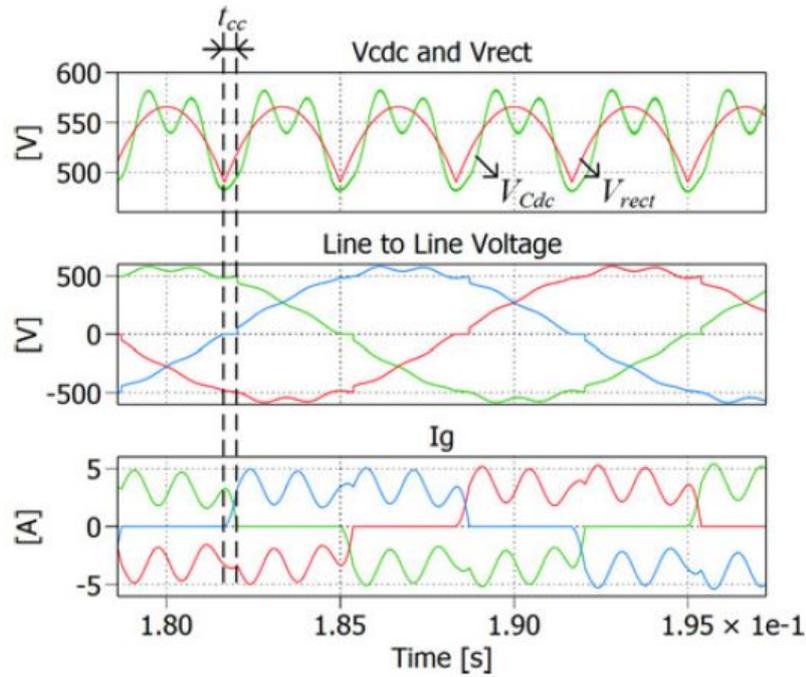


Figura 9: Forme d'onda del raddrizzatore trifase e bus in continua

seguito al periodo di cortocircuito, la tensione del bus in continua è inferiore all'alimentazione ed impiegherà all'incirca un quarto di periodo per riportarsi al valore in ingresso. Se non venisse attuata alcuna soluzione, prelevando corrente dal bus in continua, il voltaggio del bus sarebbe ancora più basso, provocando un'importante oscillazione. Operando invece una riduzione della potenza in uscita, attraverso un impulso di tensione V_{damp} nel controllo, nel frangente in cui la tensione del bus V_{Cdc} è inferiore alla tensione in ingresso V_{rect} , ossia circa $t_{cc} + 0,25t_{LC}$, l'oscillazione di tensione può essere ridotta considerevolmente. L'ampiezza di tale impulso è proporzionale allo smorzamento da attuare. Idealmente si vorrebbe uno smorzamento molto elevato per rimuovere quasi totalmente la componente oscillatoria, tuttavia è facile intuire che, riducendo la potenza del carico per un periodo di tempo, si avrà un effetto negativo nelle prestazioni. Quindi deve essere stabilito un compromesso fra smorzamento delle oscillazioni e performance, che varia a seconda dell'applicazione considerata.

4.1.2 Stima della tensione sul bus

Per comprendere il funzionamento del nuovo sistema di controllo, si è ipotizzato di avere una buona stima della tensione raddrizzata. Tuttavia, ottenere una buona approssimazione di tale, rappresenta uno dei punti fondamentali per ottenere dei risultati positivi. FLLs e PLLs sono tecnologie tipicamente impiegate nella sincronizzazione a rete monofase nella generazione delle energie rinnovabili.

Nelle applicazioni in cui la misurazione della tensione risulta influenzata da un'elevata presenza di armoniche, che spesso sono accompagnate da variazioni della frequenza fondamentale, i FLLs hanno dimostrato prestazioni migliori dei PLLs [6].

Risulta quindi naturale un utilizzo di un FLL che sarà composto da 2 componenti principali: un *quadratic signal generator* (QSG) ed un blocco PLL, come si può notare in Figura 10.

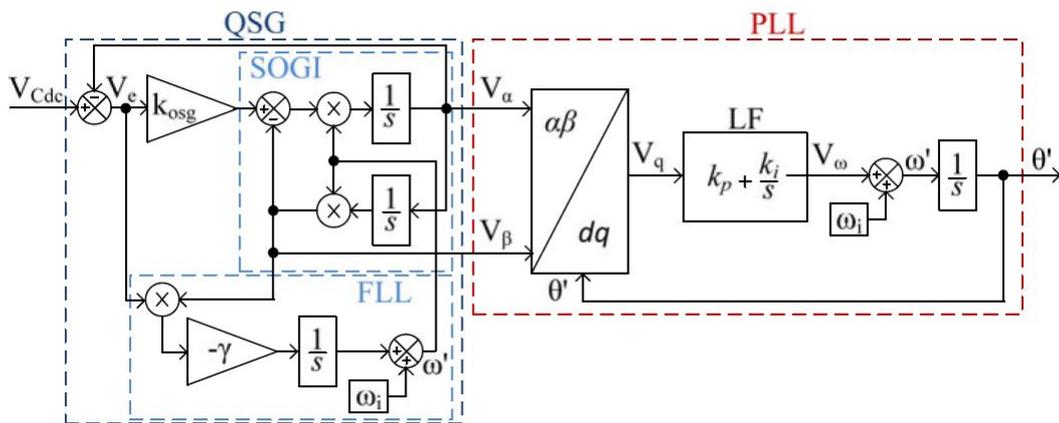


Figura 10: Diagramma a blocchi FLL

Il QSG può essere implementato attraverso un integratore generalizzato del secondo ordine, con retroazione utile allo smorzamento, funzionante come un filtro passa banda. Questo filtro, essendo attivo e del secondo ordine, è caratterizzato da alte attenuazioni allontanandosi dalla frequenza di centro banda; è inoltre utile a generale un segnale quadratico che viene utilizzato dal blocco PLL per una solida stima della fase.

Il blocco PLL è composto da 3 sottoblocchi: il primo riguarda la trasformazione fra i parametri nel sistema di riferimento fisso $\alpha\beta$ al sistema di riferimento sincrono dq , il secondo è un filtro che lascia passare e amplifica la

componente continua del segnale (in questo caso è costituito da un regolatore PI), mentre l'ultimo è un composto da un oscillatore controllato in tensione.

La fase stimata θ' viene sincronizzata al punto di minimo della tensione sul bus V_{Cdc} , in tal modo la transizione da 2π a 0 sarà sicuramente in corrispondenza di una commutazione nei diodi del raddrizzatore. Dalla stima della fase dell'armonica fondamentale, si può ricostruire una stima V'_{rect} di V_{rect} nel seguente modo:

$$V'_{rect} = \sqrt{3}V_g \sin\left(\frac{\theta'}{6} + \frac{\pi}{3}\right) \quad \text{dove : } \theta' = 6\omega_g t, \theta' \in [0, 2\pi) \quad (11)$$

dove V_g è l'ampiezza della tensione di rete monofase.

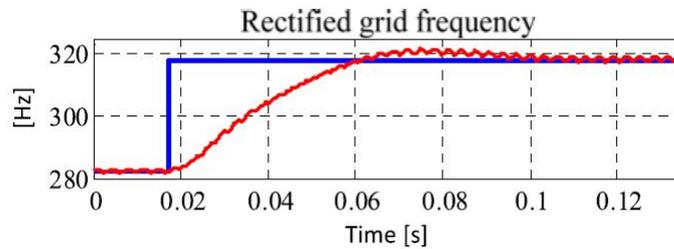


Figura 11: Risposta in frequenza del FLL ad una variazione a gradino della frequenza di rete

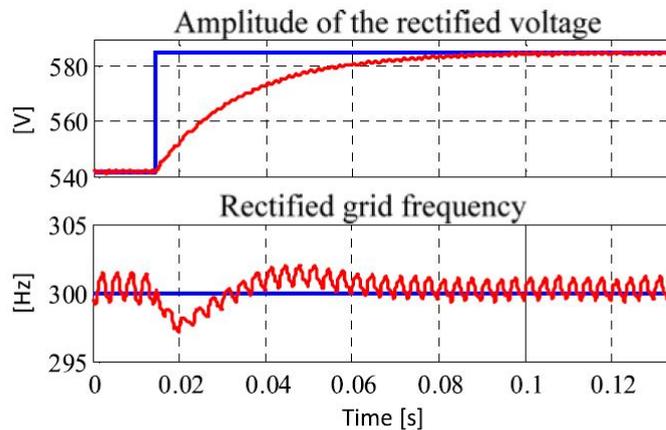


Figura 12: Risposte in ampiezza e frequenza del FLL ad una variazione a gradino della tensione di rete

Nelle Figure 11 e 12 sono riportate i risultati della risposta del FLL alle variazioni impulsive di tensione e ampiezza in ingresso. Per ottenere delle varia-

zioni di frequenza e ampiezza dell'ingresso è stato utilizzato un alimentatore trifase programmabile.

Il guadagno del filtro risonante QSG è stato impostato a $k_{osg} = 0,1$, ottenendo una attenuazione di 20 dB sulla seconda armonica ($12\omega_g$). Come conseguenza di un'attenuazione così importante, la risposta del filtro alla variazione della frequenza di ingresso sarà lenta: all'incirca 18 periodi della fondamentale (0,06 s) per una variazione del 12% della frequenza. Tuttavia, una variazione del 12% è un valore estremamente elevato per gli standard di rete, che è propensa a piccole variazioni e gradualità. Aumentando il valore del guadagno del filtro risonante k_{osg} , il tempo di risposta sarebbe inferiore, ma in tal caso si avrebbe una diminuzione dell'accuratezza della fase della fondamentale. Come menzionato in precedenza, le tipiche applicazioni dei sistemi capacitorless richiedono dinamica moderata.

In conclusione, per le considerazioni appena effettuate, i transitori dovuti a variazioni di ampiezza e frequenza della rete non influenzano considerevolmente le performance dell'azionamento.

4.1.3 Risultati sperimentali

Per la validazione del metodo presentato sono stati svolti dei test sperimentali, facenti uso di un motore sincrono a riluttanza da 5,5 kW (parametri in Tabella 5), connesso alla rete tradizionale europea (400 V , 50 Hz) attraverso un inverter capacitorless, dotato di filtro capacitivo a film da 14 μ F. Inoltre, sono stati aggiunte una resistenza di 19 m Ω e un'induttanza di 1,83 mH nel collegamento fra rete e raddrizzatore, con lo scopo di simulare una rete non ottimale (nel caso di rete ottimale, il fenomeno della risonanza è molto mitigato). In Figura 13 si possono notare tutti i componenti utilizzati per svolgere i test sperimentali.

Il motore viene controllato in orientamento di campo, con possibile compensazione per lo smorzamento delle oscillazioni sul bus in continua. La banda del controllo di corrente è stata scelta di 42 Hz per la corrente nell'asse d e di 361 Hz per quella nell'asse q ($K_p = 10, K_i = 100$), mentre la frequenza di campionamento e di commutazione degli interruttori sono entrambe poste a 10 kHz. In Figura 14 viene riportato il diagramma a blocchi del controllo.

I test sono stati svolti in assenza di compensazione, con compensazione solo delle armoniche derivanti dal raddrizzatore ed infine stabilizzando la tensione sul bus attraverso impulsi di tensione al fine di smorzare la risonanza. In Figure 15, 16 e 17 si possono osservare gli effetti dell'utilizzo di diversi metodi, nell'ordine precedentemente esposto, sulla tensione del bus (in alto),

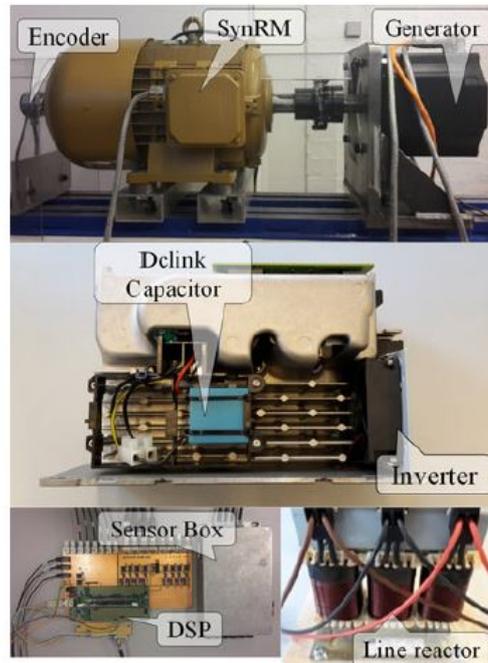


Figura 13: Immagini del *setup* utilizzato

Caratteristica	Valore
Potenza nominale	5,5 kW
Tensione nominale	353 V
Corrente nominale	13,9 A
Velocità nominale	1500 rpm
Coppia nominale	35,0 N m
Frequenza nominale	50 Hz
Fattore di potenza	0,69
Resistenza di statore	0,38 Ω
Inerzia	0,019 kg m ²
Coppie di poli	2

Tabella 5: parametri del motore

sulla corrente nel motore (in centro) e sulla corrente assorbita da rete (in basso).

Nei risultati visibili in Figura 15 non è stata attuata nessuna compensazione mantenendo $V_{comp} = 520$ V), ne consegue una tensione sul bus fluttuante tra 450 V e 600 V, una corrente nel motore con una distorsione elevata e un assorbimento da rete molto irregolare. Su tutti e 3 gli andamenti sono

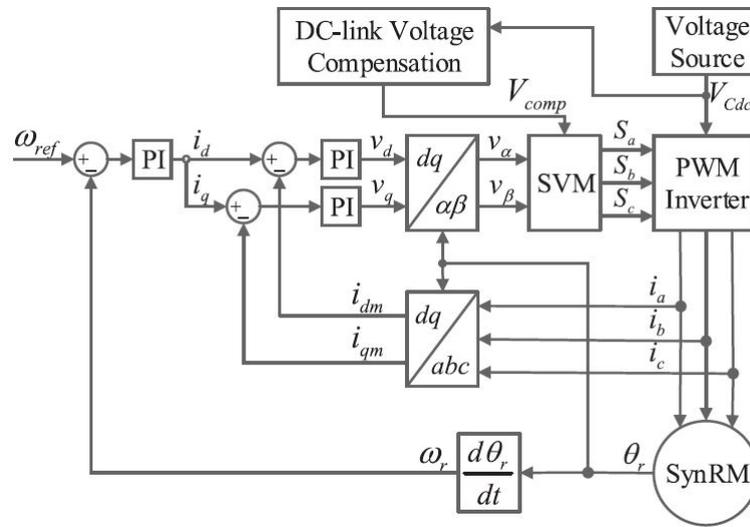


Figura 14: Schema di controllo in orientamento di campo con compensazione

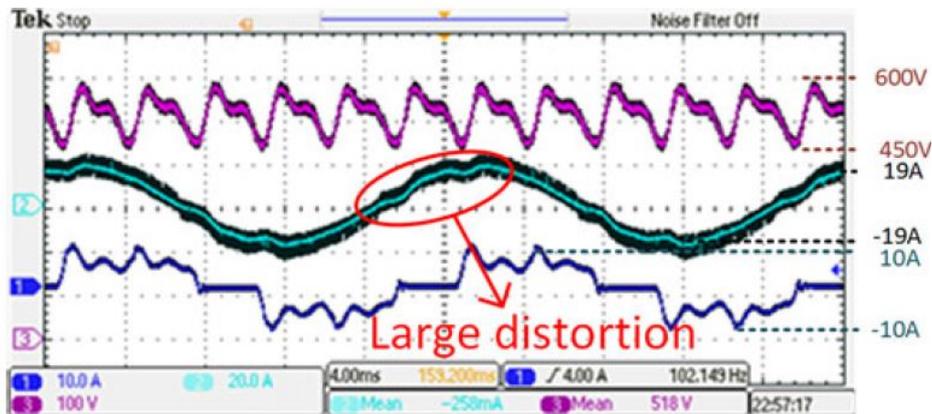


Figura 15: Nessuna compensazione

evidenti le oscillazioni dovute al circuito LC parassita.

Usando invece $V_{comp} = V_{rect}$ (Figura 16) si può notare un miglioramento nella distorsione della corrente del motore, mantenendo però evidenti fenomeni oscillatori sul bus e quindi valori di THD e PWHD piuttosto elevati.

Smorzando invece le oscillazioni del circuito LC (Figura 17) si può osservare come la tensione sul bus ricordi molto quella in uscita dal raddrizzatore, con valori compresi fra 560 V e 450 V e, come effetto di ciò, si ha anche una corrente assorbita da rete con molto meno distorsioni, con un conseguenti abbassamenti di THD e PWHD. Nel test di prova svolto a 1500 rpm con

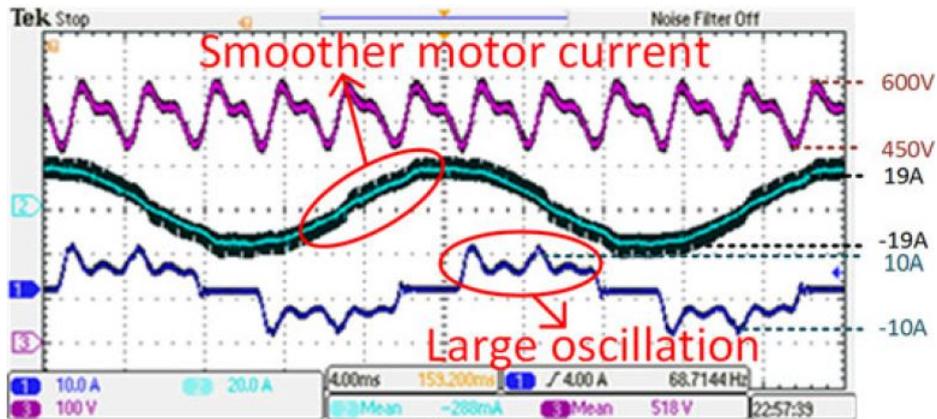


Figura 16: Compensazione delle armoniche dovute al raddrizzatore

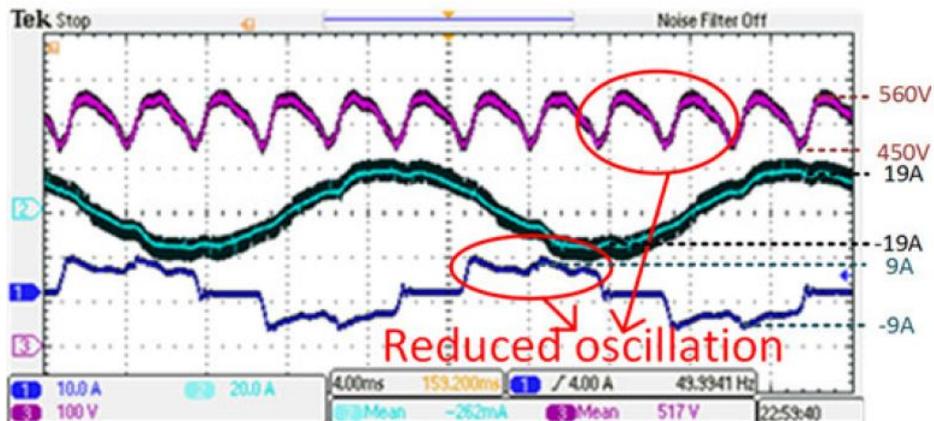


Figura 17: Compensazione proposta

carico costante di 12 A sono stati misurati i valori di THD e PWHD lato rete e lato motore, mostrati in Tabella 6.

Controllo	$V_{dcPP}[V]$	$V_{dc300}[V]$	i_g THD	i_g PWHD	i_m THD
Nessuna comp.	138	49,8	41,7 %	50,3 %	7,9 %
Comp. feedforward	147	50,7	41,8 %	53,0 %	3,9 %
Impulsi di tens.	118	47,5	33,8 %	46,4 %	7,4 %

Tabella 6: Valori picco-picco bus in continua, ampiezza prima armonica, THD e PWHD lato rete e THD lato motore nei diversi casi

Come si può notare nei dati espressi nella Tabella 6, utilizzando la sola compensazione *feedforward* si ha un significativo miglioramento del THD lato

motore (da 7,9 % a 3,9 %), pagando un lieve peggioramento lato rete, collo di bottiglia del sistema e quindi non particolarmente interessante. Utilizzando invece lo smorzamento con impulsi di tensione si ha un vantaggio nelle prestazioni lato rete (THD da 41,7 % a 33,8 % e PWHD da 50,3 % a 46,4 %), con prestazioni lato motore che sono lievemente migliori rispetto alla versione non compensata, ma peggiori di quella compensata senza impulsi nel sistema di controllo. Ciò è dovuto al fatto che, per limitare le oscillazioni di tensione sul bus, si va a sottrarre potenza nel momento dell'impulso, andando quindi ad aumentare il contenuto armonico in direzione del carico.

4.2 Smorzamento risonanza attraverso il concetto di impedenza positiva virtuale [8]

4.2.1 Principio di funzionamento

I sistemi capacitorless sono caratterizzati da un'impedenza negativa quando connessi a carichi costanti. Si può facilmente verificare che la corrente che scorre nell'inverter i_{inv} , nel caso di potenza costante P_L risulta:

$$i_{inv} = I_{inv} + \tilde{i}_{inv} = \frac{P_L}{v_{dc}} = \frac{P_L}{V_{dc} + \tilde{v}_{dc}} \approx \frac{P_L}{V_{dc}} - \frac{P_L}{V_{dc}^2} \tilde{v}_{dc} \quad (12)$$

Dove I_{inv} e \tilde{i}_{inv} sono rispettivamente il grande e il piccolo segnale della corrente i_{inv} . L'impedenza ai piccoli segnali può essere quindi definita come:

$$Z_{inv} = \frac{\tilde{v}_{dc}}{\tilde{i}_{dc}} = -\frac{V_{dc}^2}{P_L} \quad (13)$$

che è un valore sempre negativo.

Ricavando le equazioni caratteristiche del sistema, si trova:

$$L_g \frac{di_g}{dt} = v_{rect} + \Delta v_{in} - R_g i_g - v_{dc} \quad (14)$$

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = i_g - i_{inv} \quad (15)$$

Dove Δv_{in} rappresenta il salto di tensione al momento della commutazione. Sostituendo (11) in (13) e (14) si può ottenere:

$$\frac{d^2 v_{dc}}{dt^2} + \left(\frac{R_g}{L_g} - \frac{P_L}{C_{dc} V_{dc}^2} \right) \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{1}{L_g C_{dc}} \left(1 - \frac{R_g P_L}{V_{dc}^2} \right) v_{dc} = \frac{v_{in} + \Delta v_{in}}{L_g C_{dc}} - \frac{2 R_g P_L}{L_g C_{dc} V_{dc}} \quad (16)$$

Si può notare come il termine contenente Δv_{in} si trova esclusivamente nel membro di destra, quindi influenzerà solamente la soluzione particolare dell'equazione e non la stabilità.

L'equazione caratteristica nel dominio di Laplace può quindi essere ottenuta:

$$s^2 + \left(\frac{R_g}{L_g} - \frac{P_L}{C_{dc} V_{dc}^2} \right) s + \frac{1}{L_g C_{dc}} \left(1 - \frac{R_g P_L}{V_{dc}^2} \right) = 0 \quad (17)$$

Per semplicità, il coefficiente di s sarà successivamente chiamato a ed il termine noto b .

$$a = \frac{R_g}{L_g} - \frac{P_L}{C_{dc} V_{dc}^2} \quad (18)$$

$$b = \frac{1}{L_g C_{dc}} \left(1 - \frac{R_g P_L}{V_{dc}^2} \right) \quad (19)$$

Essendo un polinomio di secondo grado in s , il sistema risulterà stabile quando a e b saranno positivi. Generalmente V_{dc}^2 è molto maggiore del prodotto di $R_g P_L$ e quindi $b > 0$. Il sistema quindi è stabile se $a > 0$; per i sistemi con capacità importanti tale condizione è rispettata, più si diminuisce la capacità, però, più si rischia l'instabilità portando a fenomeni oscillatori.

Per smorzare la risonanza che si forma fra l'induttanza di rete ed il filtro capacitivo è conveniente utilizzare gli avvolgimenti del motore per immagazzinare parte dell'energia oscillatoria. Questo concetto si può attuare, anche in questo caso, controllando la potenza assorbita dal carico, facendo in modo da ottenere un'impedenza virtualmente positiva, ribaltando, come si vedrà in seguito, la tensione ai piccoli segnali.

4.2.2 Stima della tensione sul bus

Le variazioni di tensione sul bus in continua possono essere scomposte, come visibile in Figura 18, in tre componenti. Sono presenti la componente continua V_{dc0} , il ripple di tensione \tilde{v}_{rip} ed infine il termine oscillatorio \tilde{v}_{osc} . Una considerazione è da svolgersi sul termine \tilde{v}_{rip} , versione filtrata di \tilde{v}_{rect} : più il carico è elevato e più tale degenererà al termine di partenza.

Per definire il piccolo segnale \tilde{v}_{dc} si hanno due possibilità: includere o meno il termine \tilde{v}_{rip} oltre al contributo \tilde{v}_{osc} . Quando \tilde{v}_{rip} è all'interno di \tilde{v}_{dc} , il grande segnale V_{dc} includerà esclusivamente la componente continua v_{dc0} che potrà essere semplicemente ottenuta utilizzando un filtro passa basso (LPF). Tuttavia, essendo \tilde{v}_{rip} compresa nel piccolo segnale \tilde{v}_{dc} , lo smorzamento attivo (che si vedrà in seguito) cercherà di smorzare anche il termine legato al raddrizzamento, provocando grandi ripple di corrente lato carico, e quindi

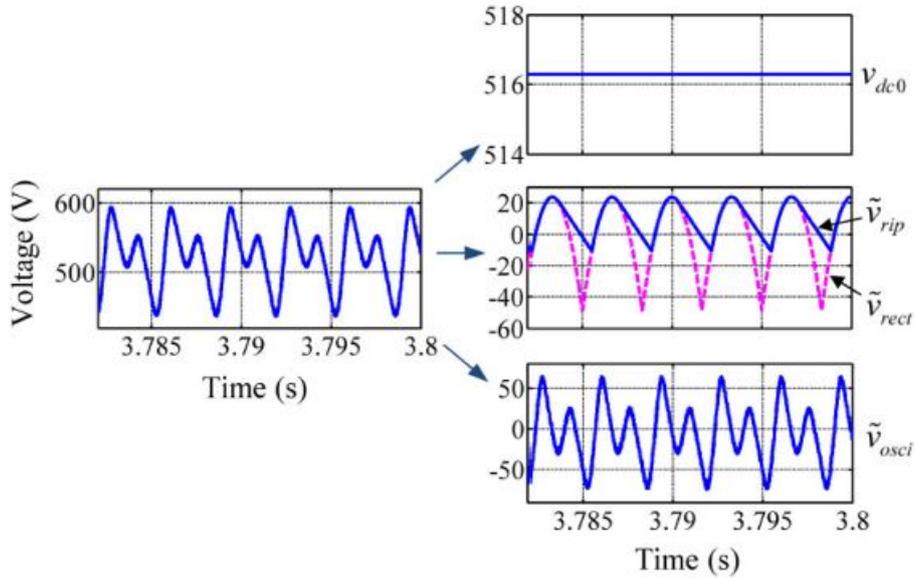


Figura 18: Composizione della tensione sul bus

nocive oscillazioni di coppia. Di conseguenza, il piccolo segnale \tilde{v}_{dc} conterrà esclusivamente \tilde{v}_{osc} .

Anche nella stima del grande segnale V_{dc} si possono operare diverse scelte, a seconda dell'approssimazione utilizzata per \tilde{v}_{rip} che risulta funzione del carico istantaneo. Si potrebbe utilizzare \tilde{v}_{rect} come riferimento, tuttavia ciò porterebbe ad una stima della tensione sul bus V_{dc} distante dalla realtà nel caso di bassi carichi o in assenza di carico.

Il metodo proposto approssima \tilde{v}_{rip} all'armonica fondamentale di \tilde{v}_{rect} con frequenza di $6\omega_g = 300$ Hz. Tale componente può essere ottenuta utilizzando un filtro passa banda (BPF), attuato tramite un controllore proporzionale risonante (PR) non ideale. Tale metodo introdurrà un errore sul segnale che sarà principalmente composto da armoniche del secondo ordine e quindi trascurabili. Come si può notare in Figura 19, l'errore è piccolo e accettabile. Per ottenere un risultato generale e robusto, anche in questo caso è stato utilizzato un FLL per identificare la reale frequenza della rete, partendo dalla tensione sul bus in continua v_{dc} come ingresso. In Figura 20 sono riportate le performance del FLL utilizzato. È stata svolta una variazione a gradino dal 94% al 106% della frequenza della singola fase a 50 Hz, ottenendo una risposta pronta, considerando che variazioni di frequenza così importanti e a gradino sono ben oltre ai parametri garantiti dal gestore della rete.

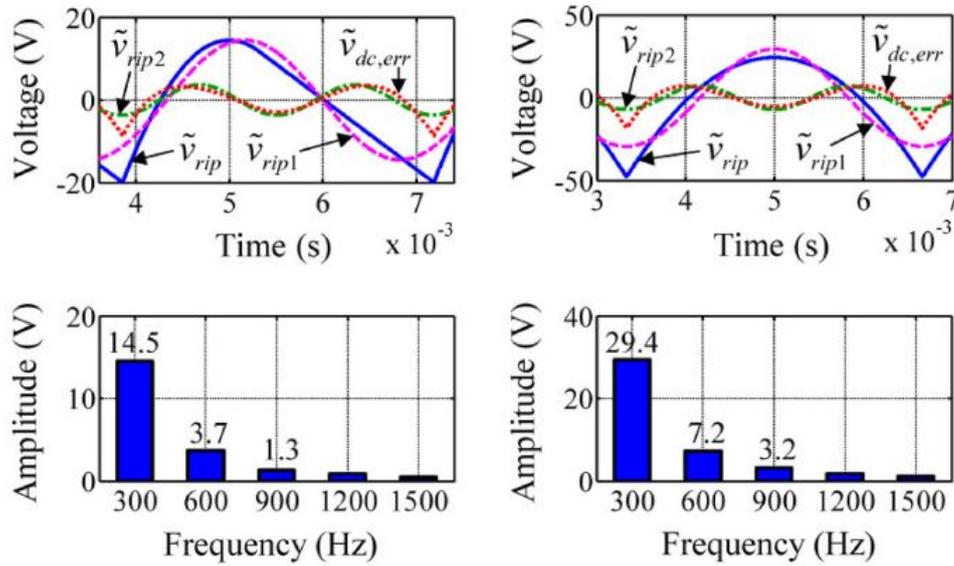


Figura 19: Segnale e spettro di \tilde{v}_{rip} nel caso di basso carico (a sinistra) e di alto carico (a destra)

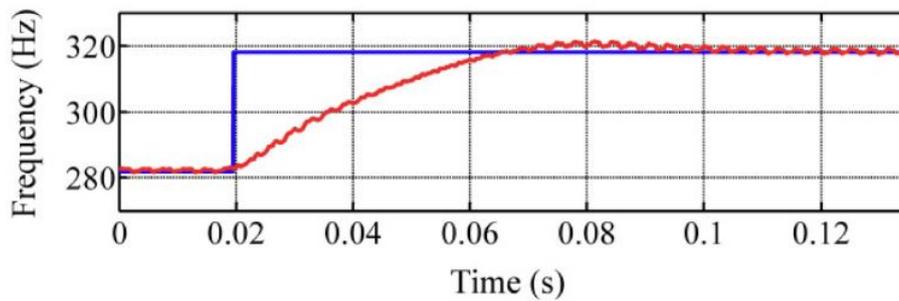


Figura 20: Analisi della risposta del FLL ad una variazione a gradino della frequenza in ingresso

4.2.3 Metodo di smorzamento attivo proposto

Il metodo proposto è basato sul cambiamento dell'impedenza negativa ai piccoli segnali Z_{inv} in impedenza positiva, con lo scopo di smorzare, anziché amplificare, le oscillazioni di energia fra capacità e induttori. Semplicemente è possibile ribaltare \tilde{v}_{dc} per ottenere lo stesso valore di impedenza ma con segno opposto.

Tale azione può essere ottenuta cambiando la tensione stimata v_{dc}^* , come

riportato in Figura 21. In (a) è riportato il segnale in ingresso, in (b) sopra

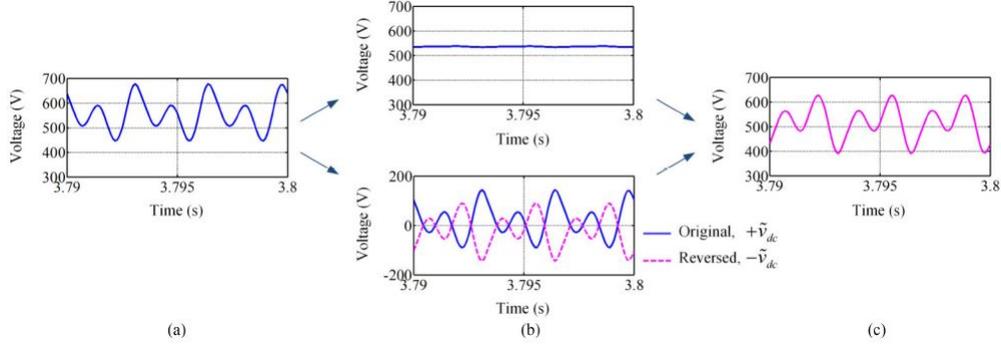


Figura 21: Decomposizione e ricostruzione del segnale di tensione sul bus v_{dc}^*

viene riportata la versione continua V_{dc} ottenuta attraverso LPF, mentre al di sotto è presente il valore del piccolo segnale \tilde{v}_{dc} e in tratteggiato $-\tilde{v}_{dc}$ ed in (c) è riportato il segnale ricostruito che verrà utilizzato in seguito nella *Space Vector Modulation* (SVM) dell'inverter.

Rimane da sottolineare come il naturale comportamento dell'inverter collegato ad un carico costante non possa essere cambiato realmente da impedenza negativa a impedenza positiva. L'essenza risiede anche in questo caso nel controllo dinamico della potenza assorbita dal carico, quindi l'inverter non vede più esclusivamente un CPL, ma un carico contenente sia il CPL che una componente dell'energia oscillatoria proporzionale a \tilde{v}_{dc} .

La potenza del carico P_L si può calcolare come il prodotto scalare del vettore di tensione e di corrente del motore:

$$P_L = \vec{v}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} \quad (20)$$

Dato che il segnale v_{dc}^* è ricostruito da $V_{dc} + \tilde{v}_{dc}$ in $V_{dc} - \tilde{v}_{dc}$ il vettore di tensione in uscita diventa:

$$\vec{v}_{abc,rec} = \frac{\vec{v}_{abc}}{v_{dc}^*} v_{dc} = \vec{v}_{abc} \frac{V_{dc} + \tilde{v}_{dc}}{V_{dc} - \tilde{v}_{dc}} \quad (21)$$

e la potenza non risulta più costante P_L , ma variabile $P_{L,rect}$

$$P_{L,rect} = \vec{v}_{abc,rec} \cdot \vec{i}_{abc} = \frac{V_{dc} + \tilde{v}_{dc}}{V_{dc} - \tilde{v}_{dc}} \vec{v}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} = P_L \frac{V_{dc} + \tilde{v}_{dc}}{V_{dc} - \tilde{v}_{dc}} \quad (22)$$

La corrente i_{inv} con il carico P_L sarà quindi:

$$i_{inv} = I_{inv} + \tilde{i}_{inv} = \frac{P_{L,rect}}{v_{dc}} = \frac{P_L}{V_{dc} - \tilde{v}_{dc}} \approx \frac{P_L}{V_{dc}} + \frac{P_L}{V_{dc}^2} \tilde{v}_{dc} \quad (23)$$

Si può notare, confrontando (23) con (12), che ricostruendo il segnale v_{dc}^* in tal modo e avendo conseguentemente una potenza $P_{L,rect}$, l'impedenza associata ai piccoli segnali è anch'essa positiva. Osservando ora la caratteristica del sistema, si può trovare ora che:

$$s^2 + \left(\frac{R_g}{L_g} + \frac{P_L}{C_{dc}V_{dc}^2} \right) s + \frac{1}{L_g C_{dc}} \left(1 + \frac{R_g P_L}{V_{dc}^2} \right) = 0 \quad (24)$$

dove per semplicità vengono definiti i coefficienti c e d come:

$$c = \left(\frac{R_g}{L_g} + \frac{P_L}{C_{dc}V_{dc}^2} \right) \quad (25)$$

$$d = \frac{1}{L_g C_{dc}} \left(1 + \frac{R_g P_L}{V_{dc}^2} \right) \quad (26)$$

In questo caso, le radici del polinomio in s, vista la natura di c e d che saranno sempre maggiori di zero, saranno tutte a parte reale negativa, risultando nella stabilità del sistema.

Il concetto di impedenza virtualmente positiva può essere generalizzato introducendo due guadagni k_{v0} e k_v per controllare le oscillazioni di tensione e le variazioni del segnale ricostruito rispettivamente. La ricostruzione del segnale di riferimento di tensione sarà quindi espressa $v_{dc}^* = k_{v0}V_{dc} - k_v\tilde{v}_{dc}$. La corrente del carico e l'equazione caratteristica del sistema saranno quindi rispettivamente:

$$i_{inv} = I_{inv} + \tilde{i}_{inv} \approx \frac{P_L}{k_{v0}V_{dc}} + \frac{k_v P_L}{k_{v0}^2 V_{dc}^2} \tilde{v}_{dc} \quad (27)$$

$$s^2 + \left(\frac{R_g}{L_g} + \frac{k_v P_L}{C_{dc} k_{v0}^2 V_{dc}^2} \right) s + \frac{1}{L_g C_{dc}} \left(1 + \frac{k_v R_g P_L}{k_{v0}^2 V_{dc}^2} \right) = 0 \quad (28)$$

In accordo con il criterio di Routh, e definendo al solito i coefficienti e ed f come:

$$e = \frac{R_g}{L_g} + \frac{k_v P_L}{C_{dc} k_{v0}^2 V_{dc}^2} \quad (29)$$

$$f = \frac{1}{L_g C_{dc}} \left(1 + \frac{k_v R_g P_L}{k_{v0}^2 V_{dc}^2} \right) \quad (30)$$

si può affermare che :

1. quando $k_v \geq 0$, i coefficienti e ed f saranno sempre maggiori di zero ed il sistema sarà stabile;

2. $k_v = 0$, ossia $v_{dc}^* = V_{dc}$, è già una soluzione sufficiente per lo smorzamento;
3. $k_{v0} = k_v = 1$ rappresenta il caso precedentemente studiato e rappresentato in Figura 21;
4. aumentando k_v si ottiene un aumento di e ed f , di conseguenza ci sarà un aumento dello smorzamento: tuttavia le performance del motore potrebbero risentire di un eccessivo quantitativo di energia proveniente dalle oscillazioni.
5. ponendo $k_v = -1 \tilde{v}_{dc}$ non è ribaltato e si ricade nell'impedenza negativa. Un altro problema risiede nello smorzamento, che sarà sempre inferiore al rapporto di R_g e L_g .
6. quando $k_v \geq 0$, diminuendo k_{v0} aumenteranno e ed f , portando ad un effetto smorzante superiore. Tuttavia esagerare con tale può condurre a $v_{dc}^* \geq V_{dc}$, portando ad effetti indesiderati.

Viste le limitazioni dei punti 5 e 6, risulta conveniente ed immediato agire su k_v per regolare lo smorzamento, mantenendo k_{v0} stabile a 1.

4.2.4 Risultati sperimentali

Come riportato precedentemente nella sezione 4.2 e dalla Figura 22, si può notare come dal sensore di tensione sul bus vengano estrapolati, tramite LPF e filtro PR, la componente continua v_{dc0} e l'armonica fondamentale \tilde{v}_{rip1} alla frequenza di 300 Hz per una tradizionale rete a 50 Hz; il parametro k_{rip} permette di scegliere se includere o meno \tilde{v}_{rip1} in \tilde{v}_{dc} .

In Figura 23 è rappresentato il setup sperimentale, composto da un convertitore da 7,5 kW, un motore sincrono a riluttanza (SynRM) con potenza di 5,5 kW (parametri in Tabella 7). Come filtro capacitivo è stato utilizzato un condensatore a film da 14 μ F. Per la simulazione di una rete non ottimale, è stata posta in ingresso una induttanza stimata di 1,86 mH.

Si può notare dalla Figura 24, rappresentazione della condizione a 1500 rpm con carico di 13,9 A, come le forme d'onda in assenza di smorzamento risultino molto oscillatorie. Rimane da osservare, inoltre, la presenza molto importante di un'armonica a 600 Hz (il doppio della fondamentale) nella tensione sul bus. Il THD e PWHD lato rete si sono attestati a dei valori di 66,0% e 74,3% rispettivamente, decisamente alti e non accettabili. Nella Figura 25, invece, è stato sperimentato, sempre a carico nominale e 1500 rpm, lo smorzamento attivo attraverso il concetto di impedenza positiva virtuale, non utilizzando il filtro risonante. Si può notare come le oscillazioni dovute

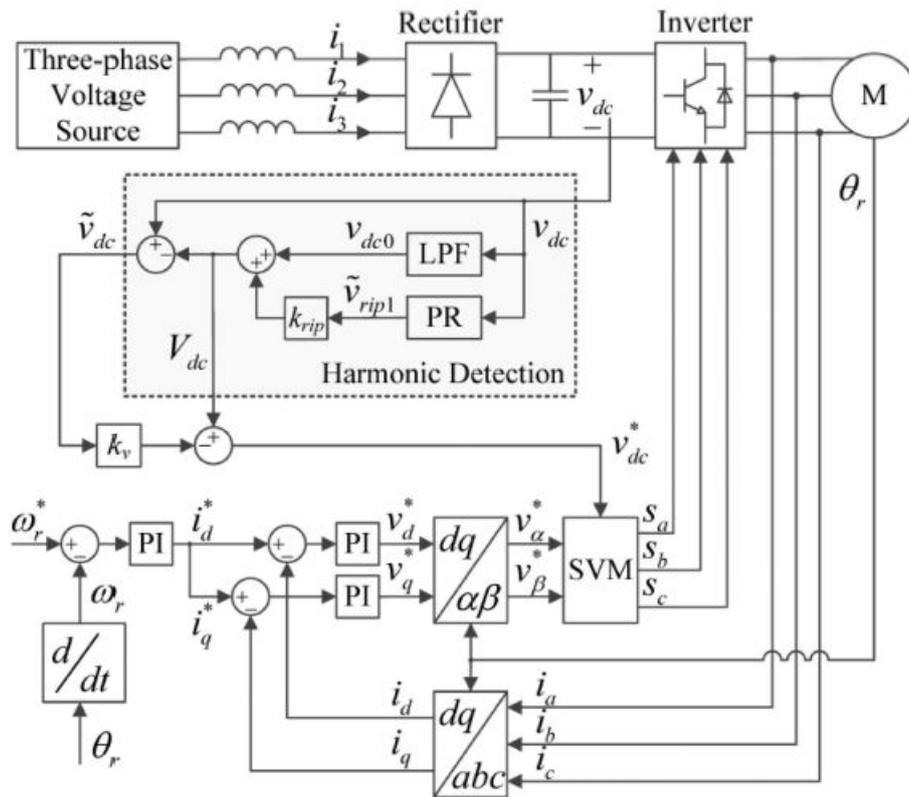


Figura 22: Diagramma a blocchi dell'azionamento con smorzamento tramite impedenza virtualmente positiva

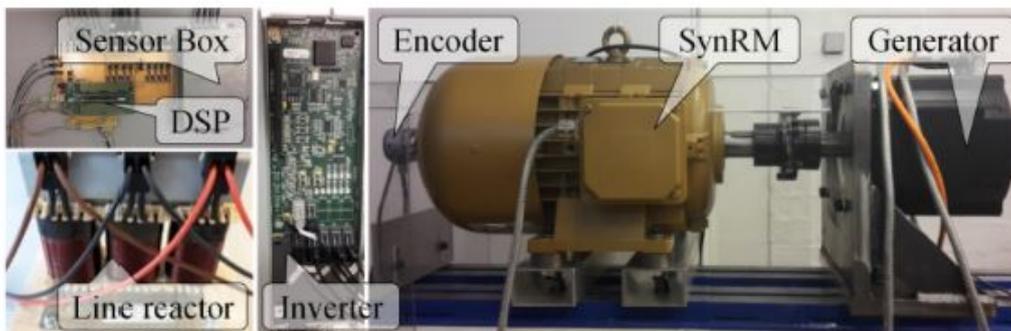


Figura 23: Immagine del setup utilizzato

alla risonanza siano smorzate molto bene sulla tensione del bus, e conseguentemente sulla corrente assorbita lato rete, che presenta un THD ridotto a 37,3% (dal 66,0% di partenza) ed un PWhd diminuito al 34,0% rispetto al

Caratteristica	Valore
Potenza nominale	5,5 kW
Tensione nominale	353 V
Corrente nominale	13,9 A
Velocità nominale	1500 rpm
Coppia nominale	35,0 N m
Frequenza nominale	50 Hz
Fattore di potenza	0,69
Resistenza di statore	0,38 Ω
Inerzia	0,019 kg m ²
Coppie di poli	2

Tabella 7: parametri del motore

74,3% della partenza. Il THD lato macchina è però quasi raddoppiato (da 5,3% a 10,5%), a causa della gestione dell'energia oscillatoria legata sia alla risonanza che al raddrizzamento.

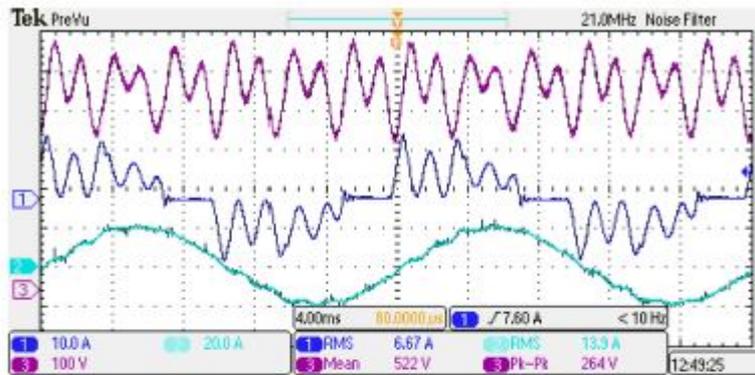
In Figura 26 è stato studiato il caso con $k_{rip} = 1$ e $k_v = 2$; la THD lato rete risulta di 39,5% e PWHD a 41,4% (leggermente più alti del caso precedente), tuttavia, non volendo smorzare la componente oscillatoria di tensione sul bus alla frequenza fondamentale, si avrà un THD lato macchina che risulta decisamente migliorato sino ad un valore di 4,8%.

Sono stati svolti diversi test al variare di k_{rip} e k_v , con il motore a carico nominale a 1500 giri al minuto. I risultati di tale sperimentazione, includendo i casi interessanti visti in precedenza, sono posti in Tabella 8.

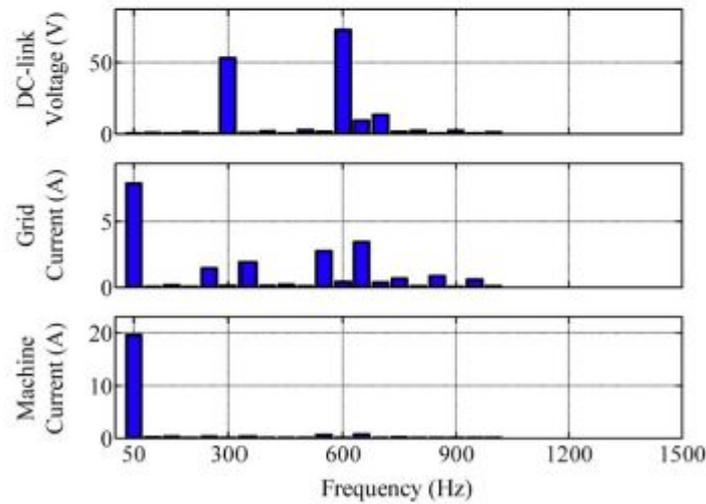
Controllo	$V_{dcPP}[V]$	$V_{dc300}[V]$	i_g THD	i_g PWHD	i_m THD
Nessuna comp	252	53,3	66,0 %	74,3 %	5,3 %
$k_{rip} = 0, k_v = 0$	147	53,1	40,4 %	39,3 %	6,4 %
$k_{rip} = 0, k_v = 1$	118	53,1	37,3 %	34,0 %	10,5 %
$k_{rip} = 1, k_v = 0$	160	56,8	44,2 %	46,5 %	3,9 %
$k_{rip} = 1, k_v = 1$	135	57,8	40,6 %	43,4 %	4,2 %
$k_{rip} = 1, k_v = 2$	126	58,4	39,5 %	41,4 %	4,8 %

Tabella 8: Valori picco-picco bus in continua, ampiezza prima armonica, THD e PWHD lato rete e THD lato motore nei diversi casi

Si può notare come nel caso di v_{dc} costante in ingresso al SVM, ossia $k_{rip} = 0$ e $k_v = 0$, si abbia già uno smorzamento della tensione sul bus in continua, in quanto si va a variare dinamicamente, come studiato in precedenza,



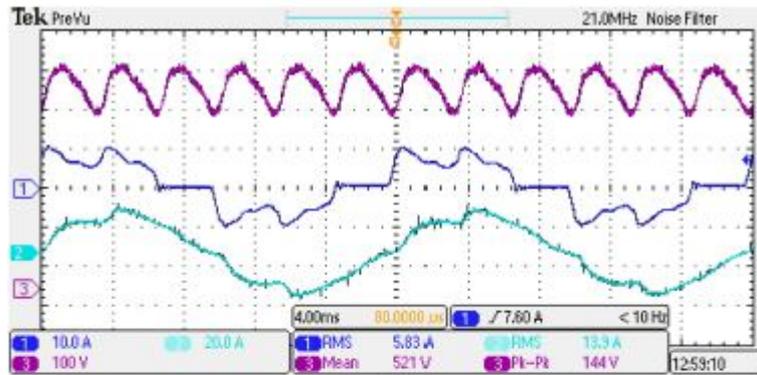
(a)



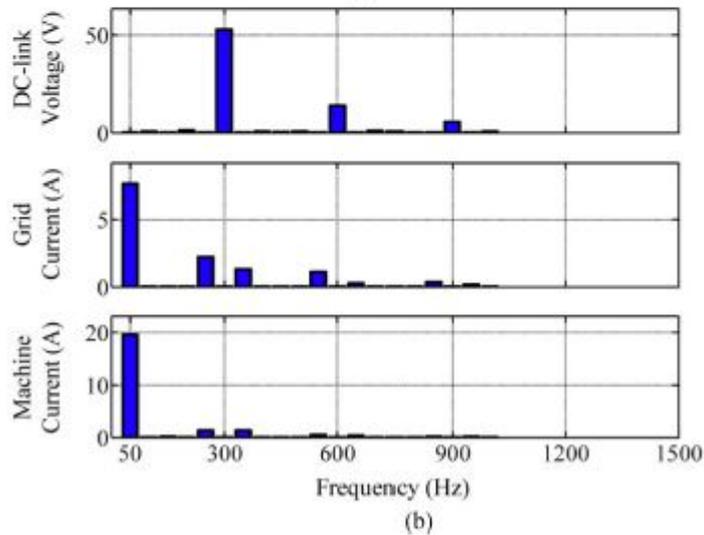
(b)

Figura 24: Risultati sperimentali a 1500 rpm a carico nominale in assenza di smorzamento. (a) in alto: tensione sul bus; nel mezzo: corrente di rete; e in basso: corrente al motore. (b) contenuto armonico di tali

la potenza in direzione del carico. Quando $k_{rip} = 0$, cioè \tilde{v}_{rip} è incluso in \tilde{v}_{dc} e lo smorzamento è attivo, ossia $k_v = 1$, si ottiene una diminuzione significativa del THD ma soprattutto del PWhd lato rete, pagando un importante peggioramento del THD lato macchina, ottenuto dal fatto di voler smorzare anche le oscillazioni di tensione legate al raddrizzamento. Per ottenere un buon compromesso fra lato rete e lato macchina, è conveniente escludere \tilde{v}_{rip} da \tilde{v}_{dc} , ottenendo un ottimo THD nella corrente i_m senza sacrificare particolarmente il lato rete. Nel caso in cui siano richiesti dal gestore di rete THD o PWhd inferiori, è possibile aumentare il coefficiente di smorzamento k_v pagando leggermente in performance.



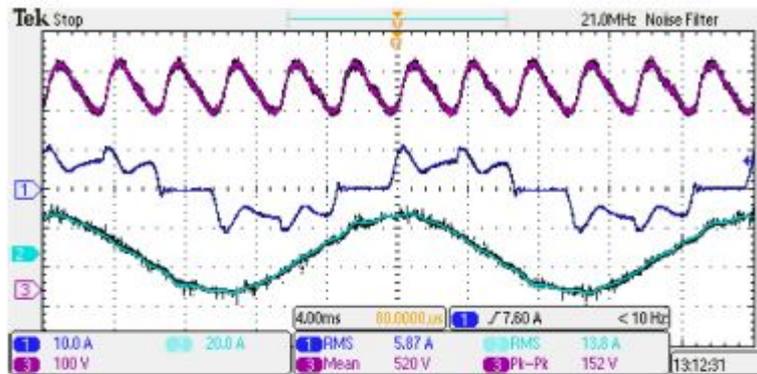
(a)



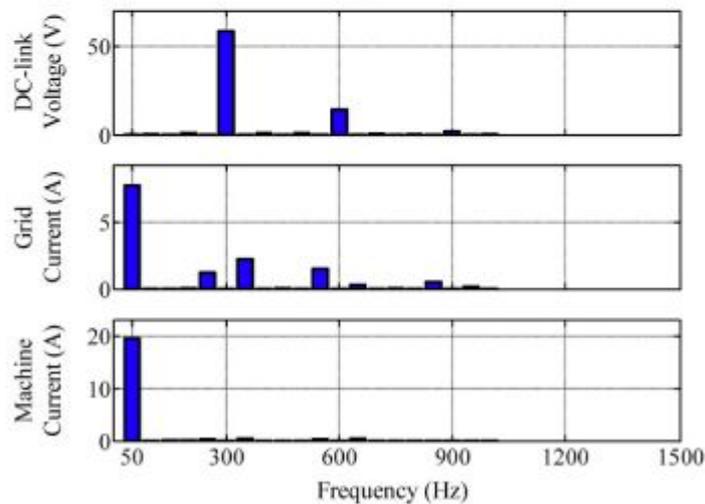
(b)

Figura 25: Risultati sperimentali a 1500 rpm a carico nominale impostando $k_{rip} = 0$ e $k_v = 1$. (a) in alto: tensione sul bus; nel mezzo: corrente di rete; e in basso: corrente al motore. (b) contenuto armonico di tali

Inoltre, si può notare come il THD della corrente del motore sia inferiore nella versione compensata rispetto a quella non compensata: questo può essere spiegato con il fatto che, la misura di tensione in ingresso al SVM è sempre istantaneamente in ritardo rispetto alla tensione sul bus, a causa del ritardo introdotto dal controllore digitale. In assenza di smorzamento, le oscillazioni di tensione sul bus saranno evidenti contrariamente alla versione compensata, portando ad una differenza maggiore fra valore reale e valore stimato. Ciò conduce, quindi, ad un abbassamento del THD lato macchina.



(a)



(b)

Figura 26: Risultati sperimentali a 1500 rpm a carico nominale impostando $k_{rip} = 1$ e $k_v = 2$. (a) in alto: tensione sul bus; nel mezzo: corrente di rete; e in basso: corrente al motore. (b) contenuto armonico di tali

5 Confronto delle soluzioni proposte

Entrambe le tecniche presentate offrono un significativo miglioramento delle performance del sistema agendo esclusivamente sul controllo, evitando quindi l'aggiunta di ulteriore componentistica che porterebbe ad un aumento del costo ed una diminuzione dell'affidabilità.

Il *setup* sperimentale considerato nei due articoli proposti è molto simile, sia a livello di motore che di capacità (entrambi utilizzano un filtro capacitivo da $14 \mu F$) che di induttanza ($1,83 \text{ mH}$ e $1,86 \text{ mH}$ stimati rispettivamente), con l'unica sostanziale differenza che risiede nell'inserimento di una piccola

resistenza di $19\text{ m}\Omega$ nel primo caso. Tuttavia, i test sono stati svolti con carichi diversi: il primo metodo è stato testato a 12 A (circa $86,3\%$ del carico nominale), mentre il secondo è stato testato a carico nominale, ossia $13,9\text{ A}$. Vista la forte non linearità del sistema è impossibile comparare direttamente i dati di THD e PWHD, però è comunque possibile estrarre delle tendenze dai due metodi.

Controllo	THD rete	PWHD rete	THD macchina
1.0 Nessuna comp.	41,7 %	50,3 %	7,9 %
1.1 Comp. feedforward	41,8 %	53,0 %	3,9 %
1.2 Impulsi di tens.	33,8 %	46,4 %	7,4 %
2.0 Nessuna comp.	66,0 %	74,3 %	5,3 %
2.1 $k_{rip} = 0, k_v = 1$	37,3 %	34,0 %	10,5 %
2.2 $k_{rip} = 1, k_v = 0$	44,2 %	46,5 %	3,9 %
2.3 $k_{rip} = 1, k_v = 1$	40,6 %	43,4 %	4,2 %
2.4 $k_{rip} = 1, k_v = 2$	39,5 %	41,4 %	4,8 %

Tabella 9: Confronto dei valori di THD e PWHD dei due metodi proposti

Dalla Tabella 9, come è lecito aspettarsi vista la differenza del carico, si può notare una importante discostamento a livello di THD e PWHD nel caso di nessuna compensazione fra i due metodi, con però un THD migliore lato macchina nel caso di carico nominale. Nonostante il diverso punto di lavoro, si può notare come il primo metodo, a parità di THD lato rete, presenti una PWHD superiore al secondo. Ciò è intuibile dal fatto che, lavorando con impulsi di tensione che si traducono in brusche riduzioni di corrente del carico e quindi variazioni quasi istantanee di tensione sul bus, si vada ad aumentare il contributo armonico ad alta frequenza. Da ciò si può dedurre come questo metodo risulti meno propenso a rispettare la normativa per i carichi trifase a bassa potenza IEC 61000-3-2. Infatti, confrontando direttamente i valori di PWHD del caso 1.2 con quelli del secondo metodo, nonostante il carico meno pesante e quindi una condizione favorevole, si può notare come risulti sempre superiore o circa uguale al PWHD del secondo metodo, che però abbina migliori valori di THD lato macchina. È evidente, quindi, che il secondo metodo, variando in modo raffinato la potenza del carico per smorzare le oscillazioni di tensione sul bus, riesca ad ottenere risultati migliori sia lato rete che lato macchina mediamente. Il risultato in assoluto migliore lato rete è stato ottenuto, come ci si potrebbe aspettare, cercando di smorzare anche le armoniche dovute al raddrizzamento ($k_{rip} = 0$) oltre alla risonanza fra induttanza di rete e filtro capacitivo. Tuttavia, introducendo un'importante quantità di energia legata alle oscillazioni nella

macchina, si ottiene un THD del 10,5%, portando ad importanti rinunce sulle performance. Per ottenere risultati più equilibrati fra rete e macchina, è importante non smorzare le armoniche introdotte dal raddrizzatore, andando ad agire principalmente sulla risonanza, ossia utilizzare valori di $k_{rip} = 1$ e regolando k_v in base alle esigenze di rete.

Per quanto concerne il primo metodo, si può affermare che comunque riesce ad abbassare il THD e PWHD lato rete abbastanza efficacemente, pur penalizzando in armoniche lato macchina più di quanto non faccia il secondo metodo. Rimane da sottolineare, però, che il primo metodo sia stato pubblicato circa un anno e mezzo prima del secondo.

Ad ogni modo, non si può stabilire a priori, anche conoscendo il PWHD, se il dispositivo rispetti o meno la normativa IEC 61000-3-2, in quanto bisognerebbe conoscere i valori efficaci di corrente delle singole armoniche sino alla quarantesima. In Tabella 10 sono riportati gli standard da rispettare secondo la normativa [1].

Ordine armonica	Valore efficace massimo ammesso [A]
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$ (dispari)	$0,15 \frac{15}{n}$
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$ (pari)	$0,23 \frac{8}{n}$

Tabella 10: Standard armonici della normativa IEC 61000-3-2 per i dispositivi di classe A

Altri fattore da tenere in considerazione sono la facilità di programmazione e l'adattabilità di un sistema: entrambi presentano una buona adattabilità alla rete in ingresso, potendo variare l'ampiezza e la durata degli impulsi di tensione nel primo metodo e lo smorzamento attraverso il parametro k_v nel secondo metodo. Tuttavia, il range in cui il cambiamento di k_v risulta significativo in uscita, è abbastanza limitato. In contrapposizione, non si hanno particolari vincoli all'aumentare l'ampiezza e la durata degli impulsi di tensione, consci del peggioramento delle performance lato macchina. La programmazione invece risulta più immediata nel secondo caso, infatti, es-

sa consiste nella scelta, nel maggiore dei casi, del parametro k_v , mentre nel primo caso bisogna studiare più accuratamente il sistema per determinare i valori di ampiezza, durata e istante di applicazione dell'impulso di tensione.

In Tabella 11 vengono schematizzati i concetti appena espressi.

Impulsi di tensione	Impedenza positiva virtuale
↑ semplicità	↑ semplicità
↑ efficacia	↑ efficacia
↓ PWHD lato rete da migliorare	↑ PWHD buono
↓ equilibrio rete-macchina	↑ migliore equilibrio rete-macchina
↑ maggiore adattabilità	↓ minore adattabilità
↓ programmazione non immediata	↑ semplice programmazione

Tabella 11: Riepilogo pro e contro dei due diversi metodi

Riferimenti bibliografici

- [1] *IEC 61000-3-2*. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/IEC_61000-3-2.
- [2] Wook-Jin Lee e Seung-Ki Sul. “DC-Link Voltage Stabilization for Reduced DC-Link Capacitor Inverter”. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.1 (2014), pp. 404–414. DOI: 10.1109/TIA.2013.2268733.
- [3] Laszlo Mathe et al. “Resonance Reduction for AC Drives With Small Capacitance in the DC Link”. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 53.4 (2017), pp. 3814–3820. DOI: 10.1109/TIA.2017.2688980.
- [4] *MN.90.F1.02*. URL: <https://files.danfoss.com/download/Drives/mn90f102.pdf>.
- [5] Emerson Network Power. “Capacitors age and capacitors have an end of life”. In: *White paper* (2008).
- [6] Pedro Rodríguez et al. “A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.1 (2012), pp. 99–112. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2159242.
- [7] *Tipi di condensatori e loro caratteristiche*. URL: <https://www.digikey.it/it/articles/fundamentals-understand-the-characteristics-of-capacitor-types>.
- [8] Dong Wang et al. “Voltage Modulation Using Virtual Positive Impedance Concept for Active Damping of Small DC-Link Drive System”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.12 (2018), pp. 10611–10621. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2799988.