



Università degli Studi di Padova

Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali

Corso di Laurea Triennale in Ingegneria Meccatronica

Tesi di Laurea Triennale

Analisi EMC del contenuto armonico delle correnti in un sistema trifase inverter-motore

Relatore: Prof. Alessandro Sona

Laureandi: Alessio De Pizzol
Massimiliano Forese
Gianpaolo Perissinotto
Filippo Pietrobon

Anno Accademico 2024-2025

Indice

Introduzione	III
1 Richiami teorici	1
1.1 Serie di Fourier	1
1.2 Trasformata di Fourier	2
1.2.1 Trasformata discreta di Fourier	3
1.3 Tecniche di Modulazione	4
1.3.1 Modulazione PWM a sottooscillazione sinusoidale	4
1.3.2 Modulazione PWM a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica	6
1.3.3 Modulazione uniforme	7
1.4 Decibel	9
2 Simulazione del sistema	11
2.1 Simulazione di riferimento	15
3 Non idealità dell'inverter	21
3.1 Condensatore di livellamento	21
3.1.1 Influenza delle resistenze interne dei generatori	22
3.1.2 Influenza delle non-idealità del condensatore di livellamento: ESR	23
3.1.3 Influenza delle non-idealità del condensatore di livellamento: ESL	29
3.1.4 Influenza della variazione del valore di capacità del condensatore	35
3.2 Effetti delle non idealità degli <i>switch</i>	40
3.3 Influenza della tecnica di modulazione	45
3.3.1 Effetti sul ramo d'ingresso del sistema inverter-motore	46
3.3.2 Effetti sul cavo di neutro	49
4 Non idealità del motore	53
4.1 Effetti di un carico non equilibrato	53
4.1.1 Squilibrio dovuto ad una fase	53

4.1.2	Squilibrio dovuto a due fasi	56
4.2	Effetti dovuti alla capacità parassita	62
4.2.1	Capacità parassita tra una fase del motore e massa	62
4.2.2	Capacità parassita tra centro stella del motore e massa	63
5	Filtro EMI	67
5.1	Struttura del Filtro	67
5.2	Progettazione del filtro	68
5.3	Analisi dei risultati	70
	Conclusioni	75
	Appendice A	77
	Bibliografia	79
	Elenco delle tabelle	81
	Elenco delle figure	83

Introduzione

Nell'ambito della compatibilità elettromagnetica¹ di un carico collegato alla rete elettrica, uno degli elementi fondamentali che viene generalmente considerato è la sua emissione armonica. Per definizione, un'armonica è un segnale sinusoidale ad una frequenza che è un multiplo intero rispetto ad una frequenza definita "fondamentale", come può essere, ad esempio, quella della funzione modulante nella tecnica di modulazione PWM. Quando un carico elettronico non-lineare, ovvero un bipolo nel quale non si ha diretta proporzionalità nella relazione corrente-tensione, viene collegato alla rete di alimentazione, si ha una distorsione della forma d'onda della corrente fornita. Questa può essere determinata analizzando sia l'evoluzione temporale del segnale, sia il suo andamento spettrale, il quale riporta, al variare della frequenza, l'ampiezza delle armoniche presenti. Gli effetti della distorsione della forma d'onda di corrente introdotta dai carichi non lineari hanno ripercussioni non solo sul dispositivo che l'ha generata, ma anche su tutti gli altri elementi collegati alla stessa rete di alimentazione. Tra le problematiche più comuni che insorgono, si possono trovare:

- surriscaldamenti, malfunzionamenti e comparsa di fenomeni vibratorii nei componenti, che incidono sulla loro durata di vita;
- riduzione della qualità dell'energia elettrica e conseguente innalzamento di costi ad essa associati;
- aumento della corrente che scorre sul cavo di neutro e possibile danneggiamento dello stesso;
- emissione di radiazioni elettromagnetiche, che possono interferire con altri dispositivi collegati alla rete.

Poiché questi problemi sono importanti e non trascurabili, molti enti internazionali, come IEC (*International Electrotechnical Commission*), CISPR (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*), BSI (*British Standards Institution*), FCC (*Federal Communications Commission*), ecc., si occupano di stabilire le normative e gli standard in termini di compatibilità elettromagnetica.

¹in inglese, *Electromagnetic compatibility* (EMC)

In questa tesi, ci si focalizza sul sistema inverter-motore (Figura 1). L'inverter è un dispositivo elettronico in grado di convertire una tensione continua in ingresso in una corrente alternata in uscita; il motore elettrico, invece, è un classico carico trifase. Si capisce subito che tale modello rappresenta perfettamente un carico non lineare connesso all'alimentazione, ideale dunque per studiare le armoniche introdotte in rete. Nel seguente testo, si va ad analizzare come le non-idealità dei componenti elettronici presenti influenzino sia gli andamenti temporali che quelli spettrali (ossia, nel dominio della frequenza) delle correnti che scorrono nel circuito. L'obiettivo è quello di individuare in che modo la variazione dei parametri del sistema incida nella generazione di armoniche, in modo tale da poter capire quali sono gli elementi più critici sotto l'aspetto della compatibilità elettromagnetica. Dopo un breve richiamo, sviluppato nel Capitolo 1, di alcuni aspetti teorici utili alla comprensione delle trattazioni sviluppate successivamente, si entra nel vivo dello studio. Il Capitolo 2 è dedicato alla descrizione dell'implementazione del modello in ambiente MATLAB/Simulink ed all'analisi dei primi grafici associati alla simulazione che si terrà come "riferimento" per tutto l'elaborato, poiché associata al modello ideale del sistema, ossia privo di non-idealità dei componenti elettronici. Si focalizza poi l'attenzione prima sull'analisi dell'inverter (Capitolo 3) e poi del motore o, comunque, del carico collegato (Capitolo 4). Si studieranno cause e conseguenze di variazioni osservabili sugli andamenti delle correnti dovute all'introduzione del condensatore di livellamento, a non-idealità degli *switch*, al cambiamento di tecnica di modulazione, al variare dell'impedenza delle fasi del motore ed, infine, all'introduzione di un elemento capacitivo parassita nel motore. Nel Capitolo 5, si cercherà poi, dopo una breve introduzione sul funzionamento dei filtri EMI, di implementare uno di questi filtri all'interno del sistema (tra inverter e motore), per vedere quali miglioramenti negli andamenti spettrali possono essere osservati.

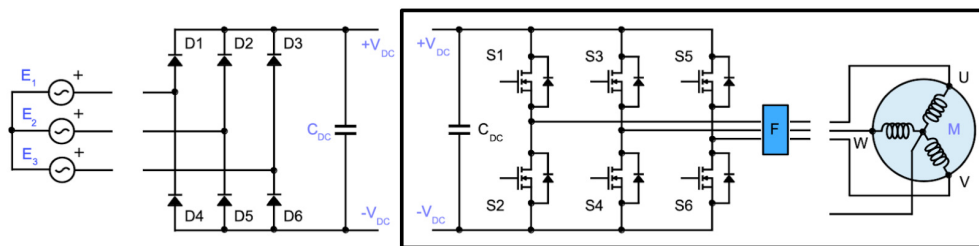


Figura 1: Schema del sistema in esame; riquadrata la porzione di circuito oggetto di studio di questa tesi

Capitolo 1

Richiami teorici

In questo capitolo si vuole richiamare alcuni concetti teorici fondamentali, al fine di fornire una base per la comprensione dei temi trattati successivamente. I capitoli seguenti convergeranno principalmente sull'analisi del comportamento di un sistema trifase, con particolare attenzione all'interpretazione delle non idealità presenti in un sistema inverter-motore. Verranno quindi richiamati i seguenti argomenti:

- la serie di Fourier, basandosi su [1] e [2];
- la trasformata di Fourier, basandosi sempre su [1] e [2];
- le tecniche di modulazione scalare, basandosi su [3]
- l'unità di misura: decibel (dB), basandosi su [4].

1.1 Serie di Fourier

La serie di Fourier è uno strumento matematico che permette di rappresentare una funzione periodica $v(t)$ come una somma di infiniti segnali sinusoidali a frequenze differenti. In generale:

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} v_k e^{j2\pi k f_0 t} \quad (1.1)$$

Un segnale periodico $v(t)$, di periodo T_0 , può essere dunque visto come una somma infinita di fasori a frequenze multiple intere di quella fondamentale $f_0 = \frac{1}{T_0}$.

Nel caso in cui i coefficienti v_k siano complessi, considerando modulo e fase degli stessi, si giunge alla forma:

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |v_k| e^{j(2\pi k f_0 t + \angle v_k)} \quad (1.2)$$

Affinché un segnale periodico $f(t)$, di periodo T , possa essere rappresentato come somma di segnali fasoriali/sinusoidali a frequenze multiple intere di quella fondamentale, devono essere rispettate le condizioni di Dirichlet:

- $f(t)$ è assolutamente integrabile in ogni periodo: $\int_{t_0}^{t_0+T} |f(t)| dt < \infty$;
- $f(t)$ ha un numero finito di discontinuità di prima o terza specie per ogni periodo T ;
- $f(t)$ ha un numero finito di massimi e minimi in ogni intervallo T .

Soddisfatte tali condizioni, la serie di Fourier:

- converge puntualmente al segnale $f(t)$;
- converge al valore medio nei punti di discontinuità di prima specie.

Per segnali reali, l'equazione 1.1 può essere riscritta nella seguente forma:

$$v(t) = v_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} c_k \cos(2\pi k f_0 t + \phi_k) \quad \text{con } c_k = 2|v_k| \text{ e } \phi_k = \angle v_k \quad (1.3)$$

Il segnale $v(t)$ viene dunque visto come somma di “armoniche”, componenti sinusoidali alla frequenza $k f_0$.

Si può quindi parlare di spettro di un segnale come la sequenza di coefficienti v_k dello sviluppo in serie di Fourier del segnale $v(t)$. In particolare, come si avrà modo di osservare nei prossimi capitoli, lo spettro di ampiezza del segnale è la sequenza dei moduli $|v_k|$ dei coefficienti v_k . Lo spettro viene definito anche come contenuto armonico del segnale.

1.2 Trasformata di Fourier

Come visto al paragrafo precedente, la serie di Fourier, nel caso di segnali periodici, risulta uno strumento fondamentale per l'analisi e la rappresentazione delle componenti armoniche. Tuttavia, nel caso di segnali aperiodici, tale strumento non è sufficiente. Si osservi che la somma di segnali periodici non è necessariamente un segnale periodico: nel caso di due funzioni sinusoidali $a(t)$ e $b(t)$, $a(t) + b(t)$ è periodico solo se il rapporto tra il periodo di $a(t)$ e quello di $b(t)$ è un numero razionale. Si consideri quindi a titolo di esempio il segnale:

$$v(t) = \cos(20\pi t) + \cos(50\pi t + \phi)$$

In questo caso, il segnale risulta periodico poiché il rapporto tra i due periodi delle due funzioni coseno, è razionale:

$$\frac{50\pi}{20\pi} = \frac{5}{2} \in \mathbb{Q}$$

Ne consegue che il periodo fondamentale del segnale risultante sarà pari al minimo comune multiplo dei due periodi, ovvero 100π . Si consideri, invece, un secondo segnale del tipo:

$$u(t) = \cos(\sqrt{5}t) + \cos(6t + \phi)$$

in questo caso, il rapporto tra i periodi delle due componenti risulta essere irrazionale, il che implica che il segnale $u(t)$ non è periodico.

Si rende necessario quindi introdurre un nuovo strumento matematico: la trasformata di Fourier. Analogamente a quanto visto per la serie di Fourier, la trasformata di Fourier consente di decomporre un segnale in una combinazione di funzioni sinusoidali o fasori, ma in un dominio continuo invece che discreto. La trasformata di Fourier di un segnale $v(t)$ viene definita nel seguente modo:

$$V(\omega) = \mathcal{F}[v](\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} v(t)e^{-j\omega t} dt \quad (1.4)$$

Con $\omega \in \mathbb{R}$, che rappresenta la pulsazione. Si definisce poi l'antitrasformata di Fourier come la funzione inversa, utile per ricondursi al segnale di partenza dalla sua trasformata di Fourier:

$$v(t) = \mathcal{F}^{-1}[V](t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} V(\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad \text{con } t \in \mathbb{R} \quad (1.5)$$

Anche in questo caso affinché l'antitrasformata converga al segnale di partenza $v(t)$, è necessario soddisfare le condizioni di Dirichlet. Queste ultime rappresentano un insieme di requisiti per garantire la convergenza puntuale della rappresentazione al segnale iniziale. In questo caso, $V(\omega)$ rappresenta lo spettro di $v(t)$.

1.2.1 Trasformata discreta di Fourier

La Trasformata Discreta di Fourier (DFT) è anch'essa uno strumento essenziale nell'ambito dell'elaborazione dei segnali digitali. Essa permette di analizzare il contenuto spettrale di un segnale a partire da un numero finito di campioni nel dominio del tempo. Dunque, la differenza principale tra la trasformata di Fourier a tempo continuo e quella discreta risiede nel fatto che quest'ultima opera su segnali discreti e di durata finita, mentre la trasformata di Fourier classica analizza segnali definiti su un dominio continuo e, in genere, illimitato. La DFT, poiché viene applicata a sequenze temporali finite, risulta particolarmente adatta all'impiego a livello digitale. La definizione della DFT è la seguente:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad \text{con } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1.6)$$

dove $x[n]$ è un campione del segnale a tempo discreto, $X[k]$ è il valore del k -esimo coefficiente della DFT e N è la lunghezza della sequenza di campioni. Tale formula serve a scomporre il segnale di partenza in una serie di fasori complessi, ciascuno avente una frequenza discreta distinta. In genere, per svolgere un'analisi spettrale basandosi sui risultati dell'operazione di DFT, si eseguono le seguenti fasi:

- campionamento del segnale
- applicazione della formula di DFT
- analisi dello spettro, ricordando che $X[k]$ rappresenta lo spettro complesso del segnale in analisi

Un'importante limitazione della DFT è legata alla sua complessità computazionale. Infatti, il calcolo diretto dei valori $X[k]$ richiede un numero di operazioni nell'ordine di $O(N^2)$. Per questa ragione, viene utilizzata, di solito, la Fast Fourier Transform (FFT), ovvero una serie di algoritmi ottimizzati per il calcolo efficace ed efficiente della DFT che riducono la complessità a $O(N \log(N))$ e, dunque, portano ad una riduzione del tempo di calcolo. In questa tesi, la FFT verrà utilizzata per ricavare gli andamenti spettrali delle correnti a partire da campioni temporali delle stesse.

1.3 Tecniche di Modulazione

La scelta della tecnica di modulazione assume un ruolo fondamentale nella progettazione di un azionamento elettrico. Essa ha il compito di generare i segnali di controllo che pilotano gli *switch* dell'inverter, con l'obiettivo di fornire delle tensioni alle fasi del motore (o del carico) con un ben determinato andamento temporale. Si noti che la precisione e la qualità della forma d'onda sono parametri fondamentali per un corretto funzionamento di tutto il sistema. Esistono diverse tecniche di modulazione, ognuna con vantaggi e svantaggi propri. Se ne riportano nel seguito tre, che verranno sfruttate nei prossimi capitoli: modulazione a sottooscillazione sinusoidale, modulazione a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica e modulazione uniforme.

1.3.1 Modulazione PWM a sottooscillazione sinusoidale

Nella tecnica di modulazione PWM (*pulse width modulation*) a sottooscillazione sinusoidale, le inversioni della tensione di fase, in uscita dall'inverter, si hanno in

corrispondenza degli istanti temporali in cui due funzioni (una definita “modulante” e una “portante”), a frequenza diversa, assumono lo stesso valore. Quando il segnale modulante, ovvero una sinusoidale a frequenza $f_{modulante}$, assume un valore maggiore rispetto a quello della portante, ovvero un segnale triangolare a frequenza $f_{portante}$ (generalmente $f_{portante} \gg f_{modulante}$), l’inverter fornirà in uscita una tensione pari a $+\frac{U_{dc}}{2}$, con U_{dc} tensione continua di alimentazione. Altrimenti, l’uscita sarà $-\frac{U_{dc}}{2}$. Ciò può essere notato osservando la 1.1, nella quale si considera, per semplicità, $U_{dc} = 5 V$.

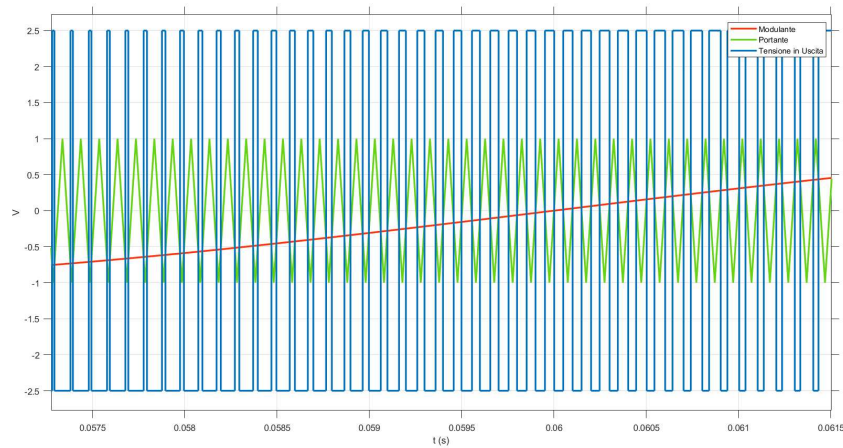


Figura 1.1: Tensione di fase prodotta dall’inverter con tecnica di modulazione a sottooscillazione sinusoidale

La modulazione a sottooscillazione sinusoidale prende il nome anche di modulazione seno-triangolo. I parametri caratteristici di tale tecnica sono il rapporto K_M tra le ampiezze e il rapporto P tra le frequenze dei segnali. Per la modulante si assume un’ampiezza pari ad U_s ; per la portante, invece, si assume U_t :

$$K_M = \frac{U_s}{U_t} \quad P = \frac{f_{portante}}{f_{modulante}}$$

Un altro indice importante è M , ovvero l’indice di modulazione, definito come rapporto tra l’ampiezza della componente fondamentale della tensione prodotta (U_1) e l’ampiezza della fondamentale che si otterrebbe con la tecnica di modulazione in onda quadra ($\frac{4}{\pi} \frac{U_{dc}}{2}$). Si noti che quest’ultima viene utilizzata perché rappresenta il valore più alto ottenibile della stessa. Nel caso di modulazione a sottooscillazione sinusoidale si ha dunque:

$$M = \frac{\pi U_1}{2 U_{dc}}$$

È importante ricordare che questa tecnica richiede che le funzioni seno e triangolo si intersechino due e non più volte per ciascun periodo della portante. Un'intersezione dovrà avvenire sul fronte ascendente e un'intersezione sul fronte discendente del triangolo. Devono perciò essere rispettate le seguenti condizioni:

$$K_M \leq 1 \quad P \geq \frac{\pi}{2} K_M$$

1.3.2 Modulazione PWM a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica

La tecnica di modulazione a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica (o “con distorsione della funzione modulante”) è una variante della PWM vista precedentemente, pensata per poter aumentare l'ampiezza della tensione fondamentale senza entrare in sovr modulazione. La “distorsione” prevede di sommare alla sinusoide modulante classica un termine sinusoidale a frequenza tripla rispetto alla fondamentale (terza armonica) ed ampiezza inferiore rispetto ad U_s . In questo modo, si ottiene un nuovo segnale modulante, riportato in 1.2.

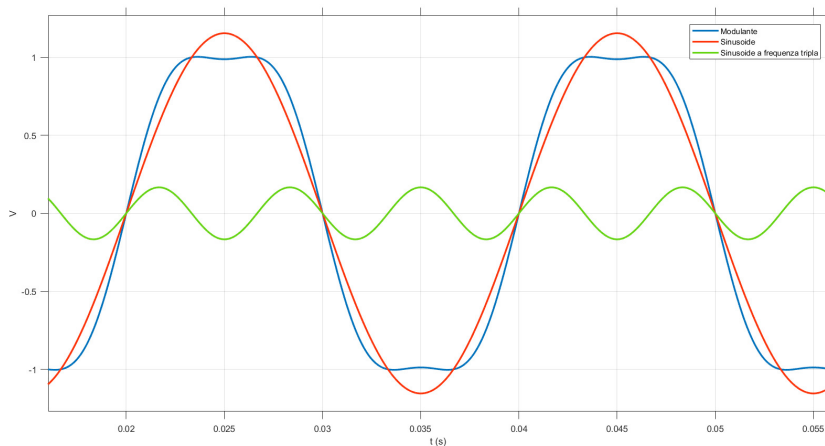


Figura 1.2: Funzione modulante nel caso di tecnica di modulazione a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica

Nel caso di modulazione sinusoidale classica vi è la condizione che il segnale sinusoidale non debba superare l'ampiezza della portante ($K_M \leq 1$), altrimenti si andrebbe in sovr modulazione. Il vantaggio della tecnica di distorsione della funzione modulante è quello di poter partire con una sinusoide con $U_s > U_t$ e non aver problemi, poiché la sinusoide a frequenza $3 \cdot f_{modulante}$ presenta un picco negativo in corrispondenza dei picchi positivi di quella a frequenza $f_{modulante}$, e viceversa. La modulante complessiva avrà quasi sempre ampiezza inferiore o uguale rispetto ad U_t . Se la sinusoide a frequenza $3 \cdot f_{modulante}$ ha ampiezza pari

a $\frac{1}{6}U_t$, quella a frequenza $f_{modulante}$ può assumere ampiezza pari a $U_s = \frac{2}{\sqrt{3}}U_t$ senza andare in sovr modulazione. Si avrà quindi:

$$K_M = \frac{U_s}{U_t} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.15 \quad U_1 \approx \frac{U_{dc}}{2} K_M \quad M = \frac{U_1}{\frac{2U_{dc}}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.907$$

Nella 1.3, è riportato l'andamento della tensione di fase nel caso in cui $U_{dc} = 5 V$.

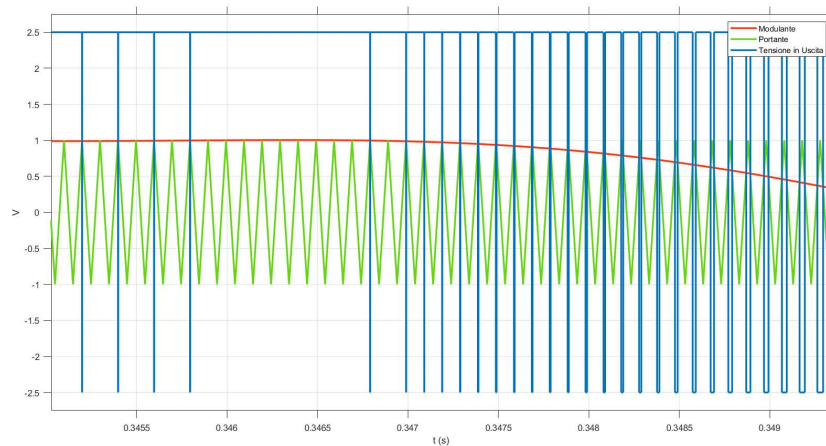


Figura 1.3: Tensione di fase prodotta dall'inverter con tecnica di modulazione a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica

1.3.3 Modulazione uniforme

La tecnica di modulazione uniforme prevede, all'inizio di ogni periodo della funzione portante triangolare, di campionare il valore che assume la sinusoide e mantenerlo costante per tutto il periodo della portante. Gli istanti di inversione della tensione coincidono ora con gli istanti in cui il triangolo interseca la nuova funzione modulante. Come si può notare dalla 1.4, nella tecnica di modulazione uniforme la tensione di fase assume una struttura simmetrica, con gli impulsi di tensione esattamente centrati attorno agli istanti temporali in cui la funzione portante ammette valore massimo/minimo. Per questo motivo, questa tecnica prende il nome di modulazione uniforme ed è una tecnica che si presta bene ad implementazione digitale su microcontrollori/DSP.

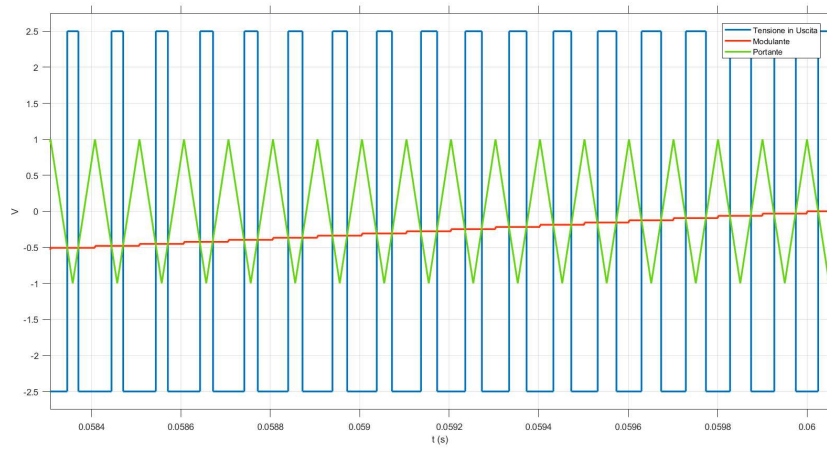


Figura 1.4: Tensione di fase prodotta dall'inverter con tecnica di modulazione uniforme

1.4 Decibel

Il decibel (dB) è un'unità di misura logaritmica, utilizzata sia per rappresentare delle grandezze dimensionali (come correnti e tensioni elettriche), che grandezze adimensionali (ossia prive di unità di misura). Il vantaggio di esprimere una grandezza, che normalmente avrebbe una sua unità di misura propria, in dB sta nel fatto che se si volesse rappresentare la sua variazione in un diagramma (ad esempio, spettrale), l'asse verticale diventerebbe un asse in scala logaritmica. Ciò consente, a parità di dimensioni dei grafici, di visualizzare variazioni del segnale su un intervallo più esteso rispetto a quello associato ad un diagramma con un asse in scala lineare.

Nel caso di potenze, la definizione di decibel è:

$$\frac{P_1}{P_2} [dB] = 10 \cdot \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) [dB]$$

dove generalmente P_2 è un valore fisso di riferimento ($1 W$, $1 mW$, ecc.).

Nel caso di tensioni e correnti, invece, l'equazione diventa:

$$\frac{V_1}{V_2} [dB] = 20 \cdot \log \left(\frac{V_1}{V_2} \right) [dB]$$

$$\frac{I_1}{I_2} [dB] = 20 \cdot \log \left(\frac{I_1}{I_2} \right) [dB]$$

dove generalmente V_2 ed I_2 sono valori fissi di riferimento ($1 V$, $1 mV$, ecc. oppure $1 A$, $1 mA$, ecc.).

I grafici che mostrano gli andamenti spettrali delle correnti, riportati nei prossimi capitoli, presentano come unità di misura per le stesse il dB . Questo per poter osservare sullo stesso grafico, grazie al fatto che l'asse verticale è in scala logaritmica, sia le armoniche più elevate che quelle di minore ampiezza.

Capitolo 2

Simulazione del sistema

Il sistema inverter-motore oggetto dell'analisi di questa tesi è stato modellizzato utilizzando MATLAB/Simulink, con l'ausilio dell'add-on: “*Simscape Electrical*”. Tale pacchetto è particolarmente indicato per la creazione di schemi elettrici, permettendo allo stesso tempo l'interazione tra elementi circuitali e blocchi classici di Simulink. Una volta realizzato il modello del sistema, in fase di simulazione, vengono campionati gli andamenti temporali delle correnti in ingresso all'inverter e di quelle che circolano sul cavo di neutro. Con questi dati, è possibile calcolare la “*Fast Fourier Transform*” (FFT) dei segnali tramite un piccolo codice implementato in MATLAB¹. In questo modo, si riescono ad ottenere dei grafici che descrivono l'andamento spettrale delle correnti. I diagrammi temporali, invece, vengono visualizzati dal “*Data Inspector*” di Simulink, dopo aver effettuato il “*logging*” dei segnali desiderati.

Il modello base, utilizzato per le simulazioni è riportato in 2.1. Esso comprende 4 macro-elementi: il subsystem che implementa la tecnica di modulazione, l'alimentazione, l'inverter e il carico (motore, in questo caso), oltre al blocco “*Solver Configuration*”, che definisce le impostazioni da utilizzare in fase di simulazione. L'elemento più importante modificato all'interno di questo blocco è il “*Sample Time*” (tempo di campionamento), che viene posto pari ad $1 \mu s$. Tale modello è molto semplice e rappresenta i vari elementi con i loro schemi ideali. L'idea è quella di avere un modello di riferimento in modo tale che, nei prossimi capitoli, si possano analizzare le influenze delle varie non-idealità sugli andamenti spettrali.

Subsystem che implementa la tecnica di modulazione Per un corretto funzionamento dell'inverter è necessario implementare un algoritmo che calcola i segnali di comando con cui si pilotano gli *switch*. I risultati delle simulazioni contenuti in questa tesi sono stati ottenuti con la tecnica di modulazione a sottoscillazione sinusoidale come algoritmo di controllo degli interruttori elettronici. Il modello Simulink utilizzato è quello in 2.2. Esso è composto da:

¹Riportato in Appendice A.

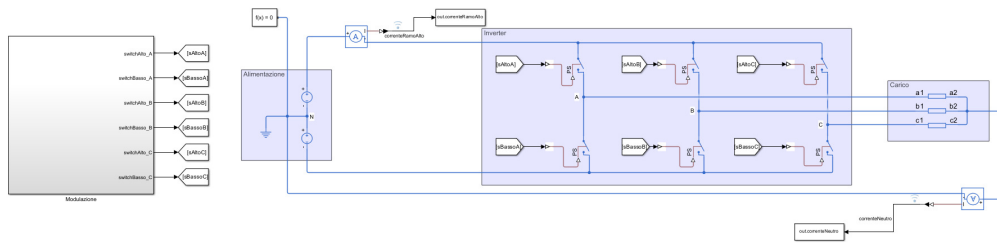


Figura 2.1: Modello implementato in MATLAB/Simulink

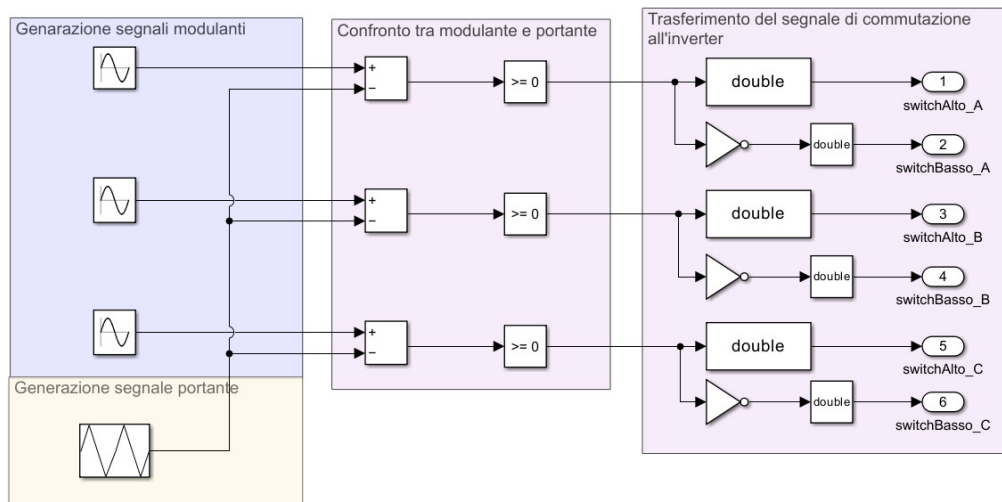


Figura 2.2: Implementazione in Simulink della modulazione a sottooscillazione sinusoidale

1. Tre generatori di segnale sinusoidale che forniscono una terna di sinusoidi a 50 Hz , valore di picco pari ad 1 V e sfasate tra loro di $\frac{2}{3}\pi \text{ rad}$. Queste rappresentano le funzioni modulanti per i tre rami dell'inverter
2. Un generatore di segnale triangolare di ampiezza pari ad 1 V e frequenza 10050 Hz . Questo rappresenta il segnale portante. La decisione di adoperare 10050 Hz come valore della frequenza della portante non è casuale; infatti, 10050 Hz è stato scelto per poter ottenere un rapporto P^2 tra la frequenza della portante e quella della modulante che soddisfi i seguenti criteri:

- P intero: questo permette di generare forme d'onda periodiche delle tensioni di fase. Inoltre, permette di notare la comparsa di armoniche

²che in questo caso è 201

- a frequenze che siano multiple intere della fondamentale;
- P dispari: per evitare la comparsa sia di armoniche a frequenze di poco superiori rispetto a quella della modulante che di subarmoniche³ nel profilo spettrale delle tensioni di fase;
 - P multiplo di 3: in modo tale che la componente armonica alla frequenza della portante appaia nelle tre tensioni di fase come parte di una terna omopolare, la quale sparisce sia negli andamenti delle tensioni concatenate che in quelli delle correnti di fase;
 - P elevato: per diminuire l'effetto delle armoniche indesiderate; in questo caso è stato scelto un valore di $P > 100$.
3. Una sezione di confronto tra i segnali modulanti e il segnale portante: da questa sezione si hanno 3 uscite booleane (una per ogni ramo dell'inverter), ottenute in seguito alla comparazione tra sinusoidi e segnale triangolare. Queste andranno a pilotare gli *switch* dell'inverter secondo la seguente logica: quando la modulante ha ampiezza superiore a quella della portante, l'uscita sarà un "1" logico, altrimenti uno "0" logico. Un esempio di segnale d'uscita può essere visto in 2.3.
 4. Una sezione di trasferimento agli *switch* dell'inverter dei segnali logici in uscita dallo stadio di confronto. Gli interruttori dello stesso ramo saranno pilotati con due segnali differenti, uno la negazione dell'altro (per evitare che nello stesso istante gli *switch* siano entrambi chiusi). La conversione al formato "*double*" è necessaria per passare correttamente i segnali ai blocchi di Simscape.

Alimentazione L'alimentazione del sistema inverter-motore viene rappresentata come la serie di due generatori di tensione continua ideali da 190 V ciascuno (380 V in totale). Questa scelta di non utilizzare un unico generatore è dettata dalla volontà di avere un punto centrale N al quale collegare il riferimento di potenziale e il cavo di neutro, in quelle simulazioni in cui il motore lo richiede. La scelta di utilizzare sorgenti ideali di tensione è invece dettata dal voler fornire un'alimentazione continua, senza disturbi, al resto del circuito.

L'alimentazione è poi collegata direttamente all'inverter. In questo tratto di circuito è inserito anche un sensore di corrente, che ha il compito di misurare la corrente che entra nel sistema inverter-motore. Con i campioni acquisiti, successivamente, se ne rappresenterà l'andamento spettrale.

Inverter L'inverter è formato da 6 interruttori elettronici (*switch*) connessi tra loro in uno schema che prevede 3 rami. In ognuno, tra uno *switch* e l'altro (punti A , B , C nella 2.1), esce un cavo che va ad alimentare una fase del motore o, più

³armoniche a frequenza inferiore a quella della modulante

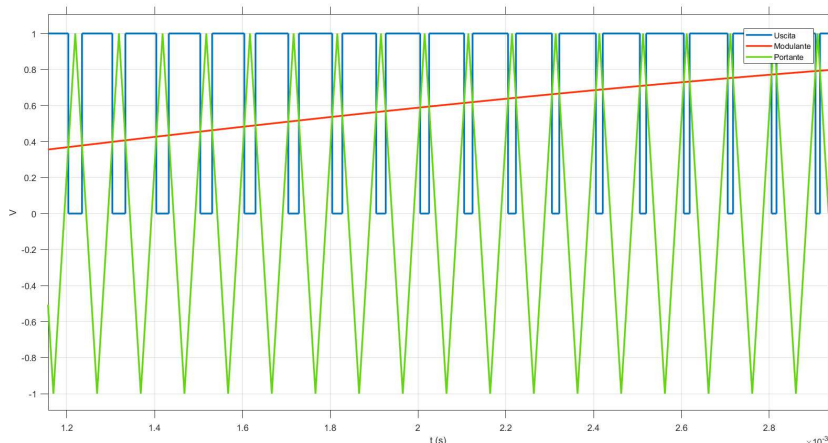


Figura 2.3: Uscita della sezione di comparazione dell’algoritmo di modulazione

in generale, del carico connesso. I segnali di comando dei vari *switch* vengono determinati dalla tecnica di modulazione implementata.

A livello ideale, gli *switch* si comportano come dei cortocircuiti quando il segnale di comando è un “1” logico, mentre sono dei circuiti aperti quando è uno “0” logico. In questo modo, grazie alla rappresentazione dell’alimentazione con 2 generatori di tensione separati, si intuisce subito che le tensioni di fase U_{AN} , U_{BN} , U_{CN} variano nell’intervallo $[+190\text{ V}, -190\text{ V}]$.

L’inverter, insieme alla tecnica di modulazione implementata, permette di fornire al motore delle tensioni con un andamento che, grazie all’effetto di filtro passa-basso del carico, porta ad avere forme d’onda di corrente sinusoidali, come si può notare dalla 2.4. Tali andamenti, però, presentano dell’ondulazione sovrapposta dovuta proprio all’inverter e alla tecnica di modulazione.

Carico (Motore) Il modello del motore scelto è un semplice carico RL (resistivo-induttivo) trifase collegato a stella. La scelta di un modello così semplice permette di generalizzare i risultati ottenuti a qualsiasi tipo di motore alimentato in corrente alternata e collegato in questo modo. Di conseguenza, bisogna tenere a mente che i risultati che si ottengono sono meno vicini a quelli che si avrebbero nella realtà, con uno schema di motore più complesso. Devono quindi essere considerati utili solo per considerazioni di massima. Per ottenere risultati più significativi è necessario modificare il modello del motore con conseguente perdita di generalità.

Il centro stella del motore è collegato a massa (punto N di 2.1) tramite il cavo di neutro. Su di esso è presente un sensore di corrente, necessario per ottenere i grafici dell’andamento spettrale della corrente che scorre su questo tratto.

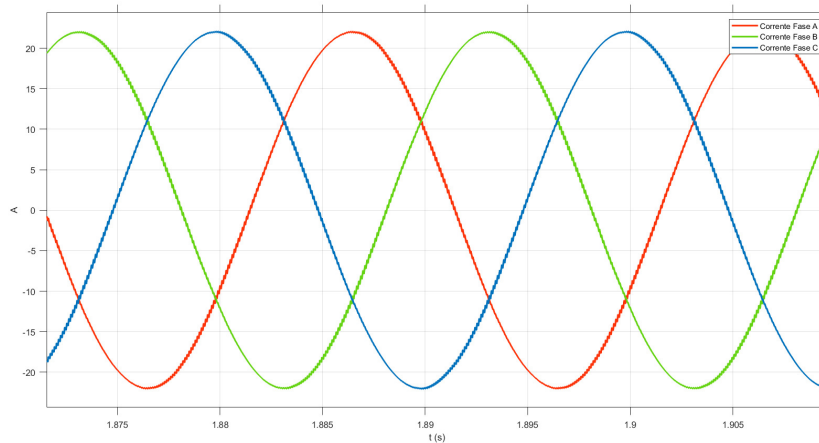


Figura 2.4: Correnti nel tratto tra inverter e carico

2.1 Simulazione di riferimento

Una volta implementato il modello, è possibile svolgere una prima simulazione, da tenere come riferimento per quelle successive, trattate nei prossimi capitoli. A partire dai risultati di questa simulazione è possibile farsi un'idea di quali siano gli andamenti “ideali”, da confrontare poi con quelli che si ottengono considerando alcune non-idealità dei componenti presenti, per osservare ed analizzare le differenze. I parametri impostati, per avere un circuito “ideale”, sono:

- Frequenza modulanti = 50 Hz ;
- Frequenza portante = 10050 Hz ;
- Periodo di campionamento = $1 \mu\text{s}$. La durata della simulazione è stata scelta pari a 3.5 s . Questo vuol dire che verranno salvati 3.5 milioni di campioni sia della corrente in ingresso al sistema inverter-motore, sia di quella che scorre nel cavo di neutro. Non tutti questi campioni verranno utilizzati per ottenere gli andamenti spettrali. Come si può notare dal codice contenuto in Appendice A, i primi 1.5 milioni di campioni vengono scartati per evitare di considerare andamenti legati ai transitori iniziali;
- Alimentazione = 380 V (due generatori da 190 V);
- *Switch* ideali: resistenza con cui vengono rappresentati quando sono “ON” = $1 \text{ p}\Omega$; resistenza con cui vengono rappresentati quando sono “OFF” = $1 \text{ T}\Omega$. Dato che Simulink non consente di impostare resistività nulla quando gli interruttori sono chiusi (cortocircuiti ideali) e resistività infinita quando gli interruttori sono aperti (circuiti aperti ideali), devono essere

inseriti dei valori molto piccoli ($1 \text{ p}\Omega = 10^{-12}\Omega$) e molto grandi ($1 \text{ T}\Omega = 10^{12}\Omega$) di resistività;

- Motore: per ogni fase: $R = 7.7577 \text{ }\Omega$, $L = 12.1 \text{ mH}$. Tali valori di resistività e induttanza delle fasi non sono casuali, ma sono stati ricavati dal datasheet di un motore reale;
- Cavo neutro presente

Si analizzano, per prima cosa, gli andamenti temporali delle forme d'onda di corrente. In 2.5 e 2.6 sono riportati i grafici relativi alla corrente in ingresso al sistema inverter-motore, mentre quelli relativi alla corrente che scorre sul cavo di neutro sono presenti in 2.7 e 2.8. Osservando i primi due, si capisce subito che ci si trova di fronte ad una simulazione di riferimento, a causa del fatto che si hanno variazioni istantanee (linee verticali nei grafici), non ottenibili nella realtà (la corrente non può passare da 20 A a 0 A in tempo nullo!). Questo andamento che varia nel tempo, nonostante una certa periodicità, è dovuto al sistema inverter-motore, il quale funge da carico non-lineare collegato ad un'alimentazione continua. L'effetto di avere una corrente variabile in questo modo si può riscontrare nel grafico della FFT (2.9), dove si osservano una moltitudine di armoniche a differenti frequenze e non una singola armonica, cosa che si avrebbe nel caso di corrente continua o sinusoidale pura. Un'ultima osservazione che può essere fatta riguardo l'andamento della corrente in ingresso al sistema inverter-motore è legata all'elevato valore di picco di quest'ultima (circa 22.6 A), dovuto al fatto che è stato utilizzato un circuito ideale, dove la tensione di alimentazione è elevata (380 V), gli *switch* sono quasi "ideali" e non vengono considerate impedenze parassite dei vari tratti di collegamento. Per quanto riguarda, invece, la corrente che scorre sul cavo di neutro, questa non è nulla, come ci si potrebbe aspettare in assenza di armoniche, ma è possibile osservare un andamento "rumoroso", con valore medio nullo e valore di picco di circa 0.65 A (circa il 2.8% del valore di picco della corrente in ingresso al sistema).

La 2.9 rappresenta l'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore, con l'ampiezza delle linee spettrali riportata in *dB* (decibel). Si può notare come le armoniche più alte, oltre a quella a 0 Hz (a causa del valore medio non nullo della corrente), siano quelle a multipli interi o nell'intorno di multipli interi della frequenza della portante (10050 Hz). Infatti a multipli interi pari della frequenza della portante si trovano delle linee spettrali alte, accompagnate da alcune più basse distanziate di multipli interi pari della frequenza della modulante. Invece, a multipli interi dispari della frequenza della portante si hanno delle linee basse a causa del fatto che quelle più alte sono quelle distanziate di multipli interi dispari della frequenza della modulante (le più alte sono quelle a frequenza: $n \cdot f_{portante} \pm 3 \cdot 50 \text{ Hz}$, con n dispari). Tali simmetrie possono essere notate anche osservando i valori contenuti nelle tabelle 2.1 e 2.2, che riportano l'ampiezza delle linee spettrali del primo gruppo di armoniche ("centrate" alla frequenza della portante) e del secondo gruppo ("centrate" a frequenza due volte

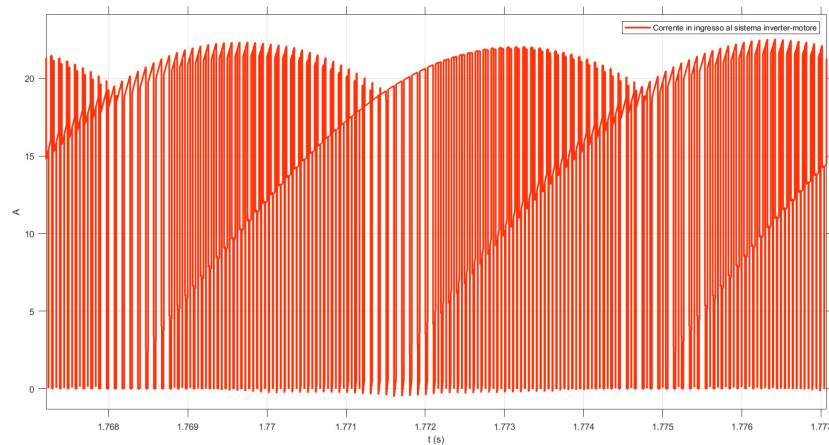


Figura 2.5: Andamento temporale della corrente in ingresso all'inverter

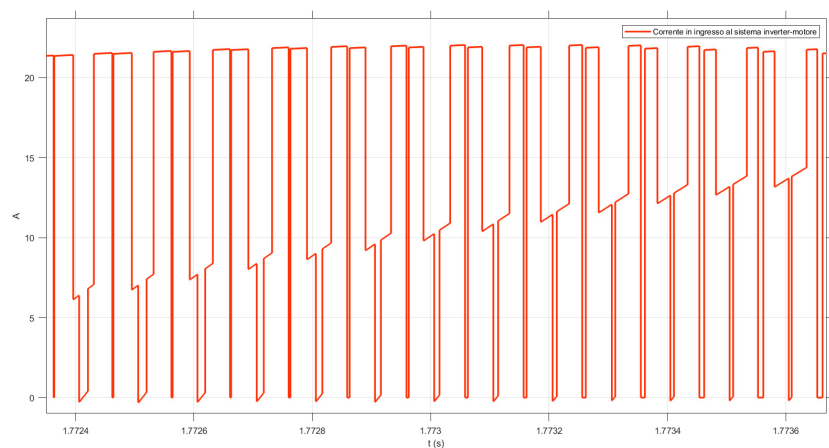


Figura 2.6: Zoom dell'andamento temporale della corrente in ingresso all'inverter

più grande di quella della portante). Oltre ai gruppi armonici a multipli interi della frequenza della portante, compaiono anche delle linee spettrali più basse a frequenze comprese tra quelle di due gruppi adiacenti.

La 2.10 rappresenta l'andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo di neutro, con l'ampiezza delle linee spettrali riportata in dB (decibel). Anche in questo caso, si può notare come le armoniche più alte siano quelle a multipli interi o nell'intorno di multipli interi della frequenza della portante ($10050 Hz$). Tuttavia, la situazione è opposta rispetto al caso precedente: infatti a multipli interi dispari della frequenza della portante si trovano delle linee spettrali

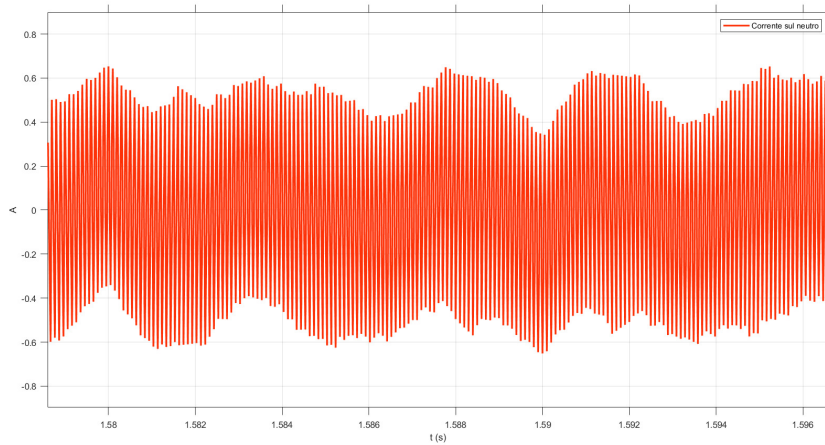


Figura 2.7: Andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro

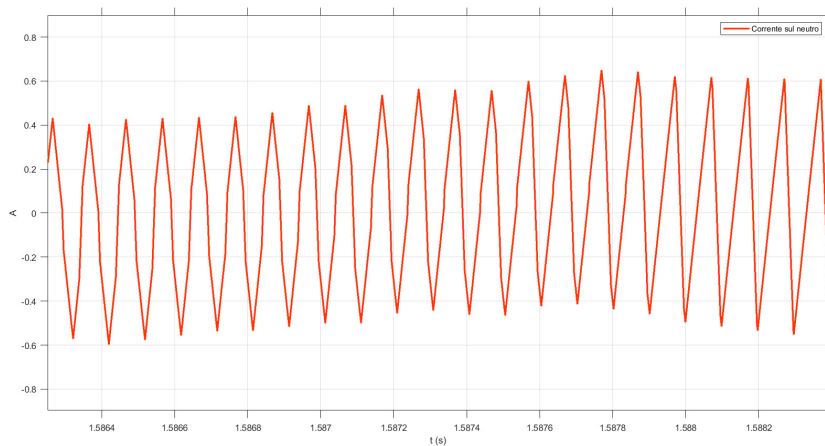


Figura 2.8: Zoom dell'andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro

alte, accompagnate da alcune più basse distanziate di multipli interi pari della frequenza della modulante. Invece, a multipli interi pari della frequenza della portante si hanno delle linee basse a causa del fatto che quelle più alte sono quelle distanziate di multipli interi dispari della frequenza della modulante. Dall'andamento temporale (2.7) si poteva notare il fatto che la corrente variasse tra ± 0.65 A. Ciò si riscontra anche a livello spettrale, con linee che vanno dai -10 dB in giù. Anche in questo caso, poi, oltre ai gruppi armonici a multipli interi della frequenza della portante, compaiono anche delle linee spettrali più

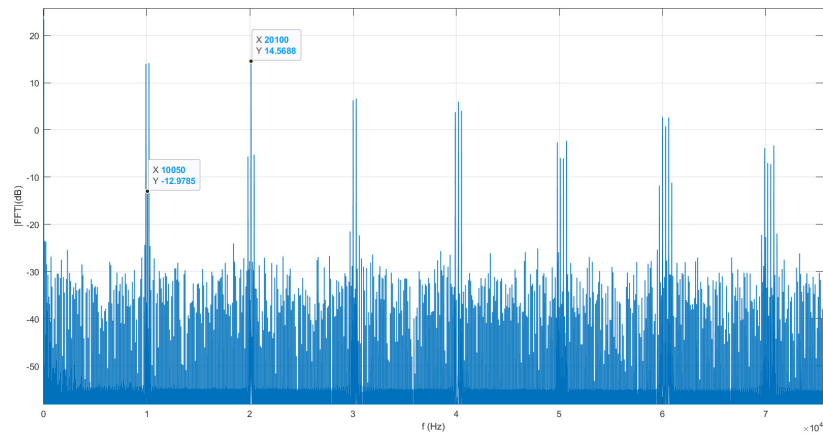


Figura 2.9: Andamento spettrale della corrente in ingresso all'inverter

basse a frequenze comprese tra quelle di due gruppi adiacenti.

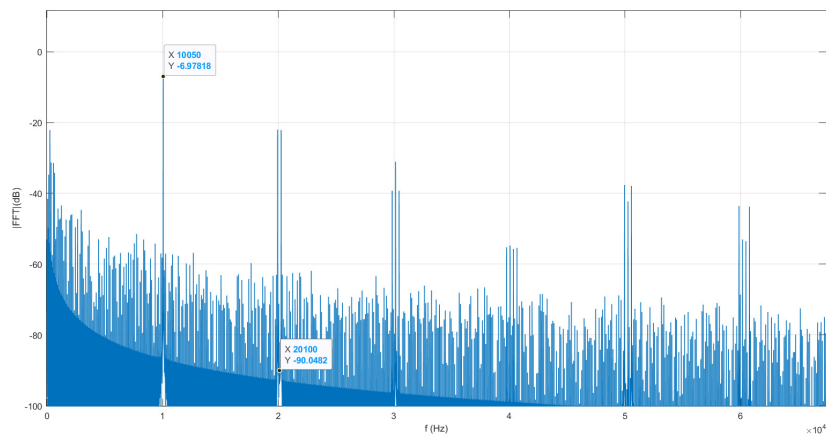


Figura 2.10: Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro

Frequenza (Hz)	Ampiezza (dB)
$9700 = 10050 - 7*50$	-35.3708
$9800 = 10050 - 5*50$	-24.3415
$9900 = 10050 - 3*50$	14.0127
10050	-12.9785
$10200 = 10050 + 3*50$	14.1486
$10300 = 10050 + 5*50$	-24.6347
$10400 = 10050 + 7*50$	-33.9146

Tabella 2.1: Ampiezza armoniche del primo gruppo (corrente in ingresso al sistema inverter-motore)

Frequenza (Hz)	Ampiezza (dB)
$19700 = 20100 - 8*50$	-29.7951
$19800 = 20100 - 6*50$	-5.6323
$19900 = 20100 - 4*50$	-29.5151
20100	14.5688
$20300 = 20100 + 4*50$	-29.7450
$20400 = 20100 + 6*50$	-5.2292
$20500 = 20100 + 8*50$	-33.5199

Tabella 2.2: Ampiezza armoniche del secondo gruppo (corrente in ingresso al sistema inverter-motore)

Capitolo 3

Non idealità dell'inverter

In questo capitolo, l'inverter viene considerato da un punto di vista meno “ideale” e più reale. In particolare, si analizza come varino gli andamenti temporali e spettrali ricavati nel capitolo precedente in conseguenza a:

- Sezione 3.1: aggiunta del condensatore di livellamento, con le sue non idealità : ESR ed ESL;
- Sezione 3.2: variazione della resistenza degli *switch*;
- Sezione 3.3: variazione dell'algoritmo di modulazione; in particolare, vengono studiate due ulteriori tecniche: sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica e modulazione uniforme (*regular sampling*).

3.1 Condensatore di livellamento

Nello schema di riferimento del sistema inverter-motore che viene considerato, non è presente alcun elemento capacitivo, fisico o parassita. L'assenza di questi ultimi è dovuta al fatto che si tratta di un modello “ideale”, nel quale le non-idealità dei componenti vengono aggiunte e trattate a parte; la mancanza, invece, dell'inserimento di condensatori è voluta. Infatti, l'elemento capacitivo fisico di interesse per questa tesi è il condensatore di livellamento, che si trova tra l'alimentazione e l'inverter; quando si considera il modello di riferimento, tale componente può essere trascurato perché, supponendo che sia ideale, si troverebbe in parallelo ai generatori di tensione continua (anch'essi ideali), i quali imporrebbero, a regime, una caduta costante ai suoi capi. Per evitare problemi dovuti al fatto che il simulatore non riesce a far convergere il calcolo delle condizioni iniziali, conviene rimuovere questo elemento dallo schema, dato che ciò equivale ad ignorare un circuito aperto.

Il condensatore di livellamento (o i condensatori di livellamento, dato che, a livello pratico, non è raro trovarne più di uno) è un dispositivo che funge da filtro capacitivo in uscita al raddrizzatore a diodi. Il suo compito è dunque

quello di “livellare” la forma d’onda della tensione che alimenta il sistema inverter-motore, in modo che risulti quasi costante e fissa ad un certo valore che dipende dall’ingresso del raddrizzatore (terna trifase da rete elettrica).

In questo modello, l’alimentazione è schematizzata con dei generatori di tensione continua ideali, ipotizzando che l’uscita del raddrizzatore sia perfettamente costante. Per analizzare l’effetto delle non-idealità del condensatore di livellamento sui grafici delle FFT delle correnti, bisogna modificare tale ipotesi, considerando invece dei generatori “reali”. Per fare ciò, si aggiunge un resistore in serie ad ognuno dei due (o, equivalentemente, un resistore unico di valore doppio se l’alimentazione è schematizzata da un solo generatore), in modo tale che questi fungano da “resistenze interne”.

3.1.1 Influenza delle resistenze interne dei generatori

Prima dunque di analizzare le simulazioni con la presenza del condensatore, è interessante osservare come l’utilizzo di generatori “reali” al posto di quelli ideali, modifichi i grafici delle FFT e, dunque, influenzi l’andamento delle correnti circolanti nel sistema. Per fare ciò, è stato introdotto un resistore in serie ad ogni generatore, con valori di resistenza uguali e pari a $250\text{ m}\Omega$ nel primo caso e $500\text{ m}\Omega$ nel secondo caso. Nei grafici, inoltre, compaiono gli andamenti di riferimento, che sono legati allo schema con alimentazione ideale.

Per quanto riguarda l’andamento della FFT della corrente in ingresso al sistema inverter-motore che, si ricorda, non ha ancora il condensatore di livellamento, ciò che si ottiene è in linea con quello che ci si attende a livello teorico: l’aumento della resistenza porta ad una riduzione del modulo della corrente circolante. Lo si può vedere in modo chiaro nei grafici di 3.1 (andamento temporale della corrente) e 3.2 (FFT).

E’ decisamente più interessante notare le differenze riscontrabili per quanto riguarda la corrente sul neutro. Infatti, oltre a notare degli andamenti temporali diversi (3.3) tra i casi con resistori e senza, l’analisi dei grafici delle FFT evidenzia delle particolarità interessanti: l’aumento della resistenza interna dei generatori (da $0\ \Omega$, nel caso ideale, a $500\text{ m}\Omega$, passando per il caso con $250\text{ m}\Omega$) non porta la riduzione dell’altezza di tutte le linee spettrali (come avviene, ad esempio, sulle correnti in ingresso al motore), ma alcune aumentano di valore. Analizzando, in 3.4 e 3.5, il gruppo di armoniche centrate a 10050 Hz (frequenza della portante) è possibile vedere come, a tale frequenza, si abbia un abbassamento della linea dovuto alle simulazioni con i resistori inseriti, mentre a distanza di multipli interi di 50 Hz (frequenza della modulante) avviene il contrario. Situazione simile per il gruppo centrato a 20100 Hz (doppio della frequenza della portante) dove la riduzione dovuta alle resistenze interne dei generatori si riscontra a 19950 Hz e 20250 Hz e solo in alcune altre linee spettrali (a 19750 Hz e 20550 Hz , ad esempio). Se si considera, poi, il gruppo centrato a 30150 Hz (tre volte la frequenza della portante), si riscontra una situazione opposta a quella descritta per il gruppo a 10050 Hz .

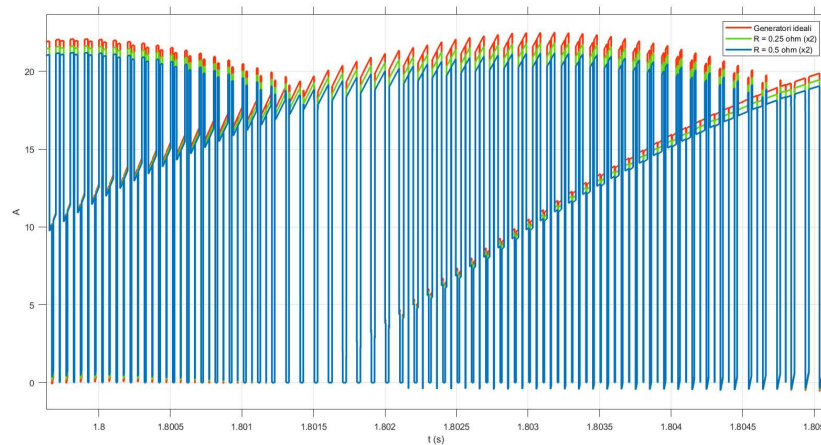


Figura 3.1: Andamento temporale della corrente in ingresso all'inverter

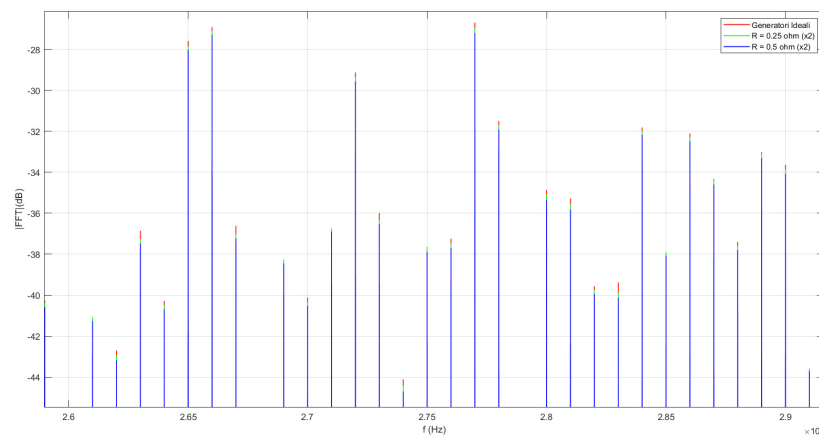


Figura 3.2: Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso all'inverter

3.1.2 Influenza delle non-idealità del condensatore di livellamento: ESR

Analizzate, dunque, le modifiche apportate allo spettro dall'aggiunta delle resistenze interne nei generatori, ci si focalizza adesso sul condensatore di livellamento e sulle proprie non-idealità.

L'*Equivalent Series Resistance* (ESR) è il primo parametro che viene considerato. I condensatori, a causa del fatto che i materiali di cui sono costituiti non hanno resistività nulla, possiedono una resistenza interna che prende il nome di

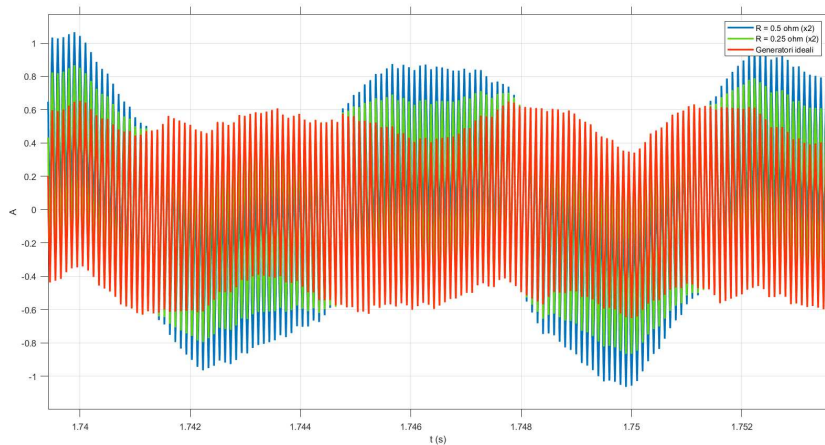


Figura 3.3: Andamento temporale della corrente sul cavo neutro

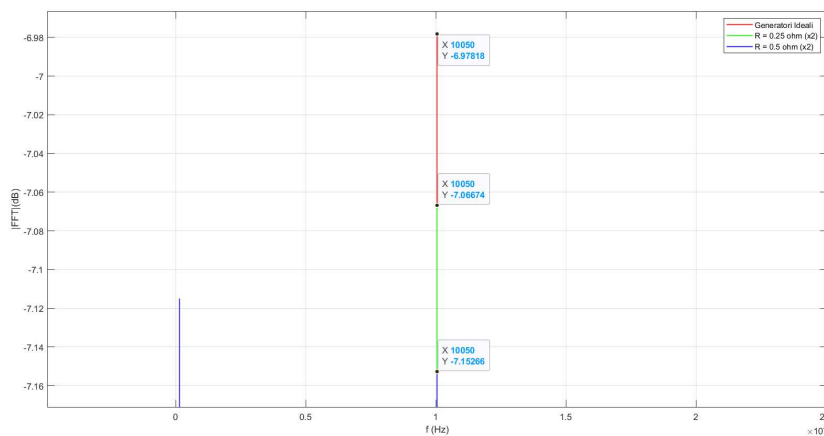


Figura 3.4: Zoom dell'andamento spettrale della corrente sul cavo neutro: armonica a 10050 Hz (frequenza della portante)

“Resistenza Serie Equivalente”. A livello schematico, si può tenere conto di tale non-idealità del componente vedendolo come un condensatore ideale con in serie un resistore.

A livello di simulazione, si confrontano gli andamenti delle FFT che si ottengono per valori di ESR pari a $0 \text{ }\Omega$ (no ESR), $50 \text{ m}\Omega$ e $100 \text{ m}\Omega$. Si considera lo schema con condensatore inserito (capacità = $200 \text{ }\mu\text{F}$) e i due generatori “reali”, ognuno con resistenza interna di $250 \text{ m}\Omega$. Per il calcolo delle FFT, si studiano le correnti a regime, trascurando il transitorio iniziale legato alla carica del

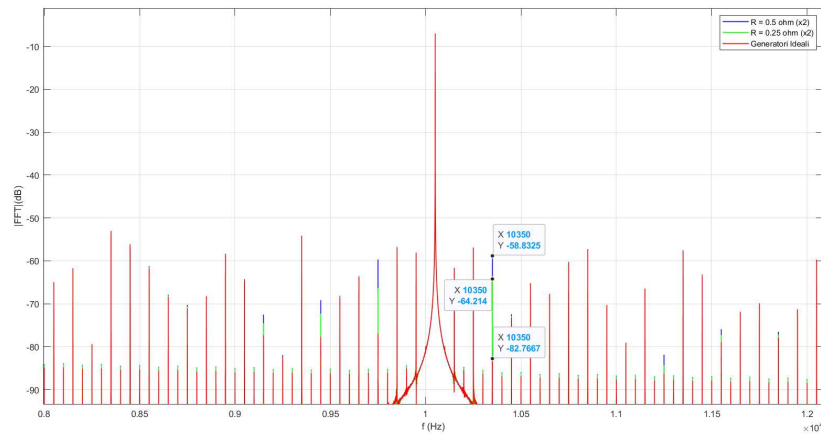


Figura 3.5: Zoom dell'andamento spettrale della corrente sul cavo neutro: gruppo di armoniche centrate a 10050 Hz . Da notare: grande differenza tra le curve a 9750 Hz e 10350 Hz

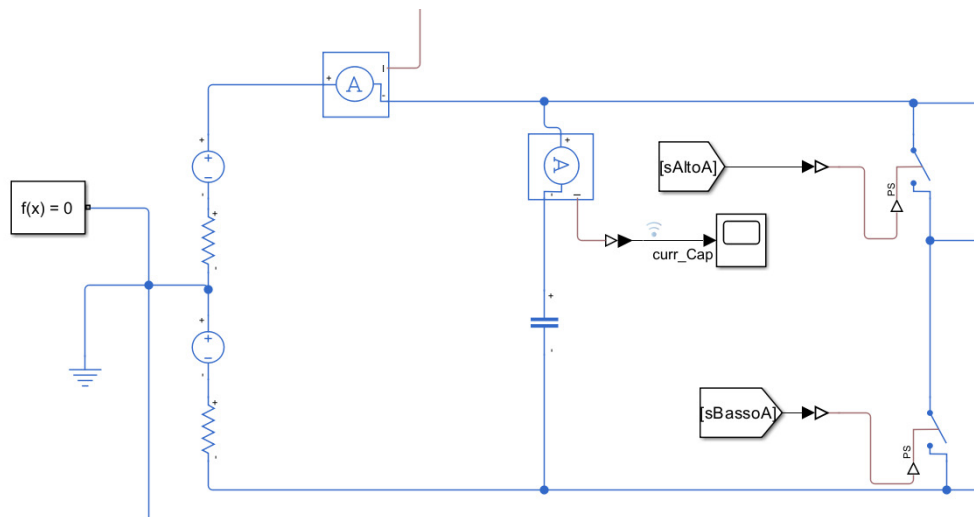


Figura 3.6: Il condensatore di livellamento posto in parallelo all'alimentazione (generatori di tensione "reali") e ai rami dell'inverter

condensatore. Già dall'analisi dell'andamento temporale della corrente in uscita dall'alimentazione (3.7), si vedono delle differenze sostanziali tra i vari casi. All'aumentare del valore di ESR, si notano variazioni di corrente in un range più ampio. Questo si presta ad essere analizzato insieme all'osservazione dell'andamento della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore (3.8). In

questo caso, si hanno variazioni di corrente in un range più ampio al diminuire del valore di ESR.

Passando all'analisi delle armoniche (3.9), si nota, spostandosi verso frequenze più elevate, una maggiore differenza tra le linee spettrali associate ai vari valori di ESR. Questa può essere analizzata anche osservando la tabella 3.1, dove sono contenuti i risultati di alcune misurazioni effettuate per diversi valori di frequenza.

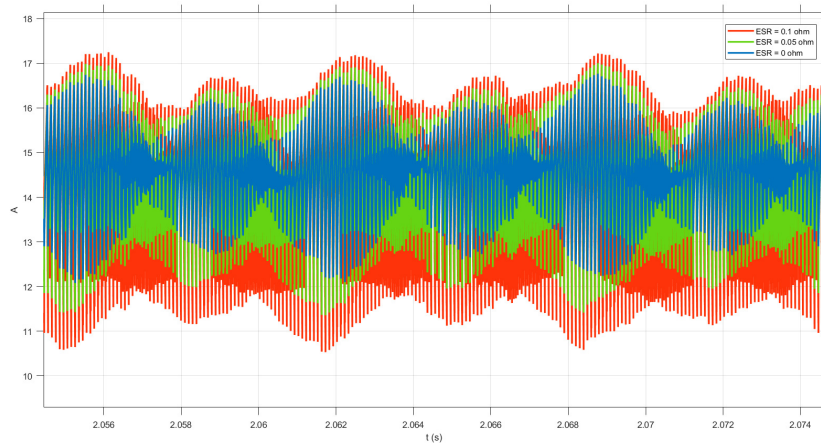


Figura 3.7: Andamento temporale della corrente in uscita dall'alimentazione

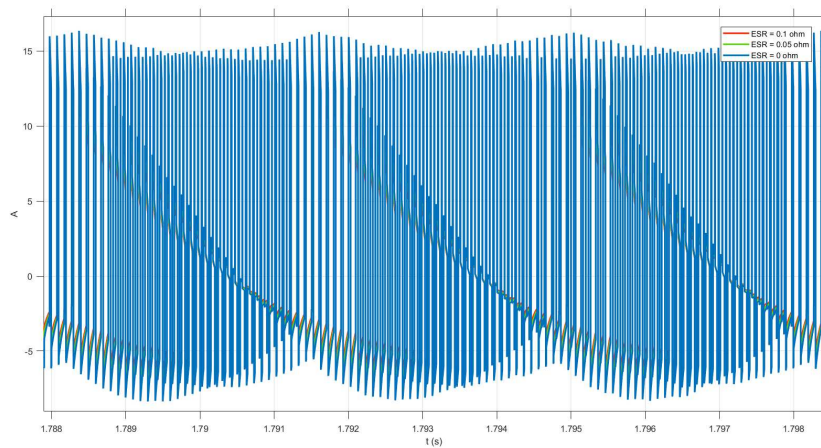


Figura 3.8: Andamento temporale della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore

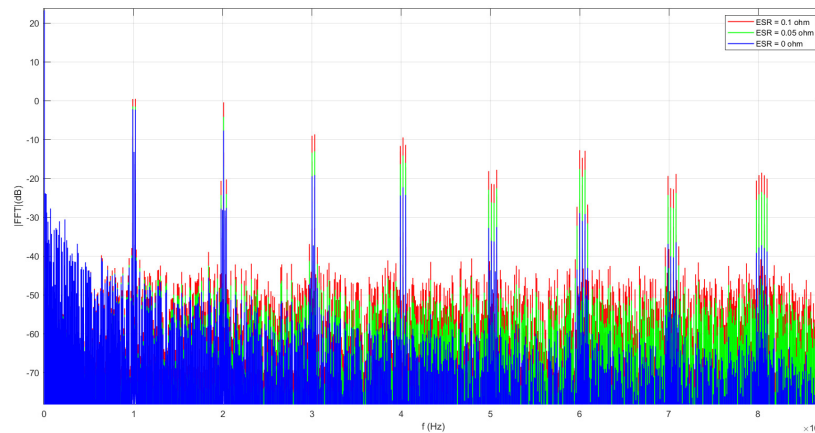


Figura 3.9: Andamento spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione. È possibile notare l'attenuazione maggiore delle linee spettrali all'aumentare della frequenza e al diminuire del valore di ESR

L'impedenza del tratto di circuito che comprende il condensatore di livellamento è pari a:

$$Z = ESR + \frac{1}{sC}$$

dove $s = j2\pi f$ è la frequenza complessa (la parte reale, ovvero il coefficiente di smorzamento, si considera nulla), con f , espressa in Hz , che rappresenta la frequenza del segnale in ingresso. Si capisce, dunque, che, in alta frequenza, il termine di impedenza fornita dal condensatore è molto piccolo ($f \rightarrow +\infty \Rightarrow s \rightarrow +\infty \Rightarrow \frac{1}{sC} \rightarrow 0$). Si spiega il motivo per il quale si osserva questa maggiore differenza tra le linee spettrali: in alta frequenza, la differenza tra i valori di ESR è molto più rilevante rispetto a frequenze più basse, dove l'impedenza fornita dal condensatore è predominante rispetto a quella fornita dalla resistenza in serie (questo vuol dire che nei tre casi simulati, nonostante vari il valore di ESR, l'impedenza è costante e determinata dal valore costante della capacità). Ci si aspetterebbe, però, una diminuzione dell'ampiezza delle linee spettrali all'aumentare del valore di ESR. In realtà, guardando il grafico, si osserva il contrario. Questo non è un errore, perché ciò che viene rappresentato è l'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema condensatore-inverter-motore e non quella che scorre sul ramo nel quale è contenuto il condensatore di livellamento. Facendo riferimento alla 3.10, che mostra uno dei due nodi di collegamento tra alimentazione-condensatore-inverter, sono state svolte ulteriori simulazioni per osservare l'andamento della corrente sul tratto di conduttore diretto all'inverter. Si è potuto osservare come questa non cambi al variare del valore di ESR, il che permette di spiegare l'andamento osservabile in 3.9: in

Frequenza (Hz)	FFT (dB)		
	ESR = 0 Ω	ESR = 50 $m\Omega$	ESR = 100 $m\Omega$
0	23.2505	23.2481	23.2461
50	-51.5386	-51.5266	-51.5155
10200	-2.3012	-1.4964	0.4924
20100	-7.6915	-4.1175	-0.4067
30300	-19.1521	-13.0113	-8.6451
40200	-22.2747	-14.792	-9.4359
50400	-36.2295	-26.2780	-21.4845
60300	-30.9450	-19.5676	-14.7002
70500	-40.3194	-27.6721	-22.7534

Tabella 3.1: Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in uscita dall'alimentazione

alta frequenza, all'aumentare del valore di ESR, diminuisce il valore (e, dunque, l'ampiezza delle linee spettrali) della corrente che scorre sul ramo contenente il condensatore; secondo la legge di Kirchhoff delle correnti, dovrà dunque aumentare la corrente che arriva a quel nodo dall'alimentazione, il che si osserva in delle linee spettrali più alte all'aumentare dell'ESR.

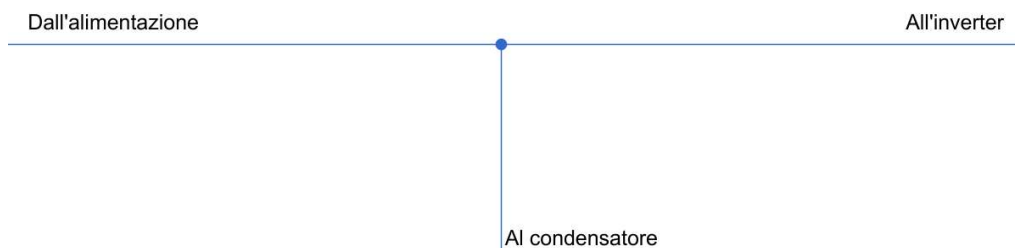


Figura 3.10: Zoom del tratto di circuito che collega alimentazione-condensatore-inverter

Variazioni di ESR fino a 100 $m\Omega$ non influenzano, invece, le correnti che scorrono sul cavo neutro. Sono praticamente identici, nei 3 casi considerati, sia gli andamenti temporali, che quelli in frequenza, dove le uniche differenze che si riscontrano sono dell'ordine delle decine di mdB .

Nel caso in cui si considerassero valori di ESR più grandi, ma non irrealistici, come ad esempio 250 $m\Omega$ oppure 500 $m\Omega$, si otterrebbero dei grafici con andamenti che seguono quanto ci si attende dalle conclusioni formulate dopo l'analisi dei casi precedenti, ovviamente con attenuazioni/amplificazioni differenti, poiché i valori di ESR sono differenti. La tabella 3.2 ripropone la tabella sviluppata in

precedenza aggiornata con i nuovi valori di ampiezza associati agli ultimi casi considerati.

Frequenza (Hz)	FFT (dB)		
	ESR = 0 Ω	ESR = 250 $m\Omega$	ESR = 500 $m\Omega$
0	23.2505	23.2416	23.2371
50	-51.5386	-51.4875	-51.4551
10200	-2.3012	4.8159	8.0155
20100	-7.6915	4.9961	8.4023
30300	-19.1521	-2.9793	0.4653
40200	-22.2747	-3.6704	-0.2078
50400	-36.2295	-15.6590	-12.1764
60300	-30.9450	-8.8614	-5.3872
70500	-40.3194	-16.8982	-13.421

Tabella 3.2: Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in uscita dall'alimentazione

3.1.3 Influenza delle non-idealità del condensatore di livellamento: ESL

Viene ora considerato il secondo parametro che descrive le non-idealità di un condensatore: l'*Equivalent Series Inductance* (ESL) o "Induttanza Serie Equivalente". I condensatori reali, a causa delle caratteristiche fisiche non-ideali dei materiali di cui sono costituiti oppure, a causa delle modalità con cui vengono inseriti nei circuiti, presentano degli effetti induttivi in aggiunta all'atteso effetto capacitivo. A livello schematico, si può tenere conto di tale non-idealità del componente vedendolo come un condensatore ideale con in serie un induttore ideale.

A livello di simulazione, si confrontano gli andamenti delle FFT che si ottengono per valori di ESL pari a 1 fH^1 ($f = \text{femto} = 10^{-15}$) (equivale a non avere ESL), 10 nH e 50 nH . Si considera, come nel caso precedente, lo schema con condensatore inserito (capacità = 200 μF) e i due generatori "reali", ognuno con resistenza interna di 250 $m\Omega$. Si torna, però, a considerare l'assenza dell'ESR (0 Ω), per poter osservare l'influenza della sola aggiunta di ESL. Come prima, per il calcolo delle FFT, si studiano le correnti a regime, trascurando il transitorio iniziale legato alla carica del condensatore.

Osservando sempre, come primo aspetto, l'andamento temporale della corrente in uscita dall'alimentazione (3.11)² si può notare che esso è distorto rispetto

¹Quando si inserisce un induttore per simulare l'ESL, Simulink non permette di svolgere simulazioni con valore di induttanza posto a zero; è stato scelto dunque un valore molto piccolo per simulare il caso in cui l'ESL non ci fosse

²Nei grafici, $1e - 3 pH = 1 fH$

a quello classico ottenuto dalla simulazione di riferimento (2.5) e che varia molto poco in seguito a cambiamenti del valore di ESL impostato (le linee verdi e rosse sono difficili da osservare, proprio perché non c'è molta differenza tra gli andamenti). Guardando anche il grafico che riporta l'evoluzione temporale della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore (3.12), si nota che la corrente varia in un range più ampio al diminuire del valore di ESL considerato.

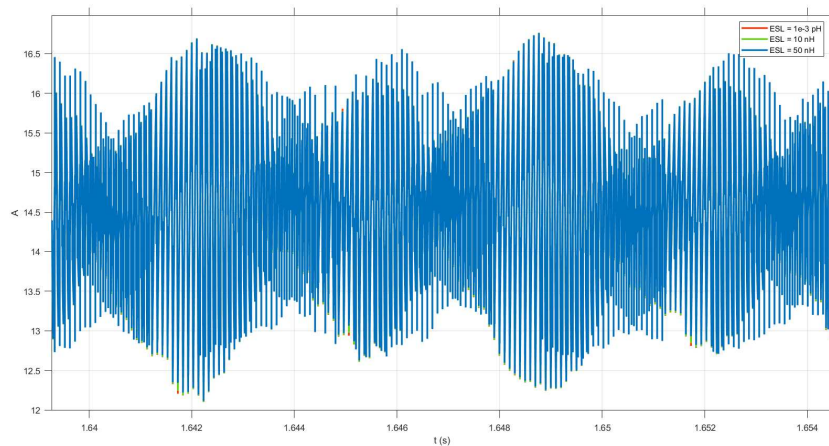


Figura 3.11: Andamento temporale della corrente in uscita dall'alimentazione ($ESL = 1 \text{ fH} / 10 \text{ nH} / 50 \text{ nH}$)

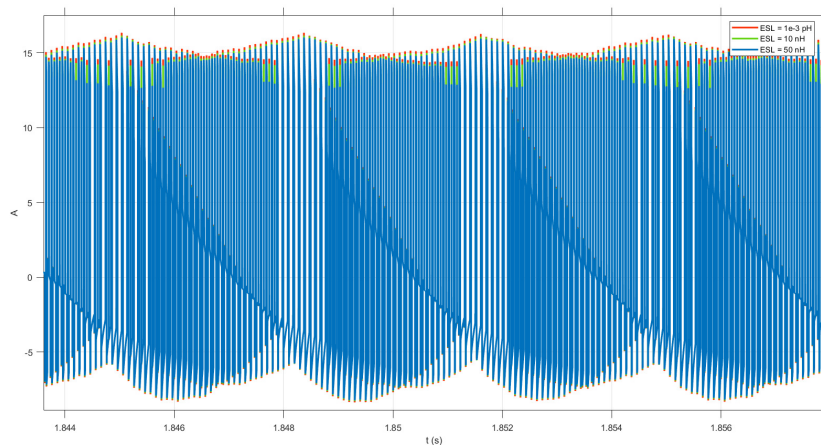


Figura 3.12: Andamento temporale della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore ($ESL = 1 \text{ fH} / 10 \text{ nH} / 50 \text{ nH}$)

Anche in questa sezione, risulta di sicuro più interessante l'analisi del profilo armonico della corrente in ingresso al sistema, riportato in 3.13 e 3.14. Si possono notare 3 parti fondamentali: per frequenze da 0 Hz a circa 15 kHz , gli andamenti al variare del valore di ESL cambiano poco l'uno dall'altro, sono quasi identici; per frequenze da circa 15 kHz a circa 60 kHz , si nota una riduzione dell'ampiezza delle linee spettrali all'aumentare del valore di ESL; per frequenze superiori a circa 60 kHz , si ha una riduzione dell'ampiezza delle linee spettrali al diminuire del valore di ESL. I risultati di alcune misurazioni dell'ampiezza delle linee spettrali sono riportati in tabella 3.3.

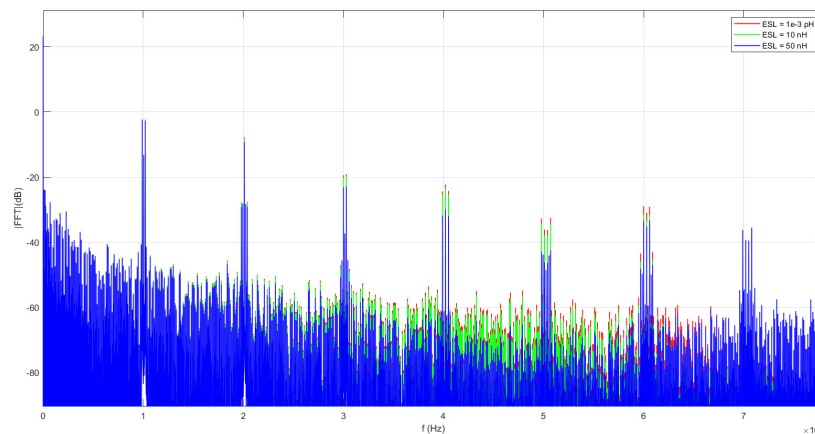


Figura 3.13: Andamento spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione ($ESL = 1\text{ fH} / 10\text{ nH} / 50\text{ nH}$): frequenze da 0 Hz a 80 kHz

Frequenza (Hz)	FFT (dB)		
	$ESL = 1\text{ fH}$	$ESL = 10\text{ nH}$	$ESL = 50\text{ nH}$
0	23.2505	23.2504	23.2503
50	-51.5386	-51.5384	-51.5376
10200	-2.3012	-2.3714	-2.6583
20100	-7.6915	-7.9701	-9.1822
30300	-19.1521	-19.7920	-22.9191
40200	-22.2747	-23.4120	-29.8971
50400	-36.2295	-38.0316	-46.3220
60300	-30.9450	-33.5263	-35.2473
70500	-40.3194	-43.7904	-39.4710

Tabella 3.3: Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in uscita dall'alimentazione ($ESL = 1\text{ fH} / 10\text{ nH} / 50\text{ nH}$)

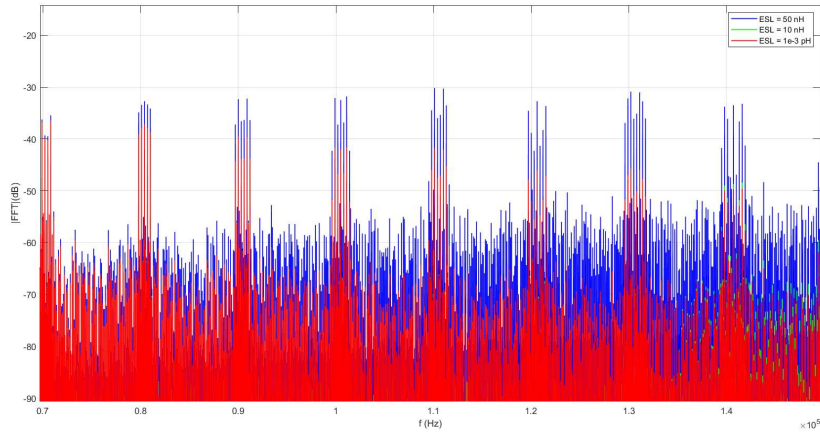


Figura 3.14: Andamento spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione ($ESL = 1 \text{ fH} / 10 \text{ nH} / 50 \text{ nH}$): frequenze da 70 kHz a 150 kHz

Per spiegare questi andamenti, bisogna ancora fare ricorso alla formula dell'impedenza del tratto di ramo nel quale è inserito il condensatore di livellamento. In questa sezione si analizza l'effetto dell'induttanza posta in serie al condensatore; l'impedenza del ramo sarà pari a:

$$Z = s \cdot ESL + \frac{1}{sC}$$

dove s è ancora la frequenza complessa, con parte reale, ovvero il coefficiente di smorzamento, nulla e con f , espressa in Hz , che rappresenta la frequenza del segnale in ingresso.

In bassa frequenza, il termine predominante è l'impedenza associata al condensatore e, poichè il valore di capacità non varia tra le simulazioni, è corretto ciò che si osserva dal grafico (le linee spettrali non variano a seconda del valore di ESL selezionato proprio perché questa non influisce nella formula dell'impedenza). In alta frequenza, invece, si impone il termine associato all'induttanza. Ecco che, dunque, in maniera analoga al caso dell'ESR, all'aumentare del valore di ESL, aumenta l'impedenza del tratto di cavo contenente il condensatore, il che porta ad una riduzione della corrente che vi transita e ciò si traduce in una maggiore corrente in uscita dall'alimentazione, con conseguente comparsa di linee spettrali più alte (per capire meglio, si può ancora fare riferimento alla 3.10, applicando la legge di Kirchhoff a quel nodo e tenendo a mente che la corrente assorbita dall'inverter nei 3 casi è costante). Per valori di frequenza, invece "intermedi" tra i due range considerati (alta e bassa frequenza), l'impedenza del tratto di ramo dipende sia dal condensatore che dall'induttanza in serie.

La variazione di ESL non influenza, invece, gli andamenti temporali e spettrali della corrente che scorre sul cavo di neutro. I grafici che si ottengono nei 3 casi possono essere considerati identici a meno di piccole differenze dell'ordine dei mdB .

Considerando valori di ESL più grandi come 500 nH e $1\text{ }\mu\text{H}$, confrontando sempre gli andamenti con il caso in cui è assente l'ESL (1 fH), si ottengono i grafici di 3.15 e 3.16 per quanto riguarda gli andamenti temporali, rispettivamente, della corrente in ingresso al sistema condensatore-inverter-motore e di quella che scorre sul tratto di circuito contenente il condensatore. Riguardo a quest'ultima, si osserva, come prima, una diminuzione del range di variazione all'aumentare del valore di ESL (la riduzione, in questo caso, è maggiore a causa dei valori più grandi di ESL considerati). Un andamento molto differente da quello considerato in precedenza si osserva invece per la corrente in uscita dall'alimentazione. Infatti, è possibile osservare, specialmente nel caso di $\text{ESL} = 1\text{ }\mu\text{H}$, dei picchi che superano i 25 A . Dall'analisi invece dello spettro (3.17 e tabella 3.4) si nota ancora un andamento che non cambia al variare dei casi considerati in bassa frequenza e che presenta delle linee più basse al diminuire dei valori di ESL in alta frequenza. Tuttavia, il range di frequenze in cui si ha una riduzione dell'ampiezza delle linee spettrali all'aumentare della ESL si è spostato da $15 - 60\text{ kHz}$ a $2 - 16\text{ kHz}$ circa. Questo è dovuto al fatto che la frequenza di risonanza della serie condensatore-induttanza è inversamente proporzionale al valore di ESL.

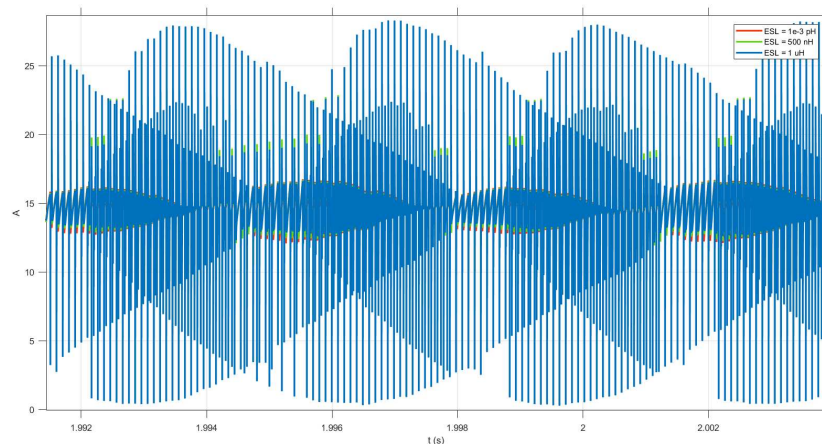


Figura 3.15: Andamento temporale della corrente in uscita dall'alimentazione ($\text{ESL} = 1\text{ fH} / 500\text{ nH} / 1\text{ }\mu\text{H}$)

Per quanto riguarda invece l'andamento della corrente che scorre sul neutro, non si osservano significative variazioni analizzando i tre casi. Unica eccezione è una differenza maggiore tra le linee spettrali che si ha in corrispondenza della

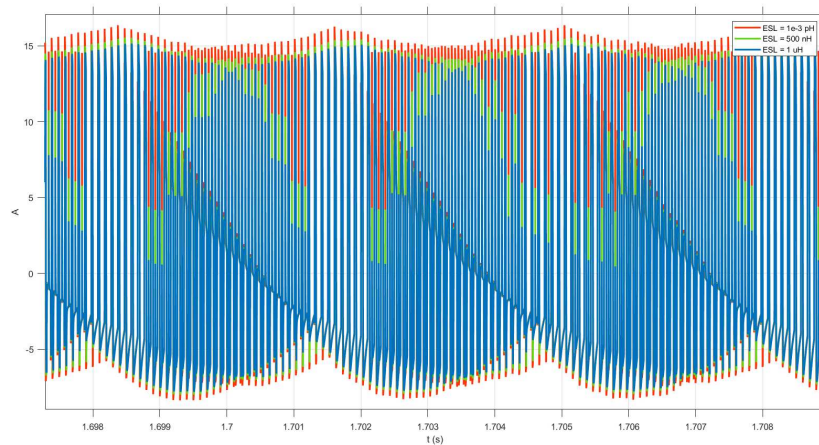


Figura 3.16: Andamento temporale della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore ($ESL = 1 \text{ fH} / 500 \text{ nH} / 1 \text{ }\mu\text{H}$)

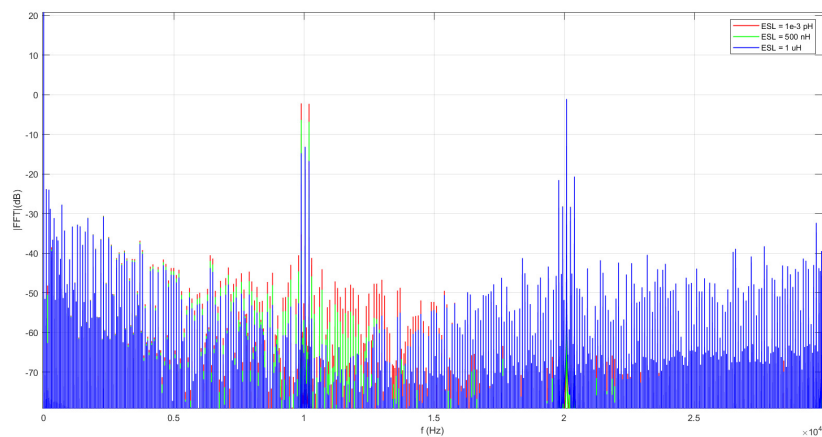


Figura 3.17: Andamento spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione ($ESL = 1 \text{ fH} / 500 \text{ nH} / 1 \text{ }\mu\text{H}$)

frequenza di 150 Hz (terza armonica), come è notabile dalla 3.18, e che è presente anche nello spettro della corrente in uscita all'alimentazione.

Frequenza (Hz)	FFT (dB)		
	ESL = 1 fH	ESL = 500 nH	ESL = 1 μH
0	23.2505	23.2486	23.2470
50	-51.5386	-51.5330	-51.5322
10200	-2.3012	-6.8252	-16.7584
20100	-7.6915	-11.9828	-1.0907
30300	-19.1521	-10.9502	-3.9476
40200	-22.2747	-8.0936	-2.1598
50400	-36.2295	-17.8595	-12.5982
60300	-30.9450	-9.5066	-4.7446
70500	-40.3194	-16.3690	-12.0363

Tabella 3.4: Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in uscita dall'alimentazione (ESL = 1 fH / 500 nH / 1 μH)

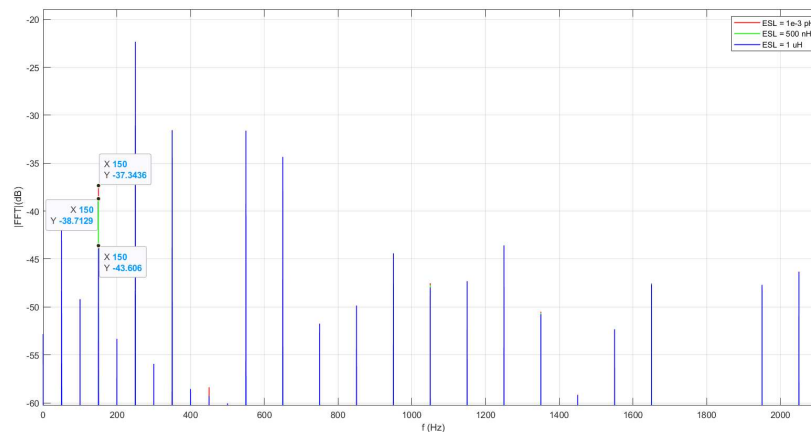


Figura 3.18: Zoom dell'andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro: terza armonica (150 Hz) (ESL = 1 fH / 500 nH / 1 μH)

3.1.4 Influenza della variazione del valore di capacità del condensatore

Si considera ora l'influenza che può avere sul profilo armonico la variazione del valore di capacità del condensatore di livellamento. Nel modello del circuito, oltre a considerare i generatori di tensione "reali" (resistenza interna di 250 mΩ ciascuno), si rimuove l'induttore che simula la presenza dell'ESL e, inoltre, si torna ad utilizzare un valore nullo di ESR. Come in precedenza, per il calcolo delle FFT, si studiano le correnti a regime, trascurando il transitorio iniziale legato alla carica del condensatore.

Come primi casi, vengono considerati valori di capacità pari a: $1 fF^3$ (equivalente a non avere il condensatore inserito), $200 \mu F$, $500 \mu F$.

Partendo sempre dall'osservazione dell'evoluzione temporale della corrente in uscita dall'alimentazione (3.19), si può notare che l'andamento in rosso è identico a quello che si ottiene dalla simulazione del modello di riferimento (2.5). Non potrebbe essere altrimenti, dato che esso è associato al caso di capacità quasi nulla ($1 fF$), che coincide con la situazione considerata nel capitolo 2. Gli altri andamenti (associati a valori di capacità non nulla) sono molto differenti rispetto a quello appena considerato, sia in termini di forma d'onda che in termini di range di variazione. Il valore medio resta sempre, però, intorno ai $14.5 A$. La 3.20 riporta invece l'andamento della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore; la 3.21 riporta l'evoluzione temporale della corrente che scorre sul neutro, dove si osserva un andamento sempre rumoroso nei tre casi, ma con una specie di "sfasamento" tra le varie forme d'onda. Passando all'analisi spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione, il grafico ottenuto è riportato in 3.22, mentre la tabella 3.5 contiene i valori di ampiezza di alcune linee spettrali. Ciò che è possibile osservare è una progressiva diminuzione di altezza delle varie armoniche all'aumentare di frequenza e valore di capacità.

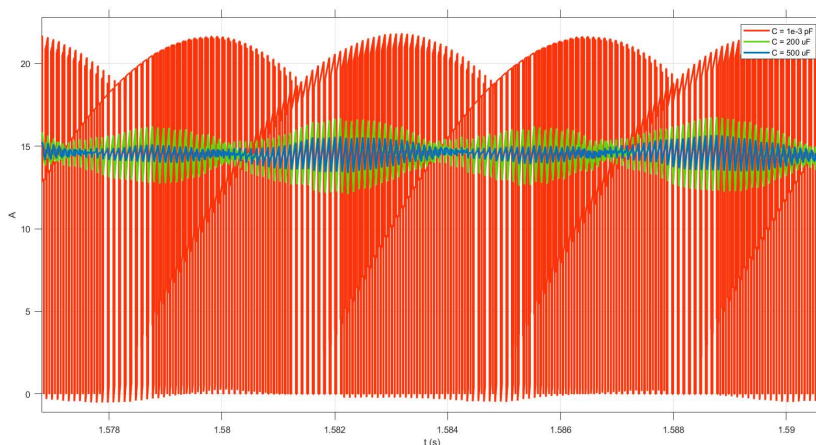


Figura 3.19: Andamento temporale della corrente in uscita dall'alimentazione ($C = 1 fF / 200 \mu F / 500 \mu F$)

Il tratto di ramo che contiene il condensatore, in assenza di ESR ed ESL, ha un'impedenza pari a:

$$Z = \frac{1}{sC}$$

Questo vuol dire che, a parità di frequenza, l'impedenza diminuisce all'aumentare del valore di capacità. Dunque, quel tratto di circuito assorbe una corrente

³Simulink non permette di svolgere simulazioni con valore di capacità nulla

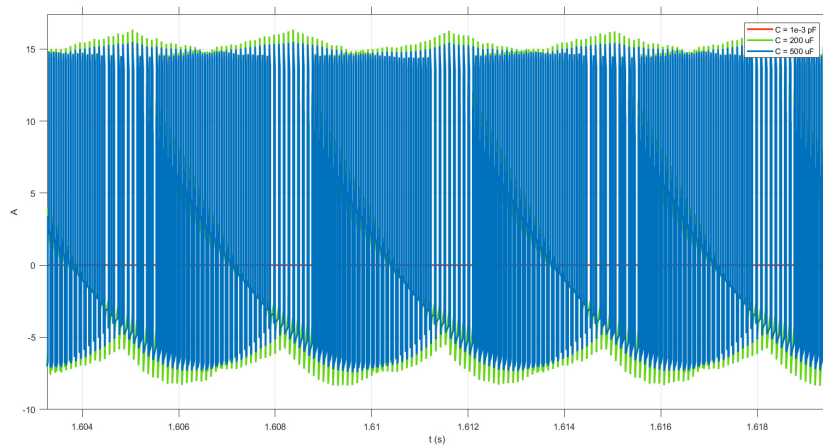


Figura 3.20: Andamento temporale della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore ($C = 1 \text{ fF} / 200 \text{ }\mu\text{F} / 500 \text{ }\mu\text{F}$)

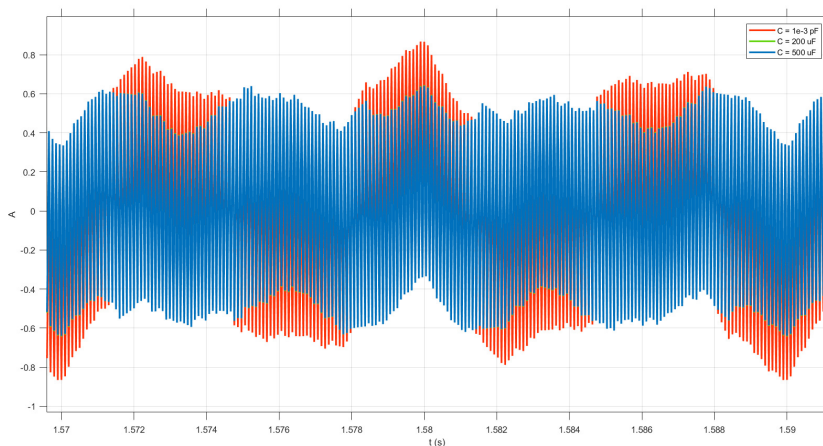


Figura 3.21: Andamento temporale della corrente sul cavo di neutro ($C = 1 \text{ fF} / 200 \text{ }\mu\text{F} / 500 \text{ }\mu\text{F}$)

maggiore e quindi quella fornita dall'alimentazione sarà minore (all'aumentare di C). Ciò, unito al fatto che l'impedenza decresce all'aumentare della frequenza, spiega l'andamento osservabile dal grafico. Ancora una volta, il diagramma spettrale della corrente circolante sul neutro non risulta degno di essere riportato, poiché si osserverebbero solamente delle piccole variazioni ad alcuni valori di frequenza.

Da un'ulteriore serie di simulazioni svolte con valori più elevati di capacità

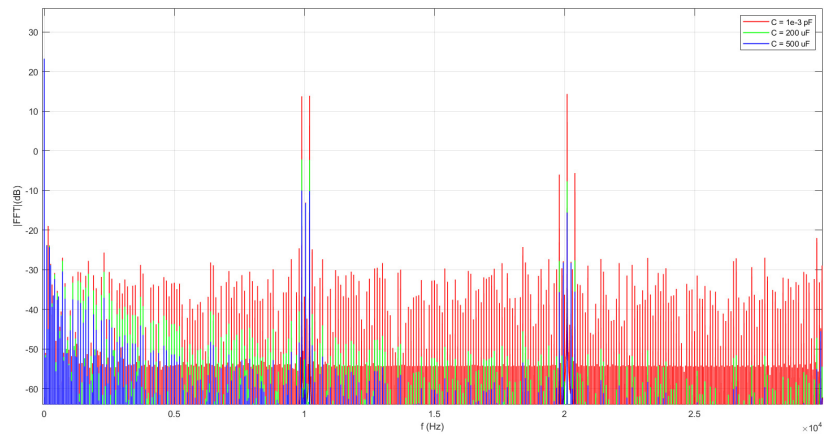


Figura 3.22: Andamento spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione ($C = 1\ \text{fF} / 200\ \mu\text{F} / 500\ \mu\text{F}$)

si possono notare degli andamenti del tutto simili a quelli riportati precedentemente, ovviamente relazionati al valore di capacità scelto.

Frequenza (Hz)	FFT (dB)		
	$C = 1 \text{ } fF$	$C = 200 \text{ } \mu F$	$C = 500 \text{ } \mu F$
0	23.2234	23.2505	23.2508
50	-50.9884	-51.5386	-52.1320
10200	13.8943	-2.3012	-10.1459
20100	14.3612	-7.6915	-15.6017
30300	6.4284	-19.1521	-27.0740
40200	5.7710	-22.2747	-30.2025
50400	-6.1556	-36.2295	-44.1624
60300	0.5988	-30.9450	-38.8770
70500	-7.4325	-40.3194	-48.2547

Tabella 3.5: Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in uscita dall'alimentazione ($C = 1 \text{ } fF / 200 \text{ } \mu F / 500 \text{ } \mu F$)

3.2 Effetti delle non idealità degli *switch*

Nel modello di riferimento del sistema inverter-motore che viene considerato, i dispositivi di commutazione che costituiscono l'inverter vengono rappresentati come degli interruttori elettronici ideali: quando sono "ON", impongono una resistenza dell'ordine dei pico-ohm al passaggio di corrente; quando sono "OFF", risultano quasi dei circuiti aperti ideali, con una piccolissima conduttanza tra i terminali. Così facendo, il blocco dell'inverter si limita semplicemente a mettere in collegamento alimentazione e carico, senza disturbare il passaggio di corrente mediante delle impedenze proprie rilevanti. Inoltre, schematizzando gli *switch* in questo modo, non si incorre nella possibilità di riscontrare ulteriori elementi parassiti propri dei transistor, quali MOSFET e IGBT, normalmente utilizzati. In questa sezione si vuole analizzare come variano i grafici delle FFT delle correnti se si aumentano i valori della resistenza con la quale vengono schematizzati gli interruttori quando sono chiusi. Ci si aspetta che, all'aumentare di tale parametro, l'intensità delle correnti circolanti cali, dato che l'alimentazione rimane sempre rappresentata dalla serie di due generatori di tensione continua costante.

Come primo caso, si confronta la simulazione di riferimento ($R = 1 \text{ p}\Omega$) con quelle ottenute con valori di resistenza pari a $50 \text{ m}\Omega$ e $100 \text{ m}\Omega$. Come si può notare dai due grafici di 3.23 e 3.24, gli andamenti sono identici nei tre casi, con le linee spettrali che variano di poco (centesimi di dB) in ampiezza.

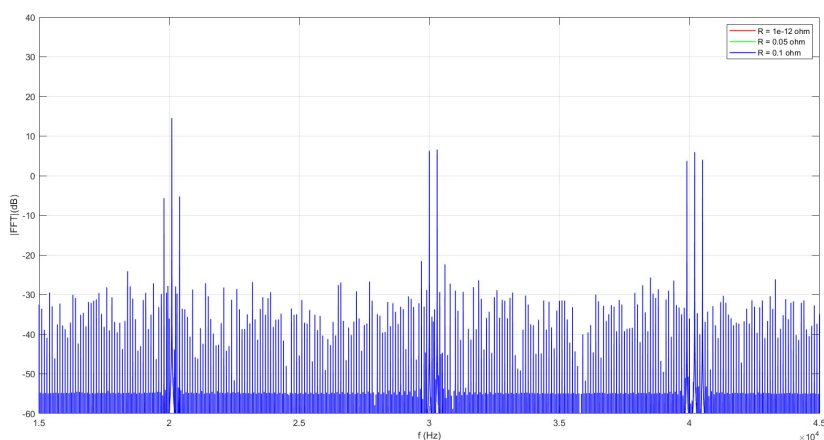


Figura 3.23: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (valori di resistenza: $1 \text{ p}\Omega$, $50 \text{ m}\Omega$, $100 \text{ m}\Omega$)

La 3.25 mostra l'altezza delle linee spettrali a 20100 Hz (frequenza che è il doppio di quella della portante) per valori di resistenza pari a $1 \text{ p}\Omega$ (che si tiene per avere un riferimento) e $200 \text{ m}\Omega/ 500 \text{ m}\Omega$. In questo caso l'attenuazione risulta già essere dell'ordine dei decimi di dB .

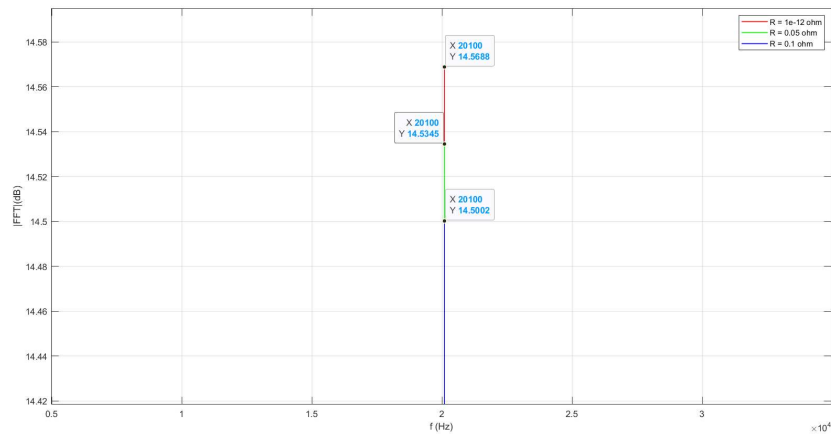


Figura 3.24: Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: linee spettrali a 20.1 kHz (valori di resistenza: $1 \text{ p}\Omega$, $50 \text{ m}\Omega$, $100 \text{ m}\Omega$)

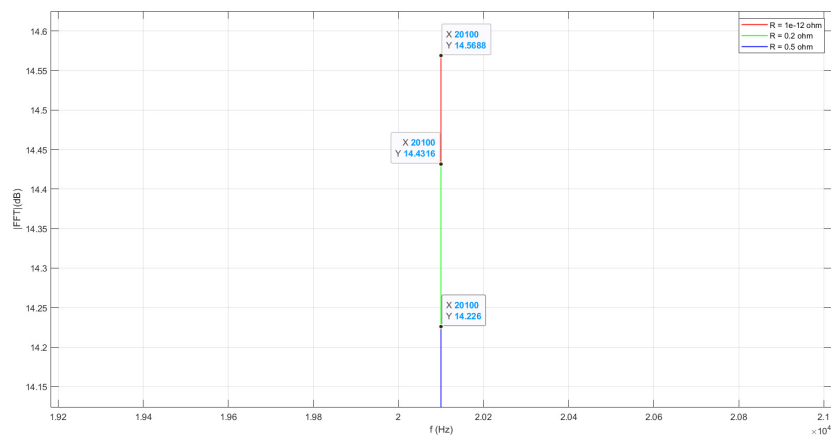


Figura 3.25: Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: linee spettrali a 20.1 kHz (valori di resistenza: $1 \text{ p}\Omega$, $200 \text{ m}\Omega$, $500 \text{ m}\Omega$)

Per poter visualizzare meglio la riduzione delle linee spettrali, è possibile considerare un ulteriore caso con $R = 1 \text{ p}\Omega$, 1Ω e 2Ω (tali valori di resistenza sono molto grandi rispetto a quelli riscontrabili realmente, ma vengono trattati per completezza dello studio). Lo spettro completo tra 15000 Hz e 45000 Hz è visualizzabile in 3.26, mentre uno zoom a 20100 Hz si trova in 3.27.

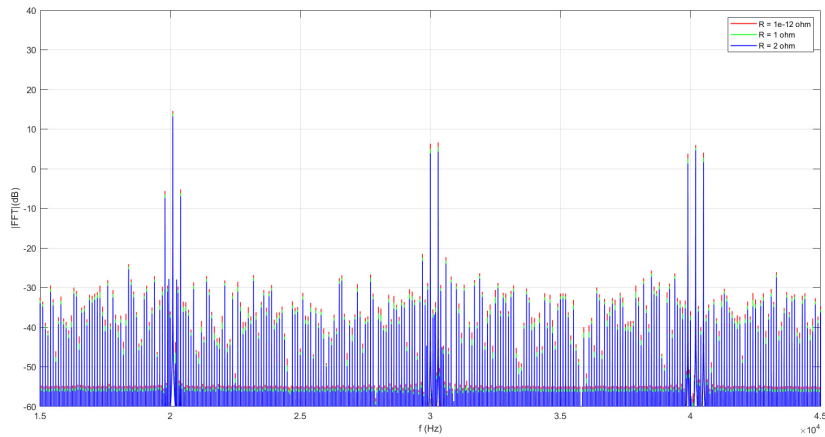


Figura 3.26: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (valori di resistenza: $1 \text{ p}\Omega$, $1 \text{ }\Omega$, $2 \text{ }\Omega$)

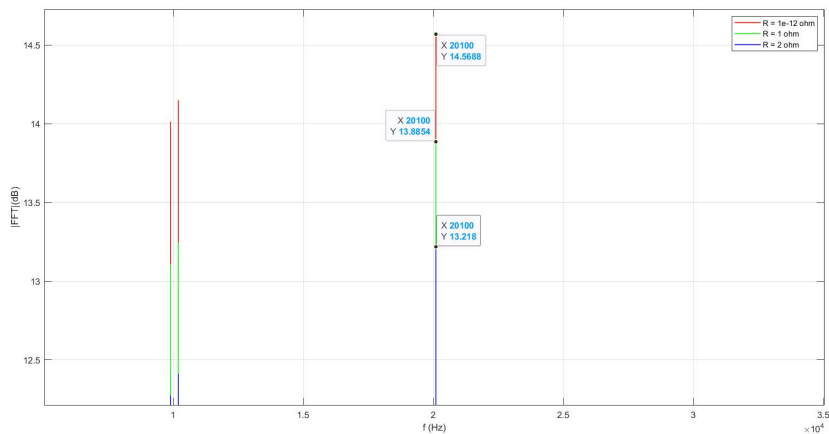


Figura 3.27: Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: linee spettrali a 20.1 kHz (valori di resistenza: $1 \text{ p}\Omega$, $1 \text{ }\Omega$, $2 \text{ }\Omega$)

Per quantificare tali attenuazioni, risulta utile osservare la 3.28, che illustra di quanto (in percentuale), alle varie frequenze, si riducono le linee dello spettro di riferimento se si assume una resistenza di $50 \text{ m}\Omega$ per gli *switch*. E' possibile notare come ci sia un'attenuazione minore per valori di frequenza nell'intorno dei multipli della frequenza della portante (10050 Hz), ovvero per quei valori di frequenza ai quali sono associate linee spettrali più alte (maggiore energia). Il

motivo potrebbe essere legato alla scelta di un numero multiplo di 3^4 per quanto riguarda il rapporto tra frequenza della portante e frequenza della modulante a livello di tecnica di modulazione.

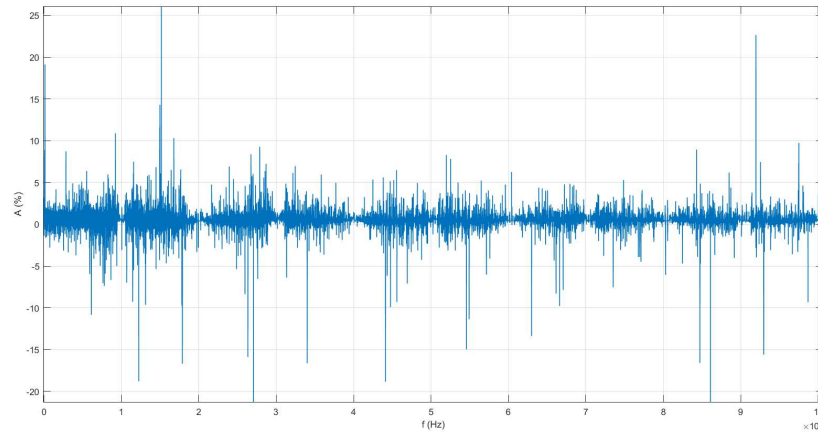


Figura 3.28: Percentuali di riduzione dell'ampiezza delle linee spettrali ottenute nel caso di $R = 50 \text{ m}\Omega$, rispetto all'ampiezza dello spettro di riferimento

Facendo una media della percentuale di attenuazione per tutti i valori dello spettro, mantenendo sempre come riferimento (100%) l'andamento armonico ricavato con $R = 1 \text{ p}\Omega$, si ottengono i valori riportati in tabella 3.6.

Valore di resistenza degli <i>switch</i>	Percentuale di attenuazione
50 $\text{m}\Omega$	0.5536 %
100 $\text{m}\Omega$	1.1013 %
200 $\text{m}\Omega$	2.1788 %
500 $\text{m}\Omega$	5.2777 %
1 Ω	10.0425 %
2 Ω	18.3125 %

Tabella 3.6: Percentuale di attenuazione media del modulo delle linee spettrali al variare della resistenza degli *switch*, rispetto allo spettro di riferimento associato ad $R = 1 \text{ p}\Omega$

Se si analizzano, invece, gli andamenti spettrali della corrente circolante sul cavo di neutro, si possono notare anche in questo caso riduzioni del modulo delle singole linee, ma queste attenuazioni sono molto minori rispetto a quelle che sono state analizzate precedentemente. La tabella 3.7 ne riporta i valori in percentuale.

⁴201, in questo caso

Valore di resistenza degli <i>switch</i>	Percentuale di attenuazione
50 $m\Omega$	8.3715e-4 %
100 $m\Omega$	0.0017 %
200 $m\Omega$	0.0033 %
500 $m\Omega$	0.0083 %
1 Ω	0.0164 %
2 Ω	0.0322 %

Tabella 3.7: Percentuale di attenuazione media del modulo delle linee spettrali al variare della resistenza degli *switch*, rispetto allo spettro di riferimento associato ad $R = 1 \text{ p}\Omega$

Da questi semplici casi analizzati è possibile assumere come verificata l'ipotesi iniziale, secondo la quale l'aumento dei valori delle resistenze, con le quali vengono schematizzati gli *switch* dell'inverter chiusi, porta ad una riduzione della corrente circolante, tradotta in un'attenuazione del modulo delle linee spettrali. Si ha, però, una riduzione percentuale dell'altezza dello spettro non uniforme ad ogni frequenza, come osservabile dalla 3.28 (si noti che, poiché ad alcune frequenze l'ampiezza delle linee spettrali è veramente molto bassa, tale andamento potrebbe essere dovuto anche a degli errori di approssimazione effettuati dal simulatore).

Nella realtà, i dispositivi utilizzati come *switch* dell'inverter, quando sono "ON", possiedono resistenze dell'ordine delle decine/centinaia di $m\Omega$. E' chiaro dunque come, per tali valori di R , le attenuazioni non siano così fastidiose, trattandosi dell'ordine di unità/ decine di unità percentuali. La corrente circolante sul neutro, poi, oltre ad essere di modulo basso, risulta quasi non essere disturbata dalle variazioni di parametri dei componenti che costituiscono l'inverter. In linea teorica, se si analizzassero gli *switch* solo dal punto di vista della loro resistenza, sarebbe dunque possibile passare da un inverter basato su MOSFET di potenza ad uno basato, ad esempio, su IGBT senza notare particolari differenze sullo spettro di tale corrente.

3.3 Influenza della tecnica di modulazione

La scelta della tecnica di modulazione permette di produrre una corrente alternata in uscita all'inverter con un andamento sinusoidale più o meno approssimato; la differenza tra l'andamento ottenuto e quello perfettamente sinusoidale può essere dannosa per il motore e per il resto della rete ad esso collegato, creando effetti quali: surriscaldamento dei cavi e la saturazione del circuito magnetico del motore. Generalmente la scelta della tecnica di modulazione viene fatta in base al profilo armonico delle correnti di fase in ingresso al motore e, solitamente, si ignorano gli effetti sulla rete esterna.

In questa sezione si analizza come la scelta della tecnica di modulazione influenzi le correnti provenienti dalla rete elettrica, a cui il sistema in analisi è collegato. In questo studio la rete elettrica esterna al sistema inverter-motore è modellizzata come una coppia di generatori ideali di tensione continua collegata all'inverter; ciò rappresenta l'uscita dello stadio di raddrizzamento che, normalmente, si trova a valle dell'alimentazione trifase utilizzata per fornire tensione al sistema.

Si considereranno tre tecniche di modulazione scalare diverse: sottooscillazione sinusoidale, sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica e la tecnica di modulazione uniforme. La prima delle tre tecniche è quella utilizzata nel modello di riferimento, le altre due si possono ottenere da essa modificando il blocco circuitale in MATLAB/Simulink secondo gli schemi di 3.29 e 3.30.

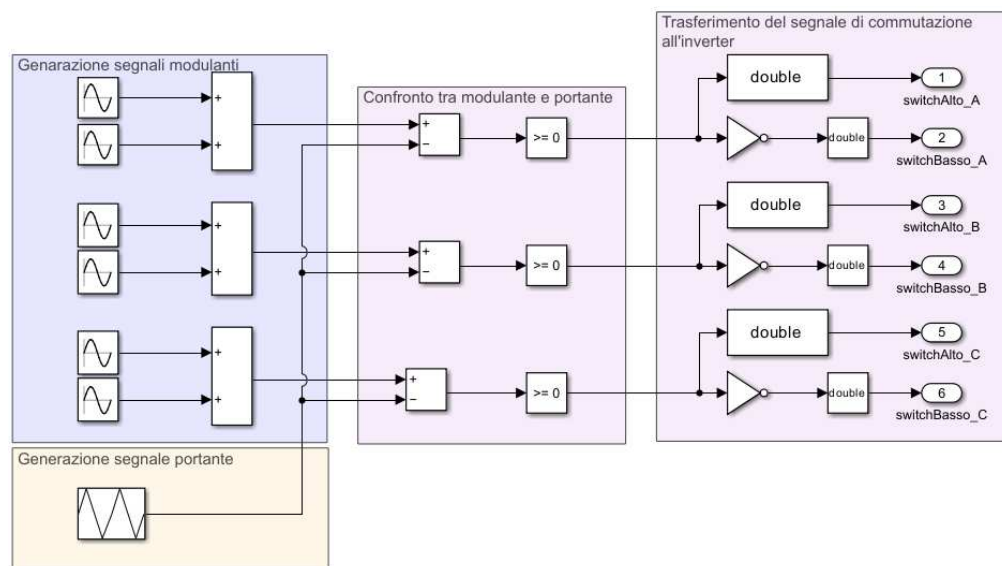


Figura 3.29: Implementazione Simulink della modulazione a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica

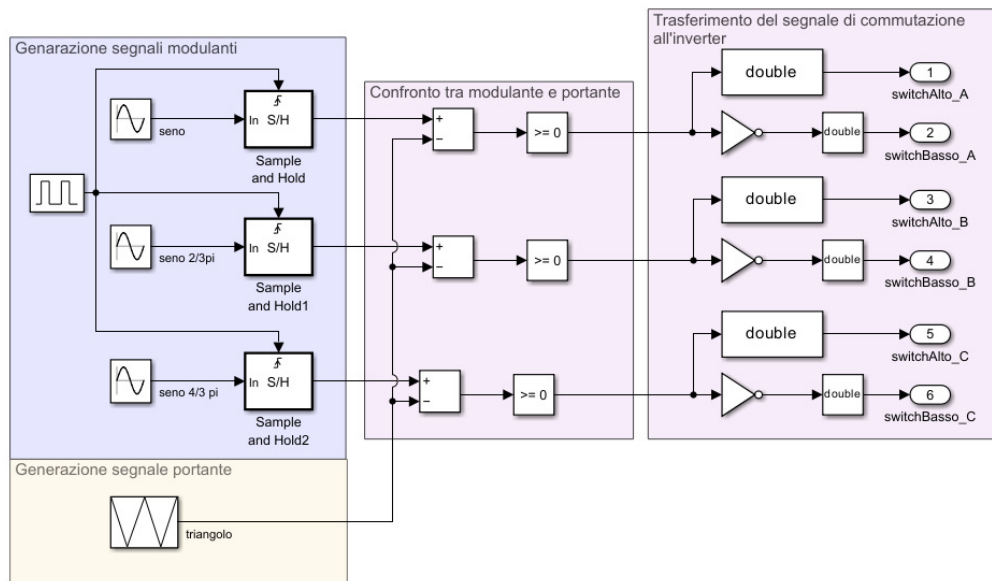


Figura 3.30: Implementazione Simulink della modulazione uniforme

La tecnica a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica utilizza una funzione modulante composta dalla somma di una funzione seno di ampiezza $\frac{2}{\sqrt{3}} V$ e frequenza $50 Hz$, e una sinusoide di ampiezza $\frac{1}{6} V$ e frequenza tre volte maggiore rispetto all'altra. La tecnica di modulazione uniforme, invece, si ottiene utilizzando come funzione modulante una funzione sinusoidale di ampiezza unitaria a frequenza $50 Hz$ campionata alla frequenza della funzione portante e mantenuta costante per l'intero periodo della portante. La funzione modulante ottenuta viene utilizzata per il confronto con il segnale triangolare in modo tale da generare i segnali di comando per la commutazione degli *switch* dell'inverter.

3.3.1 Effetti sul ramo d'ingresso del sistema inverter-motore

La 3.31 mostra gli effetti che la tecnica a sottooscillazione sinusoidale causa nell'andamento spettrale della corrente in ingresso all'inverter al variare dei valori di resistenza e induttanza delle fasi del carico utilizzato. Tale andamento risulta fortemente disturbato. Nel caso ideale ci si aspetterebbe una sola linea spettrale a frequenza nulla, fornita dal generatore (modellato qui come ideale), invece si osservano altre linee spettrali. In particolare si possono notare dei picchi nello spettro alle frequenze multiple della frequenza della portante (frequenza della portante a $10050 Hz$); tali picchi si presentano come correnti di disturbo di ampiezza elevata, potenzialmente pericolosi per il circuito a monte dell'inverter. Oltre alle componenti armoniche analizzate è presente anche un disturbo di fondo

circa costante e di valore intorno ai -30 dB. Sempre dalla 3.31 è possibile notare che il valore del carico influenza lo spettro armonico, e che ad impedenze di carico minore sono correlati valori delle armoniche maggiori.

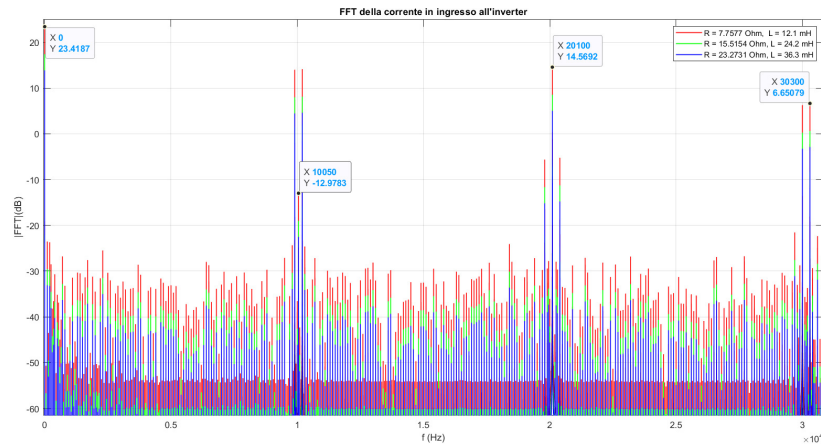


Figura 3.31: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore nel caso di sottooscillazione sinusoidale

Analizzando lo spettro armonico delle correnti in ingresso all'inverter nel caso di sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica si nota un peggioramento: l'onda generata è maggiormente distorta. Dalla 3.32 si osservano i seguenti fenomeni: le linee spettrali vicine ai multipli della portante hanno ampiezza maggiore rispetto alla tecnica di modulazione precedente; il rumore di fondo è aumentato leggermente. È interessante osservare che la terza armonica⁵ iniettata nella modulante si riflette sullo spettro di corrente in ingresso al sistema, distorcendo il segnale. È possibile notare anche una linea spettrale a 300 Hz di ampiezza significativa.

Come si può osservare dalla 3.33 tra le tre tecniche analizzate la tecnica di modulazione uniforme è quella che offre i risultati più favorevoli per quanto riguarda gli effetti sul resto della rete. Il rumore di fondo ha ampiezza leggermente inferiore rispetto a quello che si ottiene con le tecniche precedenti e i gruppi di armoniche sono più contenuti rispetto alle altre due tecniche.

La 3.34 permette di effettuare un confronto diretto sugli effetti generati dalle tre tecniche utilizzate. Da essa si possono notare le armoniche più alte a 150 Hz e 300 Hz generate dalla tecnica di modulazione a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica e gli effetti che le tre tecniche hanno sull'ampiezza del disturbo di fondo. Si osserva anche che la tecnica utilizzata nella simulazione

⁵armonica a 150 Hz

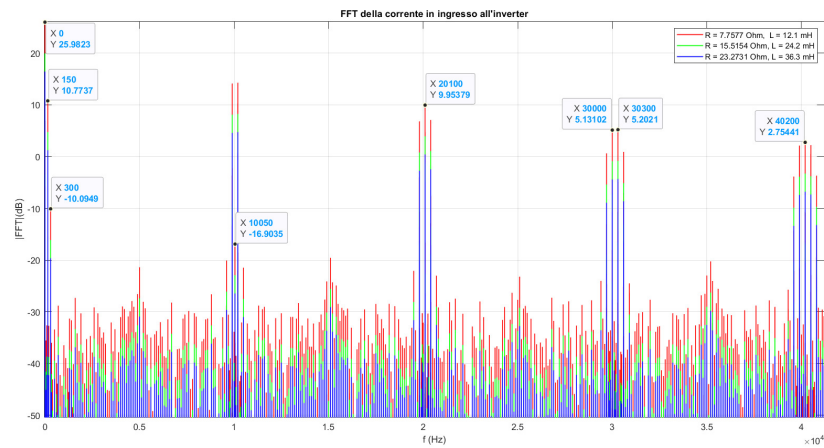


Figura 3.32: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore nel caso di sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica

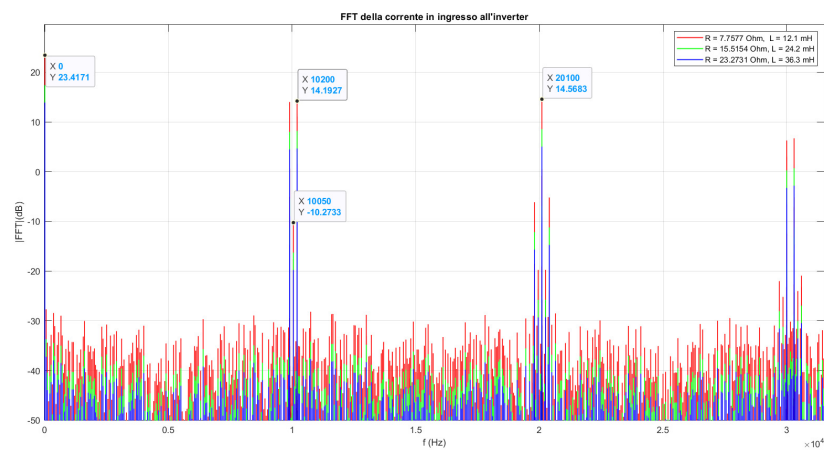


Figura 3.33: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore nel caso di modulazione uniforme

di riferimento⁶ genera una componente continua di ampiezza inferiore rispetto a quella ricavabile dai grafici associati alle altre due tecniche. Questi aspetti indicati possono essere verificati andando ad analizzare la tabella 3.8, contenente i valori di ampiezza di alcune armoniche nei 3 casi considerati.

⁶tecnica di modulazione a sottooscillazione sinusoidale

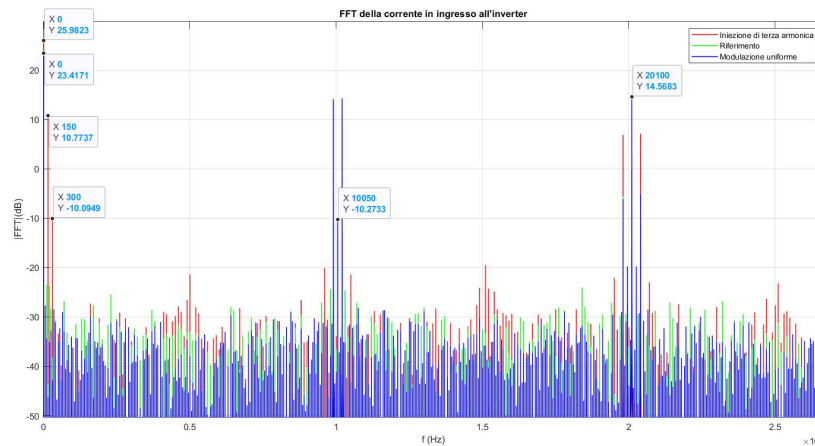


Figura 3.34: Confronto tra gli andamenti spettrali della corrente in ingresso al sistema inverter-motore al variare della tecnica di modulazione

Frequenza (Hz)	Ampiezza $ FFT $ (dB)		
	Riferimento	Terza armonica	Modulazione uniforme
0	23.42	25.98	23.42
150	-43.51	10.77	-46.21
10050	-12.98	-16.9	-10.27
21000	14.57	9.95	14.57

Tabella 3.8: Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in ingresso all'inverter nelle diverse tecniche di modulazione

3.3.2 Effetti sul cavo di neutro

Una più attenta analisi, svolta in particolare sul cavo di neutro collegato al motore, mette in luce ulteriori differenze tra le 3 tecniche. Si nota che nella modulazione seno-triangolo lo spettro armonico presente nel cavo di neutro è caratterizzato principalmente da: armoniche a bassa ampiezza; armoniche multiple della funzione portante con ampiezza elevata. Oltre a queste, sono presenti anche alcune armoniche a bassa frequenza ma ampiezza elevata, le quali potrebbero causare problemi alle altre apparecchiature collegate al neutro. Si può quindi concludere che gli effetti causati dalla tecnica a sottooscillazione sinusoidale sull'andamento della corrente del neutro possono ritenersi critici se il conduttore in esame è connesso a dispositivi particolarmente sensibili, altrimenti possono anche essere trascurati. Si noti che si potrebbe ridurre ulteriormente il profilo armonico tramite l'utilizzo di un filtro, come si vedrà nel Capitolo 5.

Potenzialmente allarmante per le altre apparecchiature collegate al neutro è

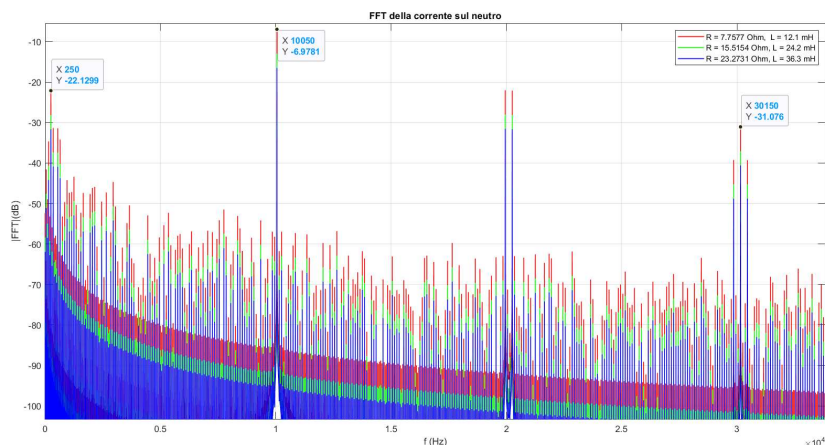


Figura 3.35: Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro nel caso di sottooscillazione sinusoidale

invece lo spettro risultante dalla tecnica con iniezione di terza armonica (3.36): in questo caso i valori di ampiezza della linea spettrale a 150 Hz sono elevati. Questa componente è un risultato intrinseco alla tecnica utilizzata e generata dall'iniezione della terza armonica ($50\text{ Hz} \cdot 3 = 150\text{ Hz}$) nella modulante. Una linea spettrale di tale ampiezza in bassa frequenza è da considerarsi un disturbo rilevante in grado di causare un surriscaldamento del cavo di neutro⁷. Inoltre, anche la linea spettrale a 10050 Hz , sebbene sembri irrilevante, è di ampiezza pari a circa il 66% dell'ampiezza della stessa linea spettrale che si osserva nel grafico associato all'utilizzo della tecnica seno-triangolo. Dunque, anche la linea spettrale a 10050 Hz può essere considerata sintomo di origine di disturbo non trascurabile. In conclusione, bisogna sottolineare il fatto che i motori con cavo neutro sono solo una piccola parte di tutti i motori elettrici e che la problematica appena descritta è significativa solo per quelli che lo possiedono.

Nella 3.37 è possibile vedere il profilo spettrale della corrente circolante sul neutro nel caso di modulazione uniforme. Si osserva come anche sul cavo neutro questa tecnica offra il contributo armonico più favorevole tra le tre tecniche analizzate. Infatti in questo caso l'unica linea spettrale di ampiezza rilevante è quella in corrispondenza della frequenza della funzione portante.

La 3.38 permette un confronto diretto tra gli effetti osservabili sull'andamento della corrente sul cavo neutro nel caso delle tre tecniche considerate. La tecnica di modulazione con iniezione di terza armonica è evidentemente quella con il profilo

⁷Il cavo di neutro, nella realtà, non ha resistenza nulla, quindi una corrente impressa sulla resistenza del cavo crea una dissipazione di calore. Il conduttore reale non ha neppure un'induttanza nulla, quindi una corrente sinusoidale genera onde elettromagnetiche che potrebbero interferire con altri elementi del circuito.

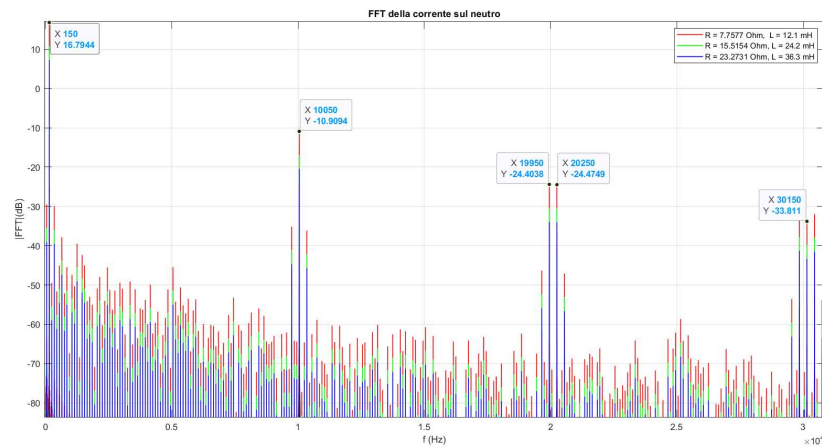


Figura 3.36: Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro nel caso di sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica

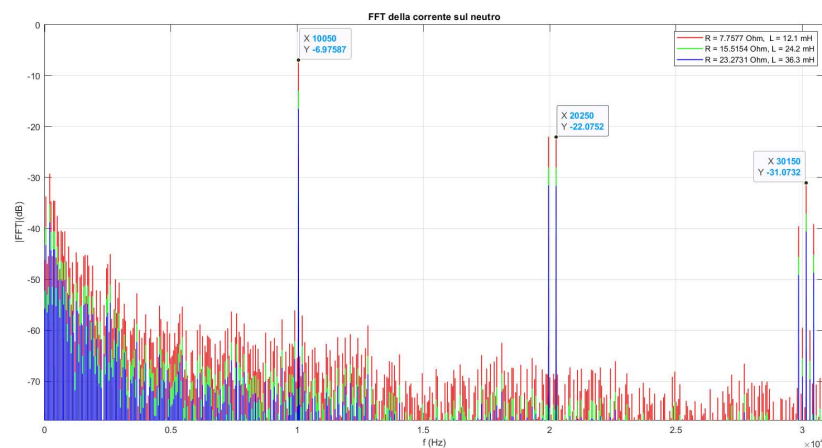


Figura 3.37: Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro nel caso di modulazione uniforme

armonico meno favorevole a causa della linea spettrale a 150 Hz di ampiezza elevata. Le altre due tecniche offrono uno spettro abbastanza buono, con linee spettrali di ampiezza rilevante solo in corrispondenza di frequenze multiple della frequenza della funzione portante.

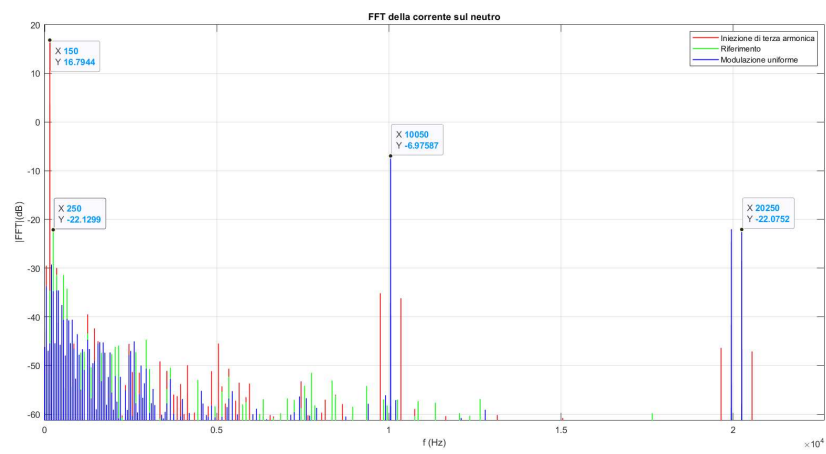


Figura 3.38: Confronto tra gli andamenti spettrali della corrente che scorre sul cavo neutro al variare della tecnica di modulazione

Capitolo 4

Non idealità del motore

In questo capitolo, si torna a considerare l’inverter da un punto di vista “ideale”, trascurando le non-idealità studiate al capitolo precedente. Viene analizzato ora il motore. In particolare, ci si concentra su come variano gli andamenti temporali e spettrali delle correnti in conseguenza a:

- Sezione 4.1: carico non equilibrato; in particolare, si considerano i casi: una fase ha impedenza diversa rispetto alle altre; tutte e tre le fasi hanno valori differenti di impedenza;
- Sezione 4.2: presenza di una capacità parassita in due posizioni differenti: tra una fase del motore e massa; tra centro stella del motore e massa.

4.1 Effetti di un carico non equilibrato

Finora, il motore collegato all’inverter è sempre stato analizzato come un carico trifase equilibrato, in cui, dunque, le varie fasi presentano uguali valori di resistenza (R) ed induttanza (L). Nel seguito, invece, verranno analizzate le correnti circolanti nel circuito in presenza di due situazioni di squilibrio: nella prima, si osserveranno gli effetti provocati dall’aver una fase del carico con un’impedenza superiore rispetto a quella delle altre due; nel secondo caso, invece, ci sarà una fase con valori di R ed L maggiori ed una fase con valori minori, rispetto alla terza.

Avere quindi differenze tra le impedenze in un carico porterà ad un assorbimento di corrente diverso tra le fasi, il che avrà effetti anche sul neutro. Analizzare questa problematica è molto importante, perché può diventare causa di abbassamento della durata di vita e delle prestazioni, in generale, di un motore.

4.1.1 Squilibrio dovuto ad una fase

In questa prima serie di simulazioni, si considera un carico trifase in cui una sola fase presenta impedenza maggiore rispetto a quella delle altre due. Vengono

confrontati il caso in cui la fase presenta un'impedenza superiore rispetto a quella delle altre fasi del 20%¹ (nei grafici, indicato con “Differenza tra le fasi del 20%”), il caso in cui la differenza è del 10% (nei grafici, “Differenza tra le fasi del 10%”) e il caso di riferimento in cui tutte le fasi sono uguali (nei grafici, “Carico equilibrato”). La tabella 4.1 riassume i valori esatti di R ed L utilizzati per le simulazioni.

Fase del carico	Resistenza R (Ω)	Induttanza L (mH)
A	9.3092 (+20%), 8.5335 (+10%)	14.52 (+20%), 13.31 (+10%)
B	7.7577	12.1
C	7.7577	12.1

Tabella 4.1: Valori di resistenza e induttanza delle fasi del carico

Osservando la 4.1, che riporta l'andamento temporale della corrente in ingresso all'inverter nel caso di differenza del 20% in termini di impedenza, è possibile notare che il segnale risulta differire da quello di riferimento (analizzato in 2.5) e sembra presentare un offset sinusoidale a media nulla, frequenza 50 Hz e valore di picco 4 A. È interessante vedere anche il fatto che la corrente risulta essere limitata superiormente ad un valore di circa 22.5 A (il valore di picco della stessa che si è osservato in 2.5) e, dunque, anche in corrispondenza dei massimi della sinusoide a 50 Hz, la corrente non assume valore di 26.5 A (22.5 A di picco della corrente + 4 A della sinusoide).

Guardando le correnti che scorrono sul cavo di neutro (4.2), invece, si può notare come queste seguano un andamento sinusoidale rumoroso a 50 Hz, nei casi in cui le fasi non siano equilibrate. Questo perché le correnti che attraversano le varie fasi del motore non sono uguali in modulo e non sono sfasate di $\frac{2\pi}{3}$ rad, a causa del fatto che l'impedenza incontrata non è la stessa; si avrà quindi la somma di tali correnti sul neutro. Si può anche osservare come nel caso in cui la differenza di impedenza sia del 20%, la sinusoide possiede valore di picco circa pari a 4 A, come dedotto precedentemente. Infatti, essendo il cavo di neutro collegato al punto centrale dell'alimentazione (schematizzata con 2 generatori di tensione continua), se vi arriva una corrente sinusoidale questa si riflette anche nell'andamento della corrente in ingresso all'inverter.

Passando all'analisi nel dominio della frequenza, la 4.3 riporta l'andamento spettrale della corrente in ingresso all'inverter. Come è possibile notare da questa e dalla tabella 4.2, che riporta, come esempio, l'ampiezza delle armoniche del primo gruppo (centrate a 10050 Hz, frequenza della portante), soltanto ad alcune frequenze si hanno variazioni significative di altezza delle linee spettrali. In particolare, si nota che queste sono contenute all'interno dei vari gruppi, a frequenze di poco differenti (qualche multiplo intero della frequenza della modu-

¹Valori così grandi di differenza di impedenza tra le fasi vengono utilizzati per poter osservare in maniera chiara i diversi andamenti ottenuti a livello di simulazione; valori più realistici di sbilanciamento sono associati a percentuali inferiori

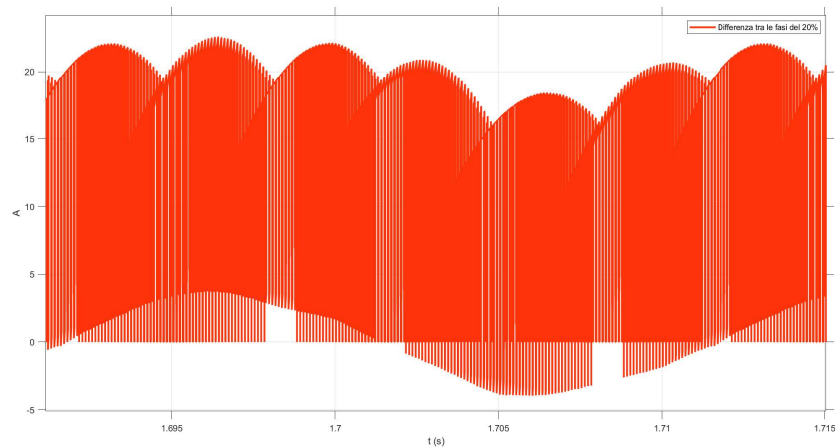


Figura 4.1: Andamento temporale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: differenza tra le fasi del 20% (squilibrio dovuto a 1 fase)

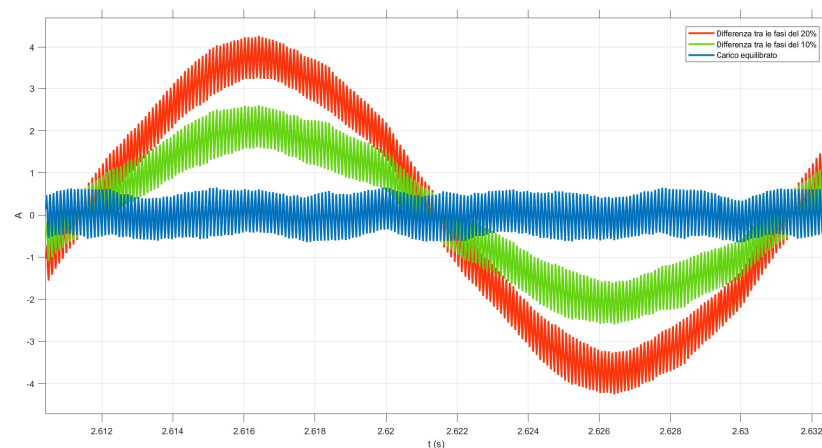


Figura 4.2: Andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro (squilibrio dovuto a 1 fase)

lante) rispetto alle frequenze multiple intere della portante. Spostandosi verso 0 Hz , invece, colpisce subito l'occhio la situazione a 50 Hz , riportata in 4.4: si ha una grande differenza tra le linee spettrali a questa frequenza ed a quella due volte superiore (100 Hz).

Analizzando l'andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro, è possibile sviluppare le stesse considerazioni svolte per il caso della corrente in ingresso all'inverter. In particolare, anche in questo caso, si ha una grande

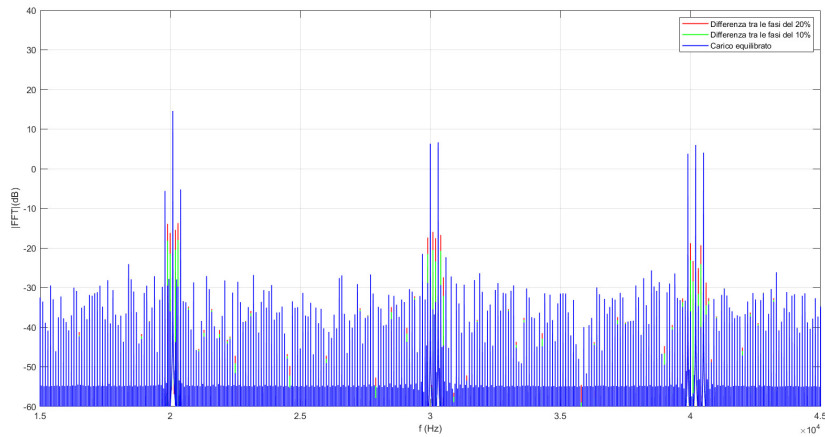


Figura 4.3: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (squilibrio dovuto a 1 fase)

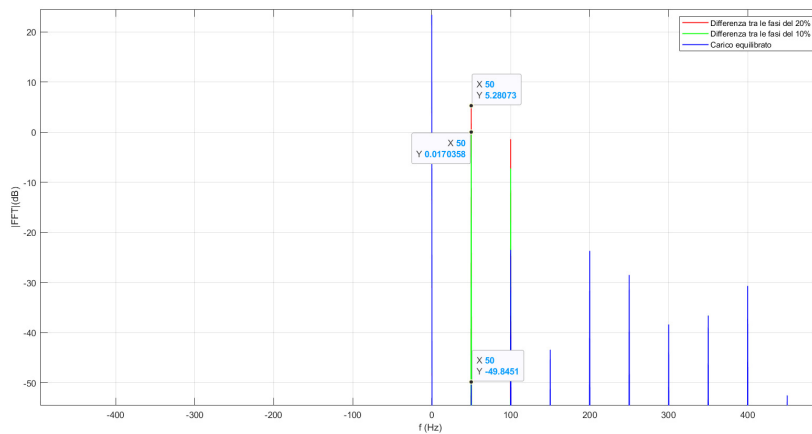


Figura 4.4: Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: armonica fondamentale (squilibrio dovuto a 1 fase)

differenza tra le linee spettrali a 50 Hz , come riportato in 4.5. Ciò è in linea con quanto osservato nel dominio del tempo.

4.1.2 Squilibrio dovuto a due fasi

In questa seconda serie di simulazioni, si considera un carico trifase in cui la fase A presenta impedenza maggiore rispetto a quella della fase C , mentre la fase B

Frequenza (kHz)	FFT (dB)		
	Differenza tra le fasi del 20%	Differenza tra le fasi del 10%	Carico equilibrato
9.8	-26.9236	-25.7339	-24.3415
9.85	-53.5839	-53.0427	-52.3460
9.9	13.5170	13.7458	14.0127
9.95	-45.8314	-51.5843	-50.6073
10	-6.9921	-12.0372	-36.5262
10.05	-13.4767	-13.2467	-12.9785
10.1	-6.9897	-12.1291	-42.0617
10.15	-45.6207	-52.1536	-54.0875
10.2	13.6546	13.8826	14.1486
10.25	-58.6846	-58.4100	-57.7999
10.3	-27.1920	-26.0308	-24.6347

Tabella 4.2: Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in ingresso all'inverter (squilibrio dovuto a 1 fase); evidenziate le frequenze in cui si ha maggiore differenza tra le linee spettrali

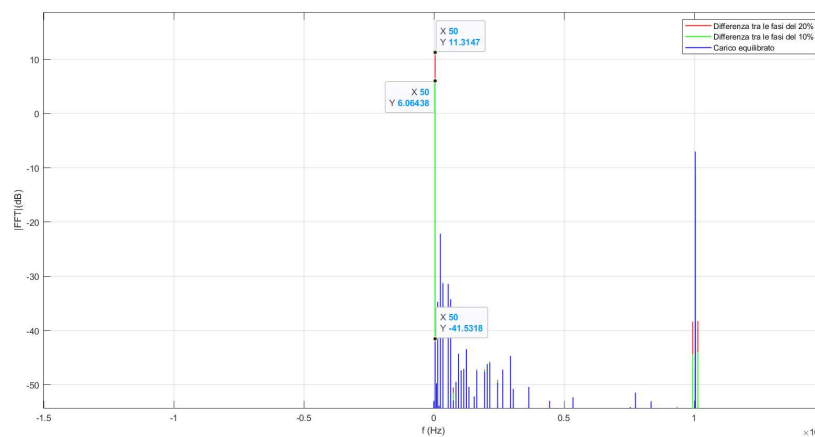


Figura 4.5: Zoom dell'andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro: armonica fondamentale (squilibrio dovuto a 1 fase)

presenta impedenza inferiore rispetto a quella di C . In particolare, i valori di R ed L di quest'ultima fase vengono tenuti costanti durante le 3 simulazioni svolte, mentre, nel caso dei grafici associati alla dicitura "Differenza tra le fasi del 20%" e "Differenza tra le fasi del 10%", questi sono stati ottenuti considerando valori di R ed L maggiori/ inferiori del 20%/ 10% per le fasi A e B (si guardi la tabella 4.3 per i valori esatti utilizzati).

Fase del carico	Resistenza R (Ω)	Induttanza L (mH)
A	9.3092 (+20%), 8.5335 (+10%)	14.52 (+20%), 13.31 (+10%)
B	6.2062 (-20%), 6.9819 (-10%)	9.68 (-20%), 10.89 (-10%)
C	7.7577	12.1

Tabella 4.3: Valori di resistenza e induttanza delle fasi del carico

Come si può notare dalla 4.6, la quale riporta l'evoluzione temporale della corrente in ingresso all'inverter nel caso di differenza del 20% tra le impedenze, si ritrova ancora un andamento che sembra presentare un offset sinusoidale a media nulla, frequenza 50 Hz e valore di picco 8 A circa. La differenza, rispetto al caso precedente, è che non si ha una corrente limitata superiormente a 22.5 A. Infatti, quando si ha un massimo della sinusoide, il valore di picco della corrente può raggiungere i 27.5 A (comunque, però, non vengono raggiunti i 30.5 A = 22.5 A + 8 A).

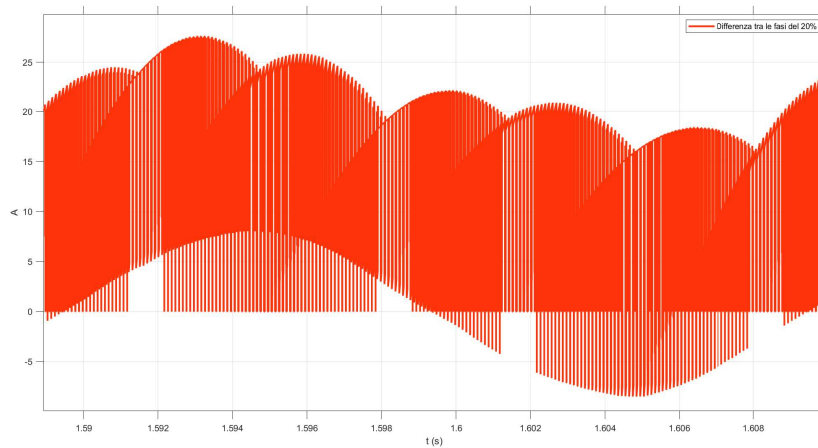


Figura 4.6: Andamento temporale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: differenza tra le fasi del 20% (squilibrio dovuto a 2 fasi)

Osservando le correnti che scorrono sul cavo di neutro (4.7), invece, si può notare come queste, in maniera analoga al caso di sbilanciamento dovuto ad una singola fase, seguano un andamento sinusoidale rumoroso a 50 Hz, nei casi in cui le fasi non siano equilibrate. Quando la differenza di impedenza è del 20% (positiva/ negativa), la sinusoide possiede valore di picco circa pari a 8 A, come quella ricavata dall'andamento di 4.6. Un'altra considerazione che può essere fatta analizzando la 4.7 è la seguente: nel caso in cui si ha "Differenza tra le fasi del 10%", si ottiene un'evoluzione temporale del tutto simile a quella riscontrabile con una sola fase non equilibrata, con impedenza che differisce del

20% rispetto a quella delle altre due fasi (4.2). Dunque, a livello di corrente sul neutro, avere 2 fasi squilibrate del $\pm 10\%$ oppure averne solo una squilibrata del 20% non crea grossi cambiamenti a livello di evoluzione temporale.

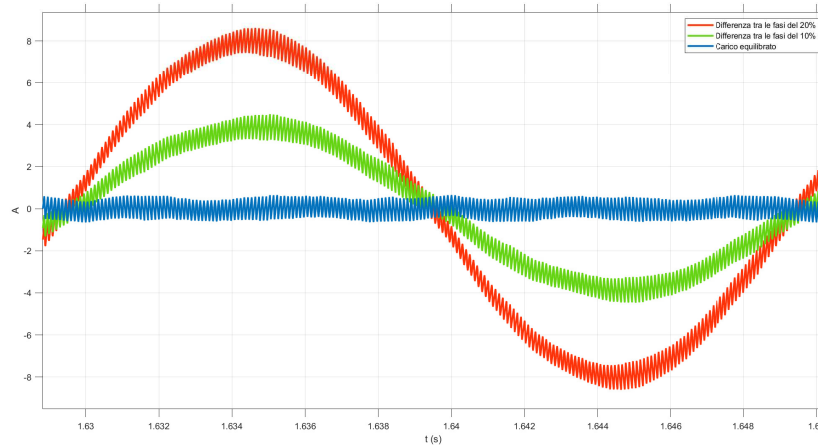


Figura 4.7: Andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro (squilibrio dovuto a 2 fasi)

La 4.8 riporta l'andamento spettrale della corrente in ingresso all'inverter. Come nel caso precedente in cui si considerava solo una fase non equilibrata, pure in questo caso si hanno amplificazioni significative solo di alcune armoniche all'interno dei gruppi (questo vale anche per l'andamento in frequenza della corrente che scorre sul neutro). La tabella 4.4 illustra, a titolo di esempio, l'ampiezza delle linee spettrali del primo gruppo di armoniche.

La linea spettrale a 50 Hz è quella che risente maggiormente della presenza di un carico squilibrato, sia a livello di corrente in ingresso all'inverter (4.9), che di quella sul neutro (4.10).

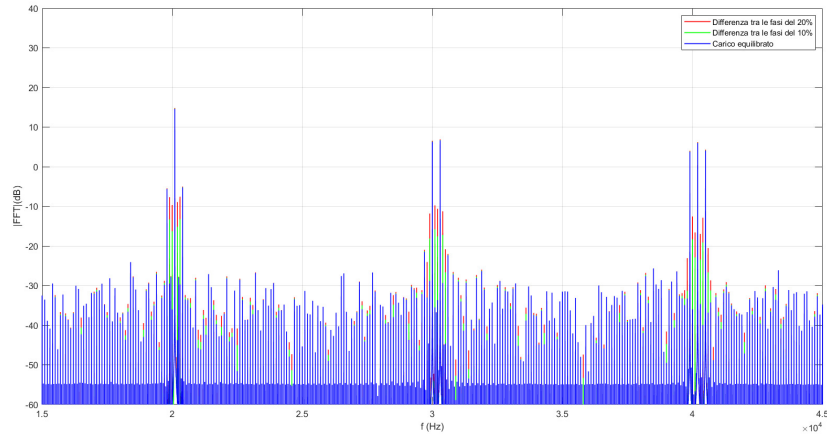


Figura 4.8: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (squilibrio dovuto a 2 fasi)

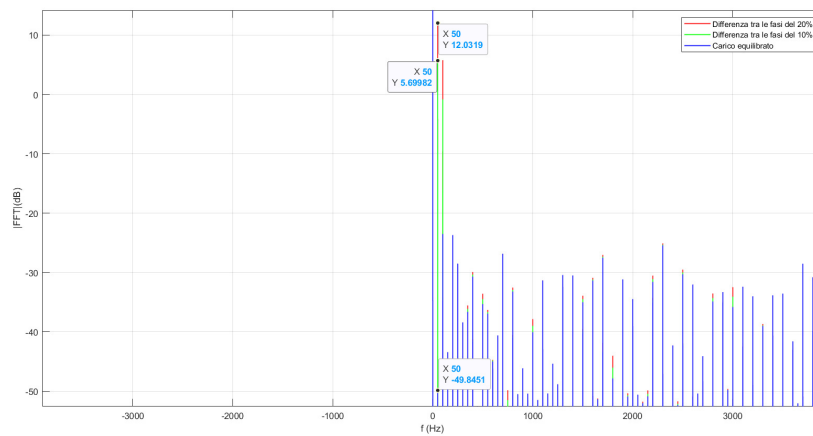


Figura 4.9: Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: armonica fondamentale (squilibrio dovuto a 2 fasi)

Frequenza (kHz)	FFT (dB)		
	Differenza tra le fasi del 20%	Differenza tra le fasi del 10%	Carico equilibrato
9.8	-24.1514	-24.8427	-24.3415
9.85	-54.8530	-53.6734	-52.3460
9.9	14.2537	14.0725	14.0127
9.95	-38.7122	-47.5728	-50.6073
10	-0.3666	-6.5541	-36.5262
10.05	-12.7505	-12.9249	-12.9785
10.1	-0.3310	-6.6035	-42.0617
10.15	-37.3122	-43.7266	-54.0875
10.2	14.3924	14.2098	14.1486
10.25	-55.6984	-57.0480	-57.7999
10.3	-24.0741	-25.0082	-24.6347

Tabella 4.4: Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in ingresso all'inverter (squilibrio dovuto a 2 fasi); evidenziate le frequenze in cui si ha maggiore differenza tra le linee spettrali

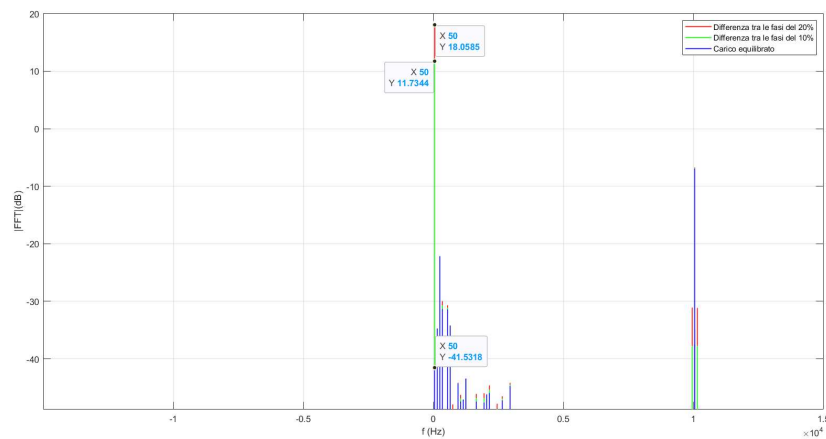


Figura 4.10: Zoom dell'andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro: armonica fondamentale (squilibrio dovuto a 2 fasi)

4.2 Effetti dovuti alla capacità parassita

La capacità parassita è un fenomeno indesiderato che si manifesta a causa della presenza di campi elettrici tra le parti conduttive del motore e il cavo di massa. Questa capacità è di solito molto piccola (valori tipici sono nell'ordine di qualche nF), ma, comunque, può causare diversi problemi, come perdite di potenza, aumento della corrente di dispersione e distorsioni della forma d'onda.

4.2.1 Capacità parassita tra una fase del motore e massa

La 4.11 mette in luce gli effetti che la presenza di una capacità parassita tra una fase del motore e massa causa nella corrente circolante all'ingresso dell'inverter. La componente parassita provoca l'amplificazione delle linee spettrali multiple della fondamentale associate a frequenze prossime alle frequenze dei gruppi di armoniche generate dalla tecnica di modulazione. Sempre dalla 4.11 è possibile riscontrare una correlazione tra l'amplificazione delle armoniche e il valore della capacità parassita presente tra l'avvolgimento di motore e massa: all'aumentare di C , aumenta l'ampiezza delle linee spettrali interessate dal fenomeno. Dalla 4.12 si osserva come gruppi di ordine più elevato presentano un numero maggiore di linee spettrali che vengono amplificate; tuttavia l'ampiezza di tali linee risulta piccola se confrontata con l'altezza delle stesse appartenenti a gruppi più in bassa frequenza

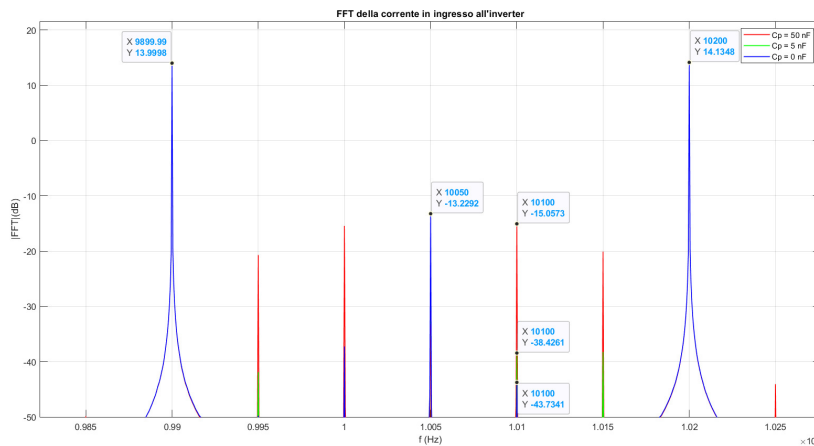


Figura 4.11: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: primo gruppo di armoniche (valori di capacità parassita tra una fase del motore e massa: $0 nF$, $5 nF$, $50 nF$)

Dalla 4.13, che riporta l'andamento spettrale della corrente che scorre sul neutro, è evidente l'amplificazione delle armoniche associate a frequenze multiple

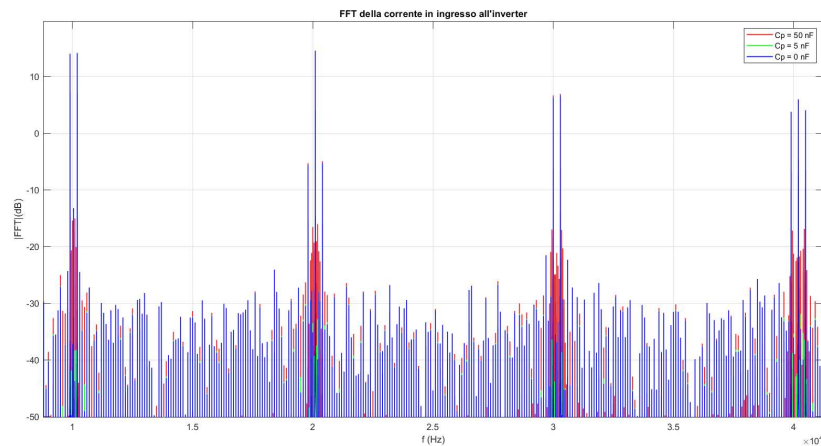


Figura 4.12: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (valori di capacità parassita tra una fase del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)

della fondamentale e vicine alle frequenze multiple della portante. Inoltre, sul conduttore di massa, si può notare come la presenza della capacità parassita abbia come effetto alle basse frequenze quello di amplificare solo la linea spettrale a 50 Hz . Alle alte frequenze invece, si ha la presenza di diverse armoniche di ampiezze comprese tra circa -50 dB e -60 dB . Questo comportamento è giustificato dal fatto che una capacità ad alta frequenza si comporta come un cortocircuito².

4.2.2 Capacità parassita tra centro stella del motore e massa

Sono particolarmente interessanti gli effetti causati da una piccola capacità parassita tra centro stella del motore e massa sul profilo armonico del conduttore di massa. Come si può notare nella 4.14, la presenza della capacità parassita introduce un disturbo (fasce rosse e verdi in figura) che si somma allo spettro di corrente già presente sul conduttore in esame. Si può notare che, all'aumentare dei valori di capacità, il profilo armonico introdotto dall'effetto parassita assume frequenze inferiori e ampiezze maggiori. La presenza di disturbi a basse frequenze è difficilmente compensabile, e potenzialmente pericolosa per altre apparecchiature connesse alla rete. Bisogna considerare che, i valori di capacità parassita presi in esame sono stati scelti per evidenziare gli effetti dannosi di tale non idealità. Fortunatamente, di solito, valori così alti di capacità non si incontrano.

²In questo caso il cortocircuito è posto tra una fase del motore e massa.

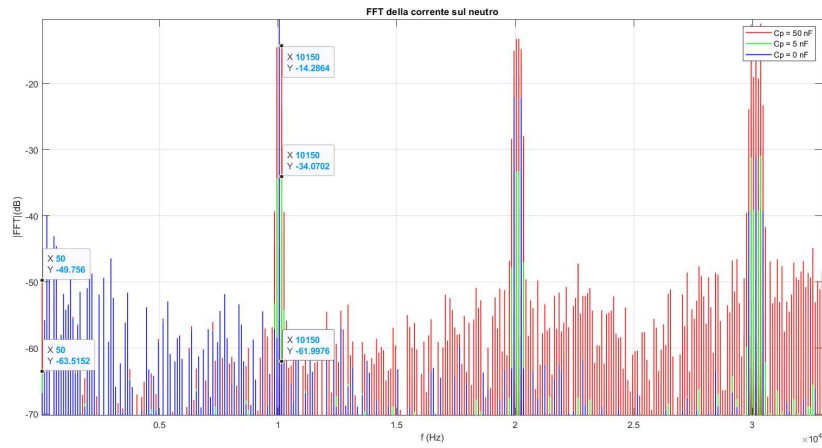


Figura 4.13: Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo di massa (valori di capacità parassita tra una fase del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)

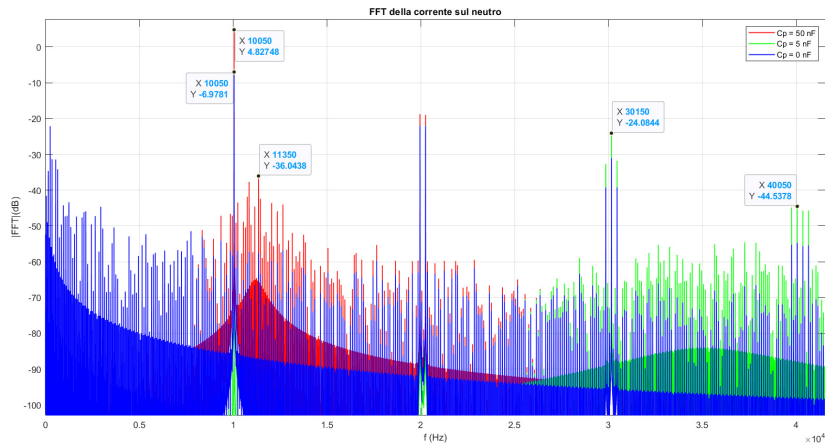


Figura 4.14: Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo di massa (valori di capacità parassita tra centro stella del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)

Un'analisi della corrente in ingresso all'inverter mostra come gli effetti indesiderati, causati dalla presenza di una capacità parassita, non si limitano al solo cavo di massa, ma influenzano tutte le correnti presenti nei conduttori connessi al sistema inverter-motore. Nella 4.15 si può vedere l'effetto generato dalla capacità parassita sulla corrente in ingresso all'inverter in corrispondenza del primo

gruppo di armoniche. Esso si presenta con una amplificazione dell'ampiezza della linea spettrale a 10050 Hz , mentre le altre armoniche adiacenti non vengono quasi interessate.

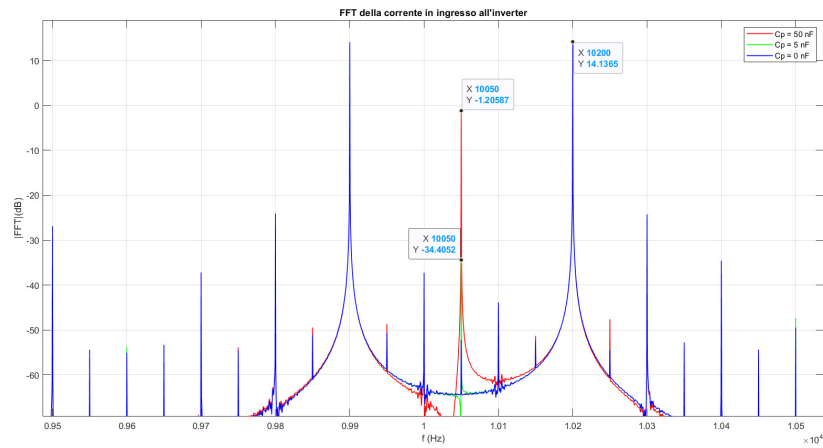


Figura 4.15: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: primo gruppo di armoniche (valori di capacità parassita tra centro stella del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)

Gli effetti che la capacità parassita causa nello spettro armonico della corrente in ingresso all'inverter restano comunque poco significativi. Infatti, come è possibile notare dalla 4.16 le armoniche amplificate sono poche e di ampiezza limitata.

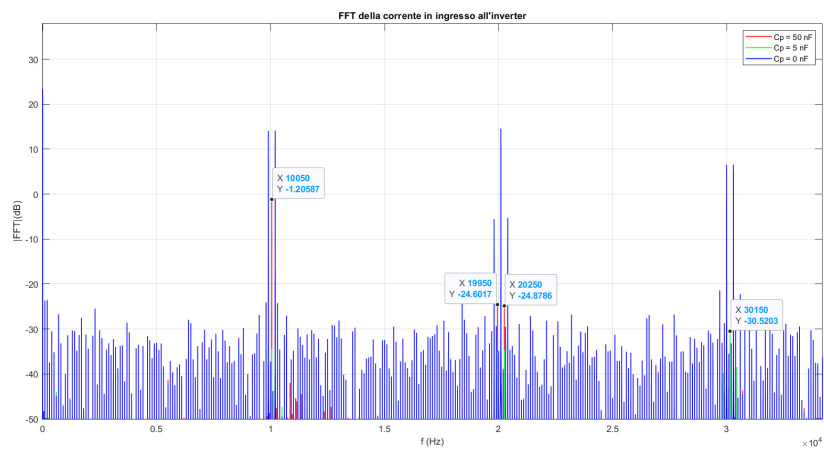


Figura 4.16: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (valori di capacità parassita tra centro stella del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)

Capitolo 5

Filtro EMI

L'alimentazione in corrente continua U_{dc} del sistema inverter-motore, nei casi reali, alimenta anche altre apparecchiature sensibili, oltre al sistema in questione. Questi dispositivi connessi alla rete devono essere protetti dalle emissioni di EMI (*ElectroMagnetic Interference*) generate principalmente dalle commutazioni continue degli *switch* dell'inverter. Per limitarle, la normativa *CEI EN IEC 61800-3* obbliga l'utilizzo di filtri da porre in ingresso al sistema in esame, con l'obiettivo di diminuire le riflessioni sulla linea d'alimentazione.

In questa tesi, però, dato che l'attenzione è posta sul sistema inverter-motore piuttosto che sulla parte di alimentazione dello stesso, verrà considerata una particolare configurazione di filtro EMI trifase passivo adatta all'essere inserita tra inverter e carico. La famiglia dei filtri EMI è, infatti, molto ampia, comprendendo al suo interno filtri con numero di fasi differenti e zone d'installazione diverse. I filtri EMI possono essere sia passivi che attivi, possono essere in grado di filtrare tutti i tipi di interferenze elettromagnetiche o solo alcune tipologie di esse¹.

5.1 Struttura del Filtro

Per quanto riguarda il filtraggio in ingresso al sistema è presente una norma chiara e dettagliata; per il filtro da inserire tra inverter e motore, invece, la situazione non è ben definita. Come spiegato in [5], l'inserimento di un DMF (*Differential-Mode output Filter*) ai morsetti d'uscita dell'inverter permette di migliorare molto la qualità della corrente fornita al motore. Ciò risulta essere fondamentale in termini di efficienza, in quanto una bassa qualità della corrente (ovvero poco sinusoidale, con un andamento molto rumoroso) riduce la quantità di potenza meccanica che può essere generata (gran parte dell'energia viene dispersa causando fenomeni di surriscaldamento, vibrazioni, ecc.).

¹ad esempio, solo interferenze elettromagnetiche di modo differenziale o solo di modo comune

Un altro vantaggio dell'impiego dei DMF è quello che tali filtri permettono di eliminare sia le sovratensioni ai terminali del motore sia di ridurre i problemi di riflessione che si riscontrano nel caso di conduttori lunghi tra inverter e motore. Il problema che limita l'impiego solo di DMF come elementi filtranti è l'incapacità di questi nel risolvere il problema delle emissioni EMI di modo comune, le quali possono intaccare affidabilità e durata di vita del motore. Per risolvere questo problema, risulta quindi necessaria l'introduzione di un CMF (*Common-Mode output Filter*).

Come segnalato sempre in [5], un CMF è in grado di diminuire le emissioni di interferenze elettromagnetiche di modo comune non solo verso il motore, ma anche, come conseguenza, a livello di alimentazione dell'inverter. Questo perché il conduttore di massa è lo stesso sia per il lato di ingresso che per quello di uscita dell'inverter; dunque, le emissioni EMI generate in uscita all'inverter vengono anche riportate verso l'alimentazione. Bisogna, dunque, utilizzare un FSF (*Full Sine-wave output Filter*), ovvero un filtro che combina i vantaggi dei DMF e dei CMF, garantendo quindi un miglioramento nella qualità della corrente fornita al motore, unitamente alla diminuzione delle emissioni EMI nella rete.

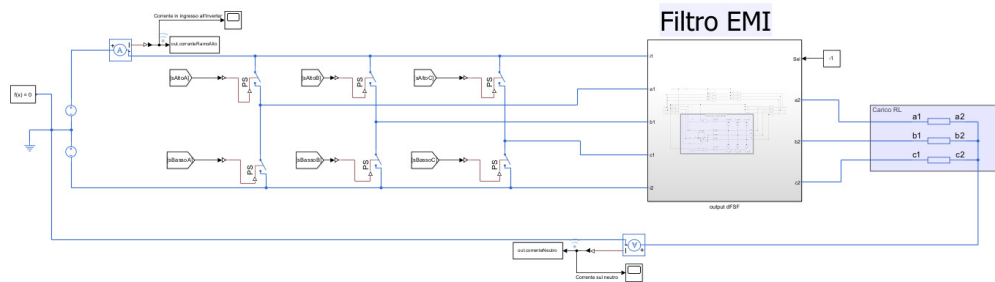


Figura 5.1: Inserimento del filtro nel modello del sistema inverter-motore

5.2 Progettazione del filtro

Prendendo come riferimento [5] si decide di implementare uno dei FSF passivi proposti, adattato alle caratteristiche del sistema oggetto di studio di questa tesi. Il filtro implementato tra inverter e motore è quello in 5.2.

Una volta effettuati i vari collegamenti, è necessario ricavare i valori dei seguenti componenti: $L_{m,CM}$, $C_{m,CM}$, ovvero induttanze e capacità di modo comune, e $L_{m,DM}$ e $C_{m,DM}$, ovvero induttanze e capacità di modo differenziale.

Le formule consigliate per la progettazione del filtro da [5] sono:

$$L_{m,DM} \geq \frac{U_{dc}}{8I_{ripple}f_{portante}}, \quad C_{m,DM} \geq \frac{U_{dc}}{64U_{ripple}f_{portante}^2L_{m,DM}}.$$

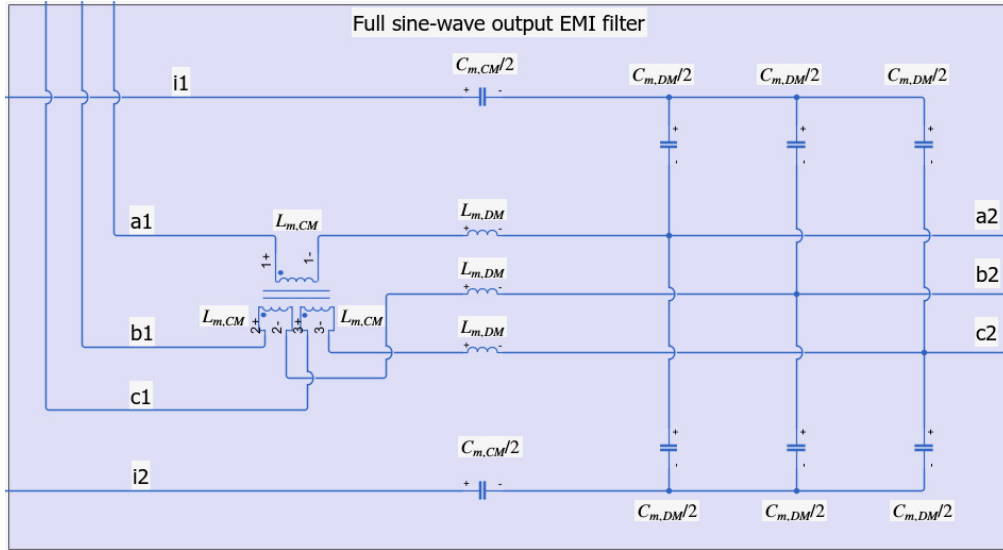


Figura 5.2: Implementazione del filtro, posto tra inverter e motore, in Simulink

È necessario, però, decidere i valori massimi di: ripple di corrente negli induttori di modo differenziale e ripple di tensione nei condensatori di modo differenziale. Dai risultati di alcune simulazioni svolte sul sistema in esame, si considera buono un valore di ripple di corrente di 0.44 A (pari a circa il 2% del valore di picco della corrente di fase fornita al motore). Per il ripple di tensione si considera accettabile un valore di 9.5 V (pari al 2.5% della tensione di alimentazione del sistema).

Con questi valori scelti, si ottengono: $L_{m,DM} = 10.74 \text{ mH}$, $C_{m,DM} = 576 \text{ nF}$. I valori di induttanza e capacità dei componenti di modo comune possono essere ottenuti moltiplicando e dividendo per 100 rispettivamente i valori dei componenti di modo differenziale, ottenendo quindi: $L_{m,CM} = 1.074 \text{ H}$, $C_{m,CM} = 5.76 \text{ nF}$.

Viene scelto un valore elevato di $L_{m,CM}$ per ottenere un'induttanza di modo comune con bassa dispersione². Il dimensionamento di $C_{m,CM}$ invece, è stato fatto imponendo una frequenza di risonanza del filtro³ di modo comune uguale a quella del filtro di modo differenziale. Questa scelta permette di avere comportamento simile dei due filtri alla stessa frequenza del disturbo, indipendentemente dal fatto che questo sia di modo comune o differenziale.

²In generale, un induttanza di modo comune di dimensioni maggiori permette una minore induttanza di dispersione percentuale, come è possibile ricavare da [6].

³La frequenza di risonanza può essere calcolata come: $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}}$

5.3 Analisi dei risultati

Dopo l'implementazione in Simulink del filtro, bisogna eseguire delle simulazioni per verificare che effettivamente il filtro migliori il contenuto armonico delle correnti circolanti. Partendo dall'analisi nel dominio del tempo, la 5.3 mostra l'andamento della corrente in ingresso all'inverter. Si può notare un'attenuazione del segnale nel caso in cui si ha il filtro inserito e funzionante. Questo avviene perché l'azione filtrante sulla componente di modo comune del segnale riduce il disturbo proveniente dal neutro ed entrante nell'alimentazione dell'inverter, come segnalato in 5.2. Sempre dalla 5.3 si osserva che la corrente è caratterizzata da un valore di picco positivo di 14.5 A circa (a fronte dei 22 A circa, in assenza di filtro). Inoltre la corrente assume anche dei valori negativi, con una certa periodicità.

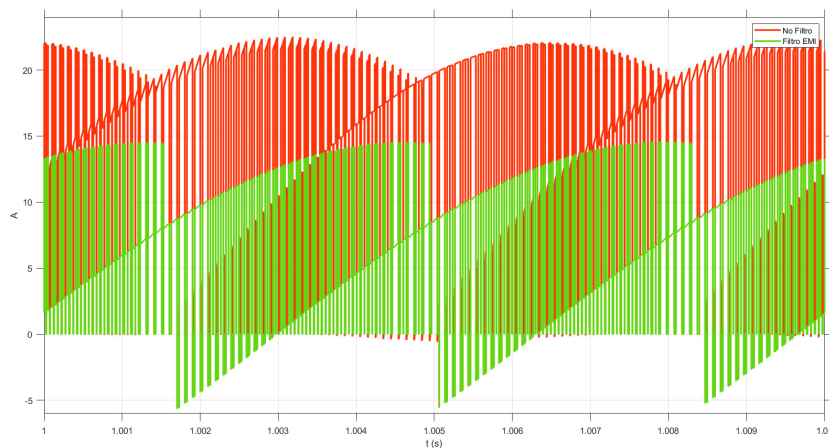


Figura 5.3: Andamento temporale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore

Dalla 5.4, che riporta l'andamento spettrale della corrente in ingresso all'inverter, è possibile notare che la presenza del filtro EMI causa un'attenuazione in tutto lo spettro armonico del segnale. Questo trova riscontro a livello temporale con quanto osservato precedentemente, notando l'ampiezza ridotta della corrente in 5.3.

Soffermandosi sulla corrente che scorre nel cavo di neutro, si nota che la situazione è ben diversa. Infatti, la 5.5 e la 5.6 ne riportano l'andamento temporale. Colpisce subito l'occhio la grande attenuazione causata dal filtro, che porta la corrente a raggiungere valori dell'ordine dei mA . Si noti che questa continua ad avere un andamento rumoroso, in quanto la presenza o meno del filtro non modifica la forma d'onda. Per quanto riguarda il valore medio, passa da essere 0 A (senza filtro) a circa 2.5 mA (con filtro).

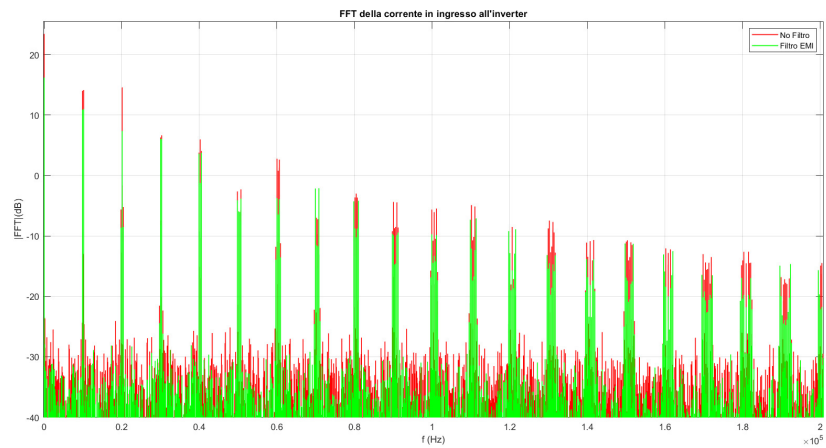


Figura 5.4: Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore

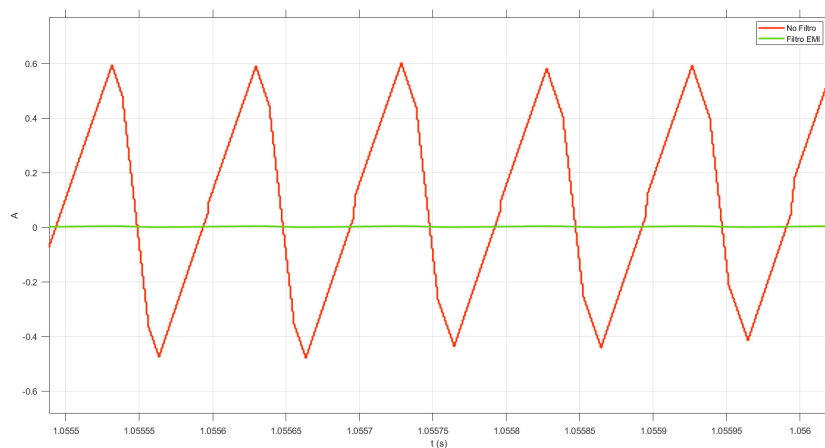


Figura 5.5: Andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro

Dopo aver analizzato questi andamenti temporali, ciò che ci si aspetta di trovare nel profilo spettrale della corrente sul neutro è una forte attenuazione delle armoniche nel caso di simulazione svolta con filtro inserito. La 5.7 dà ragione a quanto ipotizzato. Le linee verdi (caso con filtro) sono visibili solo ad alcune basse frequenze; già a partire da circa 5 kHz , la loro ampiezza scende sotto i -100 dB . Ovviamente, rimangono ancora visibili alcuni picchi associati ai vari gruppi armonici, ma questi sono comunque molto ridotti. La tabella 5.1 raccoglie i valori di ampiezza delle linee spettrali ad alcune frequenze.

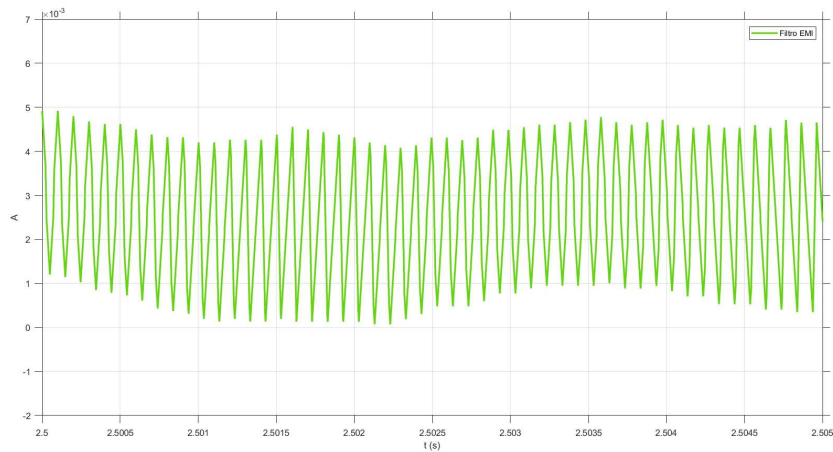


Figura 5.6: Zoom dell'andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro

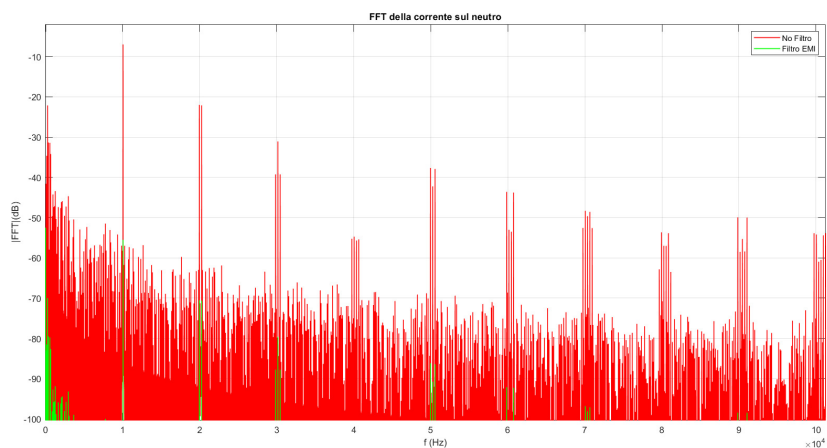


Figura 5.7: Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro

Si può, dunque, concludere che il filtro risulta estremamente efficace nell'attenuazione dei disturbi sul neutro già a basse frequenze. Detto ciò il filtro implementato non risulta particolarmente vantaggioso per la riduzione del disturbo sulle correnti in ingresso all'inverter, che però almeno risultano attenuate in ampiezza. Nel caso in cui l'obiettivo sia quello di migliorare il contenuto armonico della corrente in ingresso all'inverter (e, dunque, in uscita all'alimentazione) è necessario utilizzare altri tipi di filtri in sostituzione o in unione a quello qui realizzato. Si potrebbe, ad esempio, utilizzare una rete filtrante in ingresso al

Frequenza (kHz)	FFT (dB)	
	Assenza di filtro	Filtro presente
0	-52.39	-52.5
0.25	-22.13	-69.97
10.05	-6.98	-55.49
19.95	-22	-70.52

Tabella 5.1: Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente sul cavo neutro

sistema inverter-motore, a valle dell'alimentazione.

Conclusioni

In questa tesi sono stati affrontati gli effetti provocati da alcune non idealità dei componenti sulle correnti assorbite da un sistema inverter-motore. Tramite simulazioni, svolte in ambiente MATLAB/Simulink su un modello generale del sistema in questione, è stato possibile ottenere grafici utili a capire gli andamenti delle correnti che scorrono nel circuito. Si è cercato di comprenderne il complesso profilo armonico, che risulta fortemente alterato dal fatto che inverter e motore sono costituiti da componenti elettronici non-lineari, motivando le cause che generano alcuni andamenti spettrali nelle correnti d'interesse.

Successivamente sono state analizzate le influenze delle non-idealità degli elementi presenti nel circuito sui profili in frequenza delle correnti. Si è partiti dall'inverter, rendendolo meno ideale modellando gli *switch* come delle resistenze non nulle quando sono chiusi e introducendo un nuovo componente, il condensatore di livellamento, "carico" delle sue non-idealità (ESR, ESL). È stata studiata l'influenza introdotta dal cambiamento della tecnica di modulazione (sottooscillazione sinusoidale, sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica e modulazione uniforme). Si è passati poi a considerare il carico collegato (in questo caso, il motore), guardando gli effetti dovuti allo sbilanciamento delle fasi e quelli dovuti all'introduzione nell'analisi di elementi capacitivi parassiti posti sia tra centro stella e massa sia tra una fase del motore e massa.

Si è capito che le tante non-idealità del sistema introdotte (assenti nel modello di riferimento, ma presenti nella realtà) peggiorano il contenuto armonico delle correnti assorbite dal circuito, con effetti che incidono sia sui componenti (aumento del surriscaldamento, vibrazioni, ecc.), che sulla rete elettrica (immissione di radiazioni elettromagnetiche, abbassamento dell'efficienza energetica, ecc.). È stato notato che alcuni effetti parassiti sono particolarmente critici e necessitano di essere valutati con attenzione, mentre altri sono poco rilevanti dal punto di vista del cambiamento introdotto ai profili armonici e, quindi, possono, almeno in simulazione, essere ignorati.

Infine è stato proposto l'utilizzo di un filtro EMI, come circuito di supporto al sistema inverter-motore e progettato in modo tale da diminuire la dispersione di armoniche nella rete. L'analisi sul sistema inverter-filtro-motore ha dimostrato due aspetti: l'introduzione del filtro migliora di molto lo spettro della corrente circolante sul neutro, ma, allo stesso tempo, si nota anche la sua debole efficacia

nel ridurre le armoniche sulle correnti in ingresso e uscita all'inverter. C'è da dire, però, che è stata analizzata solamente una tipologia di filtro e che, in realtà, la famiglia dei filtri EMI è molto ampia e varia, dunque si potrebbe giungere a conclusioni differenti considerando altre configurazioni.

Il lavoro svolto resta volutamente di carattere generale, per fornire un quadro globale degli effetti su cui focalizzarsi quando si effettua un'analisi del contenuto armonico delle correnti. Questa tesi punta ad essere un punto di partenza per l'analisi di sistemi inverter-motore specifici, in cui sono noti la tipologia del motore e le caratteristiche dell'inverter.

Appendice A

Script MATLAB per ottenere i grafici degli andamenti spettrali:

```
clear all
close all
%% Impostazione dei parametri per la simulazione
% Periodo di Campionamento
Ts = 1e-6; % (s)
% Frequenze dei segnali per la modulazione PWM
freqPortante = 10.05e3; % (Hz) P=201 -> Interio,
    Dispari, Multiplo di 3, >100
freqModulante = 50; % (Hz)
%% Avvio della simulazione del modello Simulink
sim('newMainSimulink.slx');
%% FFT delle correnti ai capi d'ingresso dell'inverter
% Salvataggio dei campioni di corrente in ingresso all'
    inverter
% Si eliminano i primi 1500000 campioni per ignorare i
    fenomeni del
    % transitorio iniziale
corrente_RamoAlto = ans.correnteRamoAlto.Data
    (1500000:end);
% Valutazione della FFT dei segnali
n = length(corrente_RamoAlto); % Numero di
    Campioni
fs = 1/Ts; % (Sample/s)
    Frequenza di Campionamento
f = fs/n*(0:n/2); % Vettore di
    Frequenze
% Calcolo della trasformata di Fourier
% della corrente in ingresso all'inverter
Y = fft(corrente_RamoAlto);
% Processamento segnale per ottenere una trasformata di
    Fourier unilatera
```

```
P2          = abs(Y/n);          % A causa del fattore
di scala "n" tra segnale originale e trasformato
P1          = P2(1:n/2+1);      % Gli altri campioni
sono una replica in frequenza di quelli selezionati
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);    % Moltiplico lo spettro
per 2
% Impostazioni della figura
figure
plot(f, 20*log10(P1), "LineWidth", 1);
grid on
title("FFT della corrente in ingresso all'inverter")
xlabel("f (Hz)")
ylabel("|FFT|(dB)")
%% FFT della corrente presente sul neutro
% Salvataggio dei campioni di corrente
% Si eliminano i primi 1500000 campioni per ignorare
fenomeni del
% transitorio iniziale
corrente_Neutro = ans.correnteNeutro.Data(1500000:end);
% Calcolo della trasformata di Fourier
% della corrente nel cavo neutro
Y = fft(corrente_Neutro);
% Processamento segnale per ottenere una trasformata di
Fourier unilatera
P2          = abs(Y/n);          % A causa del fattore
di scala "n" tra segnale originale e trasformato
P1          = P2(1:n/2+1);      % Gli altri campioni
sono una replica in frequenza di quelli selezionati
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);    % Moltiplico lo spettro
per 2
% Impostazioni della figura
hold on
figure
plot(f, 20*log10(P1), "LineWidth", 1)
grid on
title("FFT della corrente sul neutro")
xlabel("f (Hz)")
ylabel("|FFT|(dB)")
```

Bibliografia

- [1] M. E. Valcher, “Cenni sulla serie di fourier.” Note per le lezioni del corso di Controlli Automatici, <https://www.dei.unipd.it/~meme/Fourier>.
- [2] R. Antonello, “Appunti del corso controlli automatici,” 2024. Appunti presi durante le lezioni del Prof. Riccardo Antonello, Università degli Studi di Padova, A.A. 2023/2024.
- [3] M. Zigliotto, “Dispense del corso macchine e azionamenti elettrici,” 2024. Dispense del Prof. Mauro Zigliotto, Università degli Studi di Padova, A.A. 2024/2025.
- [4] M. Bertocco and A. Sona, “Introduzione alle misure elettroniche.” Lulu, 2010. Ed. Febbraio 2010 - rev. 2, Disponibile su www.lulu.com.
- [5] M. Antivachis, P. S. Niklaus, D. Bortis, and J. W. Kolar, “Input/output emi filter design for three-phase ultra-high speed motor drive gan inverter stage,” *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 6, no. 1, pp. 74–92, 2021.
- [6] M. L. Heldwein and L. Dalessandro, “The three-phase common-mode inductor: Modeling and design issues,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 3264–3274, 08 2011.

Elenco delle tabelle

2.1	Ampiezza armoniche del primo gruppo (corrente in ingresso al sistema inverter-motore)	20
2.2	Ampiezza armoniche del secondo gruppo (corrente in ingresso al sistema inverter-motore)	20
3.1	Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in uscita dall'alimentazione	28
3.2	Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in uscita dall'alimentazione	29
3.3	Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in uscita dall'alimentazione ($ESL = 1 fH / 10 nH / 50 nH$)	31
3.4	Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in uscita dall'alimentazione ($ESL = 1 fH / 500 nH / 1 \mu H$)	35
3.5	Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in uscita dall'alimentazione ($C = 1 fF / 200 \mu F / 500 \mu F$)	39
3.6	Percentuale di attenuazione media del modulo delle linee spettrali al variare della resistenza degli <i>switch</i> , rispetto allo spettro di riferimento associato ad $R = 1 p\Omega$	43
3.7	Percentuale di attenuazione media del modulo delle linee spettrali al variare della resistenza degli <i>switch</i> , rispetto allo spettro di riferimento associato ad $R = 1 p\Omega$	44
3.8	Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in ingresso all'inverter nelle diverse tecniche di modulazione	49
4.1	Valori di resistenza e induttanza delle fasi del carico	54
4.2	Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in ingresso all'inverter (squilibrio dovuto a 1 fase); evidenziate le frequenze in cui si ha maggiore differenza tra le linee spettrali	57
4.3	Valori di resistenza e induttanza delle fasi del carico	58
4.4	Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente in ingresso all'inverter (squilibrio dovuto a 2 fasi); evidenziate le frequenze in cui si ha maggiore differenza tra le linee spettrali	61

5.1	Ampiezza di alcune linee spettrali della FFT della corrente sul cavo neutro	73
-----	---	----

Elenco delle figure

1	Schema del sistema in esame; riquadrata la porzione di circuito oggetto di studio di questa tesi	IV
1.1	Tensione di fase prodotta dall'inverter con tecnica di modulazione a sottooscillazione sinusoidale	5
1.2	Funzione modulante nel caso di tecnica di modulazione a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica	6
1.3	Tensione di fase prodotta dall'inverter con tecnica di modulazione a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica	7
1.4	Tensione di fase prodotta dall'inverter con tecnica di modulazione uniforme	8
2.1	Modello implementato in MATLAB/Simulink	12
2.2	Implementazione in Simulink della modulazione a sottooscillazione sinusoidale	12
2.3	Uscita della sezione di comparazione dell'algorithmo di modulazione	14
2.4	Correnti nel tratto tra inverter e carico	15
2.5	Andamento temporale della corrente in ingresso all'inverter	17
2.6	Zoom dell'andamento temporale della corrente in ingresso all'inverter	17
2.7	Andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro	18
2.8	Zoom dell'andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro	18
2.9	Andamento spettrale della corrente in ingresso all'inverter	19
2.10	Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro	19
3.1	Andamento temporale della corrente in ingresso all'inverter	23
3.2	Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso all'inverter	23
3.3	Andamento temporale della corrente sul cavo neutro	24
3.4	Zoom dell'andamento spettrale della corrente sul cavo neutro: armonica a 10050 Hz (frequenza della portante)	24
3.5	Zoom dell'andamento spettrale della corrente sul cavo neutro: gruppo di armoniche centrate a 10050 Hz . Da notare: grande differenza tra le curve a 9750 Hz e 10350 Hz	25

3.6	Il condensatore di livellamento posto in parallelo all'alimentazione (generatori di tensione "reali") e ai rami dell'inverter	25
3.7	Andamento temporale della corrente in uscita dall'alimentazione	26
3.8	Andamento temporale della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore	26
3.9	Andamento spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione. È possibile notare l'attenuazione maggiore delle linee spettrali all'aumentare della frequenza e al diminuire del valore di ESR . .	27
3.10	Zoom del tratto di circuito che collega alimentazione-condensatore-inverter	28
3.11	Andamento temporale della corrente in uscita dall'alimentazione (ESL = 1 fH / 10 nH / 50 nH)	30
3.12	Andamento temporale della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore (ESL = 1 fH / 10 nH / 50 nH)	30
3.13	Andamento spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione (ESL = 1 fH / 10 nH / 50 nH): frequenze da 0 Hz a 80 kHz . .	31
3.14	Andamento spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione (ESL = 1 fH / 10 nH / 50 nH): frequenze da 70 kHz a 150 kHz	32
3.15	Andamento temporale della corrente in uscita dall'alimentazione (ESL = 1 fH / 500 nH / 1 μH)	33
3.16	Andamento temporale della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore (ESL = 1 fH / 500 nH / 1 μH)	34
3.17	Andamento spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione (ESL = 1 fH / 500 nH / 1 μH)	34
3.18	Zoom dell'andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro: terza armonica (150 Hz) (ESL = 1 fH / 500 nH / 1 μH)	35
3.19	Andamento temporale della corrente in uscita dall'alimentazione (C = 1 fF / 200 μF / 500 μF)	36
3.20	Andamento temporale della corrente assorbita dal ramo contenente il condensatore (C = 1 fF / 200 μF / 500 μF)	37
3.21	Andamento temporale della corrente sul cavo di neutro (C = 1 fF / 200 μF / 500 μF)	37
3.22	Andamento spettrale della corrente in uscita dall'alimentazione (C = 1 fF / 200 μF / 500 μF)	38
3.23	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (valori di resistenza: 1 pΩ, 50 mΩ, 100 mΩ)	40
3.24	Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: linee spettrali a 20.1 kHz (valori di resistenza: 1 pΩ, 50 mΩ, 100 mΩ)	41
3.25	Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: linee spettrali a 20.1 kHz (valori di resistenza: 1 pΩ, 200 mΩ, 500 mΩ)	41

3.26	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (valori di resistenza: $1 p\Omega$, 1Ω , 2Ω)	42
3.27	Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: linee spettrali a $20.1 kHz$ (valori di resistenza: $1 p\Omega$, 1Ω , 2Ω)	42
3.28	Percentuali di riduzione dell'ampiezza delle linee spettrali ottenute nel caso di $R = 50 m\Omega$, rispetto all'ampiezza dello spettro di riferimento	43
3.29	Implementazione Simulink della modulazione a sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica	45
3.30	Implementazione Simulink della modulazione uniforme	46
3.31	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore nel caso di sottooscillazione sinusoidale	47
3.32	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore nel caso di sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica	48
3.33	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore nel caso di modulazione uniforme	48
3.34	Confronto tra gli andamenti spettrali della corrente in ingresso al sistema inverter-motore al variare della tecnica di modulazione	49
3.35	Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro nel caso di sottooscillazione sinusoidale	50
3.36	Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro nel caso di sottooscillazione sinusoidale con iniezione di terza armonica	51
3.37	Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro nel caso di modulazione uniforme	51
3.38	Confronto tra gli andamenti spettrali della corrente che scorre sul cavo neutro al variare della tecnica di modulazione	52
4.1	Andamento temporale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: differenza tra le fasi del 20% (squilibrio dovuto a 1 fase)	55
4.2	Andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro (squilibrio dovuto a 1 fase)	55
4.3	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (squilibrio dovuto a 1 fase)	56
4.4	Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: armonica fondamentale (squilibrio dovuto a 1 fase)	56
4.5	Zoom dell'andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro: armonica fondamentale (squilibrio dovuto a 1 fase)	57
4.6	Andamento temporale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: differenza tra le fasi del 20% (squilibrio dovuto a 2 fasi)	58

4.7	Andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro (squilibrio dovuto a 2 fasi)	59
4.8	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (squilibrio dovuto a 2 fasi)	60
4.9	Zoom dell'andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: armonica fondamentale (squilibrio dovuto a 2 fasi)	60
4.10	Zoom dell'andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro: armonica fondamentale (squilibrio dovuto a 2 fasi)	61
4.11	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: primo gruppo di armoniche (valori di capacità parassita tra una fase del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)	62
4.12	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (valori di capacità parassita tra una fase del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)	63
4.13	Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo di massa (valori di capacità parassita tra una fase del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)	64
4.14	Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo di massa (valori di capacità parassita tra centro stella del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)	64
4.15	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore: primo gruppo di armoniche (valori di capacità parassita tra centro stella del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)	65
4.16	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore (valori di capacità parassita tra centro stella del motore e massa: 0 nF , 5 nF , 50 nF)	66
5.1	Inserimento del filtro nel modello del sistema inverter-motore . .	68
5.2	Implementazione del filtro, posto tra inverter e motore, in Simulink	69
5.3	Andamento temporale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore	70
5.4	Andamento spettrale della corrente in ingresso al sistema inverter-motore	71
5.5	Andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro .	71
5.6	Zoom dell'andamento temporale della corrente che scorre sul cavo neutro	72
5.7	Andamento spettrale della corrente che scorre sul cavo neutro . .	72