



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
FIRENZE

Facoltà di Ingegneria

---

Corso di Laurea Triennale in

INGEGNERIA ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

Percorso: Progettazione Elettronica

Tesi di Laurea

**Tecniche di modellizzazione del  
rumore per problemi di compatibilità  
elettromagnetica in ambienti  
industriali con azionamenti a velocità  
variabile**

---

**Electromagnetic compatibility modeling techniques of  
industrial environments with adjustable speed drives**

Relatore:  
Prof. GIUSEPPE PELOSI  
Ing. LAURENT NTIBARIKURE

Laureando:  
EDOARDO TOPINI

---

Anno Accademico 2011 - 2012

A tutta la mia famiglia e Lucia che mi  
hanno sempre sostenuto e incoraggiato.

---

“It is not knowledge, but the act of  
learning, not possession but the act of  
getting there, which grants the greatest  
enjoyment“

*Carl Friederich Gauss*

---

# Sommario

L'impiego di motori elettrici di potenze elevate ed a velocità variabili presenta notevoli criticità nel progetto degli impianti industriali. Al fine di migliorare l'efficienza di funzionamento del sistema, ossia, nell'ambito del presente studio, il trasformatore di rete, il controllore di tensione frequenza o VFD (*Variable Frequency Drive*), i cavi ed il motore elettrico, i semiconduttori utilizzati funzionano a delle frequenze sempre più elevate che influenzano la generazione di disturbi elettromagnetici o, più comunemente, interferenza elettromagnetica o EMI (*ElectroMagnetic Interference*) sia condotta che radiata.

Per effetto dell'accoppiamento elettromagnetico del disturbo, si possono presentare malfunzionamenti o vere e proprie avarie sia nel sistema di controllo che nell'eventuale elettronica di segnalazione circostante al sistema. Garantire il corretto funzionamento di apparati a bassa potenza integrati all'impianto o circostanti quali sono i sistemi di comunicazione e di telecontrollo, richiede quindi un'attenta analisi del problema da un punto di vista elettromagnetico.

Al fine di studiare e prevedere i disturbi elettromagnetici è conveniente utilizzare un modello matematico tale da rappresentare e quantificare adeguatamente a priori i risultati sperimentali del suddetto fenomeno. In tale ottica l'obiettivo principale di questo lavoro è la costruzione di un modello che rappresenti il sistema con azionamenti a velocità variabile per predire emissioni e garantire una compatibilità elettromagnetica o EMC (*ElectroMagnetic Compatibility*) senza dover effettuare misure.

L'approccio scelto è basato su un'implementazione di un modello circuitale in Simulink<sup>®</sup> dei vari componenti del sistema dopo aver effettuato l'estrazione dei parametri necessari attraverso un simulatore FEM (*Finite Element Method*), quale COMSOL<sup>®</sup>Multiphysics, per osservare i risultati ottenuti nel dominio del tempo e nel dominio della frequenza attraverso FFT (*Fast Fourier Transform*).

La tesi è strutturata nel modo seguente:

- Nel Capitolo 1 si affronta il concetto di compatibilità elettromagnetica e le problematiche derivanti dai disturbi di tipo elettromagnetico;
- Nel Capitolo 2 viene illustrato il principio di funzionamento dei vari componenti di un sistema con azionamento a velocità variabile;
- Nel Capitolo 3 si offre un'ampia descrizione delle principali fonti di rumore nei VFD;
- Nel Capitolo 4, si motiva e si presenta la tecnica di modellizzazione scelta ponendo particolare attenzione al complesso VFD-cavi-motore; si mostra i risultati acquisiti per un generico modello scelto e si comparano con quelli presenti in letteratura.

# Indice

<b>Sommario</b>	<b>i</b>
<b>1 Introduzione alla compatibilità elettromagnetica</b>	<b>1</b>
1.1 Aspetti fondamentali . . . . .	1
1.2 Percorsi di accoppiamento . . . . .	5
1.2.1 Accoppiamento capacitivo . . . . .	6
1.2.2 Accoppiamento induttivo . . . . .	9
1.2.3 Accoppiamento condotto . . . . .	12
<b>2 Sistemi con azionamenti a velocità variabile</b>	<b>16</b>
2.1 Vantaggi dei VFD . . . . .	16
2.2 Dispositivi elettronici di potenza . . . . .	17
2.3 Descrizione del sistema . . . . .	18
2.3.1 Alimentazione e trasformatore . . . . .	18
2.3.2 Raddrizzatore e filtro . . . . .	19
2.3.3 Inverter . . . . .	21
2.3.4 Motore asincrono . . . . .	24
2.3.5 Influenza dei cavi sulle tensioni di pilotaggio del motore . . . . .	27
<b>3 Emissioni nei moderni controllori PWM</b>	<b>30</b>
3.1 Standard EMC per azionamenti a velocità variabile . . . . .	30
3.2 Generazione di EMI . . . . .	33

3.2.1	Generazione della corrente di modo comune . . . . .	33
3.2.2	Percorso della corrente di modo comune . . . . .	36
3.2.3	Tensione di modo comune come sorgente EMI . . . . .	37
3.2.4	Caratteristiche in frequenza della tensione di modo comune e differenziale . . . . .	39
3.3	Percorsi di accoppiamento EMI . . . . .	40
3.3.1	Accoppiamento capacitivo tra linee di potenza e linee di segnale	41
3.3.2	Corrente di modo comune condotta nella terra . . . . .	42
3.3.3	Corrente di modo comune condotta nella terra per linee di segnali schermate . . . . .	45
3.3.4	Accoppiamento induttivo tra linee di potenza e linee di segnale	47
3.3.5	Corrente di modo comune ed emissioni radiate . . . . .	48
<b>4</b>	<b>Modellizzazione del sistema per problemi EMI</b>	<b>49</b>
4.1	Modellizzazione del sistema di azionamento . . . . .	50
4.1.1	Modellizzazione del trafo di alimentazione e del trasformatore	51
4.1.2	Modellizzazione del VFD . . . . .	51
4.1.3	Misurazione forme d'onda del VFD . . . . .	52
4.2	Modellizzazione dei cavi . . . . .	53
4.2.1	Rappresentazione fisica del cavo . . . . .	54
4.2.2	Modello a parametri RLC per un cavo trifase . . . . .	55
4.2.3	Estrazione delle capacità . . . . .	56
4.2.4	Estrazione delle induttanze . . . . .	59
4.2.5	Implementazione computazionale dei parametri . . . . .	65
4.3	Modellizzazione del motore . . . . .	66
4.3.1	Modello del motore asincrono per alte frequenze . . . . .	67
4.3.2	Rappresentazione fisica del motore . . . . .	69
4.3.3	Estrazione delle capacità tra cava statorica e carcassa $C_{sf}$ e capacità totale $C_{sf-0}$ del motore . . . . .	70
4.4	Simulazione e risultati ottenuti . . . . .	71

4.4.1	Misura della tensione di modo differenziale . . . . .	72
4.4.2	Misura della tensione di modo comune . . . . .	72
4.4.3	Misura della corrente di modo comune . . . . .	74
4.4.4	Confronto della corrente di modo comune in configurazioni differenti . . . . .	79
<b>5</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>83</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>85</b>
	<b>Ringraziamenti</b>	<b>88</b>

# Capitolo 1

## Introduzione alla compatibilità elettromagnetica

### 1.1 Aspetti fondamentali

La compatibilità elettromagnetica [1] o EMC (*ElectroMagnetic Compatibility*) è la disciplina che studia l'attitudine di un apparecchio o sistema elettrico o elettronico a funzionare in modo soddisfacente nel suo ambiente elettromagnetico senza introdurre disturbi elettromagnetici intollerabili per tutto quanto presente in detto ambiente.

L'ambiente elettromagnetico è l'intero spazio circostante agli apparati elettrici/elettronici, ma può variare a seconda della tipologia di disturbo elettromagnetico che può essere suddiviso in:

- Disturbi naturali, quali le scariche atmosferiche ad ampio contenuto spettrale;
- Disturbi dovuti all'uomo, come le emissioni elettromagnetiche dovute ad esempio a dispositivi semiconduttori utilizzati a frequenze elevate, sistemi digitali quali microprocessori o trasmettitori radiomobili.



Un sistema elettrico o elettronico si definisce elettromagneticamente compatibile se è non causa di interferenza verso altri sistemi (interferenza intrasistemi) o se stesso (interferenza intrasistema) e non è suscettibile (è immune) alle emissioni elettromagnetiche di altri sistemi. Le norme in ambito di compatibilità elettromagnetica definiscono, quindi, due concetti fondamentali: l'emissione o disturbo elettromagnetico e la suscettibilità.

L' emissione o disturbo elettromagnetico indica un segnale la cui propagazione può portare a nuocere al corretto funzionamento di un dispositivo nelle vicinanze dell'apparecchio che li ha generati e deve essere mantenuta ad un livello inferiore a quello che provocherebbe un degrado inaccettabile delle prestazioni delle apparecchiature che funzionano in tale ambiente.

La suscettibilità elettromagnetica indica la tendenza di un dispositivo, in risposta a una causa esterna, a non lavorare in condizioni di normale funzionamento. Tutte le apparecchiature che funzionano nell'ambiente elettromagnetico devono avere immunità sufficiente rispetto a tutti i livelli di disturbo presenti nel loro ambiente, come mostrato in Figura 1.1.

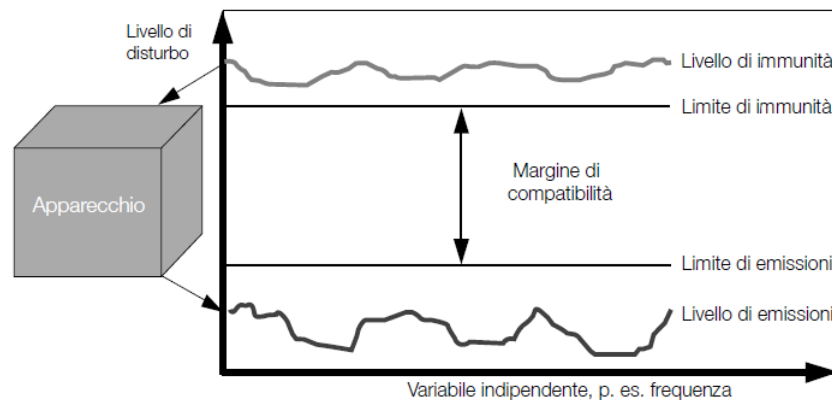


Figura 1.1: Livello di disturbo e limiti di emissione e suscettibilità per la compatibilità elettromagnetica

L'interferenza elettromagnetica o EMI (*ElectroMagnetic Interference*), può de-

finirsi come quella causa che porta un apparato nello stato in cui non è più in grado di svolgere, sia temporaneamente che definitivamente, quelle attività per le quali è stato concepito.

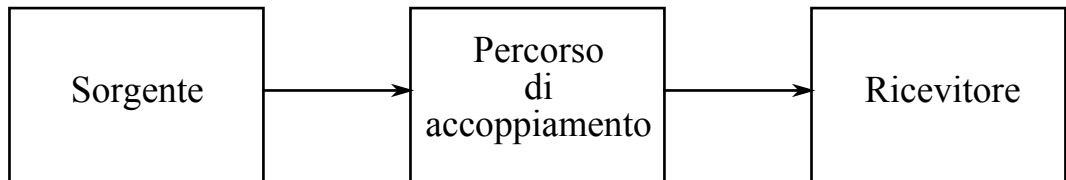


Figura 1.2: Schema fondamentale del problema dell'accoppiamento

Come già sottolineato, la compatibilità elettromagnetica è connessa alla produzione, trasmissione e ricezione di energia elettromagnetica. La Figura 1.2 mostra i tre aspetti che costituiscono la struttura basilare di ciascun progetto rivolto alla compatibilità elettromagnetica: una sorgente (detta anche emettitore) genera un segnale che, mediante un dispositivo di trasferimento oppure un percorso di accoppiamento, viene trasmesso a un dispositivo ricevitore o “vittima”.

A seconda del livello dei segnali generati dalla sorgente e dall'efficienza del percorso di accoppiamento, i segnali che pervengono al ricevitore possono o meno interferire col ricevitore, compromettendone il corretto funzionamento.

Vi sono quindi tre possibili soluzioni per prevenire i fenomeni di interferenza:

1. Ridurre o sopprimere l'emissione alla sorgente;
2. Rendere il fenomeno di accoppiamento il meno efficiente possibile;
3. Rendere il ricevitore meno suscettibile all'interferenza.

Tali alternative devono essere tenute presenti nell'affrontare il problema della compatibilità. Generalmente, più alta è la frequenza del segnale che subisce il fenomeno di accoppiamento, maggiore è l'efficienza del fenomeno di accoppiamento. Di conseguenza, relativamente al primo punto, è possibile aumentare i tempi di salita e di discesa dei segnali riducendo quindi il contenuto spettrale del segnale;

per il secondo punto, per esempio, si può fare uso di filtri per attenuare le emissioni condotte e di schermi metallici per quelle radiate; infine, una riduzione della suscettibilità della potenziale vittima è spesso difficile da implementare.

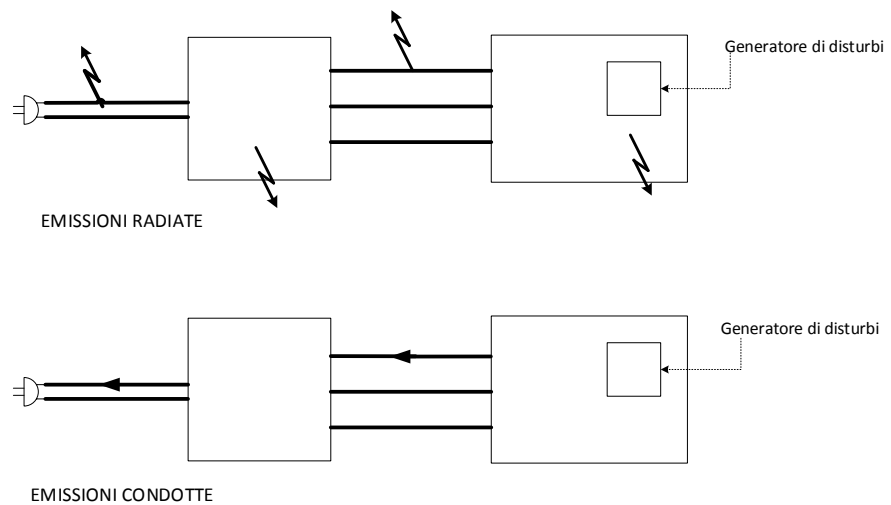


Figura 1.3: Differenziazione tra emissioni radiate ed emissioni condotte

Al fine della prevenzione delle interferenze è utile distinguere diversi fenomeni di trasferimento dell'energia elettromagnetica, come illustrato in Figura 1.3:

- Emissioni e suscettibilità radiata, dove il percorso di accoppiamento è il mezzo circostante il dispositivo quale l'aria;
- Emissioni e suscettibilità condotta, dove le perturbazioni elettromagnetiche si propagano tramite cavi come, per esempio, linee di alimentazione o bus di trasmissione dati. Si noti che quest'ultima tipologia di accoppiamento è generalmente più efficiente di quella radiata.

Nell'ambito dell'emissione radiata si possono distinguere due percorsi di accoppiamento a seconda della distanza tra circuito emettitore e ricevitore:

- Accoppiamento in campo vicino: lo spazio tra i due circuiti è piccolo rispetto alla lunghezza d'onda del segnale di interesse. Generalmente il campo elettrico e il campo magnetico sono trattati separatamente e si può verificare accoppiamento capacitivo (o puramente elettrico) e accoppiamento induttivo (o puramente magnetico);
- Accoppiamento in campo lontano: la distanza tra circuito sorgente e vittima è grande rispetto alla lunghezza d'onda del segnale di interesse. In questo caso il meccanismo di accoppiamento si può definire elettromagnetico e, per una corretta analisi, non si può distinguere due casi separati per il campo elettrico e il campo magnetico.

## 1.2 Percorsi di accoppiamento

Rendere il fenomeno di accoppiamento il meno efficiente possibile è una possibile soluzione per mitigare il fenomeno dell'interferenza elettromagnetica. È necessario quindi uno studio [2] accurato differenziando il fenomeno di accoppiamento nel caso di emissioni radiate e condotte.

Per studiare esattamente uno schema di accoppiamento elettromagnetico è necessario risolvere le equazioni di *Maxwell* particolarizzate al fenomeno in questione. Le grandezze fisiche che intervengono in queste equazioni sono funzioni di tre variabili spaziali  $(x, y, z)$  e di una variabile temporale  $(t)$ . In molte circostanze pratiche questo studio può essere molto semplificato eliminando la dipendenza spaziale; in tal caso l'analisi dei fenomeni è leggermente approssimata ma le relazioni che li governano sono quelle semplici della teoria delle reti.

### 1.2.1 Accoppiamento capacitivo

L' accoppiamento capacitivo o puramente elettrico è il risultato dell'interazione di campi elettrici emessi da circuiti differenti e può essere schematizzato come illustrato in Figura 1.4.

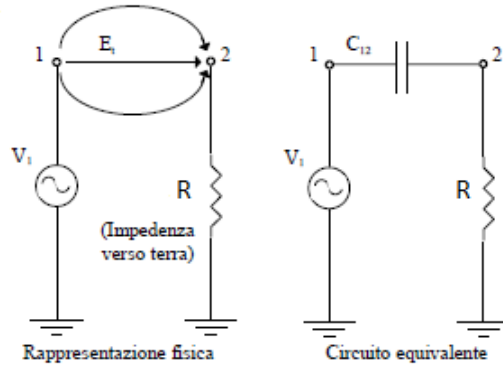


Figura 1.4: Modello di accoppiamento capacitivo

La Figura 1.5 mostra il caso semplice di accoppiamento capacitivo tra due conduttori 1 e 2 aventi capacità parassite  $C_{1G}$  e  $C_{2G}$  verso terra e capacità di accoppiamento  $C_{12}$ . Il circuito 2 ha resistenza complessiva verso terra pari ad  $R$ , derivante dalla circuiteria ad esso collegata, il cui effetto incide anche sulla capacità tra il conduttore 2 e terra.

Ipotizzando che la capacità  $C_{1G}$  non dia contributo nell'accoppiamento, la tensione di rumore che si accoppia col circuito 2 per effetto della tensione verso terra  $V_1$  del circuito 1 è

$$V_N = \frac{j\omega [C_{12}/(C_{12} + C_{2G})]}{j\omega + 1/R(C_{12} + C_{2G})} V_1. \quad (1.1)$$

Se la resistenza complessiva del circuito vittima verso terra  $R$  è più bassa dell'impedenza parassita dovuta a  $C_{12}$  e a  $C_{2G}$ , cioè

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}, \quad (1.2)$$

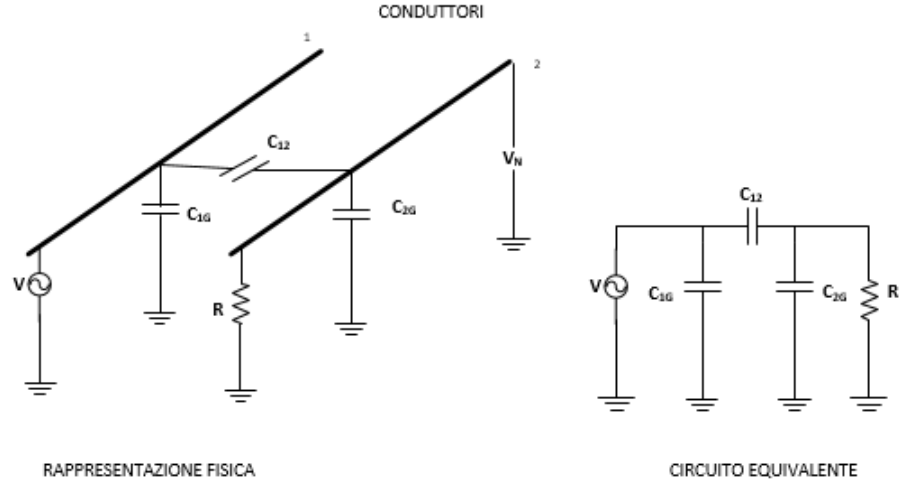


Figura 1.5: Schematizzazione dell' accoppiamento capacitivo tra due conduttori

si ha:

$$V_N = j\omega RC_{12}V_1 = RC_{12} \frac{dv_1}{dt} \quad (1.3)$$

Se invece la resistenza del circuito 2 verso terra è grande ovvero

$$R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})} \quad (1.4)$$

si ottiene:

$$V_N = \left( \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} \right) V_1 \quad (1.5)$$

Si può notare come in alta frequenza il disturbo tende ad assestarsi ad un valore limite mentre per basse frequenze la tensione di rumore cresce linearmente con la frequenza in base a tali elementi:

- Frequenza del segnale sorgente di rumore;
- Resistenza tra il circuito vittima e terra;
- Capacità di accoppiamento tra i due conduttori;

- Ampiezza del segnale interferente;
- Variazione temporale della tensione del segnale sorgente.

Assumendo che la frequenza e l'ampiezza del segnale di rumore non possa essere cambiata, rimangono solamente due parametri per poter diminuire l'accoppiamento capacitivo. Il circuito vittima deve operare a bassa resistenza di terra o la capacità di accoppiamento tra i due circuiti deve essere diminuita. Per decrescere la capacità  $C_{12}$  è necessario cambiare l'orientazione fisica e aumentare la distanza tra i due circuiti, scelta che in ambito industriale porterebbe a una perdita in termini di spazio a disposizione.

Per limitare tale accoppiamento si può pensare di mettere uno schermo, collegato a terra, intorno al conduttore vittima come schematizzato in Figura 1.6.

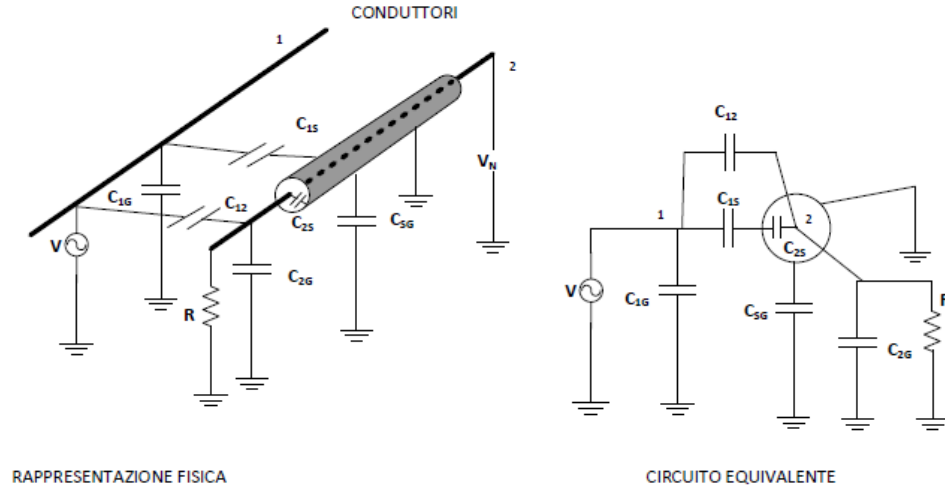


Figura 1.6: Accoppiamento capacitivo tra due circuiti nel caso di conduttore vittima schermato

Si noti la presenza delle capacità  $C_{1S}$  tra circuito aggressore e schermo,  $C_{2S}$  tra schermo e circuito vittima e  $C_{SG}$  tra schermo e terra.

In tal caso la tensione di rumore diventa:

$$V_N = \frac{j\omega [C_{12}/(C_{12} + C_{2G} + C_{2S})]}{j\omega + 1/R(C_{12} + C_{2G} + C_{2S})} V_1. \quad (1.6)$$

Se, come normalmente accade, questa resistenza verso terra è sufficientemente piccola:

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G} + C_{2S})} \quad (1.7)$$

si ottiene:

$$V_N = j\omega R C_{12} V_1. \quad (1.8)$$

È la stessa equazione ottenuta per il cavo non schermato in bassa frequenza (1.3), ma in tale caso  $C_{12}$  è di valore minore per la presenza dello schermo.

### 1.2.2 Accoppiamento induttivo

Quando una corrente  $I$  scorre in un circuito chiuso produce un flusso magnetico proporzionale alla corrente. La costante di proporzionalità è l'induttanza  $L$  definita da

$$\phi = LI. \quad (1.9)$$

Se la corrente che scorre in un circuito produce un flusso in un secondo circuito, si definisce mutua induttanza tra il circuito 1 e 2 come

$$M_{12} = \frac{\phi_{21}}{I_1} \quad (1.10)$$

dove il simbolo  $\phi_{21}$  rappresenta il flusso del circuito 2 dovuto alla corrente  $I_1$  del circuito 1.

La tensione  $V_N$  indotta in un circuito di area  $A$ , dovuta alla variazione temporale della densità di flusso magnetico  $\mathbf{B}$ , può essere derivata dalla *Legge di Faraday*:

$$V_N = -\frac{d}{dt} \int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (1.11)$$



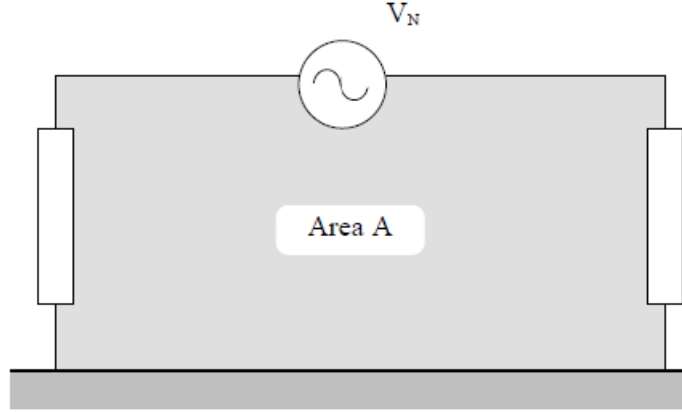


Figura 1.7: Tensione di rumore indotta dalla variazione del flusso di un campo magnetico incidente su di un circuito di area  $A$

Se l'area del circuito non varia nel tempo e il campo magnetico è una forma d'onda sinusoidale nel dominio del tempo la (1.11) può essere riscritta tramite trasformata di Fourier come

$$V_N = j\omega \mathbf{B} \cdot \mathbf{A} = j\omega B A \cos\theta \quad (1.12)$$

dove  $A$  è l'area del circuito interessato (Figura 1.7),  $B$  e  $V_N$  sono i valori efficaci rispettivamente della densità di flusso magnetico e della tensione di rumore indotta, e  $\phi_{21} = B A \cos\theta$  rappresenta il flusso magnetico totale accoppiato al circuito ricevitore con  $\theta$  angolo di inclinazione tra il vettore  $\mathbf{B}$  e il versore normale alla superficie  $A$ .

Se si vuole esprimere la tensione indotta in termini della mutua induttanza  $M$  tra i due circuiti, utilizzando (1.11) e (1.12) si ottiene:

$$V_N = j\omega M I_1 = M \frac{di_1}{dt} \quad (1.13)$$

ovvero l'accoppiamento induttivo può essere rappresentato in termini di impedenza mutua tra due circuiti di cui uno, la sorgente di disturbo, è percorso da una corrente  $I_1$ , come illustrato in Figura 1.8, che induce una tensione di rumore sul circuito 2, legato al primo da una mutua induttanza  $M$ .

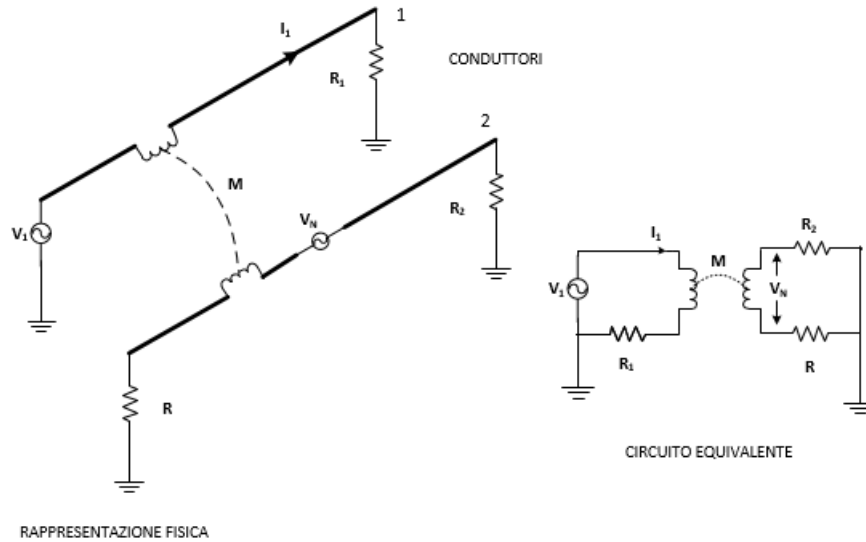


Figura 1.8: Esempio di accoppiamento induttivo tra due circuiti

L'equazioni (1.12) e (1.13) sono le equazioni di base che descrivono l'accoppiamento induttivo tra due circuiti e si può notare che il disturbo è funzione prevalentemente di alcuni fattori:

- Frequenza del segnale sorgente di rumore;
- Densità del flusso del campo magnetico incidente il circuito ricevitore;
- Area del circuito.
- Variazione temporale della corrente del circuito sorgente.

Assumendo che la frequenza del segnale di rumore non possa essere cambiata, la densità  $B$  di flusso del campo magnetico può essere diminuita separando maggiormente i due circuiti o utilizzando cavi di terra intrecciati mentre l'area  $A$  del circuito ricevitore decresce se si pone il conduttore vicino alla terra.

La Figura 1.9 mostra il caso del conduttore ricevitore schermato con uno schermo non magnetico. In tale caso occorre tenere in conto anche l'accoppiamento tra il conduttore sorgente e lo schermo ( $M_{IS}$ ), oltre a quello tra i due conduttori.

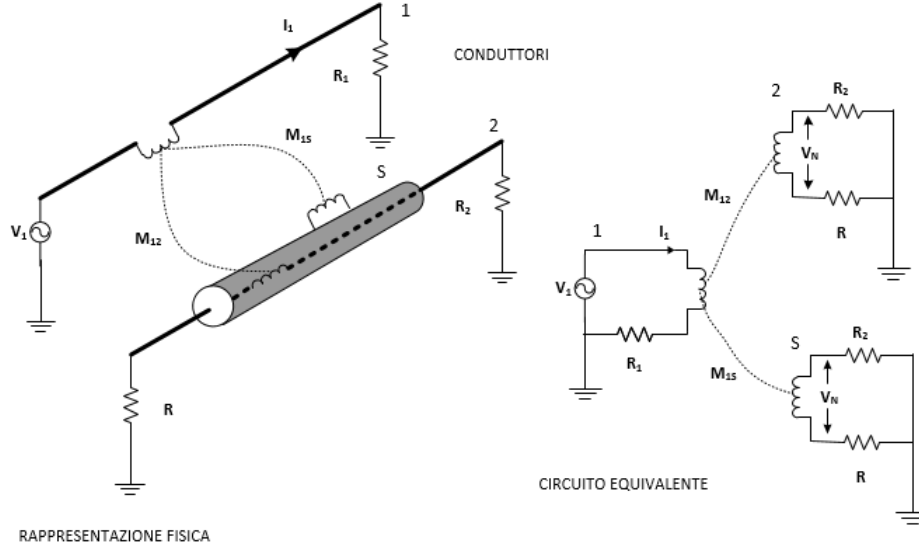


Figura 1.9: Effetto di uno schermo non magnetico sull'accoppiamento induttivo

Se lo schermo è messo a terra ad entrambe le estremità, in esso scorrerà una corrente, che indurrà una seconda tensione di rumore sul conduttore 2. Considerando l'autoinduttanza  $L_S$  e la resistenza serie  $R_S$  dello schermo, la tensione di rumore sul conduttore vittima diviene:

$$V_N = j\omega M_{12} I_1 \left( \frac{R_S / L_S}{j\omega + R_S / L_S} \right). \quad (1.14)$$

Per frequenze sufficientemente basse la (1.14) si semplifica in

$$V_N = M_{12} I_1 (R_S / L_S). \quad (1.15)$$

Si noti come il disturbo si assesti ad un valore costante nel caso del cavo schermato posto a terra da entrambe le parti.

### 1.2.3 Accoppiamento condotto

L'accoppiamento condotto consiste essenzialmente nel passaggio di rumore attraverso un conduttore: un cavo, ad esempio i conduttori di alimentazione di una

apparecchiatura, passa in un ambiente rumoroso, raccoglie il rumore e lo porta in un circuito ricevitore, dando così luogo all'interferenza. Per porvi rimedio sono necessarie due strade:

- Impedire al filo di raccogliere il rumore;
- Rimuovere il rumore dal cavo che lo trasporta, disaccoppiando il rumore dal circuito vittima.

Un esempio di accoppiamento condotto si ha quando un circuito presenta connessioni punto-punto verso terra tra le quali esistono delle differenze di potenziale dovute, per esempio, a correnti costrette a passarvi attraverso capacità parassite prodotte da uno sbilanciamento dei cavi.

In Figura 1.10 è mostrato un esempio di questo tipo di accoppiamento; sono utilizzati due simboli di terra differenti proprio per mettere in rilievo il fatto che due terre fisicamente separate possono essere a potenziale diverso.

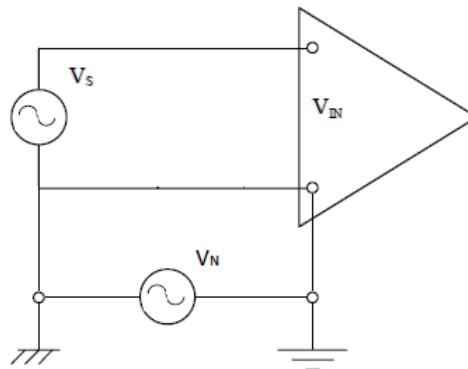


Figura 1.10: Tensione di rumore tra due punti di terra a potenziale differente

Nell'esempio illustrato, tale differenza di potenziale si presenta all'ingresso dell'amplificatore come rumore  $V_N$  e potrebbe danneggiarlo o far variare la risposta voluta.

In generale tutte le apparecchiature alimentate dalla rete elettrica sono potenziali sorgenti di disturbi sottoforma di segnali di tensione e/o corrente. Questi

risalgono il cavo di alimentazione e propagandosi verso la rete, generano emissioni condotte.

Generalmente i disturbi condotti si possono suddividere in due categorie:

- Disturbi di tensione e/o corrente di modo differenziale, cioè presenti tra le due linee di dati e/o di alimentazione;
- Disturbi di tensione e/o corrente di modo comune, misurati rispetto alla terra locale del circuito. In genere, la prima causa di questo tipo di rumore deriva dall'impossibilità pratica di ottenere collegamenti di massa a bassa impedenza o da un progetto di *grounding* non corretto.

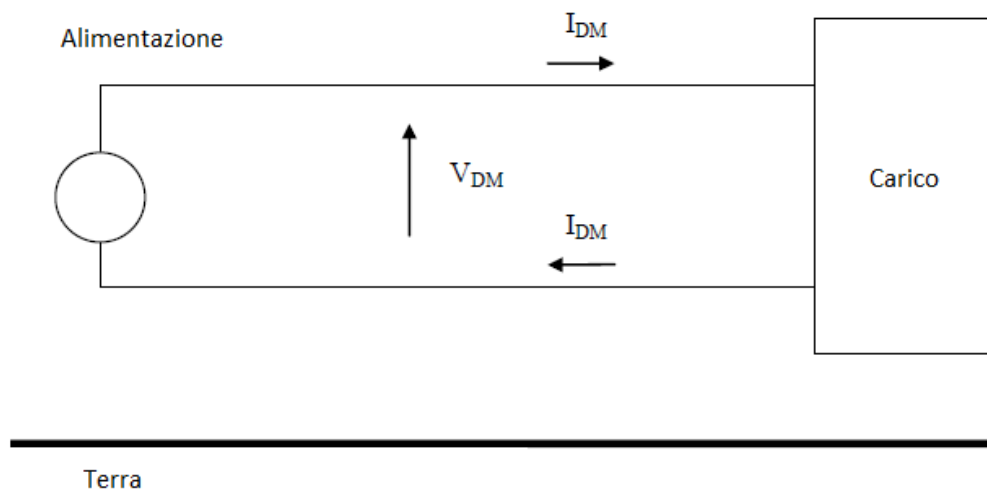


Figura 1.11: Percorso della corrente di modo differenziale

In Figura 1.11 è riportato il percorso della corrente di modo differenziale nel caso dell'alimentazione di un semplice carico monofase; tale corrente sfrutta uno dei due conduttori come percorso di andata e l'altro per il ritorno. In Figura 1.12 è mostrato il percorso della corrente di modo comune, tale corrente si propaga nello stesso verso su entrambi i conduttori sfruttando come ritorno eventuali capacità parassite presenti tra i conduttori e/o il carico e il piano di terra.

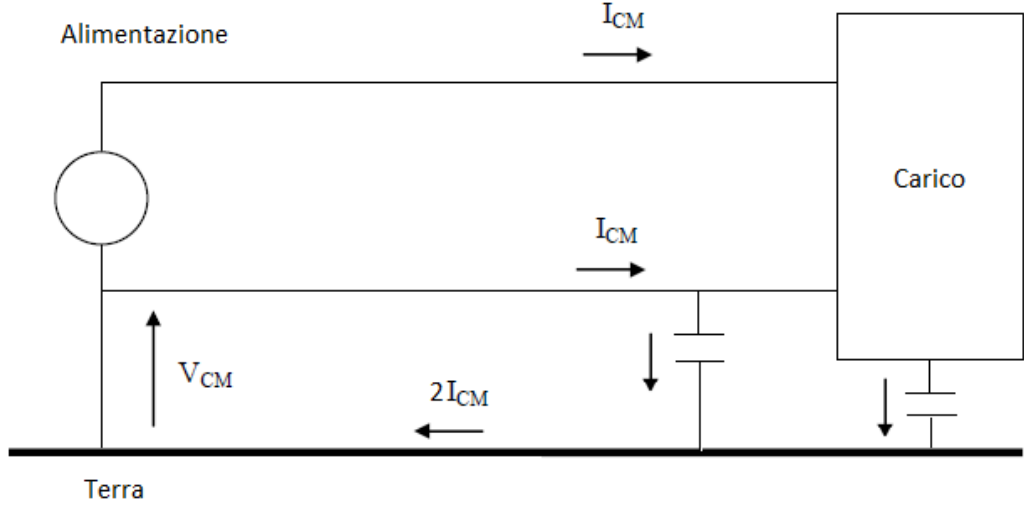


Figura 1.12: Percorso della corrente di modo comune

Si noti che nella realtà i due modi di propagazione sono contemporaneamente presenti nei conduttori.

Da un punto di vista puramente analitico si possono quindi scomporre le due correnti di linea  $I_1$  e  $I_2$  in:

$$I_1 = I_{CM} + I_{DM} \quad (1.16)$$

$$I_2 = I_{CM} - I_{DM} \quad (1.17)$$

$$I_{DM} = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (1.18)$$

$$I_{CM} = \frac{I_1 + I_2}{2} \quad (1.19)$$

Le precedenti relazioni scalari mettono in relazione le correnti di modo comune  $I_{CM}$  e di modo differenziale  $I_{DM}$  con le correnti che effettivamente scorrono nei conduttori  $I_1$  e  $I_2$ .

## Capitolo 2

# Sistemi con azionamenti a velocità variabile

### 2.1 Vantaggi dei VFD

L'utilizzo sempre più frequente del motore asincrono in corrente alternata (AC) [3], più affidabile in confronto al motore in corrente continua (DC), ha portato a una rapida evoluzione dei principi di avviamento. Gli impianti motorizzati a velocità variabile permettono un controllo retroazionato della velocità di rotazione del motore; l'utilizzo di convertitori di frequenza o VFD (*Variable Frequency Drive*)<sup>1</sup> permette di far variare la velocità di rotazione del motore col controllo del rapporto di tensione e frequenza del segnale di eccitazione.

L'uso del VFD presenta notevoli vantaggi:

- migliore efficienza del sistema che comporta risparmi in ambito energetico;
- variazione di accelerazione e decelerazione del motore ottenuto con modulazioni di frequenza del segnale di eccitazione;
- eliminazione di vibrazioni meccaniche che possono portare a degradare elementi del sistema.

---

<sup>1</sup>sinonimo di ASD (*Adjustable Speed Drive*) o VSDS (*Variable Speed Drive System*)

Si possono quindi definire i VFD uno dei migliori metodi di controllo di impianti motorizzati. Nell'ambito di tale tesi si tratterà di principi di avviamento trifase, utilizzati comunemente per motori di potenze elevate.

## 2.2 Dispositivi elettronici di potenza

Prima di analizzare i segnali di pilotaggio dei motori e le loro caratteristiche, vediamo quali sono le principali tecnologie elettroniche impiegate nella realizzazione dei moderni VFD. I dispositivi di potenza a semiconduttore costituiscono il cuore delle moderne applicazioni di potenza.

Dall'introduzione negli anni '50 del tiristore dalla *General Electric* tutta una serie di dispositivi sempre più sofisticati sono stati realizzati. Questi dispositivi, operanti come commutatori controllati, consentono di partizionare la potenza fornita al carico generando opportune forme d'onda. In particolare, si richiede che il dispositivo sia in grado di sopportare elevate tensioni nello stato di interruttore aperto generando debolissime correnti di perdita, mentre deve essere massimizzata la corrente di conduzione ad interruttore chiuso. Si vuole inoltre che il dispositivo sia in grado di commutare rapidamente, sia per motivi di efficienza energetica che per poter utilizzare frequenze di commutazione elevate, le quali consentono di sintetizzare le forme d'onda migliori per il controllo delle macchine elettriche che lavorano in corrente/tensione alternata. La frequenza di commutazione dipende dalla velocità di commutazione del dispositivo e dalla sua capacità di dissipare il calore generato per effetto Joule durante le commutazioni. I principali dispositivi usati nelle VFD ad alta potenza sono gli IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) ed i GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*), od una qualche loro evoluzione.

La rapida evoluzione dei dispositivi ha consentito la realizzazione di applicazioni ed impianti di potenza elevata, essendo il singolo commutatore in grado di reggere qualche decina di megawatt di potenza erogata al carico. È interessante notare come si sia sviluppata la tecnologia dei commutatori elettronici nel secolo scorso per consentire la loro applicazione in sistemi di potenza sempre maggiore,



generando di conseguenza ambienti industriali sempre più rumorosi da un punto di vista elettromagnetico.

## 2.3 Descrizione del sistema

La Figura 2.1 mostra come un generico impianto industriale ad azionamento a velocità variabile è composto principalmente da tre elementi principali:

1. Rete di alimentazione trifase <sup>2</sup> e un trasformatore di rete (o autotrasformatore);
2. Convertitori di frequenza o VFD, composti da un raddrizzatore (convertitore AC-DC), un filtro, e un convertitore DC-AC o *inverter*;
3. Motore asincrono seguito generalmente da un carico meccanico.

Segue, quindi, una breve trattazione del sistema divisa per elementi.

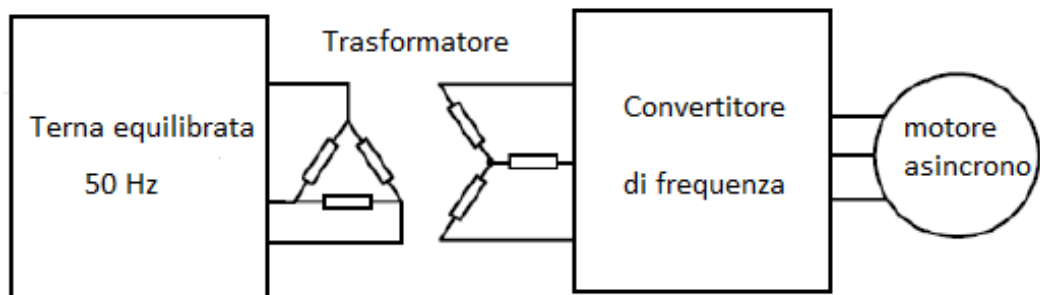


Figura 2.1: Schema a blocchi di un impianto industriale a velocità variabile tramite VFD

### 2.3.1 Alimentazione e trasformatore

Negli impianti industriali che lavorano con motori trifase a potenze elevate la rete di alimentazione è generalmente costituita da un trafo che fornisce segnali a 50 Hz in media tensione ( $\sim 1\text{-}35$  kV). In tali casi è necessario utilizzare un

---

<sup>2</sup>Generalmente la frequenza di rete è 50 Hz in Europa e 60 Hz negli Stati Uniti

trasformatore che riduca l'ampiezza delle tensioni e correnti in gioco per evitare eventuali danneggiamenti ai dispositivi elettronici nello stadio a valle (metodo di avviamento a tensione ridotta). L'avviamento attraverso trasformatore stella-triangolo è senza dubbio il più conosciuto e il più utilizzato e, per tale motivo, si tratterà di tale meccanismo di avviamento in seguito.

### 2.3.2 Raddrizzatore e filtro

Il raddrizzatore è un dispositivo che serve a raddrizzare un segnale bipolare, ovvero a renderlo unipolare. Nell'ambito di un VFD con alimentazione trifase il raddrizzatore ha il compito di fornire una tensione pressoché continua allo stadio successivo. Il convertitore AC-DC maggiormente impiegato in ambiti industriali è il raddrizzatore trifase a ponte intero, mostrato in Figura 2.2, in cui la funzione di switching è effettuata tramite diodi o IGBT.

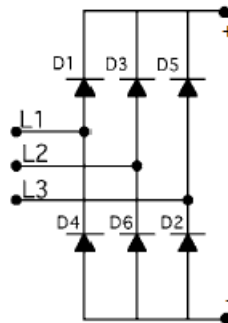


Figura 2.2: Raddrizzatore ideale a doppia-semionda a ponte intero

Si noti che, in realtà, la forma d'onda in tensione in uscita dal raddrizzatore presenta oscillazioni residue (*ripple*); si ha quindi una generazione di armoniche della frequenza di rete. Gli effetti delle armoniche sono di surriscaldare i trasformatori, i cavi, i generatori e un'eventuale strumentazione di misura oltre a costituire disturbi a bassa frequenza.

La distorsione armonica totale o THD (*Total Harmonic Distortion*) è definita come:

$$THD = \sqrt{\sum_{n=1}^{40} \left( \frac{I_n}{I_1} \right)^2}. \quad (2.1)$$

È quindi un parametro che informa della distorsione che un dispositivo introduce nei segnali elettrici che lo attraversano.

Le armoniche di corrente diminuiscono tanto maggiore è il numero di impulsi del raddrizzatore. Per impulsi si intende la semionda raddrizzata disponibile a valle del raddrizzatore.

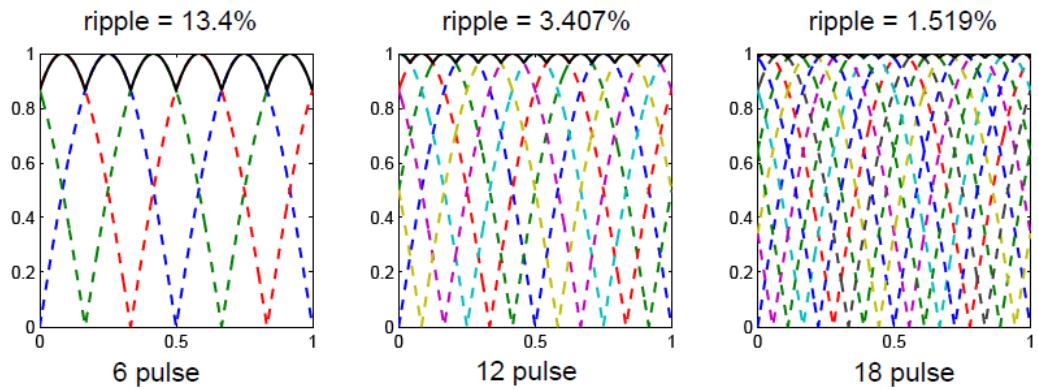


Figura 2.3: Oscillazioni residue della tensione raddrizzata

Un raddrizzatore trifase a ponte intero, visto lo sfasamento di  $120^\circ$  tra le fasi di alimentazione, è tale da generare sei impulsi in uscita. Nel caso di un'alimentazione in cui sono presenti sei fasi con  $60^\circ$  di fase relativa si hanno dodici impulsi in uscita. Questo aumenta sensibilmente la stabilità della tensione raddrizzata, che viene a presentare un'oscillazione residua di ampiezza minore. La Figura 2.3 mostra come la distorsione armonica diminuisca aumentando il numero di impulsi dei raddrizzatori.

Una possibile soluzione è utilizzare un filtro che taglia le armoniche generate dal raddrizzatore e stabilizza la tensione continua in ingresso all'*inverter*.

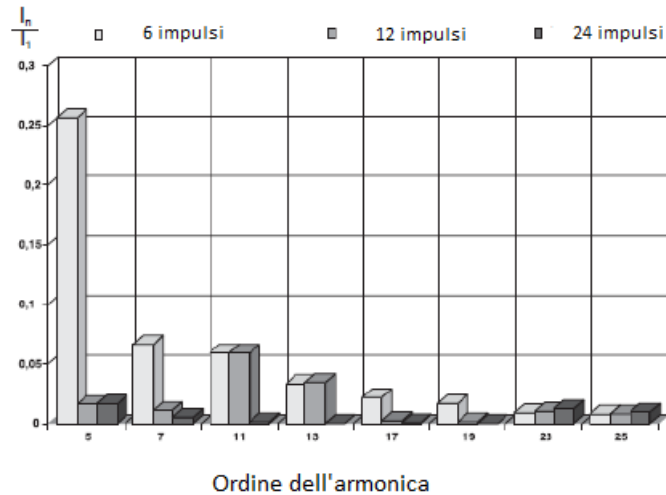


Figura 2.4: Distorsione armonica al variare degli impulsi del raddrizzatore

### 2.3.3 Inverter

I convertitori AC-DC[4] utilizzati nei maggiori sistemi industriali a potenze elevate si possono dividere in due categorie principali:

- VSI o *Voltage Source Inverter*, nel quale la tensione iniettata nel carico è modellata sotto forma di segnale PWM;
- CSI o *Current Source Inverter*: in tale dispositivo è proprio la corrente iniettata nel carico ad essere modellata direttamente sotto forma di segnale PWM. È quindi la tensione a presentare forme d'onda arbitrarie in funzione del carico, con andamento prevalentemente sinusoidale.

In tale lavoro di tesi si tratterà del VSI, essendo il dispositivo maggiormente impiegato nei convertitori di frequenza in uso industriale per motivi principalmente di carattere economico.

Il principio di funzionamento dell'inverter è analogo a quello di un amplificatore switching come illustrato in Figura 2.5. Le alte potenze in gioco non permettono però l'utilizzo di tale dispositivo.

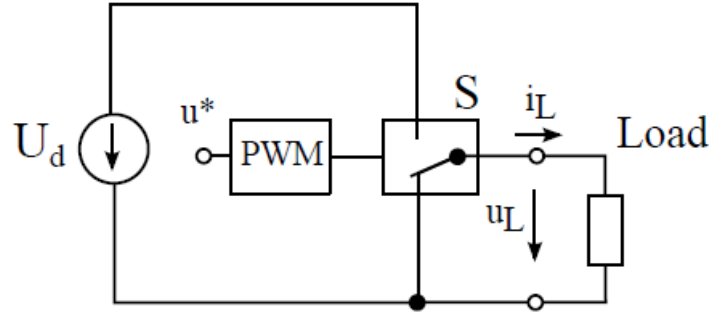


Figura 2.5: Schema di un amplificatore switching

Una forma d'onda PWM (*PulseWidth Modulation*) determina gli istanti di commutazione di un interruttore che collega e scollega ad intermittenza un carico dall'alimentazione. La tecnica PWM si applica ai componenti elettronici a commutazione forzata, tale prerogativa è resa necessaria dalla presenza delle aperture e chiusure dei componenti ad istanti ben precisi e con frequenze piuttosto elevate; infatti la forma d'onda della tensione di uscita è tanto migliore quanto più è elevata la frequenza di commutazione.

Si noti come la forma d'onda di controllo dell'interruttore è generata da un modulatore PWM convertendo un segnale di riferimento in ingresso  $u_L(t)$  come illustrato in figura 2.6.

Gli istanti di commutazione sono determinati dalle intersezioni tra il segnale in ingresso  $u_L(t)$  (modulante) e una forma d'onda triangolare  $u_{cr}(t)$  alla frequenza  $f_c = \frac{1}{T_c}$  (portante PWM). La pendenza lineare di  $u_{cr}(t)$  fa sì che il *duty cycle* del segnale PWM sia proporzionale all'ampiezza del segnale in ingresso. Se la costante di tempo complessiva del carico è molto maggiore del periodo di commutazione, le armoniche del segnale PWM in tensione non appaiono nella corrente al carico e la corrente fondamentale appare predominante rispetto alle sue armoniche. Il dispositivo si comporta quindi come un amplificatore lineare.

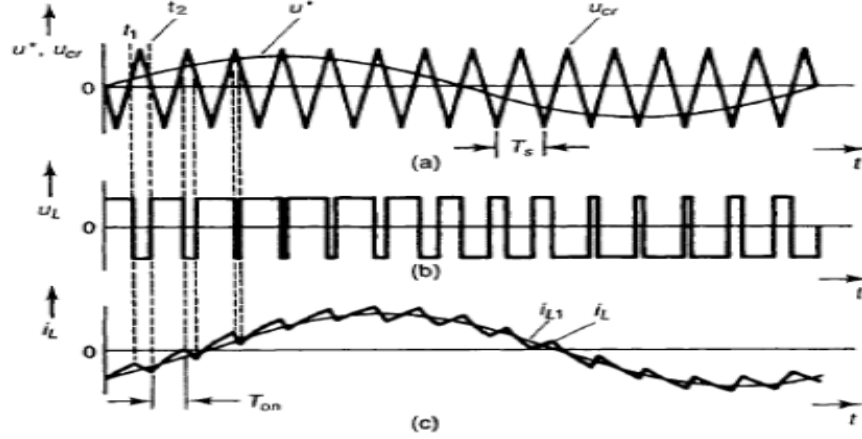


Figura 2.6: Principio di funzionamento PWM

Analizziamo adesso le tensioni di pilotaggio di un carico trifase mediante un VSI trifase. La Figura 2.7 mostra un generico VSI trifase a sei interruttori (*six-switches*)  $S_1$ - $S_6$  con sei diodi antiparalleli  $D_1$ - $D_6$ ; si noti come il numero indica l'ordine di commutazione degli interruttori. Assumendo il carico a stella, con riferimento a metà della tensione raddrizzata ottenuta per con un partitore capacitivo, si ottengono in uscita le forme d'onda mostrate in Figura 2.8.

Le tensioni di fase  $V_{AO}$ ,  $V_{BO}$ ,  $V_{CO}$ , sfasate tra loro di  $120^\circ$ , mostrano un comportamento di onda quadra con picchi di valore pari a metà della tensione continua  $V_{dc}/2$  tra i cavi di pilotaggio in uscita dal raddrizzatore. Le relative tensioni di linea  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$ ,  $V_{CA}$ , anch'esse sfasate di  $120^\circ$ , presentano invece un comportamento a tre livelli ( $-V_{dc}/2$ ,  $+V_{dc}/2$ ,  $0$ ) di uguale durata temporale. Si noti come aumentando il numero di livelli la tensione di linea sia sempre più prossima a una forma sinusoidale pura.

È interessante notare come sia intrinseca al funzionamento del VSI una tensione  $V_{nO}$  tra il punto-stella del carico trifase e il punto a metà del partitore capacitivo. Essendo il punto 0 genericamente messo a terra si ha l'insorgenza di una tensione di modo comune o  $V_{ng}$  *neutral-to-ground voltage*, come sarà spiegato in dettaglio nel prossimo capitolo.

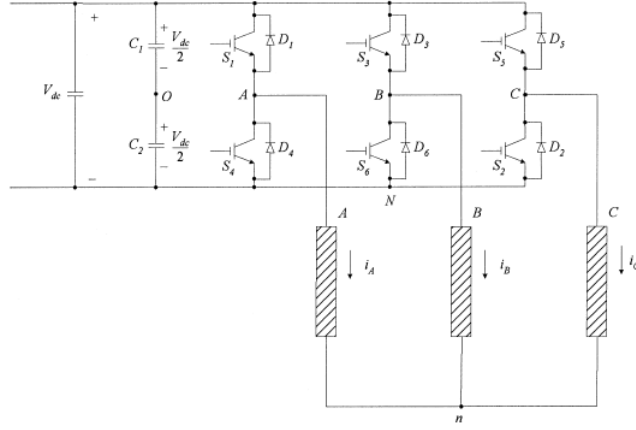


Figura 2.7: VSI a sei interruttori

Tornando al pilotaggio di un motore asincrono, la scelta dell'ampiezza e della frequenza del segnale sinusoidale in ingresso consente, dopo amplificazione, il controllo della velocità di rotazione dell'albero motore. Un ulteriore controllo sulla tensione raddrizzata, quindi sui valori massimi del segnale PWM, consente un controllo della coppia ( $\frac{V}{Hz}$ ).

### 2.3.4 Motore asincrono

Per meglio comprendere il principio di avviamento di un motore asincrono trifase[5], si fornisce una breve descrizione delle principali parti che compongono la macchina rotante e nelle quali si generano i fenomeni elettrici da cui ne scaturisce il funzionamento.

Lo statore (*stator*) può essere definito come l'insieme delle parti fisse che svolge la funzione di sostenere almeno parzialmente la macchina, ma fondamentalmente costituisce la parte del circuito magnetico che contiene gli avvolgimenti (*turn*) induttori alloggiati in apposite cave (*slot*), in esso ricavate, in corrispondenza della sua superficie interna. Gli avvolgimenti statorici trifase possono essere collegati a stella oppure a triangolo permettendo di alimentare lo stesso motore con tensioni trifase di rete differenti.

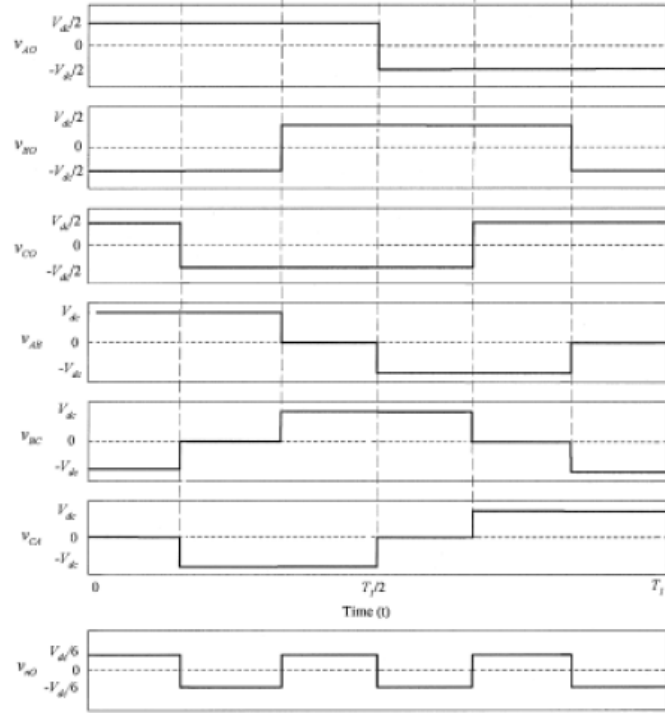


Figura 2.8: Tensioni di fase e tensioni di linea di un VSI a sei interruptori

Il secondo elemento è il rotore (*rotor*) che viene posizionato all'interno dello statore. Per un motore a gabbia di scoiattolo il rotore è costituito da un sistema di sbarre conduttrici (rame o alluminio) coassiali all'asse di rotazione, e pressofuse direttamente nelle cave ricavate lungo tutta la periferia esterna del nucleo ferromagnetico. Le sbarre vengono chiuse in cortocircuito da due anelli conduttori posti agli estremi che costituiscono anche un fissaggio meccanico per le sbarre stesse. Si ottiene così un rotore estremamente compatto e robusto, al quale si fissa anche l'albero del motore.

Sono presenti altri componenti meccanici quali i cuscinetti (*bearing*) montati sullo statore con la funzione di sorreggere l'albero del motore; la carcassa (*frame*), che contiene anche la morsettiera di connessione; la ventola, che provvede al raffreddamento.



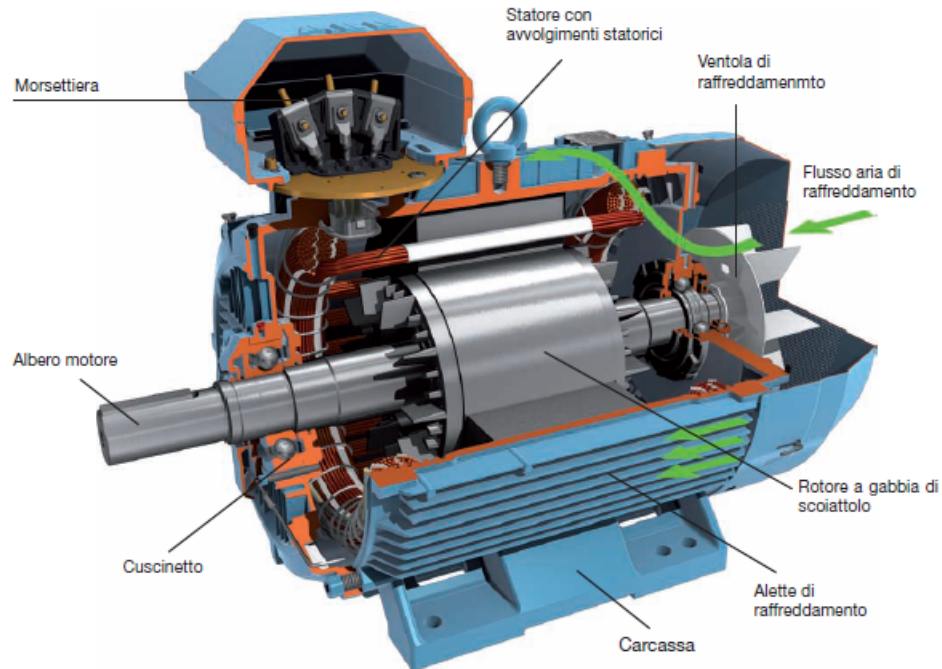


Figura 2.9: Struttura di un motore asincrono trifase

Nei moderni motori a induzione magnetica gli avvolgimenti statorici sono percorsi da una corrente sinusoidale a una determinata frequenza che, grazie alla particolare disposizione geometrica di questi elettromagneti, genera un campo magnetico rotante. Tale campo determina negli avvolgimenti del rotore delle correnti che producono una coppia motrice che pone in rotazione il motore, come illustrato in Figura 2.10.

La rotazione del campo magnetico di statore avviene ad una velocità fissa  $\omega_s = 60 \frac{f}{p}$  con  $f$  frequenza della corrente di alimentazione e  $p$  numero di coppie polari dell'avvolgimento statorico. Un osservatore solidale con il rotore, che ruota alla velocità  $\omega_r$ , vede il campo magnetico rotante che taglia i conduttori di rotore con velocità relativa pari alla differenza tra  $\omega_s$  e  $\omega_r$  e definita come velocità di scorrimento.

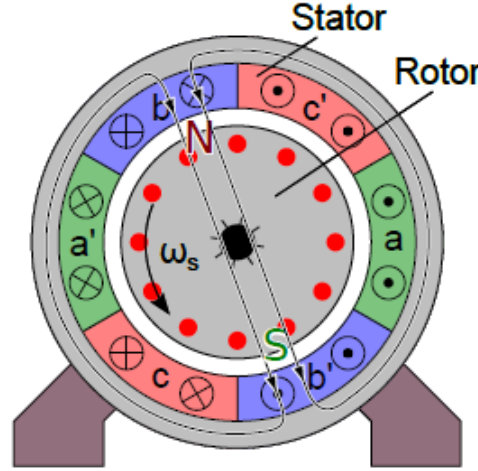


Figura 2.10: Principio di funzionamento di un motore asincrono trifase

Si definisce scorrimento (*slip*) come:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.2)$$

La Figura 2.11 rappresenta lo schema di commutazione di un inverter e come varia il campo magnetico rotante all'interno del motore.

Sono quindi mostrate le sei fasi rilevanti, a tensione non nulla negli avvolgimenti, con le linee di campo magnetico rappresentate da una freccia.

### 2.3.5 Influenza dei cavi sulle tensioni di pilotaggio del motore

Dall'esperienza sul campo è conosciuto che i motori a induzione presentano sovratensioni transitorie se pilotati da VSI con cavi molto lunghi [6]. Se la tensione in ingresso al motore è superiore a quella consentita dalle specifiche del costruttore, la sovratensione può causare un riscaldamento dell'isolante nelle cave e provocare danneggiamenti al motore. Inoltre tensioni di linea con alti *slew rate* influiscono negativamente nella generazione di EMI.

Per spiegare tale fenomeno è necessario utilizzare la teoria delle linee di trasmissione. Il singolo impulso in uscita dall'*inverter* si propaga lungo i cavi di

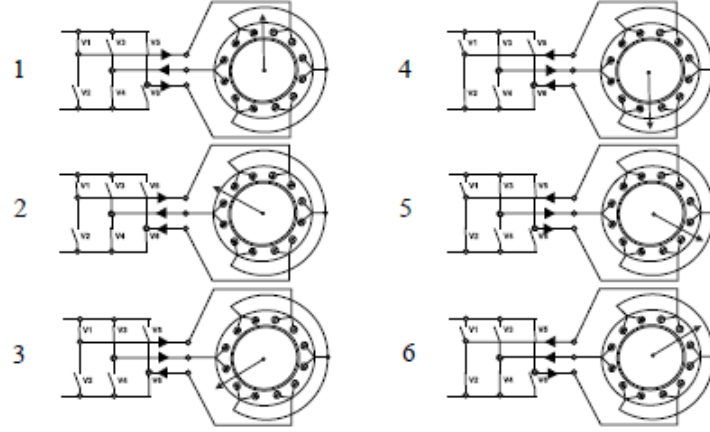


Figura 2.11: Schema di commutazione dell'inverter con relativa variazione del campo magnetico

lunghezza  $l$  nel tempo di propagazione  $t_p$ . Se, come è usuale, non vi è adattamento di impedenza tra l'impedenza del cavo  $Z_o$  e l'impedenza ai terminali del motore  $Z_m$ , la tensione di linea assume il valore di picco

$$V_{U-V} = V_{bus}(1 + \Gamma_M) \quad (2.3)$$

con  $\Gamma_M$  coefficiente di riflessione ai terminali di ingresso del motore.

Si noti come usualmente  $\Gamma_M$  assume valori prossimi all'unità e da cui risulta una sovratensione di picco (Figura 2.12)

$$V_{U-V} \sim 2V_{bus} \quad (2.4)$$

Nel frattempo l'onda riflessa si propaga in direzione opposta verso il convertitore che normalmente presenta un coefficiente di riflessione  $\Gamma_i \sim -1$ . Si ha quindi un'onda riflessa con polarità opposta alla precedente che incide ai terminali del motore. Poiché per compiere un ciclo di oscillazione l'onda effettua un percorso pari a quattro volte la lunghezza del cavo si può definire un periodo di

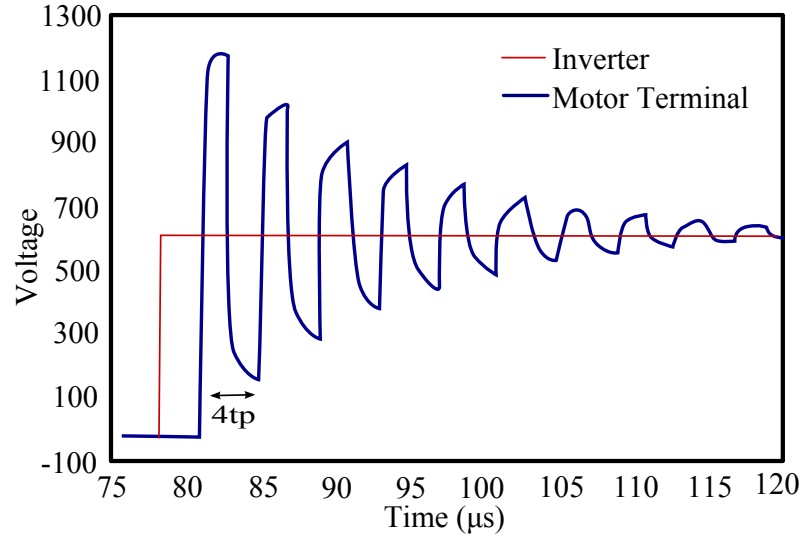


Figura 2.12: Sovratensione transitoria e periodo di oscillazione

oscillazione  $T = 4t_p$ . È lecito quindi definire una frequenza di oscillazione  $f_o$  della sovratensione transitoria.

Se l'impulso si propaga nel cavo con una velocità  $\nu = \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{c}{\epsilon_r}$ , la frequenza di oscillazione è definita come

$$f_o = \frac{1}{T} = \frac{1}{4t_p} = \frac{\nu}{4l} \quad (2.5)$$

È importante notare come sia la lunghezza dei cavi di pilotaggio del motore, sia il dielettrico con costante relativa  $\epsilon_r$  dell'isolante contenuto nei conduttori influenzino in maniera determinante sia il valore di picco della tensione transitoria, sia la sua frequenza di oscillazione.

## Capitolo 3

# Emissioni nei moderni controllori PWM

La principale fonte di EMI nei moderni VFD è il rumore di modo comune, un segnale di disturbo che viene indotto sulle linee di segnale rispetto ad una massa/terra. Come discusso nel capitolo 1, i problemi di compatibilità implicano una sorgente di rumore, un mezzo di accoppiamento e dei circuiti/apparati suscettibili di subire un interferenza. Inoltre ogni dispositivo elettronico è soggetto a limiti di emissioni ed immunità nell'ambito di un sistema elettromagneticamente compatibile. In tale capitolo ognuno di questi aspetti è ampiamente descritto in dettaglio, partendo da una rapida descrizione della norma che regola l'aspetto EMC degli impianti industriali con azionamenti a velocità variabile.

### 3.1 Standard EMC per azionamenti a velocità variabile

Per gli azionamenti elettrici il CENELEC (*Comité Européen de Normalisation Electrotechnique*) ha emesso la seguente norma[7] di prodotto: *CEI EN 61800-3* “Azionamenti elettrici a velocità variabile. Parte 3: Norma di prodotto relativa alla compatibilità elettromagnetica ed ai metodi di prova specifici”.

La presente norma specifica i requisiti di compatibilità elettromagnetica per sistemi di azionamento elettrico a velocità variabile con motori in corrente continua o corrente alternata. I requisiti EMC sono stabiliti per azionamenti o, PDS (*Power Drive System*), collegati ad alimentazioni con tensione nominale fino a 1000 V di valore efficace.

I PDS trattati in questa norma sono quelli installati in ambienti industriali e residenziali con esclusione delle applicazioni per trazione e per veicoli elettrici. SCOPO di questa norma è definire i limiti e i metodi di prova per un PDS; essa include i requisiti di immunità nonché i requisiti contro le emissioni elettromagnetiche.

Per evidenti ragioni economiche, i requisiti di emissione e di immunità dovranno essere opportunamente equilibrati fra di loro e rispetto all'ambiente effettivo del PDS. La presente norma di prodotto EMC per i PDS ha la precedenza su tutti gli aspetti delle norme generiche e non sono richieste prove di EMC supplementari. La normativa differenzia sia gli ambienti in cui verrà utilizzato il PDS, sia le modalità di commercializzazione, come illustrato in Figura 3.1.

Per primo ambiente si intende l'ambiente che comprende le utenze domestiche e le utenze industriali collegate direttamente (senza trasformatori intermedi) ad una rete di alimentazione elettrica a bassa tensione che alimenta edifici adibiti a scopi domestici. Il secondo ambiente comprende tutte le utenze industriali diverse da quelle collegate direttamente a una rete di alimentazione elettrica a bassa tensione che alimenta edifici adibiti a scopi domestici.

La distribuzione non ristretta è la modalità di commercializzazione in cui la fornitura degli apparecchi non dipende dalla competenza del cliente o dall'utilizzatore in materia di EMC per l'applicazione di azionamenti. La distribuzione ristretta è la modalità di commercializzazione in cui il costruttore limita la fornitura di apparecchi a fornitori, clienti o utilizzatori che, separatamente o congiuntamente, abbiano competenza tecnica dei requisiti EMC per l'applicazione di azionamenti.

La norma divide i PDS in quattro categorie:

- Categoria C1: PDS con valore di tensione nominale inferiore a 1000 V in

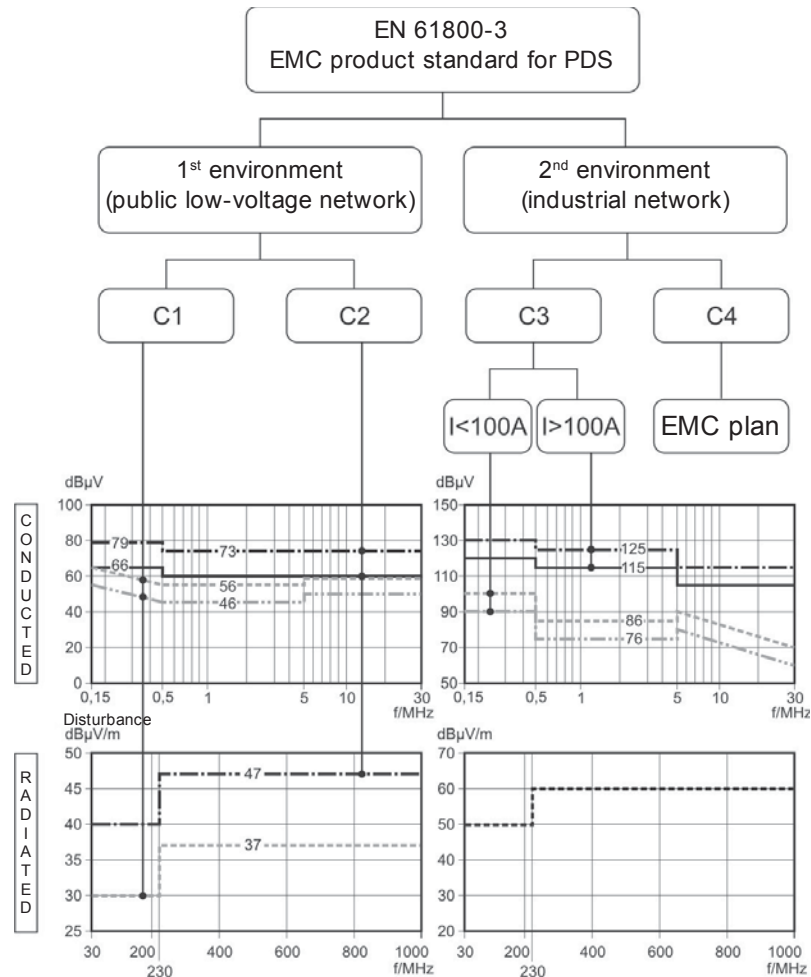


Figura 3.1: Requisiti di compatibilità elettromagnetica dichiarati nella direttiva europea EN61800-3

valore efficace, utilizzato nel primo ambiente;

- Categoria C2: PDS con valore di tensione nominale superiore a 1000 V in valore efficace, utilizzato nel primo ambiente ma installato e commissionato da un professionista;
- Categoria C3: PDS con valore di tensione nominale inferiore a 1000 V in valore efficace, utilizzato nel secondo ambiente;
- Categoria C4: PDS con valore di tensione nominale superiore a 1000 V in

valore efficace o valore di corrente nominale superiore di 400 A in valore efficace, utilizzato nel secondo ambiente per sistemi complessi.

Per la categoria C4 i requisiti EMC sono in fase di studio e, finchè non uscirà una nuova pubblicazione, saranno oggetto di accordo tra il costruttore/installatore e l'utilizzatore. Il progettista dell'impianto o, installatore, redige un "EMC Plan" con lo scopo di garantire la compatibilità elettromagnetica sulla base dei livelli massimi di disturbo accettabili dall'utilizzatore e dalle informazioni di emissione dichiarate dai produttori dei componenti di sistema.

## 3.2 Generazione di EMI

Tale sezione esplica le caratteristiche in frequenza della tensione di modo differenziale (normale) e di modo comune[8] all'uscita dell' ASD. Si spiega come tale tensioni possono essere viste come causa di disturbi EMI e i vari meccanismi di accoppiamento in ambito industriale.

### 3.2.1 Generazione della corrente di modo comune

La Figura 3.2 mostra un modello del collegamento tra convertitore e motore, evidenziando le principali componenti parassite di una linea trifase posta in un condotto metallico:

- La capacità parassita  $C_{ll}$  (*line-to-line*) tra due linee di fase;
- La capacità parassita  $C_{lg}$  (*line-to-ground*) tra una linea di fase e la linea a potenziale di massa ;
- La capacità parassita  $C_{lg-c}$  (*line-to-ground-conduit*) tra una linea di fase e il conduttore metallico;
- La capacità parassita  $C_{lg-m}$  (*line-to-ground-motor*) tra gli avvolgimenti statici del motore e la linea a potenziale di massa;



- La resistenza serie di conduzione  $R_{0i}$  e l'autoinduttanza  $L_{0i}$  relativa a ogni  $i$ -esima linea di fase;

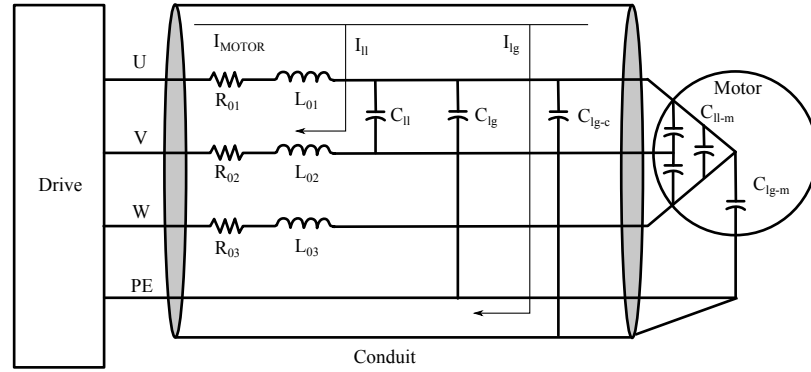


Figura 3.2: Modello semplificato del collegamento ASD-cavi-motore con le componenti parassite

Nel capitolo 2 si è mostrato come il segnale PWM è caratterizzato da una durata d'impulso  $\tau$  e da un periodo di ripetizione  $T = \frac{1}{f_c}$  tale da sintetizzare una sinusoide alla frequenza fondamentale  $f_o$  di pilotaggio del motore.

Valori tipici di frequenza portante  $f_c$  usati con VFD ad IGBT sono dell'ordine di 1-2 kHz per motori di elevata potenza e fino a 12 kHz per motori di potenze inferiori.

La tensione di azionamento di modo differenziale  $V_{U-V}$  genera una corrente di fase  $I_{motor}$  che risulta composta da quattro componenti a frequenze differenti: una componente sinusoidale alla frequenza fondamentale  $f_o$ , un'oscillazione residua dovuta alla frequenza portante  $f_c$  utilizzata, una corrente capacitiva  $I_{ll}$  (*line-to-line*) che fluisce tra le fasi durante i fronti di variazione della tensione di modo normale e proporzionale a  $\frac{\partial V_{U-V}}{\partial t}$ , ed un'altra componente capacitiva  $I_{lg}$  (*line-to-ground*) che si manifesta durante la medesima transizione.

La corrente di carica  $I_{ll}$  è determinata dalla tensione continua in uscita dal raddrizzatore  $V_{bus}$  e dall'impedenza di corto circuito del cavo che dipende dalle

resistenze di conduzione  $R_{01}$  e  $R_{02}$ , dalle autoinduttanze  $L_{01}$  e  $L_{02}$  e dalla capacità tra le linee di pilotaggio  $C_U$ .

Il percorso di  $I_U$  è limitato ai morsetti di pilotaggio del VFD ed alle capacità interlinea. Non dovrebbe quindi interferire con altri apparati, a meno di un lieve contributo radiato dai morsetti del convertitore. È in ogni caso una corrente che può far sorgere problemi solo in sensori di correnti in sistemi a bassa potenza.

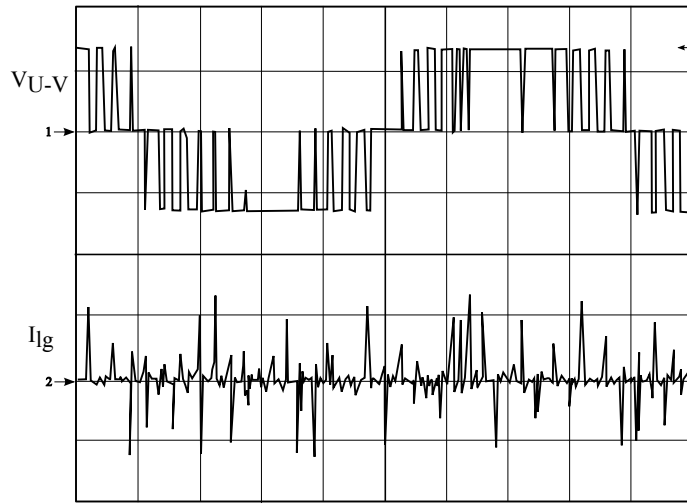


Figura 3.3: Tensione di modo normale in uscita ad un ASD e corrente di modo comune  $I_{lg}$

La corrente  $I_{lg}$ , al contrario, non trova un percorso di ritorno immediato al convertitore. Vi sono tre capacità che fungono da ponte di ritorno per tale corrente: la capacità tra linea e un eventuale cavo di terra  $C_{lg}$ , quella tra linea e condotto metallico che sorregge i cavi  $C_{lg-c}$  e quella tra gli avvolgimenti statorici del motore e terra  $C_{lg-m}$ .

Essendo il percorso di ritorno della corrente più largo, dato che coinvolge anche la terra, vi è una maggior probabilità di interferire con altri apparati. Ponendo una pinza amperometrica intorno alle linee U,V,W del VFD non dovremmo, in condizioni di terna trifase perfettamente bilanciata, misurare nessuna corrente. Vi è invece una corrente non nulla che fluisce nei tre cavi selezionati ed è appunto la

corrente di modo comune  $I_{lg}$ , come illustrato in Figura 3.3. Quest'ultima è, per i motivi appena discussi, il principale generatore di EMI.

### 3.2.2 Percorso della corrente di modo comune

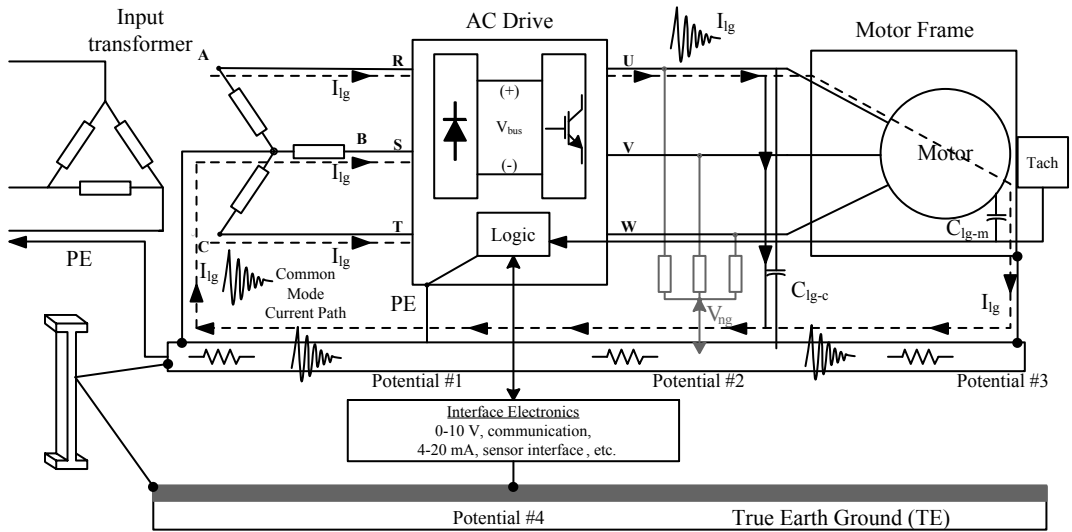


Figura 3.4: Percorso della corrente di modo comune in un generico impianto industriale ASD

La figura 3.4 illustra il percorso della corrente di modo comune in un sistema trasformatore-convertitore-motore collegato a terra dove gli ingressi (R,S,T) del convertitore sono collegati al secondario del trasformatore (A,B,C). Un ponte di diodi raddrizza la tensione alternata in ingresso in una tensione continua  $V_{bus}$ . Il VFD impiega sei interruttori a stato solido per connettere alternativamente la tensione  $V_{bus}$  alle linee di uscita (U,V,W). La carcassa del motore è collegata a massa al livello del potenziale #3 ed il conduttore di terra del cablaggio viene collegato sia al potenziale #3 che alla terra del convertitore. Il tutto viene poi collegato ad una terra comune mediante delle aste impiantate nel suolo al potenziale #4, punto in cui viene collegato anche il centro stella (neutro) del secondario del trasformatore.

Si può notare come sono presenti due percorsi di ritorno per la corrente di modo comune  $I_{lg}$ : tramite la capacità  $C_{lg-c}$  tra una linea e il condotto metallico

e attraverso la capacità  $C_{lg-m}$  tra gli avvolgimenti statorici e terra.

Essendo l'impedenza di linea prevalentemente capacitiva,  $I_{lg}$  risulta proporzionale a  $((C_{lg-m} + C_{lg-c}) \frac{\partial V_{U-V}}{\partial t})$ . L'ampiezza di  $I_{lg}$  aumenta quindi proporzionalmente con:

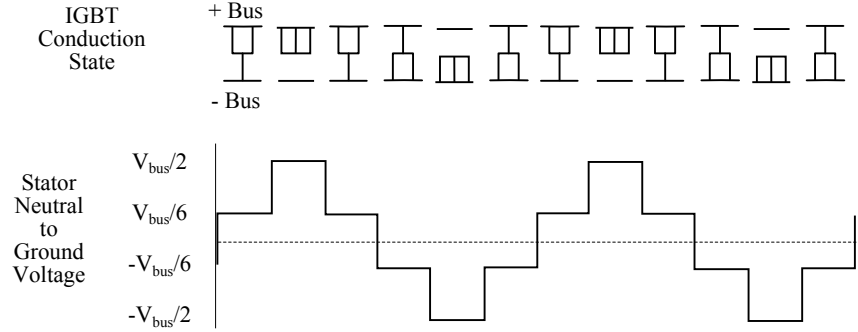
- VFD con cavi molto lunghi e, quindi, con  $C_{lg-c}$  maggiore;
- VFD che pilotano motori ad elevata potenza che presentano  $C_{lg-m}$  maggiore;
- Convertitori con *slew rate* di transizione PWM elevati dovuti a un  $t_{rise}$  elevato degli IGBT ( $\frac{\partial V_{U-V}}{\partial t}$  maggiore);
- Convertitori con elevate tensioni di sistema ( $\frac{\partial V_{U-V}}{\partial t}$  maggiore).

La corrente  $I_{lg}$ , in valore efficace, dipende anche dalla frequenza portante  $f_c$ , come sarà mostrato in seguito. L'aumento di tale frequenza è però altrettanto necessario per avere in uscita dal convertitore segnali di pilotaggio di migliore qualità.

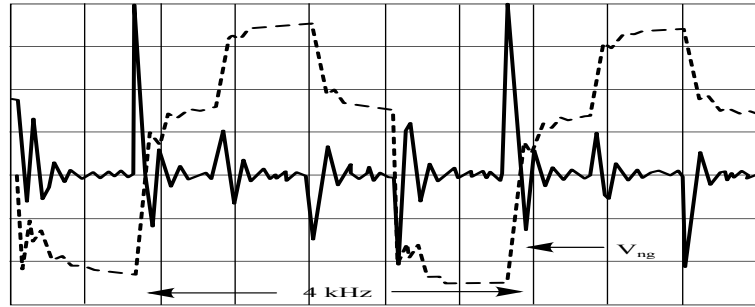
La corrente  $I_{lg}$  ritorna al convertitore tramite il collegamento di massa a livello del potenziale #1. Vista l'assenza di collegamento diretto tra la massa del convertitore e la tensione  $V_{bus}$ , non resta ad  $I_{lg}$  che di tornare tramite il centro stella del secondario del trasformatore e quindi arrivare ai morsetti (R,S,T) del convertitore. Si noti come tale configurazione è ampiamente sconsigliata, sia per un percorso che include un'area molto grande, sia per il passaggio della corrente attraverso gran parte del piano di massa, come sarà illustrato in seguito.

### 3.2.3 Tensione di modo comune come sorgente EMI

La tensione di modo differenziale  $V_{U-V}$  in uscita dal VFD contribuisce all'azionamento del motore e viene, quindi, convertita in potenza meccanica. Si è visto nel capitolo 2 come la tensione  $V_{ng}$  misurata tra il centro stella, "neutro virtuale", e massa sia intrinseca al funzionamento di un VSI.

Figura 3.5: Fasi di commutazione del convertitore e generazione della tensione  $V_{ng}$ 

La Figura 3.5 mostra in maggiore dettaglio la tensione di modo comune  $V_{ng}$  durante le otto fasi di commutazione di un convertitore a sei interruttori a IGBT. Si noti come in realtà le otto fasi di *switching* degli IGBT producono una forma d'onda a sei livelli con valori compresi tra  $\pm \frac{V_{bus}}{2}$  e valori intermedi  $\pm \frac{V_{bus}}{6}$ .

Figura 3.6: Correlazione tra  $V_{ng}$  e  $I_{lg}$  per un inverter con  $f_c = 4Khz$ 

La tensione di modo comune è la reale causa della corrente  $I_{lg}$  di cui si è appena trattato, come illustrato in Figura 3.6. Tale tensione non contribuisce all'azionamento del motore e circola nell'interno PDS dando un contributo decisivo nella formazione della corrente di modo comune. Si noti come ad ogni rapida variazione di tensione di modo comune  $V_{ng}$  di un inverter corrisponda a un valore di picco (*spikes*) per la corrente di modo comune  $I_{lg}$ .

### 3.2.4 Caratteristiche in frequenza della tensione di modo comune e differenziale

La Figura 3.7 mostra lo spettro della tensione di modo differenziale  $V_{U-V}$  di un inverter PWM con frequenza portante  $f_c = 500Hz$  e un tempo di salita  $t_{rise} = 200ns$  del dispositivo a stato solido del VSI. Come già notato in precedenza tale forma d'onda si può considerare come una successione di impulsi trapezoidali.

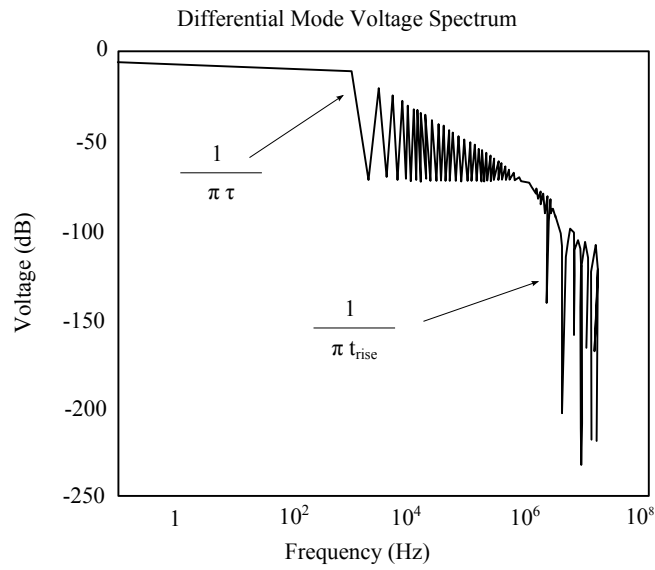


Figura 3.7: Risposta in frequenza della tensione di modo differenziale  $V_{UV}$

Dalla frequenza relativa alla larghezza dell'impulso  $f_c = \frac{1}{\pi \tau}$  si ha un andamento decrescente a  $-20dB/Dec$  fino ad una frequenza  $f_r = \frac{1}{\pi t_{rise}}$  relativa al tempo di commutazione <sup>1</sup>, ossia oltre la quale il decadimento è a  $-40dB/Dec$ . Una variazione della larghezza d'impulso  $\tau$  della forma d'onda PWM porta ad una traslazione dello spettro a destra o a sinistra per un ampio range di frequenze; si noti invece come tempi di salita  $t_{rise}$  più lenti portino a uno spostamento del punto di inizio di pendenza  $-40dB/Dec$ .

<sup>1</sup>Generalmente il tempo di salita è minore del tempo di discesa, ed è quindi quello che influenza maggiormente lo spettro.

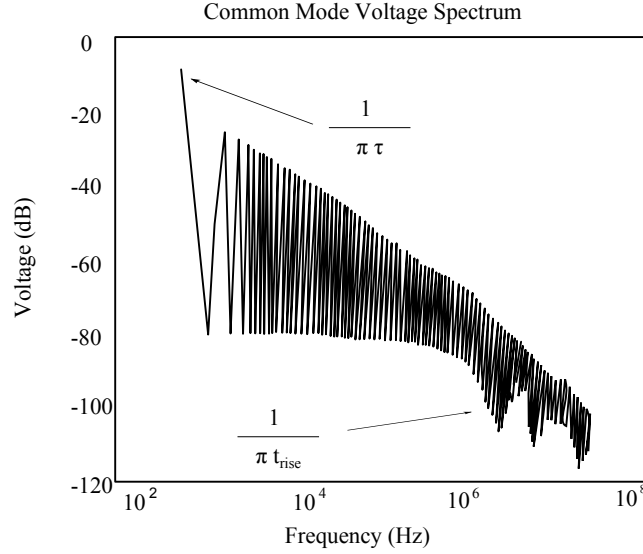


Figura 3.8: Risposta in frequenza della tensione di modo comune  $V_{ng}$

Per il solito inverter PWM è lecito caratterizzare anche lo spettro della tensione di modo comune  $V_{ng}$ , come mostrato in Figura 3.8. Si noti anche in tale caso un andamento decrescente a  $-20\text{dB}/\text{Dec}$  dalla frequenza portante  $f_c$  fino alla frequenza  $f_r$ ; da  $f_r$  in poi si il decadimento diminuisce a  $-40\text{dB}/\text{Dec}$ .

Analizzando i due grafici si osserva che il contenuto spettrale alla alte frequenze è sostanzialmente dovuto al tempo di salita dell'impulso, ovvero al  $t_{rise}$  del dispositivo a stato solido nell'inverter. Per ridurre lo spettro alle alte frequenze è quindi necessario utilizzare dispositivi non troppo veloci; al tempo stesso però che con il crescere dei tempi di salita aumentano le perdite per effetto *Joule*. È necessario quindi un compromesso in termini di efficienza energetica e compatibilità elettromagnetica.

### 3.3 Percorsi di accoppiamento EMI

Nel capitolo 1 si è già illustrato come un qualsiasi problema può essere schematizzato in un apparato trasmettitore EMI, un meccanismo di accoppiamento, e

un apparato ricevitore. In tale sezione si trattano i principali meccanismi di accoppiamento del rumore derivanti dall'utilizzo di VFD. Gli apparati suscettibili sono in maggior parte dispositivi che presentano tensioni e correnti di lavoro basse in confronto a quelle del convertitore. In seguito si utilizzerà il termine “linee di segnale” per indicare i cavi di un generico apparato suscettibile (schematizzato come un dispositivo di ricetrasmissione *Send-Receive*) e “linee di potenza” per i conduttori del VFD.

### 3.3.1 Accoppiamento capacitivo tra linee di potenza e linee di segnale

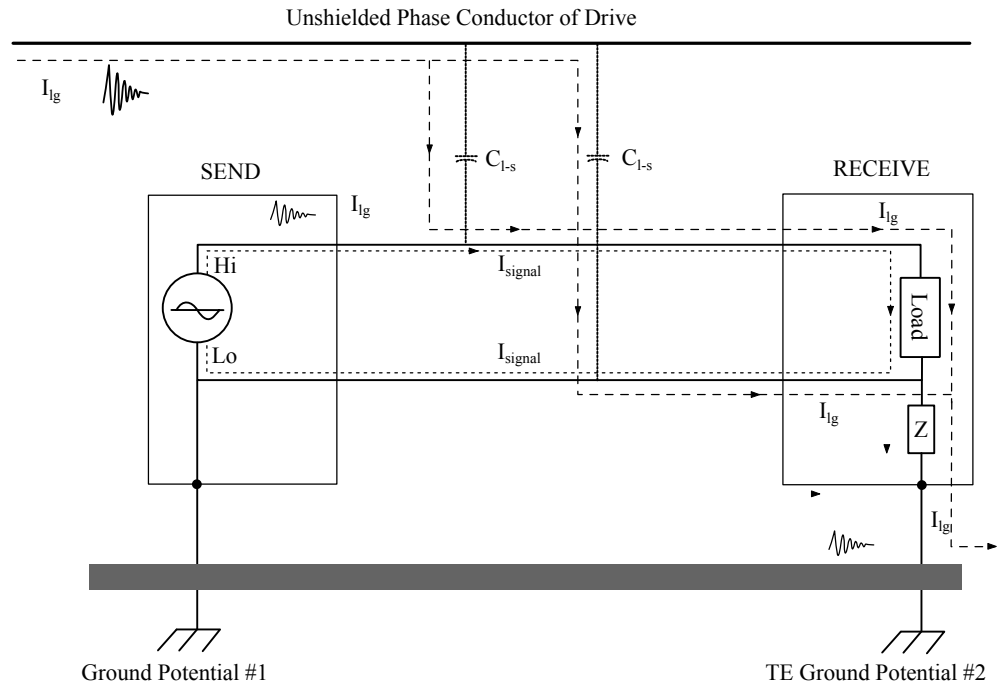


Figura 3.9: Accoppiamento capacitivo tra linee di potenza e linee di segnale

La Figura 3.9 illustra il caso di un convertitore con conduttore di fase non schermato. Nel caso di tensioni di linea ad alto *slew rate* la corrente di modo comune  $I_{lg}$  si può accoppiare capacitivamente ad entrambe le linee di segnale tramite la capacità parassita  $C_{l-s}$  tra le due linee. Si produrrà nell'apparato suscettibile



una tensione di errore causando un disturbo proporzionale allo sbilanciamento tra gli accoppiamenti ai singoli cavi.

La capacità  $C_{l-s}$  è proporzionale alla lunghezza di accoppiamento delle linee di segnale e di potenza poste in parallelo e alla loro distanza reciproca. Dallo studio dell'accoppiamento capacitivo è possibile dedurre alcune soluzioni per ridurre il rumore:

- Usare un doppino ritorto come linea di segnale, ottenendo quindi un capacità parassita  $C_{l-s}$  bilanciata;
- Separare maggiormente le linee di segnale dalle linee di potenza;
- Schermare i cavi di potenza;
- Schermare le linee di segnale in modo da far scorrere la corrente accoppiata allo schermo verso massa.

Si noti come l'ultima punto pone un ulteriore problema per tensioni di linea con *slew rate* molto alti <sup>2</sup>, come illustrato in Figura 3.10. La corrente di modo comune disturba l'apparato di ricetrasmissione accoppiandosi alle linee di alimentazione dalla rete, nonostante la linea di comunicazione sia opportunamente dimensionata e schermata. È quindi necessario andare ad isolare le linee di alimentazione degli apparati suscettibili.

### 3.3.2 Corrente di modo comune condotta nella terra

In figura 3.11 vi è illustrato il percorso della corrente di modo comune che fluisce attraverso il cavo non schermato e la capacità  $C_{l-g}$  verso il potenziale #1 ( $V_1$ ), giungendo infine, attraversando la terra, al potenziale #2 ( $V_2$ ).

Un terra realizzata con un grigliato metallico presenta un'alta impedenza alle alte frequenze della corrente  $I_{lg}$  di modo comune, facendo sì che si veda nella

---

<sup>2</sup>Tale valore è assunto sperimentalmente pari a  $\frac{\partial V_{UV}}{\partial t} > 10000 \frac{V}{\mu s}$ .

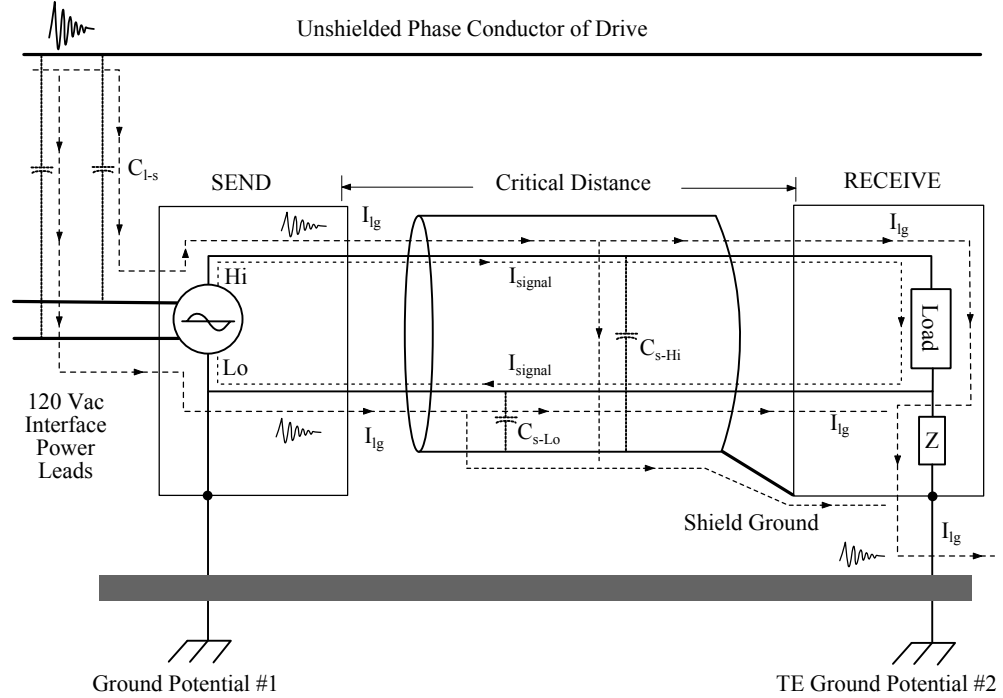


Figura 3.10: Accoppiamento capacitivo tra linee di potenza e linee di alimentazione

connessione di massa una differenza di potenziale  $V_{1-2}$ , inducendo ovvero una tensione di modo comune.

Tale differenza di potenziale genera una corrente  $I_{1-2}$  che scorre dalla terra verso le linee dell'apparato suscettibile sovrapponendosi al segnale informativo  $I_{signal}$ : si parla, in tale caso, di "massa rumorosa".

Se  $V_1$  e  $V_2$  sono mantenuti allo stesso potenziale di terra, allora la differenza di potenziale tra di essi sarà nulla, eliminando la corrente di rumore  $I_{1-2}$ . Si noti che anche nel caso in cui i potenziali #1 e #2 non siano al solito potenziale della terra, ma  $V_1$  e  $V_2$  sono approssimativamente uguali in ampiezza e in fase, allora  $V_{1-2} \sim 0$ . L'apparato suscettibile può quindi operare anche nel caso della presenza di  $I_{lg}$  condotta verso terra se i due punti di terra 1 e 2 sono circa al solito potenziale. In tal caso è necessario utilizzare un dispositivo con un buon CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*) per poter eliminare il rumore.

Quindi anche una corrente  $I_{lg}$  di grande intensità ma basso *slew rate* può por-



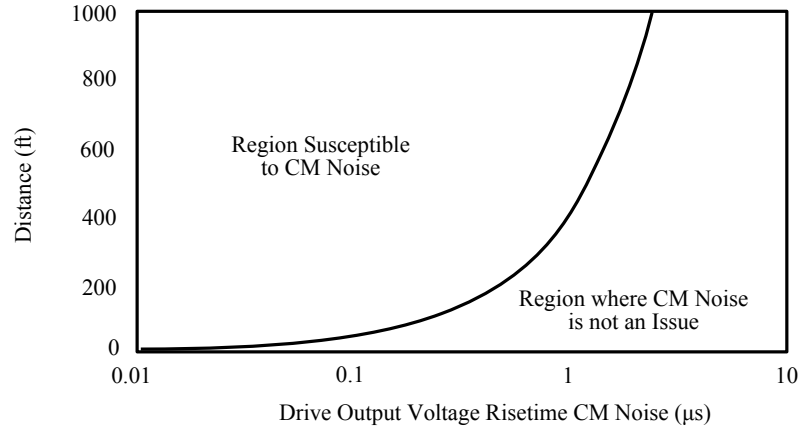


Figura 3.12: Distanze critica dell'apparato suscettibile

### 3.3.3 Corrente di modo comune condotta nella terra per linee di segnali schermate

Uno schermo per le linee di segnale riduce l'accoppiamento capacitivo ma può generare EMI se questo è collegato alla massa del trasmettitore in cui scorre una corrente  $I_{1-2}$  dovuta al passaggio della corrente di modo comune  $I_{lg}$ .

In Figura 3.13 si evidenzia, per uno schermo collegato ad una massa rumorosa con potenziale  $V_1$ , il percorso di una corrente di modo comune  $I_{1-2}$  attraverso le capacità tra linee di segnale e schermo ( $C_{S-Hi}$  e  $C_{S-Hi}$ ) fino a giungere al ricevitore.

Alcune pratiche soluzioni a tale problema sono:

- Collocare induttanze in serie alle linee di pilotaggio del motore per ridurre il tempo di salita di  $I_{lg}$  in modo che  $V_{1-2} \sim 0$ ;
- L'impiego di *choke* di modo comune posti sia sulle linee di segnale informativo che sullo schermo, entrambi al livello del trasmettitore. Un *choke* è un anello di materiale ad alta riluttanza magnetica (ferromagnetico) che, circoscrivendo un conduttore, è tale da aumentarne considerevolmente l'autoinduttanza ( $L$ ), quindi far sì che presenti un'elevata impedenza alla corrente, in particolare alle componenti della corrente in alta frequenza ( $Z = j\omega L$ ). Si riduce

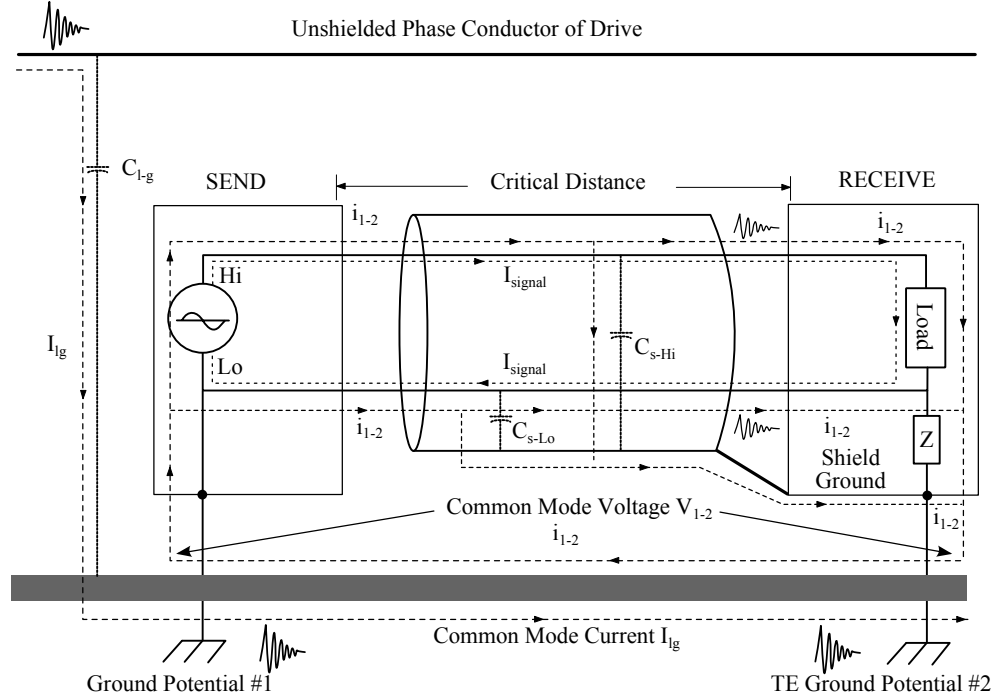


Figura 3.13: Corrente di modo comune condotta attraverso uno schermo connesso alla massa del trasmettitore

quindi la corrente accoppiata capacitivamente al ricevitore tramite  $C_{S-Hi}$  e  $C_{S-Hi}$ ;

- Collegare lo schermo alla massa del ricevitore.

La disposizione dell'apparato suscettibile in quest'ultimo punto è mostrato in Figura 3.14. Lo schermo è collegato alla massa dell'apparato ricevitore mentre la circuiteria di trasmissione è referenziata al potenziale #1 ad una massa rumorosa.

La corrente di rumore  $I_{1-2}$  deve prima passare tramite l'impedenza di massa  $Z$  dell'alimentazione del trasmettitore prima di giungere al ricevitore. Utilizzando un'alta impedenza di massa si ottiene livelli di rumore più bassi al ricevitore.

Una migliore configurazione comprende l'utilizzo di uno schermo collegato a massa da entrambi i lati in particolare per rumori di modo comune di elevati

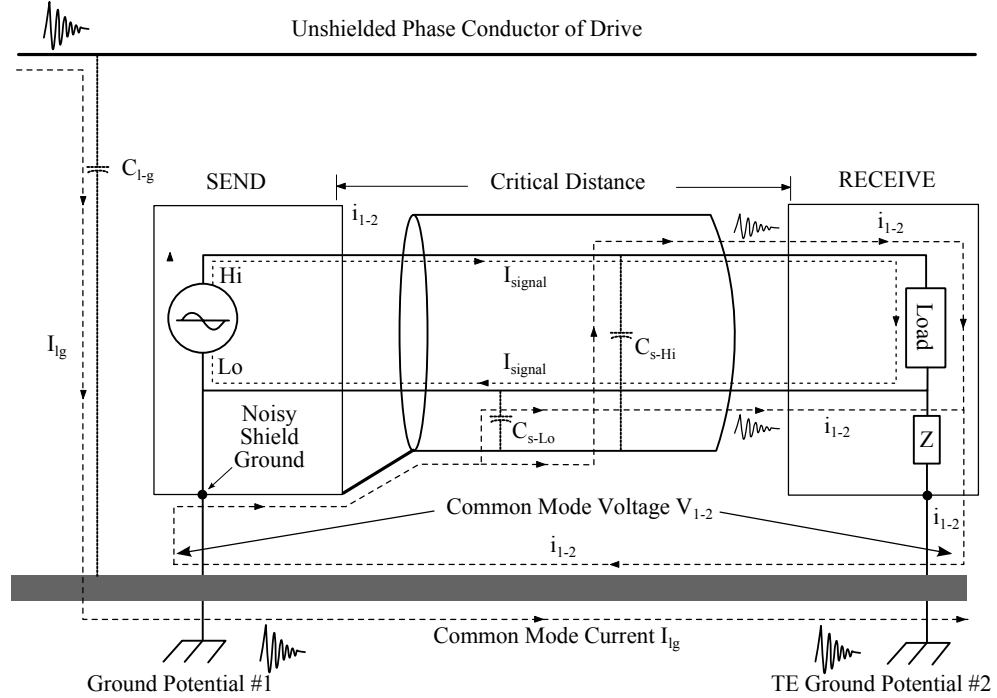


Figura 3.14: Corrente di modo comune condotta attraverso uno schermo connesso alla massa del ricevitore

*slew rate* ed oscillazioni in alta frequenza. La bassa impedenza dello schermo in parallelo all'alta impedenza della massa costringe  $V_1 \sim V_2$ , rendendo la tensione di modo comune  $V_{1-2} \sim 0$ .

### 3.3.4 Accoppiamento induttivo tra linee di potenza e linee di segnale

Si noti come in realtà l'accoppiamento capacitivo è predominante nei problemi di tipo elettromagnetico in ambito industriali.

Eventuali problemi possono porsi nel caso in cui l'area di accoppiamento induttivo dell'apparato suscettibile sia troppo estesa; in tale caso minimizzare l'area tra le linee di segnale e terra può essere una soluzione accettabile. Altrimenti è possibile diminuire il fenomeno di accoppiamento disponendo le linee di segnale in modo ortogonale alle linee di potenza per diminuire il flusso del campo magnetico

incidente e, quindi, diminuire la mutua induttanza tra i cavi.

### 3.3.5 Corrente di modo comune ed emissioni radiate

I cavi non schermati si comportano come antenne per le alte frequenze del segnale PWM associate ai ripidi fronti di variazione. Una radiazione sufficientemente efficiente avviene generalmente alla frequenza  $f = \frac{1}{\pi t_{rise}}$  relativa al tempo di salita del dispositivo a stato solido utilizzato e relative armoniche.

Le linee d'ingresso e di uscita del convertitore, nelle quali circola la corrente di modo comune  $I_{lg}$  si possono comportare come spire radianti, considerando il percorso chiuso di ritorno attraverso la terra.

Il percorso della corrente  $I_{ll}$  funge anch'esso da spira radiante qualora i cavi delle tre fasi non siano sufficientemente ravvicinati. Si noti che in generale, essendo l'area del percorso effettuato da  $I_{ll}$  non troppo grande, si può tendere a trascurare tale fenomeno elettromagnetico.

## Capitolo 4

# Modellizzazione del sistema per problemi EMI

Nel capitolo 3 si è dunque visto come la corrente di modo comune è la maggior responsabile di disturbi elettromagnetici per sistemi con azionamenti a velocità variabile. Come già visto in precedenza tale sistema può essere scomposto principalmente in quattro apparati fondamentali: un trafo di alimentazione in media tensione, un trasformatore di rete, un convertitore a frequenza variabile collegato attraverso dei cavi di pilotaggio a un motore a induzione magnetica. Le diverse scelte di tali apparati influenzano notevolmente il problema in termini di compatibilità elettromagnetica.

È necessario quindi lo studio di un modello che possa permettere di predire, entro certi margini di errore, il valore effettivo della corrente di modo comune nel sistema.

Si è notato in precedenza come il percorso della corrente di modo comune sia in maggior modo determinato da:

- Capacità tra i conduttori di fase e il cavo di terra o lo schermo elettrostatico;
- Capacità tra gli avvolgimenti statorici del motore e il punto di terra della carcassa;



È evidente quindi come i cavi di linea e il motore devono essere rappresentati con maggiore attenzione per ottenere un risultato corretto.

La modellizzazione di ogni elemento del sistema è basata su due *step*:

- Scelta corretta del modello che rappresenta il componente del sistema;
- Estrazione dei parametri necessari per implementare tale modello nel software di simulazione utilizzato.

Si noti come in realtà il secondo punto sia legato principalmente ai cavi di pilotaggio e al motore per i motivi appena descritti.

Infine vengono analizzati i risultati ottenuti del sistema complessivo sia nel dominio nel tempo che in frequenza.

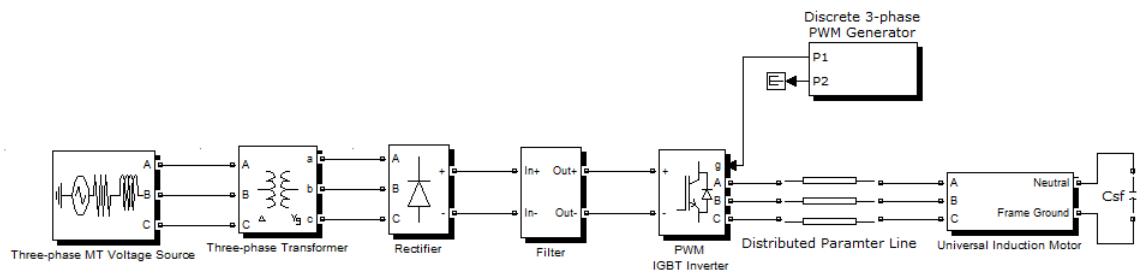


Figura 4.1: Implementazione del sistema complessivo in Simulink

La Figura 4.1 mostra l'implementazione in *Simulink* del sistema complessivo; segue quindi una dettagliata descrizione delle tecniche di modellizzazione del sistema.

## 4.1 Modellizzazione del sistema di azionamento

Il primo approccio necessario è la modellizzazione del sistema di azionamento del motore. L'importanza di tale punto risiede nel fatto che il VSI produce intrinsecamente la tensione di modo comune che, come si è già visto, non contribuisce all'azionamento del motore circolando nel sistema.

#### 4.1.1 Modellizzazione del trafo di alimentazione e del trasformatore

Il primo approccio necessario è la modellizzazione del sistema di azionamento.

La rete di alimentazione trifase in media tensione è stata modellizzata come una generica sorgente trifase utilizzando il blocco generato di *default* da Simulink. Allo stesso modo è possibile utilizzare un generico trasformatore triangolo-stella che porta la tensione di alimentazione al livello desiderato, come illustrato in 4.2.

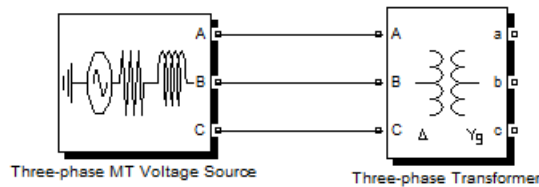


Figura 4.2: Implementazione del trafo in media tensione e del trasformatore di rete

Si noti come la scelta del collegamento del punto di neutro del trasformatore influenzi il valore della corrente di modo comune che rientra nel VFD, come mostrato nel capitolo 3. È quindi possibile effettuare eventuali confronti cambiando il metodo di *grounding* del trasformatore.

È evidente come i valori di tensione e frequenza di alimentazione possono essere chiaramente modificati in base al sistema da modellizzare.

#### 4.1.2 Modellizzazione del VFD

La funzione del raddrizzatore è direttamente implementata nel software di simulazione attraverso il blocco "*Universal Bridge*". È stato inoltre implementato un filtro *LC* che cancella eventuali oscillazioni residue del segnale in uscita al convertitore AC-DC, diminuendo quindi la distorsione armonica della forma d'onda in ingresso al convertitore DC-AC a valle.

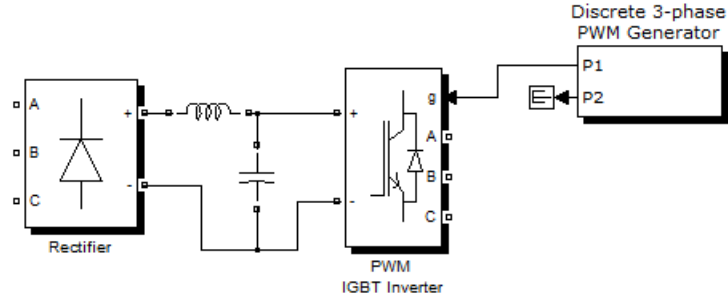


Figura 4.3: Implementazione del VFD

La tensione continua in uscita dal filtro si presenta in ingresso a un VSI trifase pilotato da una logica PWM. Il blocco “*Universal Bridge*”<sup>1</sup> permette l’implementazione del convertitore DC-AC scegliendo sia il dispositivo a stato solido utilizzato per la funzione di *switching* sia il numero dei livelli del VSI.

È inoltre possibile fissare la frequenza portante  $f_c$  e il *duty cycle*  $\delta$  della forma d’onda a modulazione d’impulso attraverso il blocco “Discrete Three Phase PWM Generator”. La Figura 4.3 mostra lo schema di implementazione del VFD utilizzato per la simulazione.

#### 4.1.3 Misurazione forme d’onda del VFD

In tale sezione vengono presentati le forme d’onda principali ottenute chiudendo il sistema fin qui spiegato con un generico carico trifase resistivo.

In particolare vengono quindi illustrate (Figura 4.4):

- La tensione  $V_{rect}$  in uscita dal raddrizzatore;
- La tensione  $V_{bus}$  che rappresenta la tensione di linea dopo essere stata filtrata;
- La tensione  $V_U - V_{inv}$  tra due conduttori di fase per un VSI a due livelli.

<sup>1</sup>Si noti come, a seconda del metodo di utilizzo, tale blocco possa implementare sia un VSI che un raddrizzatore

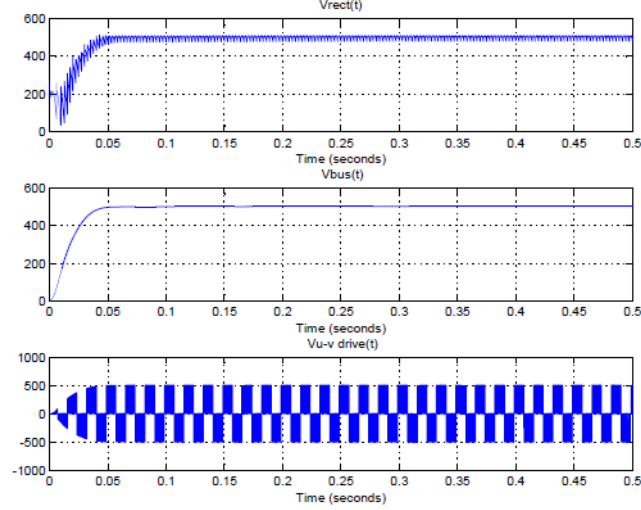


Figura 4.4: Forme d'onda di modo differenziale del sistema raddrizzatore-filtro-VSI

Si può notare come il filtro elimini le oscillazioni residue presenti nella tensione in uscita dal raddrizzatore, diminuendo quindi il THD.

È inoltre utile andare ad osservare la tensione di modo comune causata dal VSI. La tensione  $V_{ng}$  è stata misurata ponendo un carico resistivo di valore molto alto ( $\sim M\Omega$ ) tra due linee di uscita del VSI. È stata quindi misurata la tensione tra il punto stella del carico e un generico punto di terra.

La Figura 4.5 mostra come l'andamento a livelli della tensione di modo comune rispecchi quello trattato nei capitoli precedenti. È in ogni caso evidente come tale implementazione sia necessaria ma non sufficiente per uno studio accurato del valore della corrente di modo comune. Si necessita infatti di uno studio approfondito degli apparati che costituiscono il percorso di ritorno di tale corrente verso il PDS.

## 4.2 Modellizzazione dei cavi

La scelta dei cavi di pilotaggio del motore influisce sia nelle sovratensioni transitorie di modo differenziale, sia nella generazione di disturbi elettromagnetici. Uno studio accurato che permetta di predire entrambi i fenomeni è dunque necessario.

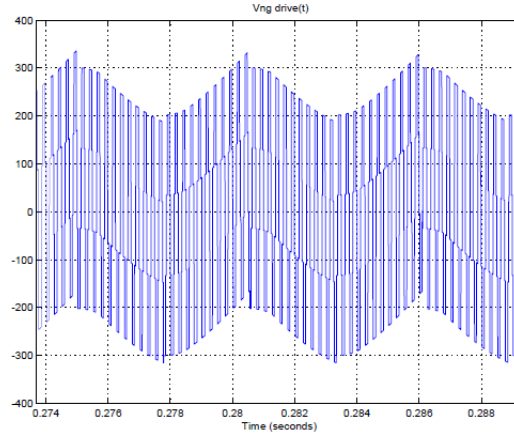


Figura 4.5: Tensione di modo comune per un inverter a due livelli

#### 4.2.1 Rappresentazione fisica del cavo

I cavi disponibili in commercio sono di varie tipologie costruttive. Se il comportamento a bassa frequenza è sostanzialmente identico, differenze insorgono a frequenze più elevate. In tale ottica si necessita di un modello che permetta uno studio dei cavi con qualsiasi geometria

L'utilizzo di un'analisi agli elementi finiti o FEA (*Finite Elements Analysis*) in 2D per estrarre i parametri necessari per lo studio dei cavi permette di poter studiare il problema per qualsiasi tipo di geometria e dunque presenta risultati più accurati rispetto agli approcci analitici presenti in letteratura.

Il primo passo è la rappresentazione fisica del modello del cavo. Il vantaggio di utilizzare un metodo FEM 2D è dovuto al basso costo computazionale che richiede rispetto a un modello in tre dimensioni senza sostanziale perdita di accuratezza nei risultati ottenuti.

La Figura 4.6 mostra il modello 3D e la sezione 2D semplificata di un cavo a 3 conduttori di fase e 3 conduttori di terra (*armor cable*). È evidente come qualsiasi tipo di geometria possa essere rappresentata.

Al fine di estrarre i parametri in maniera corretta, si deve conoscere oltre le

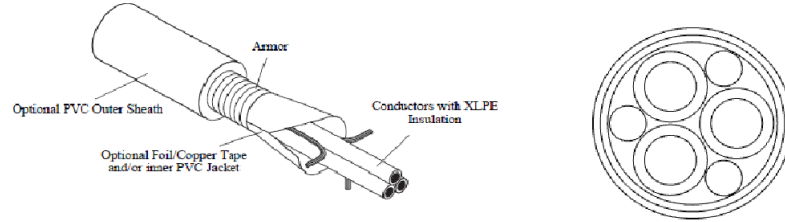


Figura 4.6: Modello 3D e relativa sezione longitudinale di un *armor cable*

caratteristiche geometriche anche le proprietà fisiche dei materiali che compongono il cavo, in termini di:

- Permittività elettrica  $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ ;
- Permeabilità magnetica  $\mu = \mu_r \mu_0$  ;
- Conduttività elettrica  $\sigma$  .

È inoltre necessario imporre le corrette condizioni al contorno per ogni dominio della sezione trasversale del cavo.

#### 4.2.2 Modello a parametri RLC per un cavo trifase

In letteratura sono presenti numerosi modelli per rappresentare una linea trifase in alta frequenza; in tale lavoro di tesi è stato scelto di rappresentare un cavo in termini di capacità, induttanza e resistenza. La Figura 4.7 mostra trifase in un semplice modello[9] a parametri  $R - L - C$  presente in letteratura.

Si noti quindi come ogni conduttore possa essere studiato in termini di:

- Capacità mutua  $C_{ll}$  tra conduttori di fase capacità mutua  $C_{lg}$  tra il conduttore di fase e il conduttore di terra;
- Capacità  $C_{lg-c}$  tra il conduttore di fase e il condotto metallico o lo schermo;

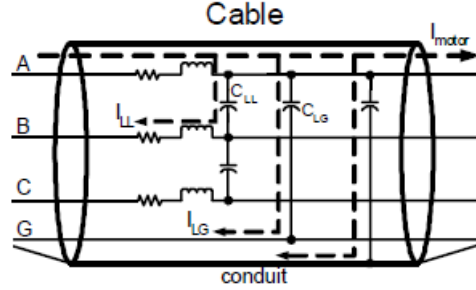


Figura 4.7: Modello R-L-C di una linea trifase

- ;Autoinduttanza  $L_{g,a,b,c}$  e mutua induttanza  $M$  tra diversi conduttori;
- Resistenza serie  $R_{a,b,c}$  dovuta alle perdite di tipo ohmico.

Al fine di un implementazione computazionale tali valori di capacità, induttanza e resistenza devono essere utilizzati sottoforma delle rispettive matrici  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{L}$  e  $\mathbf{R}$ , come verrà spiegato in seguito.

#### 4.2.3 Estrazione delle capacità

In particolar modo una generica linea trifase può essere studiata in termini di capacità come illustrato in Figura 4.8:

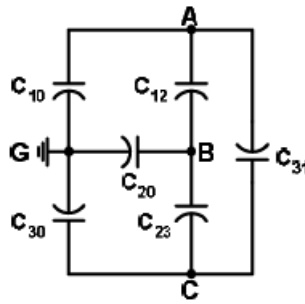


Figura 4.8: Linea trifase in termini di capacità

dove

- $C_{i0}$  rappresenta la capacità tra i-esimo conduttore e conduttore di terra;

- $C_{ij}$  rappresenta la capacità tra i-esimo conduttore e j-esimo conduttore;

Si noti come la capacità tra i conduttori e lo schermo o condotto metallico non è stata utilizzata in tale modello. Tale approssimazione è stata assunta perchè genericamente tale capacità è di valore molto minore rispetto a quella tra un generico conduttore di fase e di terra. In tale ottica il percorso della corrente di modo comune verso lo schermo risulta a impedenza maggiore e può essere tralasciato.

È importante notare come nel caso non sia presente un conduttore di terra tale capacità debba essere invece calcolata, essendo lo schermo l'unico percorso di ritorno della corrente di modo comune.

La matrice è  $\mathbf{C}$  ottenuta imponendo l'equazione  $Q = CV$  e la legge di conservazione della carica  $\sum Q = 0$  al sistema di Figura 4.8.

Il sistema può essere rappresentato da tre equazioni lineari che esprimono la carica  $Q$  in funzione della tensione  $V$  su ogni conduttore:

$$\begin{aligned} Q_1 &= c_{11}V_1 + c_{12}V_2 + c_{13}V_3 \\ Q_2 &= c_{21}V_1 + c_{22}V_2 + c_{23}V_3 \\ Q_3 &= c_{31}V_1 + c_{32}V_2 + c_{33}V_3 \end{aligned} \tag{4.1}$$

dove

- $c_{ii} = \left. \frac{Q_i}{V_i} \right|_{V_{i+1}=V_{i-1}=0}$  rappresenta la capacità totale tra i-esimo conduttore e il conduttore di terra con tutti gli altri conduttori posti potenziale nullo;
- $c_{ij} = \left. \frac{Q_i}{V_j} \right|_{V_{j+1}=V_{j-1}=0}$  rappresenta la capacità totale tra i-esimo conduttore e j-esimo conduttore con tutti gli altri conduttori posti potenziale nullo.

Si noti come gli elementi  $c_{ij}$  abbiano un valore negativo. Questo è dovuto al fatto che se sul i-esimo conduttore è applicato un potenziale  $V_i$  (e quindi una carica positiva) allora sul j-esimo conduttore sarà presente una carica opposta, portando  $c_{ij}$  a un valore negativo. Inoltre, per simmetria del problema, si avrà  $c_{ij} = c_{ji}$ .



L'equazione (4.1) può essere riscritta in termini delle capacità della Figura 4.8 come segue:

$$\begin{aligned} Q_1 &= C_{10}V_1 + C_{12}(V_1 - V_2) + C_{13}(V_1 - V_3) \\ Q_2 &= C_{12}(V_2 - V_1) + C_{20}V_2 + C_{23}(V_2 - V_3) \\ Q_3 &= C_{13}(V_3 - V_1) + C_{23}(V_3 - V_2) + C_{30}V_3 \end{aligned} \quad (4.2)$$

Ordinando i termini rispetto a  $V_i$  si ottiene

$$\begin{aligned} Q_1 &= (C_{10} + C_{12} + C_{13})V_1 - C_{12}V_2 + C_{13}V_3 \\ Q_2 &= -C_{12}V_1 + (C_{20} + C_{12} + C_{23})V_2 - C_{23}V_3 \\ Q_3 &= C_{13}V_1 - C_{23}V_2 + (C_{30} + C_{13} + C_{23})V_3 \end{aligned} \quad (4.3)$$

I coefficienti in (4.3) sono quindi legati alle capacità presenti in Figura 4.8 in base a semplici relazioni:

$$\begin{aligned} c_{11} &= C_{10} + C_{12} + C_{13} & c_{12} &= -C_{12} \\ c_{22} &= C_{12} + C_{20} + C_{23} & c_{23} &= -C_{23} \\ c_{33} &= C_{13} + C_{23} + C_{30} & c_{13} &= -C_{13} \end{aligned} \quad (4.4)$$

La matrice  $\mathbf{C}$ , generalmente utilizzata nei software di simulazione, è nella forma

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{10} & -C_{12} & -C_{13} \\ -C_{12} & C_{20} + C_{12} & -C_{23} \\ -C_{13} & -C_{23} & C_{30} + C_{13} + C_{23} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

che sarà quindi una matrice simmetrica per i motivi esposti in precedenza.

È confermato dall'esperienza sul campo che la matrice  $\mathbf{C}$  non ha variazioni rilevanti al cambiare della frequenza. Per determinare i valori di capacità è stato quindi utilizzato un modello elettrostatico che risolve l'equazione di *Laplace*[10]

$$\nabla^2 V = 0 \quad (4.6)$$

per ottenere il potenziale elettrostatico  $V$  e risolvere

$$\mathbf{E} = -\nabla V \quad (4.7)$$

ottenendo il campo elettrostatico  $\mathbf{E}$  e il campo induzione elettrica  $\mathbf{D}$ .

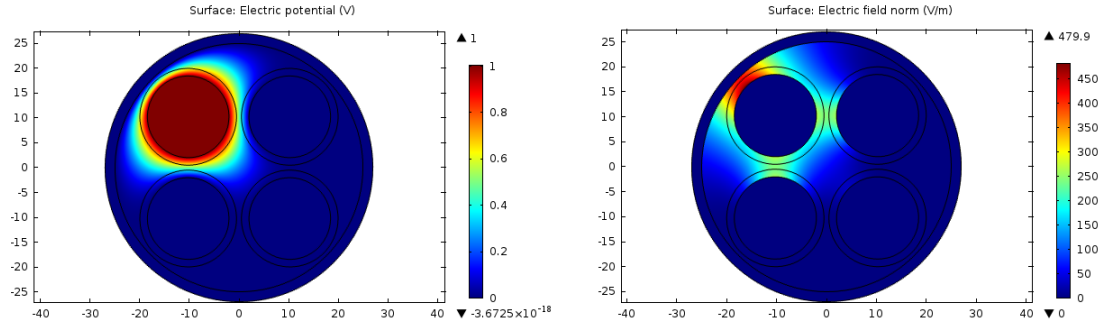


Figura 4.9: Potenziale e campo elettrostatico nel caso di eccitazione di un conduttore

La Figura 4.9 mostra il potenziale  $V$  e il campo elettrostatico  $\mathbf{E}$  all'interno di un generico cavo schermato con tre conduttori di fase e un conduttore di *ground*. È stato imposto un potenziale noto  $V_i$  sul  $i$ -esimo conduttore ponendo gli altri a potenziale nullo ( $V_j = 0$ ). In tale modo si è quindi calcolato  $C_{ii}$  e  $C_{ji}$  per ogni conduttore con il metodo esposto in precedenza. Si noti l'equazione al contorno di *Dirichlet* per delineare la presenza di una schermatura totale del conduttore.

#### 4.2.4 Estrazione delle induttanze

La Figura 4.10 presenta la linea trifase in termini di induttanza e resistenza.

dove

- $R_{a,b,c,g}$  rappresentano le perdite di tipo *Joule* per ogni conduttore;

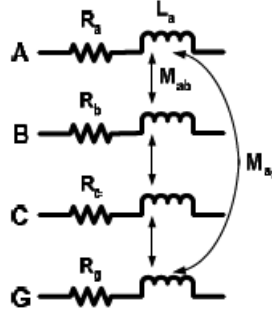


Figura 4.10: Linea trifase in termini di induttanza e resistenza

- $L_{a,b,c,g}$  rappresentano l'induttanza di dispersione per ogni conduttore;
- $M_{ab,bc,\dots,gc}$  rappresentano le mutue induttanze tra i conduttori;

La corrente che fluisce in un conduttore è generalmente uniformemente distribuita lungo la sua sezione trasversale per segnali di eccitazione in bassa frequenza; in alta frequenza la corrente tende invece ad assestarsi sulla superficie esterna, dando luogo all'effetto pelle (Figura 4.11), o *skin effect*, che comporta un aumento di resistenza per unità di lunghezza. In ugual modo il flusso magnetico tende a restare confinato all'interno del conduttore, producendo un aumento dell'induttanza per unità di lunghezza. Non è possibile in tale ambito utilizzare un modello magnetostatico, ma si deve utilizzare una formulazione che vari in frequenza.

Le equazioni di *Maxwell* nel dominio della frequenza, in un mezzo tempo-invariante, sono espresse da:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B} \quad (4.8)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega \mathbf{D} + \mathbf{J}_e \quad (4.9)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (4.10)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (4.11)$$

dove  $\mathbf{E}$  è il campo elettrico,  $\mathbf{D}$  è il campo induzione elettrostatica,  $\mathbf{B}$  è il campo densità di flusso magnetico,  $\mathbf{H}$  è il campo magnetico,  $\mathbf{J}$  è il vettore distribuzione di

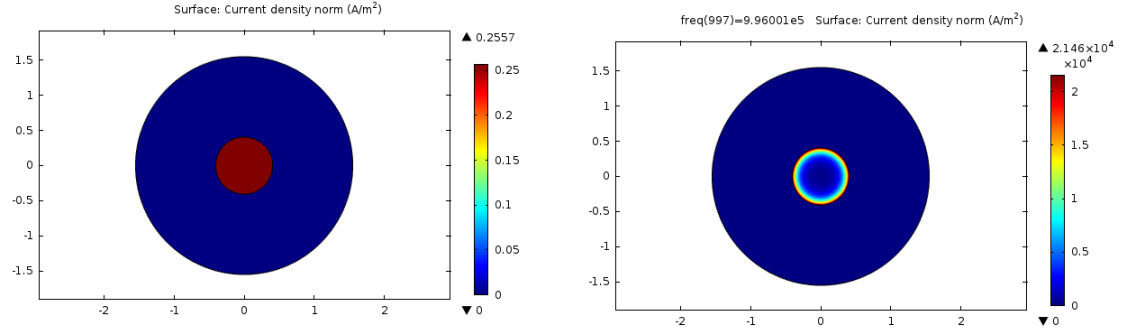


Figura 4.11: Effetto pelle di un conduttore

corrente,  $\mathbf{J}_e$  è il vettore introdotto per una sorgente esterna di corrente, e  $\omega = 2\pi f$  è la pulsazione angolare.

Per risolvere tale sistema di equazioni differenziali a derivate parziali del primo ordine sono necessarie le condizioni al contorno e le condizioni iniziali. Vengono quindi aggiunte le relazioni costitutive e la legge di *Ohm*:

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \mathbf{E} \quad (4.12)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} = \mu_r \mu_0 \mathbf{H} \quad (4.13)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (4.14)$$

Il vettore  $\mathbf{B}$  può essere espresso anche in termini del potenziale  $\mathbf{A}$  secondo la legge

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (4.15)$$

ed è quindi possibile riscrivere la (4.8) come

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B} = -j\omega(\nabla \times \mathbf{A}) \Rightarrow \nabla \times (\mathbf{E} + j\omega \mathbf{A}) = 0 \quad (4.16)$$

da cui, essendo tale campo irrotazionale, può essere scritto in termini di un potenziale  $V$  come

$$\mathbf{E} + j\omega\mathbf{A} = -\nabla V \Rightarrow \mathbf{E} = -\nabla V - j\omega\mathbf{A} \quad (4.17)$$

È possibile esprimere la (4.9) in termini del vettore potenziale  $\mathbf{A}$  e del potenziale  $V$  utilizzando (4.15) e (4.17) e le relazioni costitutive (4.12) e (4.13)

$$\nabla \times (\mu^{-1} \nabla \times \mathbf{A}) + (j\omega\sigma - \omega^2\epsilon) + (\sigma + j\omega\epsilon)\nabla V = \mathbf{J}_e \quad (4.18)$$

da cui facendone la divergenza

$$\nabla \cdot [(j\omega\sigma - \omega^2\epsilon)\mathbf{A} + (\sigma + j\omega\epsilon)\nabla V - \mathbf{J}_e] = 0 \quad (4.19)$$

Sono state quindi fornite due equazioni risolvibili in termini di  $\mathbf{A}$  e  $V$  da cui è possibile ricavare i campi  $\mathbf{B}$  e  $\mathbf{E}$  secondo la (4.14) e (4.16).

La matrice  $\mathbf{L}$  di induttanze di una linea trifase è una matrice simmetrica 4x4 e può essere espressa nella forma

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_g & M_{ga} & M_{gb} & M_{gc} \\ M_{ga} & L_a & M_g & M_g \\ M_{gb} & M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{gc} & M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

I valori di tale matrice possono essere espressi in termini di:

- $L_{ii} = \left. \frac{\phi_i}{I_i} \right|_{I_{i-1}=I_{i+1}=\dots=I_{k \neq i}=0}$  rappresenta l'autoinduttanza serie del  $i$ -esimo conduttori imponendo corrente nulla su tutti i rimanenti conduttori;
- $L_{ij} = \left. \frac{\phi_i}{I_i} \right|_{I_{j-1}=I_{j+1}=\dots=I_{k \neq j}=0}$  rappresenta la mutua induttanza tra  $i$ -esimo conduttore e  $j$ -esimo conduttore imponendo corrente nulla su tutti i rimanenti conduttori.

dove il flusso  $\phi_i$  è ricavabile da

$$\phi_i = \int_{S_i} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}_i \quad (4.21)$$

con  $S_i$  la superficie tra i due cavi conduttori di cui si vuol conoscere autoinduttanza o mutua induttanza.

L'autoinduttanza relativa a due conduttori può essere espressa anche in termini della energia magnetica  $W_m$  presente all'interno nel cavo:

$$L_{ii} = \frac{\phi_i}{I_i} = \frac{2W_m}{I_i^2} \quad (4.22)$$

dove  $I_i$  rappresenta la corrente imposta sul i-esimo conduttore con gli altri in cortocircuito ( $I_j = 0$ ).

Al tempo stesso è possibile anche calcolare le mutue induttanze tramite la legge di Faraday:

$$L_{ij} = \frac{\phi_i}{I_j} = \frac{j}{\omega} \frac{V_{ind}}{I_j} \quad (4.23)$$

dove  $V_{ind}$  rappresenta la tensione indotta dal conduttore j-esimo sul conduttore i-esimo.

La Figura 4.12 mostra il campo  $\mathbf{B}$  densità di flusso magnetico e la componente longitudinale  $A_z$  del potenziale vettore imponendo una corrente nota  $I_i = 1$  su un i-esimo conduttore e ponendo gli altri conduttori in circuito aperto per calcolare i valori di autoinduttanza e mutua induttanza relativi.

La matrice  $\mathbf{R}$  è una matrice simmetrica 4x4 composta da tali elementi:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} & R_{14} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} & R_{24} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} & R_{34} \\ R_{41} & R_{42} & R_{43} & R_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_g & R_{ga} & R_{gb} & R_{gc} \\ R_{ga} & R_a & R_g & R_g \\ R_{gb} & R_{ab} & R_b & R_{bc} \\ R_{gc} & R_{ac} & R_{bc} & R_c \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

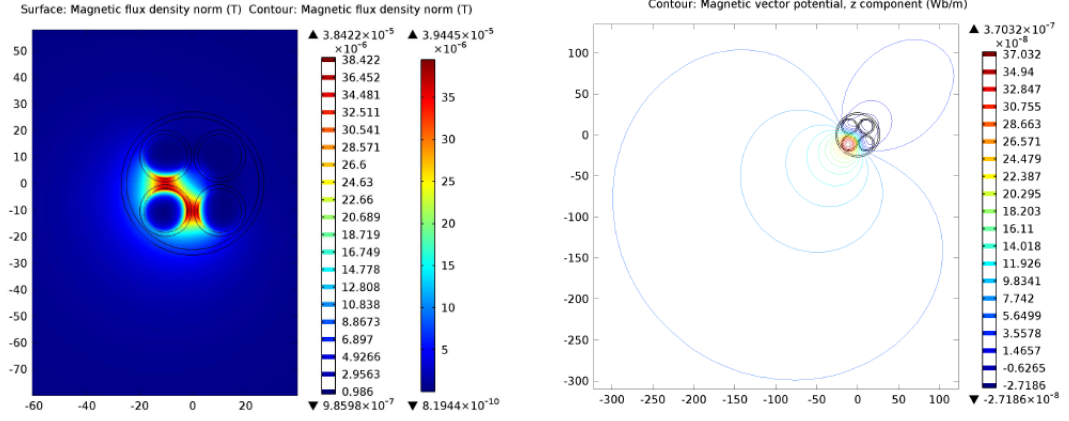


Figura 4.12: Densità di flusso magnetico e componente longitudinale del potenziale vettore nel caso di eccitazione di un conduttore

dove

- $R_{ii}$  rappresentano la resistenza serie del i-esimo conduttore di fase;
- $R_{ij}$  tiene conto di un eventuale passaggio di corrente lungo la sezione trasversale del cavo tra il i-esimo conduttore e j-esimo conduttore.

Si noti come le resistenze  $R_{ij}$  possono essere considerate nulle; tale approssimazione è giustificata dal fatto che la conduttività dell'isolante all'interno del cavo è pressochè nulla e quindi non ci sarà passaggio di corrente trasversa tra conduttori differenti.

I valori di resistenza della matrice principale possono essere generalmente derivati dalle perdite di tipo *Joule* imponendo una corrente nota  $I_i = 0$  sul i-esimo conduttore e calcolando [11]

$$R_{ii} = \frac{1}{(\sigma_i I_i^2)} \int J^2 d\Omega_i \quad (4.25)$$

dove  $\sigma_i$  è la conduttività elettrica del i-esimo conduttore e  $J^2$  è la norma del vettore densità di corrente  $\mathbf{J}$  che scorre nel conduttore di area  $\Omega_i$ .

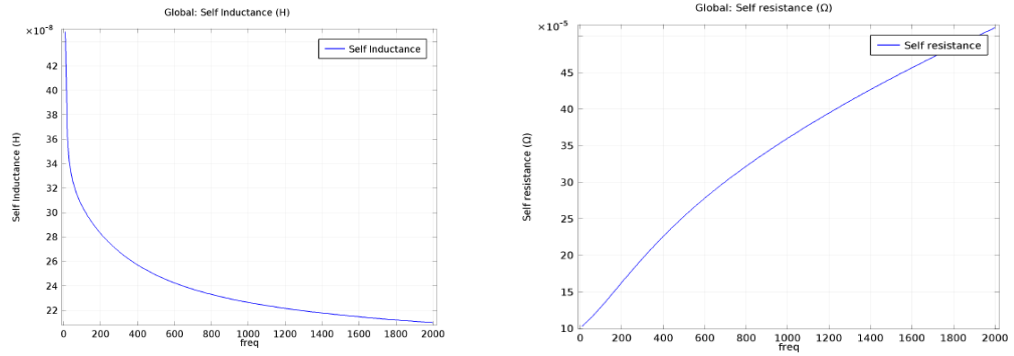


Figura 4.13: Valori di induttanza e resistenza al variare della frequenza dovuto all'effetto pelle

#### 4.2.5 Implementazione computazionale dei parametri

I valori ottenuti tramite FEA devono essere quindi implementati nel software di simulazione utilizzato. Si noti che, al contrario dei valori di capacità, i risultati ottenuti di induttanza e resistenza variano in frequenza[12]. Le simulazioni attraverso Simulink necessitano le matrici  $\mathbf{L}$  e  $\mathbf{R}$  al valore corrispondente della frequenza  $f_o$  di oscillazione dei cavi per ottenere un corretto risultato della corrente di modo comune e delle sovratensioni transitorie di modo differenziale.

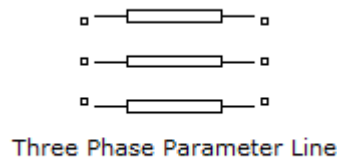


Figura 4.14: Implementazione della linea trifase in Simulink attraverso il modello linea di trasmissione

La Figura 4.14 mostra il blocco “*Distributed Parameter*” utilizzato per l’implementazione della linea trifase in Simulink. Tale modello, basato su una tecnica computazionale per le linee di trasmissione denominata “*Bergeron’s traveling wave*”



*method* “[13], permette di scegliere la lunghezza del cavo e di inserire direttamente le matrici  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{R}$  e  $\mathbf{C}$ .

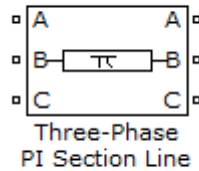


Figura 4.15: Implementazione della linea trifase in Simulink attraverso il modello a  $\pi$

Si noti come un'altra alternativa sia utilizzare il blocco “*Three Phase PI section Parameter Line*” che implementa il modello a  $\pi$  di una linea trifase [14], come illustrato in Figura 4.15.

Si noti che nel secondo caso sono necessari almeno cinque blocchi in cascata per avere risultati corretti in un *range* DC-1 MHz. Per simulazioni con frequenze maggiori è stato provato sperimentalmente che venti blocchi in cascata hanno il solito comportamento in frequenza della linea trifase desiderata.

### 4.3 Modellizzazione del motore

Gli ampi contenuti spettrali della corrente di modo comune impongono uno studio del motore per frequenze particolarmente elevate. In tale lavoro di tesi l'obiettivo è stato cercare di riprodurre un particolare schema circuitale del motore che permetta una valutazione corretta della corrente di modo comune. In particolar modo si è posto attenzione alla capacità che permette il percorso di ritorno della corrente di modo comune, trovandone il valore attraverso un software agli elementi finiti.

### 4.3.1 Modello del motore asincrono per alte frequenze

Il comportamento di un motore a induzione in bassa frequenza è ben descritto dal circuito equivalente a T per fase [15], illustrato in Figura 4.16.

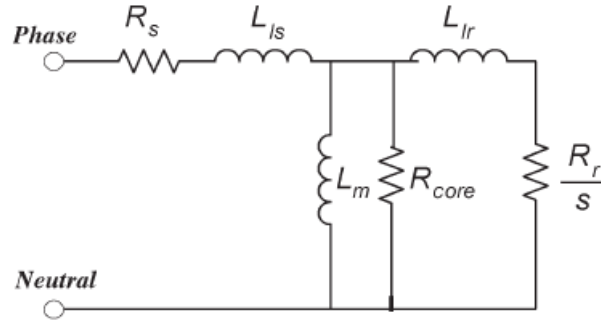


Figura 4.16: Circuito equivalente a T per fase di un motore a induzione magnetica

Tale modello rappresenta il motore asincrono in termini di induttanza e resistenza, dove

- $R_s$  e  $R_r$  rappresentano le perdite di tipo *Joule* rispettivamente nello statore e nel rotore;
- $\frac{R_r}{s}$  rappresenta il carico meccanico dovuto alla coppia resistente con  $s$  velocità di scorrimento;
- $L_{lr}$  e  $L_{ls}$  rappresentano le induttanze di dispersione degli avvolgimenti del rotore e dello statore;
- $L_m$  e  $R_{core}$  rappresentano rispettivamente l'induttanza di magnetizzazione e la resistenza associata alle perdite nel nucleo ferromagnetico.

Il circuito equivalente a T viene usualmente utilizzato per un'analisi dei parametri che esprimono l'efficienza meccanica del motore e in letteratura sono presenti svariati metodi per ottenere tali valori anche tramite il metodo degli elementi finiti.

Lo studio effettivo del sistema per disturbi elettromagnetici necessita invece di un modello [16] del motore asincrono che tenga conto anche degli elementi parassiti che si presentano a frequenze più elevate, come mostrato in 4.17.

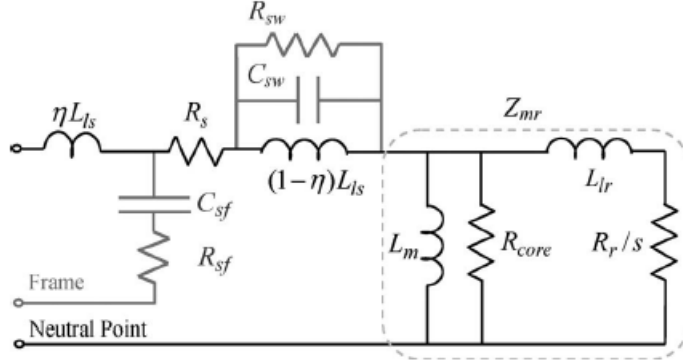


Figura 4.17: Modello del motore a induzione magnetica per fase per le alte frequenze

Si noti quindi l'aggiunta di tali componenti:

- $\eta L_{ls}$  e  $\mu R_s$  rappresentano rispettivamente una parte dell'induttanza  $L_{ls}$  e della resistenza  $R_s$  relative agli avvolgimenti utilizzati per l'avviamento del motore;
- $R_{sw}$  rappresenta un termine che tiene conto della resistenza elevata, per l'effetto pelle, negli avvolgimenti statorici;
- $C_{sw}$  rappresenta la capacità effettiva relativa agli avvolgimenti nelle cave statoriche;
- $C_{sf}$  rappresenta la capacità effettiva, relativa a una singola cava, tra lo statore e la carcassa.

La Figura 4.18 mostra il circuito complessivo utilizzato per la simulazione. Si noti l'aggiunta della capacità  $C_{sf-0}$  complessiva tra statore e carcassa, ottenuta moltiplicando  $C_{sf}$  per il numero totale delle cave statoriche. Sono inoltre presenti l'induttanza di dispersione  $L_f$  e la resistenza serie  $R_f$  tra lo statore e il punto a

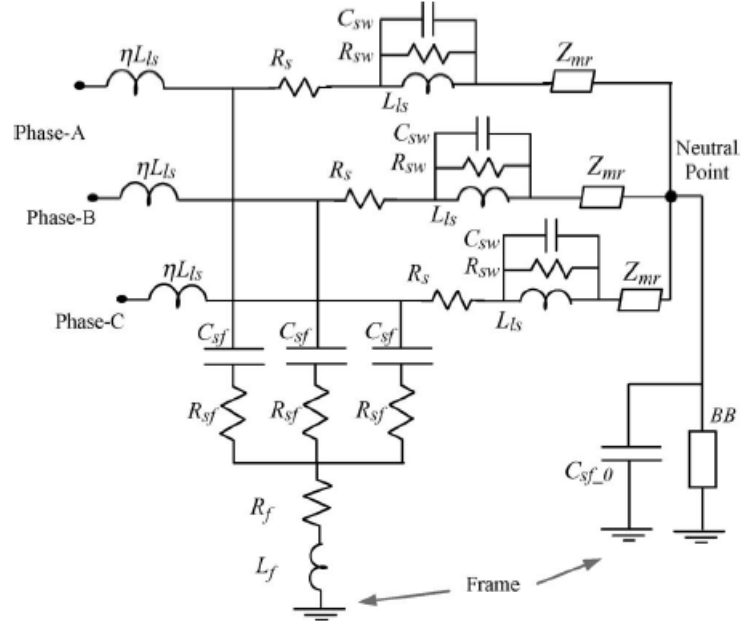


Figura 4.18: Modello del motore a induzione magnetica completo per le alte frequenze

terra della carcassa.<sup>2</sup> Tali valori vengono trovati o attraverso l'utilizzo di *LCR meters* o attraverso un approccio misto basato sia su misure di impedenza sia su funzioni interpolatrici [18]. Il prossimo paragrafo espone il tentativo di estrarre la capacità  $C_{sf-0}$  che contribuisce al ritorno della corrente di modo comune nel sistema.

### 4.3.2 Rappresentazione fisica del motore

Pur presentando un'ottima accuratezza nell'estrazione dei parametri necessari il modello tridimensionale del motore richiede sia grandi costi computazionali sia tempi molto lunghi nella creazione della geometria. La Figura 4.19 mostra una prima approssimazione tridimensionale di un motore asincrono e la relativa sezione

<sup>2</sup>Il blocco "BB", relativo alle correnti di albero del motore o, *bearing current* [17], è stato omesso sia per la critica acquisizione dei valori ad esso collegati, sia perchè tale argomento non rientra nel lavoro di tesi. Il blocco  $Z_{mr}$  rappresenta in forma compatta i parametri del modello a T relativi al rotore e al nucleo ferromagnetico

2D. Al fine del lavoro di tesi è stata quindi utilizzata una sezione trasversale del motore.

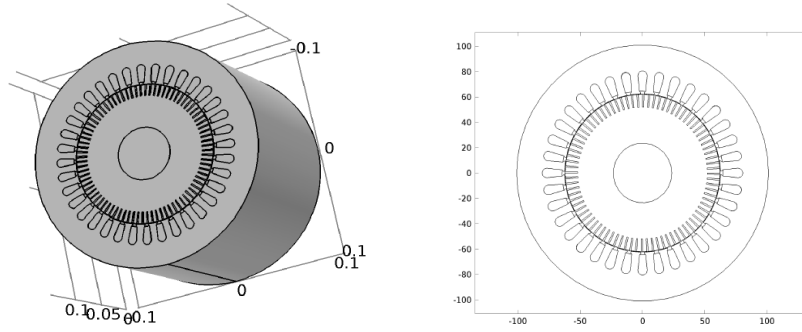


Figura 4.19: Rappresentazione di un modello 3D approssimato e la relativa sezione trasversale 2D del motore

Si noti come, già precedentemente visto per i cavi, per una corretta rappresentazione sono necessarie informazioni sia dal punto di vista geometrico sia le caratteristiche fisiche delle varie parti del motore, illustrate nel Capitolo 2.

#### 4.3.3 Estrazione delle capacità tra cava statorica e carcassa $C_{sf}$ e capacità totale $C_{sf-0}$ del motore

Per estrarre i valori di capacità è stato utilizzato un modello elettrostatico, i cui metodi di utilizzo sono già stati spiegati nella sezione dedicata alla modellizzazione dei cavi di pilotaggio. Anche in tale caso si assume quindi che le capacità non variano di un valore rilevante in frequenza.

La cava statorica è stata assunta come un unico grande conduttore, non considerando quindi ogni singolo avvolgimento al suo interno; tale approssimazione può quindi considerarsi lecita nel caso di una fitta distribuzione degli avvolgimenti all'interno della cava cosicchè il valore della carica  $Q$  sulle pareti superficiali della carcassa resti invariato.

La capacità relativa quindi a una singola cava statorica e la carcassa può essere calcolata imponendo un potenziale noto  $V$  alla cava statorica e calcolando

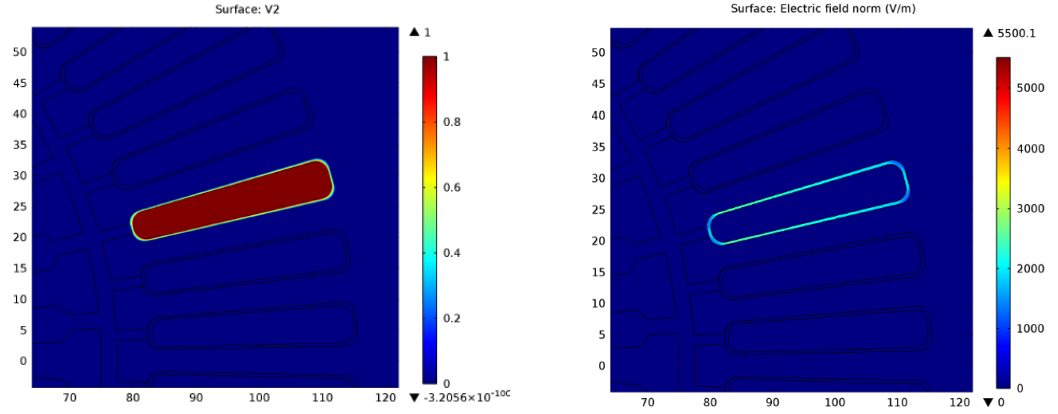


Figura 4.20: Potenziale elettrostatico e campo elettrico presente tra la cava statorica e la carcassa.

$$C_{sf} = \frac{Q}{V} \quad (4.26)$$

come mostrato in Figura 4.20.

La capacità  $C_{sf0}$  complessiva può essere quindi ricavata da <sup>3</sup>

$$C_{sf-0} = N_{slot} C_{sf} \quad (4.27)$$

dove  $N_{slot}$  rappresenta il numero totali di cave statoriche del motore.

#### 4.4 Simulazione e risultati ottenuti

Tale modello è stato utilizzato per studiare un generico impianto industriale con azionamento a velocità variabile e verificare eventuali analogie con le misure proposte in letteratura.

Il sistema di prova è quindi costituito da tali elementi:

---

<sup>3</sup>Nel caso di un motore asincrono con avvolgimenti a doppio strato tale formula diviene  $C_{sf0} = \frac{N_{slot} C_{sf-slot}}{2}$

- Trafo MT (25kV) a frequenza di rete a  $60Hz$ ;
- Trasformatore triangolo-stella con tensione di fase a  $460V$  in valore efficace con neutro posto a terra;
- VFD a IGBT pilotato da un segnale PWM con frequenza portante  $f_c = 4Khz$  e *duty cycle*  $\delta = 0.5$ ;
- Cavi di pilotaggio del motore con 3 conduttori di fase e 3 conduttori di terra di dimensione 2 AWG<sup>4</sup>, lunghezza 40 metri con materiale di insulazione PVC ( $\epsilon_r = 2.3$ );
- Motore a induzione magnetica di potenza 100hp (75kW) .

Il sistema è stato simulato per un tempo totale  $t = 0.3s$ , utilizzando un tempo di campionamento  $T_s = 10ns$ .

#### 4.4.1 Misura della tensione di modo differenziale

In un primo approccio vengono mostrati i risultati ottenuti misurando la tensione  $V_{bus}$  in uscita dal filtro, la tensione  $V_{U-Vdrive}$  in uscita dall'inverter e la tensione di linea ai terminali del motore  $V_{U-Vmotor}$ .

La Figura 4.21 mette in evidenza che il risultato preposto, ovvero ottenere una sovratensione transitoria  $V_{U-Vmotor} \sim 2V_{U-Vinv}$ , è stato pienamente raggiunto. Si noti, dalla Figura 4.22, la presenza di una componente spettrale in alta frequenza per  $V_{U-Vmotor}$ ; tale componente rappresenta la frequenza di oscillazione del cavo, come trattato nei capitoli precedenti.

#### 4.4.2 Misura della tensione di modo comune

Come già visto in precedenza la tensione di modo comune viene misurata ponendo un carico resistivo trifase di valore molto alto ( $\sim 1M\Omega$ ) sulle linee di pilotaggio del

<sup>4</sup>In sistema metrico un cavo 2 AWG equivale a un cavo di 6.554mm di diametro

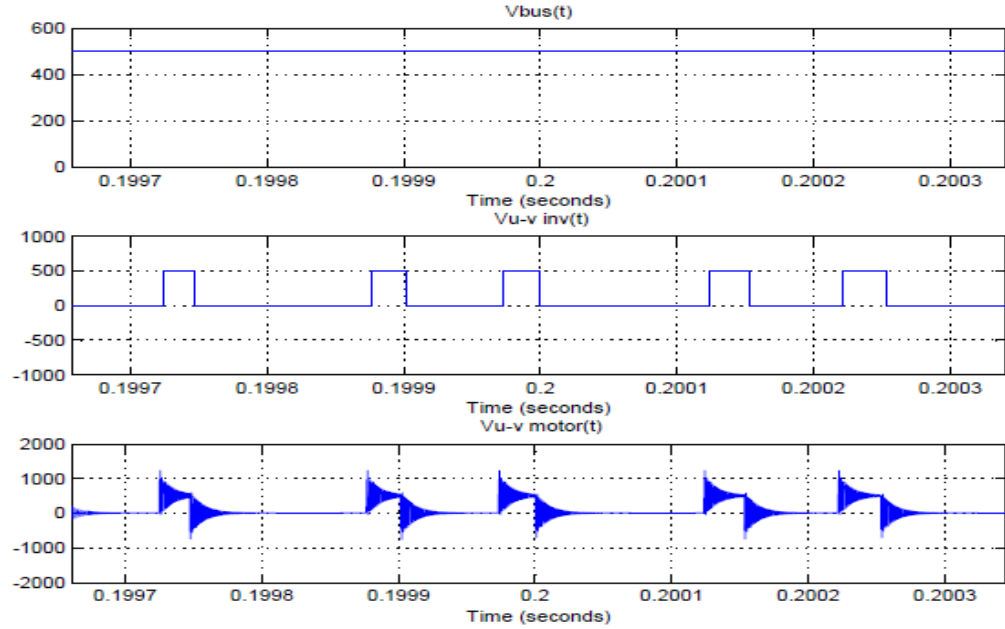


Figura 4.21: Andamento temporale di  $V_{bus}$ ,  $V_{U-V_{inv}}$  e  $V_{U-V_{motor}}$

motore; viene quindi calcolato il valore della tensione tra punto stella del carico e terra.

La tensione di modo comune  $V_{ng}$  trovata (Figura 4.23) è confrontata con andamenti temporali presenti in letteratura (Figura 4.24).

Si può notare una forte coincidenza di andamento temporale e di dinamica del segnale. È inoltre evidente la differenza con la forma d'onda trattata nella Sezione 4.1.3; tale diversità è delineata dal fatto che sono stati modellizzati anche i cavi di pilotaggio e il motore e la tensione di modo comune trovata non sarà più puramente ideale.

In Figura 4.25 è illustrato il contenuto spettrale della tensione di modo comune  $V_{ng}$ .

È importante sottolineare come vi sia un raffronto corretto con lo spettro ideale trattato nel Capitolo 3. Dall'involuppo del segnale si può notare il decadimento a  $-20dB/Dec$  alla frequenza portante  $f_c = 4kHz$ .



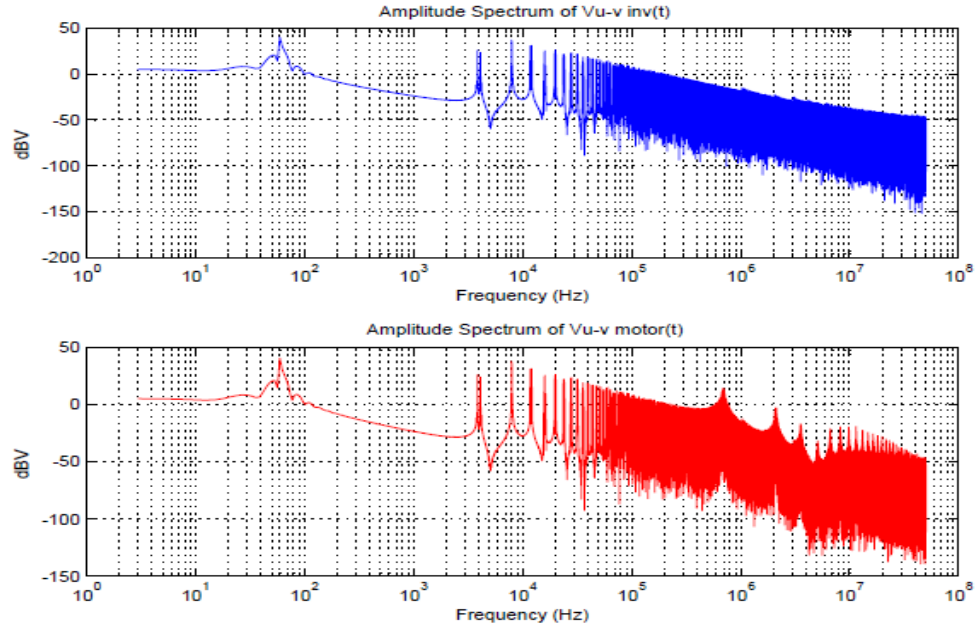


Figura 4.22: Contenuto spettrale di  $V_{U-Vdrive}$  e  $V_{U-Vmotor}$

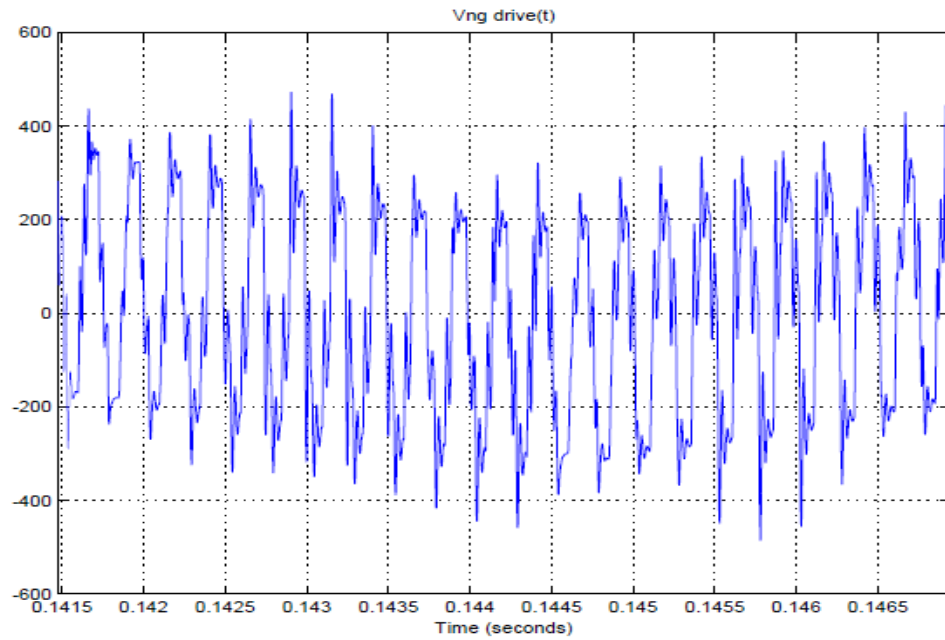
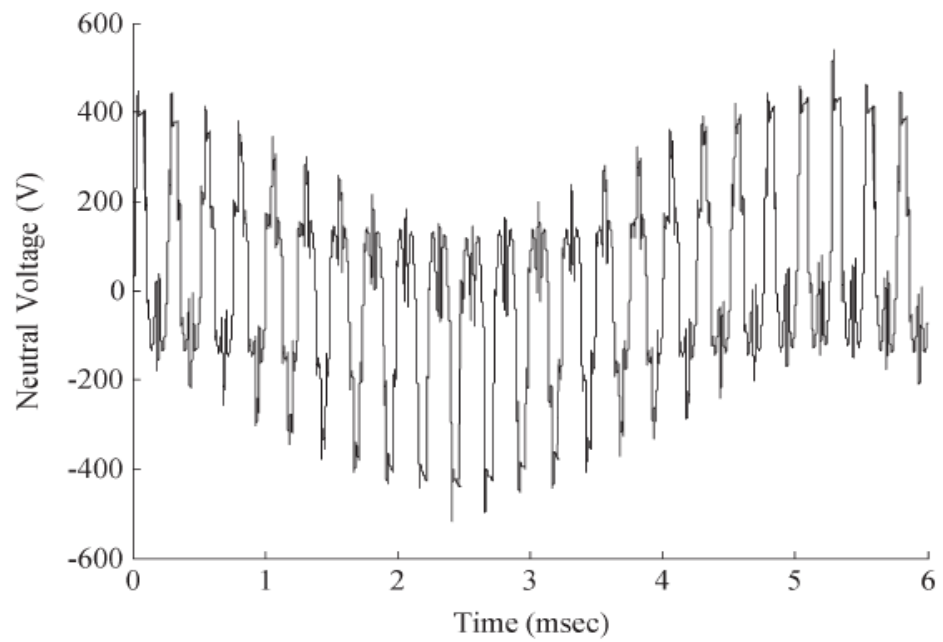
#### 4.4.3 Misura della corrente di modo comune

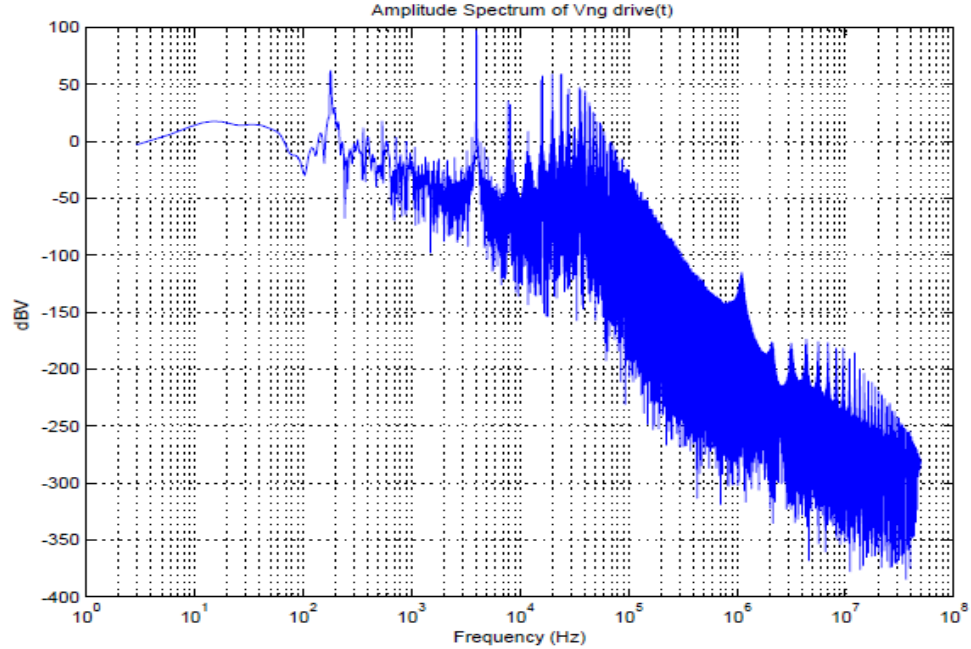
Un primo approccio per verificare la presenza della corrente di modo comune è studiare il comportamento della corrente di linea  $I_{motor}$  in uscita dal convertitore, come illustrato in Figura 4.28.

Si noti la presenza di *ripple* alla frequenza di portante  $f_c$ , sovrapposti alla corrente di linea alla frequenza di rete a  $60Hz$ , come era lecito aspettarsi dalla parte teorica descritta nel capitolo 3.

La corrente di modo comune è misurata tra i cavi di pilotaggio nel motore simulando una pinza amperometrica tra i tre conduttori di linea. Essendo le tre correnti in controfase si misurerà quindi solamente la corrente di modo comune  $I_{lg}$ .

Le Figure 4.28 e 4.29 mostrano la corrente di modo comune misurata nella simulazione all'uscita del convertitore e il rispettivo andamento presente in

Figura 4.23: Andamento temporale di  $V_{ng}$  simulatoFigura 4.24: Andamento temporale di  $V_{ng}$  misurato

Figura 4.25: Contenuto spettrale di  $V_{ng}$ 

letteratura.

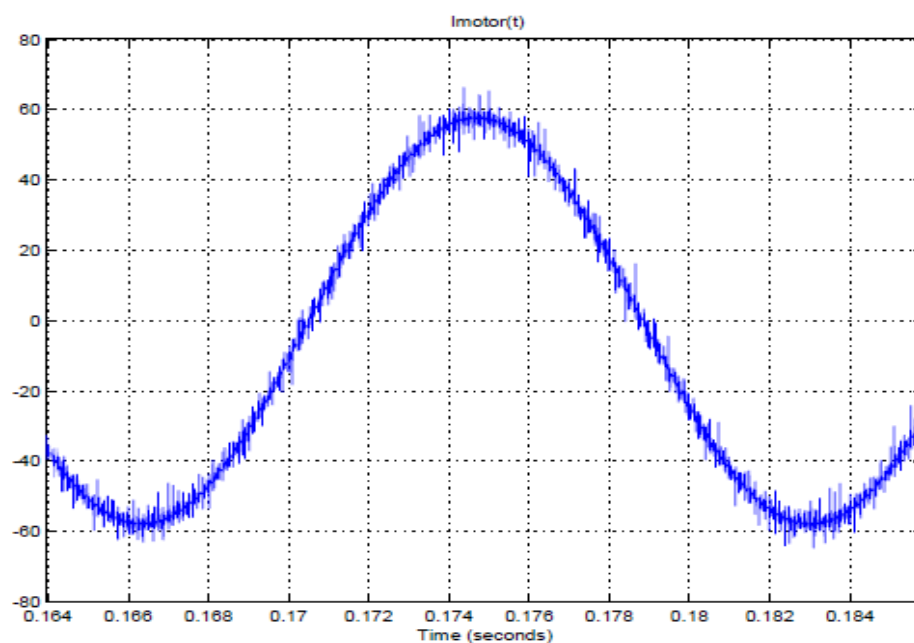
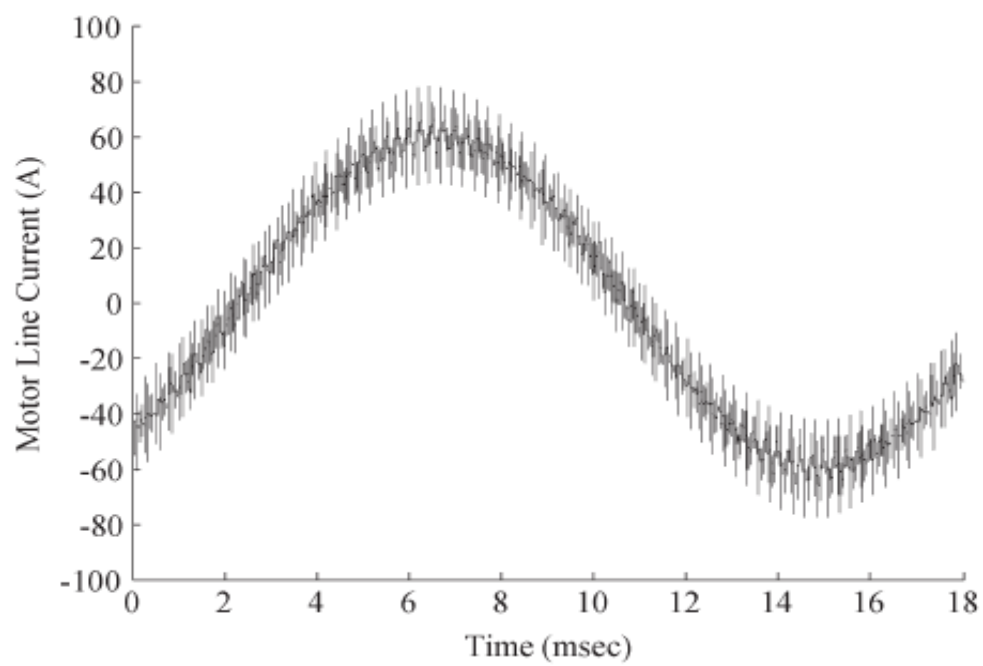
Si noti come in entrambe le figure siano presenti i picchi di risonanza e antirisonanza. La differenza sui valori di picco è dovuta perchè la misura reale è effettuata su dei cavi che presentano un *choke* per diminuire il valore della corrente di modo comune.

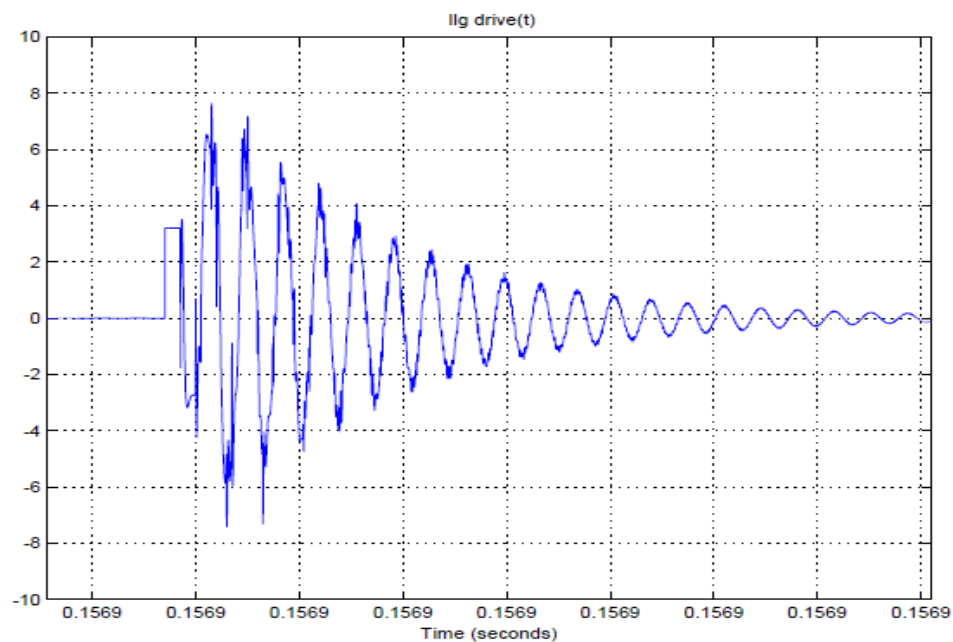
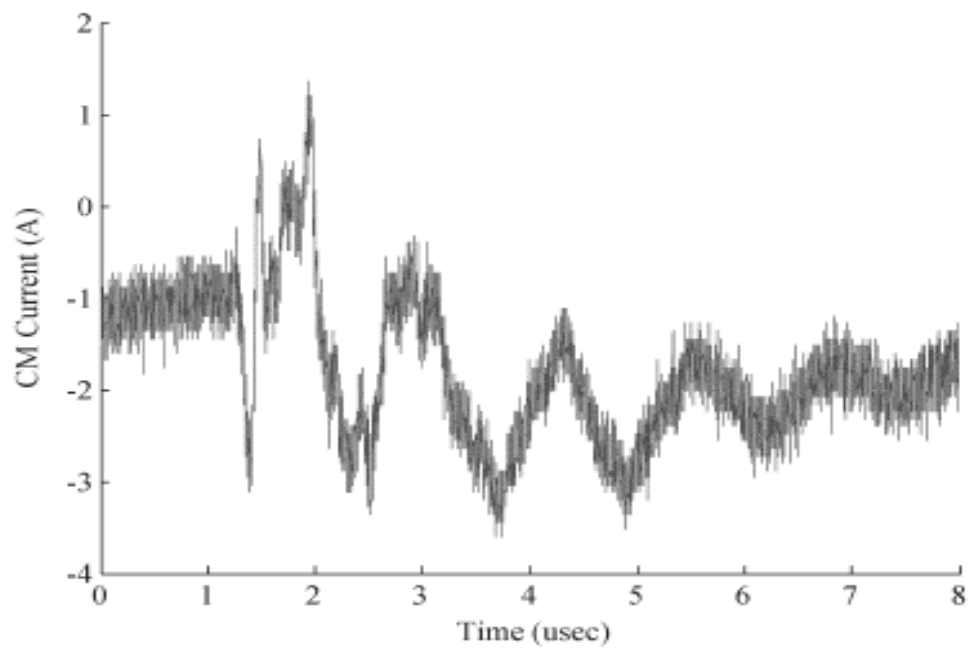
Si può quindi notare come i risultati ottenuti siano in buon accordo con le misure sperimentali.

È importante notare come il sistema adottato permetta di studiare come sia distribuita la corrente di modo comune nel sistema.

In particolar modo è stata osservata:

- La corrente  $I_{cm}drive$  misurata ai terminali di uscita del VFD;
- La corrente  $I_{cm}cable$  misurata ai terminali di ingresso del motore;

Figura 4.26: Andamento temporale di  $I_{motor}$  simulatoFigura 4.27: Andamento temporale di  $I_{motor}$  misurato

Figura 4.28: Andamento temporale di  $I_{lg}$ Figura 4.29: Andamento temporale di  $I_{lg}$

- La corrente  $I_{cm,motor}$  misurata sulla capacità  $C_{sf-0}$  che collega gli avvolgimenti statorici con il punto a terra della carcassa del motore.

Le Figure 4.30 e 4.31 mostrano rispettivamente l'andamento temporale e il contenuto spettrale della corrente di modo comune nel sistema.

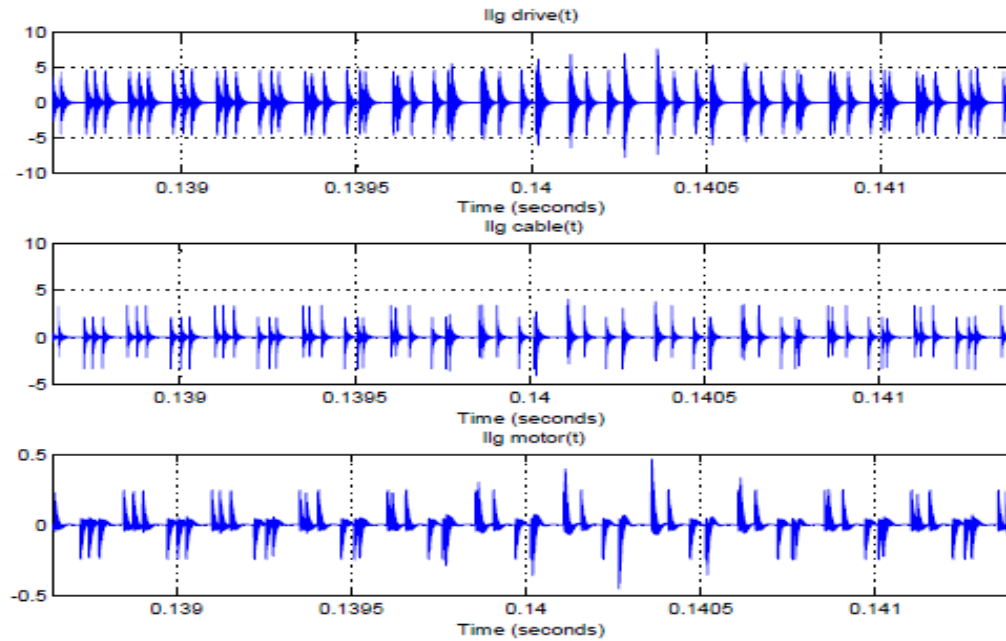


Figura 4.30: Andamento temporale della corrente di modo comune all'interno del sistema

Si può notare come la corrente di modo comune presenti una componente periodica e una componente di oscillazione smorzata che influisce in maniera determinante nello spettro del segnale. Si noti quindi l'ampio contenuto spettrale in alta frequenza che può portare a generazione di disturbi elettromagnetici.

#### 4.4.4 Confronto della corrente di modo comune in configurazioni differenti

In tale sezione si propone un confronto tra la corrente di modo comune trovata con sistemi di avviamento con caratteristiche differenti. Questo ha permesso di confrontare i risultati ottenuti con le nozioni teoriche esposte nel Capitolo 3.

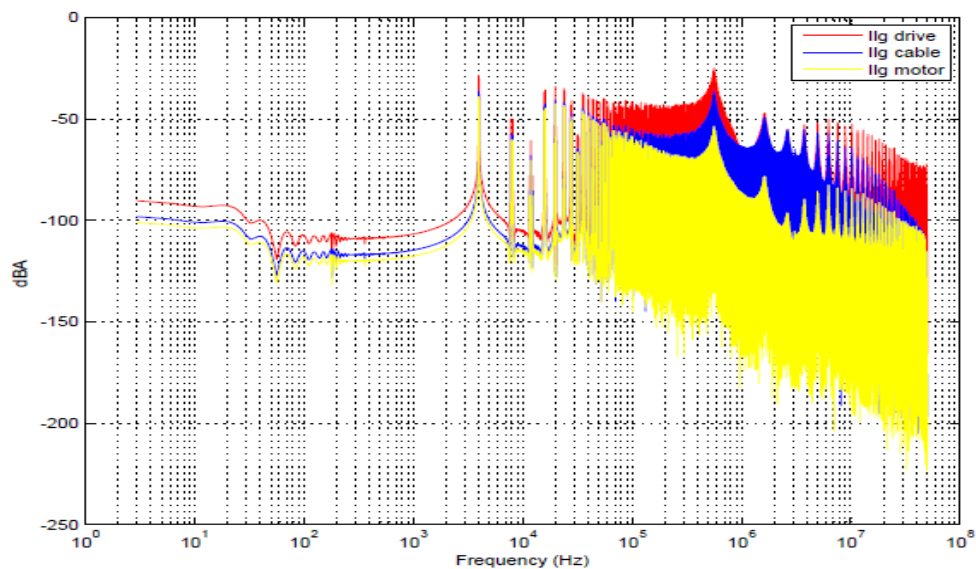


Figura 4.31: Contenuto spettrale della corrente di modo comune all'interno del sistema

È quindi lecito effettuare un confronto per determinare l'accuratezza del modello.

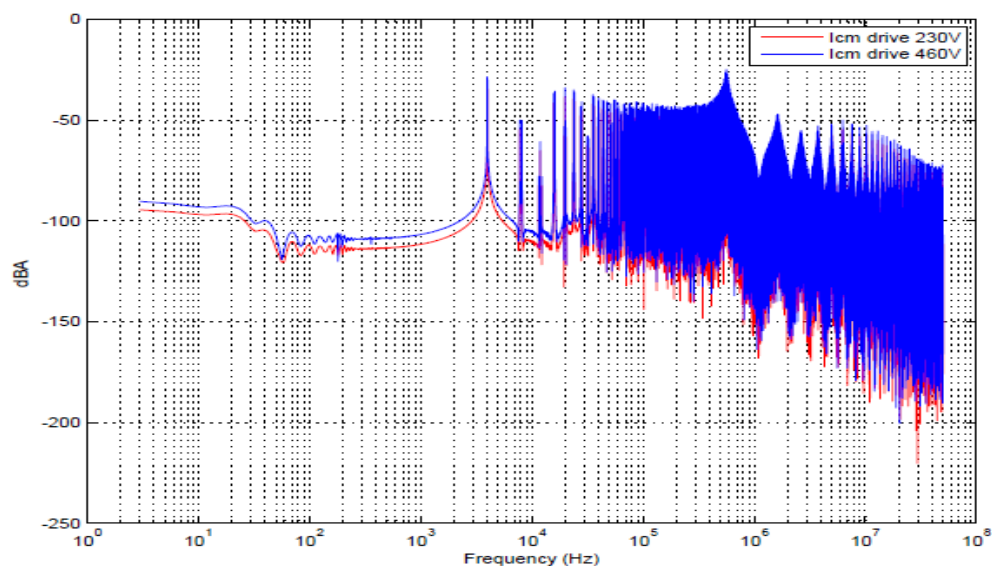


Figura 4.32: Contenuto spettrale della corrente di modo comune per convertitori con tensione di linea differente

La Figura 4.32 mostra il contenuto spettrale della corrente  $I_{lg}$  nel caso di convertitori con tensioni di linea differenti. Come era lecito aspettarsi si nota che la corrente di modo comune assume un valore minore nel caso il motore sia pilotato da una tensione di linea minore.

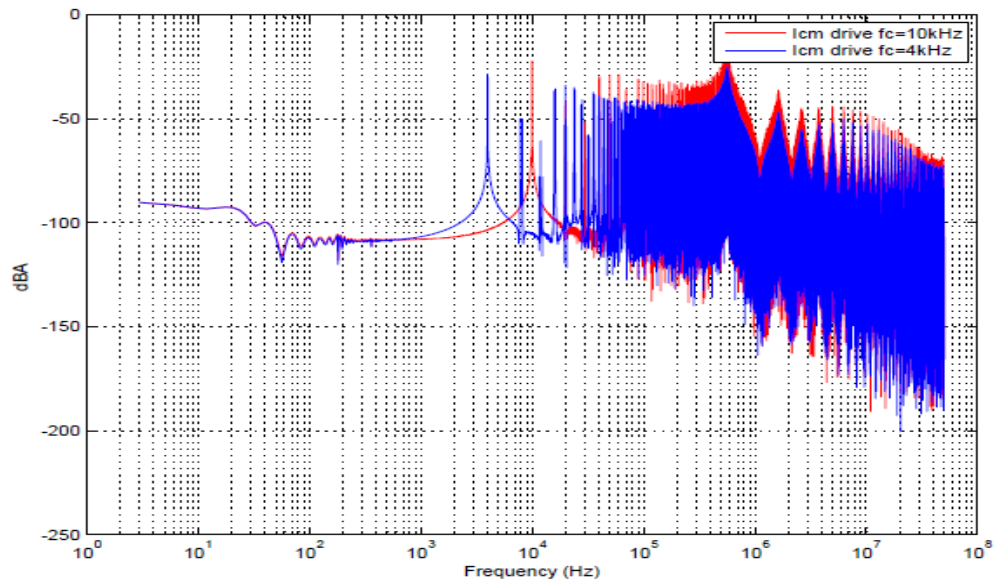


Figura 4.33: Contenuto spettrale della corrente di modo comune per convertitori con frequenza portante differente

La Figura 4.33 illustra lo spettro della corrente  $I_{lg}$  nel caso di logiche PWM con frequenza portanti differenti. Si noti come aumentando la frequenza portante lo spettro trasli in maniera decisa in alta frequenza.

Infine viene confrontato lo spettro della corrente di modo comune al variare della lunghezza dei cavi di pilotaggio del motore (Figura 4.34). Aumentando la lunghezza dei cavi non solo si ha un aumento del valore della corrente, ma si noti come insorgono armoniche a frequenze differenti dovute a una diversa frequenza di oscillazione dei cavi.



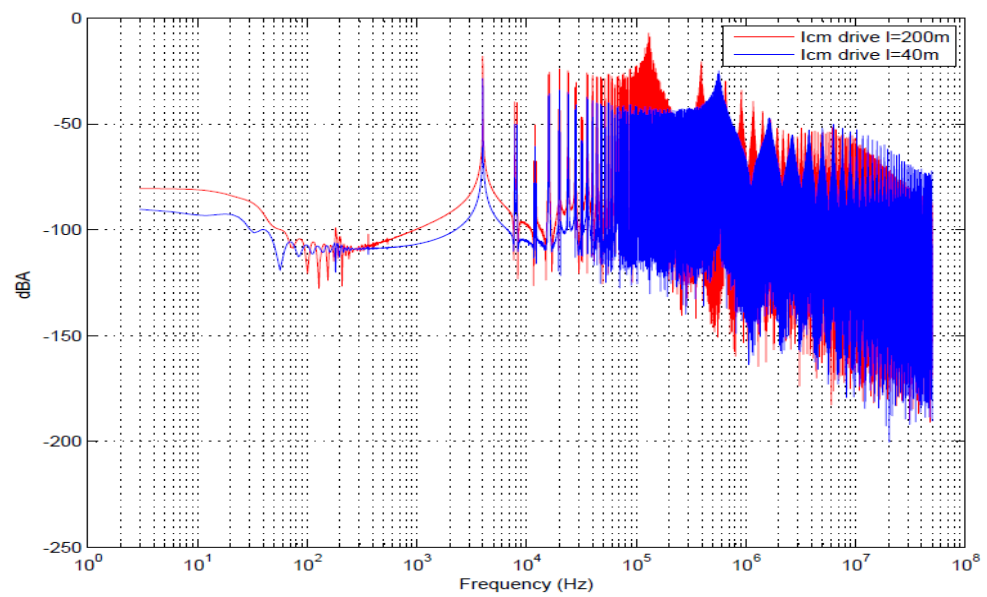


Figura 4.34: Contenuto spettrale della corrente di modo comune per cavi con lunghezza differente

## Capitolo 5

# Conclusioni

Tale lavoro di tesi ha permesso da principio uno studio sullo stato dell'arte della compatibilità elettromagnetica in ambienti industriali con azionamenti a velocità variabile. Questo ha portato alla conoscenza e comprensione dei principali disturbi elettromagnetici in tali sistemi industriali. In tale ottica è stato riscontrato che la corrente di modo comune è senza dubbio la più importante sorgente di interferenze EMI.

È stato quindi effettuato uno studio del percorso di tale disturbo condotto all'interno del sistema e si sono evidenziati i principali fenomeni di accoppiamento verso un eventuale dispositivo presente nell'ambiente elettromagnetico.

L'obiettivo principale di tale lavoro era riuscire a modellizzare l'intero sistema per conoscere il rumore di modo comune per poterlo quindi prevenire in un eventuale fase progettuale del sistema. In tale ambito si è cercato di ottenere tutte le informazioni senza necessitare di misure o dati empirici.

La tecnica di modellizzazione scelta è quindi basata su un implementazione circuitale di parametri estratti attraverso un software di simulazione agli elementi finiti. In particolar modo i cavi di pilotaggio e il motore stesso sono stati trattati in termini di capacità, induttanza e resistenza. Per l'estrazione delle capacità si è utilizzato un modello elettrostatico che, in buona approssimazione con i dati sperimentali, non tiene conto di eventuali fluttuazioni in frequenza; per la scelta

di induttanze e resistenze si è dovuto tener conto dell' effetto pelle e della relativa variazione del contenuto spettrale.

Criticità sono insorte nell'estrazione dei parametri necessari per lo studio del motore a causa di un effettiva mancanza di informazioni riguardante la struttura geometrica dello stesso. Ciononostante si ha un buon riscontro di impedenza in un certo *range* di frequenza delle simulazioni con le misure presenti in letteratura.

Confrontando gli andamenti temporali e i contenuti spettrali della corrente e della tensione di modo comune, si può dire di aver ottenuto simulazioni in buon accordo con i riferimenti sperimentali bibliografici. Una maggiore investigazione sarà quindi studiata in futuro, costruendo un banco di prova effettivo per portare migliorie al modello.

## Sviluppi futuri

In termini di prospettive future ci si è proposti di migliorare l'estrazione dei parametri attraverso gli elementi finiti, in particolar modo del motore. Una corretta formulazione di un modello 3D potrà permettere un' estrazione di parametri sempre più accurata [21]; si noti come in tale ambito sarà necessario uno studio del metodo FEM per permettere di avere una formulazione con costi computazionali non eccessivi. Questo potrà portare allo studio di eventuali capacità parassite involte nel percorso della corrente di modo comune come quella tra l'IGBT presente nel convertitore e il relativo dissipatore termico utilizzato [19].

Sarà inoltre necessaria l' individuazione di un modello che permettera anche la conoscenza del valore effettivo di eventuali emissioni radiate verso dispositivi vittima nell'ambiente circostante[20]. Questo richiederà quindi uno studio degli elementi che compongono l'ambiente elettromagnetico attraverso la risoluzione delle equazioni di *Maxwell*.

# Bibliografia

- [1] C. Paul, *Compatibilità Elettromagnetica*, Hoepli, 1995.
- [2] H. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, John Wiley & Sons Inc., 1988.
- [3] A. Hughes, *Electric Motors and Drives*, Elsevier-Newnes, 2006.
- [4] E. Acha, V. Agelidis, O. Anaya-Lara, T. Miller, *Power Electronic Control in Electrical System*, Newnes, 2002.
- [5] ABB, *Drives, Technical guide book*, 2011, available at [http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/56fa3d420a8e1483c12578b200484282/file/technicalguidebook\\_1\\_10\\_en\\_revf.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/56fa3d420a8e1483c12578b200484282/file/technicalguidebook_1_10_en_revf.pdf).
- [6] G. Skibinski, D. Leggate, R. Kerkman, *Cable Characteristics and Their Influence on Motor Over-Voltages*, IEEE Trans. Ind. Appl, 2007.
- [7] EN 61800-3:2004, *Adjustable speed electrical power drive systems, EMC requirements and specififc test methods*, CEN/CENELEC Std. 56.
- [8] G. Skibinski, R. Kerkman, D. Schlegel, *Emi emissions of modern pwm ac drives*, Industry Applications Magazine, IEEE, 1999.
- [9] G. Skibinski, R. Tallam, R. Reese, B. Buchholz, R. Lukaszewski, *Common-mode and differential-mode analysis of 3 phase cables for PWM AC drives*, Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, 2006.

- 
- [10] N. Sadiku, *Elements of Electromagnetics*, Oxford University Press, 2010.
  - [11] S. Cristina, M. Feliziani, "A finite element technique for multiconductor cable parameters calculation," *IEEE Transactions on magnetics*, 1989.
  - [12] C. Paul, *Analysis of multiconductor trasmission lines*, John Wiley & Sons Inc., 2008.
  - [13] H.W. Dommel, *Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiple networks*, *IEEE Trans. Power App. Syst*, 1969.
  - [14] M. Khatir, S. A. Zidi, S. Hadjeri, M. K. Fellah, *Comparison of HVDC line models in PSB/SIMULINK based on steady-state and transients considerations*, *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2008.
  - [15] IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators, *IEEE Standard 112*, 1991.
  - [16] B. Mirafzal, G. Skibinski, R. Tallam, D. Schlegel, R. Lukaszewski, *Universal induction motor model with low-to-high frequency response characteristics*, *IEEE Trans. Ind. Appl*, 2007.
  - [17] D. Busse, J. Erdman, R. J. Kerkman, D. Schlegel, G. Skibinski, *Bearing Currents and Their Relationship to PWM Drives*, *IEEE Trans. Power App. Syst*, 1997.
  - [18] B. Mirafzal, G. Skibinski, R. Tallam, *Determination of Parameters in the Universal Induction Motor Model*, *IEEE Trans. Ind. Appl*, 2009.
  - [19] J. Lai, X. Huang, E. Peta, S. Chen, T. W. Nehl, *Inverter EMI Modeling and Simulation Methodologies*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006.
  - [20] O. A. Mohammed, A. Rosales, A. Sarikhani, *Evaluation of Radiated Electromagnetic Field Interference Due to Frequency Switching in PWM Motor Drives by 3D Finite Elements*, *IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2010.

- 
- [21] K. Maki, H. Funato, L. Shao, *Motor Modeling for EMC simulation by 3-D Electromagnetic Field Analysis*, IEEE Trans. Ind. Appl, 2009.

# Ringraziamenti

Durante questo lavoro di tesi sono stato aiutato da diverse persone. Desidero quindi ringraziare il Professor Giuseppe Pelosi per avermi permesso di poter svolgere tale elaborato e coloro che fanno parte del laboratorio di ingegneria delle microonde per la disponibilità che mi è stata concessa qualora avessi avuto bisogno di spiegazioni. In particolar modo vorrei ringraziare Laurent per la gentilezza, la dedizione e la pazienza con la quale mi ha seguito in questa magnifica esperienza.