



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA MECCANICA E INDUSTRIALE

**DOTTORATO DI RICERCA IN
INGEGNERIA MECCANICA E INDUSTRIALE
XX CICLO**

**Dottoranda:
VITTORIA SERRAO**

**Titolo della Tesi:
STUDIO DELLE PROBLEMATICHE DI COMPATIBILITÀ
ELETTROMAGNETICA NEGLI AZIONAMENTI
ELETTRICI**

**Docente guida:
PROF. A. DI NAPOLI**

**Coordinatore:
PROF. E. BEMPORAD**

Indice

Introduzione.....	1
1 Architetture di Controllo dei Sistemi di Automazione	
1.1 Introduzione.....	10
1.2 Architettura dei sistemi di conversione.....	11
1.3 Sistemi ad architettura distribuita.....	14
1.4 Distribuzione dell'hardware.....	15
1.5 Distribuzione del controllo.....	18
1.6 Funzioni e dispositivi di controllo.....	20
1.7 Progettazione e realizzazione di un modulo LV-PEBB.....	25
1.7.1 Risultati sperimentali.....	28
2 La Compatibilità Elettromagnetica negli Azionamenti Elettrici	
2.1 Introduzione.....	33
2.2 EMC: concetti generali e definizioni.....	34
2.2.1 Disturbi EMC e modalità di accoppiamento.....	38
2.3 EMC in campo Automotive.....	42
2.3.1 EMC negli azionamenti elettrici.....	45
2.4 Aspetto normativo.....	51
2.4.1 Direttiva EMC.....	52
2.4.2 Direttiva Automotive.....	53
2.4.3 CEI EN 55022 – CEI EN 55011.....	54
2.4.4 Direttiva Azionamenti elettrici: 61800-3.....	55
2.4.5 Immunità: CEI EN 61000-4.....	59
2.4.6 CISPR 16.....	61
2.4.7 Sicurezza funzionale: IEC 61000-1-2.....	62
3 Progettazione e Realizzazione di Schede di Controllo e di Interfaccia	
3.1 Introduzione.....	64
3.2 Progettazione dello schema a blocchi.....	65
3.3 Selezione dei componenti.....	72
3.4 Layout delle PCB.....	75
3.5 Analisi delle problematiche riguardanti il layout.....	77
3.6 Stack-up.....	80
3.6.1 Schede multi-layer e piani.....	80
3.6.2 Stack-up a quattro layer.....	82
3.7 Posizionamento dei componenti.....	85
3.8 Gestione dell'alimentazione.....	89
3.8.1 Decoupling e bypassing.....	90
3.8.2 Decoupling locale e globale.....	92
3.9 Routing.....	93

3.9.1	Caratteristiche di base di una traccia.....	94
3.9.2	Integrità di segnale.....	97
3.9.3	Tecniche di routing.....	100
3.10	Grounding.....	108
3.10.1	Split plane.....	110
3.10.2	Discontinuità dei piani di massa.....	114
3.10.3	Partitioning.....	117

4 Prove di Compatibilità Elettromagnetica

4.1	Introduzione.....	121
4.2	Tipi di prove.....	122
4.3	Sito di prova.....	126
4.3.1	Richiami di propagazione.....	127
4.3.2	Ambienti di misura.....	128
4.3.3	Camera semianecoica utilizzata.....	131
4.4	Strumentazione.....	134
4.5	Set-up di prova.....	146
4.5.1	Emissioni irradiate.....	146
4.5.2	Emissioni condotte.....	150
4.5.3	Immunità condotta.....	157

5 Sperimentazione e Caratterizzazione EMC

5.1	Introduzione.....	162
5.2	Confronto tecniche di grounding delle PCB.....	163
5.3	Wheelchair elettrica.....	168
5.3.1	Emissioni irradiate.....	172
5.3.2	Emissioni condotte.....	177
5.3.3	Emissioni condotte a bassa frequenza (PWM).....	184
5.3.4	Immunità condotta.....	191
5.4	Convertitori dc-dc.....	193
5.4.1	Separazione delle componenti di modo comune e differenziale.....	197
5.4.2	Power splitter/combiner.....	198
5.4.3	Risultati sperimentali.....	202
5.5	Inverter industriale.....	205
5.5.1	Emissioni condotte.....	208
5.5.2	Emissioni irradiate.....	212
5.6	Veicolo HOST.....	214
5.7	Microcar: veicolo ibrido-serie.....	220
5.8	Convertitore lampade FS.....	224
5.8.1	Emissioni condotte.....	225
5.8.2	Emissioni irradiate.....	228

6 Progettazione di Filtri EMI

6.1	Introduzione.....	230
6.2	Procedura per la progettazione di filtri EMI.....	232
6.3	Modello del filtro.....	235
6.4	Semplificazione del modello del filtro.....	237

6.4.1	Sezione di modo comune.....	237
6.4.2	Sezione di modo differenziale.....	241
6.5	Determinazione dei componenti del filtro.....	245
6.5.1	Componenti di modo comune.....	247
6.5.2	Componenti di modo differenziale.....	249
6.6	Realizzazione del filtro e misure sperimentali.....	251
6.6.1	Sistema in prova.....	251
6.6.2	Misure di emissione condotta.....	253
6.6.3	Progettazione e realizzazione del filtro EMI.....	255
6.6.4	Simulazione del filtro EMI.....	257
6.6.5	Verifica sperimentale del filtro EMI.....	259
Conclusioni.....		261
Bibliografia.....		263
Pubblicazioni.....		265

Introduzione

Il tema di ricerca nell'ambito della mia attività di dottorato ha riguardato principalmente lo studio dei convertitori elettronici di potenza al fine di ottimizzarne le prestazioni, sia dal punto di vista funzionale che da quello elettromagnetico, in diversi campi di applicazione e soprattutto nel settore automotive.

Durante il triennio di dottorato, oltre ad effettuare delle ricerche bibliografiche, ho seguito corsi di carattere istituzionale avanzato ed ho partecipato a seminari, congressi e scuole al fine di approfondire le mie conoscenze riguardo ai convertitori elettronici di potenza, agli azionamenti elettrici ed alla compatibilità elettromagnetica (EMC). La collaborazione a diversi progetti di ricerca mi ha poi consentito di mettere a frutto alcune delle conoscenze già acquisite e di maturare esperienze nei campi di interesse, oltre che di investigare più da vicino le metodologie e le procedure da applicare durante i vari stadi di un progetto.

In ogni applicazione finalizzata al controllo di un processo o di un'apparecchiatura, l'acquisizione delle misure riveste un ruolo fondamentale; affinché il controllo possa funzionare in maniera corretta ed affidabile, le misure devono essere eseguite con precisione e trasmesse in modo opportuno tenendo in considerazione i problemi relativi alla compatibilità elettromagnetica. L'aumento della frequenza di commutazione dei dispositivi switching di potenza, se da un lato ha reso i convertitori più compatti e meno costosi, dall'altro ha condotto ad un aumento del rumore ad alta frequenza (come i disturbi di modo comune e di modo differenziale) responsabile di interferenze elettromagnetiche (EMI). Anche se le frequenze di commutazione non sono particolarmente elevate (dell'ordine delle decine di kHz), a causa degli elevati gradienti di corrente e tensione durante le commutazioni, possono presentarsi armoniche di frequenza superiori centinaia di volte e quindi il sistema di conversione può disturbare notevolmente il funzionamento del sistema di misura e controllo degradandone così le prestazioni. Per questo motivo, nelle applicazioni di elettronica di potenza si effettua di solito un controllo di tipo remoto, ovvero il sistema di controllo non risiede nelle immediate vicinanze dell'azionamento ed è così costituito da due schede: una per l'acquisizione delle misure (dal lato del convertitore) ed una per il controllo vero e proprio (dal lato del controllore).

Queste considerazioni hanno portato allo sviluppo, nell'ambito della mia attività di dottorato, di tre principali tematiche di ricerca:

- Architetture dei sistemi di conversione e di controllo;
- Compatibilità elettromagnetica;
- Progettazione di schede di controllo e di interfaccia.

Successivamente sono state condotte altre due attività, al fine di mettere in pratica gli studi effettuati nei punti precedenti:

- Sperimentazione e caratterizzazione EMC di apparati;
- Progettazione e realizzazione di filtri EMI.

La prima fase dell'attività ha riguardato lo studio preliminare dell'architettura di controllo dei convertitori elettronici di potenza, o più in generale dei sistemi di automazione.

Al fine di migliorare l'efficienza e l'affidabilità dei convertitori elettronici di potenza, sono state studiate ed analizzate le architetture dei sistemi di conversione e le principali tipologie di controllo, con particolare attenzione ai sistemi di tipo distribuito.

La maggior parte dei convertitori per medie ed alte potenze presenta un'architettura di controllo centralizzata in cui tutte le operazioni riguardanti il controllo ed il monitoraggio del processo sono demandate ad un'unica struttura centrale in genere non collocata vicino all'azionamento. Questo approccio soffre sicuramente di bassa modularità e flessibilità e di un gran numero di lunghe connessioni punto-punto con conseguenti sottoutilizzazione del mezzo trasmissivo e ridotta affidabilità del collegamento.

Oggi gli apparati di conversione di potenza tendono a mostrare invece sempre più le caratteristiche di sistemi distribuiti. Lo sviluppo dell'elettronica ha portato ad un significativo aumento della potenza di commutazione dei dispositivi e quindi ad un inevitabile aumento della distribuzione dell'hardware (configurazioni serie e parallelo) e del numero di connessioni. Poiché il sistema di controllo diventa così sempre più complesso, per ottenere un'elevata modularità e standardizzazione, prende le forme di un sistema distribuito in cui le diverse funzioni di controllo vengono opportunamente suddivise tra più controllori.

Mentre lo stadio di potenza può essere decomposto in modo piuttosto semplice, l'interfaccia tra quest'ultimo ed il controllo rimane sempre un punto critico data la sua forte dipendenza dal tipo di convertitore.

Durante la prima fase dell'attività di dottorato mi sono occupata di una delle possibili suddivisioni del controllo di un generico convertitore di potenza; per realizzare una distribuzione "ottima" del controllo, minimizzando il numero di connessioni tra i vari blocchi, l'azionamento può essere diviso in tre sezioni: il gestore dell'hardware (Hardware Manager), il gestore delle applicazioni (Application Manager) e il controllore di sistema (System Manager). E' stato studiato il livello della distribuzione del controllo e la possibile suddivisione delle funzioni tra i diversi controllori; questo ha portato a sua volta all'individuazione dei particolari dispositivi da utilizzare come controllori.

L'identificazione del gestore dell'hardware e del gestore delle applicazioni all'interno di ogni convertitore rappresenta il punto di partenza per l'analisi dei sistemi distribuiti. Per proporre una possibile divisione dell'architettura di controllo sono stati presi in esame alcuni dei più comuni convertitori elettronici di potenza; sebbene vi siano differenze in potenza, applicazione e distribuzione, è stato possibile estrapolare delle caratteristiche comuni che vanno nella direzione di un'architettura standard e modulare del tipo "object oriented". In questo modo, solo il gestore dell'hardware e l'hardware (pur mantenendo un certo grado di modularità e flessibilità) sono fortemente dipendenti tra loro, mentre il gestore delle applicazioni sarà un sistema con hardware del tipo "general purpose" in cui solo il software risulta legato al tipo di applicazione. Eventuali modifiche del sistema influiscono solo sul programma di gestione in modo che le stesse schede di controllo possano essere utilizzate per applicazioni e sistemi diversi.

Una volta suddivise opportunamente le funzioni di monitoraggio e controllo tra Hardware Manager ed Application Manager, è stato possibile selezionare i relativi dispositivi di controllo.

In particolare, come gestore delle applicazioni è stato scelto un DSP (Digital Signal Processor). I DSP sono microprocessori caratterizzati da un'elevata capacità di calcolo e in grado di processare segnali digitali in tempo reale. Questi dispositivi sono in grado di eseguire operazioni matematiche in virgola fissa o mobile (con precisione estesa) in un solo ciclo di clock. Per poter essere impiegati come controllori di sistemi, i DSP devono essere corredati da altre periferiche dedicate a compiti specifici come l'acquisizione dei segnali analogici e la loro successiva digitalizzazione ed elaborazione.

Per implementare le funzioni dell'Hardware Manager è stato scelto l'utilizzo di FPGA (Field Programmable Gate Array), ossia di logiche programmabili che consentono l'esecuzione di numerose operazioni in parallelo, operazioni che essendo finalizzate alla protezione dei dispositivi elettronici di potenza devono essere eseguite ad elevata velocità.

Il passo successivo è stato l'implementazione delle funzioni svolte dall'Hardware Manager (protezione degli switch di potenza da sovracorrenti, sovratensioni e sovratemperatura, applicazione dei blanking time alle sequenze di pilotaggio, filtraggio digitale delle misure) e la successiva sperimentazione che ha confermato il miglioramento delle prestazioni funzionali dell'intero sistema.

Sempre nell'ambito dello studio delle architetture di controllo di tipo distribuito, è stato sviluppato il prototipo di un modulo PEBB (Power Electronics Building Block) a bassa tensione (LV: Low Voltage), ovvero di un dispositivo modulare e flessibile la cui funzione è quella di attuare una conversione dell'energia elettrica sulla base della strategia di controllo elaborata da un controllore esterno (DSP – Application Manager). A seconda del tipo di controllo il PEBB può funzionare come convertitore dc-dc bi-direzionale, come inverter a corrente o a tensione impressa o come raddrizzatore sincrono. Più moduli LV-PEBB inoltre possono essere collegati insieme per formare diverse tipologie di sistemi di potenza ed adattando correnti e tensioni richieste dalla particolare applicazione senza dover riprogettare il sistema ex novo. Anche gli elementi parassiti dovuti al packaging ed al layout possono essere notevolmente ridotti perchè tutti i dispositivi di potenza a semiconduttore, i circuiti di controllo e pilotaggio sono integrati insieme a formare un unico modulo compatto. Questo progetto ha consentito di mettere in pratica lo studio effettuato sulle architetture di controllo e ha permesso una verifica sperimentale per la validazione delle scelte effettuate in fase di progettazione e realizzazione.

Sono stati poi approfonditi i temi della EMC negli azionamenti elettrici per trazione leggera e la caratterizzazione EMC di sistemi ed apparati elettrici/elettronici. In particolare, sono stati studiati i principali fenomeni e disturbi EMC, approfondendo la conoscenza circa le sorgenti e le modalità di accoppiamento.

Per poter condurre un'analisi EMC di un qualsiasi apparato o sistema complesso, è necessario uno studio preliminare dell'oggetto in prova (nel seguito definito con l'acronimo EUT: Equipment Under Test) che metta in luce le caratteristiche del sistema in termini di livelli di corrente e tensione, frequenze di funzionamento e ambiente in cui l'EUT dovrà lavorare, al fine anche di determinare le normative di riferimento dell'esecuzione delle prove. A tal fine è stata effettuata un'analisi tecnica dei diversi apparati utilizzati (in particolare l'elettronica di segnale e l'elettronica di potenza), nell'ottica comune di un loro utilizzo nel settore automotive e che ha portato

all'inquadramento dei diversi prodotti nell'ambito normativo e di conseguenza all'individuazione delle direttive di interesse.

E' stata data molta importanza all'ambito normativo. Sono stati analizzati a tal fine i differenti tipi di norme e sono state individuate ed analizzate nel dettaglio le normative di interesse per gli ambiti di applicazione descritti.

Questo a sua volta ha permesso la scelta del sito di prova più idoneo, della strumentazione necessaria e delle prove EMC da eseguire al fine di ottenere una caratterizzazione EMC completa dell'oggetto in esame.

Un'altra attività che è stata condotta durante il corso di dottorato ha riguardato la progettazione e la realizzazione delle schede di interfaccia (pilotaggio e potenza) e di misura per diversi tipi di apparati. Tutte le fasi del lavoro hanno sempre avuto come obiettivo la minimizzazione dei problemi di compatibilità elettromagnetica e di integrità del segnale al fine di determinare una metodologia valida in generale, indipendentemente dal particolare tipo di applicazione. E' in questo ambito che è stata approfondito lo studio riguardante le metodologie per la progettazione e la realizzazione delle schede di controllo e di interfaccia da utilizzare nell'elettronica di potenza e negli azionamenti elettrici.

Nella progettazione dello schema a blocchi funzionale delle schede ci sono numerosi fattori che possono contribuire alla minimizzazione dei problemi di interferenza elettromagnetica (EMI) e di immunità: la scelta del mezzo trasmissivo (cavo o fibra ottica), il numero e la natura dei segnali (analogici e digitali), il tipo di trasmissione (serie o parallelo) e la gestione stessa dei segnali (single-ended o differenziali).

Anche la scelta dei componenti da utilizzare gioca un ruolo fondamentale; da un lato i livelli di tensione in gioco e le frequenze di funzionamento determinano lo spettro di emissione del dispositivo, dall'altro il loro package (SMD: Surface Mount Device o TH: Through Hole) può influire sugli effetti parassiti ad alta frequenza.

Il fattore determinante per migliorare le prestazioni di una scheda a circuito stampato in termini di funzionalità, integrità di segnale ed EMC è però il suo layout, ovvero il progetto della realizzazione fisica di un circuito elettrico tramite l'utilizzo di diverse tecniche (principalmente grounding e bypassing/decoupling). Gli obiettivi sono una interconnessione ottimizzata tra gli elementi del circuito, alta realizzabilità ed affidabilità ed infine bassi costi.

Le fasi principali del layout di una PCB sono: lo stack-up (scelta del numero di layer e piani e loro configurazione interna), il posizionamento dei componenti, il

decoupling/bypassing (disaccoppiamento) dell'alimentazione, il routing (come vengono disegnate le connessioni elettriche) ed infine il grounding (gestione dei piani di riferimento). In particolare è stato approfondito questo ultimo tema; avere un sistema di massa (e di alimentazione) stabile e compatto infatti, è uno degli aspetti fondamentali nel progetto di un sistema elettronico e da questo dipendono numerosi altri fattori ed effetti che altrimenti potrebbero causare dei malfunzionamenti all'intero sistema.

Il problema del grounding in PCB mixed-signal, ovvero che contengono sia dispositivi analogici che digitali, diventa ancora più rilevante perchè le due sezioni dovrebbero essere opportunamente isolate tra loro. E' quindi stato approfondito lo studio delle due principali tecniche di grounding denominate "Split Plane" e "Partitioned Plane"; ognuna delle due possiede ovviamente vantaggi e svantaggi che sono stati messi a confronto. In particolare, sono state progettate e realizzate delle schede con un layout tale da poter implementare entrambe le metodologie. Per il confronto diretto è stato necessario eseguire delle prove di compatibilità elettromagnetica.

Si è quindi proceduto all'esecuzione di prove EMC; è in questo ambito che è stata utilizzata la camera schermata semi-anechoica presente nel laboratorio PED (Power Electronics and Drives) presso il Dipartimento di Ingegneria Meccanica e Industriale. La fase sperimentale iniziale ha riguardato una prima validazione della camera semi-anechoica come sito di prova per test di compatibilità elettromagnetica.

Per ottenere una caratterizzazione EMC completa di un sistema complesso (soprattutto nell'ambito automotive) si è scelto di utilizzare diversi tipi di sistemi:

- schede elettroniche a circuito stampato;
- una wheelchair elettrica;
- convertitori dc-dc da scheda;
- un inverter industriale;
- il sistema di conversione elettrica di due tipi di veicoli ibridi;
- un convertitore utilizzato in ambito ferrotranviario.

Per quanto riguarda l'ambito normativo, partendo da tre diverse norme di prodotto (che fissano dei limiti a specifiche categorie di prodotti), siamo giunti all'individuazione delle medesime norme di base (che specificano configurazioni e metodi di prova, strumentazione e siti di misura). Questo è un risultato molto rilevante perchè, pur considerando l'EUT da diversi punti di vista (componente elettrico/elettronico nel settore

automotive, azionamento elettrico a velocità variabile) si giunge all'individuazione delle stesse prove EMC da effettuare (almeno nella maggior parte dei casi).

La sperimentazione che ne è seguita (per i diversi apparati) può essere suddivisa in quattro categorie:

- Emissioni irradiate (30 MHz – 1 GHz)
- Emissioni condotte (150 kHz – 30 MHz)
- Emissioni condotte a bassa frequenza (9 kHz – 150 kHz)
- Immunità condotta (150 kHz – 80 MHz)

L'EUT delle prove sperimentali eseguite, può essere considerato come un generico PDS (Power Drive System, azionamento elettrico a velocità variabile) o comunque come un sistema complesso costituito da più sottoinsiemi.

L'obiettivo principale di tutte le prove di emissione (irradiata e/o condotta) è la valutazione dei livelli dei disturbi emessi dall'EUT (spettro in frequenza delle emissioni) al fine di stabilire la conformità con le norme (generiche o di prodotto) che fissano i limiti massimi dei disturbi emessi.

Il secondo obiettivo delle prove di emissione è stato invece quello di isolare e valutare i diversi contributi alle emissioni irradiate dall'EUT e dovuti ai principali sottoinsiemi del PDS in questione (il sistema di controllo - DSP, la sezione di modulazione e pilotaggio e l'elettronica di potenza). Le prove sono quindi state effettuate in modalità "step by step" abilitando un apparato alla volta e facendo il confronto con il passo precedente. Questa metodologia può consentire, una volta isolati i singoli contributi, di prendere le misure necessarie a ridurre eventualmente i livelli di emissione con un metodo che dipende dalla causa che lo ha generato. Le prove di emissione irradiata sono state effettuate nel range di frequenza: 30 MHz – 1 GHz.

Le prove sperimentali di emissione condotta sono state eseguite sul sistema di conversione elettrica, o in generale sulle linee di alimentazione e di segnale dell'apparato in prova. La valutazione delle emissioni condotte di un EUT può essere considerata ancora più rilevante di quella delle emissioni irradiate perché considera i disturbi che si propagano lungo i cavi, e in particolare attraverso le linee di alimentazione; poiché spesso più apparati sono connessi alle medesime sorgenti di alimentazione, queste costituiscono un percorso di accoppiamento dei disturbi da un dispositivo all'altro.

Le prove di emissione condotta sono state eseguite in camera schermata semi-anechoica nel range di frequenza tra 150 kHz e 30 MHz (secondo quanto stabilito dalle normative di riferimento) e hanno consentito di valutare:

- i livelli di emissione condotta dall'EUT e dai suoi sottoinsiemi;
- le differenze tra due diversi metodi di prova;
- l'individuazione della causa principale del livello delle emissioni.

Le prove sperimentali di emissioni condotte che sono state effettuate hanno permesso la formulazione di alcune considerazioni sui risultati ottenuti. Le emissioni condotte dall'EUT spesso superano i limiti imposti dalle normative di riferimento; poiché questo andamento si verifica non appena il sistema viene alimentato, facendo alcuni confronti con altri spettri di emissione noti, è stata individuata la causa del superamento dei limiti. Il maggiore contributo alle emissioni è infatti dovuto alla presenza dei convertitori dc-dc che, a partire da una sorgente forniscono le opportune tensioni di alimentazione per tutti i circuiti dell'EUT.

Per caratterizzare completamente un sistema dal punto di vista EMC, è stato interessante investigare l'influenza sulle emissioni condotte della tecnica di modulazione con cui vengono pilotati ad esempio gli inverter. Poiché questo fenomeno interessa le basse frequenze (le frequenze di commutazione degli switch di potenza sono dell'ordine delle decine di kHz), anche se ad oggi le normative di riferimento non impongono dei limiti di emissione al di sotto dei 150 kHz (sono ancora allo studio), abbiamo effettuato le prove di emissione condotta nel range di frequenza tra 9 e 150 kHz. In particolare, abbiamo comparato tra loro due tecniche di modulazione PWM (Pulse Width Modulation): una di tipo deterministico ed una di tipo random. Nel primo caso la frequenza di commutazione è costante e il duty cycle varia in base al confronto tra portante e modulante; nel secondo caso, noto in letteratura con l'acronimo RSF (Random Switching Frequency), in ogni periodo la frequenza di commutazione varia in modo casuale all'interno di un predeterminato intervallo di frequenze.

Infine, l'obiettivo delle prove di immunità è stato quello di valutare se l'EUT è in grado di garantire determinate prestazioni (ovvero continua a funzionare correttamente) anche in presenza di un disturbo elettromagnetico esterno. A tal fine sono state effettuate prove di immunità ai disturbi condotti, indotti da campi a radiofrequenza (RF) nel range di frequenza tra 150 kHz e 80 MHz; la fonte di disturbo è essenzialmente un campo elettromagnetico proveniente da trasmettitori intenzionali a RF e che può agire sull'intera lunghezza dei cavi collegati all'EUT. Scelto il livello di prova ed il criterio di valutazione, il disturbo è stato iniettato; la prova ha dato esito positivo, ossia l'EUT (in particolare la wheelchair) è conforme alla normativa presa in esame.

Dai risultati sperimentali delle prove EMC eseguite sui diversi apparati e in diverse condizioni di funzionamento, è emerso che il problema principale delle emissioni risiede in quelle di tipo condotto; queste, infatti, non solo possono essere responsabili delle emissioni irradiate, ma possono degradare notevolmente il funzionamento degli altri dispositivi collegati. Il fenomeno predominante riguarda essenzialmente il rumore prodotto dai convertitori dc-dc (isolati o no) che, a partire da una tensione continua (alimentazione principale), forniscono le tensioni di alimentazione per tutta la circuiteria elettronica (compresi i convertitori elettronici di potenza).

Per poter prevedere la possibilità di ridurre le emissioni condotte è stato necessario approfondire la conoscenza dei meccanismi principali di emissione, ossia il rumore di modo comune (CM: Common Mode) ed il rumore di modo differenziale (DM: Differential Mode). Sono state studiate e quindi messe a punto delle tecniche di scomposizione del rumore nelle sue componenti CM e DM; questo è stato il punto di partenza per la progettazione ed il dimensionamento di filtri per la riduzione EMI.

E' stato realizzato un semplice circuito di prova costituito da cinque convertitori dc-dc; dopo aver effettuato le misure di emissione condotta, utilizzando i cosiddetti power splitter/combiner (circuiti per la scomposizione delle componenti CM e DM) sono state ricavate singolarmente le componenti di modo comune e differenziale. Scelta una delle configurazioni tipiche di un filtro EMI, è stato quindi definito un semplice procedimento che, a partire dalla sola conoscenza dell'attenuazione necessaria e della frequenza di interesse del rumore, possa determinare i valori richiesti per condensatori ed induttanze del filtro EMI. La seguente sperimentazione ha dato risultati soddisfacenti.

Capitolo 1

Architetture di Controllo dei Sistemi di Automazione

1.1 Introduzione

Una delle prime fasi della mia attività di dottorato ha riguardato la progettazione e realizzazione di schede di controllo, misura ed interfaccia per i convertitori elettronici di potenza al fine di migliorarne le prestazioni dal punto di vista funzionale.

In ogni applicazione finalizzata al controllo di un processo o di un'apparecchiatura, l'acquisizione delle misure riveste un ruolo fondamentale; affinché il controllo possa funzionare in maniera corretta ed affidabile, le misure devono essere eseguite con precisione e trasmesse in modo opportuno tenendo in considerazione i problemi relativi alla compatibilità elettromagnetica. L'aumento della frequenza di commutazione dei dispositivi switching di potenza, se da un lato ha reso i convertitori più compatti e meno costosi, dall'altro ha condotto ad un aumento del rumore ad alta frequenza radiato e condotto (come i disturbi di modo comune e di modo differenziale) responsabile di interferenze elettromagnetiche (EMI). Anche se le frequenze di commutazione non sono particolarmente elevate (dell'ordine delle decine di kHz), a causa degli elevati gradienti di corrente e tensione durante le commutazioni, possono presentarsi armoniche superiori di frequenza e quindi il sistema di conversione può disturbare notevolmente il funzionamento del sistema di misura e controllo degradandone così le prestazioni. Per questo motivo, nelle applicazioni di elettronica di potenza si effettua di solito un controllo di tipo remoto, ovvero il sistema di controllo non risiede nelle immediate vicinanze dell'azionamento ed è così costituito da due schede: una per l'acquisizione delle misure (dal lato del convertitore) ed una per il controllo vero e proprio (dal lato del controllore).

Per determinare le caratteristiche delle schede di controllo, misura ed interfaccia è stato indispensabile uno studio preliminare sull'architettura dei sistemi di conversione ed in particolare, al fine di migliorare l'efficienza e l'affidabilità dei convertitori elettronici di potenza, sui sistemi di controllo di tipo distribuito.

1.2 Architettura dei sistemi di conversione

La maggior parte dei convertitori per medie ed alte potenze presenta un'architettura di controllo centralizzata in cui tutte le operazioni riguardanti il controllo ed il monitoraggio sono demandate ad un'unica struttura centrale in genere non collocata nelle immediate vicinanze dell'azionamento. Un approccio di questo tipo soffre sicuramente di bassa modularità e flessibilità, oltre ad un gran numero di lunghe connessioni punto-punto e ad una sottoutilizzazione del mezzo trasmissivo.

Anche se l'architettura del sistema di conversione dipende dalla particolare applicazione, è comunque possibile individuare quattro blocchi funzionali comuni a tutte le tipologie di controllo; la suddivisione in blocchi di un generico convertitore switching di potenza è mostrata in Fig. 1.1.

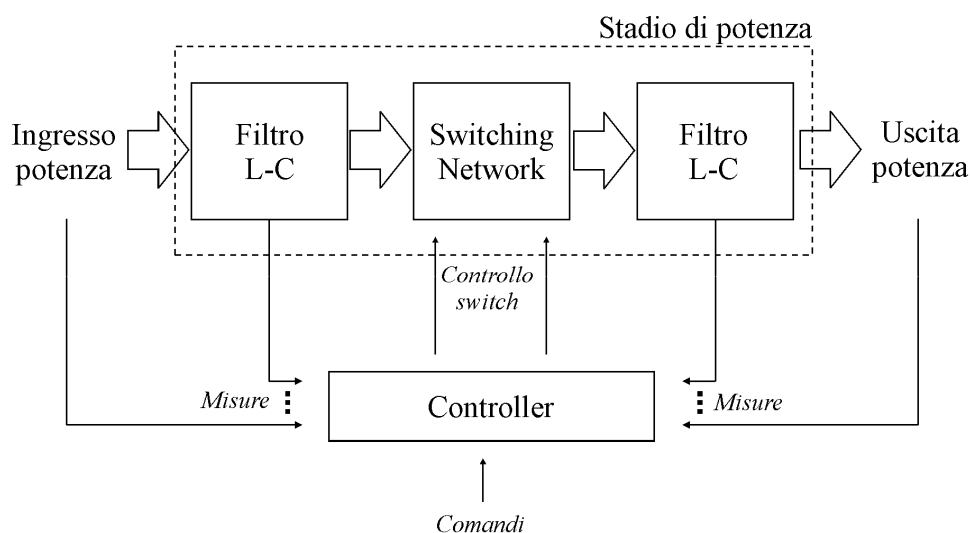


Fig. 1.1: Principali blocchi di un convertitore switching di potenza

Per quanto riguarda lo stadio di potenza (rete di switching), si può trovare un comune denominatore tra diversi tipi di convertitori come mostrato in Fig.1.2. Infatti, il blocco costituente l'elemento base (PEBB: *Power Electronics Building Block*) è facilmente identificabile tra i diversi circuiti.

Nella Fig. 1.3 è riportato lo schema a blocchi di un PEBB in grado di eseguire funzioni a basso livello quali, ad esempio, il comando degli switch, l'invio di segnali di malfunzionamento, il controllo della temperatura e l'eventuale protezione del dispositivo stesso.

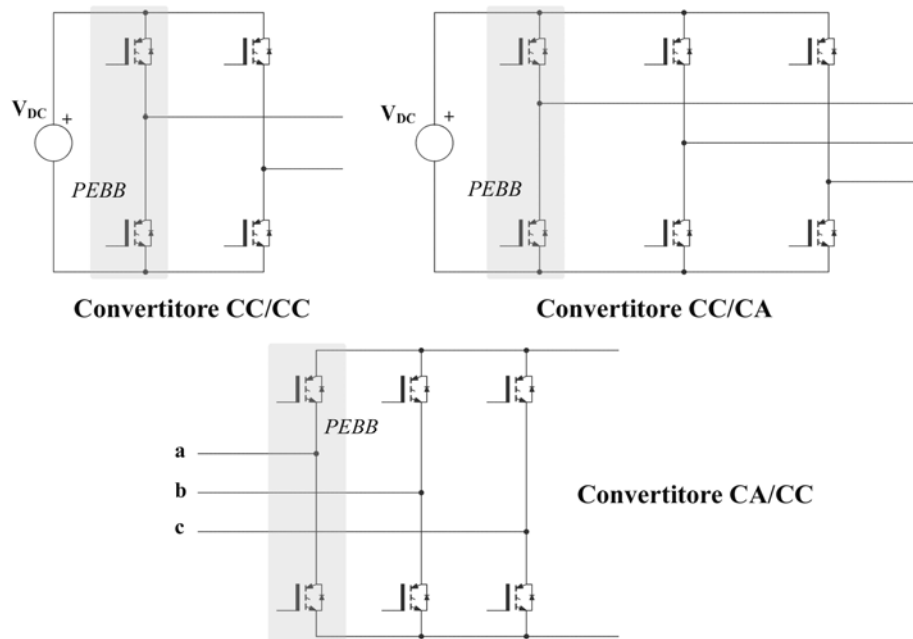


Fig. 1.2: Strutture comuni per stadi di potenza

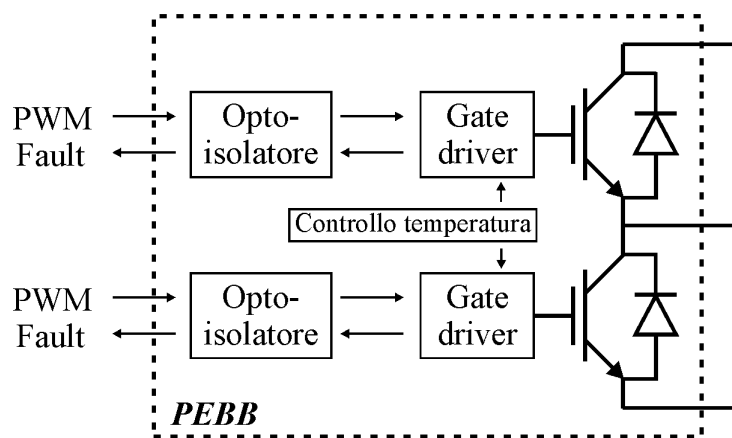


Fig. 1.3: Caratteristiche di base di un PEBB

Mentre lo stadio di potenza può essere decomposto in modo piuttosto semplice, l'interfaccia tra quest'ultimo e il controllo rimane sempre un punto critico data la sua forte dipendenza dal tipo di convertitore. Per poter comprendere questo problema si può, ad esempio, considerare l'inverter trifase a tensione impressa a 2 livelli (VSI) con controllo centralizzato, mostrato in Fig. 1.4. L'interfaccia tra il controllo e lo stadio di potenza richiede ben 18 connessioni punto-punto.

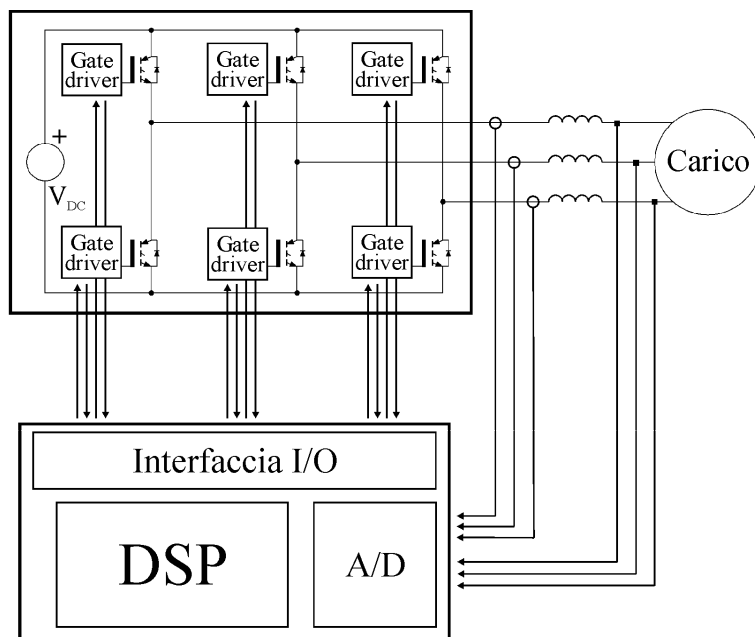


Fig. 1.4: Inverter Trifase VSI con controllo centralizzato

Prendendo invece in esame un inverter a 3 livelli (NPC: *Neutral Point Clamped*), come mostrato in Fig. 1.5, l'interfaccia tra controllo e stadio di potenza arriva ad avere ben 30 connessioni punto-punto.

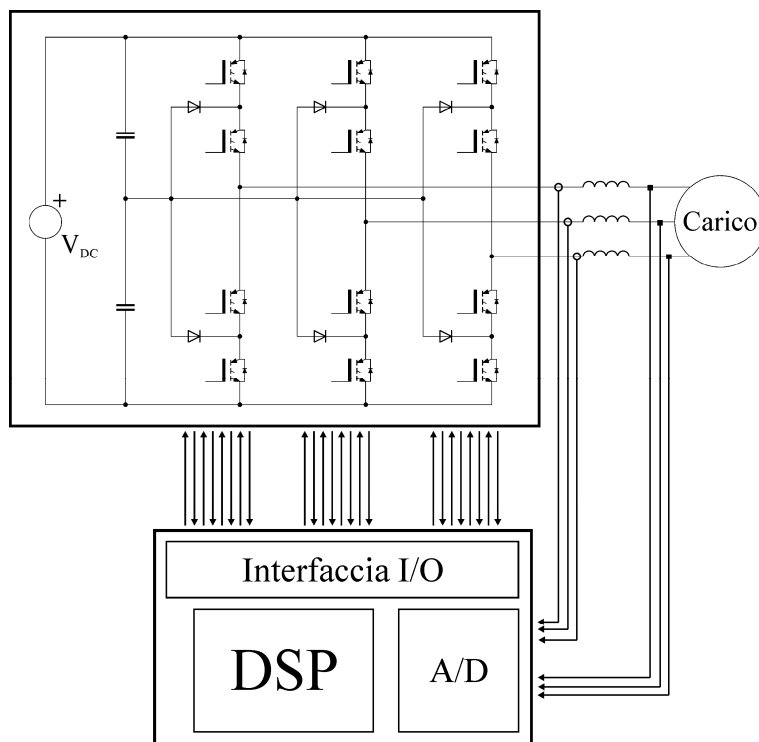


Fig. 1.5: Inverter Trifase VSI a tre livelli con controllo centralizzato

Il problema della standardizzazione dell'architettura di controllo dei convertitori di potenza porta a proporre diverse soluzioni.

1.3 Sistemi ad architettura distribuita

Per grandi azionamenti, si può pensare di dividere il controllo tra la parte di sistema e quella locale come mostrato in Fig. 1.6.

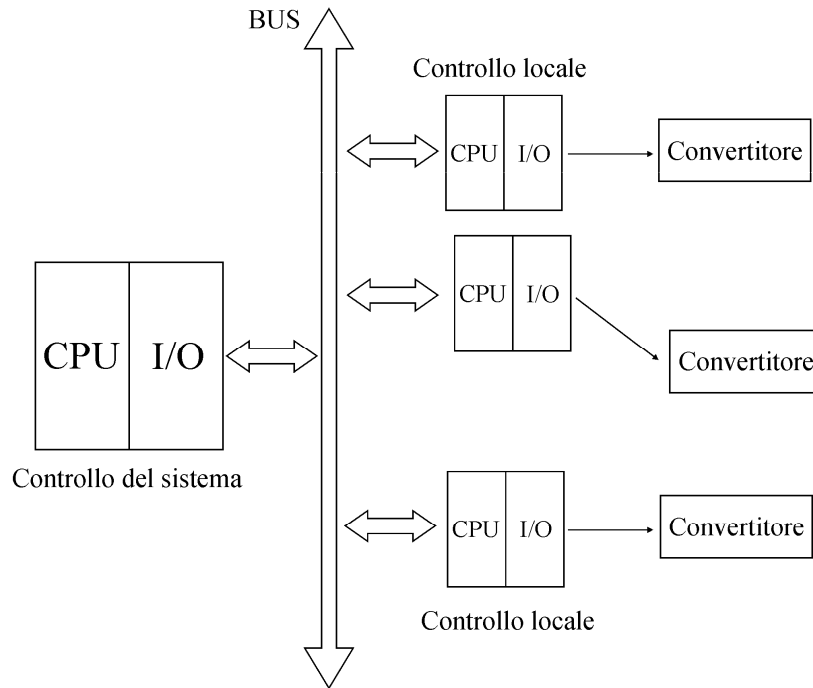


Fig. 1.6: Diagramma a blocchi di una architettura di controllo per grandi azionamenti

Il *Controllo del sistema* contiene tutti gli algoritmi dedicati alla regolazione del carico in termini di correnti, tensioni e velocità.

Al *Controllo locale* si possono associare tutti gli algoritmi che servono a generare gli adeguati segnali di gate per uno specifico convertitore: PWM, rispetto del blanking time, gestione dei malfunzionamenti (fault) etc...

Il controllore del sistema opera quindi in un modo che non è strettamente legato al tipo di convertitore, al contrario, il controllore locale deve soddisfare quei requisiti che sono legati alla sequenza di controllo del particolare apparato.

Per quanto riguarda l'interfaccia di comunicazione tra sistema ed apparati locali, questa configurazione consente l'utilizzo di un bus parallelo con richieste di velocità non eccessive.

Un diverso approccio può essere sfruttato per azionamenti di dimensioni ridotte; ogni ramo del convertitore è controllato da un modulo separato come mostrato in Fig. 1.7. La regolazione della potenza (corrente e tensione) fornita al carico è effettuata dal controllo di ogni ramo in base alle direttive fornite dal controllo esterno.

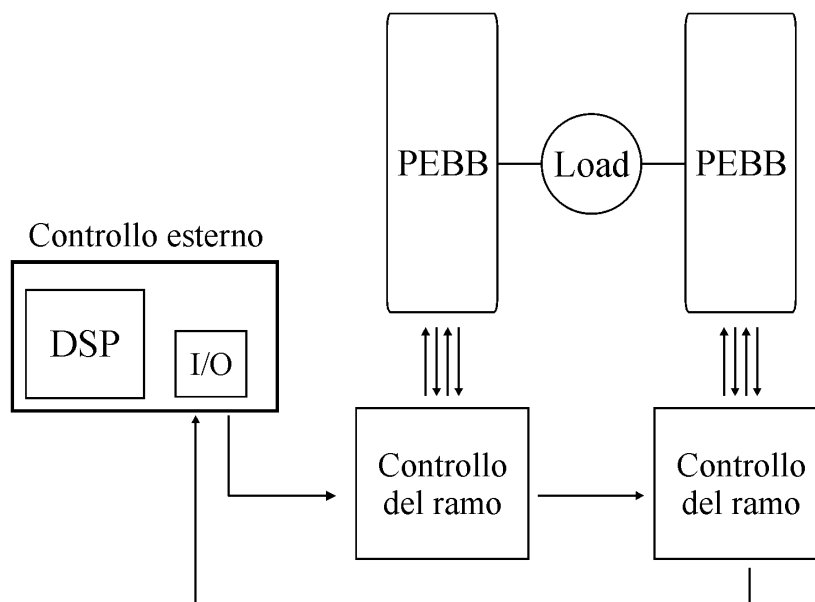


Fig. 1.7: Diagramma a blocchi di un generico controllo ad architettura distribuita

In una architettura di questo tipo è possibile identificare due blocchi: il *gestore delle applicazioni* e il *gestore dell'hardware*.

Il primo si occupa di una regolazione generale ad alto livello, come la gestione di un convertitore cc/cc a ponte o di un inverter, mentre problematiche specifiche quali, ad esempio, la generazione del PWM o la gestione dei blanking-time, sono demandate al gestore dell'hardware. L'identificazione di questi due blocchi all'interno di ogni convertitore rappresenta il punto di partenza per l'analisi di architetture a controllo distribuito.

1.4 Distribuzione dell'hardware

Oggi gli apparati di conversione di potenza tendono a mostrare le caratteristiche di sistemi distribuiti, ma il livello di distribuzione delle varie architetture risulta, attualmente, difficile da quantificare. Per poter superare questo ostacolo vengono utilizzati, come indicatori generali, la distribuzione dell'hardware e la distribuzione del controllo.

La distribuzione dell'hardware è in molti casi la diretta conseguenza del comportamento non ideale degli elementi di potenza; ad esempio, gli interruttori sono limitati dalla massima corrente, tensione e temperatura a cui possono essere sottoposti. La potenza che può fluire attraverso una certa area è limitata dalle dimensioni dell'area stessa e dalle proprietà del materiale; di conseguenza, la dimensione fisica del modulo è direttamente proporzionale alla sua potenza. Inoltre, per soddisfare determinate richieste di corrente e/o tensioni massime si è obbligati a connettere più dispositivi elementari in parallelo e/o serie, questo conduce ad un aumento della distribuzione del controllo e dell'ingombro del sistema. La distribuzione spaziale dei moduli di potenza varia significativamente in funzione del livello di potenza, della frequenza di commutazione, dello "stato dell'arte" dell'integrazione e del tipo di applicazione.

La maggiore richiesta di componenti, dovuta ad esempio all'introduzione dei circuiti di snubber per proteggere gli interruttori da sovracorrenti e sovratensioni (a causa della non idealità della caratteristica di commutazione), se da un lato porta ad un aumento di costi, ingombri e complessità circuitale, dall'altro fa sì che la struttura di controllo possa essere trattata sempre più come un sistema distribuito.

Negli anni recenti, lo sviluppo dell'elettronica ha portato ad un significativo incremento della potenza di commutazione dei dispositivi, soprattutto per IGBT e IGCT; oggi si assiste invece ad una leggera saturazione. La potenza di commutazione (switching power) è definita come

$$P_s = U_M I_M$$

dove U_M e I_M sono la massima tensione sostenibile e la massima corrente erogabile dal dispositivo.

Per soddisfare determinate richieste di potenza, si possono connettere più dispositivi in serie e/o in parallelo, come mostrato in Fig. 1.8, per aumentare rispettivamente la tensione sostenibile e/o la corrente erogabile.

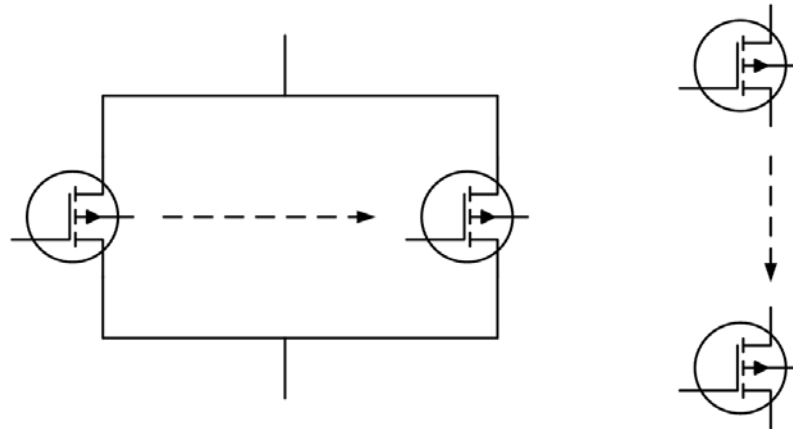


Fig. 1.8: Connessione di più dispositivi elementari

Questo modo di procedere ha portato ad un inevitabile aumento della distribuzione dell'hardware e del numero di connessioni e quindi ad un controllo più complesso. Basti pensare che tutti gli switch devono commutare nello stesso istante, altrimenti si potrebbe avere nella connessione serie, un danneggiamento dovuto al superamento della massima tensione sostenibile, e nella connessione parallelo un danneggiamento causato da una corrente troppo elevata.

Per limitare questi inconvenienti e diminuire i costi del controllo, sono stati realizzati, specialmente per IGBT di elevata potenza, moduli che integrano più dispositivi (connessi in serie e/o in parallelo) insieme ad una parte del controllo. Quanti più switch vengono inseriti all'interno dello stesso modulo, tanto maggiore è la dissipazione di potenza del modulo stesso. Questa sembra essere oggi la principale limitazione all'integrazione.

La distribuzione dell'hardware è inoltre influenzata dalla frequenza di commutazione (f_{sw}) che è inversamente proporzionale alla potenza di commutazione (relazione empirica). Diviene ovvio che differenti livelli di potenza necessitano di differenti livelli di distribuzione dell'hardware, del controllo e dei dati. Per realizzare convertitori di potenza modulari e flessibili sono richieste architetture di controllo che siano in grado di gestire queste differenze.

1.5 Distribuzione del controllo

L'architettura del controllo può essere divisa approssimativamente in quattro parti: gate driver, modulatore e ciclo interno, controllo del carico e controllo del sistema; ogni segmento, come mostrato in Fig. 1.9, è governato da differenti costanti di tempo.

Il gate driver controlla direttamente gli interruttori di potenza con costanti di tempo minori del μs . Il modulatore ed il ciclo interno sono responsabili di quei processi, come la generazione del PWM, caratterizzati da costanti di tempo dell'ordine della decina di μs . Il controllo del carico è caratterizzato da costanti dei decimi di ms e il controllo del sistema effettua un monitoraggio al alto livello con costanti della decina di ms.

Il modulo di potenza, mostrato in Fig. 1.9 come un unico blocco, in realtà può essere composto da più moduli distribuiti spazialmente in funzione della potenza di esercizio.

Volendo realizzare una distribuzione "ottima" del controllo, si può procedere cercando di minimizzare il numero dei percorsi di comunicazione tra i vari blocchi. Questo può ottenersi dividendo l'azionamento in tre parti: il gestore dell'hardware, il gestore delle applicazioni e il controllo di sistema, come mostrato in Fig. 1.10.

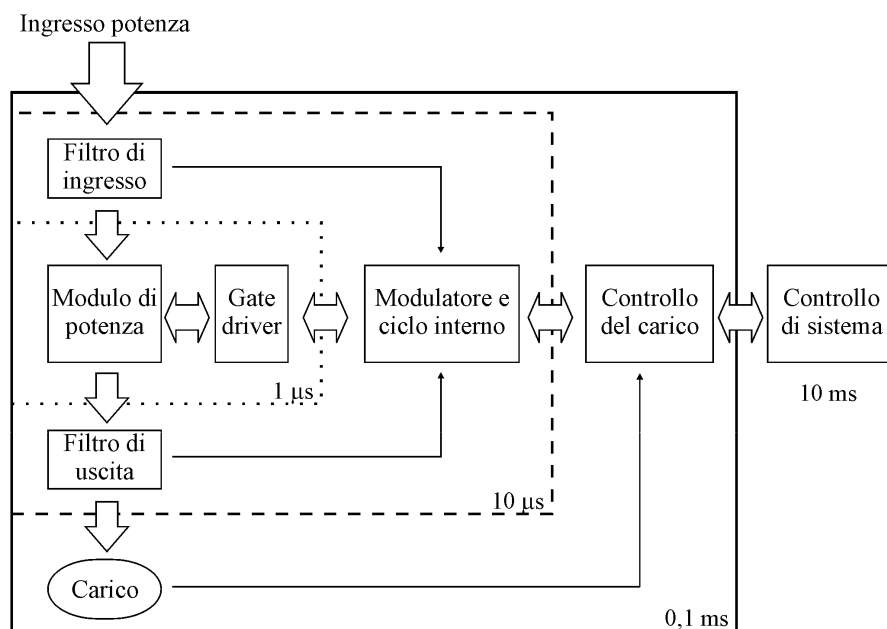


Fig. 1.9: Schema a blocchi classico di un convertitore di potenza

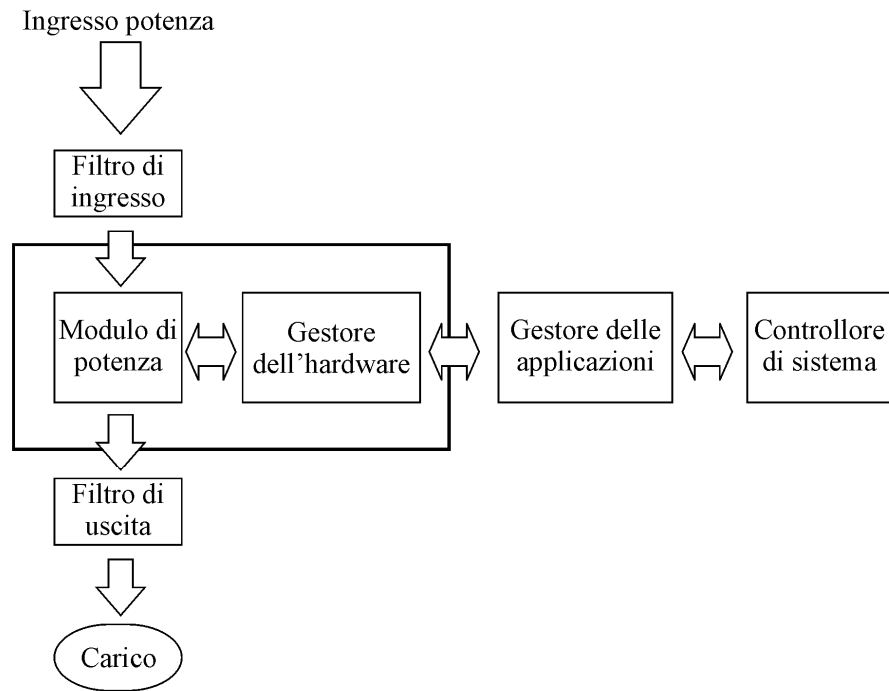


Fig. 1.10: Nuova architettura di controllo suddivisa in tre parti

Il gestore dell'hardware, che effettua un controllo a basso livello, diviene parte integrante del modulo di potenza, indipendentemente dal livello di integrazione del modulo stesso (singolo switch, ramo ecc.), così da ottenere un nuovo modulo trasparente all'utente. Questo stadio richiede un'elevata velocità di esecuzione, ma limitate capacità di calcolo.

Il gestore delle applicazioni si occupa dei controlli ad alto livello che sono in genere indipendenti da una configurazione circuitale specifica: algoritmi per il controllo di un motore, controllo di un inverter o di un convertitore cc/cc. Al relativo controllore è richiesta quindi una minore velocità, ma capacità di calcolo più spinte.

Le funzioni svolte dal controllore di sistema sono ancora meno specifiche e globalmente orientate al monitoraggio complessivo di uno o più azionamenti.

Per proporre una possibile divisione dell'architettura di controllo, o più in particolare dove effettuare la divisione tra gestore dell'hardware e gestore delle applicazioni, sono stati presi in esame alcuni dei più comuni convertitori, come ad esempio un raddrizzatore trifase switching, un inverter trifase a tensione impressa (VSI) a due livelli ed un inverter trifase a tre livelli (inverter NPC: *Neutral Point Clamped*). Sebbene vi siano differenze in potenza, applicazione e distribuzione, è possibile individuare molte caratteristiche che accomunano l'architettura di controllo dei diversi tipi di convertitori;

questi punti in comune tra apparati diversi vanno nella direzione di un'architettura di controllo standard e modulare del tipo "object oriented"; anche il sistema di acquisizione misure deve seguire lo stesso percorso.

1.6 Funzioni e dispositivi di controllo

Un qualsiasi sistema di conversione, anche quello più complesso, può essere suddiviso in moduli elementari opportunamente collegati tra loro ed in grado di comunicare tra loro e verso l'esterno. Un tale sistema gode di una elevata flessibilità, potendosi adattare a quelle che sono le esigenze di uno specifico progetto; tali esigenze potranno ovviamente cambiare nel tempo, ma non ci sarà più il bisogno di riprogettare tutto il sistema ex novo, ma potrebbe essere sufficiente implementare in maniera diversa il singolo blocco o sostituire tale blocco con uno di diverso tipo più adatto alle nuove necessità.

Cambiando punto di vista, possiamo considerare un generico convertitore di potenza come un sistema complesso costituito da due principali sezioni ciascuna con compiti specifici. Mentre la *sezione di potenza* è quella nella quale avviene la vera e propria conversione elettrica, la *sezione di controllo* è quella che gestisce tale conversione, inviando appositi segnali di controllo agli interruttori switching della sezione di potenza.

L'elettronica digitale è ormai utilizzata in molti campi, non ultimo quello dell'elettronica di potenza, in particolar modo per quanto concerne il controllo dei convertitori. La principale funzione svolta dal controllo è la regolazione, ovvero l'elaborazione della strategia di controllo con cui viene effettuata la modulazione che governa l'apertura e la chiusura degli switch. Questa operazione richiede importanti risorse di calcolo a causa dell'elevato numero di operazioni da effettuare, tuttavia la velocità di elaborazione richiesta per una efficace regolazione non è particolarmente elevata.

La sezione di controllo deve effettuare una serie di operazioni che mirano, oltre che ad una efficiente regolazione, ad una protezione del convertitore e dei dispositivi che lo compongono. In primo luogo la regolazione dovrà tenere conto di alcune non idealità dei componenti, per cui nella forma d'onda inviata agli switch andrà inserito il dead time; tale operazione richiederà una minor capacità di calcolo rispetto alla regolazione vera e propria.

Un'altra operazione che deve essere eseguita dalla sezione di controllo è quella della protezione da sovracorrenti, sovratensioni e sovratemperature. Sono presenti dei

sensori che misurano le tensioni, le correnti e le temperature a cui sono sottoposti, istante per istante, i componenti attivi di potenza. Queste misurazioni verranno opportunamente filtrate all'interno della sezione di controllo e si avranno due differenti tipologie d'intervento: una per il caso in cui venga raggiunta una *soglia di attenzione* non ancora dannosa per il componente ed una per la *soglia di allarme* idealmente uguale al valore massimo sopportabile dai componenti. Nel caso in cui venga raggiunta la soglia di attenzione la sezione di controllo elaborerà una nuova strategia di regolazione facendo lavorare il dispositivo in regime ridotto. In questo caso le capacità di calcolo richieste devono essere importanti, mentre possiamo permetterci di avere una velocità di elaborazione non elevatissima, non essendoci ancora effettivo pericolo per i componenti. Nel caso in cui invece, nonostante il lavoro in regime ridotto, venga raggiunta la *soglia di allarme*, per evitare la rottura del singolo componente viene disabilitato il dispositivo. Questo tipo di protezione, sebbene necessiti di limitate risorse di calcolo, poiché basta misurare istante per istante la grandezza in esame ed inibire il sistema quando supera il livello di pericolo, deve essere fatta in tempi estremamente rapidi (idealmente istantanei) in maniera tale da non avere danneggiamenti dei componenti.

Come già accennato, la sezione di controllo dovrà svolgere un'azione di filtraggio dei segnali provenienti dai sensori. Infatti, tenere conto dei transitori di tensione e di corrente che si hanno ad ogni accensione o spegnimento degli switch, come vedremo successivamente, non risulta utile, ma anzi controproducente ai fini della regolazione. Le risorse di calcolo e le velocità d'esecuzione necessari per questo tipo di funzione andranno a collocarsi in una fascia intermedia rispetto a quelli necessari per la regolazione e per la protezione da raggiungimento della soglia d'allarme.

In Fig. 1.11 è mostrato lo schema a blocchi funzionale di un generico sistema di conversione dell'energia elettrica basato su un'architettura di controllo di tipo modulare.

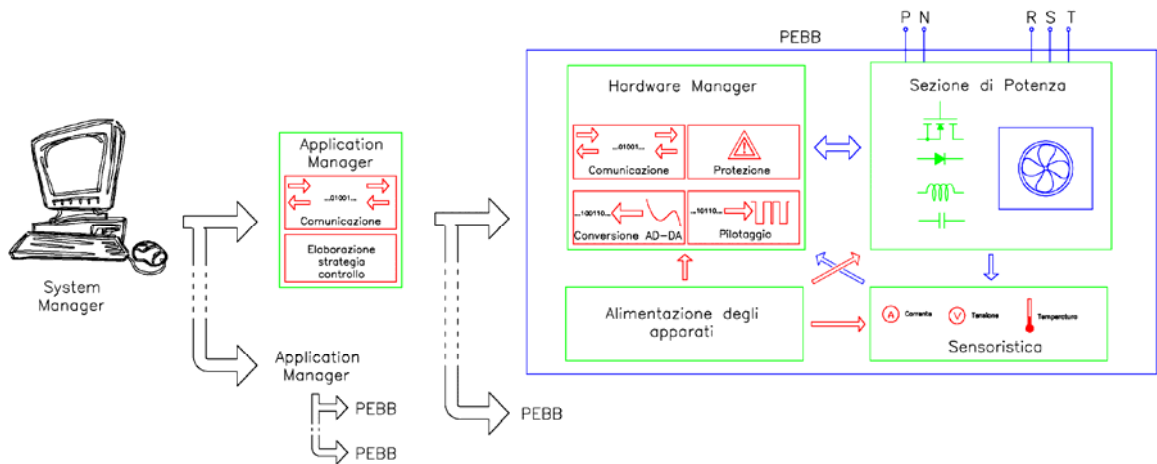


Fig. 1.11: Schema a blocchi funzionale di un sistema di conversione ad architettura distribuita

Al fine di fornire all'intero sistema una buona flessibilità e modularità, una strategia possibile è quella di suddividere la *sezione di controllo* in tre sottosezioni interagenti tra loro: il *System Manager*, l'*Application Manager* e l'*Hardware Manager*.

L'*Application Manager* (AM) ha la funzione di regolatore: i segnali provenienti dall'*Application Manager* non giungeranno però direttamente nella sezione di potenza, ma verranno opportunamente interpretati e tradotti da una sezione di controllo residente che manderà i segnali di pilotaggio ai componenti di potenza attivi. A svolgere questa funzione di interfaccia sarà l'*Hardware Manager* (HM) il quale svolge inoltre l'azione di protezione software degli switch da sovracorrenti, sovratensioni e da sovratemperature che potrebbero danneggiare i dispositivi. Inoltre l'*Hardware Manager* cura l'inserimento del dead time, evitando che si creino cortocircuiti nei singoli rami.

L'*Application Manager* può quindi essere connesso, insieme ad altri *Application Manager*, ad un unico *System Manager* che supervisioni l'intero sistema di conversione. L'*Hardware Manager* e l'*Application Manager* lavorano in maniera complementare tra loro attraverso una precisa suddivisione di ruoli e compiti da realizzare. Proprio per questo, per quanto riguarda l'*Application Manager*, esso dovrà gestire la strategia di controllo *ideale*, senza quindi tener conto delle caratteristiche reali dei componenti; delle non-idealità dovrà invece tener conto l'*Hardware Manager*. In pratica l'*Application Manager* fornisce alla sezione di controllo residente i valori istantanei dei duty cycle di ogni switch di potenza sulla base dei quali devono essere generati gli impulsi relativi alla tecnica di modulazione scelta. L'*Hardware Manager* li elabora applicando i dead time ed eventuali protezioni da

sovratensioni o sovracorrenti. Il duty cycle così elaborato viene trasferito al blocco che genera la forma d'onda del segnale (digitale) da inviare agli switch.

Anche per ciò che concerne la protezione da sovratensioni e sovracorrenti vi deve essere una rigida suddivisione di compiti. Come sappiamo le tipologie d'intervento in queste situazioni sono due: il funzionamento in *regime ridotto* (corrispondente alla soglia di attenzione) e la *disattivazione* del componente (corrispondente alla soglia d'allarme). Nel caso in cui venga raggiunta la soglia di attenzione l'Application Manager fa lavorare in regime ridotto il convertitore, riducendo le prestazioni del sistema ed evitando che venga raggiunta la soglia di allarme. Ovviamente questa modalità di funzionamento deve durare il tempo strettamente necessario affinché le condizioni che hanno generato l'allarme rientrino. Se invece, nonostante l'azione dell'Application Manager, è raggiunta la soglia di allarme, l'intervento è affidato all'Hardware Manager che inibisce il funzionamento del dispositivo. All'interno del convertitore sono presenti una serie di sensori che rilevano le misure d'interesse in punti di significativa importanza, che poi vengono forniti all'Hardware Manager, che così acquisisce, istante per istante, i valori della corrente, della tensione e della temperatura a cui sono sottoposti i componenti. Risulta evidente come l'Hardware Manager, per la tipologia di controllo da effettuare, abbia bisogno di conoscere, istante per istante, le misure rilevate, mentre per quella dell'Application Manager ciò, oltre a non essere necessario, può essere svantaggioso. Infatti all'apertura o alla chiusura degli switch si avranno dei transitori con notevoli picchi di tensione e corrente che non sono utili ai fini della regolazione. Proprio per questo l'Hardware Manager effettua un filtraggio digitale di tali misure in ingresso prima di trasmetterle al regolatore. Inoltre, i segnali provenienti dai sensori saranno in formato analogico, di conseguenza nella sezione di controllo residente dovranno essere presenti dei convertitori analogico-digitale.

In base a quanto già illustrato, la sezione di controllo di un convertitore di potenza può essere suddivisa in un insieme di più moduli in cui l'Application Manager e l'Hardware Manager svolgono compiti diversi tra loro. Le operazioni che ciascuno di essi deve compiere richiedono differenti capacità di calcolo e differenti tempi d'esecuzione. Proprio per questo utilizzeremo come Application Manager un DSP (Digital Signal Processing) e come Hardware Manager utilizzeremo un FPGA (Field-Programmable Gate Array).

FPGA e DSP rappresentano due differenti approcci al "signal processing", ciascuno adatto ad un diverso campo di applicazione: ci sono operazioni che un FPGA esegue più

facilmente rispetto ad un DSP e viceversa. Il DSP si adatta molto bene a compiti estremamente complessi ma è limitato nelle prestazioni dalla frequenza di clock e dal numero di operazioni utili che può svolgere in ogni periodo di clock. Al contrario le prestazioni di un FPGA sono limitate soprattutto dal numero di gate (ossia di porte logiche) che possiede.

Un aspetto che sottolinea la differenza tra i due dispositivi è la presenza o meno di operazioni condizionate; se ne sono presenti poche allora è preferibile l'utilizzo di un FPGA, se invece se ne riscontrano parecchie allora è meglio utilizzare un DSP. Gli FPGA vengono quindi impiegati di fronte ad algoritmi ripetitivi, mentre algoritmi più irregolari e meno standard vengono trattati col DSP. Inoltre gli FPGA godono del vantaggio di poter svolgere più funzioni in parallelo, mentre i DSP sono programmati con un flusso sequenziale di istruzioni da eseguire.

Alla luce di tutto ciò risulta giustificata la nostra scelta. L'Hardware Manager non è chiamato a svolgere una complessa strategia di controllo, ma deve essere veloce abbastanza da poter proteggere gli switch da sovratensioni e sovracorrenti, quindi gli FPGA sono ideali. Altre caratteristiche che li rendono ottimali come Hardware Manager sono l'ottimo time-to-market, ovvero la capacità di ridurre al minimo il tempo che intercorre tra la domanda di un prodotto e la sua disponibilità sul mercato, l'elevata "customization", cioè la potenzialità di un prodotto di essere adattato a diverse esigenze con il minimo intervento sulla sua struttura hardware, conferendo quindi elevata flessibilità di configurazione, oltre al già citato fatto di poter gestire più funzioni in parallelo.

Al posto degli FPGA si sarebbero potuti utilizzare degli ASIC (Application Specific Integrated Circuit). Con questo nome si indicano circuiti integrati di tipo semi-custom che non sono riconfigurabili. Sebbene questi abbiano prestazioni superiori hanno lo svantaggio di avere costi e tempi di produzione maggiori. Inoltre il flusso di progetto non è semplice ed agile come per le logiche programmabili e le modifiche, per cambi di specifica o per risolvere errori scoperti in fase di verifica, non sono immediate.

Per quanto riguarda l'azione di regolazione svolta dall'Application Manager, questa non richiede la stessa velocità di lavoro dell'Hardware Manager, ma deve operare con algoritmi molto complessi, quindi l'utilizzo dei DSP è vantaggioso.

1.7 Progettazione e realizzazione di un modulo LV-PEBB

Sempre nell'ambito dello studio delle architetture di controllo di tipo distribuito, all'interno di un progetto di ricerca finanziato dal MIUR (Ministero dell'Istruzione dell'Università e della Ricerca), è stato progettato e realizzato il prototipo di un modulo LV-PEBB (Power Electronics Building Block) a bassa tensione (LV: Low Voltage). Si tratta di un dispositivo modulare e flessibile la cui funzione è quella di attuare una conversione dell'energia elettrica sulla base della strategia di controllo elaborata da un controllore esterno (DSP – Application Manager); lo scopo, infatti, è quello di avere un dispositivo di conversione di energia a basso costo, facilmente utilizzabile ma soprattutto riconfigurabile per ottenere la massima flessibilità in diverse applicazioni.

A seconda del tipo di controllo il PEBB può funzionare come convertitore dc-dc bi-direzionale, come inverter a corrente o a tensione impressa o come raddrizzatore sincrono. Più moduli LV-PEBB inoltre possono essere collegati insieme per formare diverse tipologie di sistemi di potenza ed adattando correnti e tensioni richieste dalla particolare applicazione senza dover riprogettare il sistema ex novo. Anche gli elementi parassiti dovuti al packaging ed al layout possono essere notevolmente ridotti perchè tutti i dispositivi di potenza a semiconduttore, i circuiti di controllo e pilotaggio sono integrati insieme a formare un unico modulo compatto.

L'uso sistematico e razionale del PEBB ha come obiettivi: la riduzione dei costi dei sistemi elettronici di potenza grazie ad una produzione su larga scala; l'aumento delle prestazioni dei convertitori; un elevato grado di standardizzazione ed intercambiabilità dei componenti elettronici di potenza; la riduzione degli ingombri e dei pesi e l'aumento della potenza per unità di peso dei sistemi di conversione della potenza elettrica; la riduzione delle possibilità di errori di montaggio.

L'orientamento attuale è quello di realizzare dispositivi di conversione, PEBB, "intelligenti", che accolgano cioè al loro interno oltre allo stadio di potenza anche i driver di controllo dell'hardware, una sezione che si occupi della protezione dei vari componenti, i sensori, l'alimentazione delle diverse sezioni, oltre ad una interfaccia che permetta la comunicazione bidirezionale tra l'Hardware Manager del PEBB e l'Application Manager, esterno, in cui risiede la logica di controllo.

Un altro motivo che spinge fortemente verso questa soluzione è che in questo modo si rende indipendente la strategia di controllo dalle potenze installate. Se andiamo a considerare, per esempio, un convertitore per un azionamento con controllo di velocità, la

strategia di controllo è in sostanza la stessa sia per piccole che per grandi potenze, da pochi kW ai MW, quello che cambia è solo l'hardware. Ciò significa che se si modifica il carico l'entità predisposta alla strategia di controllo, l'Application Manager, rimane la stessa; ciò che deve essere modificato (sostituire o aggiungere un "mattoncino") è la sezione di elaborazione della potenza, cioè il PEBB.

Un ultimo passo verso la standardizzazione è quello di dotare il PEBB di tecnologia "Plug and Play", tecnologia già sperimentata in ambito informatico con ottimi successi. In questo modo il PEBB dovrà comunicare con gli altri dispositivi a cui è eventualmente collegato, ed anche con i carichi che esso va ad alimentare, i quali dovranno ovviamente essere dei carichi "intelligenti", per autoconfigurarsi in base alle esigenze rilevate automaticamente: all'utente del PEBB non resterebbe da fare altro che collegarlo, o collegarli nel caso di più moduli, e decidere la strategia di controllo da utilizzare.

In particolare mi sono occupata della sezione di controllo residente (Hardware Manager), della sezione di acquisizione e trasmissione delle misure e della sezione di alimentazione dell'intera circuiteria elettronica; sono state progettate e realizzate tutte le schede a circuito stampato (PCB: Printed Circuit Board) ed è stato messo a punto il layout meccanico (tramite un sistema di busbar) per le connessioni di potenza.

Saranno ora analizzate le principali caratteristiche del modulo LV-PEBB realizzato; si tratta di un convertitore di potenza a bassa tensione sviluppato per gli azionamenti di trazione di veicoli elettrici o di veicoli mild-hybrid, in cui la potenza necessaria è fornita da un generatore elettrico mosso da un motore termico ed è presente un accumulatore elettrico in grado di immagazzinare l'energia recuperata in fase di frenatura ed erogarla durante le successive accelerazioni. Il dispositivo è alimentato da una tensione di circa 48V, che è quella fornita dalle batterie, mentre la potenza elettrica che è in grado di erogare è dell'ordine dei 10kW; le correnti che devono essere sostenute dai componenti di potenza del LV-PEBB raggiungono così valori intorno ai 200A con picchi dell'ordine dei 300A.

La configurazione circuitale scelta per LV-PEBB è a tre rami e cinque morsetti, in Fig 1.12 è riportato lo schema comprendente i 6 componenti attivi, i rispettivi diodi di ricircolo e due filtri (induttore e condensatore) sul lato a due e a tre morsetti.

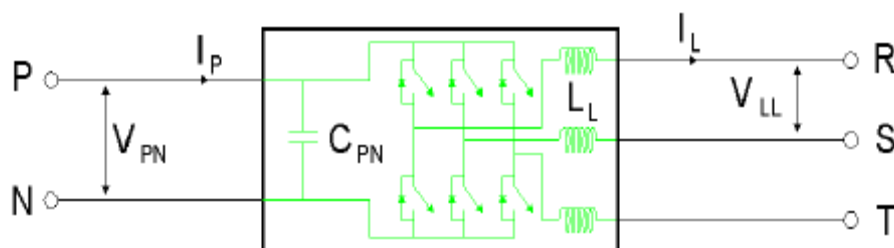


Fig. 1.12: Schema della configurazione elettrica del LV-PEBB

Si è scelto un dispositivo versatile e che possa soddisfare il maggior numero di applicazioni, infatti è da notare come, a seconda delle necessità, ognuno dei lati a due e a tre terminali possa essere configurato ed utilizzato come ingresso (IN) o uscita (OUT). Perciò con tale soluzione è possibile effettuare: conversione DC/AC; conversione AC/DC; conversione DC/DC; conversione AC/AC.

Collegando, per esempio, più PEBB in parallelo si possono ottenere convertitori in grado di erogare correnti maggiori, oppure è possibile sfruttare l'intero PEBB a tre rami come unico ramo di un convertitore avendo cura di controllare adeguatamente le tre coppie di switch.

Il modulo LV-PEBB è un dispositivo la cui funzione è quella di attuare la conversione di energia elettrica sulla base della strategia di controllo elaborata dal gestore delle applicazioni. All'interno del dispositivo sono presenti delle sezioni, ognuna con dei compiti specifici. Il cuore del PEBB è ovviamente la sezione di potenza nella quale avviene la vera e propria conversione elettrica; vi fanno parte i componenti attivi (switch e diodi), i componenti passivi (induttori e condensatori) e il sistema di raffreddamento. Per interfacciare la sezione di potenza ed il gestore delle applicazioni è necessario la presenza di una sezione che interpreti e elabori i segnali di pilotaggio degli switch e effettui la protezione. Perciò abbiamo la sezione della sensoristica indispensabile ad acquisire le misure di tensione, corrente e temperatura per effettuare il controllo dell'applicazione, e per ultimo la sezione di alimentazione per alimentare tutti i dispositivi presenti nel LV-PEBB.

Il modulo LV-PEBB è stato quindi realizzato secondo lo schema illustrato in Fig. 1.13; in Fig. 1.14 sono invece mostrate le diverse fasi dell'assemblaggio di un modulo LV-PEBB.

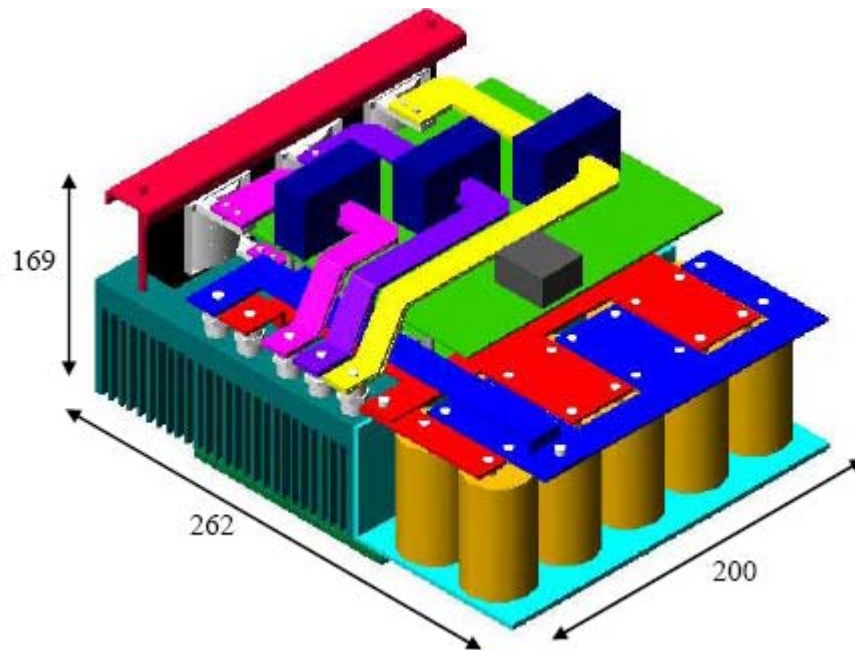


Fig. 1.13: Schema del modulo LV-PEBB

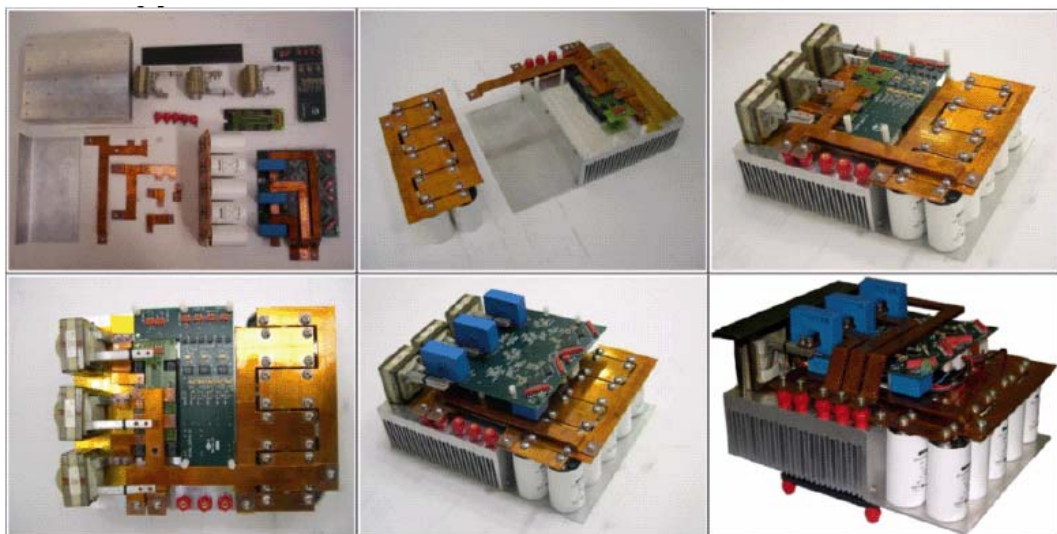


Fig. 1.14 Fasi di assemblaggio di un modulo LV-PEBB

1.7.1 Risultati sperimentali

Per prima cosa siamo andati ad esaminare il funzionamento del singolo LV-PEBB, applicando sia un carico puramente resistivo che un carico ohmico-induttivo e variando opportunamente alcuni parametri quali ad esempio l'indice di modulazione; quindi, in un secondo momento abbiamo provato anche il parallelo di due moduli LV-PEBB. In Fig.

1.15 si possono vedere le attrezzature utilizzate per la sperimentazione e la disposizione degli oggetti.

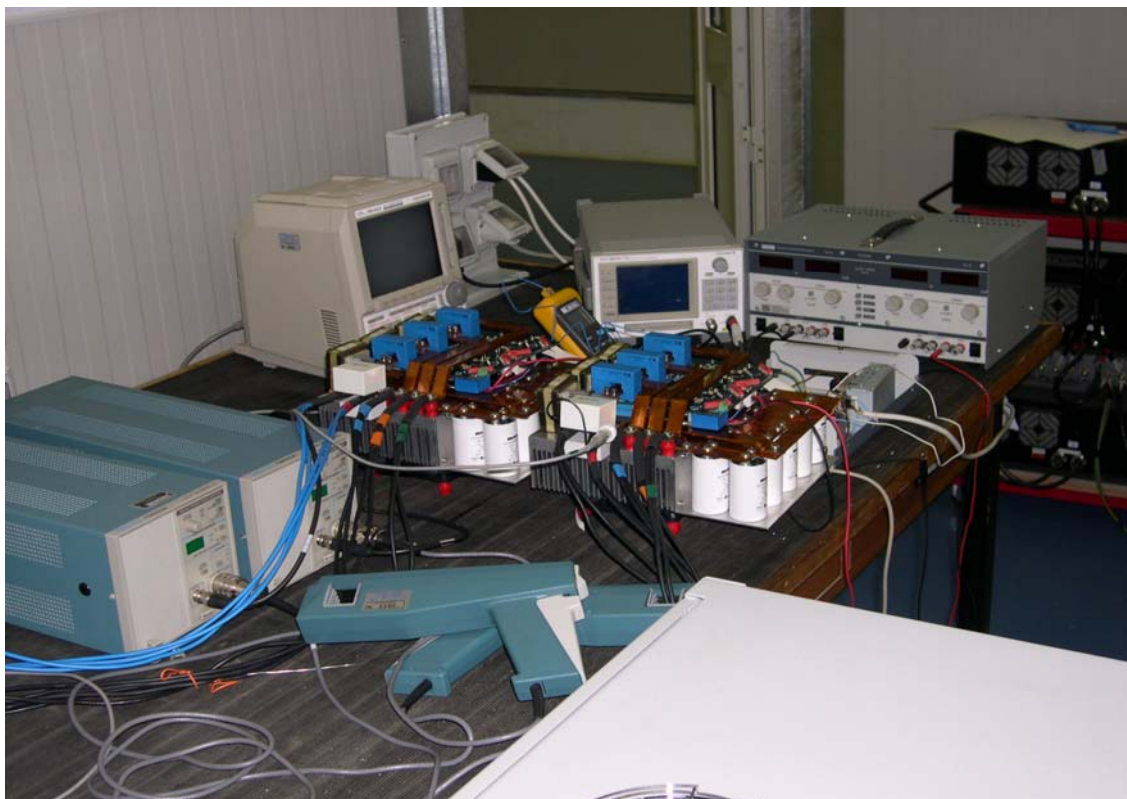


Fig. 1.15: Set-up di prova

Si può notare la presenza dell'oscilloscopio per poter visualizzare gli andamenti delle varie grandezze di interesse, del generatore di funzione che serve ad impostare i segnali di frequenza e ampiezza da mandare al DSP il quale li elabora per generare i segnali di pilotaggio degli switch. Sono presenti inoltre l'alimentatore per le schede di interfaccia e la ventola e per ultimo le sonde di corrente con i rispettivi amplificatori di segnale.

Le prove effettuate sono state tutte compiute ad anello aperto, ossia tutte le misure di corrente e tensione acquisite dalle sonde presenti sulla scheda dell'Hardware Manager non sono state inviate al DSP (il nostro Application Manager). Questo perché in questa prima fase di sperimentazione la conoscenza di tali grandezze è servita solamente per monitorare il loro andamento, accertare quindi eventuali anomalie nel funzionamento del dispositivo, e non per essere utilizzate per modificare la logica di pilotaggio in base alla strategia di controllo. Infatti il passo successivo nella sperimentazione è quello di far

arrivare le misure acquisite dalle sonde, presenti sulla scheda, direttamente al DSP il quale se ne serve per apportare le modifiche necessarie per il corretto funzionamento.

Come carico resistivo è stato utilizzato un banco di 12 resistenze da 5 Ω ; mettendo in parallelo quattro rami abbiamo ottenuto 1,25 Ω per fase; per quanto riguarda invece il carico ohmico-induttivo, per ottenere la corrente necessaria per le prove, si è deciso di utilizzare gli avvolgimenti del trasformatore di isolamento, infatti abbiamo cortocircuitato il secondario e collegato il LV-PEBB all'avvolgimento del primario.

Andiamo a considerare le prove effettuate sul carico ohmico-induttivo; vengono riportati gli andamenti della tensione del DC link e della corrente di fase avendo impostato l'indice di modulazione a 0,4, valore usuale per il funzionamento del dispositivo in tali applicazioni, e variando la frequenza della fondamentale tra tre valori: 10 Hz (Fig. 1.16), 50 Hz (Fig. 1.17) e 100 Hz (Fig. 1.18).

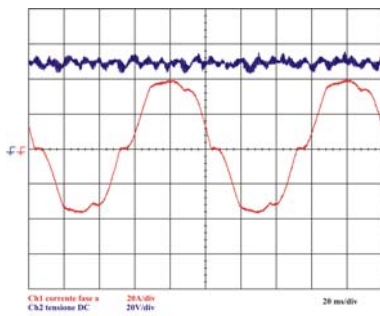


Fig. 1.16: Tensione DC link e corrente di fase con indice di modulazione 0,4 e frequenza 10Hz

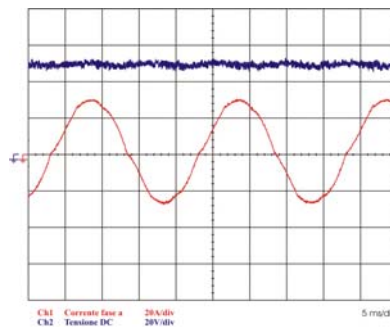


Fig. 1.17: Tensione DC link e corrente di fase con indice di modulazione 0,4 e frequenza 50Hz

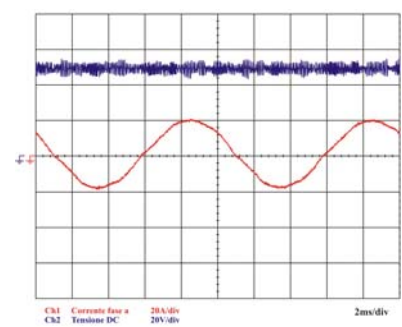


Fig. 1.18: Tensione DC link e corrente di fase con indice di modulazione 0,4 e frequenza 100Hz

Come si può notare, a parità di indice di modulazione, la forma d'onda della corrente (ma anche quella della tensione) migliorano notevolmente all'aumentare della frequenza della fondamentale, poiché aumentano i punti di intersezione, tra portante e modulante, dai quali viene ricavato il segnale di pilotaggio.

In Fig. 1.19 vengono mostrati gli andamenti delle tensioni ai capi dei due switch superiore e inferiore di uno stesso ramo, e del loro rispettivo diodo in antiparallelo, durante la commutazione ad una frequenza di 50 Hz e un indice di modulazione di 0,4. Se facciamo uno zoom intorno all'istante di commutazione, Fig. 1.20, possiamo andare a misurare i tempi di salita e discesa degli switch, i quali sono relativi al tempo che intercorre tra l'istante in cui l'uscita dei MOSFET comincia a cambiare (10% della tensione finale) e l'istante in cui la transizione è completata (90% della tensione finale).

Questi tempi influenzano sia l'ampiezza che la larghezza degli impulsi e servono per poter constatare se il dead-time da noi impostato è corretto o deve essere modificato.

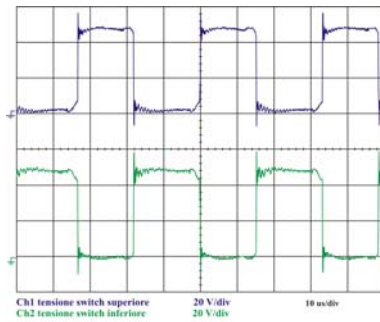


Fig. 1.19: Tensione ai capi degli switch superiori ed inferiori

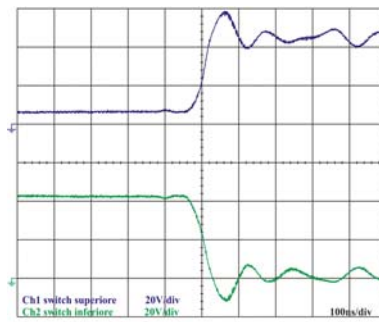


Fig. 1.20: Zoom dell'istante di commutazione

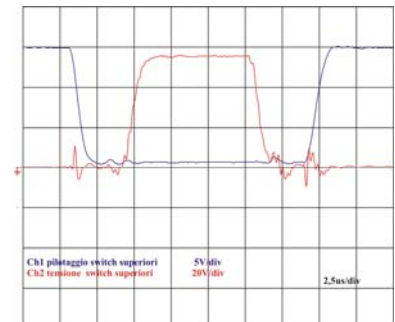


Fig. 1.21: Andamento della tensione ai capi degli switch e del segnale di pilotaggio

Determinare il corretto valore del dead-time è assolutamente necessario perché ci tutela sul pericolo di cortocircuito durante le commutazioni. Si modifica il segnale PWM che pilota i MOSFET in modo da garantire, in corrispondenza di ogni transizione del segnale di pilotaggio, la presenza di un intervallo in cui entrambi i MOSFET di uno stesso ramo sono spenti.

In Fig. 1.21 viene riportato l'andamento della tensione ai capi dello switch e il segnale di pilotaggio che viene inviato al gate del MOSFET. Dalla figura possiamo individuare i tempi di ritardo nell'accensione e nello spegnimento, cioè i tempi che intercorrono tra l'istante in cui viene dato il segnale di pilotaggio al MOSFET e l'istante in cui tale cambiamento si riflette sul MOSFET, tali tempi sono dovuti alle capacità parassite presenti e sono in genere diversi tra loro.

Mettere in parallelo più LV-PEBB vuol dire sostanzialmente che ogni ramo del convertitore è composto di più rami, ognuno dei quali appartiene ad un LV-PEBB differente. Per poter realizzare il parallelo una delle condizioni necessarie è che i due LV-PEBB siano uguali dal punto di vista della corrente massima ammissibile e del valore dell'induttanza lato tre terminali per evitare la nascita di squilibri delle correnti tra i due moduli durante il funzionamento. L'altra condizione, forse la più importante, è che il dead-time sia maggiore del ritardo con cui vengono comandati gli switch, infatti anche in questo caso si genera una disuguaglianza tra le correnti, ma è dovuta al fatto che una quota parte di corrente che scorre in un LV-PEBB non va ad interessare il carico ma si richiude, come fosse un cortocircuito, sull'altro LV-PEBB, tornando direttamente all'alimentazione.

La nostra sperimentazione ha lo scopo di verificare se, realizzando il parallelo di due LV-PEBB, la corrente si ripartisce equamente fra i due rami. Le prove sono state

effettuate fissando la frequenza della fondamentale a 50 Hz e variando opportunamente l'indice di modulazione.

In Fig 1.22 viene riportato l'andamento della tensione del DC link e della corrente di fase di ognuno dei due LV-PEBB quando sono collegati ad un carico puramente resistivo, avendo impostato l'indice di modulazione a 0,6. Dalla figura possiamo osservare come la tensione del lato in continua rimanga perfettamente stabile sui 48V e che le due correnti siano uguali e quindi perfettamente sovrapponibili.

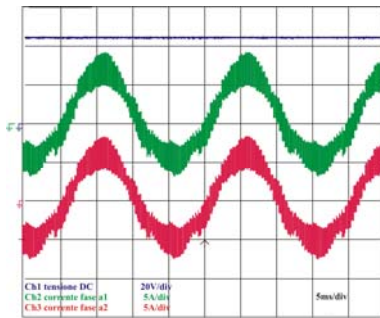


Fig. 1.22: Andamento della tensione del DC link e della corrente di fase di ognuno dei due LV-PEBB ($M=0,6$) carico resistivo

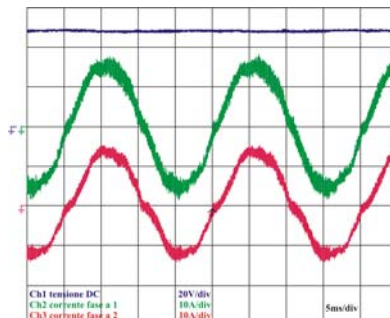


Fig. 1.23: Andamenti delle correnti di fase nei due LV-PEBB e della tensione del DC link ($M=0,4$) carico ohmico-induttivo

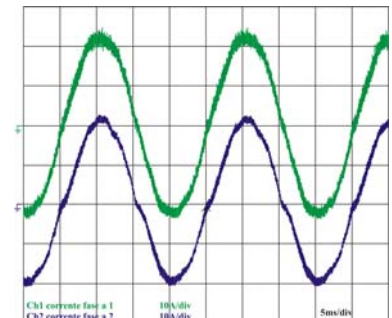


Fig. 1.24: Andamenti delle correnti di fase nei due LV-PEBB e della tensione del DC link ($M=0,7$) carico ohmico-induttivo

Dopo aver constatato il corretto funzionamento dei due LV-PEBB in parallelo su un carico puramente resistivo, abbiamo voluto verificare il loro comportamento quando vi è applicato un carico ohmico-induttivo. Le prove sono state effettuate impostando la frequenza della fondamentale a 50 Hz e l'indice di modulazione una volta a 0,4 (Fig. 1.23) e una volta a 0,7 (Fig. 1.24).

Sono state verificate anche le temporizzazioni inerenti all'applicazione del dead-time ed alla protezione dei dispositivi, funzioni implementate in modo opportuno tramite FPGA. Sono state inoltre verificate le condizioni del modulo LV-PEBB come convertitore dc-dc. In tutte le prove svolte si sono ottenuti buoni risultati in termini di flessibilità, efficienza ed affidabilità del sistema.

Capitolo 2

La Compatibilità Elettromagnetica negli Azionamenti Elettrici

2.1 Introduzione

L'uso sempre più diffuso di componentistica e di strumentazione elettronica assieme ad un altrettanto sempre più frequente impiego di apparati di segnale accanto ad apparati di potenza, ha fatto sorgere in questi ultimi anni problemi trasversali alle discipline nelle quali erano classicamente suddivisi gli studi nell'ingegneria industriale elettrica ed elettronica. Ogni apparecchiatura elettrica od elettronica deve essere considerata capace di emettere in misura più o meno rilevante radiazioni elettromagnetiche che possono investire altre apparecchiature; a sua volta, ogni apparecchiatura elettrica od elettronica può essere soggetta alle radiazioni presenti nell'ambiente in cui è installata. Con il termine Compatibilità Elettromagnetica (EMC: *Electromagnetic Compatibility*) si intende l'attitudine di un apparato o di un sistema a funzionare correttamente, in un determinato ambiente, senza essere soggetto ad anomalie o guasti causati da radiazioni elettromagnetiche presenti nell'ambiente considerato e senza produrre, a sua volta, radiazioni pericolose per altri apparati o sistemi presenti nello stesso ambiente. In altri termini, un problema di compatibilità elettromagnetica è un problema di compatibilità ambientale di un apparato o di un sistema rispetto al livello dei disturbi o rispetto al grado di sensibilità ai disturbi di altri apparati o sistemi presenti nello stesso ambiente. Con una visione più ampia la compatibilità elettromagnetica può essere inquadrata quindi come un caso particolare di inquinamento ambientale, nel quale gli agenti inquinanti non sono sostanze chimiche ma onde elettromagnetiche.

Il problema, storicamente, è stato affrontato in modo organico dapprima per apparati di tipo elettronico per i quali il livello assoluto delle grandezze in gioco risultava più piccolo, ma ben presto si è esteso al mondo degli impianti di potenza. Da un lato l'evoluzione tecnica ha portato ad apparati sempre più delicati (dispositivi di controllo, sensori, ecc.) a funzionare più vicino ad installazioni elettromeccaniche di potenza ed alle relative emissioni; dall'altro, lo sviluppo di componentistica elettronica di potenza (valga

per tutti l'esempio fornito dai convertitori elettronici) ha visto il sistema elettromeccanico nella condizione di essere soggetto a nuovi disturbi. Fino a pochi anni fa, in mancanza quasi assoluta di regolamentazione, l'attenzione è stata riservata solamente agli aspetti di immunità, perseguendo il semplice obiettivo “dell'autodifesa o della sopravvivenza”, senza preoccuparsi delle problematiche legate all'emissione, mentre solo in tempi molto recenti l'interesse della comunità tecnica e scientifica si è concentrato anche sugli aspetti relativi all'emissione, anche come conseguenza di imposizioni legislative.

Per dare un'idea dell'importanza e della diffusione del problema in oggetto è sufficiente pensare che il grande sviluppo di elettronica, automazione ed informatica in tutte le attività economiche e sociali è stato tale da rendere la compatibilità elettromagnetica un problema di rilevanza tale da richiedere anche l'intervento dell'Unione Europea. E' nata infatti la necessità di tutelare la sicurezza ed il benessere della collettività degli utenti/consumatori che si trovano immersi in un ambiente sempre più inquinato dal punto di vista elettromagnetico e si pongono in crescente contatto con apparati e sistemi in tutto o in parte elettronici.

2.2 EMC: concetti generali e definizioni

In tutti i dispositivi elettrici ed elettronici circolano correnti di intensità variabile che producono, intenzionalmente o no, onde elettromagnetiche (EM); queste onde EM possono a loro volta essere captate, intenzionalmente o no, da altri apparati elettrici/elettronici causandone un malfunzionamento.

La EMC si occupa dell'interazione di natura elettromagnetica che inevitabilmente esiste tra gli apparati elettrici/elettronici e l'ambiente in cui si trovano ed in particolare si prefigge di studiare: il livello dei disturbi emessi da un apparato e che possono degradare le prestazioni di altri sistemi operanti nello stesso ambiente (EMISSIONE); le condizioni sotto le quali gli apparati, in presenza di disturbi EM esterni, conservano le prestazioni operative previste (IMMUNITA' o SUSCETTIBILITA').

Un sistema elettrico od elettronico si dice elettromagneticamente compatibile con l'ambiente in cui opera se è in grado di funzionare correttamente e compatibilmente con la presenza di altri sistemi. Allo stesso tempo il suddetto sistema non deve né produrre né essere suscettibile di fenomeni di interferenza.

Un sistema è elettromagneticamente compatibile se soddisfa i seguenti requisiti:

- non causa interferenze con altri sistemi;

- non è suscettibile alle emissioni elettromagnetiche degli altri sistemi;
- non causa interferenza verso se stesso.

Come illustrato in Fig. 2.1, i principali soggetti EMC sono tre: sorgente (o emettitore), vittima (o ricevitore) e percorso di accoppiamento. La sorgente è l'apparato che genera il disturbo EM, mentre la vittima è l'apparato che "subisce" il disturbo EM.

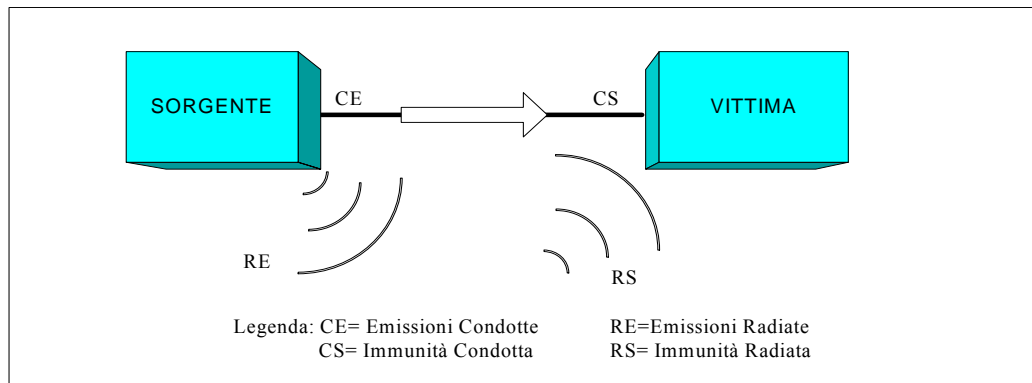


Fig. 2.1: Principali soggetti EMC

Le sorgenti possono essere classificate in naturali (fulmini, scariche elettrostatiche e sorgenti cosmiche) ed artificiali; le sorgenti artificiali possono essere ulteriormente suddivise in intenzionali e non intenzionali. Si parla di emettitore intenzionale se è specificatamente progettato per emettere radiazioni allo scopo di svolgere una determinata funzione (ad esempio un telefono cellulare, un'antenna o un trasmettitore radio o televisivo). Si parla invece di radiatore non intenzionale se le emissioni non sono inerenti alle funzioni che il dispositivo deve svolgere durante il suo normale funzionamento, ma costituiscono una conseguenza, spesso indesiderata, del funzionamento stesso (ad esempio le radiazioni emesse da un computer o da un monitor, da una scheda elettronica o da un qualsiasi circuito elettrico percorso da correnti variabili).

Per quanto riguarda il ricevitore possiamo fare delle distinzioni a seconda degli effetti che la radiazione elettromagnetica provoca sul ricevitore stesso: se la radiazione ricevuta genera un comportamento desiderato allora si parla del cosiddetto "segnale utile" (ricevitore intenzionale); se la radiazione ricevuta genera invece un malfunzionamento, siamo in presenza di un segnale di disturbo (ricevitore non intenzionale). Possiamo in questo caso parlare del sopra citato fenomeno della Interferenza Elettromagnetica (EMI: *Electromagnetic Interference*).

Bisogna inoltre notare che sia i radiatori che i ricevitori intenzionali possono emettere o ricevere radiazioni elettromagnetiche in bande di frequenza diverse da quelle

tipiche del loro normale funzionamento; anche per essi quindi deve essere verificata la compatibilità elettromagnetica.

Per quanto riguarda la modalità di propagazione dei disturbi EM si distingue tra disturbi condotti e disturbi irradiati, a seconda che il percorso di accoppiamento del disturbo sia costituito, rispettivamente, da un conduttore o dallo spazio libero; come vedremo questa distinzione può essere considerata un po' "artificiale". Con disturbi condotti si intendono tutti i segnali di disturbo presenti sotto forma di tensioni e correnti sui conduttori che entrano ed escono dall'apparato (cavi di alimentazione, cavi di segnale e di comunicazione). Per disturbi irradiati si intendono tutti i segnali di disturbo presenti sotto forma di campo elettromagnetico nello spazio circostante. In realtà, qualunque corrente variabile che circola in un conduttore comporta la presenza di un campo EM nello spazio circostante, così come qualunque campo EM induce un segnale elettrico su un conduttore (che funziona da antenna ricevente). Alle basse frequenze il campo EM risulta confinato intorno alla struttura guidante ed è più facile misurare i disturbi in termini di tensioni e correnti (disturbi condotti); ad alta frequenza tensioni e correnti perdono di significato ed è più agevole misurare i campi EM. Fenomeni condotti ed irradiati sono quindi due aspetti di un'unica realtà.

I principali fenomeni legati alla compatibilità possono essere riassunti nello schema mostrato in Fig. 2.2.

La prima distinzione viene fatta tra fenomeni di emissione (che riguardano la sorgente EM) e fenomeni di suscettibilità (che interessano la vittima EM); ogni categoria può quindi essere suddivisa a seconda del percorso di accoppiamento (disturbo condotto o irradiato). Le cause che producono interferenza elettromagnetica possono inoltre essere localizzate sia all'interno dello stesso sistema (problema interno, *intrasystem problem*) nel cui caso i requisiti di compatibilità elettromagnetica specificano i vincoli ai quali il sistema deve soddisfare al fine di garantire a se stesso di funzionare in modo corretto, sia "inter-system" dove l'interferenza può essere prodotta da cause esterne (problema esterno, *intersystem problem*). Il "sistema", dal punto di vista dell'analisi EMI, è in genere definito come il complesso di dispositivi su cui viene esercitato un controllo in fase di progetto o di gestione. Una causa molto comune di interferenza interna o esterna al sistema è dovuta ad un segnale che, pur generato appositamente per un determinato circuito, raggiunge anche uno o più circuiti a cui il segnale stesso non era dedicato.

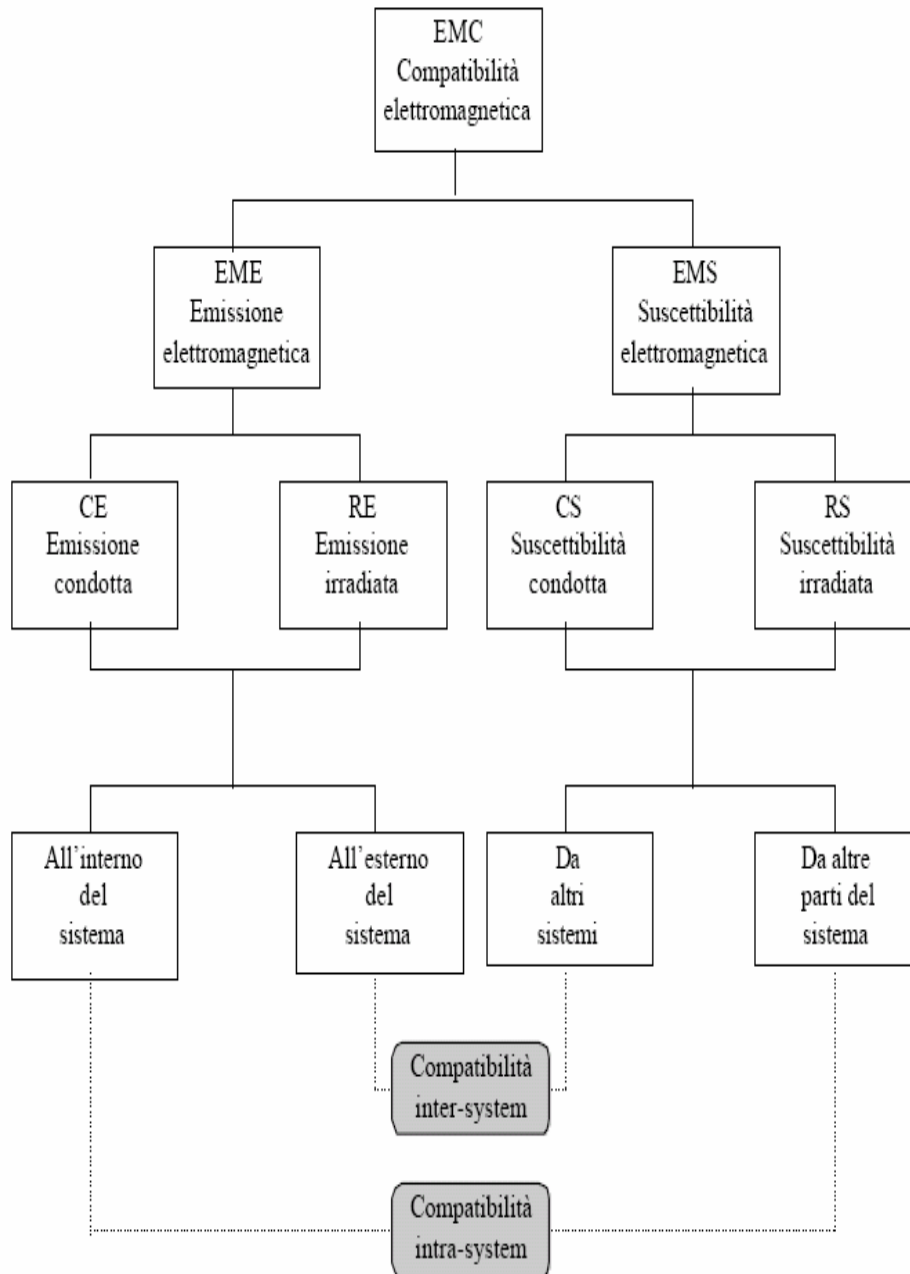


Fig. 2.2: Principali fenomeni EMC

In base alle definizioni date possiamo vedere la compatibilità elettromagnetica come connessa alla produzione, trasmissione e ricezione di energia elettromagnetica tra trasmettitore e ricevitore per mezzo di un percorso di accoppiamento in cui l'interferenza rappresenta un fenomeno di accoppiamento non voluto. Per risolvere o prevenire i problemi EMC si può intervenire su tutti e tre i fenomeni EMC.

La prima possibilità è quella di ridurre, in modo più o meno drastico, l'emissione della sorgente. Il modo più semplice sarebbe quello di ridurre l'intensità dei segnali che danno origine all'emissione, ma non sempre ciò è possibile a causa del funzionamento

intrinseco della sorgente stessa. Ad esempio i dispositivi digitali, a causa delle frequenze di funzionamento, si possono considerare sorgenti di emissione ad ampio spettro. Si potrebbe allora pensare di ridurre l'intensità dei segnali elettrici, ma è noto che non è possibile scendere sotto alcune soglie considerate minime se si vuole che i dispositivi funzionino correttamente. In alternativa, a parità di intensità, è possibile ridurre il livello di emissione dei dispositivi regolando i tempi di transizione dei segnali digitali: garantendo transizioni più lente si riduce lo spettro dei segnali e quindi anche la loro energia. Naturalmente, anche in questo caso il corretto funzionamento dei dispositivi impone dei limiti all'aumento dei tempi di transizione.

Un'altra soluzione per limitare il più possibile l'interferenza potrebbe essere quella di rendere il ricevitore il meno suscettibile possibile. In altre parole anziché limitare l'intensità dei segnali che interferiscono col ricevitore, si potrebbe fare in modo che essi abbiano il minimo effetto possibile sul funzionamento del ricevitore stesso.

Un'altra possibilità potrebbe essere rappresentata dal rendere il fenomeno di accoppiamento il meno efficiente possibile. Un metodo potrebbe consistere nella sistemazione del ricevitore in un contenitore metallico (schermo protettivo) o utilizzare cavi schermati per tutti i collegamenti tra apparati; tuttavia nella pratica questa soluzione non solo risulta molto costosa, ma le prestazioni effettive di queste schermature sono spesso al di sotto delle aspettative.

2.2.1 Disturbi EMC e modalità di accoppiamento

Al fine di comprendere meglio la successiva trattazione sui problemi EMC, è bene fare alcuni richiami che descrivono la natura e la tipologia dei disturbi EM, i fenomeni di propagazione e le modalità di accoppiamento.

Qualsiasi circuito elettrico (o in generale un qualsiasi conduttore) percorso da una corrente variabile nel tempo irradia onde elettromagnetiche nello spazio circostante. Un generico filo conduttore di lunghezza L percorso da una corrente I variabile nel tempo produce un campo EM proporzionale alla lunghezza L , alla corrente I ed alla frequenza caratteristica f ed inversamente proporzionale alla distanza d del punto di osservazione. Analogamente, una spira di superficie S percorsa da una corrente I variabile nel tempo produce un campo EM proporzionale alla superficie S , alla corrente I e al quadrato della frequenza f ed inversamente proporzionale alla distanza d del punto di osservazione. L'efficienza di radiazione e di ricezione di campi EM è legato al rapporto tra la grandezza caratteristica del circuito (lunghezza L per i fili, superficie S per le spire) e la lunghezza

d'onda λ ; questo parametro viene definito dimensione elettrica. Per avere una prima stima della capacità di un circuito di irradiare e captare onde EM si determina la sua dimensione elettrica; se questa risulta $< 1/10$ il circuito si dice elettricamente piccolo, intendendo con ciò che è poco soggetto ad irradiare e captare onde EM.

Un'onda EM che incide su un circuito elettrico (o su un generico conduttore) genera in esso una corrente variabile nel tempo. Per i fenomeni EMC vale il principio di reciprocità: se un oggetto è capace di irradiare con efficienza campi EM, allora è anche capace di captare campi EM esterni e viceversa. Ne consegue che tutte le azioni volte a ridurre l'efficienza della produzione di disturbi EM (problema di emissione) servono anche a ridurre la capacità di "ricevere" campi EM (problema di immunità/suscettibilità).

Per quanto riguarda le interferenze di tipo irradiato, in base al tipo di disturbo emesso, gli accoppiamenti potranno essere di due tipi: induttivo o capacitivo.

Il fenomeno dell'accoppiamento induttivo si verifica quando una corrente I , che circola in un conduttore elettrico, crea un campo magnetico che si irradia attorno al conduttore stesso. A questo punto, qualsiasi spira formata da un conduttore elettrico di superficie S e attraversata da un campo magnetico variabile vede apparire una tensione U alternata alle sue estremità. Tali disturbi sono spesso associati ad elevate correnti quindi, molto spesso, responsabili sono i conduttori di potenza o di alimentazione delle varie apparecchiature.

L'accoppiamento capacitivo tra circuito elettrico (cavo, componente, ecc.) ed un altro circuito vicino (conduttore, massa, ecc.) è molto semplice da ottenere, ma molto difficile da evitare, in quanto esiste sempre una capacità non nulla tra le varie parti di un sistema o di un impianto. La differenza di potenziale variabile tra due zone di un unico sistema, o di sistemi diversi, determina la circolazione di una corrente elettrica che passa da uno all'altro attraverso l'isolante, rappresentato dall'aria, formando una capacità parassita. Il valore della corrente parassita I è tanto maggiore quanto più la frequenza della tensione ai morsetti della capacità parassita è elevata, in base alla relazione:

$$I = \frac{U}{Z} = U C 2\pi f$$

dove l'impedenza ai capi della capacità parassita è $Z = 1/\omega C$, C è la capacità parassita, f è la frequenza della corrente parassita e U è la tensione ai capi della capacità parassita. Il valore della capacità parassita, invece, risulterà essere proporzionale alle superfici delle due parti del circuito interessate e inversamente proporzionale alla distanza tra i due circuiti. Va in ogni modo considerato che, se le capacità parassite tra i circuiti

sono praticamente irrilevanti a 50 Hz, hanno tuttavia un'importanza considerevole ad alta frequenza e spesso sono l'origine di funzionamenti anomali dell'impianto. Date le dimensioni dei circuiti integrati, queste capacità sono il principale fattore limitante la loro velocità di funzionamento.

Per quanto riguarda le interferenze di tipo condotto, il tipo di accoppiamento si distingue in accoppiamento di modo comune (CM) e di modo differenziale (DM); è bene richiamare qui alcuni concetti che verranno successivamente approfonditi nell'ottica della specifica applicazione ai convertitori elettronici di potenza ed agli azionamenti elettrici.

I disturbi di modo comune possono essere causati dalla differenza di potenziale esistente tra due distinti punti di terra. Infatti, se vi è una differenza di potenziale tra due punti del sistema di riferimento (si veda la Fig. 2.3), e vi è un'impedenza tra questi due punti, allora scorrerà una corrente nel conduttore di terra. Le emissioni condotte di modo comune viaggiano attraverso le due linee di alimentazione e si richiudono attraverso la terra. L'ampiezza del disturbo sulle due linee di alimentazione è la stessa mentre il segnale che si richiude attraverso la terra ha ampiezza doppia.

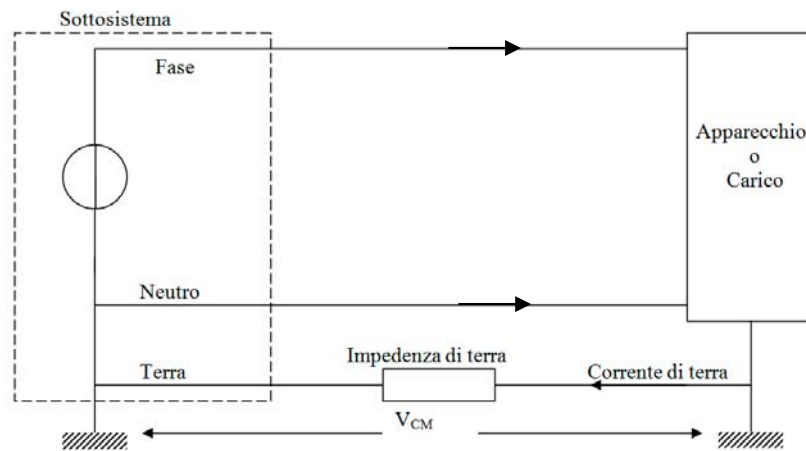


Fig. 2.3: Disturbo di modo comune dovuto al sistema di riferimento

Per via delle frequenze elevate, le emissioni di modo comune possono propagarsi anche attraverso le capacità parassite presenti tra i componenti del sistema in esame e la terra. La corrente di disturbo di modo comune percorre i due conduttori che costituiscono il circuito di interesse (ad esempio le linee di alimentazione) nello stesso verso; il percorso di ritorno avviene attraverso le capacità parassite che si vengono a creare tra il sistema e la massa di riferimento. Questa situazione è illustrata in Fig. 2.4.

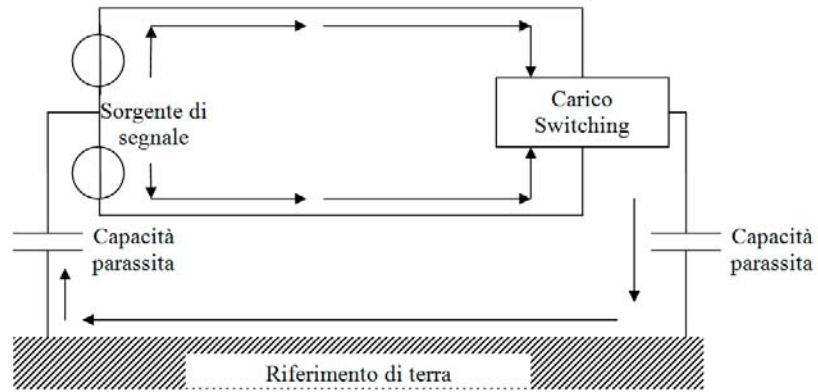


Fig. 2.4: Disturbo di modo comune attraverso le capacità parassite

I disturbi CM rappresentano uno dei temi cruciali dell'EMC perchè il loro percorso è molto difficile da identificare così come la loro causa. In un sistema elettronico, ad esempio, la semplice presenza di una connessione a massa determina un loop di corrente nel quale si evidenzia una tensione di disturbo che può essere causata dalla non idealità della massa (impedenza finita non nulla) oppure da effetti di induzione da parte di un campo EM esterno. Questo tipo di accoppiamento è in genere molto efficace e, soprattutto alle basse frequenze, è la causa principale di emissioni.

La corrente di disturbo di modo differenziale percorre i due conduttori di riferimento in verso opposto (la loro ampiezza è sempre uguale); percorre una delle due linee, passa attraverso il sistema in esame (generando eventuali malfunzionamenti) e ritorna alla sua origine attraverso l'altro conduttore. L'accoppiamento dovuto a questo fenomeno è mostrato in Fig. 2.5.

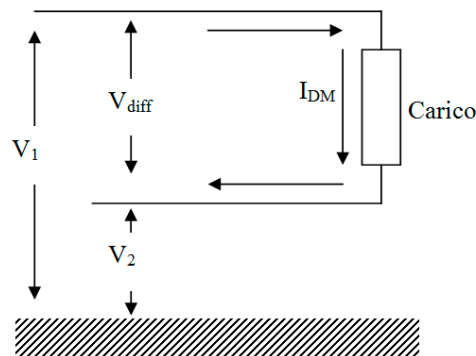


Fig. 2.5: Disturbo di modo differenziale

2.3 EMC in campo Automotive

L'automobile è stato il primo prodotto di largo consumo ad essere sottoposto alla legislazione inerente alla compatibilità elettromagnetica nel Regno Unito: il rumore di tipo impulsivo proveniente dal sistema di accensione aveva una potenza sufficiente da provocare una interferenza al sistema televisivo domestico, ed è stato necessario, nel 1952, l'intervento del Parlamento per cercare di trovare una soluzione al problema, ad esempio provando a limitare l'intensità delle radiazioni emesse abbassando il livello di tensione dei circuiti. La successiva introduzione delle autoradio negli anni 50 e 60 ha riproposto, in forma diversa, lo stesso tipo di problema visto che il sistema di accensione causava interferenza con le onde radio ed era quindi necessario cercare di isolare il sistema di accensione in modo tale che l'energia elettromagnetica da esso emessa non venisse captata dall'antenna posta sul veicolo.

La facilità con cui poi si è introdotta la componentistica elettronica all'interno degli autoveicoli negli anni 70 ha portato alla necessità di sopprimere i disturbi dovuti ai transistori; i sempre più sofisticati sistemi di controllo utilizzando circuiti a microprocessore su larga scala introdotti negli anni 80 hanno richiesto un sempre maggiore livello di immunità nei confronti dei campi elettromagnetici. È stato quindi necessario considerare l'ambiente elettrico ed elettronico nel quale questi dispositivi dovevano lavorare. Durante il normale funzionamento di un veicolo, si possono verificare perturbazioni elettriche anche ad alta frequenza. Tali perturbazioni sono generate in un'ampia gamma di frequenze con caratteristiche elettriche diverse e possono propagarsi ad altri dispositivi e sistemi elettronici della macchina sia per conduzione sia per radiazione.

Anche i segnali in banda stretta generati da fonti interne o esterne ai veicoli possono accoppiarsi ai sistemi elettrici ed elettronici ed influire così sul normale funzionamento dei dispositivi.

E' facile immaginare come sia importante il ruolo dello studio della compatibilità elettromagnetica dei subsistemi che si trovano su un veicolo e che ne controllano alcune funzioni essenziali (ad esempio il sistema elettronico di controllo della frenata, il sistema di iniezione elettronica, il sistema di navigazione satellitare, ecc.....) ed è quindi indispensabile che i suddetti subsistemi siano immuni ai disturbi generati dall'ambiente elettromagnetico che li circonda. E' altresì di fondamentale importanza che i suddetti subsistemi non siano causa di disturbi verso l'esterno (ad esempio verso apparati per le comunicazioni radio).

Per un veicolo le interferenze condotte sono causate esclusivamente dai componenti e sistemi che si trovano sul veicolo. Le emissioni condotte sono generate dalle commutazioni dei motori elettrici e dei relé e si propagano negli altri dispositivi presenti nel veicolo attraverso i fili di interconnessione. Nonostante la tensione di alimentazione di un veicolo sia di soli 12 o 24 V, non è inusuale avere a che fare con transitori le cui escursioni sono dell'ordine del centinaio di volt. Le soluzioni adottate dai costruttori dei veicoli per limitare gli effetti dovuti a tali transitori sono state sia quella di cercare di ridurre il più possibile le escursioni dei transitori stessi, sia quella di elevare il grado di immunità dei dispositivi che vi sono soggetti. Le emissioni dovute ai transitori dei componenti elettrici possono essere misurate usando un oscilloscopio ed una LISN (*Line Impedance Stabilisation Network*), per simulare l'impedenza dei fili di interconnessione del veicolo. Per testare invece l'immunità di un sistema si possono usare dei generatori di transitori iniettando direttamente i segnali di disturbo nel dispositivo da testare attraverso le interconnessioni, come anche specificato nello standard ISO 7637 (International Organization for Standardization) dedicato ai disturbi elettrici nei veicoli stradali.

Siccome la causa principale di interferenza condotta si ha attraverso i cavi di interconnessione, l'immunità dei dispositivi è testata attraverso il metodo BCI (*Bulk Current Injection*) il quale permette di valutare le prestazioni dei dispositivi a prescindere se questi siano montati o meno sul veicolo.

Per quel che riguarda le emissioni radiate, queste possono essere causate dalle seguenti sorgenti:

- i transitori condotti diventano radiati, ossia i cavi di interconnessione si comportano come delle antenne;
- i sistemi elettronici che sono costituiti da dispositivi che funzionano ad alta frequenza, come ad esempio un microprocessore;
- i circuiti con convertitori elettronici di potenza usati ad esempio per regolare l'illuminazione o la velocità di un motore.

Le ampiezze dei campi elettrici generati da queste emissioni sono dell'ordine dei $\mu\text{V}/\text{m}$ o dei mV/m e sono tali da provocare una interferenza con le onde radio del veicolo. Ci possono essere sia delle interferenze con la circuiteria della ricerca delle stazioni, oppure la radio può "interpretare" una armonica generata da un microprocessore come un segnale utile. In ogni caso, le radiazioni emesse dal sistema di accensione di un veicolo possono essere sufficientemente elevate da interferire con le onde radio in un veicolo adiacente o addirittura con un ricevitore domestico. Per questo motivo le interferenze

prodotte dal sistema di accensione di un veicolo sono state oggetto di legislazione e sono state trattate all'interno della direttiva Automotive 95/54/CE (e successive versioni).

In un veicolo le distanze che separano l'antenna di ricezione dalla sorgente del disturbo non possono essere modificate oltre un certo limite e quindi il solo modo per prevenire le interferenze radio è quello di limitare il livello delle radiazioni emesse. Le emissioni irradiate dai componenti elettrici ed elettronici sono misurate disponendo i componenti stessi sopra un piano di massa all'interno di una camera schermata (tipicamente semi-anecoica) e misurando l'ampiezza delle radiazioni mediante una antenna ed un analizzatore di spettro (o ricevitore EMI).

Le principali sorgenti di campi elettromagnetici (con i relativi valori di campo elettrico) cui i veicoli sono sottoposti sono le seguenti: linee ad alta tensione a 50 Hz, 10 kV/m; trasmettitori radio, 10 V/m; trasmettitori radio/televisivi, 1 V/m; radar UHF/SHF, 1kV/m; trasmettitori mobili (radioamatori, CB radio, telefoni cellulari, ricetrasmittenti), 10-100 V/m.

I test di immunità irradiata dei veicoli, in relazione al campo elettromagnetico, hanno avuto sempre maggior peso negli ultimi decenni. E' per questo che l'industria automobilistica negli ultimi 40 anni ha avviato una legislazione specifica per cercare di controllare gli effetti indesiderati, in termini di interferenza elettromagnetica, causati ad esempio dal sistema di accensione dell'automobile. La legislazione in campo automotive va quindi ad integrare e ad affiancarsi alla già esistente direttiva 89/336 ossia la "Direttiva EMC". La direttiva Automotive 72/245/EEC, sostituita dalla 95/54/EC, a sua volta sostituita dalla Direttiva 2004/104/CE del 14 ottobre 2004, si applica ai veicoli stradali ed ai componenti elettrici/elettronici su di essi assemblati (ESA: *Electric/Electronic Sub Assembly*). Lo schema di riferimento in relazione all'utilizzo delle normative nel settore automotive è riportato in Fig. 2.6.

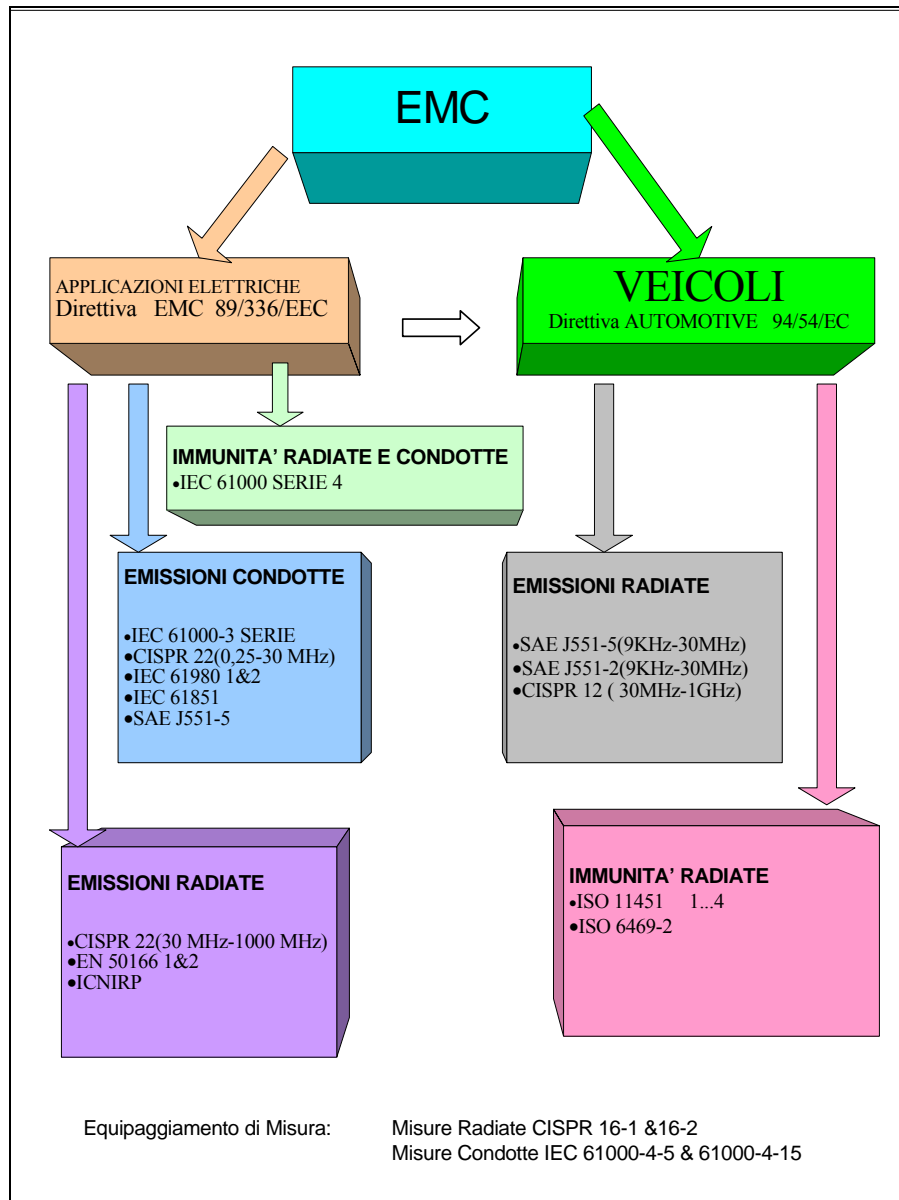


Fig. 2.6: Schema di riferimento per l'utilizzo delle normative in campo automotive

2.3.1 EMC negli azionamenti elettrici

Il funzionamento di un azionamento elettrico a velocità variabile, indicato con la sigla PDS (Power Drive System), comporta la presenza nelle sue grandezze elettriche di una componente fondamentale associata alla potenza utile generata dal convertitore elettronico di potenza (ad esempio la potenza richiesta per il funzionamento di un motore). Sovrapposta a questa, si trovano delle componenti armoniche dovute alla non linearità del convertitore ed a fenomeni ad alta frequenza causati dalla rapida commutazione dei dispositivi elettronici di potenza presenti nel convertitore, dal controllo dell'azionamento e dai circuiti digitali presenti nel sistema di controllo. Pertanto un PDS può emettere disturbi sia a bassa frequenza sia ad alta frequenza.

Gli attuali azionamenti elettrici richiedono convertitori o inverter di tipo PWM (Pulse Width Modulation) con componenti elettronici ad elevate velocità di commutazione; in questo modo si possono ottenere buone prestazioni nella risposta dinamica e nell'efficienza del sistema, nella riduzione del rumore acustico, nel contenimento delle dimensioni e del peso dei dispositivi. Queste veloci commutazioni generano elevati gradienti di tensione e corrente (dv/dt e di/dt) responsabili di interferenze elettromagnetiche (EMI) condotte ed irradiate, in grado di compromettere il corretto funzionamento degli azionamenti e di provocare effetti di distorsione nelle forme d'onda della tensione della sorgente di alimentazione.

La teoria che ci consente di spiegare in che modo vengono generate le emissioni EMI condotte è basata sul riconoscimento del fenomeno di accoppiamento e delle relative correnti di disturbo. Prendiamo come esempio lo schema di un azionamento a velocità variabile (mostrato in Fig. 2.7), in cui un inverter di tipo PWM controlla sia la frequenza che l'ampiezza della tensione applicata ad un motore asincrono trifase. In ingresso è generalmente utilizzato un raddrizzatore a ponte (eventualmente controllato).

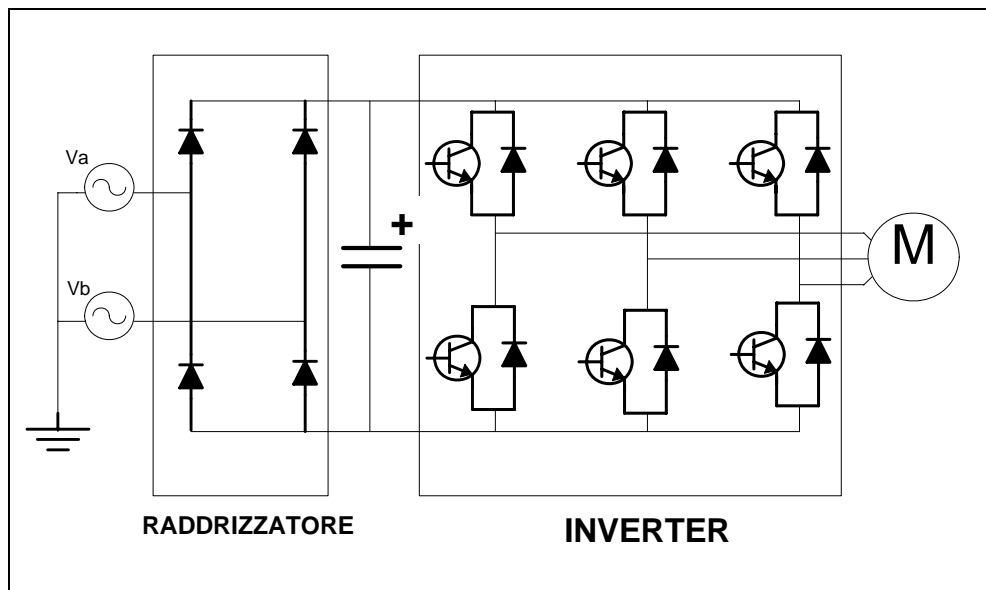


Fig. 2.7: Schema di un azionamento elettrico: raddrizzatore, inverter e motore

Un metodo possibile, per generare i segnali di controllo degli interruttori dell'inverter, è di confrontare tre tensioni sinusoidali (sfasate di 120° e di frequenza ed ampiezza proporzionali ai valori desiderati in uscita) con una forma d'onda triangolare, che determina la frequenza di commutazione degli interruttori. In uscita all'inverter ci saranno tensioni impulsive ad onda quadra, le cui componenti fondamentali, sinusoidi con la voluta ampiezza e frequenza, determinano la potenza trasferita al motore.

La corrente in un azionamento può essere vista come la sovrapposizione di tre componenti: la fondamentale, le armoniche e la corrente di accoppiamento. Le emissioni condotte possono manifestarsi come correnti di accoppiamento capacitivo, dovute agli elevati gradienti di tensione in uscita all'inverter, oppure come armoniche di corrente ad alta frequenza dovute alla commutazione della corrente di un carico induttivo.

La corrente di accoppiamento è data dalla somma delle correnti nelle capacità parassite che vengono eccitate dagli elevati gradienti dv/dt dovuti alla elevata frequenza di commutazione ed alla considerevole ampiezza delle tensioni ad onda quadra. Benchè questa corrente parassita non comprometta la funzionalità base dell'azionamento, produce tuttavia alcuni indesiderabili effetti di secondo ordine: le emissioni EMI. La corrente di accoppiamento è formata dalla sovrapposizione di una corrente di modo comune e di una corrente di modo differenziale. Entrambe vengono alimentate da sorgenti di tensione a bassa impedenza, che possono trovarsi sia all'interno che all'esterno dell'azionamento. La corrente di accoppiamento, richiudendosi attraverso la rete o la batteria che alimenta l'azionamento, arriva ad interessare anche altre apparecchiature e diviene sorgente di emissione EMI condotta.

La corrente di modo differenziale scorre principalmente nelle capacità parassite C_d presenti fra gli avvolgimenti di fase del motore, come mostrato in Fig. 2.8.

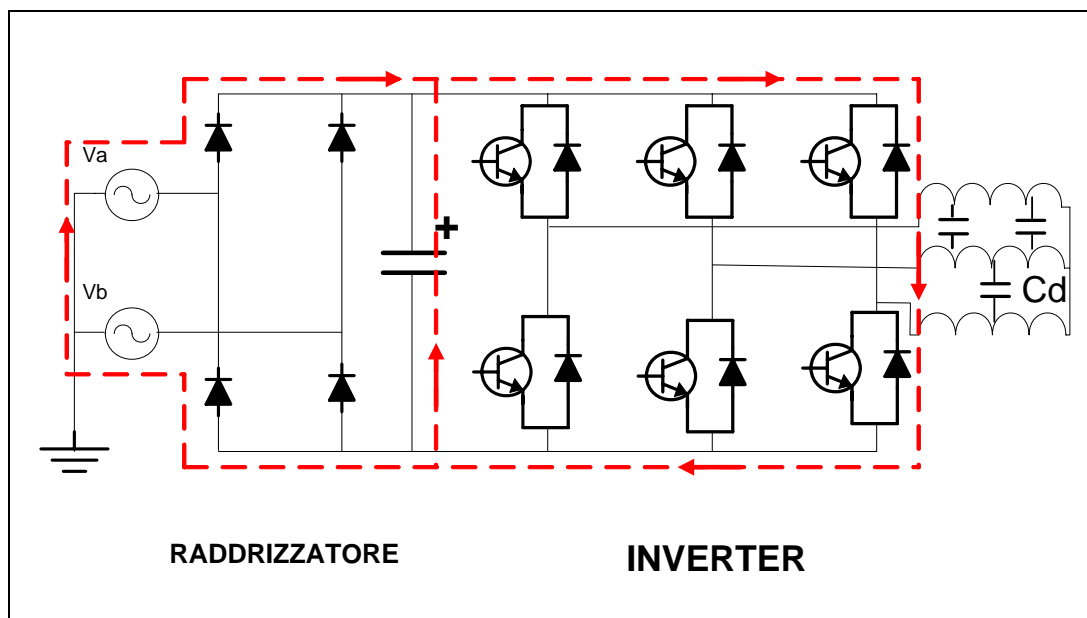


Fig. 2.8: Percorsi di richiusura della corrente di modo differenziale

Le correnti di accoppiamento ad alta frequenza di modo differenziale si producono quando le tensioni concatenate ad onda quadra in uscita all'inverter eccitano queste

capacità parassite. Come la corrente di carico dell'inverter, la corrente di modo differenziale si richiude sul link in continua. La gran parte di questa corrente di modo differenziale circola localmente, nell'anello formato dal condensatore del link in continua, dall'inverter e dal motore. Tuttavia, poiché l'impedenza vista dalla corrente di modo differenziale sul link in continua non è mai uguale a zero, una parte non trascurabile di questa corrente viene assorbita direttamente dalla rete di alimentazione attraverso il ponte raddrizzatore. Questa porzione di corrente di modo differenziale scorre all'esterno dell'azionamento e costituisce l'emissione EMI condotta di modo differenziale.

Le correnti di accoppiamento di modo comune si richiudono attraverso le capacità parassite presenti tra i componenti dell'azionamento e la massa, come mostrato in Fig. 2.9.

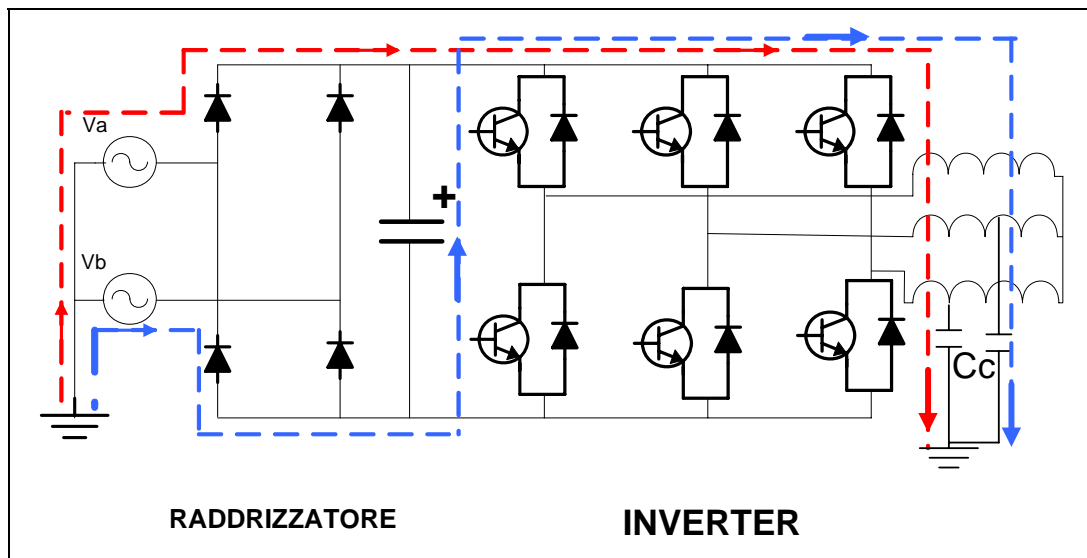


Fig. 2.9: Percorsi di richiusura della corrente di modo comune

C_c rappresenta la capacità distribuita tra l'avvolgimento di una fase del motore e la massa. A differenza delle correnti di modo differenziale, le correnti di modo comune non si richiudono localmente sul link in continua, cioè non rimangono confinate, nemmeno in parte, nell'azionamento, ma fluiscono totalmente attraverso le masse a terra dell'azionamento e della rete di alimentazione. Assumendo che ci sia una impedenza relativamente alta tra la sbarra negativa del bus in continua e la massa, il cammino principale della corrente di modo comune avviene sulla sbarra positiva del link in continua e quindi non passa per il condensatore di link (linea rossa in figura). E' tuttavia possibile anche un cammino secondario, per una piccola parte della corrente di modo comune, attraverso le capacità parassite dei diodi inferiori del raddrizzatore. Questo cammino

secondario interessa anche il condensatore ai capi del link in continua (linea blu in Fig. 2.9).

Dal momento che le correnti di modo comune e di modo differenziale si richiudono attraverso i conduttori di massa e nei cavi di alimentazione, ogni dispositivo elettronico connesso alla massa o ai cavi sarà soggetto alle interferenze prodotte. Le correnti di accoppiamento di modo comune rappresentano la principale sorgente di emissione EMI poiché condividono la quasi totalità del proprio cammino con altre apparecchiature, dando luogo ad una fonte di interferenza generalmente maggiore di quella rappresentata dalle correnti di modo differenziale. Esse costituiscono quindi lo scenario peggiore per quanto riguarda la soppressione e la prevenzione dei disturbi elettromagnetici condotti ed irradiati.

Per concludere si può dire che la corrente di accoppiamento sia di modo comune che di modo differenziale è determinata dalla presenza di impedenze capacitive parassite e dalle tensioni che le sollecitano. La frequenza di risonanza dell'impedenza dell'accoppiamento parassita determina lo spettro EMI delle correnti di accoppiamento. Questo fatto spiega la presenza di emissione EMI nell'intervallo di frequenza dei MHz, un fenomeno non imputabile alle armoniche di commutazione PWM (che invece è dell'ordine di qualche decina di kHz).

La corrente di carico e la frequenza di commutazione PWM forniscono un largo contributo allo spettro EMI, ben visibile nell'intervallo di frequenza che va dai 9 kHz ai 150 kHz, in cui si presentano picchi in corrispondenza dei multipli della frequenza di commutazione. In particolare, durante ciascun ciclo di commutazione PWM, quando all'interno dell'inverter la corrente di carico si trasferisce da un interruttore ad un diodo di ricircolo, la corrente assorbita dal link in continua varia bruscamente. Questa variazione di corrente, pulsante alla frequenza di commutazione e con ampiezza proporzionale alla corrente di carico, si richiude sulla sorgente di alimentazione e diviene una fonte di emissione EMI. La corrente del link in continua è soggetta ad elevate fluttuazioni, quando entra in conduzione un diodo di ricircolo; inoltre, durante gli intervalli in cui sono chiusi tutti e tre gli interruttori superiori o tutti quelli inferiori, la corrente di link si annulla. Il link è quindi una corrente pulsante tra un certo valore positivo e lo zero e contiene, oltre alla componente continua, componenti armoniche alla frequenza di commutazione che richiudendosi in rete possono generare disturbi condotti. Assumendo, idealmente, un valore infinito di capacità del condensatore di link, le armoniche di corrente alla frequenza di commutazione circolerebbero nel condensatore e non ci sarebbe emissione EMI prodotta. In realtà, poiché la capacità ha un valore finito, parte delle armoniche di corrente

circolano attraverso gli elementi a monte dell'azionamento e divengono sorgente di emissione. Questo tipo di EMI, dovute alla commutazione della corrente di carico, sono emissioni di modo differenziale, infatti non si richiudono a massa. Il loro spettro è determinato dalla forma d'onda della corrente di link, che dipende dalla corrente di carico e dalla strategia di commutazione.

Vi è infine da considerare l'insorgere di emissioni irradiate in un PDS; una schematizzazione di questo fenomeno è mostrato in Fig. 2.10.

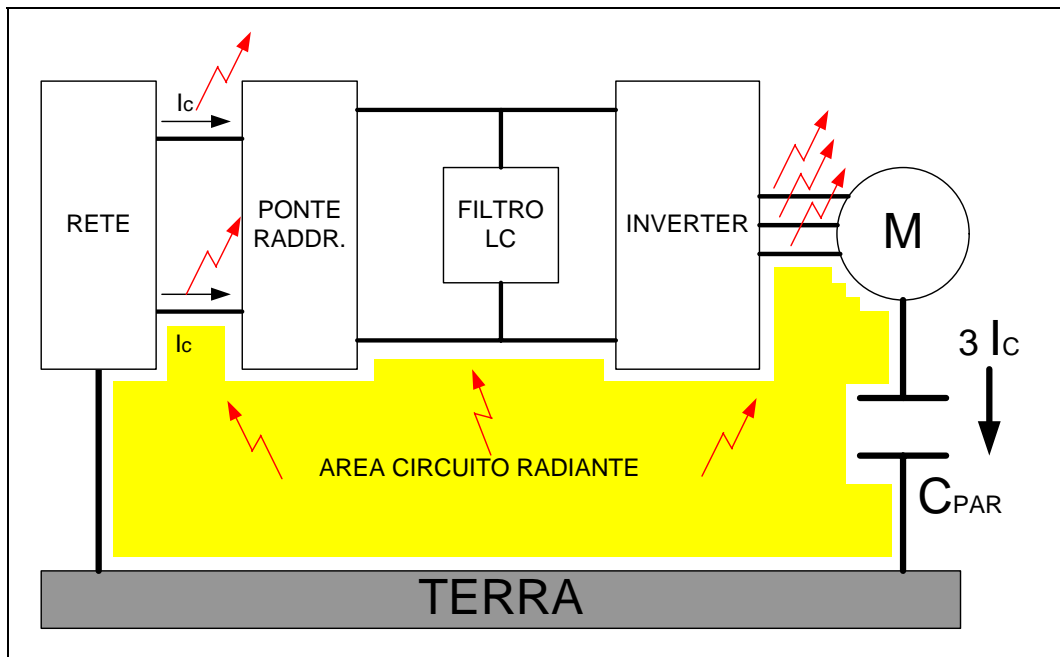


Fig. 2.10: Emissioni irradiate in un PDS

Tra le principali cause di emissioni irradiate in un PDS ci sono le emissioni RF di modo comune dovute a cause legate, sia alle emissioni condotte illustrate in precedenza, sia alla natura interna dei collegamenti tra i sottosistemi del PDS; i cavi di potenza (cavi rete-convertitore, cavi convertitore-motore), essendo attraversati dalle correnti RF di modo comune, emettono disturbi RF di modo comune verso l'ambiente esterno (si comportano come delle antenne).

L'emissione di disturbi a radiofrequenza è dovuta anche: all'elettronica digitale presente all'interno dell'apparato di controllo ed in particolare al processore che può anche avere un clock interno nell'ordine delle decine di MHz; ai circuiti di pilotaggio (driver) dei dispositivi switching dal momento che operano una amplificazione dei segnali ad alta frequenza provenienti dal generatore della PWM; ai cavi di connessione driver-dispositivo specie se di lunghezza non trascurabile, in quanto, essendo attraversati da segnali di

corrente ad alta frequenza (pur essendo gli IGBT pilotati in tensione la corrente ad essa associata non è certo trascurabile), irradiano campo elettromagnetico; alla eventuale presenza dei regolatori di tensione (convertitori c.c/c.c) in quanto durante il funzionamento gli switch, ivi presenti, commutano ad alta frequenza e sono attraversati da forti correnti.

2.4 Aspetto normativo

Considerando che il degrado delle prestazioni di un apparato può comportare un inaccettabile danno a persone e cose, dalla fine degli anni '80 sono nate delle norme con l'obiettivo di favorire il libero scambio in Europa di dispositivi elettrici ed elettronici che garantiscano i requisiti indispensabili al corretto funzionamento. Le normative EMC sono state studiate al fine di definire ed imporre dei vincoli sui livelli di emissione e di immunità ai disturbi degli apparati, in modo da ottenere poi una standardizzazione dei metodi di misura EMC.

Gli Enti Normatori che hanno provveduto alla stesura delle norme EMC sono diversi e sono sia a carattere nazionale che europeo o internazionale. Tra i più importanti vanno sicuramente nominati i seguenti: CEI (Comitato Elettrotecnico Italiano), CENELEC (European Committee for Elettrotechnical Standardization), IEC (International Electrotechnical Committee), CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) ed ETSI (European Telecommunication Standards Institute).

Le direttive comunitarie non costituiscono un obbligo per i cittadini di ogni singolo stato fino al momento in cui vengono recepite ed inserite nella legislazione; lo scopo delle direttive comunitarie è infatti l'armonizzazione delle leggi di ogni singolo stato appartenente, il quale ha l'obbligo di recepire il contenuto delle direttive eliminando la legislazione eventualmente contrastante.

Ogni direttiva è applicabile ad una vasta categoria di prodotti; per non limitare l'evoluzione del processo tecnologico, secondo un nuovo approccio, queste direttive indicano gli obiettivi da raggiungere (*requisiti essenziali*) ma non il metodo attraverso cui raggiungerli. Per questo motivo si parla di *presunzione di conformità*, ovvero l'applicazione di norme tecniche che non vincolano il progettista nel dettaglio per il raggiungimento dei requisiti essenziali.

L'ultimo passo è l'applicazione del marchio CE al prodotto destinato al mercato europeo a cui sono applicate le direttive comunitarie.

In relazione alle direttive comunitarie si possono distinguere quattro tipi di norme:

- Norme generiche: fissano i requisiti che gli apparati devono avere a seconda dell'ambiente a cui sono destinati, senza tener conto del particolare tipo di prodotto.

- Norme di prodotto: fissano dei limiti a specifiche categorie di prodotti.

- Norme Armonizzate: possono essere sia generiche sia di prodotto, ovvero fissano dei limiti; vengono emanate dalla Comunità Europea per essere poi armonizzate dagli stati membri (includere nella legislazione vigente).

- Norme di base: contengono la descrizione delle configurazioni di prova, le caratteristiche della strumentazione e le prescrizioni sui metodi di misura. Poiché non fissano dei limiti, non possono essere armonizzate.

Nei successivi paragrafi saranno brevemente descritte le principali normative che sono state considerate come riferimento per condurre le prove sperimentali sui diversi apparati, oggetto della presente tesi.

2.4.1 Direttiva EMC

La direttiva EMC (89/336/CEE e successive modifiche 92/31/CE, 93/68/CE fino alla più recente 2004/108/CE), entrata in vigore dal 1° gennaio 1996 è stata emanata dalla commissione europea di Bruxelles ed è legge nazionale in tutti i paesi membri dell'UE. Questa direttiva ha lo scopo di dare indicazione ai costruttori di apparecchiature elettriche ed elettroniche al fine di poter garantire la compatibilità elettromagnetica (EMC) dei loro prodotti, ovvero che non interferiscano con altri dispositivi e che funzionino anche in presenza di un determinato livello di disturbi generato da altre apparecchiature. In definitiva, tale direttiva impone che tutti i prodotti elettrici ed elettronici (destinati al mercato comune europeo) debbano soddisfare i requisiti di EMC. La direttiva EMC limita il massimo livello interferenze a RF che un dispositivo può irradiare nello spazio circostante ed il massimo livello accettabile di interferenze irradiate presenti nello spazio nel quale il dispositivo opera. L'applicazione della Direttiva Europea sulla compatibilità Elettromagnetica impone che ogni prodotto elettrico e/o elettronico debba essere realizzato in modo da limitare notevolmente i livelli di emissione dei disturbi elettromagnetici (EMI) ed aumentare l'immunità degli stessi.

La direttiva sulla compatibilità elettromagnetica ha lo scopo di regolamentare le caratteristiche tecniche di prodotti elettrici o elettronici. Vengono allo scopo elencati i prodotti interessati (suddivisi in apparecchi ed impianti fissi) che costituiscono l'ambito di applicazione ed i prodotti a cui non si applica la suddetta direttiva (ambito di esclusione).

Sono poi definiti tutti gli organismi coinvolti nella Direttiva EMC, ognuno con specifiche funzioni:

- le Autorità Competenti hanno il compito di controllare gli apparecchi messi in commercio per verificarne la rispondenza ai requisiti di protezione richiesti dalla Direttiva;
- gli Organismi Competenti possono rilasciare relazioni tecniche per gli apparati definiti dalla Direttiva;
- gli Organismi Notificati sono abilitati dalle Autorità Competenti a rilasciare attestati di esame CE di tipo.

La conformità ai requisiti essenziali è obbligatoria, ma la scelta del metodo per la relativa valutazione è lasciata al fabbricante. Si può ottenere la presunzione di conformità ricorrendo (volontariamente) alle norme tecniche armonizzate oppure si può fornire la dimostrazione della conformità senza ricorso alle suddette norme.

Vengono poi analizzate le condizioni dei test, le attrezzature da utilizzare e le procedure di prova; infine sono descritti i metodi per la redazione della documentazione tecnica, della dichiarazione di conformità CE e della relativa marcatura CE.

2.4.2 Direttiva Automotive

La direttiva Automotive 72/245/CEE, sostituita dalla 95/54/CE e dalla più recente 2004/104/CE si applica ai veicoli stradali ed ai componenti elettrici/elettronici su di essi assemblati (ESA: Electric/Electronic Sub-Assembly). In quanto aggiornamento rispetto alla direttiva precedente contiene una serie di definizioni, metodologie e nuovi limiti di riferimento volti a sostituire quelli precedentemente vigenti.

In particolare, la Direttiva 72/245/CEE è stata la prima direttiva in campo automobilistico ad occuparsi della soppressione dei disturbi radio; essa comprendeva la verifica dell'emissione dei disturbi radioelettrici sui veicoli ad accensione comandata con sistema ad alta tensione. La sua evoluzione (95/54/CE) è entrata a livello omologativo e le verifiche sono state estese a tutti i veicoli indipendentemente dal tipo di motore e a tutte le unità elettriche od elettroniche presenti a bordo; si è inoltre introdotto il concetto di immunità prima mancante.

Le principali novità introdotte dalla nuova Direttiva 2004/104/CE sono i maggiori dettagli forniti nelle definizioni, le specifiche relative ai “criteri di fallimento” delle prove di immunità del veicolo e l'introduzione dell'albero sistemistico per l'applicabilità della direttiva ai componenti montati sul veicolo. Si è verificato un aumento della banda di frequenza per le prove di immunità irradiata (estesa fino a 2 GHz) e per i componenti sono

state aggiunte delle prove (verifica ai transitori impulsivi). I livelli di prova e le maschere di emissione sono rimaste le stesse ma con una indicazione precisa dei limiti.

Per quanto riguarda il concetto di omologazione, è un procedimento che si applica alla produzione di serie e consiste nel dimostrare che il prodotto soddisfa i requisiti tecnici della norma e che il processo di fabbricazione assicura la conformità di tutti gli esemplari successivi al prototipo sottoposto alle prove.

2.4.3 CEI EN 55022 – CEI EN 55011

Tra le norme di prodotto maggiormente utilizzate nel corso della sperimentazione EMC che ho effettuato durante il triennio di dottorato, sono la CEI EN 55011 “Apparecchi a radiofrequenza industriali, scientifici e medicali (ISM)- Caratteristiche di radiodisturbo – Limiti e metodi di misura” e la CEI EN 55022 “Limiti e metodi di misura delle caratteristiche di radiodisturbo prodotto dagli apparecchi per la tecnologia dell’informazione (ITE)”.

I limiti e i metodi di misura riportati nella Norma CEI EN 55011 (corrispondente alla CISPR 11) si applicano agli apparecchi industriali scientifici e medicali (ISM) definiti come segue: “Apparecchi o apparecchiature previste per generare e/o usare localmente l’energia a radiofrequenza per scopi industriali, scientifici, medicali, domestici o simili, escludendo le applicazioni nel campo delle telecomunicazioni e della tecnologia delle informazioni e le altre applicazioni considerate da altre pubblicazioni CISPR”. Determinate frequenze sono state assegnate dall’Unione Internazionale di Telecomunicazione (ITU) per essere usate come frequenze fondamentali per gli apparecchi ISM. I limiti sono stati determinati su base statistica tenendo conto della probabilità dell’interferenza.

Gli apparecchi ISM devono essere etichettati dal costruttore indicando la classe e il gruppo di appartenenza (che definiscono i limiti da applicare) dell’apparecchio stesso.

Il *Gruppo 1* contiene tutti gli apparecchi ISM in cui è intenzionalmente generata e/o usata l’energia a radiofrequenza, accoppiata per conduzione, necessaria al funzionamento interno dell’apparecchiatura stessa. Il *Gruppo 2* comprende tutti gli apparecchi ISM in cui l’energia a radiofrequenza è intenzionalmente generata e/o usata sottoforma di irradiazione elettromagnetica per il trattamento dei materiali e per gli apparecchi a elettroerosione.

Gli apparati *di Classe A* sono apparecchi adatti per l’uso in tutti gli edifici diversi da quelli domestici e da quelli collegati direttamente a una rete di alimentazione a bassa tensione che alimenta gli edifici per uso domestico. Gli apparati *di classe B* sono

apparecchi adatti per l'uso negli edifici domestici e in quelli direttamente collegati a una rete di alimentazione a bassa tensione che alimenta gli edifici per uso domestico. Gli apparecchi di classe A possono essere misurati o in un sito di prova o in situ (ambiente nel quale è installato l'apparecchio per l'uso normale e nel quale può essere provato); la scelta sito è lasciata al costruttore. Gli apparecchi di classe B devono essere necessariamente misurati in un sito di prova.

Gli apparecchi in prova devono soddisfare o:

1. Sia il limite medio specificato per le misure con un apparecchio di misura con rivelatore di valore medio, sia il limite di quasi-picco specificato per le misure con un rivelatore di quasi-picco.
2. Il limite medio quando si usa un ricevitore rivelatore di quasi-picco

A seconda del gruppo, della classe di appartenenza e del range di frequenza considerato, verrà usata una strumentazione e un set di prova differente. Per la descrizione della strumentazione e dei set-up di prova relativi agli apparati oggetto della sperimentazione EMC effettuata, si rimanda al Capitolo 4.

La CEI EN 55022 (corrispondente alla CISPR 22) si applica agli apparati ITE, ovvero agli apparecchi che hanno come funzione principale una o più delle seguenti funzioni: ingresso, archiviazione, rappresentazione, ricerca, trasmissione, trattamento, commutazione o comando dei dati e dei messaggi di telecomunicazione, e che hanno una tensione di alimentazione non superiore a 600 V. Anche in questo caso gli apparati interessati vengono suddivisi in classi (A e B) e vengono forniti i limiti di riferimento per le emissioni (condotte ed irradiate), le condizioni generali di misura, la configurazione dell'EUT, i metodi di prova e la strumentazione necessaria.

2.4.4 Direttiva Azionamenti elettrici: 61800-3

Per gli azionamenti elettrici il CENELEC ha emesso la seguente norma 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 c.a. di valore efficace. Per tensioni di alimentazione superiori a 1000 V di valore efficace, i requisiti EMC sono in fase di studio e, finché non uscirà una nuova pubblicazione, saranno oggetto di accordo tra il

costruttore/fornitore e l'utilizzatore. I PDS trattati in questa Norma sono quelli installati in ambienti industriali e residenziali con esclusione delle applicazioni per trazione e per veicoli elettrici. La Norma non prende in considerazione eventuali variazioni del comportamento EMC di un PDS, risultanti da condizioni di guasto. 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 né necessarie prove di EMC supplementari. Se un PDS costituisce un componente di un'apparecchiatura, soggetta ad una diversa norma di prodotto EMC, si applica la Norma EMC relativa all'apparecchiatura completa.

La normativa differenzia sia gli ambienti in cui verrà utilizzato il PDS, sia le modalità di commercializzazione. 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.

A seconda delle combinazioni tra ambiente e distribuzione si avranno diversi requisiti EMC. La combinazione di *primo ambiente* e *distribuzione non ristretta* porta alla conclusione che l'azionamento deve essere immune e deve mostrare emissioni contenute entro i limiti richiesti. La combinazione *secondo ambiente* e *distribuzione ristretta* permette l'utilizzo di azionamenti anche non protetti (purché sia esplicitamente indicato quali siano gli eventuali accorgimenti da utilizzare per rientrare entro i limiti consentiti) a condizione che si indichi chiaramente l'avvertenza "Da non collegare a reti pubbliche di distribuzione a bassa tensione di zone residenziali. Può provocare interferenze a radiofrequenza".

Un sistema di azionamento elettrico (PDS) consiste in un motore e un gruppo di alimentazione, conversione e controllo indicato d'ora in poi CDM (Complete Drive Module). Il PDS non include l'apparecchiatura azionata dal motore. Il CDM consiste in un modulo di conversione e controllo indicato con BDM (Basic Drive Module) e le sue possibili estensioni come la sezione di alimentazione o alcuni ausiliari (es. ventilazione). Nelle applicazioni di maggior potenza (ad esempio nel caso del PDS di una macchina industriale), il CDM si presenta come un quadro elettrico a se stante, oppure è contenuto in un quadro dedicato anche ad altre funzioni. Il BDM comprende le funzioni di conversione, controllo e autoprotezione. Nelle applicazioni più semplici, il BDM assume spesso la forma di una cassetta (modulo convertitore) interposta tra la linea c.a. di alimentazione in bassa tensione ed il relativo motore; nel caso di un semplice azionamento monomotore, spesso coincide in pratica con il CDM. La Fig. 2.11 mostra il confine tra il PDS e il resto dell'installazione e/o processo di fabbricazione. Se il PDS ha un proprio trasformatore dedicato, questo trasformatore è incluso come parte del CDM.

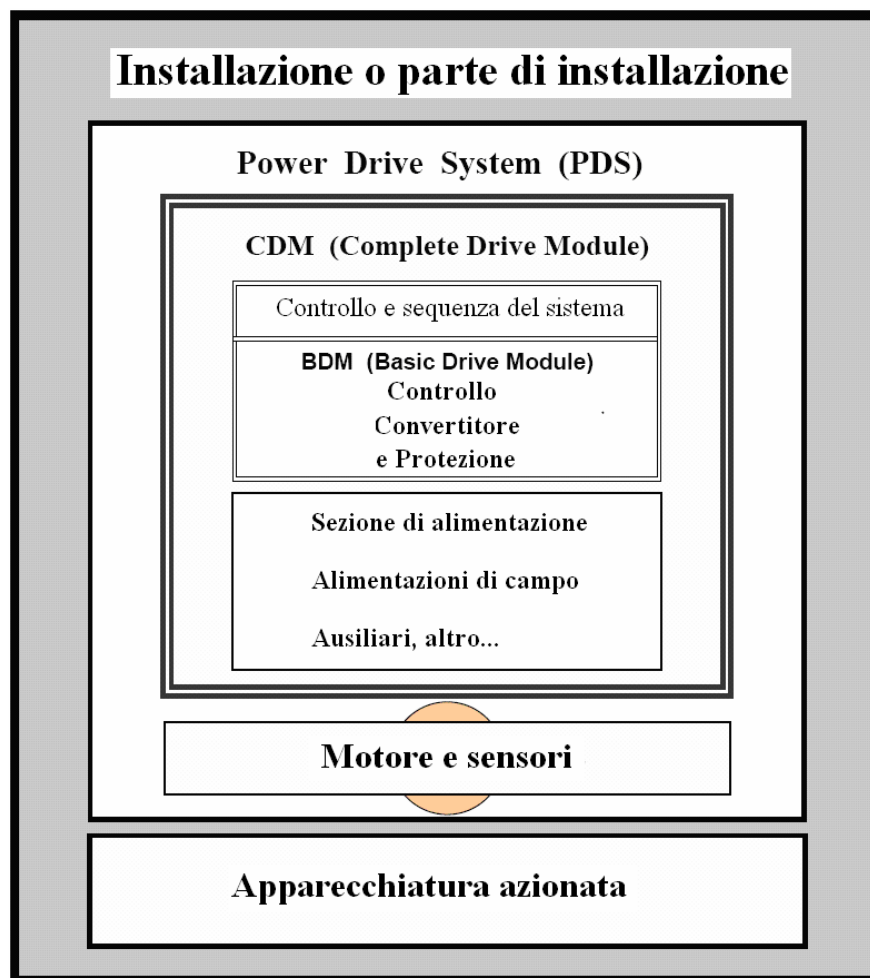


Fig. 2.11: Configurazione del PDS nell'ambito di un'installazione

I limiti fisici di un PDS sono costituiti dai terminali di ingresso dell'alimentazione c.a. ad esso dedicata e dall'asse meccanico del motore elettrico (o dei motori) che esegue la trasformazione elettromeccanica. Un PDS comprende tutti i circuiti (componenti e dispositivi) impiegati sia per le trasformazioni energetiche (organi di manovra e protezione, trasformatori, convertitori, motori, etc.), sia per gli scopi ausiliari associati all'azionamento elettrico (filtraggi, dissipazione del calore, comando e regolazione, segnalazione e programmazione, etc.).

Come illustrato in Fig. 2.12, vengono definite tutte le interfacce del PDS, sia verso l'esterno che all'interno del PDS stesso; le definizioni date sono molto importanti per definire le interazioni tra le diverse sezioni dell'azionamento ed effettuare le prove EMC in modo corretto.

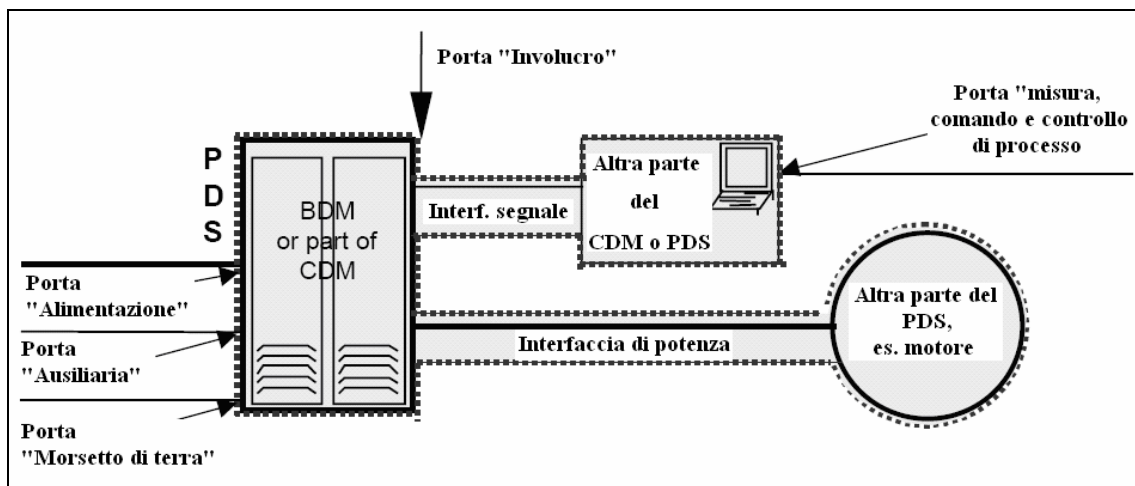


Fig. 2.12: Interfacce interne del PDS ed esempio di porte

In questa sezione si presentano i punti essenziali della norma di prodotto CEI EN 61800-3 per la EMC negli azionamenti elettrici, con particolare riferimento alle prove di tipo prescritte. Tale norma fa esplicito riferimento a sistemi più o meno complessi che comprendono motori e relativi convertitori o inverter, nonché la parte riguardante l'alimentazione, l'eccitazione ed i circuiti ausiliari.

In generale, un sistema è composto da più sottosistemi ciascuno dei quali, dal punto di vista della compatibilità elettromagnetica, può avere due prerogative: emissione ed immunità.

In tale ottica appare realistico perciò effettuare l'analisi EMC di un sistema tenendo conto delle caratteristiche dei segnali di ciascun sottosistema, del livello di immunità dei circuiti critici (es. regolazioni di velocità), dei test di valutazione tecnica e di considerazioni sull'ambiente elettromagnetico in cui il sistema deve operare, sia nei

riguardi delle interazioni tra sottoinsiemi, sia tra il sistema completo e l'ambiente. L'obiettivo dell'analisi EMC di un sistema è quindi quello di fornire, sia all'utilizzatore/installatore sia al progettista nella fase di sviluppo, regole e procedure per assicurarsi che il sistema stesso soddisfi alle esigenze della Compatibilità Elettromagnetica. A tale proposito la norma di riferimento definisce i requisiti di immunità e di emissione per gli azionamenti elettrici, stabilendo una serie di test applicabili a:

- Azionamenti completi (PDS – Power Drive System) composti da motore e relativo drive, compresi trasduttori e sensori;
- Gruppi di conversione completi (CDM – Complete Drive Module) composti da azionamenti privi di motore;
- Convertitori e inverter (BDM – Basic Drive Module) comprensivi sia della parte di regolazione e controllo, sia della parte di potenza.

Non essendo possibile stabilire a priori una configurazione standard di un PDS non è ragionevole né raccomandato testare ogni possibile applicazione per diversi motivi: per le diverse sezioni di alimentazione o dei circuiti ausiliari, per i diversi motori e trasformatori che lo compongono e per la differente natura delle macchine e degli impianti asserviti.

Tutti le prove prese in esame in questa norma, sia per le emissioni che per l'immunità, devono essere condotte alla tensione nominale di rete, in condizioni di carico minimo ed in modo ben definito e riproducibile. Dove non specificato dal costruttore i test devono essere condotti applicando a convertitori e inverter un motore di taglia corrispondente, rispettando le regole di cablaggio e di messa a terra specificate dal costruttore stesso. Tuttavia non è sempre possibile ricondursi alle configurazioni nominali di rete e di carico; è consentito perciò l'utilizzo di un carico passivo (ohmico o induttivo), purché il carico sia chiuso in un contenitore metallico che simuli la carcassa del motore. Durante il test si dovrà tener conto delle diverse capacità parassite tra carico e terra, soprattutto per la valutazione di emissioni condotte in alta frequenza.

2.4.5 Immunità: CEI EN 61000-4

La presente Sezione della Pubblicazione IEC 61000-4 (“Compatibilità elettromagnetica – Tecniche di prova e di misura”) è una Pubblicazione EMC (compatibilità elettromagnetica) di base. Essa prende in considerazione le prove di immunità per apparecchiature (apparati e sistemi) elettriche e/o elettroniche nel loro ambiente elettromagnetico. Vengono considerati i disturbi sia condotti che irradiati, incluse

le prove di immunità per apparecchiature collegate a reti di alimentazione, di controllo e di comunicazione. Segue un elenco delle prove di immunità descritte dalla normativa.

- Disturbi in bassa frequenza; prove di immunità che riguardano i disturbi condotti in bassa frequenza nelle reti di alimentazione in bassa tensione:
 1. Armoniche;
 2. Interarmoniche;
 3. Trasmissione di segnali sulla rete di alimentazione (da 100 Hz a 150 [450] kHz) ;
 4. Fluttuazioni di tensione;
 5. Abbassamenti di tensione e brevi interruzioni;
 6. Sbilanciamento di tensioni trifase;
 7. Variazioni della frequenza di rete;
 8. Componenti in c.c. in reti a.c.
- Transitori e disturbi in alta frequenza condotti; prove di immunità che riguardano i transitori ed i disturbi in HF condotti:
 1. Impulsi di tensione 100/1300 μ s (fusibile che salta);
 2. Impulso (di tensione) 1,5/50 μ s - (di corrente) 8/20 μ s;
 3. Scariche di transitori veloci di tensione (n x 5/50 ns);
 4. Onda oscillatoria (0,5 μ s/100 kHz);
 5. Onde oscillatorie smorzate (0,1 MHz ed 1 MHz);
 6. Tensioni ridotte ad alta frequenza (da 0,01 MHz a 1 MHz);
 7. Disturbi condotti a radiofrequenza;
 8. Impulso di tensione 10/700 μ s.
- Scariche elettrostatiche; prove di immunità riguardanti le scariche elettrostatiche:
 1. Scariche elettrostatiche (ESD).
- Disturbi magnetici; prove di immunità riguardanti i disturbi magnetici:
 1. Campo magnetico a frequenza di rete;
 2. Campo magnetico impulsivo;
 3. Campo magnetico oscillatorio smorzato.
- Disturbi elettromagnetici; prove di immunità riguardanti i disturbi elettromagnetici:
 1. Campo elettromagnetico irradiato.

La scelta delle prove e dei livelli di prova per un particolare prodotto dipende generalmente dalle condizioni ambientali che includono l'ambiente elettromagnetico e le

condizioni di installazione. A causa della diversità di queste influenze, vengono definite le specifiche condizioni ambientali per ciascun gruppo di disturbi.

Le prove di immunità si applicano ad un'apparecchiatura: per prove del progetto durante lo sviluppo, per prove di tipo o per prove di accettazione.

Una apparecchiatura deve essere sottoposta a tutte le prove necessarie per fornire la richiesta continuità di funzionamento, ma, per ovvie ragioni, il numero delle prove deve essere limitato ad un minimo ragionevole. È accettabile che il numero di prove per l'accettazione della produzione possa essere ridotto rispetto alle prove di tipo.

La scelta della prova di immunità da applicare ad una particolare apparecchiatura dipende da numerosi fattori, principalmente da: tipo di disturbi che influenzano l'apparecchiatura; condizioni ambientali; affidabilità e comportamento richiesti; vincoli economici.

Con riferimento alla varietà di apparecchiature e condizioni ambientali da considerare, è difficile indicare regole esatte riguardanti la scelta delle prove di immunità. Questa scelta è principalmente responsabilità del comitato di prodotto interessato oppure dovrebbe essere fissato da accordi tra costruttori ed utilizzatori.

Per la maggior parte delle prove, vengono proposti diversi livelli di severità di prova. A causa della grande varietà di apparecchiature, i diversi requisiti per queste varie apparecchiature e la diversità delle condizioni ambientali, è impossibile stabilire criteri precisi per la scelta del livello di prova in ciascun caso particolare. Possono servire come linee guida i seguenti più importanti fattori: il grado di affidabilità richiesto dall'utente in specifiche condizioni ambientali; le condizioni ambientali che indicano il livello dei disturbi; i vincoli economici; il fatto che questi fattori non possono essere considerati indipendentemente l'uno dall'altro. Insieme essi giocano un ruolo e possono, addirittura, essere in contrasto l'uno con l'altro, per esempio requisiti di affidabilità molto alta contro vincoli economici.

La scelta di appropriati livelli di prova è compito dei relativi comitati di prodotto oppure è soggetto ad accordi tra costruttori ed utenti; in tutti i casi, si deve considerare l'optimum tecnico-economico.

2.4.6 CISPR 16

La serie CEI EN 55016 "Specificazione per gli apparati e i metodi di misura del radiodisturbo e dell'immunità", equivalente alla pubblicazione CISPR 16, specifica le caratteristiche degli apparecchi di misura (radiodisturbo ed immunità), apparecchi associati

(potenza di disturbo, disturbi condotti ed irradiati), siti per la taratura delle antenne di misura, metodi di misura (potenza di disturbo, disturbi condotti ed irradiati) ed incertezze nelle misure EMC.

Sono descritte nel dettaglio tutte le caratteristiche che deve possedere la strumentazione di misura per effettuare prove EMC in una banda di frequenze comprese tra 9 kHz e 18 GHz.

Quando si effettuano dei test su una apparecchiatura, è necessario che questi vengano eseguiti in un determinato ambiente (prova a campo aperto, in situ, in sito di prova, etc.) in cui i livelli dei segnali in radiofrequenza presenti, siano limitati. In merito a ciò la CISPR 16-1 fa una classificazione, elencando in ordine di merito quattro possibili situazioni in questi ambienti di prova. Vengono forniti anche gli strumenti e le metodologie per misurare le prestazioni dei siti di prova.

In questo paragrafo non entreremo nello specifico per ogni singola categoria presente nella norma; per gli approfondimenti circa i temi trattati dalla CISPR 16 (siti, strumenti e set-up di prova) si rimanda al Capitolo 4.

2.4.7 Sicurezza funzionale: IEC 61000-1-2

Un altro aspetto da considerare nell'ambito degli azionamenti elettrici e della EMC è la sicurezza funzionale. Per sicurezza si intende in generale l'assenza di inaccettabili rischi di danni fisici o lesioni alla salute di persone, sia direttamente sia indirettamente causate da guasti o malfunzionamenti di apparati o ambienti. La sicurezza funzionale, in particolare, si occupa di sistemi o apparati che rispondono in modo corretto agli input forniti loro.

Per soddisfare la crescente richiesta di incremento della produzione e di riduzione degli sforzi fisici degli operatori, i sistemi di controllo delle macchine o degli impianti giocano un ruolo sempre maggiore nell'automazione. Questi sistemi di controllo impiegano sempre più dispositivi elettrici, elettronici e programmabili; tra questi un ruolo preminente è svolto dagli azionamenti elettrici che sono impiegati, per esempio, come parte delle misure di sicurezza che devono essere fornite per ottenere la riduzione del rischio. L'assenza fino ad oggi di uno standard di prodotto è da imputarsi alla difficoltà di accettare l'elettronica, soprattutto se programmabile, per funzioni attinenti alla sicurezza. Lo sviluppo ed il raggiungimento di elevate performance da parte di questi dispositivi e la diminuzione delle probabilità di un guasto o di un errore, ha originato un cambio di rotta e

quindi l'inizio di una discussione che arriverà presto alla definizione di un vero e proprio standard di prodotto.

La norma IEC 61508 si occupa di sicurezza funzionale e definisce i criteri di progettazione e gestione dei sistemi elettrici, elettronici ed elettronici programmabili nei diversi settori industriali in cui possono presentarsi rischi per le persone, l'ambiente e di perdita economica. Lo standard IEC 61508 costituisce una norma di tipo generico utilizzabile direttamente nei diversi settori industriali nei quali sono utilizzati *sistemi elettrici, elettronici e elettronici programmabili (E/E/PE)* per applicazioni di sicurezza, ma anche per la definizione di norme più specializzate per quei settori industriali ove si ritenga necessaria ed opportuna una maggiore specificità delle prescrizioni di affidabilità.

La norma IEC 61000-1-2 "Compatibilità elettromagnetica – Metodologia per il conseguimento della sicurezza funzionale di apparati elettrici ed elettronici rispetto ai fenomeni elettromagnetici" specifica le procedure per determinare i requisiti EMC specifici, gli aspetti di progettazione ed installazione degli apparati, i metodi per la valutazione analitica nonché le raccomandazione di verifica. Questa norma è nata dalla considerazione che i disturbi EM possono influenzare la sicurezza funzionale di apparati e sistemi; l'obiettivo è quindi di indirizzare i possibili effetti di disturbi EM sul tema della sicurezza in modo da specificare i requisiti per il progetto, la realizzazione e l'installazione di apparati e sistemi in modo da ottenere la sicurezza funzionale richiesta.

Capitolo 3

Progettazione e Realizzazione di Schede di Controllo e di Interfaccia

3.1 Introduzione

Nel Capitolo 1 sono state analizzate le caratteristiche fondamentali dei convertitori elettronici di potenza con controllo ad architettura distribuita. La relativa analisi ha permesso di suddividere in modo opportuno le tipiche funzioni di monitoraggio e controllo tra due principali sezioni (il System Manager e l'Hardware Manager) e di selezionare gli appropriati dispositivi di controllo (rispettivamente DSP ed FPGA).

La mia attività di ricerca ha inizialmente avuto come obiettivo la progettazione e la realizzazione delle schede a circuito stampato necessarie per interfacciare tra loro la sezione di potenza (generico convertitore switching) e la sezione di controllo in modo indipendente dalla distribuzione del controllo stesso. E' in questo ambito che è stata approfondito lo studio riguardante le metodologie per la progettazione e la realizzazione delle schede di controllo e di interfaccia da utilizzare nell'elettronica di potenza e negli azionamenti elettrici.

Come primo passo sono state individuate le principali funzioni da implementare: acquisizione ed elaborazione delle misure, generazione e condizionamento dei segnali di pilotaggio dell'hardware di potenza, gestione della comunicazione tra la sezione di potenza e la sezione di controllo (segnali di fault) e tra i diversi apparati di controllo del sistema, progettazione della rete di distribuzione dell'alimentazione di tutti i componenti del convertitore e delle relative schede di controllo, misura ed interfaccia.

Dopo una analisi preliminare delle specifiche di progetto si è proceduto quindi alla caratterizzazione del sistema in termini di numero e caratteristiche dei segnali di comunicazione, tipologia di comunicazione e mezzo trasmissivo, risoluzione e velocità del sistema di acquisizione misure. Durante questa fase si è cercato di ottenere il massimo grado di flessibilità nella scelta dei parametri caratteristici del sistema in modo che le stesse schede di controllo, misura ed interfaccia possano essere impiegate in applicazioni diverse operando il minimo numero di modifiche o comunque senza dover riprogettare il sistema ex novo. Un obiettivo che è sempre stato presente in tutte le fasi del lavoro è stato

la minimizzazione dei problemi di interferenza e compatibilità elettromagnetica e di integrità di segnale (SI: Signal Integrity) sia all'interno del sistema che tra questo e l'ambiente circostante.

Una volta progettato lo schema a blocchi funzionale del sistema sono stati selezionati i dispositivi: circuiti integrati e componenti passivi (condensatori, induttori e resistenze); si è giunti così alla creazione dei diagrammi schematici disegnati tramite un apposito programma di progettazione elettronica (Protel DXP e Altium Designer della Altium).

Il passaggio successivo è stato la realizzazione del layout delle relative schede a circuito stampato; questo tema rappresenta il punto centrale dell'attività di ricerca svolta in questo ambito e sarà quindi ampiamente trattato nei seguenti paragrafi.

3.2 Progettazione dello schema a blocchi

La prima fase nella progettazione e realizzazione di schede elettroniche di controllo, misura ed interfaccia per i convertitori elettronici di potenza è la definizione delle principali funzioni che devono essere implementate: acquisizione ed elaborazione delle misure; generazione e condizionamento dei segnali di pilotaggio dell'hardware di potenza; gestione della comunicazione tra la sezione di potenza e la sezione di controllo (segnali di fault) e tra i diversi apparati di controllo del sistema; progettazione della rete di distribuzione dell'alimentazione di tutti i componenti del convertitore e delle relative schede di controllo, misura ed interfaccia.

Un generico sistema di acquisizione dati (nel seguito definito con l'acronimo DAS: *Data Acquisition System*) è costituito da componenti elettronici che acquisiscono segnali analogici e li convertono in forma digitale; la grandezza fisica che deve essere misurata e/o controllata viene trasformata in un segnale elettrico (di solito corrente o tensione) che viene elaborato, digitalizzato e quindi trasmesso ad un sistema di controllo digitale (microprocessore, microcontrollore o DSP: *Digital Signal Processor*).

L'utilizzo tipico di un DAS riguarda la conversione A/D (Analogico-Digitale) e la memorizzazione dei dati per una loro ulteriore elaborazione (ad esempio per il controllo di processi industriali) e trasmissione in forma digitale.

Le principali funzioni svolte da un DAS sono: la rilevazione dei segnali analogici mediante trasduttori, il condizionamento dei segnali stessi per prepararli alla conversione (ossia per modificarne l'ampiezza e la frequenza tramite preamplificatori e filtri), il multiplexing che semplifica la struttura del sistema di campionamento permettendo di

selezionare un canale alla volta, l'amplificazione per adeguare il livello del segnale alle caratteristiche del convertitore, il campionamento e il mantenimento (sistema di Sample/Hold o di Track/Hold) del segnale, la conversione A/D e l'elaborazione dei dati.

Le specifiche di sistema necessarie per cominciare la progettazione dello schema a blocchi delle schede di interfaccia sono: il tipo di hardware di potenza ed il controllore utilizzati; entrambi influenzano infatti la successiva caratterizzazione del progetto. L'hardware di potenza (singolo switch, intero ramo o configurazioni a ponte, serie o parallelo) e la particolare applicazione (azionamento elettrico) stabiliscono le caratteristiche elettriche (correnti, tensioni, velocità, posizione) che devono essere monitorate dal sistema di controllo ai fini della regolazione e le specifiche dei segnali di pilotaggio (numero, livelli di tensione e corrente, temporizzazione). Il controllore fissa le caratteristiche del sistema di acquisizione e trasmissione delle misure in termini di risoluzione, velocità ed accuratezza. Durante questa fase vengono quindi definiti i principali blocchi del sistema di acquisizione e trasmissione delle misure.

Per poter operare la successiva caratterizzazione del sistema, bisogna tenere in considerazione gli obiettivi primari: rispondenza alle specifiche, massima flessibilità nella scelta dei parametri, affidabilità e minimizzazione di problemi di EMI/EMC. Sono molti infatti già in questa fase i fattori che possono influenzare notevolmente le prestazioni del sistema, sia dal punto di vista funzionale che elettromagnetico.

Un qualsiasi sistema di acquisizione di misure richiede l'utilizzo di un sistema di controllo mediante il quale configurare i dispositivi, monitorare tutti i processi, inviare gli appositi segnali di controllo, memorizzare ed elaborare le misure effettuate ed i risultati ottenuti. I DSP, per poter essere impiegati come controllori di sistemi di tipo discreto, devono essere corredati da altri chip dedicati a compiti specifici, quali ad esempio l'acquisizione di segnali analogici e digitali, l'interfaccia di I/O per la comunicazione con altri dispositivi, la temporizzazione di eventi (timer) e la gestione degli interrupt.

Una volta scelto il sistema di controllo dell'intero sistema (nel nostro caso un DSP), bisogna determinare in quale modalità dovrà avvenire la comunicazione tra questo e il sistema di acquisizione di misure; la scelta dell'interfaccia di I/O influenzerà infatti diverse caratteristiche del progetto come la selezione delle periferiche con cui comunica il DSP (in particolare l'ADC) e le frequenze di trasmissione. Se fino a qualche tempo fa la scelta predominante era, grazie alle maggiori velocità raggiunte, un'architettura a bus parallela, oggi sembra esserci un'inversione di tendenza e lo sviluppo sempre crescente dei sistemi a bus seriale (I²C, CAN, USB) sembra dimostrarlo. All'aumentare dell'efficienza e

delle frequenze di trasmissione raggiunte (oggi sono dell'ordine delle decine di MHz), e grazie ad una notevole riduzione dei cavi di collegamento, le interfacce seriali vengono oggi preferite a quelle parallele in sempre più numerose applicazioni (ad esempio nell'ambito dei sistemi di misura). Un elemento molto importante da considerare nella fase di progettazione di un'interfaccia di comunicazione è il numero di segnali da trasmettere (e quindi il numero di cavi di connessione) che influisce sull'affidabilità del sistema, sulle interferenze e sui costi totali. Negli ultimi anni si sta assistendo al passaggio da una configurazione di tipo parallelo a soluzioni di I/O seriale ad alta velocità che permette di ridurre i costi del sistema, di semplificare il progetto e di ottenere frequenze di trasmissione elevate.

La serializzazione è il processo attraverso il quale, dal lato del trasmettitore, più flussi paralleli di dati vengono convogliati in un unico flusso seriale a più alta velocità; dal lato del ricevitore viene effettuata l'operazione inversa di deserializzazione attraverso la quale vengono recuperati i dati paralleli di partenza. Se questo processo viene effettuato in modo corretto, risulta del tutto trasparente all'utente: il trasferimento dei dati avviene come se i dati viaggiassero in parallelo.

In ogni applicazione finalizzata al controllo di un processo o di un'apparecchiatura, l'acquisizione delle misure riveste un ruolo fondamentale; affinché il controllo possa funzionare in modo corretto, non solo le misure devono essere effettuate con precisione, ma devono anche essere trasferite in maniera opportuna. Questo aspetto diventa tanto più predominante quanto più aumentano la frequenza del singolo canale, il numero di canali (misure, comandi e flag di controllo) da trasmettere e la risoluzione del convertitore A/D. Una frequenza di trasmissione seriale molto elevata comporta inevitabilmente delle problematiche di progettazione relative all'affidabilità del collegamento ed alla sua capacità di essere immune e/o di generare disturbi.

Nel caso di trasmissione elettrica (via cavo), una tecnica per ridurre le emissioni è quella della trasmissione differenziale che prevede l'utilizzo di due cavi intrecciati tra loro (*twisted-pair*) per ogni segnale: ogni cavo trasmette una tensione opposta all'altro; dal lato del ricevitore la differenza tra questi due potenziali fornisce il segnale di partenza. Oltre ad utilizzare la trasmissione differenziale su cavi intrecciati, per ridurre ulteriormente il problema dei disturbi e delle emissioni e poter continuare ad usare cavi di rame, si ricorre all'uso di bassi valori di tensione per i segnali trasmessi; il segnale trasmesso sarà allora lo standard LVDS (*Low Voltage Differential Signal*). All'aumentare della frequenza di trasmissione e della distanza da percorrere, pur adottando queste tecniche di trasferimento

dati, il collegamento via cavo può presentare comunque dei problemi di attenuazione e affidabilità. Sistemi che comunicano tra loro via cavo sono spesso connessi a diversi potenziali di riferimento (che non sono necessariamente i 0V della massa) oppure i 0V del ground sono elettricamente rumorosi. Una connessione metallica tra sistemi con diversi potenziali di ground può portare a diversi problemi e le tecniche di isolamento e grounding in fase di layout della scheda possono compensare questi effetti solo in parte. Inoltre, le convenzionali linee di trasmissione che bisogna considerare nel caso di collegamento elettrico, devono essere correttamente terminate usando una resistenza di carico uguale all'impedenza caratteristica del cavo metallico; l'impedenza terminale deve essere sempre collegata dal lato del ricevitore per assicurare che gli impulsi inviati non siano riflessi indietro verso la sorgente causando interferenza con i dati trasmessi. Altri svantaggi relativi ai cavi elettrici sono il rumore irradiato (deve essere tenuto sotto certi limiti) ed il rumore elettrico di altri conduttori che, per induzione magnetica, può accoppiarsi nel flusso di dati.

Una soluzione alternativa a questi inconvenienti può essere l'utilizzo della trasmissione per via ottica: il segnale che viene trasmesso non è soggetto a disturbi provenienti da altri apparati e non genera interferenze elettromagnetiche che potrebbero disturbare altri dispositivi. Rispetto alle connessioni in rame, i collegamenti ottici permettono di raggiungere frequenze di trasmissione più elevate e distanze maggiori. I collegamenti in fibra ottica, non essendo conduttivi, non presentano i problemi tradizionali dei cavi elettrici; in fibra non si hanno accoppiamenti di rumore, non sono necessarie terminazioni alle estremità del collegamento e non si verificano conflitti tra sistemi con diversi potenziali di riferimento.

Nell'ambito del nostro progetto sarà prevista la possibilità di utilizzare entrambi i tipi di trasmissione: elettrica (via cavo) ed ottica; tramite un deviatore si potrà selezionare di volta in volta il sistema che meglio si adatta alla particolare applicazione in termini di velocità e affidabilità della trasmissione.

La trasmissione dei dati, sia che avvenga tra circuiti integrati su una scheda a circuito stampato che tra apparati diversi tramite linee di collegamento (cavo elettrico o fibra ottica), riveste un ruolo fondamentale in tutti i sistemi di comunicazione, soprattutto in quelli digitali ad alta velocità. Per la trasmissione dei segnali digitali esistono oggi diversi tipi di standard di comunicazione, ognuno dei quali meglio si adatta ai diversi parametri di sistema; in particolare interessano la frequenza del segnale (espressa come numero di bit trasmessi al secondo) e la distanza che il segnale percorre tra trasmettitore e

ricevitore (espressa in metri). La Fig. 3.1 mostra la velocità del segnale in funzione della distanza, per alcuni tipi di standard di famiglie logiche (segnali).

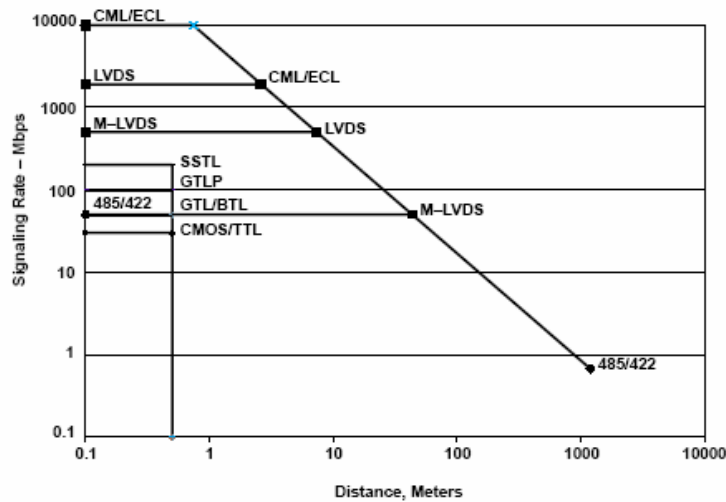


Fig. 3.1: Frequenza del segnale e distanza percorsa per diversi standard di comunicazione

Come si vede, all'aumentare della distanza di trasmissione diminuisce la massima frequenza consentita per il segnale. Mentre la massima distanza è limitata dalle perdite a riposo, la limitazione della velocità è causata principalmente dai limiti sulla larghezza di banda del cavo che degrada le transizioni del segnale (fronti di salita e discesa) ed introduce interferenza intersimbolica.

In generale, quando la distanza di trasmissione è breve (< 0.5 m) e la frequenza del segnale non è elevata, le logiche single-ended (CMOS, TTL, BTL, etc) possono risultare adeguate; all'aumentare della distanza, a causa dei problemi relativi all'attenuazione del segnale, sono necessari standard con variazioni di tensione maggiori o segnali differenziali. Per frequenze maggiori di 50 Mbps e in applicazioni che richiedono una bassa dissipazione di potenza, la soluzione ideale è lo standard LVDS a basso livello di tensione.

I principali metodi di trasmissione dati si possono dividere in due categorie: single-ended e differenziale; ogni tecnica presenta vantaggi e svantaggi e va scelta in funzione dell'applicazione.

La trasmissione single-ended (di modo comune) viene realizzata usando una linea di segnale per ogni canale di informazione ed un percorso di ritorno (riferimento di ground) condiviso con gli altri canali di dati. In Fig. 3.2 è mostrato lo schema elettrico di un sistema di trasmissione single-ended.

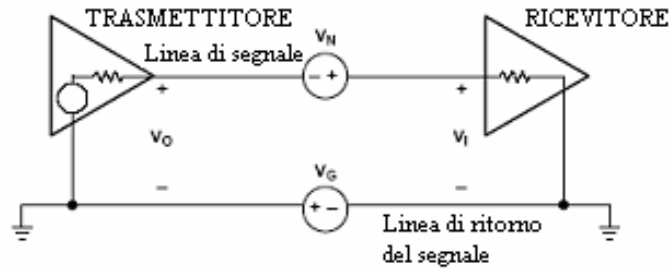


Fig. 3.2: Schema elettrico di un sistema di trasmissione single-ended

Il ricevitore interpreta lo stato logico al suo ingresso confrontando la tensione ricevuta rispetto al riferimento di massa.

I vantaggi di questa configurazione sono la semplicità ed il basso costo; un sistema single-ended richiede una sola linea per ogni segnale ed è quindi ideale quando il costo di cavi e connettori è più importante della velocità e della distanza raggiunte.

Lo svantaggio principale sono le basse performance in termini di rumore, soprattutto all'aumentare della frequenza e della distanza percorsa dal segnale. La linea di segnale di un circuito single-ended agisce come un'antenna trasmettendo e ricevendo campi elettrici; l'area formata dal segnale e dal suo percorso di ritorno forma invece un'antenna per l'emissione e la ricezione di campi magnetici. La tensione di rumore V_N rappresenta questo accoppiamento elettromagnetico ad alta frequenza. Inoltre, poiché il circuito single-ended condivide il percorso di ritorno con altri circuiti, c'è anche una componente di rumore di ground (V_G) dovuta alle variazioni della corrente di ritorno (susceptibilità condotta); questo tipo di rumore è generalmente presente alle basse frequenze (ad esempio i 50 o 60 Hz della rete di alimentazione). La tensione ricevuta V_I è quindi data dalla somma del segnale utile all'uscita del trasmettitore (V_O) e delle componenti di rumore:

$$V_O = V_I + V_N + V_G$$

La trasmissione di segnali differenziali permette di risolvere molti degli inconvenienti della configurazione single-ended, utilizzando una coppia di linee di segnale per ogni canale di dati. Lo schema elettrico di un sistema di trasmissione differenziale è mostrato in Fig. 3.3.

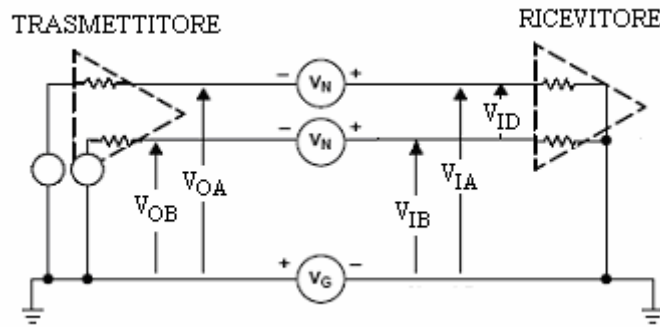


Fig. 3.3: Schema elettrico di un sistema di trasmissione differenziale

Il trasmettitore (driver) utilizza una coppia di uscite complementari per indicare lo stato logico trasmesso; il ricevitore rileva la differenza di tensione ricevuta ai suoi ingressi per determinare il suo stato di uscita.

La maggiore immunità dal rumore è il vantaggio principale rispetto ai sistemi single-ended. Anche in questo caso le tensioni di rumore V_N e V_G si sommano ai segnali di ingresso V_{OA} e V_{OB} , ma ora, sul lato del ricevitore viene misurata la differenza dei due segnali (V_{ID}). Le relazioni del circuito sono:

$$V_{IA} = V_{OA} + V_N + V_G$$

$$V_{IB} = V_{OB} + V_N + V_G$$

$$V_{ID} = V_{IA} - V_{IB} = V_{OA} - V_{OB}$$

Come si vede, in questo modo le componenti di rumore di modo comune vengono eliminate dal segnale utile, permettendo così di raggiungere SNR (rapporti segnale/rumore) più alti.

Il rumore V_N dovuto all'accoppiamento elettromagnetico riguarda nello stesso modo entrambi i segnali differenziali che, essendo vicini, sono esposti alle stesse sorgenti di rumore; avvolgere tra loro i due fili di segnale (twisted pair) assicura la stessa esposizione ai campi elettrici e cancella l'effetto dell'accoppiamento dei campi magnetici invertendo la polarità di loop di corrente adiacenti creati dalla configurazione twistata.

I circuiti differenziali emettono meno radiazioni verso l'ambiente e questo è dovuto alla corrente complementare in ogni linea del segnale differenziale; i campi EM generati si cancellano a vicenda. Anche il rumore condotto è minore perché lungo il percorso di ritorno c'è solo una piccola corrente di modo comune.

I sistemi di trasmissione differenziale sono però più complessi e costosi rispetto ai single-ended.

Per quanto riguarda la gestione dei segnali nel nostro sistema di acquisizione misure, bisogna distinguere tra due tipi di segnali: quelli che vengono trasmessi tra i componenti su una scheda (PCB) e quelli trasmessi tra le due schede (sistema di trasmissione). Nel primo caso, essendo brevi le distanze da percorrere e relativamente basse le frequenze, si è scelta la configurazione single-ended, più semplice in fase di routing (procedura per tracciare i segnali sulla scheda) e meno costosa. Per la trasmissione tra la sezione di misura e la sezione di controllo del sistema si è scelta invece la configurazione differenziale; le distanze da percorrere sono maggiori, le frequenze di trasmissione sono maggiori a causa della serializzazione del flusso dei dati e le interferenze e i rumori possono essere più dannosi.

Un esempio di schema a blocchi funzionale è mostrato nella seguente Fig. 3.4.

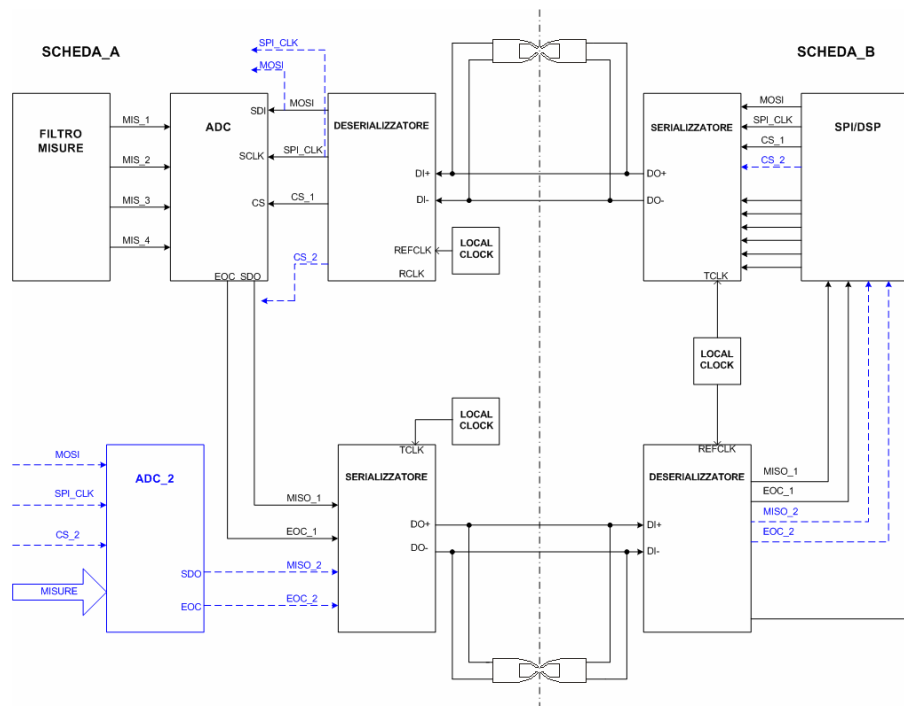


Fig. 3.4: Schema a blocchi funzionale (semplificato) del sistema di acquisizione misure

3.3 Selezione dei componenti

Una volta progettato lo schema a blocchi funzionale del sistema si è proceduto alla selezione dei componenti; anche questa fase riveste un ruolo essenziale per la realizzazione di un sistema che deve risultare affidabile ed efficiente sotto molteplici punti di vista.

La filosofia utilizzata per la scelta dei componenti sarà diversa per ogni dispositivo a seconda della funzione svolta, delle caratteristiche principali del sistema e delle particolari specifiche richieste dal progetto in esame (ad esempio frequenza di

funzionamento, velocità, accuratezza); nello stesso tempo però saranno seguiti alcuni criteri di scelta comuni a tutti i dispositivi.

Innanzitutto ogni componente dovrà rispondere in modo preciso ad alcune particolari specifiche di progetto mentre dovrà risultare molto flessibile nella scelta di altri parametri in modo che il sistema complessivo possa adattarsi alle diverse applicazioni in modo piuttosto semplice e veloce. Tutti i dispositivi utilizzati dovranno essere ovviamente compatibili tra loro in termini di frequenze di funzionamento e di comunicazione, livelli di tensione e famiglia logica dei circuiti digitali; se uno solo di questi requisiti non viene rispettato può essere causato il malfunzionamento dell'intero sistema.

Altri criteri che si seguono nella scelta dei dispositivi sono: il minimo consumo di potenza che permette un risparmio in termini di corrente di alimentazione ed è anche correlato a problemi termici; il minimo numero di pin (piedini) dei circuiti integrati che permette di ridurre le dimensioni delle schede ed il numero di connessioni elettriche che devono essere tracciate sulla PCB, semplificando così la successiva fase di sbroglio del circuito.

Particolare attenzione deve infine essere prestata al package dei componenti utilizzati, ovvero alla loro tecnologia di fabbricazione; questa infatti può notevolmente influenzare le prestazioni dei dispositivi in termini di EMC. I diversi tipi di package dei componenti elettronici possono essere divisi in due categorie principali: through-hole (TH) e a montaggio superficiale (definito con gli acronimi SMT: *Surface Mount Technology* o SMD: *Surface Mount Device*). Nella Fig 3.5 vengono messe a confronto le tipologie through-hole (a sinistra) ed SMD (a destra); per uno stesso componente il formato SMD consente una riduzione degli ingombri.

I componenti through-hole sono sul mercato da molti anni e prevedono il montaggio su un lato della scheda e la saldatura sul lato opposto; per il posizionamento delle piazzole (pad) che rappresentano i contatti del componente, la scheda viene quindi perforata da parte a parte escludendo così la possibilità di collocare i componenti su entrambe le facce esterne della PCB. Questi componenti inoltre, contenendo del piombo, presentano effetti parassiti, specialmente alle alte frequenze.

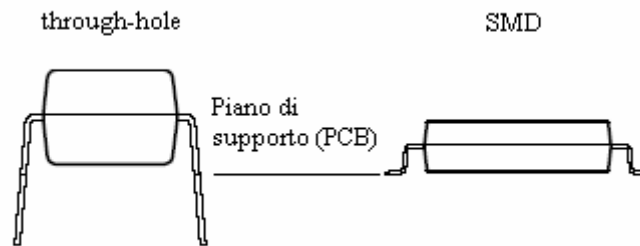


Fig. 3.5: Componente in versione through-hole ed SMD

I componenti SMD invece vengono montati e saldati sullo stesso lato della scheda e possono quindi essere posizionati su entrambi gli strati esterni (top e bottom layer) della PCB, permettendo così la realizzazione di sistemi ad elevata densità di componenti. Rispetto alla tecnologia through-hole, si ottengono inoltre numerosi altri vantaggi: il processo automatico di montaggio e saldatura (tramite le apposite macchine “pick and place”) è più veloce; i componenti SMD hanno dimensioni fisiche minori, costi minori e minori effetti parassiti (indesiderabili). L’uso di componenti SMD non richiede apparecchiature speciali e costose, né particolari abilità o preparazione; è sufficiente avere una mano ferma, fare esperienza e utilizzare un paio di pinzette ed eventualmente (per componenti particolarmente piccoli) una lente di ingrandimento.

I principali formati SMD per i componenti passivi (resistenze, condensatori e induttanze) sono tre e le loro sigle si riferiscono alle dimensioni (lunghezza e larghezza) espresse in sottomultipli di inch: 0603, 0805 e 1206. Agli inizi della tecnologia SMD, il formato 1206 era quello più utilizzato, poi, con lo sviluppo di macchine “pick and place” sempre più veloci ed efficienti, i formati più piccoli hanno preso sempre più piede. Nella scelta del formato SMD deve sempre essere raggiunto un compromesso tra dimensioni, costo e difficoltà di utilizzo; componenti più piccoli consentono di ottenere schede ad elevata densità di componenti, ma sono più difficili da maneggiare e saldare. Per applicazioni ad elevata densità di componenti si utilizzerà quindi il formato 0603; se il criterio più importante è il costo si utilizzerà il formato 0805 che, essendo diventato uno standard, è il più economico; il formato 1206 viene utilizzato in applicazioni dove dissipazione di potenza e calore e realizzabilità sono gli aspetti principali.

I componenti SMD vengono sempre più utilizzati al posto dei corrispettivi al piombo, tanto che ormai alcuni moderni dispositivi sono disponibili solo nel package SMD. Gli SMD sono preferiti ai through-hole ad esempio quando il valore dei componenti può cambiare a seconda della specifica applicazione perché sono veloci da saldare e

dissaldare ed è facile realizzare le connessioni serie e parallelo; oppure dove vengono usati segnali RF (a radio frequenza) perché è più semplice prevedere le caratteristiche dei componenti, non avendo addizionali induttanze parassite; o ancora dove lo spazio per il posizionamento dei componenti è limitato o dove i fori (drilling hole) sono un problema.

Inoltre, anche l'assegnazione dei pin di un circuito integrato (IC: *Integrated Circuit*) può incidere sulle performance EMC del dispositivo; nell'ottica della minimizzazione delle lunghezze delle tracce e quindi dell'induttanza del collegamento tra pin e substrato, sono preferibili IC con i pin di alimentazione e massa (VCC e GND) posizionati al centro del package. Se inoltre i pin VCC e GND sono vicini tra loro, il posizionamento dei condensatori di decoupling (disaccoppiamento dell'alimentazione – Paragrafo 3.8) risulta più semplice ed efficace perché viene minimizzato il percorso (andata e ritorno) della corrente.

3.4 Layout delle PCB

Partendo dallo schema a blocchi funzionale delle schede di acquisizione misure e, una volta selezionati tutti i componenti che fanno parte del circuito, tramite un apposito programma di progettazione elettronica (Protel DXP e Altium Designer della Altium) sono stati disegnati i relativi diagrammi schematici. Il passo successivo è stato la realizzazione prototipale delle relative schede o PCB (*Printed Circuit Board*: schede a circuito stampato).

Una PCB (anche nota con l'acronimo PWB: *Printed Wiring Board*) è un substrato che fornisce un supporto sia meccanico che elettrico (per poter tracciare le interconnessioni elettriche) per un dato circuito. Il substrato può essere rigido o flessibile ed è costituito da uno o più strati di materiale conduttore separati tra loro da strati isolanti (dielettrico).

Essendo state sviluppate negli Stati Uniti le prime PCB, vengono universalmente adottate unità di misura non-SI (Sistema Internazionale); in particolare, le dimensioni della scheda sono espresse in inch (1 in = 25.4 mm); lo spessore del dielettrico, le larghezze e le distanze tra conduttori sono espresse in mil (1 mil = 0.001 in). Le specifiche generali di una PCB sono lo spessore dell'intera scheda (valori standard sono 31 mil= 0.8 mm, 39 mil=1 mm, 62 mil=1.6 mm), le dimensioni massime ed i materiali utilizzati sia per i conduttori (tipicamente rame) sia per il dielettrico (ad esempio FR4).

Una PCB viene costruita usando una serie di strati di laminato, tracce (“tracking”) e “prepreg” in una configurazione (“stack”) verticale. Nella Fig.3.6 è mostrata la sezione trasversale di una PCB ad otto layer; come si vede è una successione di strati alterni di

“Core” e Prepreg”. Il nucleo o “Core” è un sottile strato di dielettrico con lamina metallica in rame fissata su entrambi i lati ed è una resina di lana di vetro (“fiberglass-epoxy resin”) polimerizzata mentre il prepreg è una resina di lana di vetro non polimerizzata. Gli strati esterni sono prepreg con lamina di rame fissata all’esterno (lamine di superficie).

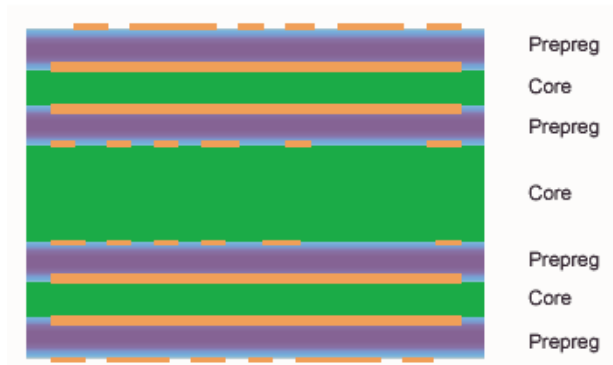


Fig. 3.6: Tipico stack-up di una scheda ad otto layer

Il layout di una PCB è il progetto della realizzazione fisica di un circuito tramite l'utilizzo di diverse tecniche (principalmente grounding, bypassing e decoupling). Oltre alla selezione dei componenti e al progetto del circuito, la realizzazione di un buon layout della PCB è un fattore molto importante per migliorare le performance della scheda in termini di funzionalità, integrità del segnale, compatibilità ed interferenza elettromagnetica (EMC ed EMI); poiché questa fase del progetto è parte integrante della realizzazione della scheda, i miglioramenti ottenuti tramite un buon layout non aggiungono ulteriori costi al prodotto finale. Inoltre, un adeguato layout favorisce un'interconnessione ottimizzata tra gli elementi del circuito ed assicura un'alta realizzabilità ed affidabilità del circuito ed una produzione economica.

Non esistono delle regole precise ed universali per il layout delle PCB; alcune tecniche di layout dipendono da specifici parametri della scheda (ad esempio le dimensioni o il numero di layer e piani) e non possono essere applicate a tutti i tipi di circuiti; ci sono comunque delle regole generali che possono essere adattate a diversi sistemi. L'obiettivo della presente trattazione è quindi proprio quello di definire delle metodologie o delle linee guida per la progettazione di schede elettroniche da utilizzare nei convertitori elettronici di potenza. Bisogna poi sempre ricordare che layout inadeguati possono causare più problemi di quanti ne risolvano e la successiva aggiunta di filtri e componenti non migliora la situazione; in questi casi potrebbe essere necessario ricominciare il layout della PCB dall'inizio.

I fattori da considerare nel progetto del layout di una PCB sono molteplici e riguardano ad esempio le connessioni di I/O, il posizionamento dei componenti, il flusso dei segnali (in particolare quelli ad alta frequenza) e la distribuzione dell'alimentazione; si deve prestare molta attenzione alle interferenze e al rumore all'interno della scheda e bisogna rispettare le specifiche dei dispositivi in termini di bypass, decoupling, uso dei piani di massa e regole EMC.

Poiché dal layout della PCB deriva la creazione della realizzazione fisica del circuito, la prima fase per ottenere un layout di successo è la determinazione delle dimensioni della scheda; questa decisione di solito è dettata dal tipo di applicazione, dall'utilizzazione finale (industriale, medica, militare o commerciale), dall'impatto ambientale, dalla vita del prodotto e dai costi finali. Se da un lato può risultare utile realizzare schede di dimensioni ridotte, dall'altro lato la riduzione delle dimensioni può rendere più laboriosa la successiva fase di sbroglio (routing: tracciamento delle connessioni elettriche sulla PCB) e può rendere necessario l'uso di aggiuntivi layer di segnale (può non esserci sufficiente spazio per tracciare tutte le connessioni elettriche) con un conseguente aumento dei costi. In questa fase si definiscono comunque le dimensioni di massima della scheda; le dimensioni definitive vengono assegnate dopo il posizionamento dei componenti e lo sbroglio del circuito.

Prima di analizzare le fasi successive del layout di una PCB, analizziamo le principali problematiche che si presentano.

3.5 Analisi delle problematiche riguardanti il layout

I problemi che possono insorgere una volta realizzata una scheda sono molteplici e possono causare il malfunzionamento del sistema e/o di sistemi adiacenti; durante la progettazione del layout della PCB bisogna tenere in considerazione diversi aspetti e cercare di prevenire effetti indesiderati il prima possibile in modo da ridurre i costi del prodotto finale.

Il tema della compatibilità elettromagnetica (EMC) è molto importante per la funzionalità e la sicurezza di tutti i dispositivi elettronici; il continuo aumento delle frequenze di lavoro, i cambiamenti dei limiti di potenza e schede ad elevata densità di componenti richieste da sistemi sempre più complessi, insieme alla necessità sempre presente di mantenere bassi i costi di fabbricazione, rendono necessaria l'ottimizzazione EMC durante la fase di layout.

Ricordiamo brevemente i due principi di base della compatibilità elettromagnetica (EMC): le correnti dovrebbero tornare alle loro sorgenti attraverso la più piccola area di loop possibile, ovvero nel modo più vicino e compatto possibile al percorso di andata (sotto la traccia); il sistema dovrebbe avere un unico piano di riferimento. Se non viene rispettato il primo vincolo (la corrente forma un esteso percorso di ritorno), si crea una spira di corrente (“loop antenna”); se nel sistema ci sono due piani di riferimento invece che uno, si crea un dipolo (“dipole antenna”). Entrambi sono risultati assolutamente da evitare. Il layout della PCB deve eliminare qualsiasi antenna capace di irradiare e/o captare energia elettromagnetica; per questo scopo devono essere minimizzati i loop di segnale e le corrispondenti linee di ritorno al ground.

La EMC riguarda principalmente tre aspetti: l’integrità del segnale, le emissioni e la suscettibilità.

I problemi relativi all’integrità del segnale (SI: *Signal Integrity*) sono il crosstalk, il ringing, le riflessioni, i ritardi e gli effetti relativi ai tempi di salita e discesa del segnale. Questi problemi incidono sulla stabilità funzionale di ogni dispositivo elettronico e se si verifica anche uno solo di questi, il componente può non funzionare in modo corretto. L’integrità del segnale è rilevante specie in PCB che lavorano con alte frequenze di clock (dell’ordine delle decine di MHz). Questo aspetto, essendo maggiormente correlato alle tecniche di routing (ovvero il modo in cui vengono tracciate le connessioni elettriche sulla PCB), sarà approfondito nei prossimi paragrafi.

Le emissioni e le relative interferenze riguardano i diversi tipi di campi EM prodotti da un dispositivo elettronico ed è principalmente un problema causato da dispositivi digitali. La suscettibilità EM riguarda il rischio che il funzionamento di un dispositivo sia influenzato dai campi EM prodotti da altri dispositivi ed è un problema che riguarda principalmente i dispositivi analogici. Le tecniche di design che riguardano la suscettibilità sono simili a quelle delle emissioni; aree di loop di dimensioni maggiori tendono a ricevere livelli di segnale più elevati e sono anche capaci di emettere EMI a livelli più alti. Il ground bounce o accoppiamento di impedenza comune dei circuiti può causare problemi di EMI ed il malfunzionamento del circuito. Per esempio, se un percorso di ground ha alta impedenza può causare la traslazione della tensione di riferimento di un circuito di pilotaggio con la conseguenza che il suo ingresso al dispositivo digitale è al di fuori del richiesto range di commutazione per le normali operazioni.

Frequenze di clock elevate e bassi tempi di salita/discesa dei segnali (fronti ripidi), richiesti in molti progetti di PCB, richiedono una appropriata gestione del progetto del

circuito, del layout e del routing della scheda al fine di minimizzare le interferenze elettromagnetiche (EMI). Le commutazioni ad alta frequenza infatti hanno la capacità di produrre onde elettromagnetiche che generano risonanza, power e ground bounce, rumore di commutazione simultanea, riflessioni e accoppiamento tra tracce di segnale e piani di massa e/o alimentazione. Inoltre, l'attività sincrona di un elevato numero di dispositivi di clock causa la commutazione simultanea della corrente; le tracce sulla PCB che connettono i pin di ingresso/uscita dei circuiti integrati possono formare un'effettiva antenna che irradia rumore accoppiandolo ai cavi esterni. La natura sincrona di un circuito può causare piccoli guasti ed emissioni dall'alimentatore che fornisce la tensione ai circuiti elettronici e ai clock.

Su una PCB i componenti attivi sono i principali generatori di rumore. I conduttori (tracce e fili di interconnessione) agiscono come antenne e irradiano il rumore verso altri sistemi; queste indesiderate antenne inoltre possono ricevere il rumore generato da sorgenti esterne. Le correnti di interferenza condotte dall'esterno possono disturbare gli ingressi sensibili dei circuiti analogici e ridurre il margine di rumore dei dispositivi digitali. La corrente condotta sui cavi di connessione può essere irradiata o accoppiata in modo incrociato a cavi adiacenti causando interferenze in altre parti del sistema.

Il flusso di corrente relativo ad una sorgente di rumore lungo una traccia può essere di modo differenziale o comune. Il rumore di modo differenziale è potenzialmente generato da qualsiasi segnale in circuiti elettrici ed elettronici perché la relativa radiazione è causata dalle correnti che circolano lungo percorsi chiusi formando una spira o loop di corrente. Un qualsiasi segnale nella PCB infatti, viaggia lungo una traccia fino al dispositivo ricevente (percorso di andata) e quindi torna indietro lungo il percorso di ritorno, formando una tensione differenziale tra i due conduttori. La quantità di radiazione emessa da queste sorgenti è proporzionale al livello di corrente, alla superficie di loop e al quadrato della frequenza. L'emissione è anche sensibile all'orientamento; la radiazione del campo elettrico da una piccola spira è massima nel piano della spira e minima lungo gli assi della spira. Il layout della PCB deve essere progettato in modo da minimizzare il rumore di modo differenziale, riducendo l'ampiezza di questa corrente, il suo contenuto di frequenza e i tempi di salita e discesa del segnale; anche i percorsi della corrente nella PCB, formati dal segnale e dal suo ritorno possono essere ridotti attraverso opportune tecniche di design utilizzando ad esempio i piani di massa e alimentazione.

Il rumore di modo comune (o rumore di impedenza comune) è prodotto da una corrente elettrica (o dal relativo segnale) che viaggia simultaneamente sotto la traccia e

lungo il suo percorso di ritorno; la sorgente della tensione di rumore è l'impedenza che è in comune al segnale e al suo percorso di ritorno. Il rumore di modo comune è spesso presente nei cavi o nelle tracce di ground ("monopole") ed è dovuto all'impedenza finita del ground che fornisce un'impedenza comune per l'accoppiamento del rumore. L'ampiezza della radiazione è proporzionale al livello di corrente, alla lunghezza della linea e alla frequenza ed è indipendente dall'orientamento rispetto alla sorgente. Mentre le correnti di modo differenziale rappresentano comunque il segnale voluto, le correnti di modo comune sono spesso prodotte involontariamente a causa dell'impedenza finita del ground o attraverso l'accoppiamento tra circuiti; queste sono più difficili da prevedere e sono di solito le più dannose nei loro effetti. Questo tipo di rumore può essere ridotto attraverso l'uso di appropriate tecniche di design riducendo l'impedenza di modo comune o mettendo una ferrite attorno al cavo.

3.6 Stack-up

Lo stack-up della scheda, ovvero la configurazione dei layer all'interno della PCB, è un fattore molto importante nella determinazione delle performance di una scheda in termini di EMC. Un buon stack-up può infatti essere molto efficiente nel ridurre le radiazioni emesse dai percorsi chiusi (loop di corrente) della scheda (emissioni di modo differenziale) e dai cavi connessi alla scheda (emissioni di modo comune), mentre uno stack-up inadeguato può aumentare in modo considerevole la radiazione di entrambi i meccanismi.

Lo stack-up della PCB riguarda principalmente i seguenti aspetti: il numero di strati (layer), il numero ed il tipo di piani (ground e/o power plane) usati, la sequenza degli strati e la loro spaziatura.

3.6.1 Schede multi-layer e piani

Nella scelta del numero di layer devono essere considerati diversi parametri come il numero di segnali che devono essere tracciati e la loro frequenza, il costo totale della scheda e le specifiche in termini di emissioni. Anche se con l'utilizzo di schede multi-layer il costo unitario della PCB aumenta, diminuisce il tempo di layout della scheda perché diventa più semplice tracciare le connessioni. Altri vantaggi includono schede di dimensioni minori e quindi un ingombro minore del sistema complessivo e, cosa più importante, una maggiore probabilità di soddisfare le nuove norme di regolazione EMI/EMC.

Per quanto riguarda i piani di alimentazione e massa, le schede multistrato (multi-layer) con ground e/o power plane riducono in modo significativo le emissioni (15 dB in meno rispetto a PCB a due layer, a parità degli altri fattori). La superficie sottesa dal percorso del segnale (che viaggia lungo una traccia) e dalla corrente di ritorno (area di loop) infatti, quando il segnale di ritorno è su un piano immediatamente sotto la traccia, viene notevolmente ridotta; poiché i problemi EMI/EMC sono direttamente proporzionali all'area di loop, quando sotto le tracce è presente un piano solido e continuo, le emissioni vengono ridotte. Il confronto tra le aree di loop prodotte nel caso con e senza piano di massa sono illustrate rispettivamente nelle seguenti Fig. 3.7a e 3.7b.

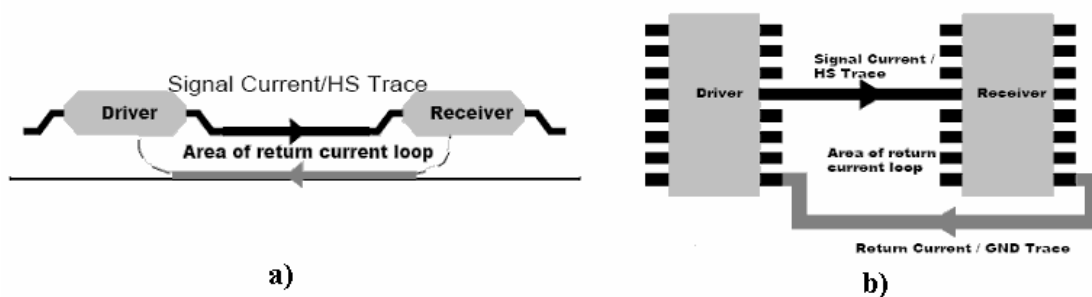


Fig. 3.7: Confronto delle aree di loop: a) con piano di massa; b) senza piano di massa

Le schede che contengono dei piani sono inoltre migliori di quelle senza piani perché consentono di tracciare i segnali nelle configurazioni microstrip o stripline, ovvero linee di trasmissione ad impedenza controllata che riducono le emissioni; inoltre, se vogliamo controllare l'impedenza delle tracce come strategia per il controllo delle riflessioni (utilizzando appropriate tecniche di terminazione) è indispensabile l'uso dei piani.

Tramite l'uso dei piani si hanno benefici anche in termini di crosstalk; poiché il crosstalk è proporzionale al quadrato della distanza tra le tracce e i loro piani di riferimento, per ridurre i suoi effetti, oltre che sulla separazione tra tracce adiacenti, si può intervenire anche sulla distanza tra tracce e piani.

Il ground plane inoltre diminuisce molto l'impedenza (e quindi il rumore) della massa. Se si usano due piani (ad esempio ground e power plane) inoltre, la capacità planare formata dalla prossimità dei due piani, può essere molto efficace nel disaccoppiamento dei circuiti a frequenze elevate e nel controllo delle radiazioni EMI causate dai segnali di rumore di modo comune e differenziale.

Anche se PCB a due layer sono state usate con successo in applicazioni con frequenze fino a 20÷25 MHz, questi casi sono oggi l'eccezione piuttosto che la regola; in

applicazioni con frequenze maggiori di 10-15 MHz utilizzare schede multi-layer è di fondamentale importanza.

Quando si utilizzano schede multi-layer bisogna perseguire cinque principali obiettivi:

- 1) un layer di segnale dovrebbe sempre essere adiacente ad un piano;
- 2) layer di segnale e piano devono essere strettamente accoppiati tra loro;
- 3) power e ground plane dovrebbero essere strettamente accoppiati tra loro;
- 4) i segnali ad alta frequenza dovrebbero essere tracciati su un layer interno;
- 5) utilizzare più piani di massa riduce l'impedenza del ground plane.

Spesso si è di fronte alla scelta tra uno stretto accoppiamento segnale/piano (2° obiettivo) e stretto accoppiamento power plane/ground plane (3° obiettivo). Con le normali tecniche di costruzione di PCB, non c'è una sufficiente capacità tra piani di alimentazione e massa adiacenti tale da provvedere ad un adeguato disaccoppiamento (decoupling) al di sotto dei 500 MHz. Il decoupling comunque, può essere ottenuto attraverso altre tecniche e si opta quindi per uno stretto accoppiamento tra il layer di segnale ed il piano di ritorno della corrente; il vantaggio che ne deriva è superiore allo svantaggio della perdita della capacità interpiano.

Il minimo numero di layer che possono essere utilizzati per soddisfare tutti e cinque gli obiettivi illustrati è otto; con una scheda a quattro o sei layer i cinque obiettivi non possono essere raggiunti contemporaneamente e quindi bisogna determinare gli obiettivi primari da soddisfare e raggiungere dei compromessi sugli altri.

Un'altra caratteristica molto importante dal punto di vista meccanico, indipendentemente dal numero di layer, è avere una PCB la cui sezione trasversale sia simmetrica (bilanciata) rispetto al centro della scheda (sull'asse verticale); questo accorgimento consente di prevenire stress meccanici e deformazioni della scheda, soprattutto se si verificano variazioni significative di temperatura. Questa proprietà implica la simmetria dei layer e dei piani all'interno della PCB; ad esempio, in una scheda ad otto layer, se il secondo strato è un piano, dovrà esserlo anche il settimo.

Nell'ambito del progetto delle schede di acquisizione misure, si è scelto di utilizzare una scheda a quattro layer che comprende due piani (massa e alimentazione) e due layer di segnale; questo consente di risolvere alcuni dei problemi EMC/EMI analizzati, senza aumentare i costi in modo considerevole (rispetto ad una PCB ad otto layer).

3.6.2 Stack-up a quattro layer

La configurazione più comune per una scheda a quattro layer è mostrata in Fig. 3.8 e consiste di quattro strati uniformemente spazati tra loro con i piani di massa (ground) e

di alimentazione (power) interni (il loro ordine può essere scambiato). I due strati esterni sono destinati ai segnali (signal) e di solito prevedono direzioni di routing (tracce) ortogonali per minimizzare il crosstalk.

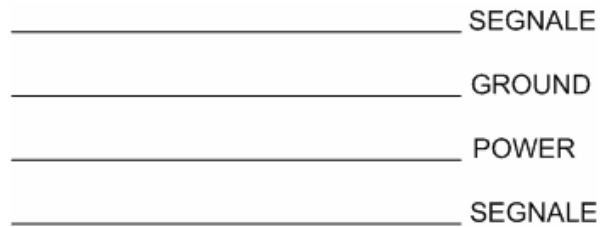


Fig. 3.8: Configurazione tipica di una scheda a 4 layer

Anche se questa configurazione permette di ottenere migliori performance rispetto ad una scheda a due layer, soddisfa solo il primo degli obiettivi illustrati nel paragrafo precedente: infatti, se i layer sono ugualmente spazati tra loro ed inoltre non si può scendere al di sotto di un certo spessore, ci sarà un'ampia separazione o tra il layer di segnale e il piano per il ritorno della corrente (ground o power plane) o tra ground e power plane. Con una scheda a quattro layer è possibile correggere solo uno di questi due difetti e dobbiamo quindi decidere cosa è più importante per la specifica applicazione. Come accennato precedentemente, con le normali tecniche di costruzione di PCB non c'è una sufficiente capacità interpiano tra ground e power plane adiacenti tale da consentire un sufficiente disaccoppiamento che dovrà quindi essere ottenuto con altre tecniche; optiamo quindi per uno stretto accoppiamento tra segnale e piano di ritorno della corrente.

Il modo più semplice per migliorare le performance di una scheda a quattro layer in termini di EMC è di allocare i layer di segnale il più vicino possibile ai piani ($<0.010''$) e di usare una separazione maggiore ($>0.040''$) tra power e ground plane. Questa configurazione, mostrata in Fig.3.9, presenta tre vantaggi: l'area della spira di segnale (signal loop area) è più piccola e produce quindi meno radiazioni di modo differenziale (nel caso di una spaziatura di $0.005''$ tra layer di segnale e piano, la riduzione nella radiazione dalla spira formata dalla traccia è di almeno 10 dB rispetto alla configurazione precedente della Fig.3.8); lo stretto accoppiamento tra traccia di segnale e piano di massa riduce l'impedenza (induttanza) del piano riducendo così le radiazioni di modo comune emesse dai cavi connessi alla scheda; lo stretto accoppiamento tra traccia di segnale e piano (massa o alimentazione) riduce inoltre il crosstalk (fenomeno di interferenza) tra tracce adiacenti (per una distanza fissa tra tracce il crosstalk è infatti proporzionale al quadrato dell'altezza della traccia rispetto al piano di ritorno della corrente). La

configurazione mostrata rappresenta il metodo più semplice e meno costoso per ridurre le emissioni di una PCB a quattro layer (soddisfa i primi due obiettivi).

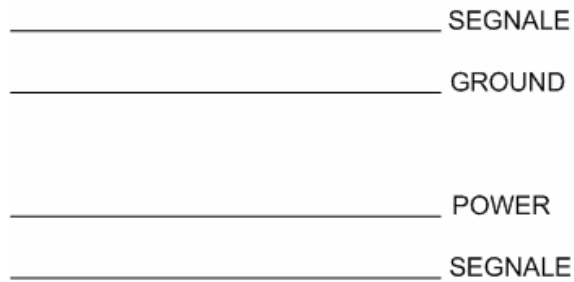


Fig. 3.9: Configurazione alternativa per una scheda a 4 layer

Una soluzione non convenzionale può essere ottenuta invertendo i layer di segnale ed i piani della configurazione precedente; si ottiene lo stack-up mostrato in Fig. 3.10.

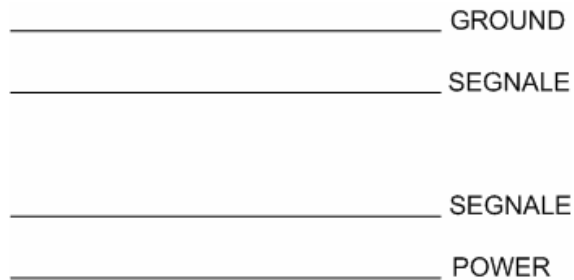


Fig. 3.10: Stack-up non convenzionale di una scheda a 4 layer

Il maggiore vantaggio di questo stack-up è che i piani di potenza disposti sugli strati esterni fanno da schermo alle tracce di segnale sui layer interni, riducendo così le radiazioni emesse; questa soluzione viene usata soprattutto quando si utilizzano segnali ad alta frequenza ed il relativo rumore può creare problemi alle sezioni analogiche più sensibili. Lo svantaggio principale è che il ground plane può essere tagliato (cut-up) in modo considerevole con il montaggio delle piazzole (pad) dei componenti in schede ad elevata densità; questo effetto può essere attenuato invertendo i piani e sistemando il power plane dal lato dei componenti e il ground plane sul lato opposto. In ogni modo non è consigliabile avere un piano di alimentazione esterno ed inoltre i layer di segnale interni rendono il controllo, il debug e le modifiche della scheda molto difficili se non impossibili perché non c'è un accesso diretto alle tracce di segnale. Questa configurazione soddisfa i primi due obiettivi e parzialmente anche il quarto.

Due dei precedenti problemi possono essere risolti con lo stack-up di Fig. 3.11 dove i due piani esterni sono entrambi ground plane e il piano dell'alimentazione (power) è sostituito da tracce che fanno parte dei layer di segnale; l'alimentazione viene gestita con una griglia costituita da larghe tracce sul layer di segnale piuttosto che con un intero piano

dedicato. In questa configurazione, i due ground plane producono un'impedenza di ground più bassa e quindi minori radiazioni di modo comune dai cavi collegati alla scheda; inoltre, collegando i due ground plane insieme, intorno al perimetro della scheda, si rinchiudono tutte le tracce di segnale in una sorta di gabbia di Faraday.

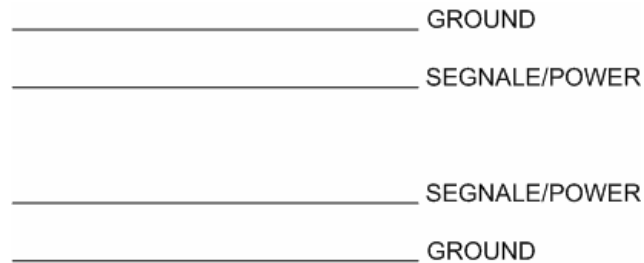


Fig. 3.11: Migliore stack-up a 4 layer in termini di EMC

Da un punto di vista di EMC, questo tipo di stack-up, se realizzato in modo corretto, è il migliore che si possa realizzare con una scheda a quattro layer. Ground plane e layer di segnale/power possono essere scambiati tra loro eliminando il problema delle modifiche; pur provvedendo ancora ad una bassa impedenza di ground ottenuta tramite l'uso di due piani di massa, i due ground plane non forniscono più alcuna protezione (shielding) per le emissioni dei segnali.

Come mostrato, anche per una scheda a quattro layer, esistono diverse configurazioni di stack-up. La struttura che meglio si adatta alle nostre esigenze è la seconda che è stata descritta (quella mostrata in Fig. 3.9). Sulle nostre schede di acquisizione, molti parametri (ad esempio la frequenza di funzionamento e la scelta del tipo di trasmissione: ottica od elettrica) possono essere scelti tramite appositi switch; risulta quindi più comodo utilizzare gli strati esterni come layer di segnale, anche per facilitare le fasi di controllo e debug della PCB. Inoltre, come già sottolineato in precedenza, questa configurazione rappresenta il metodo più semplice e meno costoso per ridurre le emissioni di una PCB a quattro layer.

3.7 Posizionamento dei componenti

Il posizionamento dei componenti è una fase molto critica per la realizzazione di un buon layout; se i dispositivi sono posizionati in modo ideale infatti, anche le connessioni risultano ottimizzate, garantendo buone performance del sistema in termini di funzionalità, integrità del segnale, EMC ed EMI. In generale, i componenti che fanno parte di una scheda possono avere caratteristiche molto diverse tra loro in termini di frequenze, tempi di salita/discesa dei segnali e livello di tolleranza al rumore; ci sono alcuni dispositivi che

sono maggiormente sensibili al rumore ed altri componenti che sono le sorgenti più rilevanti di rumore.

Il metodo più semplice per migliorare le performance del sistema in termini di integrità del segnale è isolare fisicamente i componenti sulla PCB in base alla velocità e alla sensibilità al rumore. Circuiti analogici a basso livello di tensione, circuiti digitali ad alta velocità e circuiti rumorosi (relè e switch ad elevate correnti) devono essere separati tra loro per limitare l'accoppiamento tra sottosistemi con caratteristiche diverse.

Per prima cosa bisogna dividere i dispositivi del circuito in due categorie in base alla frequenza di funzionamento: ad alta velocità (frequenze maggiori di 20 MHz) e a bassa velocità; bisogna quindi suddividere le precedenti categorie in tre blocchi funzionali: puramente digitali, puramente analogici e mixed-signal (ovvero che prevedono l'utilizzo di segnali sia analogici che digitali, come ad esempio ADC e DAC). Un altro metodo per costruire blocchi funzionali è di distinguere i dispositivi in base alla loro tensione di alimentazione (ad esempio 5V e 3.3V). In ogni caso, i componenti che appartengono allo stesso gruppo funzionale devono essere vicini tra loro per minimizzare la lunghezza delle tracce di segnale, soprattutto quelle ad alta velocità.

Come sarà approfondito nei prossimi paragrafi, per ottenere un maggior isolamento tra i dispositivi che presentano caratteristiche diverse, si procede ad una separazione (segmentazione fisica o partizione ideale) dei piani di massa e alimentazione. Se il piano (di massa o di alimentazione) deve essere diviso in segmenti, bisogna fornire un'isola per ogni blocco funzionale e deve esserci una zona di connessione per evitare che segnali ad alta velocità attraversino le zone di separazione tra i piani. Un esempio di divisione della scheda in blocchi funzionali è mostrato in Fig. 3.12.

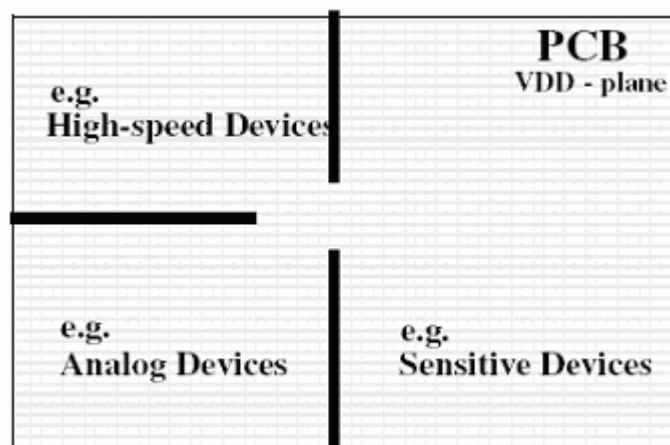


Fig. 3.12: Segmentazione dei piani di alimentazione (massa)

Nella Fig. 3.13 sono mostrati due esempi di posizionamento dei componenti, con particolare attenzione alla posizione relativa di dispositivi analogici/digitali (figura a destra) e in funzione della frequenza di funzionamento (figura a sinistra).

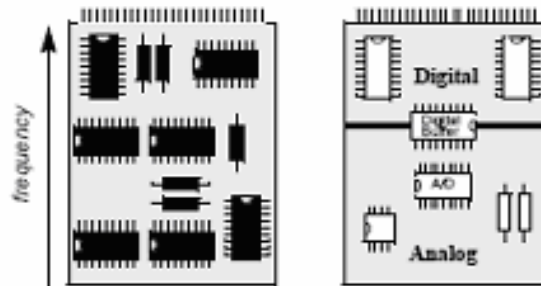


Fig. 3.13: Posizionamento dei componenti in una PCB mixed-signal

Nella figura a sinistra si vede come i dispositivi che lavorano a frequenze maggiori devono essere più vicini ai connettori. Nella figura a destra si vede invece la separazione tra la sezione analogica e quella digitale; i componenti digitali sono i più vicini ai connettori ed all'alimentazione; i dispositivi puramente analogici sono tenuti distanti da quelli digitali per assicurare che il rumore dovuto alle commutazioni di questi ultimi non si accoppi ai percorsi dei segnali analogici.

Il trattamento dei convertitori A/D nel layout della PCB varia in funzione della tecnologia utilizzata. Ad esempio, se l'ADC è ad approssimazioni successive tutto l'integrato dovrebbe essere connesso ai piani di massa e alimentazione analogici; un errore comune è utilizzare l'ADC per la separazione fisica tra regione analogica e digitale di un piano; questa strategia può funzionare, ma all'aumentare dell'accuratezza richiesta per l'ADC, il rumore dei piani di massa e alimentazione digitali cominciano a causare problemi. Per ADC ad approssimazioni successive ad alta risoluzione, dovrebbe essere usato un buffer digitale per isolare l'ADC dall'attività del bus sulla sezione digitale del circuito. Se invece viene utilizzato un ADC delta-sigma, esso sarà messo a metà tra piani analogici e digitali perché viene considerato un dispositivo essenzialmente digitale.

Nella seguente Fig. 3.14 vengono messi a confronto due tipi di layout. Come si vede nella legenda a lato, l'alimentatore, i circuiti digitali di I/O e ad alta velocità sono considerati circuiti più rumorosi (Noisy Circuit, evidenziati in rosso) rispetto a quelli più "tranquilli" (Quiet Circuit, evidenziati in rosa) come clock e circuiti di conversione dei dati (ADC e DAC).

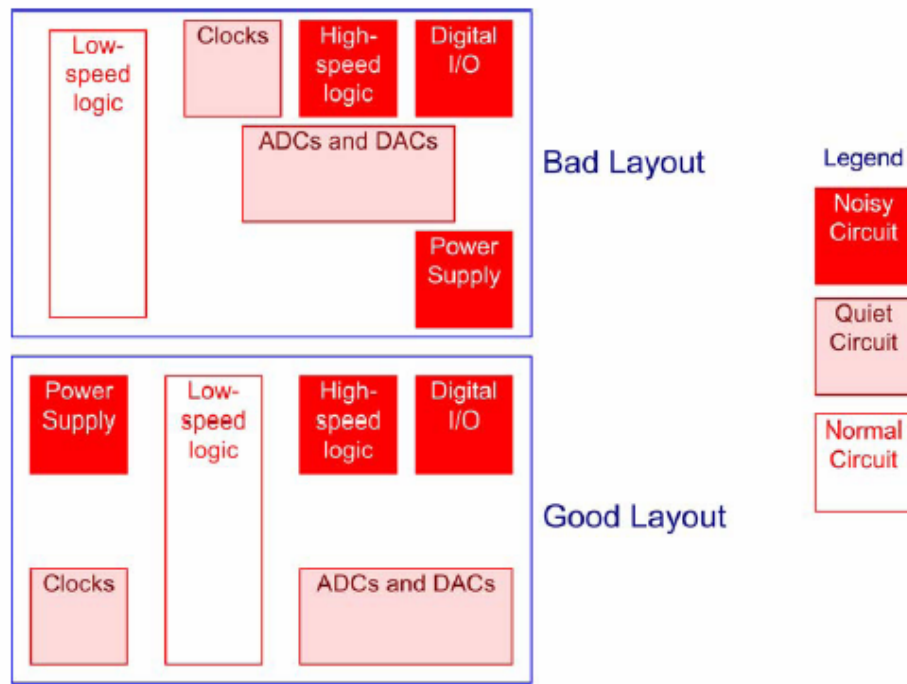


Fig. 3.14: Esempi di isolamento di blocchi funzionali sulla PCB

Il primo layout (“Bad Layout” nella figura in alto) posiziona i clock ed i convertitori di dati vicino ai componenti rumorosi; il rumore si accoppierà così nei circuiti sensibili e le loro performance saranno così compromesse. Il secondo layout invece (“Good Layout” figura in basso) è migliore perché i circuiti sensibili sono fisicamente isolati dai circuiti rumorosi.

In particolare, per ridurre le interferenze EMI, i generatori di clock e gli oscillatori andrebbero posizionati circa al centro della PCB o vicino ad una locazione connessa al ground del sistema, piuttosto che lungo il perimetro della scheda o vicino alle sezioni di I/O. Se però una traccia di clock deve essere trasmessa all'esterno della scheda (verso un'altra scheda attraverso un cavo piatto o un connettore), il circuito di clock non deve essere troppo lontano dall'interconnessione per non dover tracciare connessioni di segnale troppo lunghe.

Il posizionamento dei componenti deve essere effettuato sempre nell'ottica della massima riduzione della lunghezza delle tracce, soprattutto per i segnali ad alta frequenza; dispositivi che comunicano tra loro devono quindi essere vicini e, in particolare, i componenti che assorbono molta corrente devono essere adiacenti alla sorgente di potenza. Tra i diversi componenti deve inoltre essere lasciato uno spazio sufficiente per tracciare le connessioni elettriche e per inserire i condensatori di decoupling e bypass.

3.8 Gestione dell'alimentazione

Dopo aver realizzato per la PCB un buon sistema di ground, bisogna fare altrettanto per il sistema di alimentazione; tutte le considerazioni fatte a proposito della necessità di prevedere almeno un piano di massa valgono infatti anche nel caso in esame. La soluzione ottimale è l'utilizzo di almeno un piano di alimentazione (power plane), ma se questo non risulta possibile (per il costo totale della PCB o per l'alta densità di connessioni da tracciare), bisogna comunque dare la priorità al sistema di ground perché il rumore proveniente dall'alimentazione può essere disaccoppiato tramite altre tecniche (un opportuno filtraggio, insieme a bypassing e decoupling) mentre non si può fare lo stesso con il rumore del sistema di ground.

Tutti i dispositivi elettronici necessitano di un'alimentazione stabile e costante; una sorgente di tensione ideale fornisce una tensione di uscita costante indipendentemente dal carico e dalle sue variazioni e la sua impedenza di uscita è nulla a tutte le frequenze e in qualsiasi condizione. Un qualsiasi dispositivo attivo richiede quindi che il punto di entrata dell'alimentazione abbia la minore impedenza possibile rispetto al riferimento del piano di ground (idealmente 0Ω).

Poiché c'è sempre una certa distanza tra la sorgente di potenza e il componente attivo che viene alimentato, è necessario un collegamento costituito da un elemento conduttore (un filo o una traccia di lunghezza finita); qualsiasi connessione tra dispositivo e alimentatore presenta una resistenza e un'induttanza ed entrambe possono causare problemi. La resistenza può essere ridotta aumentando la superficie trasversale del conduttore, mentre alle alte frequenze anche la più piccola induttanza può diventare molto dannosa. La reattanza induttiva X_L del conduttore allontana dalla situazione ideale di avere un'impedenza idealmente nulla; le diverse richieste di rate di corrente del dispositivo attivo creano più rumore all'aumentare della lunghezza (e quindi della reattanza) del conduttore.

Inoltre, quando una porta logica commuta stato, sulle linee dell'alimentazione viene prodotta una corrente transitoria; l'impedenza presente sulle linee dell'alimentazione e la rapida variazione del flusso di corrente creano un salto di tensione sul pin di alimentazione V_{CC} del componente. L'induttanza delle linee di alimentazione può essere ridotta usando molteplici power plane, mentre le alte velocità di commutazione possono essere ridotte usando logiche più lente. Di solito però, queste soluzioni non sono compatibili con le specifiche di progetto: può essere troppo costoso prevedere l'uso di più piani di alimentazione e la riduzione delle velocità di commutazione è in controtendenza rispetto al crescente aumento delle frequenze di funzionamento dei dispositivi.

3.8.1 Decoupling e bypassing

Il disaccoppiamento (decoupling) dell'alimentazione è ormai una pratica standard nei progetti di PCB mixed-signal perchè risulta molto importante nel rimuovere il rumore delle linee di alimentazione. Il rumore ad alta frequenza sugli alimentatori causa problemi per quasi tutti i dispositivi digitali e analogici; questo tipo di rumore è tipicamente generato dal sistema di gestione della massa (riferimento), dai segnali che irradiano o anche dallo stesso dispositivo digitale.

Il metodo più semplice per attenuare il rumore dell'alimentazione è di disaccoppiare il rumore ad alta frequenza dal ground attraverso dei condensatori posti tra i pin di alimentazione e massa dei dispositivi attivi; idealmente, i condensatori di bypass e decoupling forniscono un percorso a bassa impedenza verso il ground per il rumore ad alta frequenza, ottenendo così un'alimentazione quasi ideale. In particolare, queste tecniche forniscono un percorso senza perdite (a bassa impedenza) per la corrente diretta e presentano un'impedenza infinita per la corrente alternata; questo permette ai dispositivi di essere alimentati senza perdite e previene il passaggio del rumore da un carico al successivo.

Il bypassing ed il decoupling assicurano la stabilità del circuito e quindi forniscono l'integrità del circuito stesso perché prevengono indesiderate comunicazioni tra dispositivi diversi (o tra diverse sezioni dello stesso dispositivo) che condividono le medesime linee di alimentazione; essi inoltre riducono il rumore presente sulle linee dell'alimentazione a tutte le frequenze e rimuovono le piccole variazioni di tensione del sistema di potenza. Il decoupling può essere considerato un miglioramento del bypassing per l'isolamento di sorgenti di rumore adiacenti.

Un comune problema con i condensatori di decoupling è che spesso questi non si comportano come condensatori ideali per diverse ragioni. Come si vede in Fig.3.15, il package del condensatore include una certa induttanza serie L_{package} ed una resistenza serie equivalente R_{ESR} (ESR: Equivalent Series Resistance); un altro contributo di induttanza serie proviene inoltre dalla traccia che connette il pin di massa con il ground plane L_{trace} .

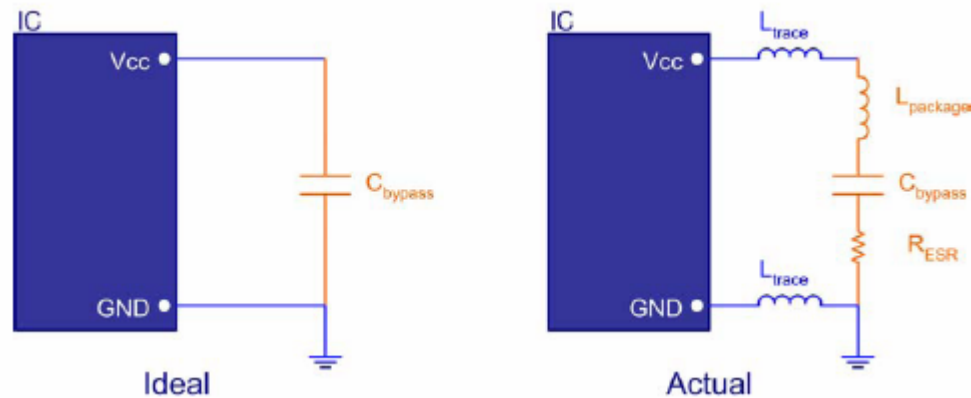


Fig. 3.15: Decoupling ideale e reale

Generalmente, un condensatore mostra un comportamento capacitivo nel range delle basse frequenze; per frequenze maggiori della frequenza di risonanza serie, il comportamento diventa induttivo. Il disaccoppiamento ottimo si ottiene alla frequenza di risonanza. L'effetto totale di questi problemi è che, ad una particolare frequenza, il condensatore entra in risonanza e l'impedenza della rete cambia molto all'avvicinarsi di questa frequenza. La ESR inoltre impedisce di ottenere un percorso a bassa impedenza per disaccoppiare in modo efficace il rumore ad alta velocità.

Per contrastare questi effetti possono essere prese diverse precauzioni: per rendere la traccia tra i pin di massa (GND) e alimentazione (V_{CC}) a bassa induttanza, questa deve essere la più corta e spessa possibile; per migliorare il decoupling dell'alimentazione si scelgono condensatori con una bassa ESR; per ridurre l'induttanza del package si scelgono condensatori di piccole dimensioni. Il trade-off nello scegliere piccoli package è la maggiore variazione della capacità con la temperatura, con un conseguente peggioramento delle prestazioni alle alte temperature; condensatori più grandi vengono spesso utilizzati per implementare un decoupling a bassa frequenza; questi condensatori sono distribuiti in modo più "sparso" e sono spesso elettrolitici o al Tantalio.

La scelta dei condensatori di decoupling dipende dall'applicazione, ma di solito si usano condensatori a montaggio superficiale (SMD) posti fisicamente il più vicino possibile (*acap: as close as possible*) ai pin di alimentazione. Il loro valore deve essere sufficientemente grande da fornire un percorso a bassa impedenza per il rumore dell'alimentazione e deve essere scelto in funzione della frequenza.

Per il decoupling dei circuiti integrati possono essere usati condensatori a bassa induttanza e ad alta frequenza; di solito si utilizzano condensatori ceramici multistrato o assiali. Come regola generale si usano condensatori di 0.1 μF per frequenze fino a 15 MHz

e di 0.01 μF per frequenze superiori; spesso si inseriscono più condensatori di valore diverso in parallelo, per ottenere un decoupling alle varie frequenze (in questo caso il condensatore di valore minore deve essere il più vicino al dispositivo).

3.8.2 Decoupling locale e globale

Il decoupling dei circuiti integrati di una scheda può essere effettuato in due modi: locale o globale.

Con il decoupling locale, detto anche pin decoupling, ogni coppia di pin VDD-GND di ogni dispositivo è connessa direttamente al (o ai) condensatore e quindi, tramite questo, ai piani o alle tracce di alimentazione e massa; il vantaggio di questa configurazione è il decoupling ottimizzato per tutti i pin; lo svantaggio è la richiesta di un gran numero di condensatori. In Fig.3.16 è mostrato un esempio del posizionamento del condensatore di decoupling nel caso di decoupling locale.

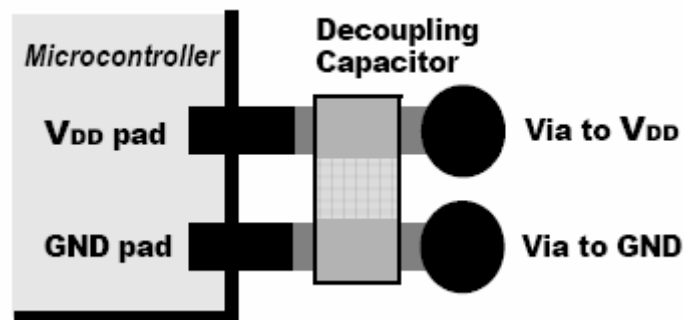


Fig. 3.16: Posizionamento del condensatore di decoupling locale (pin decoupling)

Le pad del condensatore devono essere il più vicino possibile ai pin VDD-GND del dispositivo e le tracce di connessione devono essere spesse. Se possibile, i condensatori di decoupling devono stare dallo stesso lato dei dispositivi ad alta velocità (ricordare che le vie aggiungono induttanza alle tracce). Come mostrato nella Fig. 3.16, prima si connette il condensatore al componente e quindi si collegano le vie ai piani VDD e GND. Se si ha la necessità di porre i condensatori sul bottom layer, bisognerebbe predisporre due vie in parallelo se possibile e le due vie (VDD e GND) devono essere vicine tra loro.

Con un decoupling globale invece, ogni coppia di pad VDD-GND è connessa direttamente (tramite vie) ai piani di alimentazione e massa e i condensatori sono posti intorno al componente (microcontrollore ad esempio) e connessi direttamente (tramite vie) ai power/ground plane. Il vantaggio di questa configurazione è il ridotto numero di condensatori richiesti visto che più coppie di pin VDD-GND condividono lo stesso condensatore di decoupling. Lo svantaggio è che si formano aree di loop di corrente

maggiori rispetto al pin decoupling. In Fig. 3.17 è illustrato un esempio di decoupling globale.

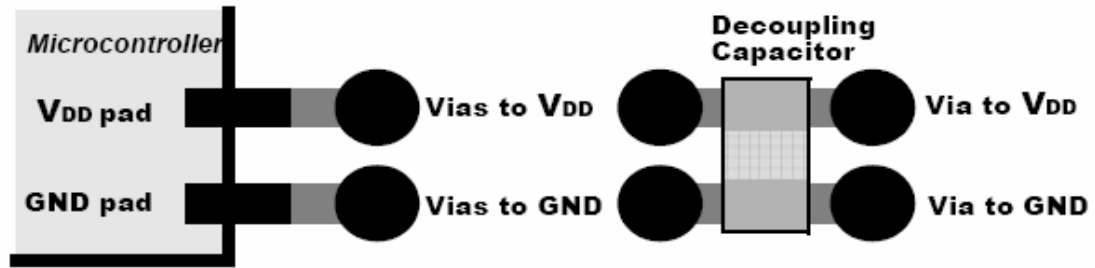


Fig. 3.17: Decoupling globale per PCB multi-layer

In questo caso bisogna predisporre almeno un numero di condensatori pari alla metà del numero delle coppie di pin VDD-GND dei dispositivi ad alta velocità. Evitare inoltre lunghe tracce tra le pad dei dispositivi ad alta velocità e le vie di connessione ai piani (addizionale induttanza). Se possibile, mettere le due vie (VDD e GND) in parallelo e vicine tra loro. Il decoupling globale ovviamente non può essere usato per schede a due layer.

3.9 Routing

Dopo aver completato il layout delle schede (stack-up, posizionamento dei componenti, decoupling, gestione del grounding e dell'alimentazione) comincia la fase di routing durante la quale devono essere tracciate sulla PCB tutte le connessioni elettriche. Disegnare in modo corretto ed appropriato le tracce sulla PCB è un elemento molto critico per le performance della scheda, soprattutto quando le tracce portano segnali ad alta frequenza: anche solo una connessione tracciata in modo errato può causare problemi fino a determinare il malfunzionamento del sistema.

I moderni programmi di progettazione elettronica forniscono uno strumento che effettua il routing automatico (autorouting) della PCB; anche se risulta possibile settare alcuni parametri (priorità di routing, spessore delle tracce, etc) è fortemente raccomandato l'uso del routing manuale, soprattutto per le tracce ad alta velocità e per quelle più sensibili. In realtà l'uso dell'autorouting è fortemente sconsigliato in tutti i casi perché un routing adeguato richiede un attento controllo di tutte le tracce (spesso risulta più facile e veloce tracciare manualmente tutte le connessioni piuttosto che controllare i percorsi tracciati dall'autorouting).

In questo paragrafo, partendo da un'analisi delle caratteristiche di base di una traccia, verranno analizzate le problematiche relative al routing delle schede e le tecniche di routing utilizzate per ottimizzare le prestazioni del sistema.

3.9.1 Caratteristiche di base di una traccia

Una traccia sulla PCB possiede resistenza, capacità e induttanza. La resistenza è determinata dal peso e dalla superficie trasversale del conduttore (rame); in particolare, la resistenza di una traccia, o in generale di un conduttore (la cui sezione è mostrata in Fig. 3.18) che ha lunghezza L , larghezza (o spessore) W ed altezza h , si calcola tramite la relazione:

$$R = \frac{\rho L}{A} = \frac{\rho L}{hW} = R_s \frac{L}{W}$$

dove ρ è la resistività del conduttore (quella del rame è pari a $1.7 \times 10^{-8} \Omega/m$), A è la superficie trasversale (data dal prodotto di h e W) ed R_s è la resistenza di strato.

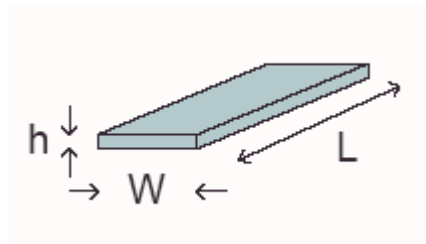


Fig. 3.18: Sezione di un conduttore per il calcolo della resistenza

La resistenza di strato R_s può essere calcolata, in funzione del peso di rame della traccia, tramite la Tabella 3.1.

Tabella 3.1: Resistenza di strato di una traccia

Conductor	R_s in $\mu\Omega$
PCB Copper Track (0.5oz Cu)	971
PCB Copper Track (1oz Cu)	486
PCB Copper Track (2oz Cu)	243
PCB Copper Track (3oz Cu)	162

La capacità della traccia è determinata dalla costante dielettrica del materiale ($\epsilon_0 \epsilon_r$), dalla superficie ($A = L W$) e dalla distanza (h) tra la traccia e il piano di riferimento sottostante, secondo l'equazione:

$$C = \frac{A}{h} \epsilon_0 \epsilon_r$$

dove ϵ_0 è la costante dielettrica dello spazio libero (8.854 pF/m) ed ϵ_r è la costante dielettrica relativa del substrato della PCB (4.7 per il laminato FR4). L'induttanza della traccia è distribuita su tutta la lunghezza ad approssimativamente 1nH/m.

Ad esempio, una traccia di rame del peso di 0.1 oz., della larghezza di 20 mil (0.5 mm), della lunghezza di 800 mil (20 mm) sopra un ground plane di laminato FR4 spesso 10 mil (0.25 mm) presenta una resistenza di 9.8 m Ω , una capacità (accoppiamento al ground) di 1.66 pF e un'induttanza di 20 nH. Se mettiamo a confronto i valori RLC calcolati per la singola traccia con gli elementi parassiti dei componenti, i primi possono essere trascurati; la somma dei valori di tutte le tracce che collegano tra loro due componenti può invece essere maggiore degli elementi parassiti dei componenti e quindi il suo contributo non è più trascurabile.

I fattori chiave per il controllo delle radiazioni emesse da una traccia sono: la lunghezza della traccia e il rapporto tra la larghezza della traccia e l'altezza rispetto al ground plane. Per minimizzare l'induttanza della traccia, le tracce dei clock e di altri segnali ad alta frequenza devono essere corte e spesse e portate su layer di segnale che sono adiacenti al ground plane o al power plane. Come mostrato in Fig. 3.19, il rapporto è idealmente tra 1:1 e 3:1; il livello di radiazione o l'impedenza non vengono ridotti in modo apprezzabile per rapporti al di sopra di 3:1; infatti, al di sopra di questa lunghezza le tracce cominciano a comportarsi come antenne ed aumentano le radiazioni emesse.

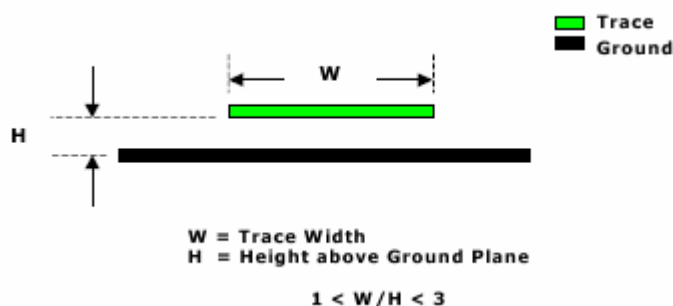


Fig. 3.19: Geometria della traccia

In generale, tutte le tracce di segnale (analogiche o digitali) devono essere le più corte possibile per minimizzare la possibilità che segnali estranei si accoppino al percorso di segnale. Bisogna prestare particolare attenzione ai terminali di ingresso dei dispositivi analogici che normalmente hanno un'impedenza maggiore rispetto ai pin di uscita o di alimentazione. In particolare, durante la conversione A/D gli ingressi delle tensioni di riferimento degli ADC sono più sensibili al rumore iniettato. Un altro potenziale problema di accoppiamento di rumore riguarda gli ingressi degli amplificatori operazionali; questi,

avendo un'alta impedenza di ingresso (tipicamente tra 10^9 e 10^{13} Ω) sono sensibili all'iniezione di correnti. Ciò può accadere se la traccia collegata ad un ingresso ad alta impedenza è vicina ad una traccia che commuta stato molto velocemente (rapide variazioni di tensione, come in un segnale digitale); attraverso l'alta impedenza della traccia, si ha un accoppiamento capacitivo di carica. In generale, quando due tracce su una PCB sono molto vicine, si forma un condensatore attraverso il quale i segnali possono accoppiarsi. Illustriamo questa situazione in Fig.3.20.

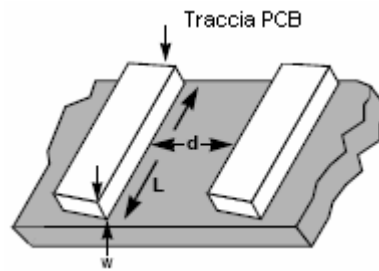


Fig. 3.20: Sezione trasversale di una PCB; capacità tra tracce adiacenti

Il valore (espresso in pF) della capacità tra due tracce della PCB è dato dalla relazione:

$$C = \frac{w L \epsilon_0 \epsilon_r}{d}$$

dove w è lo spessore della traccia (tipicamente 0.003 mm), L è la lunghezza che le due tracce percorrono in parallelo; ϵ_0 è la costante dielettrica dell'aria (8.85×10^{-12} F/m); ϵ_r è la costante dielettrica relativa del substrato e d è la distanza tra le due tracce. Tramite questo modello si può calcolare la quantità di corrente generata nella traccia ad alta impedenza:

$$I = C \frac{\delta V}{\delta t}$$

dove C è il valore della capacità tra le due tracce, δV è la variazione di tensione della traccia che sta commutando stato e δt è il tempo necessario alla transizione di livello della tensione.

Per il buon funzionamento della PCB bisogna controllare attentamente il percorso delle tracce ad alta impedenza cercando possibili problemi di accoppiamento capacitivo tra tracce adiacenti. Inoltre, bisogna sempre considerare il percorso delle correnti di ritorno per cercare possibili sorgenti di rumore sulle connessioni di ground; ciò viene fatto

determinando la densità di corrente e la quantità di rumore eventualmente presente in tutti i punti del piano di massa.

3.9.2 Integrità di segnale

Uno degli aspetti fondamentali nel progetto di sistemi digitali è l'integrità del segnale (SI: *Signal Integrity*); questo aspetto è stato per lungo tempo ignorato perché la probabilità di incontrare problemi di SI era considerata bassa. All'aumentare delle frequenze di clock (e al diminuire dei tempi di salita/discesa dei segnali) è aumentato anche l'interesse e la necessità di analisi di SI; i moderni circuiti digitali possono operare a frequenze fino al GHz con tempi di salita dell'ordine dei ps; a queste velocità una traccia su una PCB, anche se di lunghezza ridotta (ad esempio 1 inch = 25.4 mm) irradia energia creando problemi di tensione, di temporizzazioni e di interferenza, non solo su quella linea (traccia) ma anche lungo l'intera scheda e al di fuori di questa, verso altri circuiti.

Il problema è anche più critico quando si considerano circuiti misti (mixed-signal). Per esempio, consideriamo un sistema che utilizza un ADC ad alte performance che digitalizza i segnali analogici ricevuti; l'energia sulle uscite digitali dell'ADC può facilmente essere di 130 dB (10^{13} volte) maggiore dell'energia dell'ingresso analogico. Un qualsiasi rumore sulla parte digitale dell'ADC può degradare il segnale analogico a basso livello, rendendo così critica la prevenzione dell'accoppiamento del rumore.

La chiave per progettare un buon sistema digitale con ottime performance in termini di SI è riconoscere e correggere eventuali problemi di SI il prima possibile in modo da prevenire che questi causino problemi. Gli aspetti relativi all'integrità del segnale sono numerosi e sono correlati con le problematiche relative al layout della scheda e principalmente al routing, ovvero al modo in cui si tracciano le connessioni sulla PCB. L'uso dei piani di alimentazione e massa, il posizionamento dei componenti orientato all'isolamento fisico dei componenti sensibili da quelli rumorosi e il decoupling dell'alimentazione sono tutti fattori che aiutano ad ottenere buone performance in termini di SI. Altri aspetti da considerare sono il crosstalk, il controllo dell'impedenza, le riflessioni e le terminazioni delle tracce di segnale.

CROSSTALK

Il crosstalk è un tipo di interferenza causata dal rumore o dall'accoppiamento indesiderato di segnali; il crosstalk che si verifica tra due tracce su una PCB può inoltre propagarsi lungo i cavi di collegamento ed aumenta la possibilità di avere problemi di

EMI. La Fig.3.21 mostra la sezione trasversale di una PCB con tre tracce parallele ed i loro rispettivi campi elettromagnetici (EM).

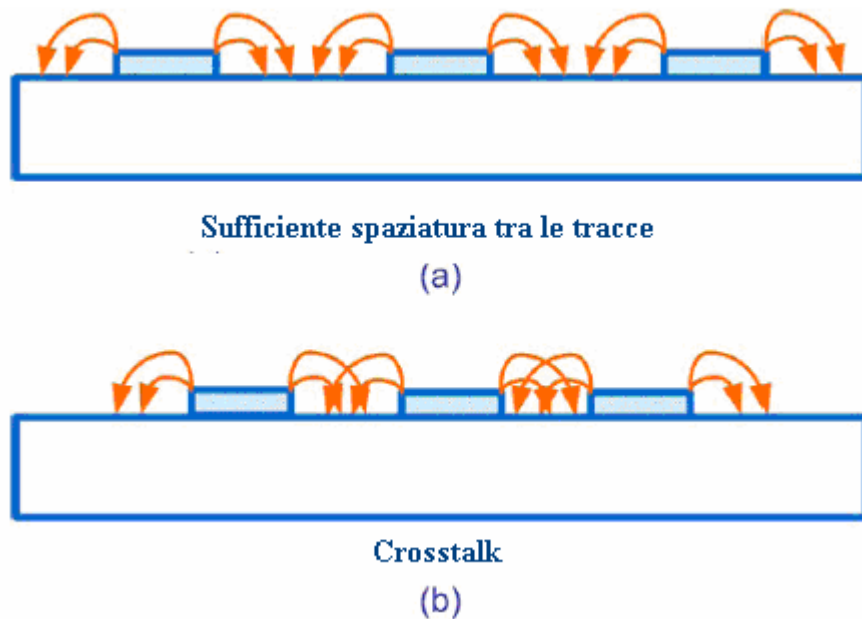


Fig. 3.21: Crosstalk tra tracce adiacenti in una PCB

Nella Fig. 3.21a (in alto) si vede che, quando tra tracce adiacenti c'è una sufficiente spaziatura, i relativi campi EM non interagiscono tra loro e quindi non sorgono problemi; nella Fig.3.21b (in basso) invece, essendo le tracce troppo vicine tra loro, gli associati campi EM interagiscono tra loro e i relativi segnali risultano corrotti: questo è il fenomeno del crosstalk.

Il crosstalk, prodotto dall'accoppiamento capacitivo del rumore o dall'accoppiamento del flusso magnetico può essere corretto aumentando lo spazio tra tracce adiacenti, anche se, a causa dell'alta densità di connessioni da tracciare sulla scheda, spesso ciò non è sempre possibile. Nel corso degli anni sono stati pubblicati diversi studi che propongono delle regole circa una "sufficiente" spaziatura tra i conduttori al fine di eliminare o ridurre il crosstalk. Una regola comune è la cosiddetta Regola 3W dove la minima distanza tra le tracce deve essere di almeno tre volte la larghezza della traccia (W). Per minimizzare ulteriormente l'accoppiamento magnetico, i piani di riferimento devono essere vicini ai segnali critici in modo da impedire che altro rumore sia accoppiato alle linee di segnale.

Comunque, il concetto di "sufficiente" distanza tra le tracce dipende dalla particolare applicazione, dall'ambiente e dai parametri del progetto e quindi la spaziatura minima tra le tracce può variare da caso a caso e deve essere calcolata di volta in volta. Ci sono inoltre casi in cui il crosstalk non può essere evitato (ad esempio in connettori ad

elevata densità e ad alta frequenza in cui la geometria è fissata) e bisogna quindi calcolare il suo impatto sul funzionamento del sistema in termini di integrità del segnale; in questi casi è essenziale utilizzare appositi programmi di simulazione. Per ridurre il crosstalk inoltre, soprattutto se si utilizzano layer di segnale adiacenti, si implementano direzioni di routing perpendicolari (x-y) sui due layer.

CONTROLLO DELL'IMPEDENZA E TERMINAZIONI DI SEGNALE

In circuiti ad alta velocità, il controllo dell'impedenza e le terminazioni di segnale sono elementi fondamentali da considerare; sono il fulcro dei circuiti a radiofrequenza (RF) e, a maggior ragione, in circuiti digitali a frequenze più elevate. Il fatto di non adattare l'impedenza di un segnale può produrre effetti dannosi nei circuiti digitali, come radiazioni, riflessioni e ringing. Questa situazione è illustrata in Fig.3.22.

Un segnale digitale (nell'esempio un singolo impulso) viene trasmesso dal dispositivo A al dispositivo B. Se non c'è adattamento di impedenza il segnale digitale viene riflesso indietro verso il dispositivo emettitore; il segnale riflesso viene poi fatto rimbalzare avanti e indietro tra le due estremità della linea di collegamento fino a che eventualmente viene dissipato dalle perdite resistive. I segnali riflessi inoltre introducono il ringing sul segnale che viene trasmesso sulla traccia e questo si ripercuote sui livelli di tensione e sulle temporizzazioni del segnale, deformando la forma d'onda e corrompendo così il funzionamento del sistema. Il percorso del segnale non adattato può poi causare l'irraggiamento del segnale nell'ambiente.

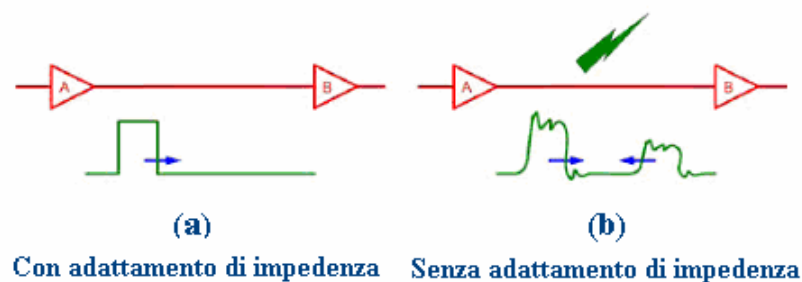


Fig. 3.22: Trasmissione di un segnale digitale con (a) e senza (b) adattamento di impedenza

I problemi che nascono dal disadattamento (mismatch) di impedenza possono essere minimizzati attraverso l'uso delle terminazioni di segnale che, nei casi più semplici consistono di uno o due componenti discreti (ad esempio un resistore a basso valore in serie alla traccia o semplici reti RC) posizionati sulla linea di segnale vicino al ricevitore. Le terminazioni limitano il tempo di salita/discesa di un segnale ed assorbono parzialmente

l'energia riflessa (non eliminano però completamente gli effetti distruttivi introdotti dal mismatch di impedenza). Comunque, tramite un'attenta selezione della configurazione e dei valori dei componenti, le terminazioni sono sufficientemente efficaci nel controllare gli effetti dell'integrità del segnale.

Non tutte le tracce comunque richiedono un adattamento di impedenza e la scelta o meno di adottarle è lasciata al progettista; il criterio di decisione varia a seconda dell'applicazione, ma in linea di massima dipende dalla lunghezza (linea di ritardo T_d) della traccia e dal tempo di salita T_r del segnale. Una regola spesso usata prevede la terminazione del segnale (adattamento di impedenza) se risulta:

$$T_d > \frac{1}{6} T_r$$

3.9.3 Tecniche di routing

Quando si tracciano le connessioni elettriche sulla PCB, sono numerosi i fattori da considerare per l'ottimizzazione del sistema e sono altrettanto numerosi gli artifici che possono essere utilizzati per questo scopo. Partendo dalla conoscenza delle caratteristiche elettriche della traccia e delle vie, si devono tenere in considerazione gli effetti che questi possono avere sui rispettivi segnali.

Per prima cosa bisogna classificare le tracce della PCB in tracce di potenza (alimentazione e massa) e tracce di segnale; queste ultime vanno ulteriormente suddivise in funzione della frequenza e dei tempi di salita dei relativi segnali. Per stabilire una strategia di routing, ovvero la sequenza con cui tracciare le connessioni, si devono individuare segnali particolarmente sensibili e segnali ad alta frequenza che possono creare maggiori problemi di rumore.

Ci sono poi delle specifiche stabilite da chi realizza fisicamente le PCB e che devono essere rispettate in modo molto rigoroso; le specifiche riguardano principalmente le dimensioni delle pad e delle vie e le clearance, ovvero le distanze tra le tracce e/o tra tracce e vie. Questi parametri sono mostrati in Fig. 3.23.

Il diametro delle pad (sia le piazzole dei componenti che le vie che mettono in comunicazione i layer della PCB) e lo spessore della traccia non devono scendere al di sotto di un certo limite a causa delle difficoltà realizzative (risoluzione del sistema di foratura).

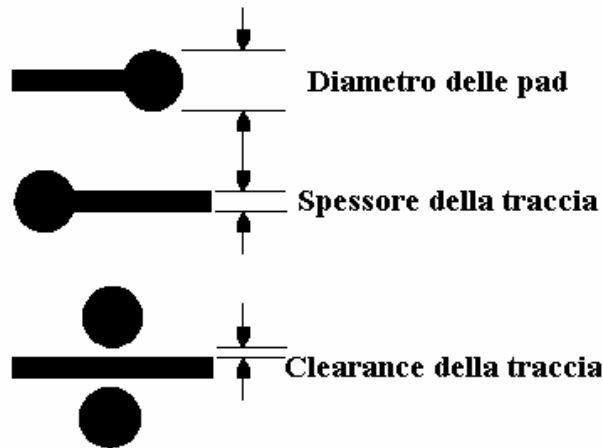


Fig. 3.23: Specifiche minime da rispettare

La minima clearance della traccia deve essere rispettata perché altrimenti, a causa della limitata risoluzione del sistema, oggetti tra loro troppo vicini vengono cortocircuitati.

Nel nostro caso il valore minimo consentito, per rispettare la risoluzione del sistema di fabbricazione delle PCB, sia per le dimensioni delle pad e delle tracce che per la clearance, è di 0.22 mm.

ANGOLI DELLE TRACCE

Per problemi di EMI/EMC, le correnti che portano segnali ad alta frequenza non devono incontrare discontinuità di alcun genere nelle relative tracce di segnale. Il tipo di discontinuità più comune che si possa presentare è l'angolo formato da una traccia nel suo percorso; bisogna cercare di limitare il numero di curve, soprattutto nelle tracce ad alta velocità, perché ogni variazione di direzione implica una variazione dell'impedenza dell'onda caratteristica della traccia. In Fig.3.24 sono mostrati tre modi diversi di tracciare un angolo di 90°.

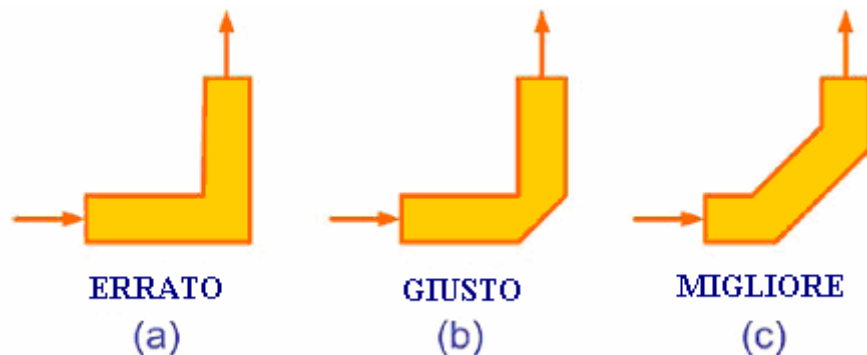


Fig. 3.24: Angoli delle tracce ad alta frequenza

Gli angoli retti che sono tracciati in modo netto (Fig. 3.24a), anche se possono funzionare senza problemi a bassa frequenza, sono da evitare perché, all'aumentare della

frequenza, irradiano energia verso l'esterno (si creano alti campi EM in prossimità dell'angolo); il cambiamento della larghezza della traccia causa inoltre variazioni dell'impedenza caratteristica che genera riflessioni. Questi possono essere sostituiti da angoli a 90° tagliati "mitred" (Fig. 3.24b) o da due tracce che formano angoli di 45° (Fig. 3.24c); quest'ultima è la soluzione migliore perchè la traccia, pur variando direzione, mantiene inalterata la sua larghezza per tutto il percorso della curva.

VIE

Le vie sono dei fori laminati attraverso i quali è possibile mettere in comunicazione tra loro i diversi layer di cui è costituita una PCB; un esempio è mostrato nella Fig. 3.25.

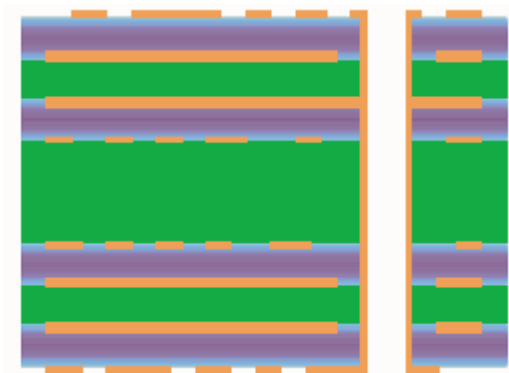


Fig. 3.25: Sezione trasversale di una PCB con una via

Esistono delle restrizioni sulle dimensioni minime delle vie (diametro interno del foro ≥ 8 mil = 0.2032 mm) e sul cosiddetto "aspect ratio" che è il rapporto tra lo spessore della scheda e il diametro della via; questo parametro indica il grado di realizzabilità della via: più è grande questo rapporto, maggiori sono le difficoltà di ottenere un buon rivestimento metallico. Come criterio generale l'aspect ratio non dovrebbe superare il valore di 8.

Le vie richiedono delle pad (piazzole) su ogni layer al quale sono connesse. Poiché non è garantito un perfetto allineamento rispetto alle tracce di rame, è necessario aggiungere un anello di rame attorno al foro laminato; questo assicura che il rame non si rompa durante le operazioni di foratura.

Quando una via passa attraverso un piano, ma non è a questo connessa, deve essere rispettata una certa clearance. Quando invece c'è il collegamento con il piano, è richiesta una struttura che aiuti nella dispersione del calore per facilitare le operazioni di saldatura. Di solito si ricorre ad una struttura a croce costituita da quattro piccoli ponti metallici (tracce) che collegano la via al piano; questa configurazione è mostrata in Fig. 3.26.



Fig. 3.26: Vista dall'alto di una via connessa ad un piano

Le vie sono più larghe delle tracce di segnale ed occupano tutti i layer riducendo lo spazio che si ha a disposizione per tracciare le connessioni; per poter ottenere PCB ad elevata densità, sono resi disponibili altri due tipi di vie. Nella Fig. 3.27 sono illustrati i tre tipi di vie.

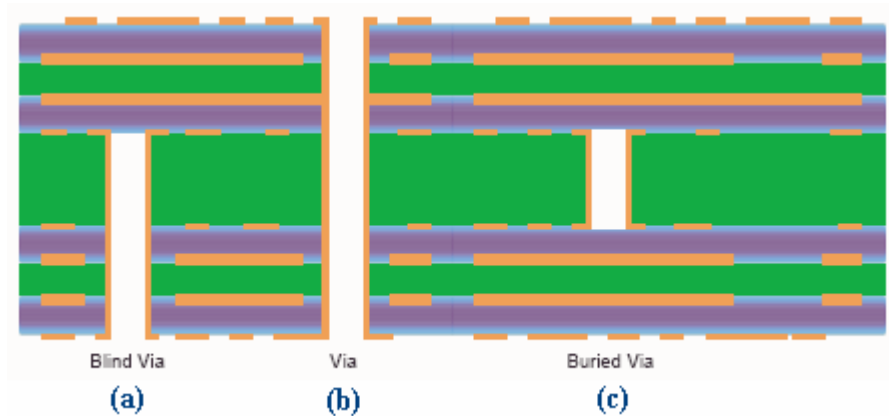


Fig. 3.27: Diversi tipi di vie a) blind b) standard c) buried

Le cosiddette blind (cieche) via (Fig. 3.27a) permettono la connessione tra un layer esterno ed uno o più layer interni, mentre le buried (sepolte) via (Fig. 3.27c) connettono tra loro layer interni. I vantaggi di questi tipi di vie sono la maggiore densità di tracce consentita (le vie non percorrono tutti i layer) ed una maggiore sicurezza della PCB (“creepage” e clearance per l’isolamento elettrico). Gli svantaggi sono invece un processo di fabbricazione più complesso e quindi un costo maggiore.

Anche se l’uso delle vie facilita notevolmente lo sbroglio del circuito consentendo di sfruttare contemporaneamente più layer di segnale, il loro numero dovrebbe essere ridotto al minimo. Ogni via infatti aggiunge approssimativamente $0.5 \div 3$ nH di induttanza alla traccia e l’induttanza in una traccia può causare problemi alla qualità del segnale (dominio del tempo) e potenziali emissioni RF (dominio della frequenza). L’induttanza totale di un percorso include il contributo della traccia e di tutte le vie incontrate.

Il posizionamento delle vie è un altro fattore che influenza le prestazioni della PCB in termini di EMI/EMC. Le correnti di segnale utilizzano i piani di massa e alimentazione come percorsi di ritorno alle sorgenti; per minimizzare l'area di loop (e quindi le radiazioni) nei percorsi di ritorno dovrebbero essere evitate le discontinuità e le aree ad alta impedenza (aperture e gruppi di vie). Nella Fig. 3.28 sono mostrati tre esempi di raggruppamenti di vie.

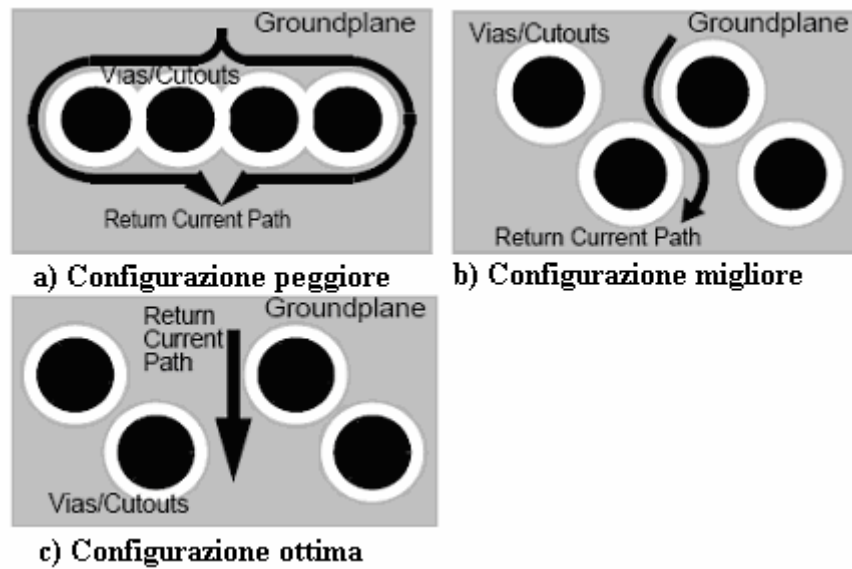


Fig. 3.28: Raggruppamenti di vie e percorsi di ritorno delle correnti

Nella Fig.3.28a le vie sono allineate e la corrente di ritorno, dovendo aggirare l'ostacolo, scorre attorno al gruppo di vie percorrendo un tragitto molto grande; nella Fig.3.28b, essendo le vie più distanziate tra loro, la corrente di ritorno fa solo una piccola deviazione nel suo percorso di ritorno; la configurazione mostrata in Fig. 3.28c rappresenta comunque la soluzione ideale perché tra le vie c'è un sufficiente spazio tale da consentire il passaggio della corrente di ritorno senza alcuna deviazione, ottenendo così il percorso minore.

ORDINE DI ROUTING

Uno degli elementi essenziali per la realizzazione del layout di un circuito ad alta velocità è provvedere ad un'alimentazione a bassa impedenza in modo che si possano ottenere rapide variazioni di corrente senza provocare salti di tensione sulle linee dell'alimentazione. La capacità dei circuiti digitali di commutare stato molto velocemente (nel range dei ns) dipende molto dall'induttanza dell'alimentatore; per ridurre le tensioni di rumore dell'alimentazione è necessario che l'alimentazione abbia una bassa impedenza. Per ottenere connessioni di ground e power a bassa induttanza si ricorre all'uso dei piani

che, offrendo vaste superfici conduttive, riducono in modo efficace l'induttanza. Il routing delle tracce di ground e power, soprattutto dove non sono previsti piani di massa e alimentazione, richiede particolari accorgimenti al fine di minimizzare la resistenza delle connessioni: le tracce di ground e power devono essere le più spesse possibile, pur dovendo lasciare sufficiente spazio per lo sbroglio delle tracce di segnale. L'effetto dell'induttanza delle connessioni di ground e power può essere mitigato da un'attenta selezione e da un appropriato posizionamento dei condensatori di decoupling; per questa ragione, le prime connessioni ad essere tracciate sulla PCB devono essere quelle di massa e alimentazione, soprattutto dove non sono previsti power e ground plane.

Dopo aver tracciato le connessioni del sistema di massa e di alimentazione, segue il layout delle tracce di segnale. Quando si ha a che fare con schede mixed-signal, segnali analogici e digitali non devono essere combinati tra loro; bisognerebbe tracciare prima le connessioni più delicate e sensibili, stando attenti a potenziali percorsi di accoppiamento; le tracce sensibili e ad alta frequenza devono essere lontane da tracce di potenza molto rumorose. I segnali analogici a basso livello di tensione possono facilmente essere corrotti dai segnali digitali; se segnali analogici e digitali devono coesistere nella stessa zona della PCB, bisogna assicurarsi che le relative tracce si incrocino ad angoli di 90° (direzioni di routing ortogonali su diversi layer di segnale) per ridurre gli effetti dell'accoppiamento incrociato (cross-coupling).

Il passo successivo consiste nel tracciare le connessioni di I/O che portano i segnali che si interfacciano direttamente con i componenti esterni attraverso lunghi cavi di interconnessione. Generalmente è buona norma tracciare i segnali di I/O in modo che non siano troppo lontani dai connettori a cui sono collegati; quando le tracce di I/O sono lontane dai loro punti di ingresso/uscita sui connettori, la probabilità di avere un accoppiamento induttivo o capacitivo ad altri circuiti aumenta notevolmente. I segnali ad alta frequenza possono essere indotti o accoppiati nelle linee di I/O e questo fa in modo che i conduttori di I/O irradiano energia come farebbe una buona antenna. Mantenere le tracce di I/O vicino ai loro connettori minimizza inoltre la possibilità che le interferenze elettromagnetiche (EMI) portate dai conduttori di I/O dall'esterno della scheda possa penetrare nei circuiti all'interno della PCB.

Dopo le tracce di I/O vengono disegnate le tracce ad elevata velocità; queste tracce possono portare segnali di dati o di clock molto sensibili e fondamentali per il corretto funzionamento del sistema e quindi necessitano di una particolare attenzione. Il routing

delle tracce che trasmettono segnali ad alta frequenza è l'argomento del prossimo paragrafo.

TRACCE AD ALTA FREQUENZA

Le tracce ad elevata velocità sono quelle più sensibili a piccoli incrementi di induttanza. L'induttanza è la proprietà elettrica che si oppone a qualsiasi brusca variazione di corrente lungo la traccia limitando così potenzialmente la velocità alla quale un circuito può commutare stato; in questo modo vengono degradate le prestazioni del sistema in termini di integrità del segnale. Per mantenere bassa l'induttanza delle tracce ad alta velocità, le tracce devono essere le più corte possibile; in questo modo inoltre l'area di loop efficace, formata dalla regione fisica delineata dalla traccia che porta il segnale e dalla traccia di ritorno del segnale, viene ridotta, riducendo così radiazioni e pickup dovuti agli effetti dell'antenna che si è creata. Le tracce ad alta velocità, per poter essere corte, devono essere tracciate il prima possibile per ottimizzare i percorsi, la lunghezza e la geometria di routing.

Queste linee non devono essere tracciate in parallelo con tracce ad alta corrente che commutano perché potrebbero essere disturbate dai segnali elettromagnetici accoppiati; l'effetto può facilmente causare il malfunzionamento del circuito. In un qualsiasi sistema che utilizza dispositivi digitali, e soprattutto nei sistemi a microcontrollore, i segnali di clock sono i segnali più sensibili e importanti: se il clock subisce una deformazione o un ritardo di fase, può portare fuori sincronizzazione tutto il sistema.

I componenti che utilizzano per il loro funzionamento segnali di clock o segnali periodici devono essere posti in zone tali da ottenere il più corto e diretto percorso tra due punti senza l'utilizzo di vie (se possibile) perché ogni via aggiunge un'ulteriore contributo di induttanza alla traccia. Più veloci sono le transizioni del segnale di clock (bassi tempi di salita), più queste regole diventano obbligatorie. Le linee di clock devono sempre essere le più corte possibile; infatti, più è lunga la traccia, maggiore è la probabilità che vengano prodotte correnti RF e che la distribuzione spettrale dell'energia RF creata sia maggiore.

Come sarà spiegato nel paragrafo successivo, uno dei problemi principali quando si utilizzano gli split plane, è l'attraversamento delle tracce sulle aperture dei piani di potenza (massa e alimentazione). Per ridurre l'area del loop di corrente (e quindi le radiazioni) questa situazione dovrebbe essere possibilmente evitata. Se è assolutamente necessario tracciare un segnale attraverso un'apertura del piano, si possono inserire dei piccoli condensatori di collegamento attraverso la fenditura; il condensatore infatti, pur mantenendo l'isolamento in continua (DC) tra le sezioni isolate dello split plane, fornisce

un percorso continuo ad alta frequenza (AC) per la traccia attraverso l'apertura. Questi condensatori dovrebbero essere posti vicino alla traccia (entro una distanza di 0.1") e il loro valore è di solito compreso tra 0.001 μ F e 0.01 μ F (dipende dalla frequenza del segnale). Questo artificio non è però certamente una soluzione ideale perché la corrente di ritorno deve compiere un percorso maggiore (attraverso le pad del condensatore e le relative vie) che aggiunge induttanza al percorso di ground.

Le tracce di clock devono essere terminate per ridurre il ringing (migliorando l'integrità del segnale) e per prevenire la creazione di indesiderabili correnti RF; anche tracce di clock terminate in modo non corretto possono degradare il segnale fino a renderlo non funzionale, dipende dalla frequenza di lavoro e dalla famiglia logica del dispositivo.

SEGNALI DIFFERENZIALI

Sempre più spesso si utilizzano per la trasmissione, coppie differenziali (differential pairs) che portano due segnali complementari; questo consente di ottenere un'eccellente immunità dal rumore e di migliorare il rapporto segnale/rumore (SNR). Per poter mantenere questi vantaggi bisogna seguire delle precise regole di routing: le due connessioni devono essere tracciate vicine tra loro e devono avere la stessa lunghezza. I problemi nascono quando la coppia differenziale deve essere tracciata tra due dispositivi che non sono allineati tra loro; le relative tracce, come mostrato in Fig. 3.29, devono percorrere delle curve.

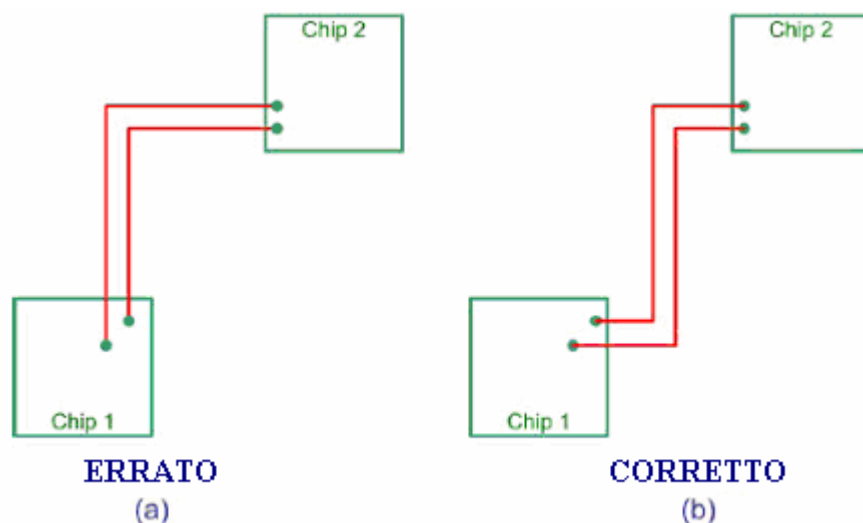


Fig. 3.29: Routing di un segnale differenziale

La prima soluzione (Fig.3.29a) non rispetta il vincolo dell'adattamento di lunghezza perché la traccia esterna è visibilmente più lunga dell'altra; nella soluzione corretta (Fig. 3.29b) si effettuano due cambiamenti di direzione in modo da forzare le due

tracce ad avere la stessa lunghezza. La regola generale è quindi far seguire ad ogni variazione di direzione un'altra variazione in direzione opposta.

3.10 Grounding

Avere un sistema di massa e alimentazione stabile e compatto è uno degli aspetti fondamentali del progetto di un sistema; la gestione della massa in particolare risulta critica perchè da questa dipendono numerosi altri effetti che possono causare dei malfunzionamenti del sistema.

Abbiamo già sottolineato quanto sia importante avere all'interno del sistema un piano dedicato per il riferimento di massa: il ground plane agisce come percorso di ritorno a bassa impedenza per le correnti, disaccoppiando così le correnti digitali ad alta frequenza da quelle analogiche; inoltre minimizza le emissioni EMI/RFI e, grazie all'effetto schermante, riduce la suscettibilità del circuito ad emissioni EMI/RFI esterne. L'utilizzo di piani di massa consente inoltre la trasmissione dei segnali (analogici o digitali ad alta velocità) tramite le tecniche delle linee di trasmissione (microstrip o stripline) dove è richiesto il controllo dell'impedenza.

Per minimizzare le interferenze relative alla massa è essenziale capire il meccanismo che genera il rumore del ground: tutti i percorsi di ground hanno un'impedenza finita e, in tutti i circuiti, il flusso di corrente deve tornare alla sorgente che l'ha generata. Quando la corrente circola attraverso una linea di ground ad impedenza finita, si genera inevitabilmente un salto di tensione che causa a sua volta interferenza nel sistema di ground; all'aumentare della frequenza aumenta anche l'interferenza risultante nel ground. La teoria dei circuiti elementari afferma che la variazione (nel tempo) della corrente in un conduttore, moltiplicata per l'induttanza L del conduttore, produce una tensione:

$$V = L \, di/dt$$

I sistemi digitali ad alta frequenza creano dei picchi di corrente durante le commutazioni, ovvero quando i transistor vengono accesi o spenti; i sistemi analogici creano picchi di corrente quando variano le condizioni di carico. Molti sistemi digitali presentano un'immunità al rumore maggiore rispetto a quelli analogici, ma questi salti di tensione possono comunque degradarne i margini di rumore; bassi livelli di rumore nel sistema di ground possono degradare notevolmente le performance di componenti analogici a basso livello di tensione (come ad esempio amplificatori e convertitori A/D).

Ad esempio, per un segnale di 2 V_{p-p}, anche un errore di soli 200 mV di tensione, può causare problemi: l'errore è pari al 10% del livello del segnale e questo si traduce in una riduzione dell'accuratezza.

Abbiamo inoltre già detto come, attraverso un'impedenza comune, possa verificarsi l'accoppiamento del rumore tra due circuiti; questa situazione è mostrata in Fig. 3.30.

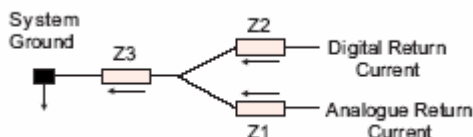


Fig. 3.30: Accoppiamento tra parte analogica e digitale dovuta all'impedenza comune

La tensione nel nodo formato dai due segnali è dovuta alle correnti ed alle induttanze dei percorsi dei segnali analogici e digitali; il rumore, a causa dell'impedenza comune Z_3 , è ora condiviso tra i due segnali. Viene così creata una tensione di offset DC tra il punto di ground e il nodo sommatore; nei sistemi digitali questo offset è dinamico e produce una componente di rumore AC ad alta frequenza che, quando avvengono delle commutazioni, può disturbare il funzionamento della circuiteria analogica a basso livello di tensione. Nella Fig. 3.31 è mostrato un altro esempio in cui si vede come la corrente digitale che circola nel percorso di ritorno analogico crei un errore di tensione.

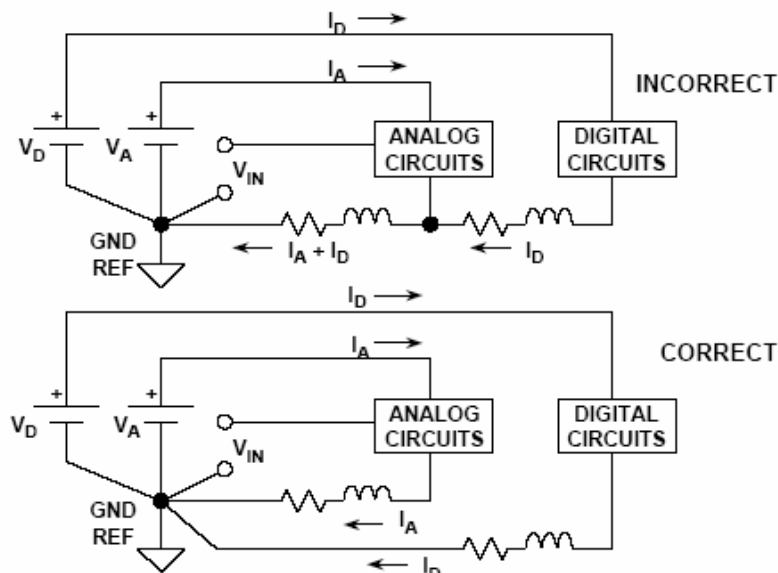


Fig. 3.31: Accoppiamento tra parte analogica e digitale dovuta all'impedenza comune

Nella figura in alto, la corrente digitale di ritorno (I_D) modula infatti la corrente di ritorno analogica ($I_A \rightarrow I_A + I_D$) perché la resistenza e l'induttanza del percorso di ground (ritorno della corrente) sono in comune tra circuiti analogici e digitali. Una possibile

soluzione, mostrata nella figura in basso, è fare in modo che la corrente digitale di ritorno passi direttamente nel riferimento di ground (GND REF): questo è il concetto fondamentale del cosiddetto “system star ground” o “single-point ground system”. Implementare una simile struttura in sistemi che contengono numerosi percorsi di ritorno ad alta frequenza è quasi impossibile a causa della resistenza e induttanza parassite introdotte dalle tracce di ritorno ed è altrettanto difficile evitare la condivisione di impedenza tra circuiti diversi, soprattutto alle alte frequenze, senza l'utilizzo di un ground plane a bassa impedenza. Per minimizzare l'induttanza e la resistenza serie, tutti i pin di ground dei circuiti integrati dovrebbero essere saldati direttamente al ground plane.

L'obiettivo base di un buon sistema di ground è la minimizzazione delle tensioni di rumore che provengono dalle correnti che circolano attraverso l'impedenza della massa. Per realizzare un sistema di ground efficace bisogna innanzitutto considerare dove circolano le correnti e se i percorsi di ground rumorosi e sensibili sono collegati tra loro. I riferimenti di massa dei segnali devono consentire percorsi di ritorno a bassa impedenza alle sorgenti dei segnali; questo può essere ottenuto determinando il tipo di circuiti usati e le frequenze operative del sistema. Molti sistemi contengono sia circuiti digitali ad alta frequenza che circuiti analogici a basso livello di tensione; alcuni sistemi possono anche includere elementi molto rumorosi come switch ad alta corrente o relè; questi circuiti dovrebbero essere separati dal resto del sistema e i loro percorsi di ground non dovrebbero essere in comune agli altri.

Un altro problema relativo al sistema di riferimento (massa) è il ground bounce; come sappiamo, tutte le misure di tensione vengono fatte rispetto ad una tensione di riferimento che di solito è il ground (riferimento di massa ideale a 0 V). Il ground bounce è il fenomeno per cui una corrente alternata (AC) che circola in un'induttanza causa differenti tensioni istantanee di ground in punti diversi del sistema. L'uso dei piani di massa aiuta a risolvere anche questo problema.

3.10.1 Split plane

Il problema principale in PCB mixed-signal, ovvero che contengono sia dispositivi analogici che digitali, è prevenire che le correnti di ground dei circuiti digitali contaminino la circuiteria analogica a basso livello di tensione. Una tecnica molto usata per risolvere il problema, ovvero per isolare la massa analogica da quella digitale, è separare fisicamente i componenti analogici sensibili dai componenti digitali rumorosi ed utilizzare piani di massa distinti per le due sezioni; dove non risulta possibile l'uso di più piani di massa, si divide fisicamente (split) il ground plane in due regioni: analogica e digitale.

Lo stesso discorso vale anche per la gestione dell'alimentazione. In un qualsiasi circuito possiamo avere differenti tensioni di alimentazione a causa delle diverse tecnologie di fabbricazione dei dispositivi; di solito i componenti analogici sono alimentati con una tensione di 5 V, mentre quelli digitali sono alimentati con 3.3 V (o tensioni minori: 2.5 V, 1.8 V o 1.2 V); ci sono inoltre dispositivi, come ad esempio gli amplificatori operazionali, che richiedono un'alimentazione duale di ± 5 V, ± 12 V o ± 15 V. Differenti tensioni di alimentazione richiedono ovviamente circuiti di regolazione separati e si possono prevedere diversi regolatori di tensione per le sezioni analogica e digitale della scheda, anche se entrambe hanno le stesse specifiche di tensione e corrente (potenza).

Il motivo principale per prevedere la separazione del piano di massa e l'uso di molteplici tensioni regolate è l'isolamento del rumore. Tutti i segnali circolano in un percorso chiuso (loop); per ogni segnale che circola in una traccia della PCB, c'è un segnale di ritorno che torna indietro verso la sorgente. Il segnale di ritorno è di solito sul piano più vicino alla traccia e, almeno nei circuiti veloci con bassi tempi di salita, è il più vicino possibile alla traccia. La Fig. 3.32 mostra la distribuzione di corrente di un segnale di ritorno sul piano di riferimento immediatamente sotto la traccia, ovvero la variazione della densità di corrente vicino ad una traccia, cioè la densità di elettroni (la corrente è infatti un flusso di elettroni). Poiché gli elettroni possiedono una carica e la densità di carica non è altro che una tensione, c'è anche un gradiente di tensione che si verifica in prossimità della traccia.

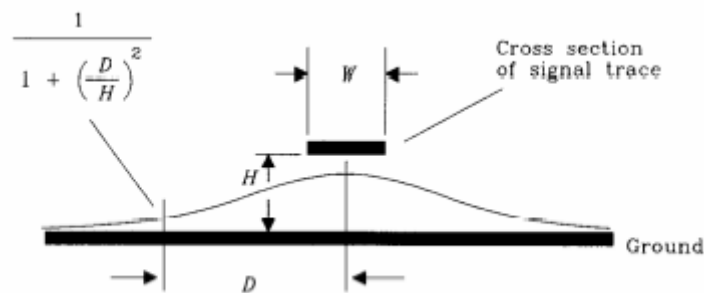


Fig. 3.32: Distribuzione di corrente di un segnale di ritorno sul piano sotto la traccia di segnale

Come si vede in figura, la densità di corrente nel punto a distanza D dal centro della traccia è proporzionale a:

$$\frac{1}{1 + \left(\frac{D}{H}\right)^2}$$

Variazioni nei gradienti di tensione possono verificarsi per diverse ragioni (come in figura, a causa delle correnti di ritorno ad alta frequenza, o a causa delle commutazioni dei dispositivi digitali) e costituiscono un rumore che non proviene dall'esterno del circuito, ma è generato dal circuito stesso. Una regola per la gestione di un buon sistema di potenza (alimentazione e massa) non è di cercare di prevenire che il rumore presente sui piani entri nel circuito, ma è invece prima di tutto di evitare che il rumore generato dal nostro circuito arrivi ai piani. Il fatto di utilizzare piani di massa separati e differenti regioni di alimentazioni regolate per diversi circuiti e diversi stadi dello stesso circuito è dovuto infatti al tentativo di prevenire che il rumore generato da un circuito (o da una parte di questo) interagisca ed interferisca con i segnali in un altro circuito (o in altre parti dello stesso circuito).

Il controllo del rumore e l'isolamento di sezioni diverse è l'obiettivo primario in PCB mixed-signal, soprattutto ad alte frequenze di lavoro; vogliamo infatti, ad esempio, che il rumore del trasmettitore non interagisca con il ricevitore o che il rumore della sezione digitale non interferisca con la sezione analogica.

Supponiamo infatti di inviare nella sezione trasmittente, un segnale che viaggia lungo una traccia; il segnale di ritorno, che circola principalmente sotto la traccia, si estende per una certa distanza oltre i bordi della traccia. Se il circuito del ricevitore è vicino a questo gradiente di ritorno, parte del rumore del trasmettitore può accoppiarsi nella sezione del ricevitore. La necessità di utilizzare una sezione di alimentazione separata per il ricevitore è cercare di isolare le due sezioni ed un singolo piano di massa sembra lavorare contro questo obiettivo. Una buona regola di progetto è quindi avere due distinti piani di massa e di alimentazione per il trasmettitore e per il ricevitore. In modo analogo, un segnale digitale che circola in una traccia genera un gradiente di ritorno sul piano di riferimento sotto la traccia; questo segnale può causare un segnale di rumore che può essere iniettato in una traccia analogica vicina.

Quando si utilizzano piani di massa separati, il riferimento del sistema deve essere comunque lo stesso (0 V); è di fondamentale importanza che, quando diversi piani di massa sono connessi tra loro, la connessione sia fatta in un singolo punto. Se invece i punti di collegamento sono due o più, alcuni segnali di ritorno potrebbero viaggiare su entrambi i piani (non solo sul piano sotto la traccia) annullando così la separazione che stavamo cercando di ottenere tramite alimentazioni e masse separate; anche peggio, è possibile (sotto certe condizioni) per i segnali di rumore di circolare in un loop che comprende entrambi i piani di riferimento, attraversandoli entrambi nei punti di collegamento. Questi

loop di corrente sono chiamati “ground loops” e, anche se la loro origine è ancora oscura, gli effetti sono ben noti ed includono problemi di rumore, di radiazioni EMI e, in casi estremi, anche dissipazione di potenza e problemi di riscaldamento. Il controllo dei loop di ground è relativamente semplice; se tra i piani di riferimento c’è un solo punto di connessione non ci sono loop sui quali il segnale possa circolare.

Un altro fattore molto importante da considerare quando si utilizzano piani di massa e alimentazione separati in sezioni analogica e digitale, è fare in modo che porzioni di piani diversi non si sovrappongano tra loro; nella Fig. 3.33 la parte analogica del power plane (Analog P) è stata erroneamente sovrapposta sulla parte digitale del ground plane (Digital G).

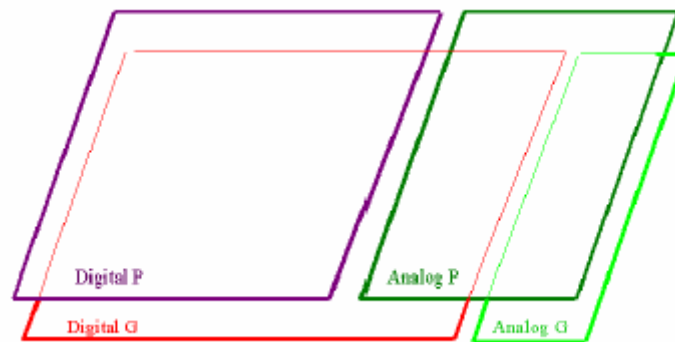


Fig. 3.33: Sovrapposizione tra sezione analogica e digitale

Un condensatore, nella sua forma più semplice è costituito da due superfici conduttive separate tra loro da un dielettrico; l’area in cui due diversi piani si sovrappongono tra loro forma quindi un piccolo condensatore. Anche la più piccola capacità fornisce comunque un percorso attraverso il quale il rumore può viaggiare tra una sezione e l’altra, eliminando la separazione funzionale che si è cercato di creare. L’accoppiamento capacitivo tra piani che deriva dalla sovrapposizione di porzioni di piani diversi può causare l’accoppiamento dei segnali. Una parte molto importante del posizionamento dei componenti sulla PCB è quindi cercare di raggruppare tra loro parti che hanno in comune l’alimentazione (e la massa).

Un altro vincolo che si presenta nel caso in cui si usino gli split plane è che nessuna traccia può attraversare la separazione tra due piani; questo tema è l’argomento del prossimo paragrafo.

3.10.2 Discontinuità dei piani di massa

Anche se la separazione fisica dei piani di massa (in sezioni analogica e digitale) può funzionare bene isolando maggiormente le due circuiterie, presenta molti potenziali problemi soprattutto in sistemi molto complessi. Uno dei vincoli principali e più comuni è che non si possono tracciare connessioni sulle aperture (split) dei piani (sia di massa che di alimentazione), altrimenti si verificano principalmente tre problemi.

Abbiamo visto che l'uso dei piani risulta indispensabile in applicazioni in cui si voglia ottenere il controllo dell'impedenza (linee di trasmissione); un buon controllo dell'impedenza richiede un controllo continuo della geometria ed un percorso di ritorno continuo direttamente sotto la traccia. Se una traccia attraversa la linea di confine tra due piani, il segnale di ritorno non può saltare questa discontinuità (gap) e questo causa una discontinuità di impedenza ed una riflessione e quindi un potenziale problema di rumore in quel punto.

Inoltre, se il segnale di ritorno non può saltare la discontinuità, deve cercare un percorso alternativo che aumenta inevitabilmente l'area del loop di corrente aumentando i problemi di EMI/EMC.

Supponiamo poi che due tracce attraversino una separazione tra due piani; poiché le loro correnti di ritorno non possono saltare il gap, devono trovare un altro percorso. Anche se le tracce di segnale sono separate tra loro, i loro percorsi di ritorno non lo sono, incrementando così la probabilità di avere crosstalk. Quindi, quando i segnali attraversano gli split plane, può verificarsi il crosstalk anche dove non ci sono cause apparenti e questo tipo di crosstalk è inoltre difficile da diagnosticare.

Se dividiamo il piano di massa in analog e digital ground e anche solo una traccia attraversa l'apertura, come mostrato in Fig. 3.34, le prestazioni del sistema peggiorano notevolmente perché dipendono dal percorso della corrente di ritorno.

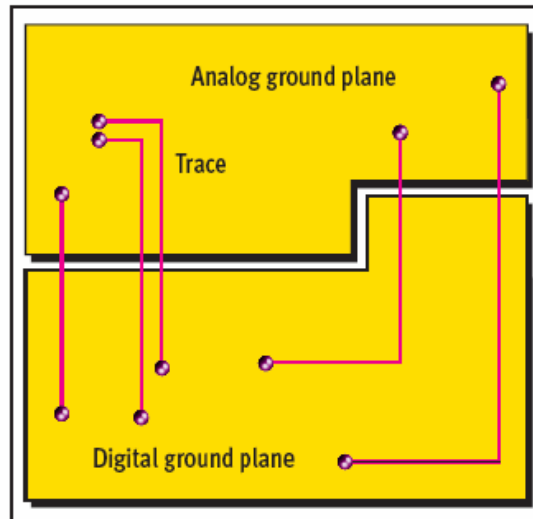


Fig. 3.34: Tracce di segnale attraversano l'apertura (split) del ground plane

Supponendo che i due piani di ground siano connessi tra loro in un singolo punto, il percorso della corrente di ritorno non sarà più immediatamente sotto la traccia (c'è un ostacolo da aggirare), ma si allargherà creando una spira più grande. Correnti ad alta frequenza che circolano in grandi spire producono radiazioni e un'alta induttanza di ground; correnti analogiche a basso livello che circolano in grandi spire sono suscettibili ad interferenze. Una configurazione da evitare assolutamente è quella mostrata in Fig. 3.35, dove il piano di massa è diviso in analogico e digitale e le due parti sono connesse insieme solo sull'alimentazione.

In questo caso infatti la corrente di ritorno viene forzata a tornare indietro verso il ground dell'alimentazione formando una spira veramente molto grande; inoltre, abbiamo creato un dipolo (antenna) costituito dai piani di massa analogica e digitale che si trovano a differenti potenziali RF e sono collegati tra loro attraverso fili (o tracce) molto lunghi.

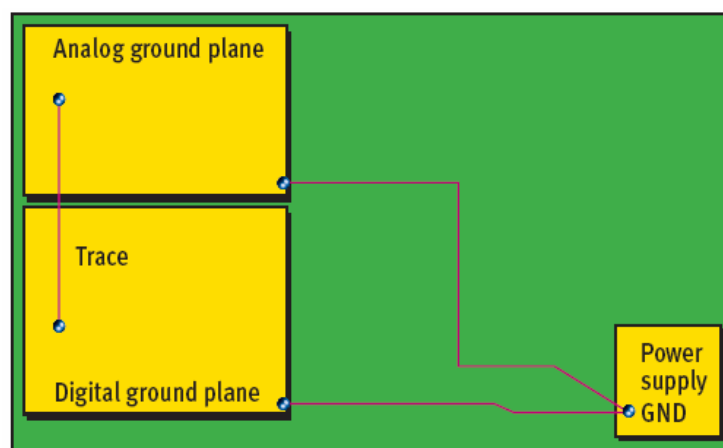


Fig. 3.35: Traccia che attraversa la separazione tra ground analogico e digitale

Per evitare questi problemi (causati dal passaggio di una traccia sulle aperture dei piani) bisogna innanzitutto prestare molta attenzione al layout della scheda e al posizionamento dei componenti; i circuiti devono essere raggruppati in base all'alimentazione e quindi al flusso dei segnali.

Se è necessario suddividere il piano di massa in ground analogico e digitale (lo stesso vale per il power plane) ed inoltre devono passare delle tracce attraverso l'apertura, bisogna prima collegare i due piani tra loro formando una sorta di ponte. Questa situazione è mostrata in Fig. 3.36.

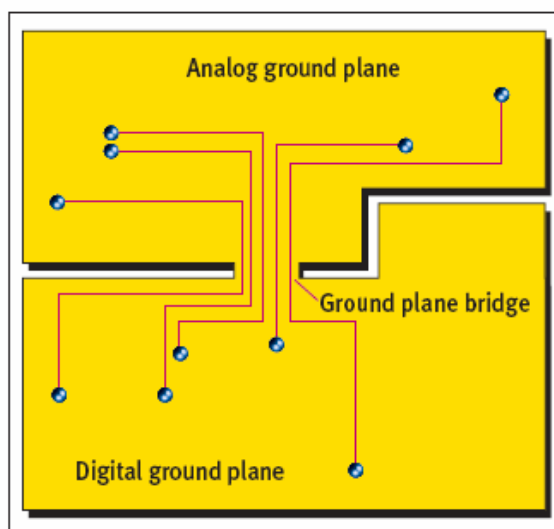


Fig. 3.36: I piani di ground analogico e digitale sono collegati tra loro (ponte)

In questo modo, tutte le tracce possono passare da un piano all'altro senza attraversare le fenditure; il ponte (zona di collegamento tra i due ground) fornisce un percorso di ritorno per la corrente direttamente sotto la relativa traccia, producendo così una spirale di corrente veramente molto piccola e riducendo di conseguenza le radiazioni emesse. Altri modi accettabili per far passare un segnale attraverso un piano che è stato suddiviso sono attraverso optoisolatori o trasformatori; nel primo caso quello che attraversa lo split è un segnale ottico; nel secondo caso un campo magnetico. Un'altra è l'uso di segnali differenziali in cui il segnale scorre su una traccia e torna indietro sull'altra traccia; la corrente di ritorno non ha bisogno del ground come riferimento.

Nonostante le difficoltà connesse con il routing delle tracce attraverso le aperture (split o slot) dei piani, l'uso degli split plane non è comunque sempre sconsigliato; può essere adeguato infatti in apparecchiature mediche con richieste di perdita molto basse tra la rete elettrica di potenza e la porzione del circuito connessa al paziente; o nel controllo di alcuni processi industriali dove le uscite sono connesse ad apparecchi elettromeccanici ad

alta potenza molto rumorosi; o quando il layout di una PCB è stato progettato in modo non corretto. Nei primi due casi i segnali che attraversano le aperture del ground plane sono di solito ottici o accoppiati tramite un trasformatore e quindi soddisfano la condizione del non attraversamento degli split del ground plane; in questo caso la divisione del piano di massa migliorerà le prestazioni della PCB mantenendo la corrente digitale di ritorno nel ground digitale, come si vede in Fig. 3.37.

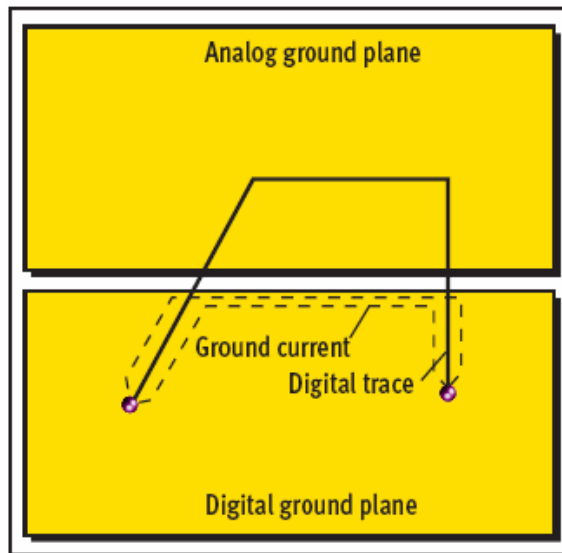


Fig. 3.37: PCB mixed-signal con split ground ed una traccia digitale realizzata in modo scorretto

Anche se la divisione del ground plane confina la corrente di ground digitale nel piano di massa digitale, il vero problema è sempre l'inappropriato routing delle tracce digitali ad alta velocità.

3.10.3 Partitioning

Prima di proseguire, approfondiamo le caratteristiche delle correnti digitali ad alta frequenza (HF: *High Frequency*); queste tendono a tornare verso la sorgente su un piano (di power o di ground) direttamente sotto la traccia perché questo è il percorso a più bassa impedenza (e induttanza) che produce la più piccola area di loop possibile. La corrente si allargherà leggermente nel piano, ma starà per lo più sotto la traccia; in Fig. 3.38 è illustrata la distribuzione della corrente di ground sotto la traccia di un segnale digitale.

Sull'asse delle ordinate abbiamo la percentuale della corrente di ritorno $J(x)/J(0)$ contenuta in una distanza di $\pm x/h$ dal centro della traccia, dove x è la distanza orizzontale dal centro della traccia ed h è l'altezza della traccia rispetto al piano. Da questo possiamo concludere che le correnti digitali di ground non intendono fluire attraverso la porzione analogica del ground plane e corrompere così i segnali analogici.

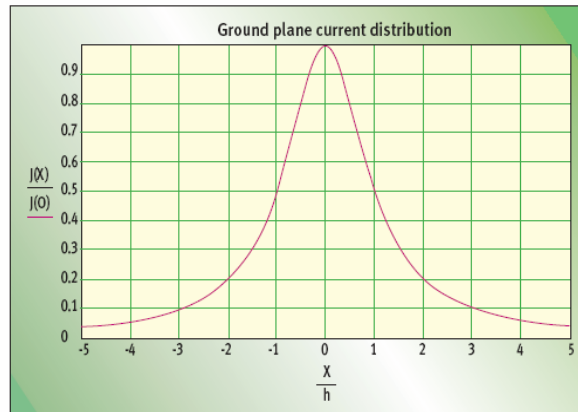


Fig. 3.38: Distribuzione della corrente di ground sotto una traccia di segnale digitale

La Fig. 3.39 mostra una traccia di segnale digitale e una rappresentazione del suo relativo percorso di ground.

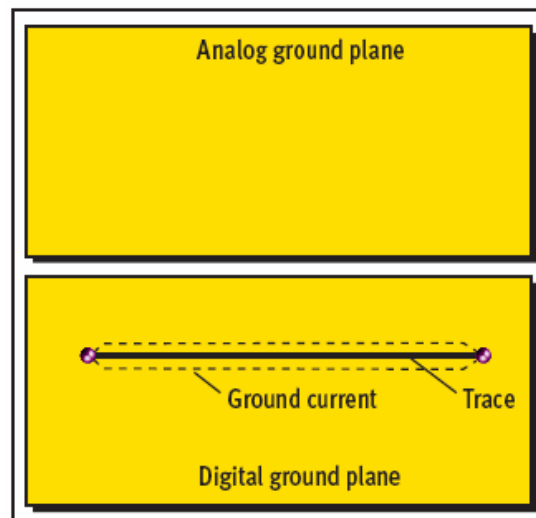


Fig. 3.39: Traccia di segnale digitale e suo percorso di ritorno in una PCB con split plane

Se la corrente non ha alcuna intenzione di scorrere nella porzione analogica del ground plane, allora non c'è ragione di dividere il piano di ground per prevenire che la corrente digitale faccia una cosa che comunque non farebbe. Un'altra tecnica di gestione del grounding prevede infatti l'uso di un unico piano di ground con la partizione "ideale" (e non la separazione fisica) della PCB in due sezioni di routing: i segnali analogici devono essere tracciati solo nella sezione analogica (su tutti i layer) e i segnali digitali devono essere tracciati solo nella sezione digitale (su tutti i layer). Sotto queste condizioni le correnti digitali di ritorno non scorreranno nella sezione analogica del piano di massa ma rimarranno sotto la traccia digitale, come mostrato in Fig. 3.40.

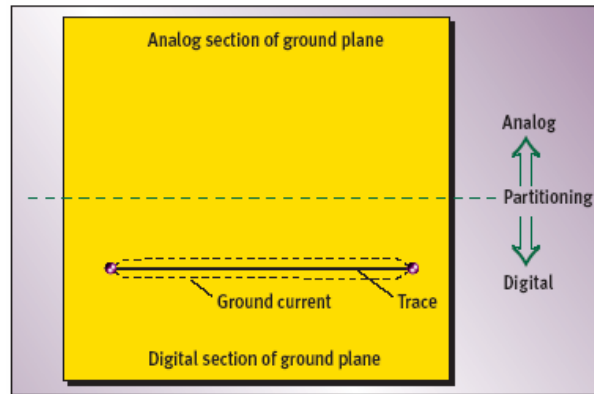


Fig. 3.40: Traccia digitale e relativa corrente di ground in una PCB mixed-signal con partizione della scheda

Mettendo a confronto le ultime due figure, possiamo notare che la corrente digitale di ground segue lo stesso percorso indipendentemente dalla divisione fisica del piano di massa; i problemi nascono infatti quando, come mostrato in Fig. 3.41, un segnale digitale viene tracciato nella sezione analogica (o viceversa un segnale analogico nella sezione digitale).

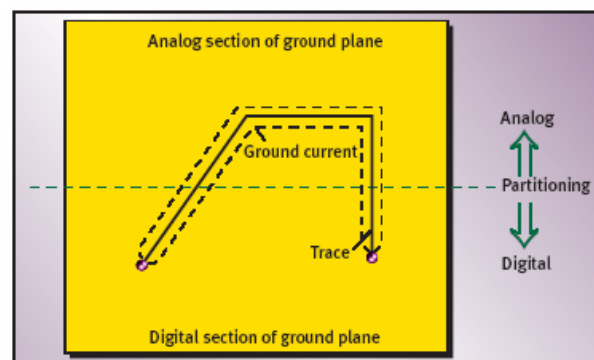


Fig. 3.41: Routing inopportuno di una traccia digitale

In questo caso infatti le correnti di ground digitale scorrono nella sezione analogica della scheda; il problema non è causato dal non aver suddiviso fisicamente il ground plane, ma dall'erroneo tracciamento di un segnale digitale. Una PCB con un singolo piano di massa, ripartito in sezioni analogica e digitale, insieme ad una disciplina nel tracciare i segnali consente di solito di risolvere i problemi legati al layout, senza creare gli ulteriori problemi causati dalla separazione fisica dei due ground. Il posizionamento dei componenti e la partizione della scheda sono quindi elementi critici per un buon layout; se il layout è fatto in modo corretto, le correnti digitali di ground rimangono nella sezione digitale della scheda e non interferiscono con i segnali analogici. Il routing deve comunque essere controllato molto attentamente; basta una sola traccia realizzata in modo improprio per danneggiare un layout altrimenti perfetto.

Per un confronto tra le due tecniche di grounding (split plane e partitioning) si rimanda al Capitolo 5 relativo alla sperimentazione EMC effettuata. Sono stati infatti necessari degli approfondimenti sulle normative EMC e sui relativi set-up di prova.

Capitolo 4

Prove di Compatibilità Elettromagnetica

4.1 Introduzione

Le misure di compatibilità elettromagnetica consentono di definire e valutare i livelli dei disturbi EM (condotti ed irradiati) emessi da un apparato elettrico/elettronico (sorgente EM) e di stabilire la sua suscettività a disturbi EM (condotti ed irradiati) esterni (vittima EM). E' possibile inoltre, tramite test EMC, valutare l'efficienza di schermatura di cavi, pareti metalliche o strutture e determinare le prestazioni di filtri EMI e dispositivi di protezione.

Sarà ora brevemente analizzata la procedura da utilizzare per l'esecuzione di prove EMC su un qualsiasi apparato elettrico/elettronico.

Per poter condurre un'analisi EMC di un qualsiasi apparato o sistema complesso, è necessario uno studio preliminare dell'oggetto in prova (nel seguito definito con l'acronimo EUT: Equipment Under Test) che metta in luce le caratteristiche del sistema in termini di livelli di corrente e tensione, frequenze di funzionamento e ambiente in cui l'EUT dovrà lavorare. L'analisi tecnica dell'EUT consente di definire in modo opportuno il sistema in prova ed i suoi principali sottoinsiemi, nonché tutte le interfacce (di potenza e di segnale) da considerare.

Il passo successivo è l'inquadramento dell'EUT in ambito normativo. Partendo da specifiche norme generiche e di prodotto (armonizzate o meno) che tengono in conto la particolare tipologia dell'apparato e del suo ambiente EM tipico, si giunge all'individuazione delle norme di base che consentono una caratterizzazione EMC completa dell'oggetto in prova. Le norme di base, a loro volta, descrivono il sito e le configurazioni di prova (set-up), la strumentazione necessaria e le sue caratteristiche principali ed infine le metodologie di prova.

Durante questa fase è importante definire anche quello che è considerato il target delle prove. Se infatti si stanno effettuando delle prove per la verifica della conformità (*compliance*) dell'EUT a determinate norme di interesse (individuate al passo precedente),

dovranno necessariamente essere seguite alla lettera tutte le indicazioni stabilite dalle norme stesse. Se invece l'obiettivo è la valutazione delle prestazioni EMC di un oggetto che non necessariamente deve essere conforme alle normative vigenti, si effettuano le cosiddette prove di *pre-compliance*, molto utili soprattutto in fase di progetto; in questo caso la perfetta corrispondenza con le norme di riferimento non è così restrittiva come nel caso precedente.

Dopo aver individuato le norme di riferimento, si procede alla predisposizione del sito di prova, della strumentazione (calibrazione degli strumenti utilizzati) e dell'EUT (posizionamento degli oggetti e disposizione dei cavi e degli apparati di misura). Si determinano quindi una procedura ed un piano di prova, secondo quanto stabilito dalle norme e secondo gli obiettivi delle prove stesse; in questa fase si stabiliscono il numero e la tipologia delle prove da effettuare, i parametri da modificare ad ogni passo e l'ordine con cui effettuare i diversi test.

L'ultimo passo è rappresentato dall'esecuzione delle prove EMC, dalla raccolta dei risultati sperimentali ottenuti e dalla successiva formalizzazione dei risultati in appositi rapporti (come richiesto dalle norme di riferimento). Anche la stesura dei rapporti riveste un ruolo importante (fondamentale nel caso di prove di conformità) perchè sia le condizioni in cui sono state eseguite le prove sia i relativi risultati devono essere descritti in modo corretto ed univocamente interpretabile (senza lasciare spazio ad alcuna ambiguità).

4.2 Tipi di prove

Al fine di ottenere una caratterizzazione EMC completa di un qualsiasi apparato elettrico/elettronico è necessario eseguire differenti tipi di prove EMC; qui di seguito vengono descritti i principali test di compatibilità elettromagnetica.

Misura di emissioni irradiate

Lo scopo del test è stabilire che i disturbi emessi dall'EUT in termini di campo elettrico siano al disotto della soglia imposta dalle norme di famiglia e/o di prodotto prese come riferimento. Per l'esecuzione del test occorre far uso di un ricevitore EMI, posto all'interno della control room della camera semianecoica e conforme alla norme CISPR 16, e di antenne che coprano la banda di frequenza d'indagine. Il test richiede che l'EUT sia posizionato, all'interno della camera semianecoica, su di un tavolo, e che, nel corso della

misura, ne sia permessa la rotazione di 360°. Un tipico range di frequenze che si utilizza va da 30 MHz a 1GHz.

Nell'esecuzione della prova, per tutti i valori di frequenza ed in ciascuna polarizzazione (orizzontale e verticale) dell'antenna, si varia l'altezza dell'antenna da 1 m a 4 m, e si registrano i disturbi irradiati dall'EUT. Tale procedura è eseguita per ogni posizione angolare del tavolo su cui è posizionato l'EUT; l'obiettivo è la massimizzazione delle emissioni dell'EUT (caso peggiore).

Misura di emissioni condotte

Lo scopo del test è stabilire che i disturbi emessi dall'EUT in termini di tensione siano al disotto della soglia imposta dalle norme di famiglia e/o di prodotto. Per l'esecuzione del test occorre far uso di un ricevitore EMI conforme alla norma CISPR 16 e di LISN (*Line Impedance Stabilization Network*) di opportune caratteristiche (corrente e tensione di esercizio). L'EUT è alimentato dalla sorgente (ad esempio la rete elettrica o un convertitore dc-dc) tramite la LISN, la quale fornisce al ricevitore EMI i disturbi generati sulle linee di alimentazione che vengono quindi misurati. Per questo tipo di emissioni la banda di frequenze di interesse è compresa tra 150 kHz e 30 MHz.

Prova di immunità condotta

Lo scopo del test è la verifica dell'immunità di apparecchiature, singoli apparati o sistemi alle perturbazioni indotte da campi elettromagnetici a radiofrequenza su: cavi di collegamento, cavi di alimentazione, linee di segnale e di collegamento a terra. Il test si esegue disponendo l'EUT su un tavolo in materiale isolante la cui altezza, rispetto al piano di massa, è indicata dalle disposizioni della norma applicabile. L'EUT è collegato tramite CDN (*Coupled Device Network*, rete d'accoppiamento/disaccoppiamento) al generatore del disturbo e all'amplificatore.

Si utilizzano per questo tipo di prove sia i generatori RF sia i generatori di disturbo, che vanno ad interagire con le linee di alimentazione dell'EUT attraverso una rete di accoppiamento oppure una pinza capacitiva; l'alimentazione viene poi disaccoppiata dalla linea elettrica per evitare di iniettare gli stessi disturbi in tutta la rete elettrica.

Prova di immunità irradiata

Lo scopo del test è la verifica dell'immunità di apparecchiature, singoli apparati o sistemi ai campi elettromagnetici generati da altro dispositivo elettrico o elettronico.

Per l'esecuzione del test occorre un'area interna alla camera anecoica (o semianecoica se appositamente modificata) che mostri una opportuna uniformità di campo (norma CEI EN 61000-4-3). Il segnale di disturbo è trasmesso tramite una opportuna antenna ed il tipico range di frequenze utilizzato è il seguente: 26 MHz - 1 GHz.

Misura delle armoniche di corrente e fluttuazioni di tensione (Flicker)

Lo scopo del test è verificare che l'entità delle prime 40 armoniche della corrente di alimentazione assorbita dall'EUT sia al di sotto dei valori imposti dalle norme e che le fluttuazioni di tensione prodotte dall'EUT non abbiano una variazione superiore ad un determinato valore percentuale.

Prova di Burst

Lo scopo del test è la verifica dell'immunità di apparecchiature, singoli apparati o sistemi ad un treno di impulsi (*Burst*) ad alta frequenza generati da fenomeni come ad esempio lo scintillio di contatti di interruttori o di relay e l'apertura di interruttori ad alta tensione. La caratteristica di questi transitori sono il fronte di salita molto ripido, la breve durata e la bassa energia. Il test provoca facilmente malfunzionamenti degli apparati elettronici senza danneggiarli. La prova si applica sia alle linee di alimentazione a.c. o d.c. d'ingresso/uscita sia alle linee di controllo o di segnale d'ingresso/uscita. Per eseguire la prova si utilizza un generatore di Burst cui collegare opportunamente l'EUT.

Prova di Surge

Lo scopo del test è la verifica dell'immunità di apparecchiature a transitori causati dai seguenti fenomeni: apertura di interruttori su alimentazioni di carichi induttivi o capacitivi; malfunzionamenti della rete di alimentazione; fulmini.

Il set-up di prova prevede l'utilizzo di un piano di massa, come quello della prova di Burst, su cui viene posto un tavolo in materiale isolante; il piano deve essere collegato al sistema di messa a terra del laboratorio. Per eseguire la prova si utilizza un generatore di Surge cui collegare opportunamente l'EUT. La prova si applica a tutti i tipi di apparecchiature elettriche ed elettroniche collegabili alla rete di alimentazione pubblica.

Prova di ESD (*Electro Static Discharge*: Scariche Elettrostatiche)

Lo scopo del test è la verifica dell'immunità di apparecchiature, singoli apparati o sistemi, alle scariche elettrostatiche generate ad esempio da un operatore od un oggetto che entra in contatto diretto con l'apparato o che sia solo in prossimità dell'apparato.

Il set-up di misura prevede che si utilizzi un tavolo in materiale isolante di dimensioni appropriate posto su un opportuno piano di massa. Le scariche elettrostatiche devono essere applicate a tutti i punti accessibili dell'EUT.

Un tipico esempio di generazione di ESD si ha attraverso lo sfregamento fra le scarpe di una persona ed un tappeto; lo stesso dicasi per lo sfregamento fra gli indumenti ed il sedile dell'auto. In questo caso il tappeto si carica positivamente e la suola negativamente; essendo il corpo umano conduttore, le cariche negative si distribuiranno in tutto il corpo con maggiore concentrazione nelle estremità (ad esempio nelle punta delle dita; cfr. effetto delle punte).

Avvicinandosi ad un mezzo conduttore si avrà dapprima una induzione di cariche positive nella parte sulla superficie del conduttore vicino alle nostre dita, e poi, quando la distanza tra dita e corpo conduttore risulta sufficientemente piccola, l'innesco di una scarica. La velocità con la quale ci si avvicina al conduttore modifica la durata e intensità dell'arco elettrico; questo sono considerazioni non banali in quanto, nel caso di misure ESD dovremo metterci nella condizione peggiore ovvero dovremo avvicinare lentamente la pistola elettrostatica all'EUT in modo da massimizzare la lunghezza dell'arco elettrico. Al verificarsi della scarica elettrostatica si genera un campo elettromagnetico che può avere una larghezza di banda di 2 GHz con una corrente di scarica che può assumere valori da 10 a 40 A.

Misura di potenza di radio-disturbo

Lo scopo del test è di stabilire che i disturbi emessi dall'EUT in termini di potenza di disturbo siano al di sotto dei limiti imposti dalle norme applicabili. Per l'esecuzione del test, occorre far uso del ricevitore EMI conforme alla CISPR 16 e di pinza assorbente che copra la banda di frequenza d'indagine. Il test richiede che l'EUT sia posizionato, all'interno della camera semianecoica, su un tavolo isolante. La prova si esegue nella banda di frequenze da 300 MHz a 1 GHz.

Prova di immunità ai buchi, brevi interruzioni e variazioni di tensione

Lo scopo del test è la verifica dell'immunità di apparecchiature, singoli apparati o sistemi, ai buchi di tensione, a brevi interruzioni e a variazioni della tensione d'alimentazione. L'entità del disturbo è ottenuta modulando la tensione di alimentazione con un'onda rettangolare avente caratteristiche conformi alle specifiche indicate nella

norma applicabile. La prova si esegue collegando l'EUT al generatore di test e prendendo visione del comportamento dello stesso nel momento in cui si applica il disturbo.

4.3 Sito di prova

Nell'ambito della Direttiva 89/336/CEE, Compatibilità Elettromagnetica, un laboratorio per misure EMC si propone i seguenti obiettivi: come centro prove per le verifiche di conformità alle norme armonizzate, come laboratorio d'appoggio per lo sviluppo di dispositivi in ottica EMC e come centro di consulenza per problematiche EMC. Gli apparecchi sottoposti a queste prove possono essere di uso civile, industriale, militare, ITE (*Information Technology Equipment*), apparecchi di misura e da laboratorio o elettromedicali. Per quel che concerne le Direttive Automotive 95/54/CE, e CEI EN 55025 un laboratorio può eseguire: prove sul veicolo, industriale o civile e prove sull'unità elettrica/elettronica (ESA) che è installata sul veicolo. La principale attività di consulenza di un laboratorio si basa sulla riscontrata necessità da parte di aziende ed utenti privati, che non possiedono adeguata o completa struttura propria, di sviluppare il proprio prodotto nell'ottica della conformità alle direttive di interesse, o di adeguare un prodotto già esistente alle prescrizioni delle stesse. I tecnici di un laboratorio in questo caso si occupano, una volta osservato il comportamento elettrico e/o elettromagnetico dell'EUT (*Equipment Under Test*), tramite la serie di prove previste dalle specifiche direttive di procedere suggerendo all'utente il tipo di intervento necessario all'adeguamento del prodotto analizzato per ottenere la conformità richiesta, oppure se l'utente lo richiede di intervenire direttamente sull'EUT.

Quando si effettuano misure di compatibilità elettromagnetica è necessario che queste vengano eseguite in un determinato ambiente che deve essere conforme agli standard descritti nella CISPR pubblicazione 16. In particolare il parametro che determina le prestazioni del sito di prova è il rapporto che sussiste tra il livello della radiazione emessa (rilevato da un ricevitore EMI) ed il rumore ambientale (valore che viene calcolato prima di effettuare qualsiasi misurazione ponendo solo l'antenna di misura internamente al sito di prova e rilevando il rumore di fondo). In merito a ciò la CISPR 16-1 fa una classificazione, elencando in ordine di merito quattro possibili situazioni in questi ambienti di prova:

- le emissioni ambientali sono al di sotto dei livelli delle misure di 6dB;
- alcune emissioni ambientali sono all'interno del sopracitato range di 6dB;

- alcune emissioni sono al di sopra dei livelli dei segnali sotto misura, ma trattasi di segnali aperiodici (perciò meno pericolosi) o sono segnali continui ed entrambi sono presenti a determinate frequenze;
- le emissioni sono al di sopra dei segnali sotto misura ma il loro spettro occupa ampi range di frequenza, comprendenti anche le frequenze di misura.

4.3.1 Richiami di propagazione

Al fine di determinare le caratteristiche che deve avere un sito di prova EMC, è bene richiamare alcuni concetti ed introdurre ipotesi semplificative per lo studio dei fenomeni di propagazione di campi EM.

Per semplificare la trattazione sulla propagazione di onde EM, si fa riferimento ad onde TEM (Trasverso Elettro Magnetiche, ovvero il cui fronte di propagazione è piano e trasversale alla direzione di propagazione) e a sorgenti isotropiche (ossia che irradiano in modo uniforme secondo la direzione di propagazione). Inoltre, il presupposto di propagazione in spazio libero, implicito nella trattazione, è un evento poco riproducibile in realtà.

Nella maggioranza dei casi ci si può ricondurre con buona approssimazione al cosiddetto modello a due raggi. Si considera una superficie piana abbastanza estesa di materiale conduttore (e quindi riflettente) che entra in gioco nel fenomeno di propagazione dell'onda EM da una sorgente all'antenna ricevente. Attraverso questo modello è possibile calcolare il campo E ricevuto dell'antenna ricevente come somma dei contributi del raggio diretto E_d e del raggio riflesso E_r ($E = E_d + E_r$). Se il piano conduttore fosse ideale, tutta l'energia incidente verrebbe riflessa; nei casi reali bisogna considerare l'attenuazione introdotta dalla non perfetta conducibilità del piano riflettente, introducendo il coefficiente di riflessione (o di Fresnel) ρ che esprime il rapporto tra campo riflesso e campo incidente E_i ($E_r = \rho E_i$).

Il modello a due raggi (schematizzato in Fig. 4.1) viene utilizzato nelle misure EMC perchè vi è l'esigenza di una perfetta riproducibilità delle misure effettuate in qualsiasi laboratorio. Il laboratorio di misura deve quindi possedere una struttura standardizzata che consenta di adottare il modello a due raggi nel modo più fedele possibile. Come sarà approfondito in seguito, la camera semianecoica, possedendo un pavimento costituito da un buon conduttore e le altre facce in materiale assorbente per la radiofrequenza, è un sito di prova EMC che bene approssima questa condizione.

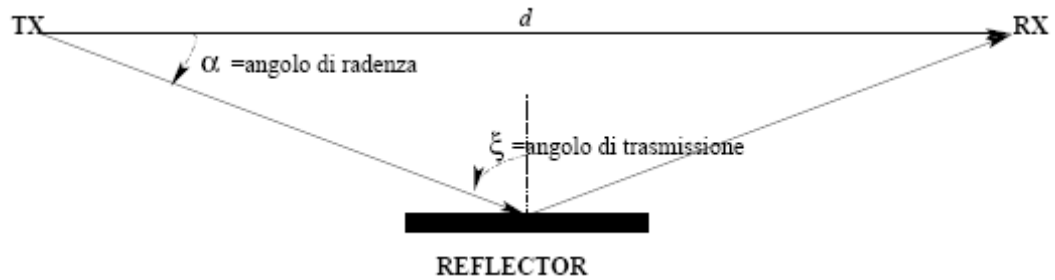


Fig. 4.1: Schematizzazione del modello a due raggi

Un altro aspetto che deve essere tenuto in considerazione nell'esecuzione di prove EMC è che le caratteristiche del campo EM variano molto tra la cosiddetta zona di campo lontano, in cui il campo EM è di tipo radiativo, e la zona di campo vicino in cui il campo EM è invece di tipo reattivo. In questa ultima regione il campo EM non può essere formalizzato come un'onda TEM perchè le linee di campo si richiudono su se stesse; il relativo studio risulta alquanto complesso e difficoltoso.

Nell'esecuzione di prove EMC (emissione irradiata) bisogna quindi assicurarsi di operare nella condizione di campo lontano in cui si ha la propagazione di un'onda TEM con impedenza d'onda η nota; questo consente di poter conoscere il rapporto tra campo elettrico E e campo magnetico H ($E = \eta H$). La distanza che segna il confine tra le due regioni è espressa in funzione della lunghezza d'onda: $d = \lambda/2\pi$.

Una condizione che deve essere verificata quando si effettuano prove di immunità irradiata è invece l'uniformità di campo; bisogna verificare che in una determinata regione (le cui dimensioni sono specificate dalle normative di riferimento) intorno all'EUT il campo EM inviato sia uniforme. Per verificare questa condizione non devono esserci ostacoli tra l'antenna che trasmette il disturbo e l'EUT ed il sito di prova non deve contenere superfici metalliche in grado di riflettere le onde EM.

4.3.2 Ambienti di misura

Esistono diversi siti per l'esecuzione delle prove EMC, ognuno adatto ad alcune tipologie di prove. Analizziamo ora i principali ambienti di misura, valutando per ognuno vantaggi e svantaggi.

E' possibile effettuare misure in campo aperto (OATS: Open Area Test Site), a condizione che non vi siano ostacoli di alcun genere all'interno dell'*ellisse CISPR*, ovvero di un'area ellittica le cui dimensioni, date in funzione della distanza X tra EUT ed antenna di misura, sono state stabilite dal CISPR (diametro maggiore $D = 2 X$, diametro minore $d =$

$\sqrt{3} X$). Il principale vantaggio offerto è sicuramente l'economicità del sito che non necessita di strutture particolari, unito alla precisione nelle misure. Tra i principali svantaggi ci sono da considerare senz'altro la dipendenza da fenomeni atmosferici (che determinano variazioni nella propagazione dei campi EM) ed il rumore EM dell'ambiente circostante. Inoltre non è possibile effettuare prove di immunità irradiata in un sito all'aperto perchè non si possono introdurre disturbi elettromagnetici nell'ambiente.

Un altro sito per prove EMC è la camera schermata; si tratta di una stanza completamente rivestita da pareti metalliche che consente di ridurre i disturbi esterni che rendono difficoltose le misure in campo aperto introducendo un'attenuazione di 50 – 110 dB. Tra i vantaggi abbiamo l'economicità del sito, la protezione dai fenomeni meteorologici e l'isolamento dal rumore elettromagnetico ambientale. Una camera schermata non risulta però idonea ad effettuare misure di emissione ed immunità irradiata perchè, essendo costituita da più superfici conduttrici, le riflessioni che ne risultano pregiudicano la possibilità di utilizzare il modello a due raggi. Sebbene non si possano quindi eseguire misure di ampiezza di campi elettromagnetici, è possibile comunque utilizzare la camera schermata per individuare i valori di frequenza dei disturbi irradiati da un apparato; una volta individuate le frequenze di interesse si possono eseguire misure del disturbo in un sito all'aperto.

Molto utilizzate per misure EMC sono le camere semianecoiche; si tratta di camere schermate le cui pareti laterali ed il soffitto sono rivestiti di materiale anecoico, ovvero capace di assorbire le onde elettromagnetiche. Essendo le pareti radio-assorbenti, si evita il problema delle riflessioni simulando così le condizioni ideali del sito all'aperto. Poichè il pavimento rimane conduttore (non è rivestito da materiale assorbente), lo studio della propagazione all'interno della camera semianecoica risulta semplificato dal modello a due raggi. Per poter rientrare con buona approssimazione nell'ipotesi di campo lontano, è necessario mantenere tra l'EUT e l'antenna di misura una distanza sufficiente (da calcolare in funzione della frequenza). I vantaggi offerti sono, come nel caso della camera schermata, la protezione dai fenomeni meteorologici e l'isolamento dal rumore elettromagnetico ambientale; inoltre, l'assenza delle riflessioni sulle pareti e sul soffitto (come nel caso del sito all'aperto) garantiscono la riproducibilità delle condizioni tipiche di misura. Tra gli svantaggi c'è sicuramente il costo molto elevato della struttura (dovuto all'installazione di materiale anecoico) e l'impossibilità di effettuare misure di immunità irradiata; infatti, a causa della riflessione sul pavimento conduttore, non si può raggiungere l'ipotesi di uniformità di campo. Disponendo però in modo opportuno, sul pavimento e

sulle pareti nei pressi dell'EUT pannelli rivestiti da materiali assorbenti, è possibile trasformare la camera semianecoica in una camera “completamente anecoica” (nelle prove di immunità ai campi irradiati o in altre situazioni sperimentali ove sia richiesta l'uniformità di campo).

Rivestendo di materiale assorbente anche il pavimento di una camera semianecoica otteniamo una camera anecoica, ovvero una camera schermata con tutte le sei pareti interne riveste di materiale anecoico. Una camera anecoica ha ovviamente tutti i vantaggi di una camera semianecoica ed inoltre consente di ottenere la condizione di uniformità di campo (tutte le superfici sono radio-assorbenti) indispensabile per prove di immunità irradiata. Il costo della struttura è molto più elevato di quello della camera semianecoica a causa dei trattamenti necessari al rivestimento del pavimento stesso.

Il materiale anecoico da utilizzare per il rivestimento delle pareti di camere schermate (realizzando così camere anecoiche e semianecoiche) serve per rendere le superfici del sito di prova radio-assorbenti evitando il problema delle riflessioni. Esistono principalmente due tipi di materiale anecoico: le mattonelle di ferrite e le piramidi assorbenti.

Le mattonelle di ferrite forniscono buone prestazioni nella banda di frequenze tra 30 MHz e 1 GHz; bisogna poi tenere in considerazione il fatto che le ferriti, per frequenze superiori al GHz, mostrano un comportamento che non è più assorbente bensì riflettente. Le ferriti devono essere fissate alle pareti della camera facendo molta attenzione a minimizzare le fessure tra mattonelle adiacenti che altererebbero altrimenti l'assorbimento della parete stessa. Il peso molto elevato delle mattonelle di ferrite impone l'utilizzo di una struttura di adeguata robustezza (spesso camere schermate già esistenti devono opportunamente essere rinforzate per poter sopportare il peso aggiuntivo delle ferriti).

L'altra soluzione prevede l'utilizzo di tronchi piramidali costituiti da una miscela di grafite in una matrice di poliuretano espanso, dal tipico colore scuro (di solito blu) ed aspetto schiumoso. In altri casi si utilizza una matrice in polistirene che ha il vantaggio di essere rigida, più resistente e consente inoltre di essere colorata in modo da assumere un colore chiaro che migliora l'illuminazione della camera. L'angolazione delle pareti delle piramidi viene scelta in modo da minimizzare la riflessione dell'onda incidente che penetra così interamente nel materiale assorbente dove viene dissipata. L'altezza delle piramidi è proporzionale alla massima lunghezza d'onda, e quindi inversamente proporzionale alla frequenza. Per ottenere un buon comportamento alle basse frequenze sono quindi richieste piramidi con dimensioni significative (si arriva a circa due metri di altezza per una

frequenza di 30 MHz); questo limita notevolmente l'utilizzo delle piramidi assorbenti alle basse frequenze a causa degli eccessivi ingombri richiesti (le piramidi limitano lo spazio utile all'interno della camera).

Oggi vengono sempre più utilizzate strutture miste costituite da mattonelle di ferrite sulle quali vengono installate le piramidi assorbenti. Le ferriti assicurano buone caratteristiche alle basse frequenze, mentre le piramidi consentono di raggiungere facilmente frequenze di 18 - 26 GHz. Il vantaggio maggiore è la possibilità di ridurre l'altezza dei tronchi piramidali, con una conseguente riduzione degli ingombri che compensa in qualche modo il maggior costo del materiale assorbente.

4.3.3 Camera semianecoica utilizzata

La camera schermata semianecoica è un ambiente normalizzato di prova avente le seguenti caratteristiche: è schermato rispetto all'ambiente esterno in modo tale che le emissioni irradiate dall'apparecchiatura in prova non siano influenzate dal rumore elettromagnetico di fondo, variabile localmente; non si disturbino le trasmissioni radiofoniche, radiotelevisive e radiomobili quando si effettua la prova di immunità ai campi elettromagnetici irradiati; è dotato di pareti assorbenti le onde elettromagnetiche, in modo tale da eliminare le componenti riflesse ed avere uniformità nella modalità di misura.

All'esterno della camera semianecoica di misura è presente una camera di controllo schermata (adiacente alla prima): la pre-camera di comando (control room), nella quale risiede la strumentazione utilizzata per le misure. Nella pre-camera di comando è presente tutta la strumentazione necessaria all'esecuzione delle misure di emissione irradiata, immunità radiata, immunità condotta ed emissione condotta.

All'interno della camera semianecoica è installato un pavimento tecnico, sul quale sono anche disposti dei conduttori, e che assolve la funzione di piano riflettente le radiazioni (piano di massa, *ground plane*) mentre le pareti ed il soffitto sono rivestiti di materiale assorbente.

All'interno della camera di misura è disposto un tavolo in legno (o comunque di materiale dielettrico) sul quale vengono disposti una lastra di rame, che funge da piano di massa, e l'EUT insieme ai suoi cablaggi. Ruotando l'apparato collocato sul tavolo e modificando contemporaneamente l'elevazione e la polarizzazione dell'antenna ricevente, è possibile individuare le configurazioni a cui corrispondono i massimi livelli di emissione irradiata, così come richiesto da alcune normative di compatibilità elettromagnetica.

Un parametro significativo per la valutazione della qualità complessiva delle camere semianecoiche è dato dall'Attenuazione Normalizzata del Sito (*NSA Normalized Site Attenuation*): la curva di attenuazione in funzione della distanza dall'antenna radiante all'interno della camera viene confrontata con l'analoga curva rilevata in un sito aperto di riferimento. Per il calcolo dell'NSA si fa uso di due antenne che possono essere usate in polarizzazione orizzontale e verticale. Un sito è considerato qualificato quando le misure dell'NSA svolte per la polarizzazione orizzontale (o verticale) rientrano di ± 4 dB rispetto ai valori forniti dalle tabelle presenti nella CISPR 16-1.

La camera semi-anechoica utilizzata per le misure (*RADIO FREQUENCY SHIELDING by RAY PROOF*), si trova nel laboratorio PED (Power Electronics & Drives) presso il Dipartimento di Ingegneria Meccanica e Industriale dell'Università ROMA TRE.

Come è possibile osservare dalla Fig. 4.2, la struttura è suddivisa in due parti fra loro adiacenti. Sulla sinistra della struttura è possibile vedere la porta di accesso alla control room che contiene il ricevitore EMI ed altri strumenti utilizzati per le prove EMC. Sulla destra è invece possibile osservare la porta di accesso alla camera di misura rivestita con materiale radio assorbente.

La struttura portante della camera è di materiale metallico. Il pavimento è rialzato di 20 cm rispetto al suolo. Le dimensioni esterne della struttura (control room e camera semi-anechoica) sono: lunghezza 6,35 m; larghezza 4,90 m; altezza 3,05 m.

La control room misura (2,65x4,90x3,05) m, mentre le dimensioni esterne della camera di misura sono (3,70x4,90x3,05) m. Le dimensioni interne della camera di misura sono (2,80x3,90x2,60) m ed è rivestita con mattonelle di ferrite (come si vede dalla Fig. 4.3).

La porta di accesso alla camera di misura ha le dimensioni di (2,15x1,22)m mentre la porta di accesso alla control room ha le dimensioni di (2,15x0,9)m. Entrambe le porte di accesso sono dotate ai bordi di lamelle di rame che consentono un contatto elettrico ottimale tra le porte stesse e la struttura metallica quando le porte sono chiuse e si stanno effettuando delle misure.



Fig. 4.2: Esterno della camera semianecoica

L'alimentazione della camera viene presa all'uscita di filtri che sono montati all'esterno della camera stessa come si può osservare dalla Fig. 4.4. Questi filtri consentono di alimentare sia la strumentazione, sia l'apparato in prova, con tensione e corrente priva di distorsioni che potrebbero provenire dalla rete di alimentazione.



Fig. 4.3: Interno della camera semianecoica



Fig. 4.4: Filtri di alimentazione

4.4 Strumentazione

La strumentazione di misura da utilizzare per prove EMC può essere suddivisa nelle seguenti categorie:

- 1) strumenti di base per le misure di emissione, costituiti essenzialmente da ricevitori ed analizzatori di spettro;
- 2) strumenti di base per le misure di immunità e per la verifica delle forme d'onda dei segnali di prova, costituiti da generatori a radiofrequenza (RF), amplificatori, generatori di fenomeni impulsivi e oscilloscopi;
- 3) reti, sonde, cavi ed antenne, ovvero tutti quei dispositivi necessari per prelevare il segnale da misurare nelle prove di emissione e per iniettare o irradiare il disturbo interferente nelle prove di immunità;
- 4) strumenti ausiliari: rientrano in questa categoria i siti di misura all'aperto, le camere semianecoiche, le camere completamente anecoiche, gli strumenti di uso non specifico per le prove EMC (es. voltmetri) nonché gli strumenti utilizzati come campioni di riferimento per le tarature interne e le verifiche delle postazioni di prova;
- 5) strumenti utilizzati per la misura dei campi elettromagnetici ambientali.

Strumenti di categoria 1

Nelle prove di compatibilità elettromagnetica lo strumento rivelatore più usato è il ricevitore EMI. I ricevitori odierni usati per le misure EMI sono tutti del tipo a supereterodina, convertono cioè il segnale RF di misura in una campo di frequenze più basso dove sono più agevoli le operazioni di amplificazione, filtraggio ed estrazione dei parametri di interesse. La conversione di banda dei segnali di ingresso avviene combinando gli stessi, in un dispositivo non lineare (mixer), con il segnale generato da una sorgente (oscillatore locale) funzionante ad una frequenza spostata rispetto alla banda dei segnali da misurare ed estraendo, tra i segnali risultanti, quelli pari alla loro differenza. Nella Fig. 4.5 ne è mostrato lo schema a blocchi.

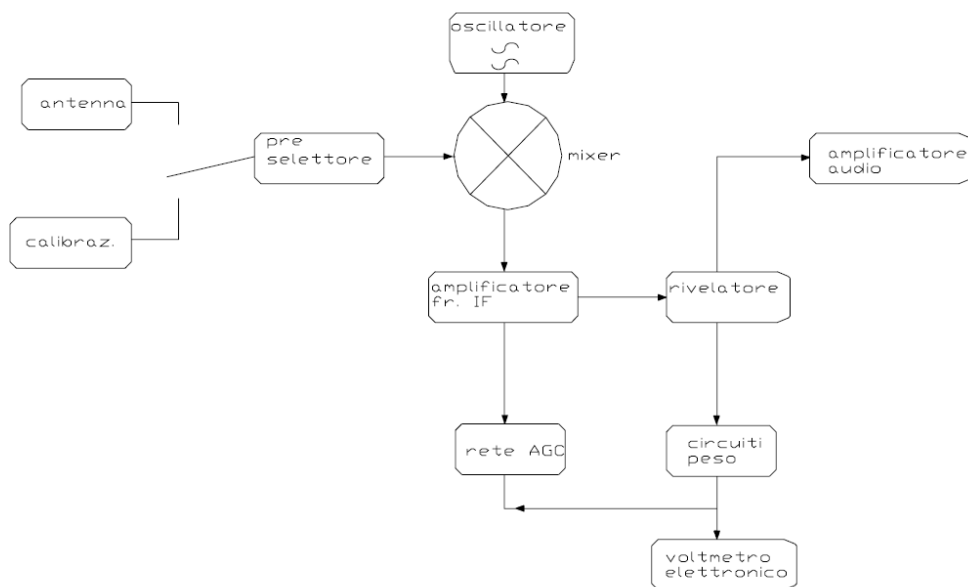


Fig. 4.5: Schema a blocchi di un ricevitore EMI

Analizziamo brevemente le parti principali che costituiscono un ricevitore EMI. Il preselettore è costituito da un circuito accordato alla frequenza d'ingresso RF e consente il passaggio del segnale desiderato eliminando o attenuando i segnali con frequenze diverse, in modo che la frequenza f_{if} in uscita dal mixer risulti sempre uguale a quella fissa degli stadi amplificatori che seguono. L'amplificatore o filtro accordato alla frequenza intermedia IF determina la sensibilità (attraverso la sua larghezza di banda) e la selettività del ricevitore. Il miscelatore (mixer) è una rete a tre porte capace di traslare il segnale da una frequenza f_p in RF alla frequenza f_{if} , attraverso l'uso di una frequenza di riferimento f_{ol} , fornitagli da un oscillatore locale. Sono presenti poi il rivelatore che rivela il segnale amplificato alla Frequenza Intermedia (IF) ed infine il circuito d'uscita.

Il circuito rivelatore può essere di tre tipi: picco, quasi picco o media. La ragione di questa distinzione risiede nella necessità di attribuire ai disturbi l'effettiva "pericolosità"; se il disturbo si presenta poco frequentemente il rivelatore di quasi picco fornirà un valore modesto, che aumenterà con la frequenza con cui si presenta il disturbo nel tempo (un disturbo che si presenta in modo continuo sarà segnalato dal rivelatore di quasi picco con lo stesso valore del rivelatore di picco). Le normative che riguardano le prove di nostro interesse richiedono che sia utilizzato il rivelatore di quasi picco o quello di media e vengono forniti limiti di emissione diversi per ogni tipologia di rivelatore. In genere, visto che questa tipologia di rivelazione è molto accurata, ma la relativa scansione risulta molto lenta, si preferisce effettuare una scansione nell'intervallo di frequenze di interesse utilizzando la scansione di picco limitando la scansione di quasi picco solo per quelle frequenze in cui la forma d'onda del segnale prelevato si avvicina molto ai limiti imposti dalla normativa in esame (metodologia che è stata adottata durante le nostre prove). Il rivelatore di valore medio, come fa capire il termine stesso, effettua una media nel tempo dell'involuppo del segnale.

In Fig. 4.6 è mostrata una foto del ricevitore EMI (HP 8542E) utilizzato per le prove di emissione condotta ed irradiata.



Fig. 4.6: Ricevitore EMI utilizzato per le prove di emissione

Questo ricevitore ha alte prestazioni nelle misure EMI, è completamente conforme agli standard descritti nella CISPR pubblicazione 16 ed è usato per effettuare misure in accordo ai vari standard internazionali, in particolare: FCC (USA), EN (Europa), VCCI (Giappone). L'HP 8542E è dotato di un campo di misura in frequenza da 9 kHz a 2,9 GHz

e trova impiego nelle misure di una larga fascia di prodotti che va dai prodotti ITE (Information Technology Equipment) ed ISM (Industrial Scientific and Medical Equipment), alle applicazioni domestiche e agli apparecchi di telecomunicazione. Il ricevitore è costituito da due parti fondamentali: il ricevitore RF ed il filtro RF; le due unità sono collegate sia attraverso le connessioni sul pannello frontale, sia attraverso delle connessioni nella parte del pannello posteriore, formando così una unica unità comandata dai tasti posti nella sezione del ricevitore.

Uno strumento simile al ricevitore EMI nelle funzioni di base è l'analizzatore di spettro; la differenza sostanziale tra i due è che il primo ha un tempo di scansione molto più lento del secondo presentando però maggiore selettività (offrendo quindi la possibilità di rivelare segnali transitori). Dal punto di vista costruttivo questa differenza è generata da un diverso stadio di preselezione presente prima del blocco di amplificazione.

Tra gli apparati di categoria 1 sono compresi gli strumenti per la misura di armoniche (che devono essere tarati secondo quanto specificato nella norma CEI EN 61000-3-2 in relazione alla sorgente di alimentazione e alla strumentazione di misura vera e propria) e gli strumenti per la misura dei flicker (che devono essere tarati secondo quanto specificato nella norma CEI EN 61000-3-3 in relazione alla sorgente di alimentazione, impedenza di riferimento e flickermetro).

Strumenti di categoria 2

Il rumore è per definizione un disturbo indesiderato e la sua attenuazione nei circuiti di comunicazione è quindi l'obiettivo primario. Quando è fornito però da un generatore propriamente controllato, il rumore diventa un segnale decisamente utile. Il generatore di rumore è un dispositivo in grado di produrre simultaneamente tutte le frequenze comprese nella sua gamma operativa con un'ampiezza istantanea che varia casualmente, approssimando così i segnali che di solito si incontrano in molti circuiti elettronici. L'impiego di generatori di segnale sinusoidale e di amplificatori a radiofrequenza è previsto dalle norme CEI EN 61000-4-3 ed CEI EN 61000-4-6. Le norme CEI EN 61000-4-2, CEI EN 61000-4-4 ed CEI EN 61000-4-5 prevedono invece l'uso rispettivamente di generatori di scariche elettrostatiche (ESD), di transistori veloci (Fast transient/Burst) e di impulsi da sovratensione (Surge).

Altri strumenti di categoria 2 sono: i generatori di buchi di tensione, brevi interruzioni e variazioni di tensione (le caratteristiche richieste sono descritte nella norma CEI EN 61000-4-11); i generatori di corrente (descritti nella norma CEI EN 61000-4-8 per

le prove di immunità al campo magnetico a frequenza di rete); i generatori di corrente impulsiva utilizzati per le prove di immunità al campo magnetico impulsivo (CEI EN 61000-4-9); i generatori di corrente sinusoidale smorzata per le prove di immunità al campo magnetico oscillatorio smorzato (CEI EN 61000-4-10). Anche gli oscilloscopi vengono utilizzati in questo ambito per la taratura interna e/o verifica della postazione di prova di tutti i generatori richiesti per scariche elettrostatiche, transitori veloci, surge e per tutte quelle prove di immunità che richiedono la misura di particolari forme d'onda.

In Fig. 4.7 è mostrato il generatore RF (Rhode & Schwarz SMY02) utilizzato nelle misure di immunità condotta.



Fig. 4.7: Generatore di segnale RF utilizzato per le prove di immunità condotta

Si tratta di un generatore dotato di un campo di misura in frequenza da 9 kHz a 2,08 GHz, un livello di segnale (sufficiente anche per i ricevitori con alta sensibilità) che varia da -140 dBm a +13 dBm (con un valore di picco di +19 dBm e una risoluzione di 0.1 dB) ed un'impedenza di 50 Ω sui connettori BNC di uscita. Il generatore in questione consente la generazione di segnali modulanti in un range che va da 1 Hz a 500 kHz (con una risoluzione di 1 Hz) e complessivamente presenta un'alta accuratezza e basse perdite. Il tempo di scansione per ogni frequenza è compreso tra 10 ms e 5 s (con una risoluzione di 1 ms).

L'amplificatore di potenza (PA) viene utilizzato solo nel caso in cui il generatore a radiofrequenza non sia in grado di produrre un segnale in uscita avente un certo livello di potenza (stabilito dalla normativa CEI EN 61000-4-6) che è diretta conseguenza del dispositivo utilizzato per iniettare il segnale di disturbo.

Poichè spesso il livello di uscita del generatore a radiofrequenza ha un livello di potenza inferiore a quello richiesto, si ha la necessità di inserire un amplificatore di potenza. Nella Fig. 4.8 è mostrato l'amplificatore di potenza (Ophir-Schaffner GRF5047) utilizzato nelle nostre misure di immunità condotta. L'amplificatore in questione è

conforme alle direttive EMC 89/366/EEC, 72/23/EEC e CEI EN61010-1; è dotato di un campo di misura in frequenza da 150 kHz a 230 MHz, presenta un'impedenza di 50 Ω sui suoi connettori di uscita, eroga una potenza in uscita di 25 Watt.



Fig. 4.8: Amplificatore di potenza a banda larga utilizzato per le prove di immunità condotta

Strumenti di categoria 3

Nella misura dei disturbi condotti, poiché l'impedenza di rete può influire sull'impedenza di uscita della sorgente di disturbo sotto misura alterando così il valore della misurazione effettuata, deve essere utilizzata una (o più di una) LISN (Line Impedance Stabilization Network); si tratta di una rete artificiale conforme agli standard descritti nella CISPR pubblicazione 16. Questa rete serve a standardizzare l'impedenza della rete di alimentazione usata durante le prove rendendola costante in tutta la banda di frequenze 150 kHz – 30 MHz, garantendo così la riproducibilità della prova quando eseguita in luoghi diversi. L'utilizzo della LISN consente inoltre di isolare il circuito interessato dalla misurazione, da segnali a radiofrequenza provenienti dalla stessa rete di alimentazione. La LISN viene connessa al ricevitore EMI tramite un cavo coassiale con impedenza a 50 Ω .

Per quanto appena detto, il principale strumento della categoria 3 è senza dubbio la LISN. E' un circuito passivo che presenta un'impedenza d'uscita costante a 50 Ω in tutta la banda d'interesse; inoltre, riducendo i disturbi provenienti dalla linea elettrica d'alimentazione, fornisce alimentazione all'EUT con una impedenza di sorgente nota, in modo che le misure effettuate siano ripetibili. La Fig. 4.9 mostra il circuito interno di una LISN monofase: operando in trifase serviranno tre o quattro di questi circuiti (tre per le linee R, S, T ed eventualmente uno per la linea N).

Come si può vedere, la LISN è costituita da un'induttanza posta tra l'alimentazione e l'apparato in prova che serve a fornire il valore di impedenza richiesto nella misurazione, da un condensatore di blocco della tensione di alimentazione connesso tra l'induttanza ed il connettore di uscita verso lo strumento di misura e da un condensatore di by-pass sul lato dell'alimentazione.

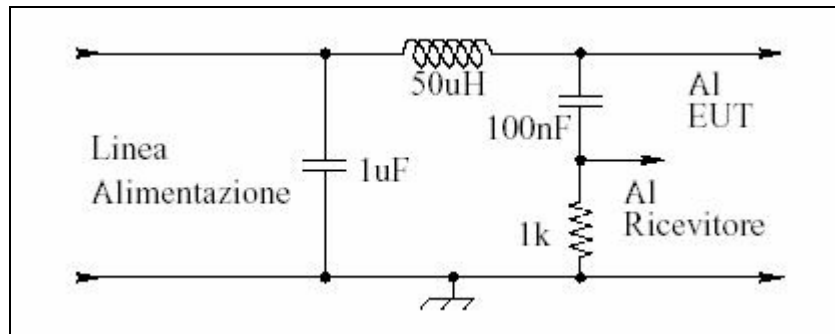


Fig. 4.9: Circuito elettrico di una LISN monofase

Per le prove di emissione condotta sono state utilizzate una o due LISN modello 5-10A-EH101 della Electro-Metrics, a seconda del tipo di prova. In Fig. 4.10 è mostrata la foto di una LISN (vista posteriore ed anteriore) con evidenziati tutti i morsetti di collegamento.

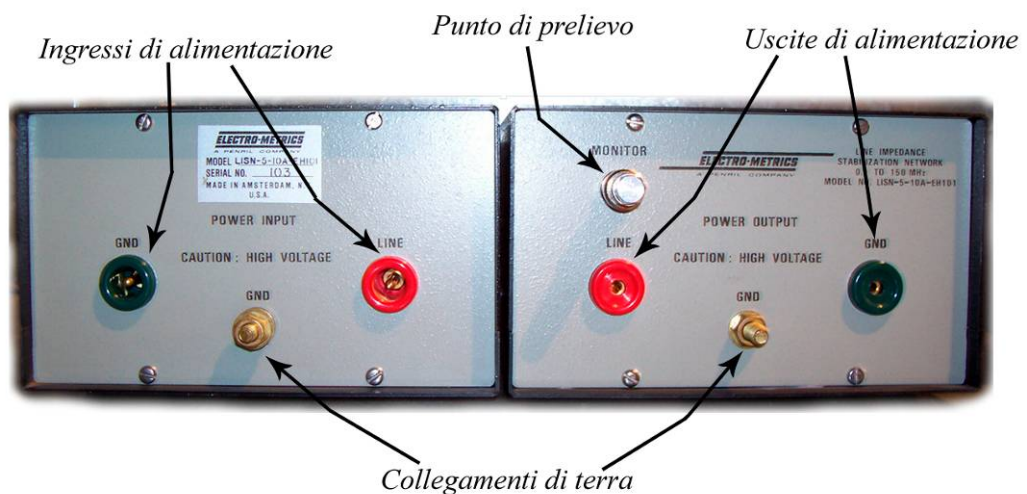


Fig. 4.10: Foto di una LISN; vista posteriore (a sinistra) ed anteriore (a destra)

Le caratteristiche principali di una LISN sono: la frequenza di lavoro e la frequenza consentita per l'alimentazione, i valori massimi della tensione di alimentazione e della corrente continuativa ed infine il valore dell'impedenza e dell'induttanza della LISN stessa. Vengono inoltre forniti (sotto forma di grafico) l'andamento dell'impedenza caratteristica in funzione della frequenza ed il fattore di correzione della grandezza di misura dovuto alle perdite per inserzione.

Le sonde di corrente permettono di misurare correnti convertendole opportunamente in segnali di tensione sfruttando il principio di funzionamento del trasformatore; la sonda di corrente è realizzata con un trasformatore a sonda di Hall che

fornisce in uscita un valore di tensione proporzionale al valore di corrente di misura ottenuto a partire da una sensore di campo magnetico, come mostra la Fig. 4.11.

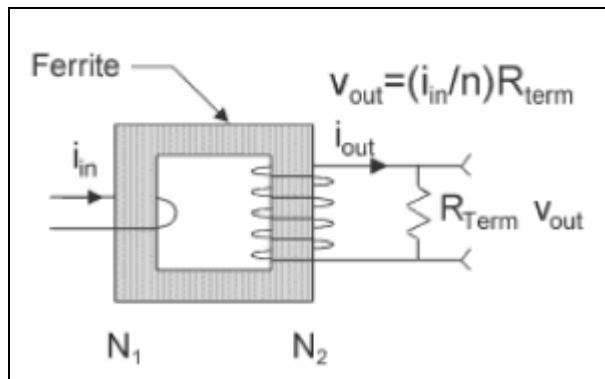


Fig. 4.11: Schema di principio di una sonda di corrente

Per poter effettuare questa conversione il costruttore ha fornito un grafico in grado di stabilire il fattore di correzione da “sommare” alle misure effettuate da tale sonda. In questo grafico viene riportata in ascissa la frequenza 0,01 - 110 MHz e in ordinata i valori di conduttanza in Siemens. Si può passare così da una lettura espressa in dB μ A ad una espressa in dB μ V, e viceversa.

In Fig. 4.12 è mostrata la sonda di corrente PCL – 30 della Electro-Metrics usata nelle misure di correnti di disturbo condotto sulle linee di segnale/controllo.



Fig. 4.12: Sonda di corrente PCL – 30

Per le misure di emissione irradiata si fa uso di tre antenne (mostrate in Fig. 4.13), ognuna caratterizzata da un determinato range di frequenze di lavoro:

- Biconica: 30 MHz - 200 MHz;
- Log-periodica: 200 MHz - 1 GHz;
- Broadband Antenna: 30 MHz - 1 GHz;

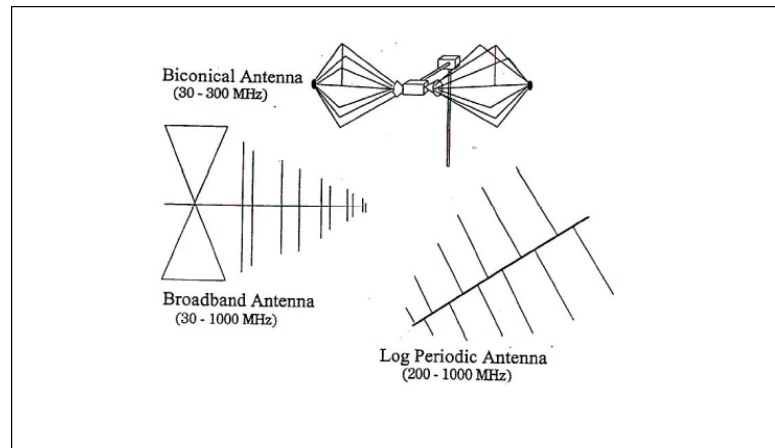


Fig. 4.13: Antenne utilizzate nelle misure di emissione radiata

Come il resto della strumentazione, anche l'antenna deve essere conforme agli standard descritti nella CISPR pubblicazione 16. In tale normativa si stabilisce che l'antenna per le misure delle emissioni irradiate deve essere un piano polarizzato, orientabile secondo tutte le polarizzazioni delle radiazioni incidenti e avente altezza regolabile rispetto al piano di massa su cui viene posizionata. L'antenna da noi utilizzata, oltre a soddisfare completamente i requisiti richiesti dalla CISPR 16-1 è anche in grado di coprire completamente la banda di frequenze di interesse (30 MHz – 1 GHz) senza necessità di dover cambiare antenna a 300 MHz, che rappresenta la frequenza di separazione nel range prima indicato. In mancanza di una specifica indicazione in tale pubblicazione su come misurare il fattore d'antenna, si segue il metodo indicato nella norma ANSI C63.5.

L'antenna è dotata di treppiede di supporto in legno che ne permette l'elevazione e il cambio di polarizzazione (orizzontale o verticale) come si può osservare nella Fig. 4.14. Questo tipo di antenna può essere usata sia per le prove di emissione che per le prove di immunità ed ha una polarizzazione lineare.

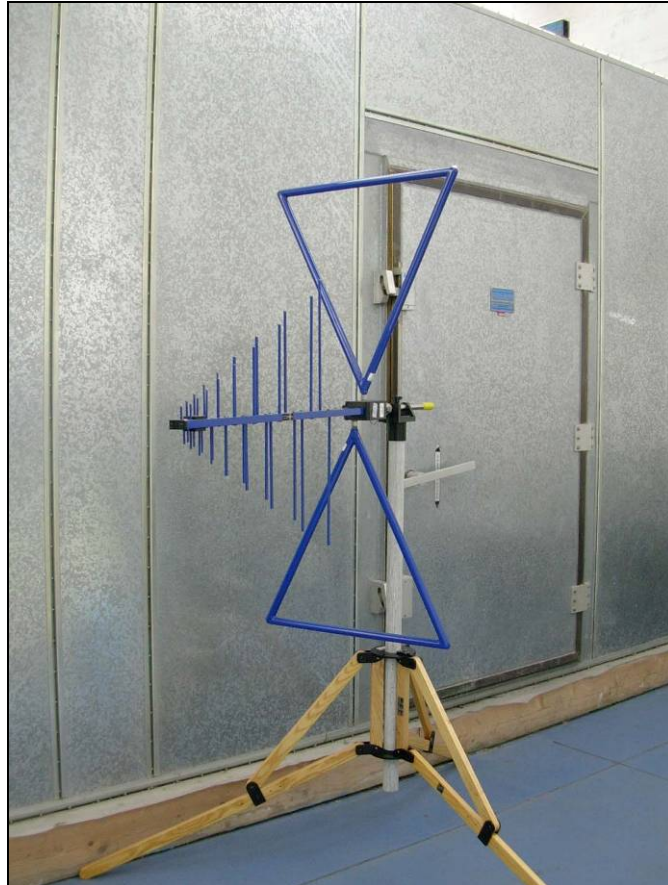


Fig. 4.14: Antenna a banda larga per misure di emissione irradiata

Come dice il termine stesso, la CDN (Coupling/Decoupling Network) è un dispositivo che svolge simultaneamente due funzioni: consente il trasferimento di energia da un circuito ad un altro con un'impedenza definita (accoppiamento) ed evita che i segnali di prova (segnali di disturbo) applicati all'EUT influenzino altri dispositivi, apparecchiature o sistemi che non sono in prova (disaccoppiamento). Il principale parametro di una CDN è l'impedenza di modo comune vista all'ingresso dell'oggetto in prova; ogni CDN è tenuta a rispettare i parametri di riferimento stabiliti dalla norma CEI EN 61000-4-6. Le CDN utilizzate nelle misure di immunità condotta sono due, entrambe della FCC (Fischer Custom Communications); si differenziano tra di loro solo per il tipo di alimentazione (in continua o monofase e trifase) presente ai loro morsetti visto che il principio di funzionamento è il medesimo. La Fig. 4.15 mostra la parte frontale una delle due CDN (FCC-801-M2-16); nei connettori "L1, L2" viene inserita l'alimentazione in corrente continua o alternata monofase mentre il segnale di disturbo viene iniettato tramite il connettore BNC qui coperto dal tappo rosso. La Fig. 4.16 mostra invece la parte posteriore, quella da cui esce l'alimentazione a cui è stato sovrapposto il disturbo stesso.

Vengono forniti dal costruttore anche i diagrammi caratteristici della CDN in questione, ovvero rispettivamente le perdite per inserzione ed il fattore di accoppiamento.



Fig. 4.15: CDN, vista frontale



Fig. 4.16: CDN, vista posteriore

Altri strumenti di categoria 3 sono le sonde di tensione e le sonde isotropiche di campo; le prime devono essere tarate secondo quanto previsto nella pubblicazione 16-1 del CISPR. Le norme relative alle prove di immunità irradiata non prescrivono in genere il metodo di taratura delle sonde di campo, ma è comunque consigliato di eseguire la taratura in accordo con quanto prescritto dalla norma IEEE Std 1309-1996.

Per trattare i segnali generati dal generatore a radiofrequenza, vengono utilizzati degli attenuatori che, come dice il termine stesso, regolano (attenuandolo) il livello del segnale prodotto. Gli attenuatori che sono stati utilizzati nelle misure di immunità condotta sono due, entrambi della Broadwave Technologies, ed hanno compiti differenti. Il primo, quello in Fig. 4.17, è un attenuatore variabile (mod. 752-006-050) da 0 a 50 dB (con passi di 1 dB). Il suo compito è quello di controllare il livello del segnale di uscita della sorgente di disturbo di prova. L'importante è che abbia quindi adeguate prestazioni in frequenza (in modo da coprire tutta la banda utile per la prova) mentre nulla è specificato circa la potenza che deve comunque essere superiore a quella di uscita del generatore a radiofrequenza stesso. E' dotato di un campo di misura in frequenza dalla DC a 2.5 GHz; presenta un'impedenza di 50 Ω , supporta una potenza media di 2 Watt.

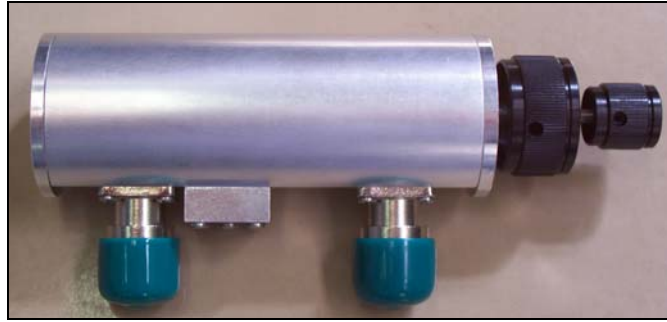


Fig. 4.17: Attenuatore variabile

Il secondo, quello in Fig. 4.18, è un attenuatore fisso (mod. 352-027-010) da 10 dB. Il suo compito è quello di ridurre il disaccoppiamento tra l'amplificatore di potenza e la rete e deve quindi essere posizionato il più vicino possibile al dispositivo di accoppiamento. L'importante è che abbia quindi adeguate prestazioni in potenza (visto che viene posto dopo l'amplificatore di potenza) oltre a coprire tutta la banda utile per la prova. E' dotato di un campo di misura in frequenza dalla DC a 4 GHz; presenta un'impedenza di 50 Ω e supporta una potenza media di 50 Watt (il picco a 1000 Watt).

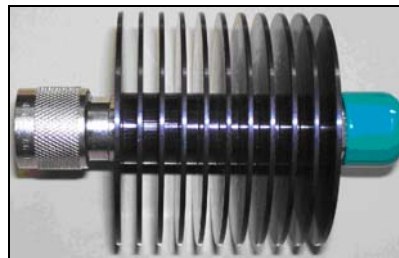


Fig. 4.18: Attenuatore fisso

Per quanto riguarda attenuatori, cavi coassiali e guide d'onda, devono essere tarati quei dispositivi che hanno un impatto diretto sul risultato di misura e la cui perdita di inserzione e il cui disadattamento possono avere un valore rilevante sia sul risultato finale sia sul calcolo dell'incertezza di misura. La taratura deve essere eseguita nel campo di frequenza di interesse e deve comprendere la misura della attenuazione di inserzione e del coefficiente di riflessione (modulo) alle porte di ingresso e di uscita.

Strumenti di categoria 4

Per quanto riguarda i siti all'aperto e le camere semianecoiche utilizzate per misure di emissione (condotta ed irradiata), si deve verificare la curva di NSA secondo quanto previsto dalla norma EN 50147-2. I valori misurati devono essere compresi entro un intervallo di ± 4 dB rispetto ai valori teorici.

Per le camere anecoiche, utilizzate anche per misure di immunità (condotta ed irradiata) deve inoltre essere verificata l'uniformità di campo del sito, secondo quanto previsto dalla norma CEI EN 61000-4-3.

Strumenti di categoria 5

Gli strumenti per la misura dei campi elettromagnetici ambientali hanno peculiarità simili a quelle richieste per le prove EMC pur differenziandosi da esse per alcuni aspetti fondamentali, quali: l'esecuzione di misure in siti aperti; la rispondenza alle normative CEI 211-6 e 211-7 anziché alla CISPR 16-1; l'esecuzione esclusivamente di misure di emissione irradiata in campo vicino e/o campo lontano e comunque senza riferimento al sito di misura CISPR.

4.5 Set-up di prova

Per determinare i set-up di prova per l'esecuzione delle misure EMC sono state prese in considerazione le norme descritte nel Capitolo 2, ed in particolare la CEI EN 55022 (apparati ITE), la CEI EN 55011 (apparati ISM) e la CISPR 16. Nei casi specifici in cui, per effettuare le prove EMC, si sono adoperate altre normative verrà esplicitamente messo in evidenza.

Per ogni tipologia di misura è stato definito un piano di prova che specifica la gamma di frequenze da provare, i limiti delle emissioni, la classificazione dei disturbi, i tipi e le ubicazioni dell'antenna (laddove necessaria) e degli altri strumenti, le prescrizioni del rapporto di prova, la tensione di alimentazione a cui vanno sottoposti i vari dispositivi e gli altri parametri significativi.

4.5.1 Emissioni irradiate

Stabiliamo innanzitutto i limiti di riferimento da utilizzare nelle misure di emissione irradiata. Secondo le norme di riferimento (CEI EN 55011 e CEI EN 55022) l'apparato in prova deve rispettare i limiti specificati nella Tabella 4.1 (seconda colonna) eseguendo la misura ad una distanza R in conformità ai metodi descritti nella stessa norma. Per la scelta dei limiti da adottare, si è fatto riferimento agli apparati ITE di classe B della norma CEI EN 55022 ed agli apparati ISM di Gruppo 1 e Classe B della norma CEI EN 55011; abbiamo considerato comunque le condizioni più restrittive.

Tabella 4.1 Limiti di disturbo elettromagnetico irradiato

Gamma di frequenze	Limite a distanza R=10 m	Limite a distanza R=3 m
MHz	dB(μ V/m)	dB(μ V/m)
$30 \leq f \leq 230$	30	40.5
$230 \leq f \leq 1000$	37	47.5

I limiti riportati sono stati definiti ponendo l'antenna di misura ad una distanza di 10 m dall'EUT; nella camera semianecoica utilizzata per le misure di emissione irradiata la massima distanza antenna-EUT ottenibile è pari a 3 m. Alcune normative (tra cui la CEI EN 55011 e la CISPR 16) prevedono che, in alcuni casi (in presenza di ambienti particolarmente rumorosi o dove non si possano eseguire le misure alla distanza specificata) le prove possano comunque essere eseguite, applicando però i limiti calcolati nel seguente modo:

$$R' = R + 20 \log \frac{d_1}{d_2}$$

dove R è il limite originale (quello definito per una distanza $d_1 = 10$ m) ed R' è il nuovo limite calcolato ad una distanza $d_2 = 3$ m. Nelle nuove condizioni di misura, si deve verificare che la misurazione avvenga nell'ipotesi di campo lontano (per quanto visto a proposito dei requisiti richiesti ai siti di prova EMC). Apportando il fattore di correzione che tiene conto della nuova distanza di misura, si ottengono i limiti riportati nella terza colonna della Tabella 4.1.

La misura dei disturbi irradiati avviene nel range di frequenza che va da 30 MHz a 1 GHz come imposto dalla normativa vigente con un rivelatore di quasi-picco (in alternativa i limiti sono espressi per il valore medio della misura); se l'indicazione dello strumento di misura fluttua attorno al limite specificato, si deve osservare la misura per almeno 15 s a ciascuna frequenza di misura e, trascurando i brevi picchi isolati, si deve prendere nota dell'indicazione più elevata.

Un sito di prova per la misura delle emissioni irradiate deve permettere di distinguere le emissioni dell'apparecchio in prova dal rumore ambientale. A questo riguardo, prima di descrivere la configurazione di prova, è bene verificare che l'idoneità del sito sia garantita misurando i livelli di rumore ambientale (senza far funzionare alcun apparato) ed assicurandosi che questi siano almeno 6 dB sotto i limiti specificati in precedenza. La Fig. 4.19 mostra il livello di rumore ambientale misurato nella camera

semianecoica utilizzata, applicando l'opportuno fattore di correzione dell'antenna che ha rilevato il rumore stesso; come si vede, questo requisito viene completamente rispettato (in tutta la banda di frequenze di interesse anche se qui viene mostrato per un intervallo minore).

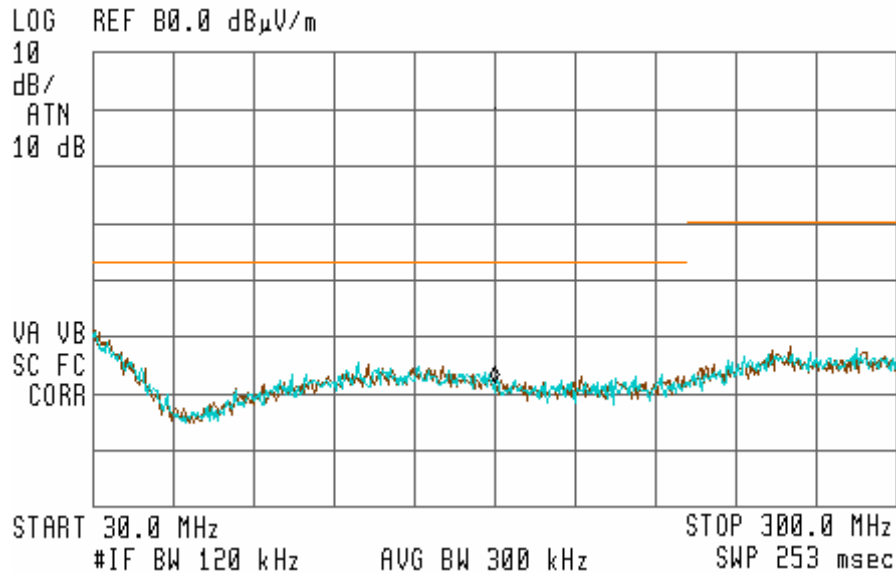


Fig. 4.19: Rumore ambientale nella camera semianecoica di misura

Per quanto riguarda la configurazione dell'apparato in prova, compatibilmente con le sue applicazioni tipiche (uso ordinario), il livello di disturbo emesso deve essere massimizzato variando le modalità di funzionamento dell'EUT. Durante le prove inoltre, sempre con l'obiettivo di massimizzare le emissioni irradiate dall'EUT, devono essere variati l'altezza e la polarizzazione (orizzontale e verticale) dell'antenna e l'orientamento tra antenna ed EUT (l'EUT viene fatto ruotare su se stesso per 360°).

Il piano di massa utilizzato, a seconda del tipo di prove effettuate, è costituito dal pavimento conduttore della camera semianecoica oppure è costituito da una lastra metallica (di opportune dimensioni) posta sul tavolo (isolante) sul quale viene posizionato l'EUT. Le normative sopra citate prevedono che l'EUT venga testato in condizioni di normale funzionamento: “Il rapporto tra l'apparecchio in prova ed il piano di terra deve essere equivalente a quello che si verifica nell'uso: un apparecchio da pavimento deve essere posto sul piano di terra della camera semi-anecoica e deve essere isolato da esso mediante una sottile copertura isolante; quelli mobili e gli altri apparecchi non da pavimento devono essere posti su un tavolo non metallico ad una certa distanza (che dipende dalla particolare norma di riferimento) dal piano di terra della camera stessa”.

Le norme di riferimento forniscono inoltre tutte le specifiche dell'allestimento di prova: ubicazione dell'EUT (rispetto al piano conduttore, all'antenna ed alle pareti assorbenti della camera seminecoica); ubicazione del fascio dei cavi di prova (“...I cavi di alimentazione e di segnale devono essere orientati rispetto al piano di terra in modo equivalente all'uso ordinario, la parte di cavo in eccesso deve essere ripiegata nella sua zona centrale formando una matassa lunga da 30 cm a 40 cm....”); le condizioni di carico e l'ubicazione dell'eventuale simulatore di carico; l'ubicazione dell'antenna (rispetto al piano conduttore, all'EUT ed alle pareti assorbenti della camera seminecoica).

La configurazione generale della sorgente di disturbo (EUT), dei cavi di collegamento, e di tutta la strumentazione deve rappresentare una condizione normalizzata di prova in modo che le misure possano essere considerate ripetibili.

Una schematizzazione del set-up di prova utilizzato per le misure di emissione irradiata è mostrato in Fig. 4.20; qui di seguito viene fornita la relativa legenda.

- 1 EUT (messa a terra vicina se prescritto nel piano di prova)
- 2 Fascio dei cavi di prova
- 3 Rete fittizia (LISN: Line Impedance Stabilization Network)
- 4 Piano di terra (collegato alla camera schermata)
- 5 Supporto a bassa percettività relativa ($\epsilon_r \leq 1,4$)
- 6 Antenna log-periodica
- 7 Cavo coassiale (50 ohm)
- 8 Connettore passante
- 9 Strumento di misura
- 10 Materiale anecoico radioassorbente

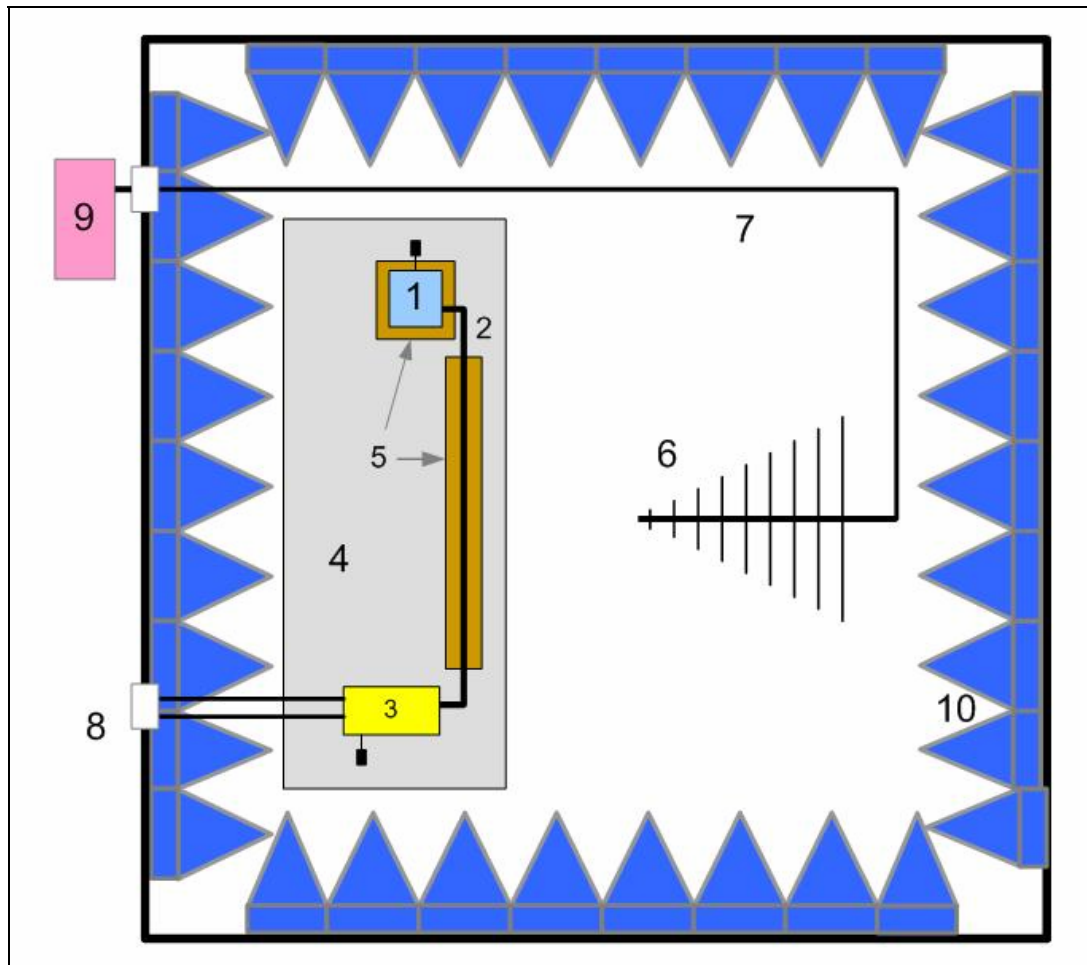


Fig. 4.20: Schematizzazione del set-up di prova delle misure di emissione irradiata

Come si vede dalla Fig. 4.20, l'alimentazione dell'EUT (sia in continua che in alternata) viene fornita tramite una (o più se così previsto dalla norma di riferimento) LISN; anche questo requisito serve per standardizzare le condizioni di misura. La LISN infatti presenta un'impedenza d'uscita costante (fornisce alimentazione all'EUT con una impedenza di sorgente nota, a differenza della rete di alimentazione che usualmente non ha questa caratteristica) e riduce i disturbi provenienti dalla linea elettrica d'alimentazione. In questo modo, le misure effettuate sono considerate ripetibili garantendo così la riproducibilità della prova quando eseguita in luoghi diversi.

4.5.2 Emissioni condotte

Per la misura delle emissioni condotte, oltre alle normative descritte in precedenza (principalmente la CEI EN 55022 e la CEI EN 55011), è stata presa in considerazione la norma CEI EN 55025 ("Caratteristiche di radiodisturbo per la protezione di ricevitori usati a bordo di veicoli e di imbarcazioni e su altri dispositivi – Limiti e metodi di misura") che definisce i limiti di emissione e le metodologie di misura, nella gamma di frequenze 150

kHz -1 GHz, per tutti i componenti elettrici ed elettronici installati a bordo di veicoli, imbarcazioni ed altri dispositivi simili. Come vedremo in seguito, per le emissioni condotte dei componenti e dei moduli la CEI EN 55025 prevede due metodi di misura: il Metodo della tensione ed il Metodo della sonda di corrente; nell'ambito della sperimentazione EMC effettuata sono stati utilizzati entrambi i metodi.

Le misure delle emissioni condotte sono state effettuate, come imposto dalla normativa vigente, nell'intervallo di frequenze 150 kHz -30 MHz (per l'intervallo 9 kHz – 150 kHz i limiti sono ancora in fase di studio). Per quanto riguarda i limiti di riferimento, all'interno di questo intervallo di frequenze, si possono individuare tre regioni: una prima regione tra 150 kHz e 500 kHz in cui il limite decresce linearmente in funzione del logaritmo della frequenza a partire da 66 dB μ V fino a 56 dB μ V; una seconda regione nell'intervallo 500 kHz - 5 MHz in cui il limite è costante e vale 56 dB μ V; infine una terza regione nell'intervallo 5 MHz -30 MHz in cui il limite è costante e vale 60 dB μ V. I limiti così specificati sono riassunti nella seguente Tabella 4.2 e graficati (sotto forma di maschera) in Fig. 4.21.

Tabella 4.2 Limiti della tensione di disturbo (emissioni condotte)

Gamma di frequenze	Quasi-picco
MHz	dB(μ V)
$0,15 \leq f \leq 0,5$	Valore iniziale: 66 decescente linearmente con il logaritmo della frequenza fino al valore finale: 56
$0,5 \leq f \leq 5,0$	56
$5,0 \leq f \leq 30$	60

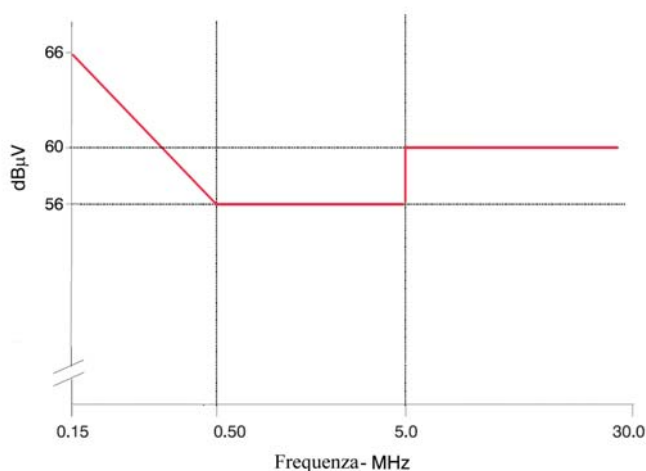


Fig. 4.21: Limiti della tensione di disturbo (emissioni condotte)

Per quanto riguarda il piano di terra, l'ubicazione dell'EUT e l'ubicazione del fascio dei cavi di prova vale quanto detto in precedenza per le prove di emissione irradiata.

Metodo della tensione

Per applicazioni in campo automotive (CEI EN 55025), in funzione dell'installazione prevista dell'EUT nel veicolo sono possibili due casi:

1. EUT con messa a terra lontana (filo di ritorno di massa di lunghezza superiore a 200 mm): sono necessarie due reti fittizie (LISN), una per linea di alimentazione positiva e una per la linea di ritorno;
2. EUT con messa a terra vicina (filo di ritorno di massa di lunghezza massima pari a 200 mm): è necessaria una rete fittizia per la linea di alimentazione positiva.

Le reti fittizie sono montate direttamente sul piano di terra e l'involucro delle stesse è collegato al piano di terra. Il polo negativo è collegato al piano di terra tra l'alimentazione e la rete fittizia. La porta di misura della rete fittizia non collegata allo strumento di misura è terminata con un carico di 50 Ω . Le emissioni condotte sulle linee di alimentazione (positiva e negativa nel caso in continua o fase e neutro nel caso in alternata) sono misurate in successione: dapprima su una linea di alimentazione collegando il ricevitore alla porta di misura della rete fittizia relativa e chiudendo la porta di misura dell'altra rete fittizia con un carico di 50 Ω ; poi sulla linea di ritorno invertendo tra loro il carico da 50 Ω e l'uscita del ricevitore.

Nelle Fig. 4.22 e 4.23 (rispettivamente vista dall'alto e vista laterale) sono mostrati i set-up di prova per la misura delle emissioni condotte (metodo della tensione) nel caso di EUT con linea di ritorno di messa a terra lontana. qui di seguito viene fornita la relativa legenda.

- 1 Alimentazione
- 2 Reti fittizie (LISN)
- 3 EUT (involucro collegato a terra, se prescritto nel piano di prove)
- 4 Simulatore di carico (linea di ritorno collegata a terra, se prescritto nel piano di prove)
- 5 Piano di terra
- 6 Linee di alimentazione
- 7 Supporto a bassa percettività relativa ($\epsilon_r \leq 1,4$)
- 8 Cavo coassiale a doppia schermatura o a schermatura solida (50 ohm)
- 9 Strumento di misura

- 10 Camera schermata
- 11 Carico da 50 Ω
- 12 Connettore passante

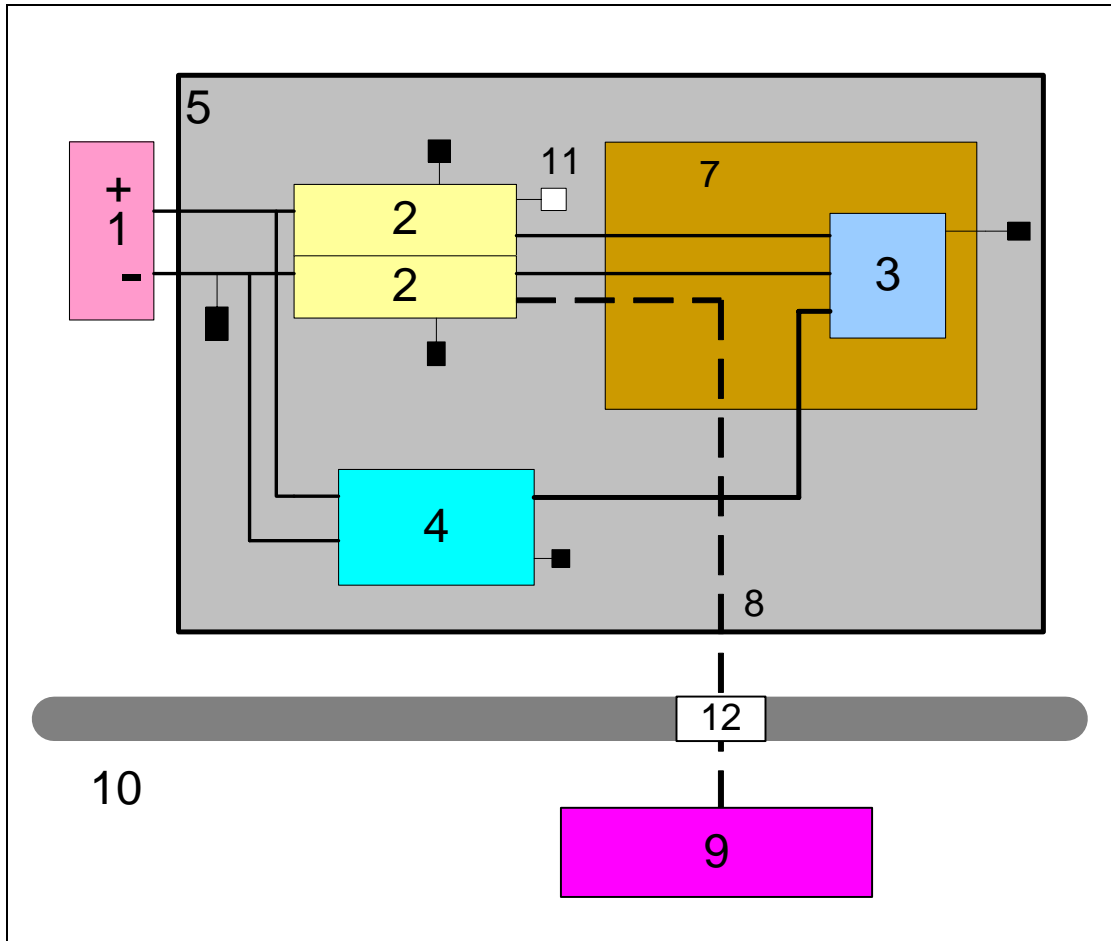


Fig. 4.22: Set-up di prova per le misure di emissione condotta (metodo della tensione) nel caso di EUT con linea di ritorno di messa a terra lontana (vista dall'alto)

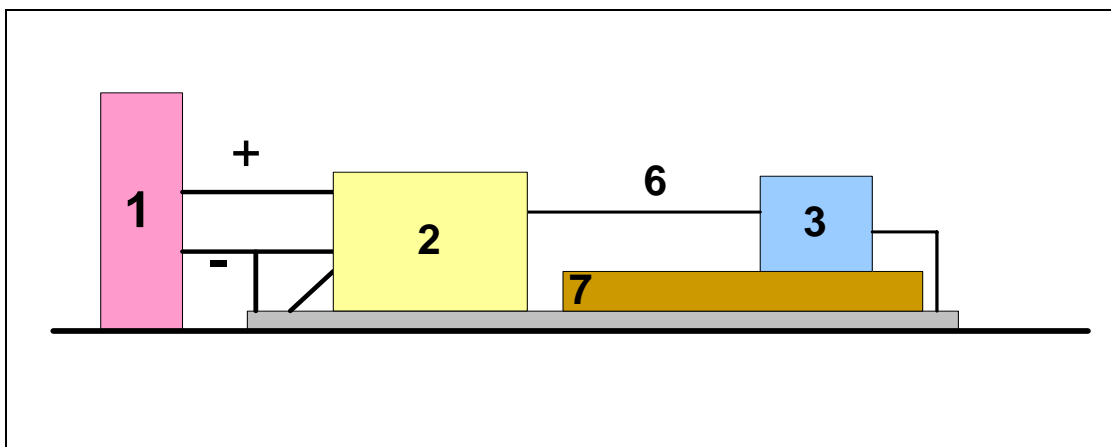


Fig. 4.23: Set-up di prova per le misure di emissione condotta (metodo della tensione) nel caso di EUT con linea di ritorno di messa a terra lontana (vista laterale)

Nelle Fig. 4.24 e 4.25 (rispettivamente vista dall'alto e vista laterale) si può osservare la disposizione degli oggetti all'interno della camera semi-anecoica per le misure di emissione condotta con LISN (metodo della tensione) nel caso di EUT con linea di ritorno di messa a terra vicina; qui di seguito riportiamo la relativa legenda.

- 1 Alimentazione
- 2 Rete fittizia (LISN)
- 3 EUT (involucro collegato a terra, se prescritto nel piano di prove)
- 4 Simulatore di carico (linea di ritorno collegata a terra, se prescritto nel piano di prove)
- 5 Piano di terra
- 6 Linee di alimentazione
- 7 Supporto a bassa percectività relativa ($\epsilon_r \leq 1,4$)
- 8 Cavo coassiale a doppia schermatura o a schermatura solida (50 ohm)
- 9 Strumento di misura
- 10 Camera schermata
- 12 Connettore passante

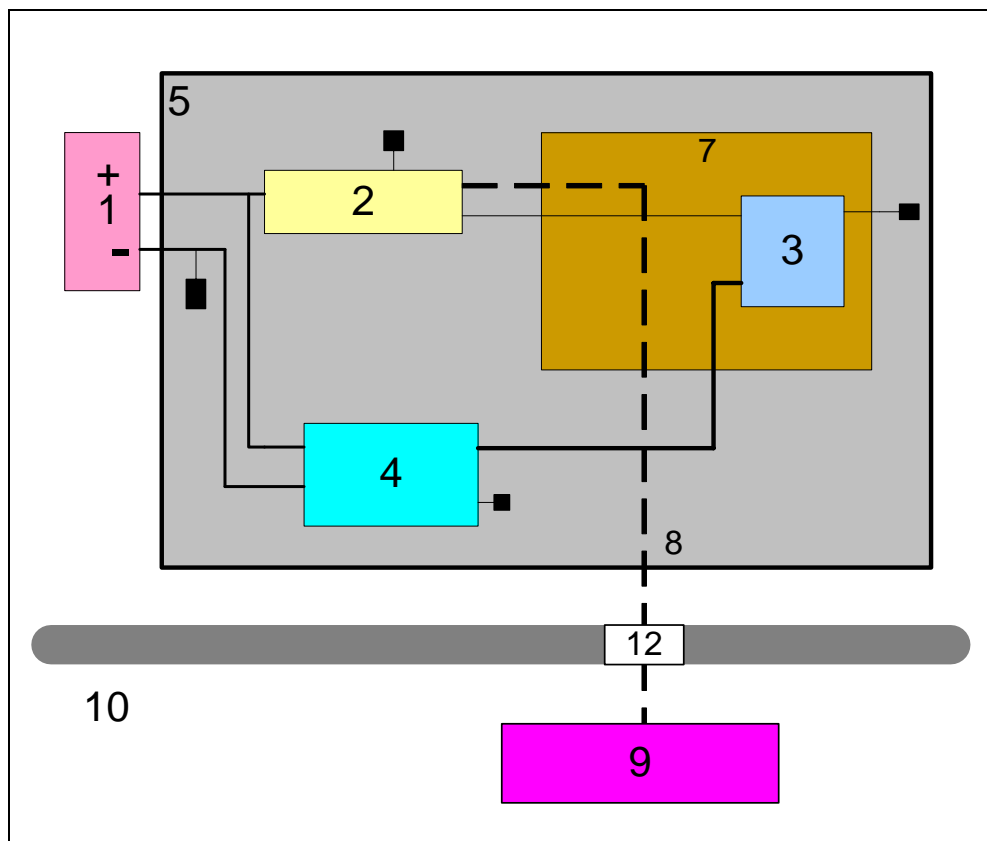


Fig. 4.24: Set-up di prova per le misure di emissione condotta (metodo della tensione) nel caso di EUT con linea di ritorno di messa a terra vicina (vista dall'alto)

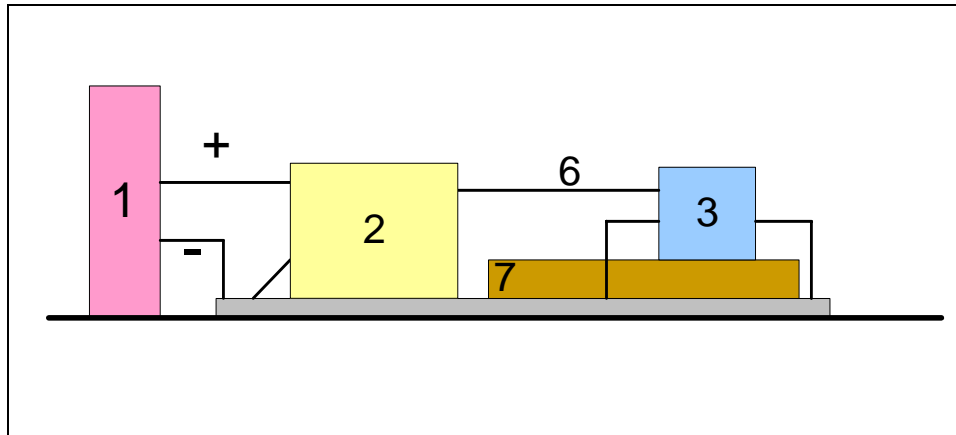


Fig. 4.25: Set-up di prova per le misure di emissione condotta (metodo della tensione) nel caso di EUT con linea di ritorno di messa a terra vicina (vista laterale)

A seconda del tipo di oggetto che si sta analizzando, e quindi delle relative norme di riferimento, possono esserci delle lievi differenze nei set-up di prova delle emissioni condotte, rispetto a quelli appena mostrati. Un altro esempio di set-up per le misure di emissione condotta (metodo della tensione) è mostrato in Fig. 4.26.

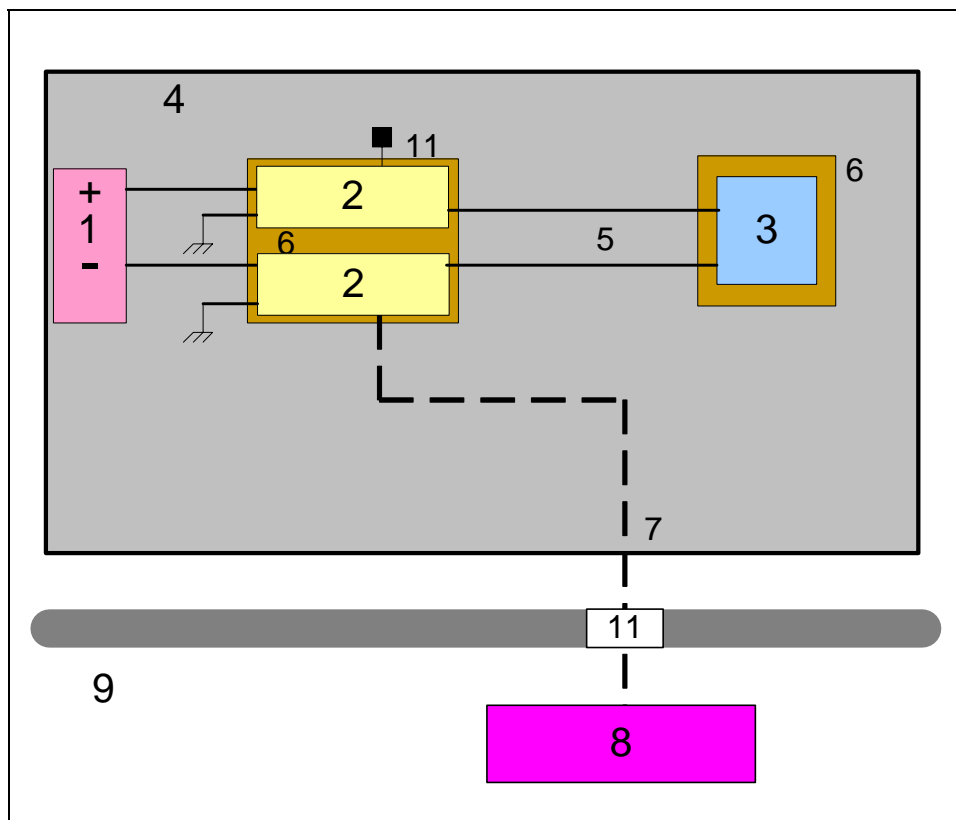


Fig. 4.26: Set-up di prova alternativo per le misure di emissione condotta (metodo della tensione)

Le differenze principali consistono nell'utilizzo di una o più LISN (due nel caso appena mostrato), sulla presenza o meno del simulatore di carico e sul tipo e sui

collegamenti del piano di massa utilizzato. Il principio di base rimane comunque il medesimo: tra la sorgente di alimentazione e l'EUT viene interposta una (o due) LISN dalla quale si preleva il segnale di misura (disturbo sulle linee di alimentazione) da inviare al ricevitore EMI.

Metodo della sonda di corrente

Le misurazioni con la sonda di corrente possono essere eseguite sui cavi di alimentazione e sui conduttori di controllo/segnale, come cavo singolo o in sottogruppi, in funzione della compatibilità con le dimensioni fisiche della sonda e secondo i particolari obiettivi delle prove ed i requisiti imposti dalla norma di riferimento. Con il metodo della tensione, il segnale di misura viene prelevato direttamente da una LISN ed è quindi possibile effettuare la misura della tensione di disturbo solamente ai morsetti di alimentazione; con il metodo della sonda di corrente invece non sussiste questo vincolo e quindi la misura della tensione di disturbo può essere eseguita su qualsiasi cavo o gruppi di cavi. Questa configurazione di prova, come vedremo in seguito, consente anche la separazione delle componenti di modo comune e di modo differenziale delle emissioni condotte totali.

In Fig. 4.27 viene mostrato il set-up di prova delle misure di emissione condotta con il metodo della sonda di corrente; qui di seguito riportiamo la relativa legenda. Come si può vedere, anche qui è necessario l'utilizzo delle LISN e valgono tutte le considerazioni fatte nel caso precedente (ubicazione EUT, cavi, LISN, piano di massa).

- 1 Ricevitore EMI
- 2 Camera schermata semi-anechoica
- 3 Connettore passante
- 4 Cavo coassiale con impedenza di 50 ohm
- 5 Sonda di corrente per prova su linee di controllo/segnale
- 6 EUT
- 7 Fascio dei cavi di prova
- 8 LISN
- 9 Banco di prova (lastra di rame)
- 10 Coni anecoici
- 11 Filtri sull'alimentazione
- 12 Pannelli di materiale isolante

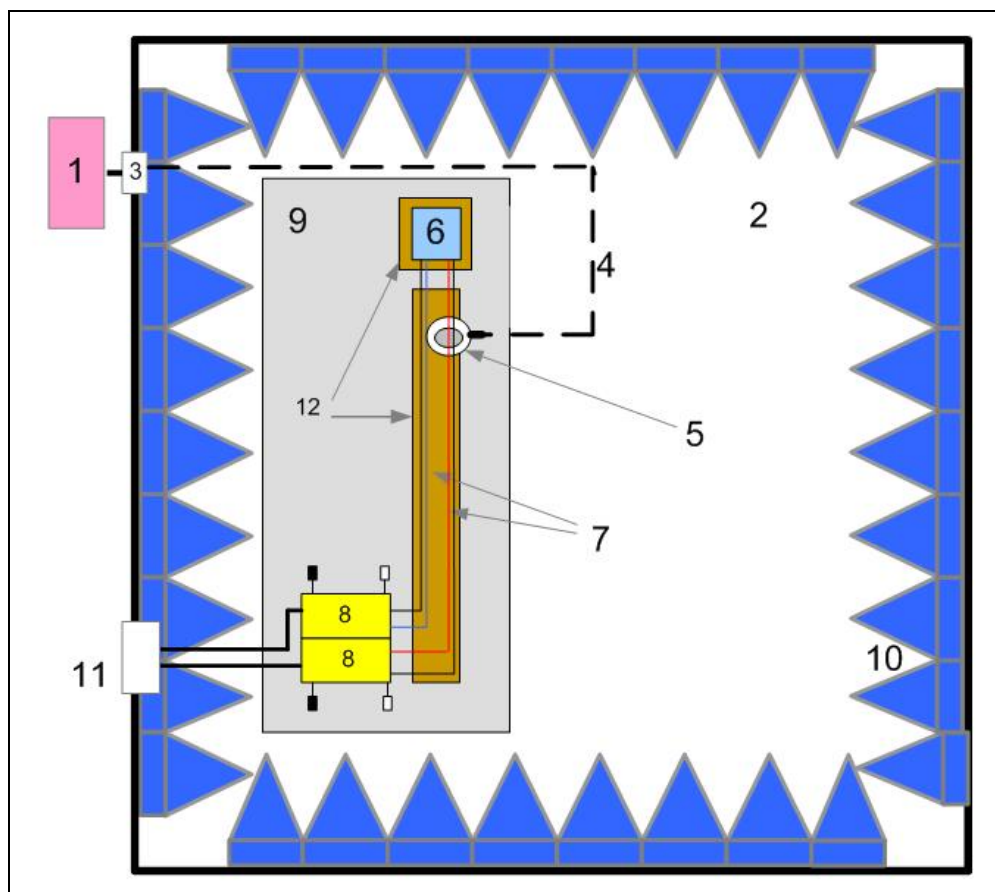


Fig. 4.27: Set-up di prova per le misure di emissione condotta (metodo della sonda di corrente) – vista dall'alto

4.5.3 Immunità condotta

La norma CEI EN 61000-4-6 definisce i requisiti di immunità delle apparecchiature elettriche ed elettroniche ai disturbi elettromagnetici provenienti da trasmettitori intenzionali a radiofrequenza (RF) nell'intervallo di frequenza da 150 kHz fino ad 80 MHz. La fonte di disturbo trattata in questa normativa è essenzialmente un campo elettromagnetico, proveniente da trasmettitori intenzionali a radiofrequenza, che può agire sull'intera lunghezza dei cavi collegati all'apparecchiatura installata. Si suppone che i sistemi di cavi collegati ad un apparecchio funzionino in modo risonante e, per questo motivo, sono rappresentati da dispositivi di accoppiamento/disaccoppiamento (CDN) la cui impedenza di modo comune è di 150Ω rispetto ad un piano di terra di riferimento. Questo metodo di prova sottopone l'EUT ad una fonte di disturbo che comprende campi elettrici e magnetici e che simula quelli provenienti da trasmettitori intenzionali a radiofrequenza.

A seconda dell'ambiente elettromagnetico in cui dovrà inserito l'EUT in prova, verrà scelto un livello di prova per il segnale non modulato; nella Tabella 4.3 sono riassunti i livelli di prova stabiliti dalla normativa di riferimento.

Tabella 4.3 Livelli di prova per l'immunità condotta

Banda di frequenza	150 kHz-80 MHz	
Livello	Livello di tensione (f.e.m.)	
	U ₀ [dBμV]	U ₀ [V]
1	120	1
2	130	3
3	140	10
X	Livello aperto	

Il set-up di prova mostrato in Fig. 4.28 si riferisce in particolare alle prove eseguite sulla wheelchair elettrica (Paragrafo 5.3.4); di seguito viene indicata la legenda della figura stessa.

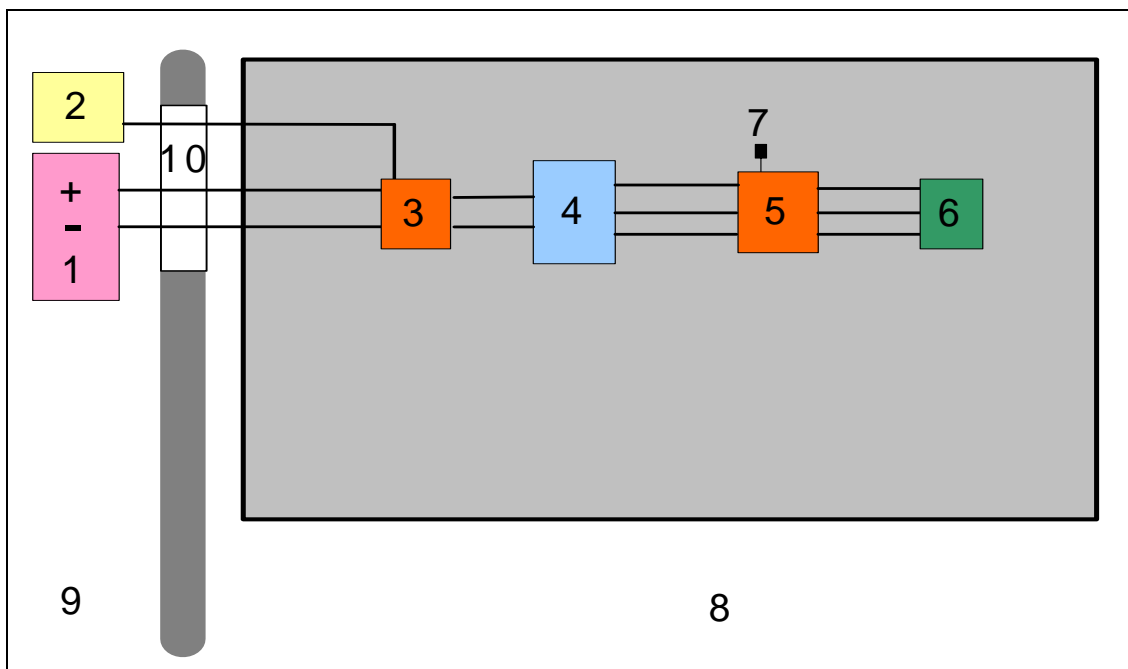


Fig. 4.28: Set-up di misura per le prove di immunità condotta

Legenda della Fig. 4.28

- | | |
|------------------------------|--------------------------|
| 1) Batteria della wheelchair | 6) Motoruota |
| 2) Segnale di disturbo | 7) Carico da 50 ohm |
| 3) CDN M2 | 8) Camera semi-anechoica |
| 4) Inverter | 9) Camera schermata |
| 5) CDN M4 | 10) Connettore passante |

Allestimento di prova

L'EUT deve essere posto all'interno della camera semi-anechoica su un supporto isolante alto 0,1 m sul piano di terra di riferimento. Dovranno essere inseriti dispositivi

CDN su tutti i cavi che saranno sottoposti a prova. I dispositivi CDN dovranno essere posizionati sul piano di terra di riferimento, a diretto contatto con esso a circa 0,1- 0,3 m dall'EUT e collegati al punto di terra di riferimento della rete. I cavi tra il dispositivo di accoppiamento/disaccoppiamento e l'EUT dovranno essere corti il più possibile e non dovranno mai essere riuniti in matasse né avvolti; la loro altezza sul piano di terra di riferimento dovrà essere compresa tra 30 e 50 mm. Il generatore a radiofrequenza, l'amplificatore di potenza e gli attenuatori (ad eccezione dell'attenuatore fisso da 10 dB che sarà posto nella camera semianecoica) verranno posti nella camera schermata e collegati tra di loro in modo opportuno. Nulla viene specificato nella norma circa la lunghezza dei cavi utilizzati per effettuare questi collegamenti o sull'eventuale utilizzo di un piano di massa su cui porre l'attenuatore T1; si cercherà comunque di evitare che si formino matasse e che la disposizione della strumentazione sia la più lineare possibile onde evitare interazioni non desiderate.

Il piano di terra utilizzato è lo stesso delle misure di emissione (il piano di terra della camera semianecoica stessa); qualsiasi misura venga effettuata resta valido il principio che stabilisce che l'EUT deve essere provato in condizioni di normale funzionamento.

Il generatore di prova, mostrato in Fig. 4.29, include tutte le apparecchiature ed i componenti che servono per fornire alla porta di ingresso di ciascuna rete di accoppiamento il richiesto segnale di disturbo al richiesto livello di segnale, in modo da ottenere i livelli di prova riportati in Tabella 4.3.

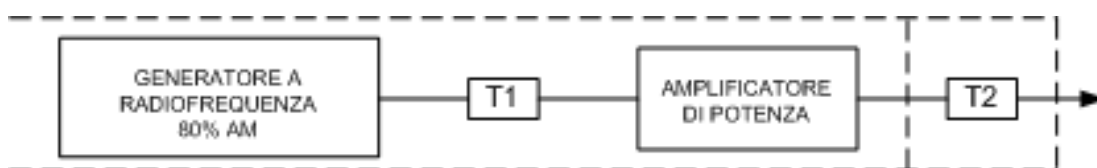


Fig. 4.29: Generatore di prova

Il blocco che va dal generatore a radiofrequenza all'amplificatore di potenza si trova nella camera schermata; l'attenuatore T2 si trova invece nella camera semi-anecoica (il suo compito è quello di ridurre il disaccoppiamento tra l'amplificatore di potenza e la rete e deve quindi essere posizionato il più vicino possibile al dispositivo di accoppiamento – la CDN M2). Per provare un'apparecchiatura, il segnale non modulato viene modulato in ampiezza all'80% con un'onda sinusoidale ad 1 kHz per simulare i disturbi reali. La scelta

del livello di prova più appropriato viene fatta dopo un'analisi approfondita dell'ambiente in cui l'apparecchiatura dovrà essere installata; nel nostro caso, si è deciso di adottare un livello intermedio tra il primo e il secondo (125 dB μ V – il massimo consentito dal nostro generatore a radiofrequenza - che cade proprio a metà tra i 120 dB μ V del primo livello “Ambienti a basso livello di radiazione elettromagnetica; livelli tipici per stazioni radio/televisive ubicate ad una distanza maggiore di 1 km e livelli tipici per trasmettitori-ricevitori a bassa potenza” e i 130 dB μ V del secondo “Ambienti a radiazione elettromagnetica moderata; sono in uso trasmettitori-ricevitori portatili a bassa potenza - tipicamente minore di 1 W - ma con limitazione dell'uso nelle immediate vicinanze dell'apparato, un ambiente tipicamente commerciale”).

Il generatore di segnale a radiofrequenza deve avere una capacità di scansione automatica $\leq 1.5 \cdot 10^{-3}$ decadi/s e/o un controllo manuale; deve essere programmabile con variazioni discrete (passi) e tempi di attesa dipendenti dalla frequenza. I dispositivi di accoppiamento e disaccoppiamento (CDN) posizionati nella camera semianecoica sono utilizzati per un adeguato accoppiamento del segnale disturbante (sull'intera banda di frequenza) con i vari cavi di collegamento all'EUT stesso; il parametro principale del dispositivo CDN è l'impedenza di modo comune vista dalla porta dell'EUT e deve rispettare le caratteristiche della Tabella 4.4.

Tab. 4.4 – Impedenza di modo comune di una CDN

	Banda di frequenza	Banda di frequenza
Parametro	150 kHz- 26 MHz	26MHz-80 MHz
Z _{CE}	150 \pm 20 Ω	150 +60/-45 Ω

La banda di frequenza (150 kHz - 80 MHz) viene scandita con una velocità che non deve eccedere $\leq 1.5 \cdot 10^{-3}$ decadi/s (in ottemperanza a quanto stabilito dall'ISO 7176-21, lo stato di prova su ogni frequenza perdura per un tempo di 2 s); quando la frequenza viene scandita in modo discreto, l'ampiezza del passo di scansione non dovrà eccedere l'1% del valore di frequenza iniziale e, successivamente, l'1% del valore di frequenza precedente. Il tempo di attesa ad ogni frequenza non dovrà essere minore del tempo necessario all'EUT per essere sollecitato e per rispondere. Le frequenze più sensibili, per esempio le frequenze di clock, armoniche o frequenze di particolare interesse, dovranno essere analizzate separatamente.

In alternativa, è possibile adottare una procedura di prova dove la banda di frequenza viene scandita con un passo di scansione che non eccede il 4% del valore della frequenza di partenza e, quindi, il 4% della frequenza precedente. In questo caso, il livello di prova dovrebbe essere almeno il doppio del valore di livello di prova specificato. In caso di controversie, ha la precedenza la procedura di prova che usa un passo di scansione non eccedente l'1% del valore della frequenza di partenza e l'1% del valore di frequenza precedente. Durante la prova si dovrebbe tentare di attivare in modo completo l'EUT e verificare completamente tutti i modi di funzionamento scelti per la suscettività. Come regola generale, il risultato di prova è positivo se l'EUT dimostra la sua immunità durante tutto il periodo di applicazione della prova ed alla fine delle prove l'EUT soddisfa i requisiti funzionali stabiliti nella specifica tecnica.

Capitolo 5

Sperimentazione e Caratterizzazione EMC

5.1 Introduzione

In questo capitolo sarà descritta la sperimentazione EMC che è stata effettuata nel corso dell'attività di dottorato e nell'ambito di progetti a cui si è partecipato.

Sono stati presi in considerazione diversi tipi di apparati e sistemi nell'ottica comune di un loro utilizzo in campo automotive e sono stati inoltre analizzati dispositivi adoperati nel settore industriale. L'analisi è stata eseguita sia sull'intero sistema che sui suoi principali sottoinsiemi.

Poiché il tema centrale della mia tesi di dottorato è la compatibilità elettromagnetica negli azionamenti elettrici, in particolare nel settore della trazione leggera, uno degli obiettivi principali che ci si è prefissi è stato il raggiungimento di una caratterizzazione EMC completa ed esaustiva di apparati elettrici/elettronici utilizzati in ambito automotive; con questo obiettivo è stata condotta un'estensiva ed accurata campagna di sperimentazione EMC. L'attenzione è stata posta sugli azionamenti elettrici per veicoli elettrici ed ibridi costituiti anche da diversi sistemi di generazione e accumulo dell'energia (batterie, supercondensatori, generatori elettrici). Sono state studiate le interazioni EM presenti in sistemi complessi, isolando e valutando i singoli contributi dovuti ai principali sottoinsiemi; si è proceduto quindi all'analisi dei risultati al fine di studiare le tecniche di riduzione delle interferenze elettromagnetiche (EMI).

Nel Paragrafo 4.5 sono stati descritti i set-up di prova con cui sono state eseguite le misure EMC insieme con le relative norme di riferimento. Nei paragrafi successivi, per ogni apparato o sistema in prova, viene fornita una descrizione dell'EUT, delle prove effettuate e delle principali norme di interesse, focalizzando l'attenzione sugli obiettivi della sperimentazione EMC; vengono quindi analizzati e commentati i principali risultati sperimentali ottenuti.

5.2 Confronto tecniche di grounding delle PCB

Nel Capitolo 3 sono state descritte le metodologie utilizzate per la progettazione e realizzazione di PCB (Printed Circuit Board – schede a circuito stampato) al fine di minimizzare i problemi EMC e di integrità del segnale. In questo ambito sono state analizzate le principali problematiche (loop di corrente, interferenze, fenomeni di accoppiamento) e le relative tecniche di mitigazione (piani di massa, grounding, decoupling) dei conseguenti effetti (crosstalk, emissioni ed interferenze elettromagnetiche). In particolare, è stato approfondito il tema del grounding, ovvero della gestione dei piani di massa e di alimentazione (ground/power plane) illustrando le differenze tra le due principali strategie di gestione: split plane (separazione dei piani) e partitioning (partizione ideale). I due principi di funzionamento sono illustrati in Fig. 5.1.

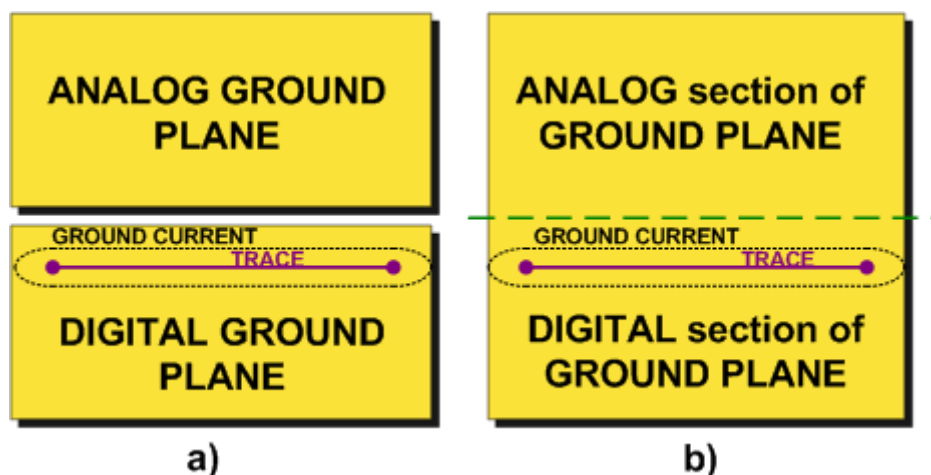


Fig. 5.1: Tecniche di grounding a confronto: a) split plane; b) partitioning

Nel primo caso (split plane), al fine di isolare tra loro la circuiteria analogica e quella digitale che condividono lo stesso piano di ground, il piano stesso viene suddiviso fisicamente in due sezioni: analogica e digitale. Nella tecnica detta partitioning invece, la separazione tra le due sezioni non è fisica ma puramente ideale; l'isolamento desiderato si ottiene posizionando i componenti ed eseguendo il routing in modo appropriato confinando le due sezioni in regioni diverse e lontane tra loro.

Per poter compiere un confronto tra le suddette tecniche di grounding sono state appositamente progettate e realizzate delle schede di acquisizione misure, sulle quali è stato poi possibile eseguire delle prove di compatibilità elettromagnetica, al fine di verificare sperimentalmente la validità delle due metodologie proposte.

Le schede elettroniche in questione sono state progettate nell'ottica di un loro utilizzo nel campo degli azionamenti elettrici, ed in particolare per la gestione delle misure

di un generico convertitore elettronico di potenza. Nel Capitolo 1 sono state analizzate le architetture di controllo di tipo distribuito per i sistemi di automazione; è stato sottolineato come, a causa degli elevati gradienti di tensione e corrente durante le commutazioni, la sezione di potenza può disturbare il funzionamento del sistema di controllo. Per questo motivo si opera di solito un controllo di tipo remoto; il sistema di acquisizione misure è stato così implementato tramite due schede: una (PCB_A) per l'acquisizione delle misure (lato convertitore) ed una (PCB_B) utilizzata come interfaccia verso il controllore. In Fig. 5.2 è mostrato lo schema a blocchi funzionale semplificato del sistema di acquisizione misure che è stato quindi realizzato.

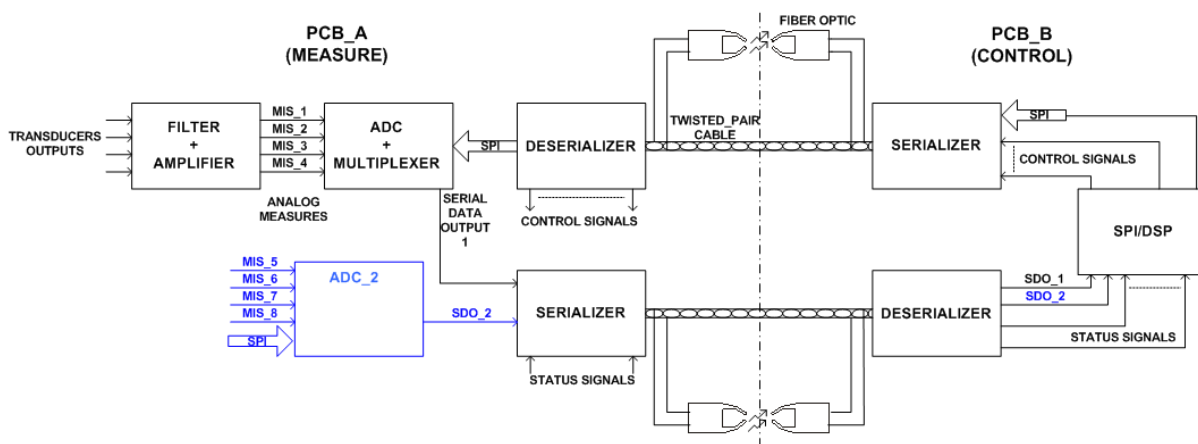


Fig. 5.2: Schema a blocchi funzionale semplificato del sistema di acquisizione misure

Le uscite dei trasduttori di misura vengono opportunamente amplificate, filtrate e digitalizzate nella scheda PCB_A; questi segnali di misura devono poi essere trasmessi alla scheda PCB_B che li trasferisce al controllore. Al fine di minimizzare il numero dei segnali trasmessi (e quindi dei cavi di collegamento), migliorando così l'affidabilità dell'intero sistema, tra le due interfacce (misura e controllo) sono stati aggiunte due coppie Serializzatore/Deserializzatore. Si tratta di dispositivi che serializzano il flusso di dati in trasmissione e li deserializzano in ricezione, ricavando i dati di partenza. Con un fattore di compressione 10, la frequenza dei dati paralleli (10 – 40 MHz) viene trasformata in una frequenza utile dei dati seriali compresa tra 100 e 400 Mbps. Questi componenti inoltre, gestiscono la trasmissione di segnali LVDS (Low Voltage Differential Signal), ossia di tipo differenziale, migliorando così le prestazioni EMC del sistema di comunicazione. Una frequenza di trasmissione seriale molto elevata implica problemi legati all'affidabilità del sistema ed alla sua capacità di generare e/o di essere immune a disturbi EM. E' stato scelto di utilizzare due tipi di trasmissione: di tipo elettrico (via cavo) con l'utilizzo di cavi twistati (intrecciati) o tramite fibra ottica; la scelta della tipologia di collegamento da utilizzare dipende da diversi parametri, primo dei quali è la distanza da percorrere.

Seguendo le metodologie descritte nel Capitolo 3, sono stati realizzati i layout delle due schede elettroniche. In Fig. 5.3a è mostrata una foto della realizzazione prototipale delle due schede, mentre in Fig. 5.3b è illustrato il layout di una delle due schede.

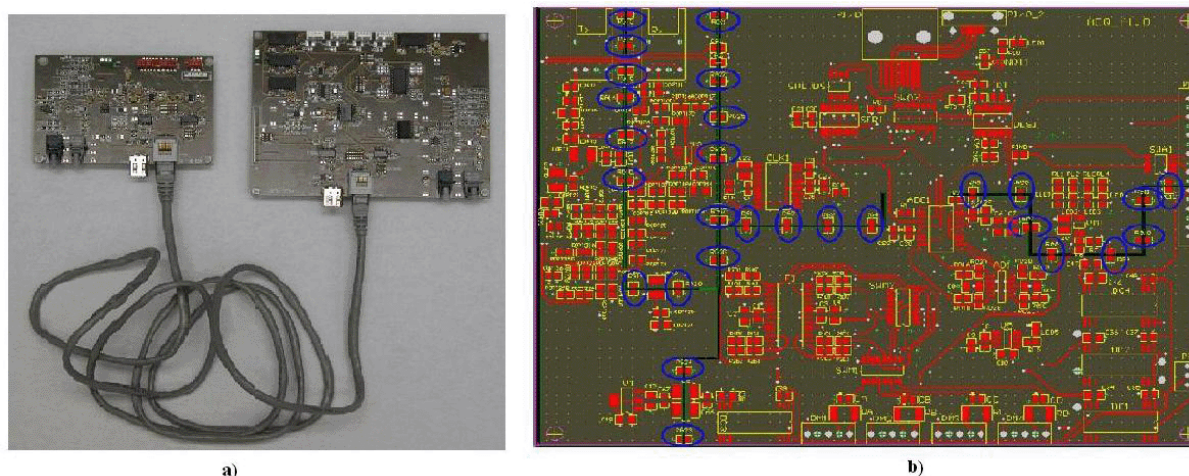


Fig. 5.3: a) Realizzazione delle schede; b) layout delle PCB

Per poter implementare sullo stesso supporto entrambe le tecniche di grounding analizzate, è stato utilizzato un semplice artificio. Il piano di massa del sistema è stato suddiviso fisicamente in sezioni (analogica e digitale) implementando così la tecnica dello split plane. Sono state poi predisposte delle resistenze da 0 Ω (che fungono da jumper e che sono evidenziate in Fig. 5.3b attraverso dei cerchietti blu) posizionate a cavallo delle fenditure che rappresentano la separazione dei piani; nel caso dello split plane queste resistenze non vengono saldate. E' possibile quindi passare alla configurazione partitioning semplicemente saldando queste resistenze; esse infatti, se poste con una sufficiente spaziatura tra di loro, mettono in comunicazione i due piani cortocircuitandoli, simulando così la presenza di un unico piano di massa.

Per valutare sperimentalmente le prestazioni esibite dalle due strategie di grounding, sono state effettuate, in camera semianecoica, delle prove di emissione irradiata nel range di frequenza tra 30 MHz e 1 GHz, in accordo con il set-up di prova e le procedure prescritte dalla CEI EN 55022 (apparati ITE) e descritte in precedenza. Vengono qui di seguito riportati i più significativi risultati sperimentali.

In Fig. 5.4a (a sinistra) e 5.4b (a destra) sono mostrate le emissioni irradiate dalle schede nella configurazione partitioning, rispettivamente per una polarizzazione verticale ed orizzontale dell'antenna, nel range 30 MHz – 300 MHz.

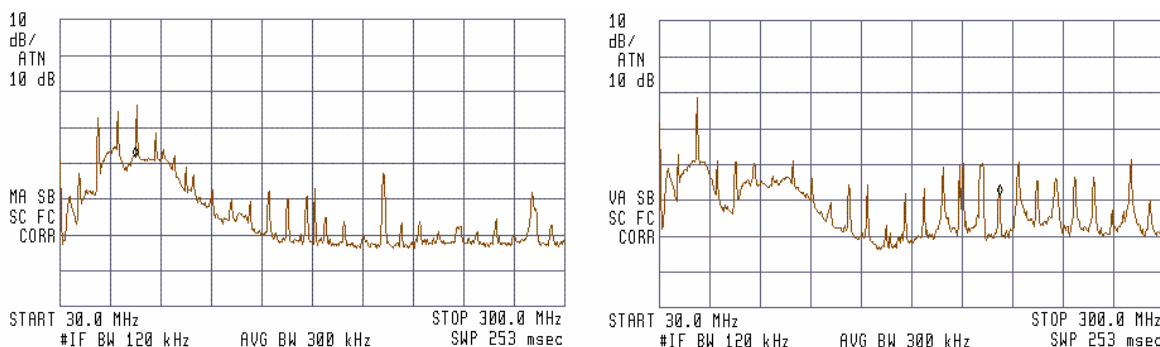


Fig. 5.4: Emissioni irradiate – tecnica partitioning – 30 MHz ÷ 300 MHz: a) polarizzazione verticale; b) polarizzazione orizzontale

Questo spettro di emissione irradiata va confrontato con quello corrispondente alla tecnica split plane, mostrato nelle Fig. 5.5a (polarizzazione verticale) e 5.5b (polarizzazione orizzontale) ed ottenuto nelle stesse condizioni operative del caso precedente.

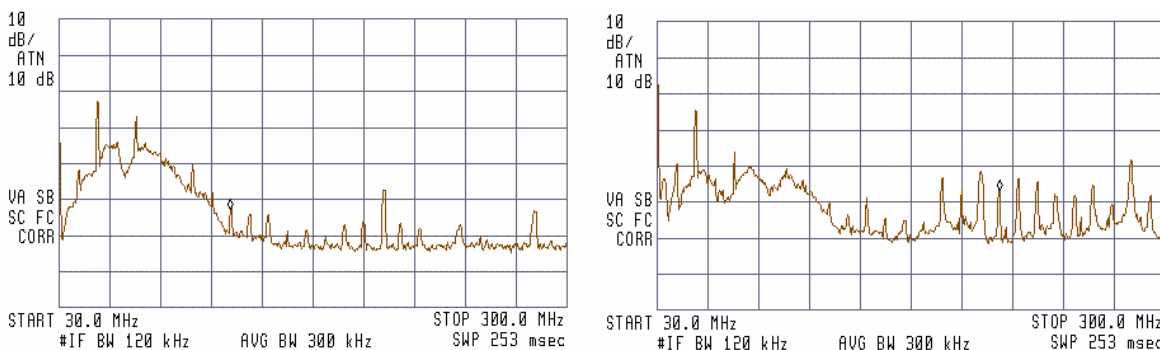


Fig. 5.5: Emissioni irradiate – tecnica split plane – 30 MHz ÷ 300 MHz: a) polarizzazione verticale; b) polarizzazione orizzontale

In Fig. 5.6a (a sinistra) e 5.6b (a destra) sono mostrate le emissioni irradiate dalle schede nella configurazione partitioning, rispettivamente per una polarizzazione verticale ed orizzontale dell'antenna, nel range 200 MHz – 1 GHz.

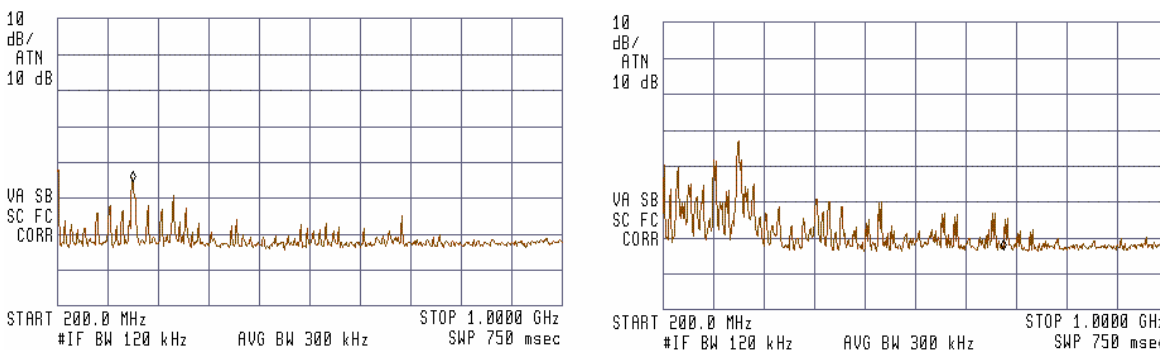


Fig. 5.6: Emissioni irradiate – tecnica partitioning – 200 MHz ÷ 1 GHz: a) polarizzazione verticale; b) polarizzazione orizzontale

Questo spettro di emissione irradiata va confrontato con quello corrispondente alla tecnica split plane, mostrato nelle Fig. 5.7a (polarizzazione verticale) e 5.7b

(polarizzazione orizzontale) ed ottenuto nelle stesse condizioni operative del caso precedente.

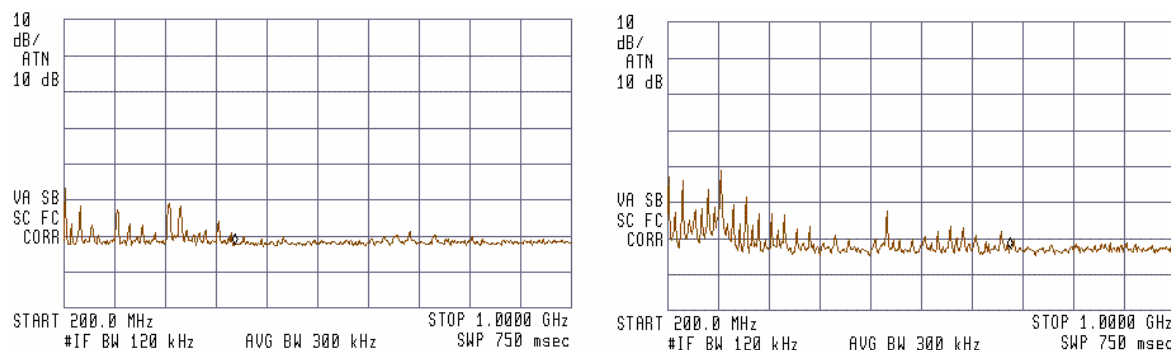


Fig. 5.7: Emissioni irradiate – tecnica split plane – 200 MHz ÷ 1 GHz: a) polarizzazione verticale; b) polarizzazione orizzontale

Sulle schede elettroniche che implementano le diverse strategie di grounding sono state effettuate anche delle prove di emissione condotta, e quindi a bassa frequenza (150 kHz - 30 MHz); i relativi risultati sperimentali per il confronto delle due metodologie proposte per la gestione del piano di massa non vengono qui mostrati perchè poco significativi.

Tutte le prove (emissione irradiata e condotta) sono state eseguite utilizzando due frequenze di trasmissione parallela: 10 MHz (che corrisponde ad una frequenza seriale di 100 Mbps) e 40 MHz (corrispondente a 400 Mbps di frequenza seriale), ovvero i due valori limite consentiti dai dispositivi Ser/Des utilizzati.

Nelle prove di emissione condotta, al variare della frequenza di trasmissione variano le ampiezze dei contributi della frequenza fondamentale e delle sue armoniche; variando la tecnica di grounding invece, non sono state rilevate differenze nello spettro di emissione condotta.

Per quanto riguarda i risultati sperimentali delle prove di emissione irradiata, implementando la tecnica split plane si ottiene una lieve riduzione del disturbo irradiato emesso, rispetto al caso della tecnica partitioning, come si può evincere dal confronto delle figure mostrate.

E' difficile a questo punto trarre delle conclusioni sui risultati ottenuti, per giustificare la scelta di una particolare strategia di grounding, in quanto la differenza tra i due casi non è risultata significativa in nessuna condizione operativa in cui sono state eseguite le prove di emissione. La scelta della metodologia da utilizzare dipenderà quindi essenzialmente dalle caratteristiche dell'ambiente EM in cui si opera e dalle caratteristiche dei dispositivi utilizzati, ovvero dalla loro capacità di essere immuni e/o di generare disturbi EM. Infatti, se le frequenze in gioco non sono eccessivamente elevate ed inoltre i

problemi EMC non sembrano essere così rilevanti, la bassa riduzione ottenuta con lo split plane non ne giustifica la scelta. D'altro canto, se le schede devono lavorare in un ambiente elettromagneticamente rumoroso ed inoltre contengono dispositivi particolarmente rumorosi e/o sensibili ai disturbi EM, la tecnica dello split plane rappresenta la strategia di grounding migliore. Infatti in questo caso, con un isolamento fisico tra sezione analogica (maggiormente sensibile al rumore) e sezione digitale (principale sorgente di rumore) si ottiene sicuramente una riduzione delle emissioni ed anche una piccola riduzione delle emissioni può consentire all'EUT (costituito dalle schede elettroniche) di superare i test di conformità alle normative di interesse.

5.3 Wheelchair elettrica

La wheelchair elettrica che costituirà l'EUT delle prove EMC in esame, è mostrata in Fig. 5.8; si tratta di un modello commerciale (MEYRA Sprint GT della ditta Palmirani), al quale, durante attività di ricerca precedenti, sono stati sostituiti l'elettronica di controllo e l'azionamento elettrico di trazione: i convertitori elettronici di potenza, i due motori in continua (uno per ogni ruota) ed il riduttore che trasferiva il moto dai motori originali alle ruote. Il risultato delle modifiche apportate è stato un notevole aumento dell'efficienza dell'azionamento elettrico di trazione.



Fig. 5.8: Wheelchair elettrica (EUT)

I motori in c.c. ed i riduttori sono stati sostituiti con due motoruote aventi lo stesso diametro delle ruote originarie (400mm); ogni motoruota è costituita da un motore a magneti permanenti a flusso assiale. I convertitori dc-dc utilizzati per il pilotaggio dei motori in continua sono stati sostituiti da due inverter (uno per ogni motoruota).

L'alimentazione della macchina elettrica (singola motoruota) è trifase ed è fornita da un inverter realizzato con transistor della famiglia MOSFET. La modulazione è di tipo

SVM (Space Vector Modulation) ed è in grado di sfruttare al meglio la tensione fornita dalle batterie (due da 12V l'una, collegate in serie) sul link in continua. La frequenza di switching è pari a 20 kHz. La motoruota include inoltre un elettrofreno in grado di bloccare le ruote in assenza di alimentazione dei motori di trazione. Nella seguente Tabella 5.1 sono raccolte le caratteristiche della macchina elettrica in questione.

Tabella 5.1 Caratteristiche elettriche della wheelchair

<i>La macchina elettrica</i>	
Coppie polari	8
Potenza nominale	205 W
Velocità nominale	140 giri/min
Raggio sotto carico della ruota	0.2 m
Valore di picco della f.e.m. di fase alla velocità nominale	8,9 V
Coppia nominale	14 Nm
Coppia di picco (per 15 sec)	84 Nm
Corrente efficace con la coppia nominale	10,8 A
Corrente efficace con la coppia di picco	65 A
Rendimento in condizioni nominali	86%
Intensità del campo magnetico al traferro	0,62 T

La wheelchair in questione è caratterizzata da due motoruote; il sistema di conversione presente su ogni motoruota è realizzato utilizzando un inverter a MOSFET della IXYS (realizzato da questa casa appositamente per essere utilizzato sui veicoli industriali in cui sia presente alimentazione tramite batterie) mentre tutto il sistema di acquisizione delle misure (tensioni, correnti e temperatura), come anche il sistema di pilotaggio, è stato appositamente progettato e realizzato in laboratorio per adattarsi al meglio alle caratteristiche dell'inverter stesso. Tutto ciò ha portato alla realizzazione di un sistema di conversione dc-ac estremamente compatto, affidabile e funzionale.

Gli inverter prodotti dalla IXYS (modello VWM 350-0075P, in Fig. 5.9 ne è mostrato lo schema circuitale) ricevono sul link in continua i 24 V generati dalle due batterie in serie ed operano ad una frequenza di 20 kHz; sono realizzati con tecnologia MOSFET che consente di avere una bassa resistenza in conduzione R_{DSon} (2.3 m Ω), una tensione di breakdown (V_{DSS}) di 75 V e una corrente di drain (I_D) pari a 340 A (ad una temperatura di 25°C); la capacità complessiva presente sul link in continua (due capacità in parallelo) è di 4700 μ F.

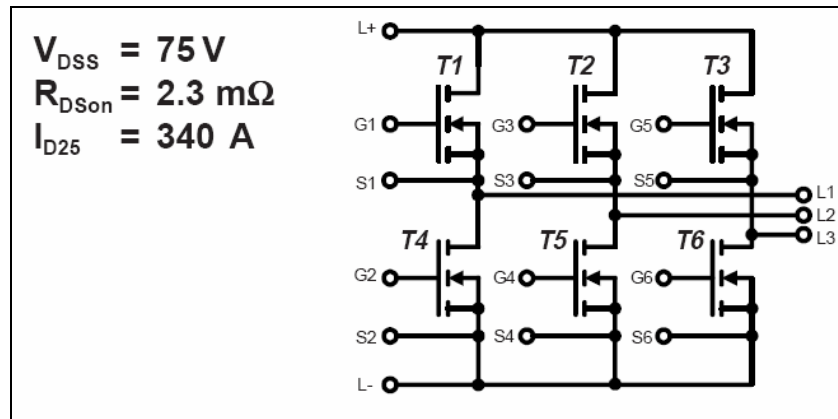


Fig. 5.9: Circuito elettrico dell’inverter della wheelchair

Nella Tabella 5.2 sono riportati i valori di efficienza (η) del blocco inverter per diversi valori dell’indice di modulazione (M); in Fig. 5.10 è mostrato un singolo blocco inverter ed in Fig. 5.11 l’assemblaggio di tutta l’elettronica di potenza e di segnale della wheelchair.

Tabella 5.2 Caratteristiche degli inverter della wheelchair

M	Condizioni operative	η
0.6	Corrente nominale	90.2 %
	Corrente di sovraccarico	87.3 %
0.9	Corrente nominale	94.2 %
	Corrente di sovraccarico	91.8 %



Fig. 5.10: Inverter di trazione della singola motoruota della wheelchair

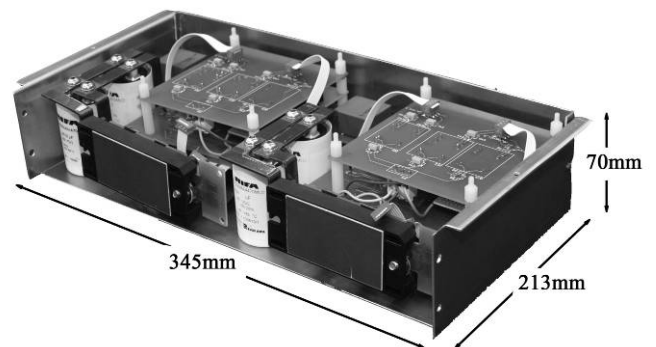


Fig. 5.11: Assemblaggio dell’elettronica di potenza e di segnale della wheelchair

Il layout elettrico (schede di acquisizione misure e pilotaggio dello stadio di potenza) e meccanico (posizionamento dei componenti, collegamenti ed assemblaggio finale) è stato realizzato con lo scopo di avere un modulo affidabile e compatto; sono stati inoltre rispettati i vincoli dati sugli ingombri dei componenti al fine di consentire il

posizionamento delle scatole della sezione di potenza e della sezione di controllo sotto la seduta della wheelchair (Fig. 5.12)

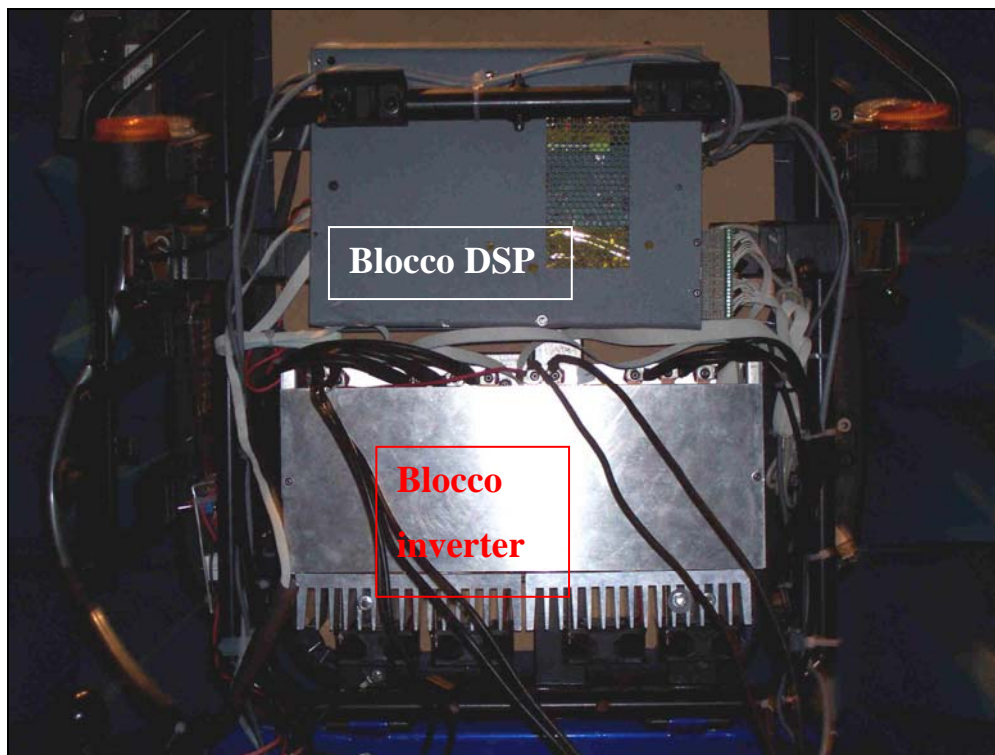


Fig. 5.12: Posizionamento del controllo (DSP) e della potenza (inverter) sotto il sedile della wheelchair

Dal punto di vista elettrico è stata dedicata molta cura all’ottimizzazione delle connessioni tra la parte di potenza e la sezione di controllo. E’ stata realizzata una PCB per collegare i pin dei gate del modulo di potenza ai segnali di pilotaggio provenienti dal controllo; questa scheda viene direttamente saldata sul modulo di potenza e questo consente di ridurre l’impedenza dei collegamenti, le perdite ed i ritardi introdotti sui segnali.

Per le connessioni di potenza sono state utilizzate ed appositamente modellate delle busbar, ovvero delle lamine conduttrici realizzate in rame e sovrapposte tra loro; anch’esse vengono saldate direttamente sul modulo di potenza (sono isolate dal resto del sistema tramite l’applicazione del kapton) consentendo così di ridurre il valore delle induttanze parassite e delle correnti indotte.

Le prove EMC che sono descritte nei paragrafi seguenti, fanno riferimento alla norma di prodotto ISO 7176-21 (“Wheelchair – Requisiti e metodi di misura per la compatibilità elettromagnetica di wheelchair elettriche e scooter”) ed alla CEI EN 61800-3 riguardante gli azionamenti elettrici.

A rigore, la norma CEI EN 61800-3 non potrebbe essere utilizzata nella nostra trattazione perchè non si applica negli ambiti inerenti alla trazione ed ai veicoli elettrici;

verrà comunque considerata in quanto è in grado di fornire una descrizione dettagliata degli azionamenti elettrici (categoria in cui ricadono gli apparati da noi trattati) e dei loro elementi costitutivi (porte, interfacce, ecc) fornendo così il background in cui sviluppare il nostro lavoro.

Sono state prese in considerazione altre norme di prodotto e di base (eventualmente richiamate da quelle già citate) e sono state estrapolate le caratteristiche comuni; per la definizione dei limiti, dei set-up e delle procedure di prova delle emissioni irradiate e condotte sembrano tutte convergere nella CEI EN 55011 (apparati ISM) e nella CEI EN 55022 (apparati ITE), di cui si è ampiamente discusso.

La wheelchair elettrica utilizzata per le prove EMC, pur avendo le caratteristiche di un generico veicolo elettrico per trazione leggera, ha anche delle dimensioni opportune, tali da consentirne il posizionamento all'interno della camera semianecoica. Questo ha permesso di effettuare un'estensiva campagna sperimentale che ha avuto come obiettivo l'ottenimento di una caratterizzazione EMC completa di un sistema complesso in ambito automotive.

La wheelchair elettrica che costituisce l'EUT delle prove sperimentali eseguite, è qui considerata come un generico PDS (Power Drive System, azionamento elettrico a velocità variabile) costituito da più sottoinsiemi.

L'obiettivo principale di tutte le prove di emissione (irradiata e/o condotta) è la valutazione dei livelli dei disturbi emessi dall'EUT (spettro in frequenza delle emissioni) al fine di stabilire la conformità con le norme (generiche o di prodotto) che fissano i limiti massimi dei disturbi emessi.

5.3.1 Emissioni irradiate

Per la misura delle emissioni irradiate dalla wheelchair elettrica (EUT in oggetto) sono state compiute tutte le procedure preliminari (posizionamento dell'EUT e dell'antenna di misura, predisposizione della strumentazione e dei cavi e realizzazione dei collegamenti) in conformità con il set-up di prova descritto nel Paragrafo 4.5.1. La realizzazione pratica del set-up di prova della wheelchair elettrica all'interno della camera semianecoica è mostrato in Fig. 5.13.



Fig. 5.13: Set-up di prova per la misura delle emissioni irradiate dalla wheelchair

Le misure sono state eseguite nel range di frequenza da 30 MHz a 1 GHz e con una polarizzazione sia orizzontale che verticale dell'antenna di misura; sono stati di volta in volta variati l'altezza dell'antenna stessa rispetto al piano di terra e l'orientamento dell'EUT (rispetto all'antenna). L'obiettivo è stato la massimizzazione delle emissioni, pur mantenendo i parametri che definiscono un utilizzo tipico dell'oggetto in prova. Il caso più critico si è manifestato nel caso di polarizzazione verticale dell'antenna di misura quindi saranno mostrati solo questi risultati, considerati più significativi

Tutte le prove che saranno descritte, sono state eseguite prima sulla motoruota sinistra e poi su quella destra; poiché i risultati ottenuti sono assolutamente speculari, saranno mostrati in questa sezione solo i risultati inerenti alla motoruota sinistra.

Un altro obiettivo delle prove di emissione irradiata è stato quello di isolare e valutare i diversi contributi alle emissioni irradiate dalla wheelchair e dovuti ai principali sottoinsiemi del PDS in questione (il sistema di controllo - DSP, la sezione di modulazione e pilotaggio e l'elettronica di potenza). Le prove sono quindi state eseguite in modalità "step by step" abilitando un apparato alla volta e facendo il confronto con il passo precedente. Questa metodologia può consentire, una volta isolati i singoli contributi, di prendere le misure necessarie a ridurre eventualmente i livelli di emissione con un metodo che dipende dalla particolare causa che lo ha generato.

Le prove sono state eseguite sia con sia senza l'ausilio delle LISN secondo le seguenti tipologie di funzionamento della wheelchair:

1. DSP acceso;
2. DSP che modula (PWM);
3. Inserzione del fusibile e abilitazione della parte di potenza;
4. Motoruota sinistra in movimento;
5. Motoruota sinistra parzialmente frenata.

Le seguenti figure che mostrano i risultati delle misure eseguite sono state acquisite direttamente dal ricevitore EMI; la linea arancione tracciata sul display rappresenta il limite imposto dalla normativa CEI EN 55011 per le emissioni irradiate generate nel range di frequenza sotto esame (30 MHz – 1 GHz); i limiti sono espressi in dB μ V/m (ci si riferisce infatti alla componente di campo elettrico). Come stabilito dalla CISPR 16-1 l'ampiezza di banda del ricevitore EMI è stata fissata a 120 kHz.

Sebbene lo studio sia stato effettuato nel range 30 MHz - 1 GHz, sopra i 300 MHz non sono stati ottenuti risultati apprezzabili quindi nelle immagini seguenti abbiamo limitato la banda a 300 MHz anche per consentire una migliore risoluzione e visualizzazione delle tracce stesse.

Come anticipato in precedenza, sono state investigate le influenze e le interazioni tra i sotto-sistemi principali del PDS: l'elettronica di potenza, la parte di controllo e quella di pilotaggio. Come prima cosa sarà quindi mostrato come, nel caso delle emissioni irradiate, il livello di radiazioni emesse cresce man mano che più sottosistemi vengono fatti funzionare (come era anche logico aspettarsi).

In Fig. 5.14 è mostrato il confronto tra il rumore ambientale (traccia celeste) e le emissioni irradiate dalla wheelchair (traccia marrone) quando viene alimentata la sola sezione di controllo (DSP); l'unità di modulazione PWM è ancora disabilitata.

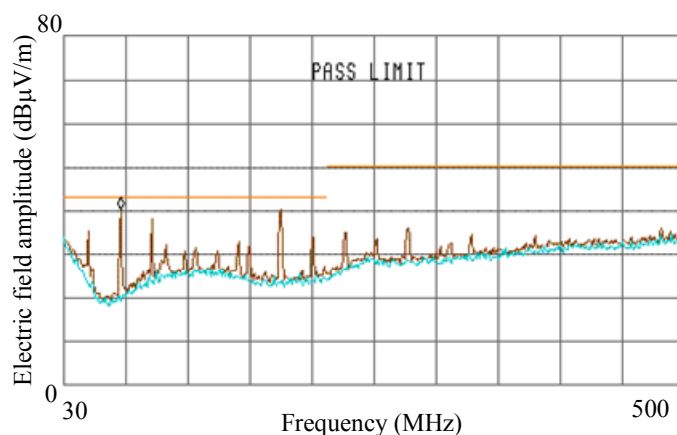


Fig. 5.14: Emissioni irradiate dalla wheelchair – solo DSP acceso (traccia marrone) e rumore ambientale (traccia celeste)

Come era prevedibile, i picchi principali di emissione avvengono a frequenze multiple e sottomultiple della frequenza del clock del DSP stesso (settabile da 32 MHz a 160 MHz) e delle sue periferiche (da 20 MHz a 80 MHz). Le emissioni risultano in questo caso inferiori ai limiti imposti dalle norme di riferimento.

La stessa prova è stata poi eseguita di nuovo, senza l'utilizzo della LISN sulle linee di alimentazione della wheelchair (batteria); in questo caso si è ottenuto lo stesso spettro di emissioni irradiate del caso precedente (con LISN) ma con valori di ampiezze leggermente differenti. La LISN infatti, oltre ad isolare il rumore proveniente dalle linee di alimentazione, e a fornire alimentazione all'EUT con un'impedenza nota e costante nella banda di interesse, ha anche un effetto filtrante rispetto ai disturbi misurati. L'utilizzo della LISN è in ogni caso essenziale per rendere le misure indipendenti dalle condizioni della sorgente di alimentazione e quindi riproducibili; inoltre i limiti di emissione imposti dalle normative fanno riferimento all'utilizzo delle LISN per standardizzare le condizioni di prova.

Quando la sezione di controllo comincia a modulare, ovvero l'unità PWM fornisce i duty cycle per il pilotaggio della sezione di potenza, le emissioni irradiate dalla wheelchair cambiano rispetto al caso precedente (solo DSP acceso); questa situazione è illustrata in Fig. 5.15 (traccia celeste).

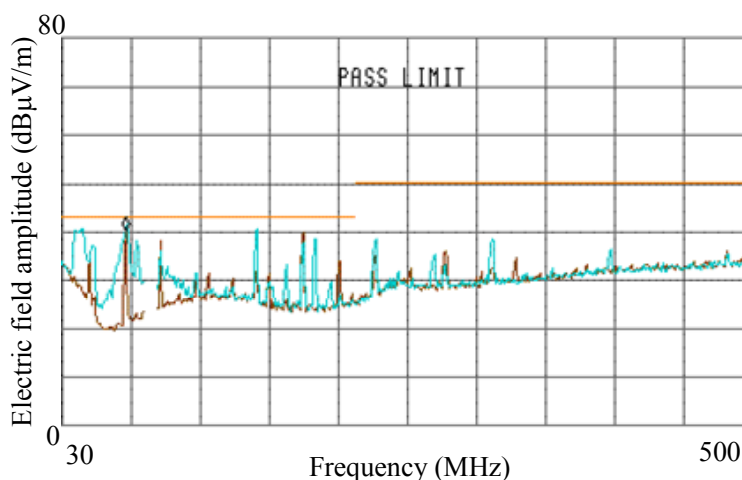


Fig. 5.15: Emissioni irradiate dalla wheelchair – solo DSP acceso (traccia marrone) e unità PWM abilitata (traccia celeste)

Durante la modulazione, alcuni picchi di emissione aumentano in ampiezza ma restano sostanzialmente centrati nelle frequenze caratteristiche precedenti e rimangono comunque al di sotto dei limiti prestabiliti; nel caso in questione la modulazione generata è una classica PWM (Pulse Width Modulation) avente frequenza di switching pari a 20 kHz.

Abilitando in successione anche la sezione di potenza (inverter di trazione) e la relativa elettronica di segnale (circuiti di pilotaggio e sistema di acquisizione misure), non sono state rilevate differenze rispetto al caso precedente, ovvero abbiamo ottenuto lo stesso spettro di emissione di Fig. 5.15 (traccia celeste).

L'ultimo passo in questa attività sperimentale è stato l'analisi delle emissioni irradiate dalla wheelchair durante il suo normale modo di funzionamento; sono state ripetute le prove sottoponendo la wheelchair a diversi tipi di manovre (accensione, accelerazione, sterzata e decelerazione) effettuandole anche in modo piuttosto repentino. I risultati ottenuti sono mostrati in Fig. 5.16 (traccia marrone).

Come si può vedere, in quest'ultima modalità di funzionamento "sotto carico" si ha il superamento dei limiti previsti dalla normativa; quando la motoruota viene parzialmente frenata o comunque durante i transitori, le dinamiche cambiano molto velocemente e si ha una richiesta maggiore di corrente. E' per questo motivo che i fenomeni radiativi subiscono un certo aumento. Bisogna sottolineare il fatto che i test inerenti alla frenatura o al cambiamento repentino di direzione non siano inclusi nella normativa vigente che fa riferimento invece ad una condizione di tipo stazionario (velocità della wheelchair settata al 50% del suo valore massimo). Si è deciso comunque di effettuarli per poter fornire una caratterizzazione elettromagnetica la più completa ed esaustiva possibile.

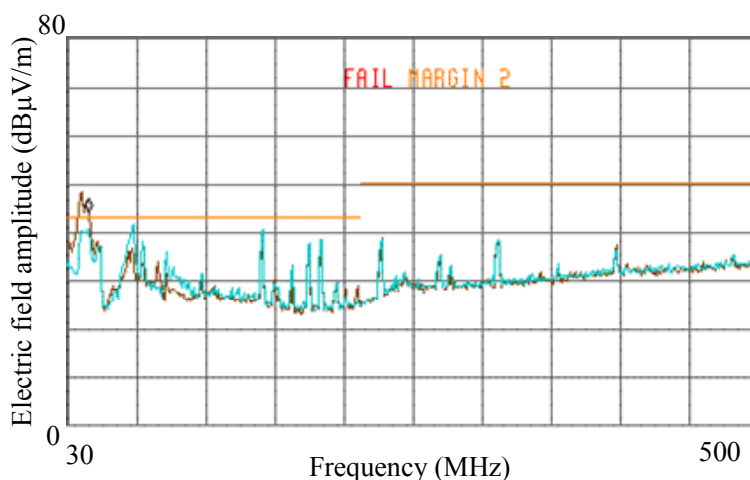


Fig. 5.16: Emissioni irradiate dalla wheelchair – durante le manovre (traccia marrone) e nel caso stazionario (traccia celeste)

E' stato inoltre interessante osservare la differenza nello spettro di emissioni irradiate quando il sedile della wheelchair è aperto o chiuso. Il confronto è mostrato in Fig. 5.17.

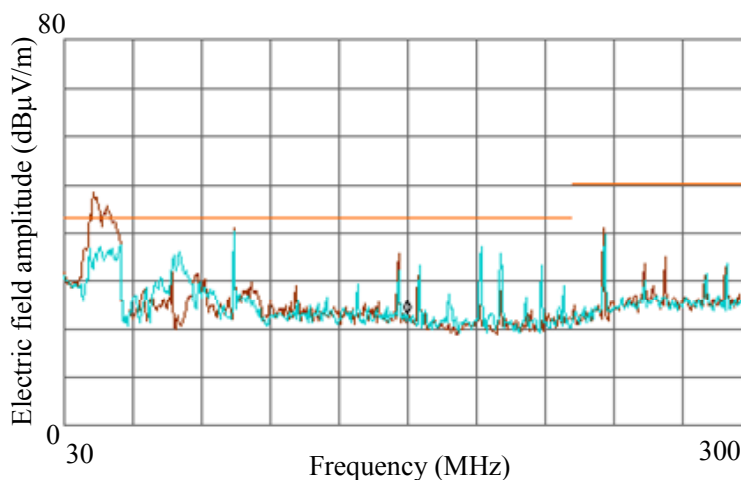


Fig. 5.17: Emissioni irradiate dalla wheelchair – sedile alzato (traccia marrone) e sedile abbassato (traccia celeste)

Come si può vedere, le emissioni si riducono nel caso in cui il sedile risulti abbassato (traccia celeste); lo stesso alloggiamento degli inverter di trazione e dei relativi controllori (sotto la seduta della wheelchair) hanno un effetto schermante rispetto ai disturbi irradiati emessi dall'EUT.

I risultati delle prove di emissione irradiata dalla wheelchair hanno avuto nel complesso un buon esito; i limiti imposti dalle normative di riferimento sono stati superati solamente durante i transitori ottenuti facendo compiere alla wheelchair successive manovre (caso non contemplato dalle norme).

Per ridurre ulteriormente il livello delle emissioni, potrebbero essere progettate delle scatole, sia per gli inverter sia per i DSP, in modo da schermare i relativi disturbi di tipo radiato; al momento non è sembrato però necessario.

5.3.2 Emissioni condotte

Per quanto riguarda il set-up di prova, facendo riferimento a quanto detto nel Paragrafo 4.5.2 (si ricorda che il rapporto tra l'apparecchio in prova ed il piano di terra deve essere equivalente a quello che si verifica nell'uso normale), la wheelchair non potrà essere posizionata su un tavolo, ma dovrà essere testata direttamente sul piano di terra (pavimento della camera semianecoica); l'isolamento sarà effettuato posizionando delle tavole di legno tra il pavimento ed i cavalletti metallici utilizzati per rialzare le motoruote.

La normativa di riferimento prevede che in caso di alimentazione DC (nel nostro caso una batteria da 24 V) vengano utilizzate due LISN: una posta tra il morsetto positivo della batteria ed il terminale di alimentazione positivo della wheelchair ed una per i morsetti negativi; stabilisce inoltre che il connettore di ground posto sul pannello frontale

delle LISN resti flottante (i cavi di alimentazione verranno inseriti nel connettore “line”) e che le LISN vengano collegate al punto di terra di riferimento della rete.

In una prima fase sono stati preparati tutti i cavi di alimentazioni richiesti per l’inserzione delle LISN tra la batteria ed i terminali di alimentazione. A questo punto la wheelchair è stata portata all’interno della camera semi-anecoica nella quale sono stati ultimati i preparativi nel rispetto delle distanze e delle posizioni prescritte dalla normativa e descritte precedentemente. Sono state eseguite prove a vuoto e sotto carico (in questo caso il carico è stato simulato frenando parzialmente le ruote).

Le due LISN utilizzate supportano una corrente continuativa di 10 A (12 A di picco); si è proceduto quindi a misurare preliminarmente i principali parametri elettrici (correnti e tensioni) per assicurare che la wheelchair operasse in una condizione di funzionamento che evitasse il danneggiamento dei suddetti dispositivi.

Per il set-up di prova sono stati utilizzati due schemi descritti nel Paragrafo 4.5.2: il metodo della tensione (misura tramite LISN), per comodità qui richiamato in Fig. 5.18 insieme alla sua legenda, ed il metodo della sonda di corrente. Le stesse prove di emissione condotta sono state ripetute implementando i due metodi di misura; questo ha consentito di effettuare un confronto sui risultati ottenuti per valutare le metodologie di prova e gli strumenti utilizzati. Inoltre, utilizzando la sonda di corrente è possibile prelevare il segnale di disturbo su diversi cavi e in diversi punti, consentendo quindi una maggiore caratterizzazione del sistema.

Legenda della Fig. 5.18

- 1 Alimentazione
- 2 Reti fittizie (LISN)
- 3 EUT
- 4 Piano di terra
- 5 Linee di alimentazione
- 6 Supporto isolante a bassa permittività relativa ($\epsilon_r \leq 1,4$)
- 7 Cavo coassiale (50 ohm)
- 8 Strumento di misura
- 9 Camera schermata
- 10 Carico da 50 ohm
- 11 Connettore passante

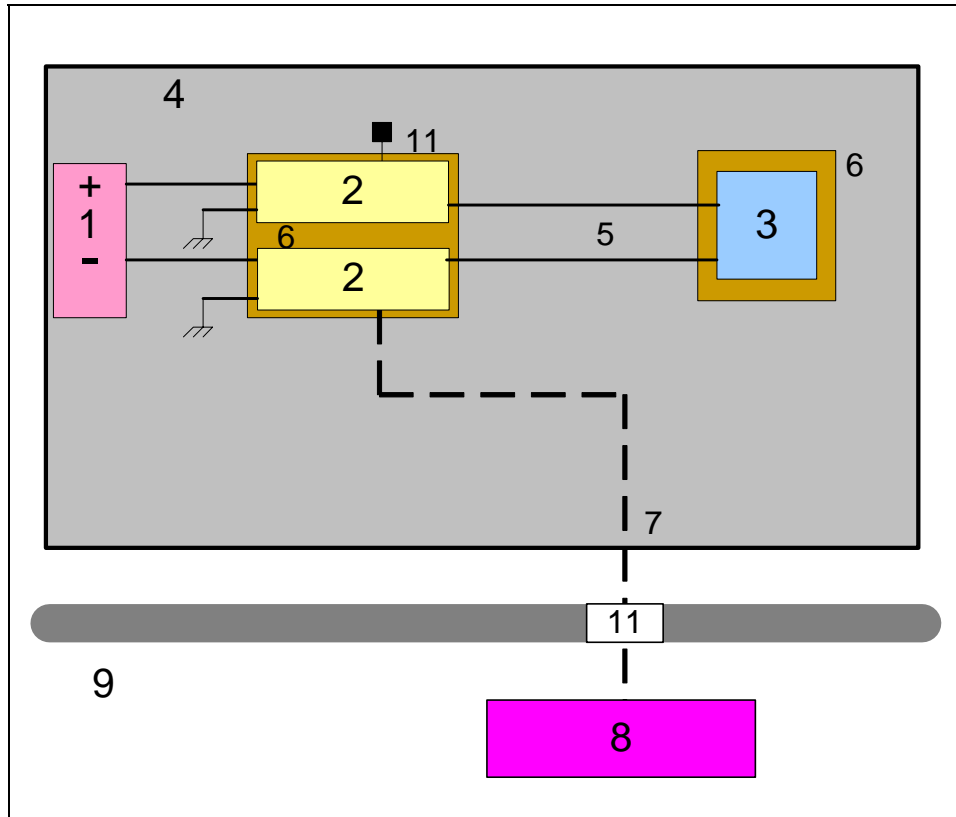


Fig. 5.18: Set-up di prova per la misura delle emissioni condotte (metodo della tensione)

In Fig. 5.19 è mostrata la realizzazione pratica del set-up di prova delle emissioni condotte della wheelchair all'interno della camera semianecoica di misura.

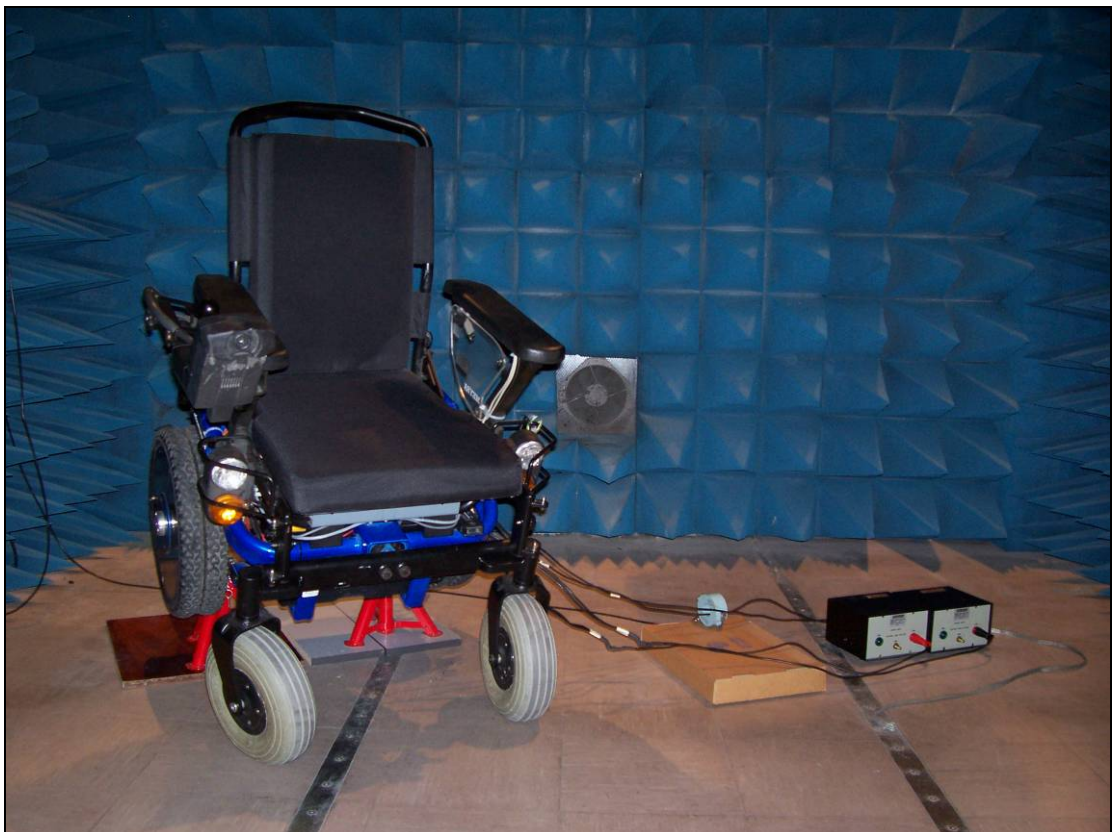


Fig. 5.19: Realizzazione del set-up di prova delle emissioni condotte della wheelchair

Come nel caso delle emissioni irradiate, le prove di emissione condotte sono state eseguite prima sulla motoruota sinistra e poi su quella destra; poiché i risultati ottenuti sono assolutamente speculari, verranno mostrati in questa sezione solo i risultati inerenti alla motoruota sinistra. Le prove sono state effettuate sia con che senza l'ausilio delle LISN secondo le seguenti tipologie di funzionamento della wheelchair:

1. DSP acceso;
2. DSP che modula;
3. Inserzione del fusibile e abilitazione della parte di potenza;
4. Motoruota sinistra in movimento;
5. Motoruota sinistra parzialmente frenata.

Le seguenti figure sono state acquisite direttamente dal ricevitore EMI; la linea verde tracciata sul display del ricevitore EMI rappresenta il limite imposto dalla normativa CEI EN 55011 per le emissioni condotte generate nel range di frequenza sotto esame (150 kHz – 30 MHz); i limiti sono espressi in dB μ V perchè ci si riferisce alla tensione del disturbo emesso.

E' stato inizialmente effettuato un confronto tra le due metodologie di misura: con LISN e con sonda di corrente; in entrambi i casi sono stati inseriti nel ricevitore EMI i fattori di correzione che tengono in considerazione l'attenuazione introdotta dagli strumenti, al fine di standardizzare i risultati di misura.

In Fig. 5.20 è mostrato il confronto tra le emissioni ottenute prelevando il segnale di disturbo tramite la LISN (traccia celeste) e tramite la sonda di corrente (traccia celeste). Le prove sono state eseguite con solo il DSP acceso; il segnale prelevato è stato quello relativo al morsetto negativo dell'alimentazione.

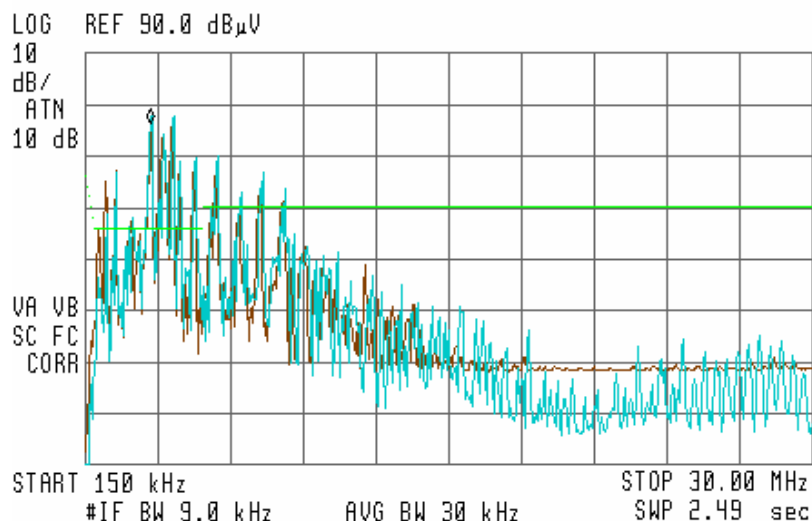


Fig. 5.20: Emissioni condotte - condizione di funzionamento: DSP acceso e segnale sul morsetto negativo; misura con sonda di corrente (traccia marrone); misura con LISN (traccia celeste)

Come si vede, a parte alcune differenze rilevate alle alte frequenze (che dipendono dai fattori di correzione inseriti), le emissioni condotte ottenute nei due casi sono assolutamente equivalenti.

Per uniformare i risultati che saranno presentati nei grafici successivi, si è scelto di prelevare il segnale sempre con la sonda di corrente (visto che in assenza di LISN questo è l'unico modo possibile).

Sono state poi eseguite delle prove utilizzando la sonda di corrente, con e senza LISN, su tutti e tre i terminali accessibili dall'esterno: morsetto positivo (traccia celeste) e negativo (traccia marrone) dell'alimentazione e una delle tre fasi in uscita dall'inverter (traccia fucsia). Le condizioni operative sono le stesse delle prove precedenti, ovvero risulta acceso solo il DSP. Queste prove hanno consentito di verificare l'effetto delle LISN sulle emissioni condotte. Nelle seguenti Fig. 5.21 e 5.22 sono mostrate, rispettivamente, le misure ottenute senza LISN e con LISN.

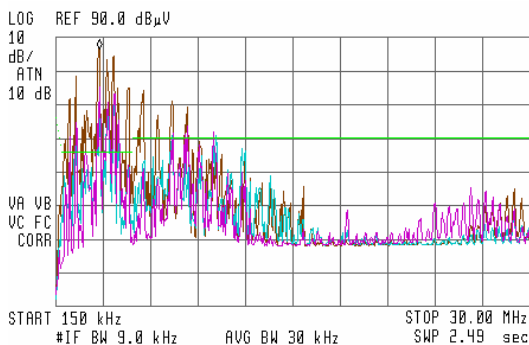


Fig. 5.21: Emissioni condotte senza LISN

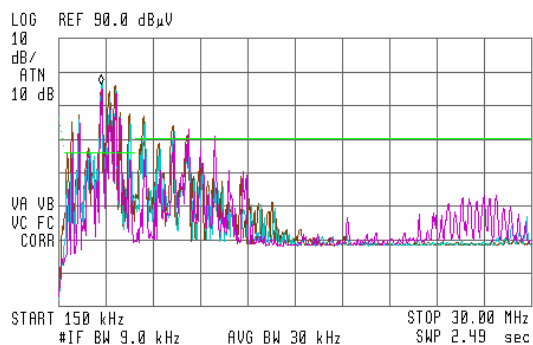


Fig. 5.22: Emissioni condotte con LISN

Come si può vedere da ognuna delle due precedenti figure, tra i tre casi possibili (morsetti positivo e negativo dell'alimentazione e fase in uscita), il più critico risulta essere sempre il segnale prelevato sul morsetto negativo; questo è un risultato alquanto prevedibile, visto che la linea negativa dell'alimentazione rappresenta il percorso di richiusura delle correnti. Poiché le normative prevedono che i risultati siano presentati per il caso più critico in cui risultano massime le emissioni, si è deciso di mostrare nelle altre condizioni di funzionamento solo il segnale inerente al morsetto negativo.

Nel caso di utilizzo delle LISN si hanno due modi per prelevare il segnale riferito al morsetto negativo: terminare le due LISN con un carico da 50 Ω e prelevarlo ponendo la sonda di corrente sul cavo che collega l'uscita della LISN con la morsettiera di alimentazione della wheelchair o terminare sempre con un carico da 50 Ω la LISN inerente al morsetto positivo e collegare il ricevitore EMI alla LISN inerente al morsetto negativo.

Dal confronto delle figure precedenti, si evince che l'utilizzo delle LISN abbassa di molto il livello delle emissioni condotte nonostante questo resti sempre al di sopra dei limiti previsti dalla normativa (su quest'aspetto torneremo tra breve). La LISN infatti, non garantisce solo che la trasmissione dei segnali avvenga sempre ad impedenza costante ma, disaccoppiando i nodi di distribuzione dell'alimentazione, evita anche che i segnali si propaghino sui cavi divenendo fonte di disturbo alterando quindi la misura. Come è stato più volte sottolineato, l'utilizzo delle LISN nelle prove di emissione (sia condotta che irradiata) è comunque necessario per poter considerare le prove riproducibili. Nella trattazione che segue saranno quindi sempre utilizzate.

Proseguendo, come nel caso delle emissioni irradiate, all'abilitazione successiva delle varie sezioni della wheelchair (modulazione e sezione di acquisizione misure, modulo di potenza) si può valutare il contributo dato alle emissioni totali dai singoli sottoinsiemi della wheelchair.

In Fig. 5.23 è mostrato il confronto delle emissioni condotte della wheelchair quando è acceso solo il DSP (traccia celeste) e quando viene abilitata anche la modulazione PWM (traccia fucsia). Nella successiva Fig. 5.24 è mostrato il confronto tra le emissioni condotte relative alla sezione PWM (traccia celeste) e quelle relative all'abilitazione della sezione di potenza (traccia fucsia).

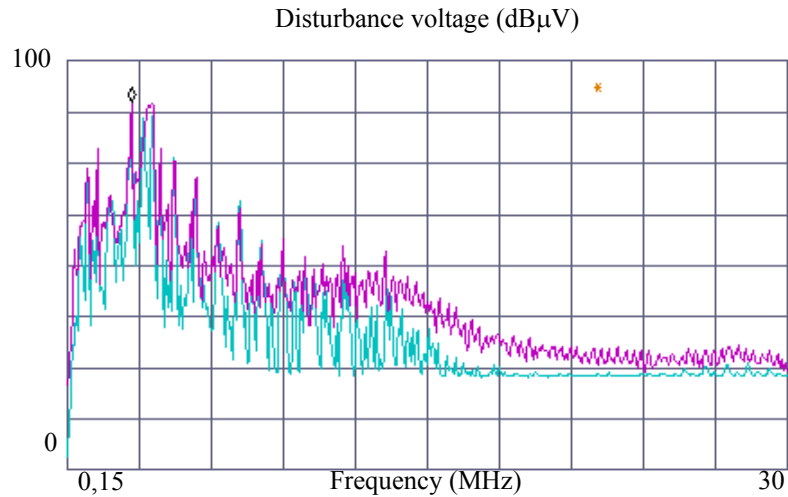


Fig. 5.23: Confronto delle emissioni condotte della wheelchair: solo DSP acceso (traccia celeste); abilitazione modulazione PWM (traccia fucsia)

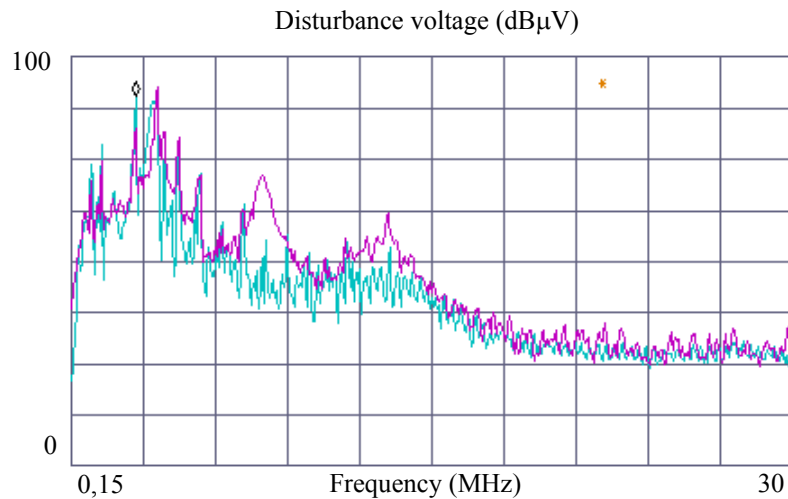


Fig. 5.24: Confronto delle emissioni condotte della wheelchair: abilitazione modulazione PWM (traccia celeste); abilitazione della sezione di potenza (traccia fucsia)

Infine, in Fig. 5.25 è mostrato il confronto tra la precedente condizione operativa, ossia l'abilitazione della sezione di potenza (traccia celeste) e la condizione in cui la wheelchair risulta in movimento e sottoposta a diverse manovre.

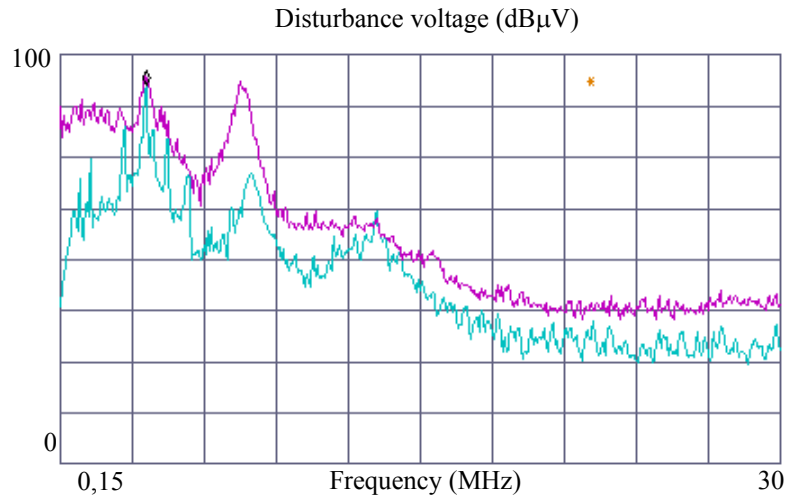


Fig. 5.25: Confronto delle emissioni condotte della wheelchair: abilitazione della sezione di potenza (traccia celeste); wheelchair in movimento (traccia fucsia)

Le figure mostrate indicano come, spingendo sempre più la wheelchair verso il suo funzionamento a regime (abilitando di volta in volta le diverse sezioni che costituiscono il PDS della wheelchair), il livello di emissione condotta tenda ad aumentare.

Dall’analisi dei risultati sperimentali ottenuti si è potuto evincere che, nonostante l’utilizzo delle LISN, le radiazioni prelevate abbiano un’ampiezza decisamente superiore a quella prevista e consentita dalle normative. In particolare, si è notato come il superamento dei limiti avvenisse semplicemente alimentando il DSP, senza farlo modulare né attivando quindi la sezione di potenza. Siamo quindi partiti da questa considerazione per cercare di determinare le possibili cause all’origine di questi risultati, cause che sono state individuate al fine di ridurre gli effetti, rendendo così l’EUT conforme alle normative sin qui descritte.

La “responsabilità” del superamento dei limiti imposti dalla normativa per le emissioni condotte è da addursi ai convertitori dc-dc presenti sulle schede elettroniche da noi progettate e realizzate e che si occupano di alimentare tutti i circuiti della wheelchair (compresi gli inverter di trazione) fornendo diversi valori di tensione alle loro uscite.

E’ stato quindi deciso di investigare in modo più approfondito questo aspetto, studiando le emissioni condotte di uno e più convertitori dc-dc e cercando di stabilire le principali cause, i percorsi di accoppiamento ed i metodi da utilizzare per la loro mitigazione. Questa trattazione sarà presentata nel Paragrafo 5.4.

5.3.3 Emissioni condotte a bassa frequenza (PWM)

Nel Capitolo 2 riguardante la compatibilità elettromagnetica sono state analizzate le principali sorgenti di interferenze elettromagnetiche in campo automotive e negli azionamenti elettrici ed i principali fenomeni di accoppiamento del rumore. E’ stato

sottolineato come con l'avvento di azionamenti elettrici a velocità variabile siano nati nuovi meccanismi di produzione di correnti di modo comune e di modo differenziale responsabili dei fenomeni EMC.

La principale sorgente di emissioni nei convertitori elettronici di potenza deriva dalla commutazione di una tensione continua che segue una certa modulazione PWM; nei controllori PWM convenzionali, la funzione di commutazione è solitamente un'onda quadra con una frequenza di commutazione costante ed un duty cycle variabile. In Fig. 5.26 è mostrato il metodo con il quale vengono generati i duty cycle da applicare agli switch di potenza. Come si vede dalla figura in alto, viene fatto il confronto tra una portante (onda triangolare ad alta frequenza, pari alla frequenza di switching) ed una modulante (che può essere un segnale costante o di tipo sinusoidale a seconda del particolare tipo di convertitore); dal confronto vengono generati i relativi duty cycle, la cui durata è variabile all'interno di un periodo di commutazione che invece è costante.

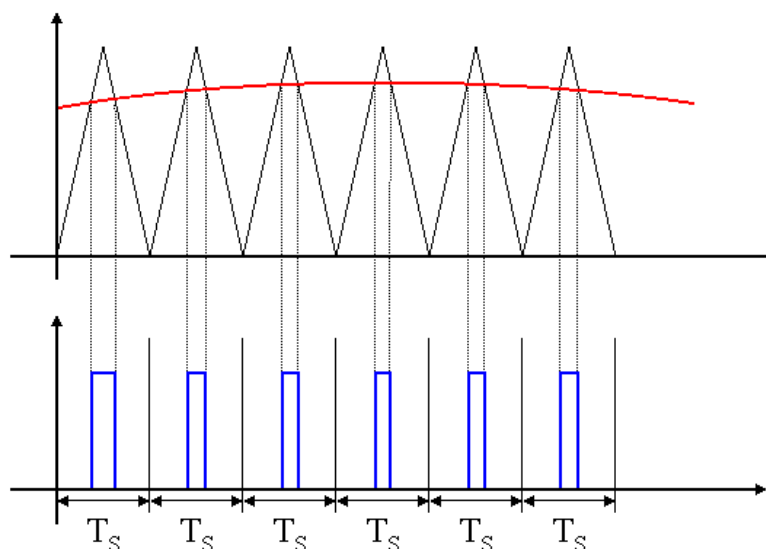


Fig. 5.26: Modulazione PWM: confronto tra portante e modulante (in alto) e generazione dei duty cycle (in basso)

Di conseguenza, i contributi più significativi nello spettro EMI si hanno alla frequenza fondamentale (frequenza di switching) ed alle frequenze armoniche superiori. La riduzione delle EMI viene ottenuta tramite tre tecniche: riduzione del rumore prodotto dalla sorgente, riduzione dei fenomeni di accoppiamento e filtraggio e/o schermatura dell'apparato vittima.

Gli stessi effetti delle tecniche di filtraggio per la riduzione EMI possono essere ottenuti tramite le tecniche di modulazione random; quando queste tecniche sono utilizzate, i filtri EMI possono essere sottodimensionati (in confronto ad apparati che usano la

modulazione PWM). Questo è un risultato molto rilevante soprattutto nei veicoli elettrici ed ibridi in cui il problema degli ingombri è molto rilevante.

Originariamente le tecniche di modulazione random sono state sviluppate per mitigare il rumore acustico emesso dagli azionamenti ac alimentati da inverter e per ridurre le interferenze. Oggi, grazie all'aumento delle frequenze di commutazione, il problema del rumore acustico è diventato irrilevante, mentre quello delle EMI, al contrario è diventato ancora più significativo.

La struttura di modulazione random classica è la RSF (Random Switching Frequency) ed il suo principio di funzionamento (illustrato in Fig. 5.27) è il seguente: la frequenza della portante, e quindi anche la frequenza di commutazione, viene variata in modo random (casuale) all'interno di un predeterminato intervallo di frequenze consentite, in ogni periodo di commutazione.

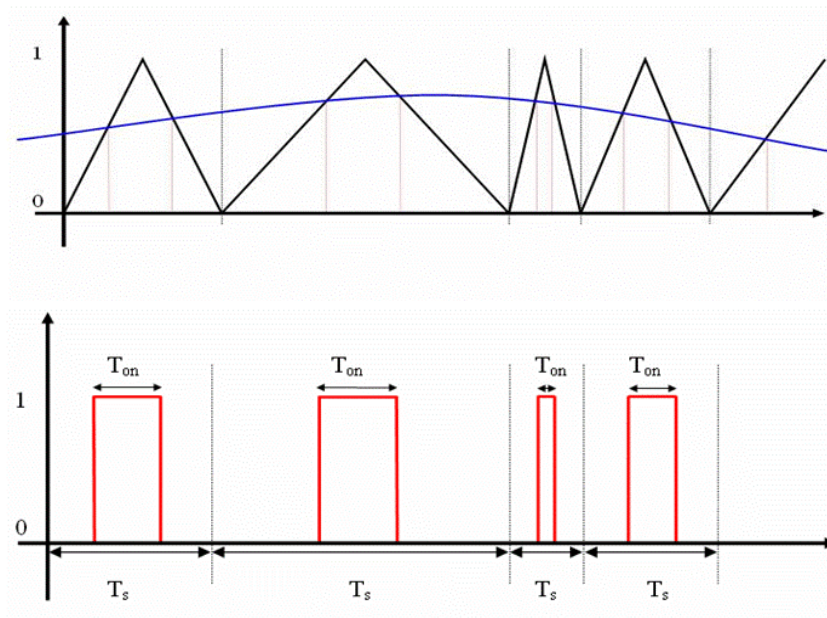


Fig. 5.27: Modulazione RSF: confronto tra portante e modulante (in alto) e generazione dei duty cycle (in basso)

Sostituendo la tecnica PWM classica di tipo deterministico (nel seguito indicata con l'acronimo DPWM) con una RSF, si ottiene un appiattimento dello spettro in frequenza del rumore. Questo principio è illustrato in Fig. 5.28.

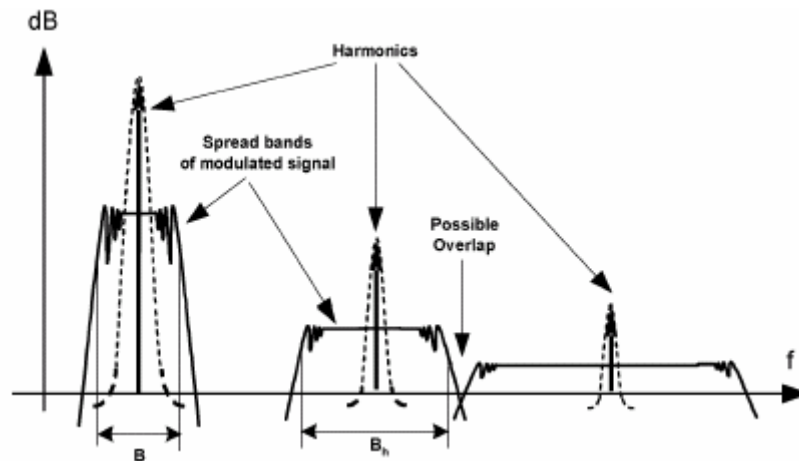


Fig. 5.28: Appiattimento dello spettro dovuto alla modulazione di frequenza

Il relativo segnale di controllo (onda quadra a frequenza variabile) avrà quindi uno spettro con picchi di ampiezza molto minore rispetto al caso DPWM (onda quadra a frequenza costante), pur mantenendo i desiderati valori di duty cycle. Variando la frequenza di commutazione intorno al suo valore nominale, il contributo alle emissioni delle singole armoniche viene “spalmato” in un range di frequenze molto più ampio, abbattendo i picchi di ampiezza elevata e ridistribuendoli in frequenza.

In attività sperimentali precedenti, sono stati valutati gli effetti delle tecniche di modulazione random rispetto alla PWM deterministica. In Fig. 5.29 e 5.30 sono mostrati gli spettri armonici della tensione di fase di un inverter che implementa, rispettivamente la modulazione DPWM e la RSF. In Fig. 5.31 e 5.32 il confronto è fatto sugli spettri armonici della corrente di fase dell’inverter.

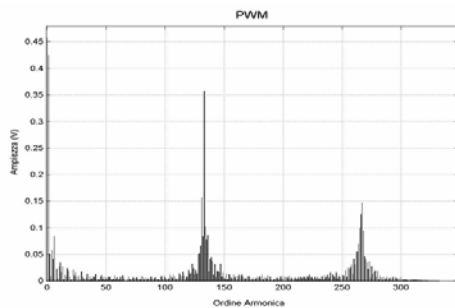


Fig. 5.29: Spettro armonico della tensione di fase dell’inverter – tecnica DPWM

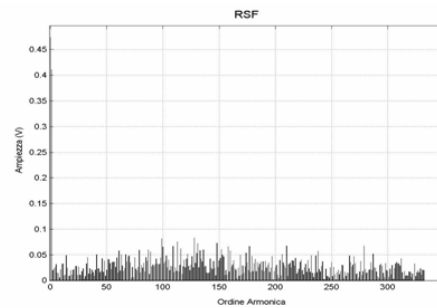


Fig. 5.30: Spettro armonico della tensione di fase dell’inverter – tecnica RSF

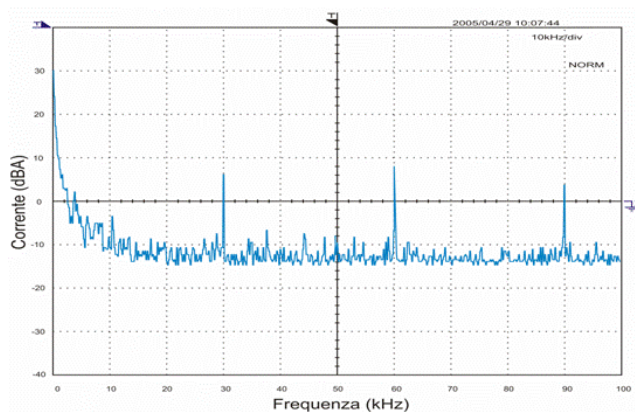


Fig. 5.31: Spettro armonico della corrente di fase dell'inverter – tecnica DPWM

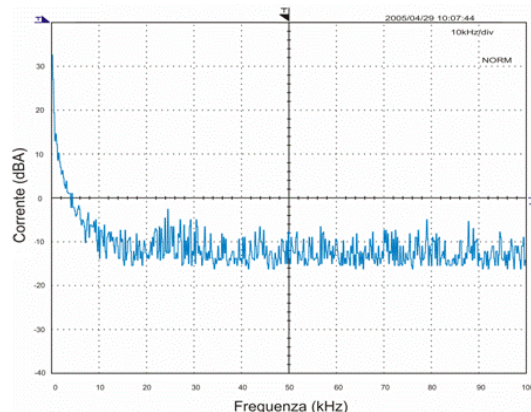


Fig. 5.32: Spettro armonico della corrente di fase dell'inverter – tecnica RSF

Già dai risultati sperimentali appena mostrati si vede l'effetto che si ottiene con l'utilizzo delle tecniche PWM random; i picchi di emissione vengono tagliati con un conseguente aumento del rumore di fondo (dovuto all'allargamento in frequenza del contributo delle armoniche). Per una ulteriore validazione delle suddette tecniche di modulazione sono state in questo ambito eseguite delle prove di emissione condotta sulla wheelchair elettrica.

Il set-up e le condizioni di prova rimangono le stesse descritte nel paragrafo precedente con due sole differenze: il range di frequenza ed i limiti di riferimento. Poiché le frequenze di commutazione sono dell'ordine delle decine di kHz, si è deciso di effettuare le prove a bassa frequenza nel range 9 kHz – 150 kHz; per questo intervallo i limiti stabiliti dalle norme di riferimento sono ancora allo studio e di conseguenza, alle misure di seguito riportate non sono stati applicati limiti di riferimento.

Per le misure di emissione condotta a bassa frequenza si è seguito dapprima lo stesso approccio utilizzato per le altre prove di emissione; si è abilitato un componente alla volta al fine di stabilirne il contributo alle emissioni totali. In questo caso si è utilizzata la modulazione PWM classica.

In Fig. 5.33 è mostrato il confronto delle emissioni quando è acceso solo il DSP (traccia fucsia) e quando viene abilitata l'unità PWM (traccia celeste). Come si vede, il contributo del DSP e delle sue periferiche è nullo a bassa frequenza; le frequenze caratteristiche del sistema di controllo sono infatti dell'ordine delle decine di MHz. Le emissioni dovute alla sezione di modulazione PWM sono costituiti, come ci si aspettava, da picchi centrati alla frequenza fondamentale (frequenza di switching) ed alle frequenze delle componenti armoniche superiori (frequenze multiple della frequenza di switching).

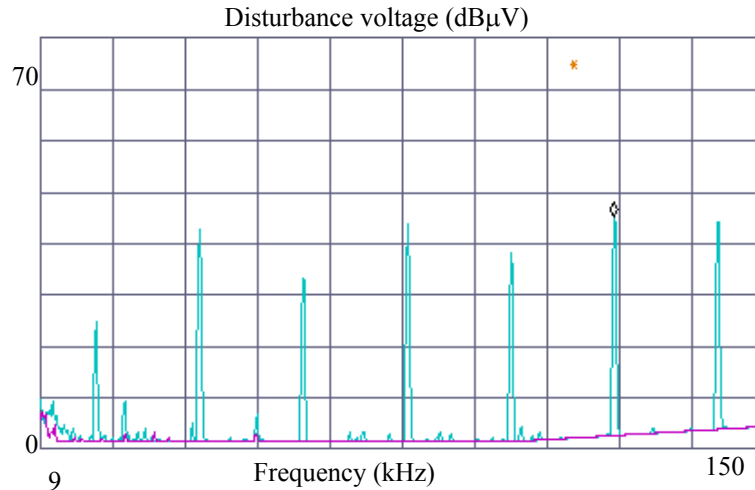


Fig. 5.33: Emissioni condotte a bassa frequenza – solo DSP acceso (traccia fucsia) e abilitazione della sezione PWM (traccia celeste)

In Fig. 5.34 è mostrato il contributo alle emissioni condotte della modulazione PWM (traccia fucsia) e della sezione di potenza (traccia celeste). Le emissioni rimangono centrate alla frequenza di switching e alle sue armoniche successive, ma aumenta l'ampiezza dei relativi picchi.

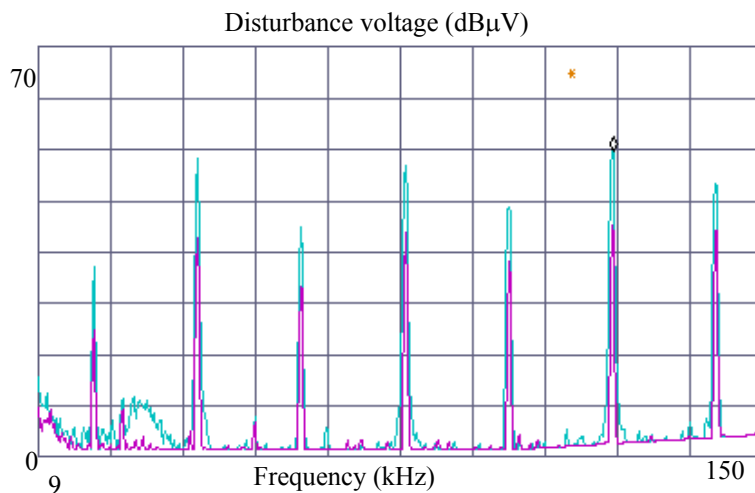


Fig. 5.34: Emissioni condotte a bassa frequenza – abilitazione della sezione PWM (traccia fucsia) e abilitazione della sezione di potenza (traccia celeste)

Facendo compiere alla wheelchair successive manovre si ottiene lo stesso andamento con un ulteriore incremento dei valori massimi di emissione; il confronto con il caso precedente è mostrato in Fig. 5.35.

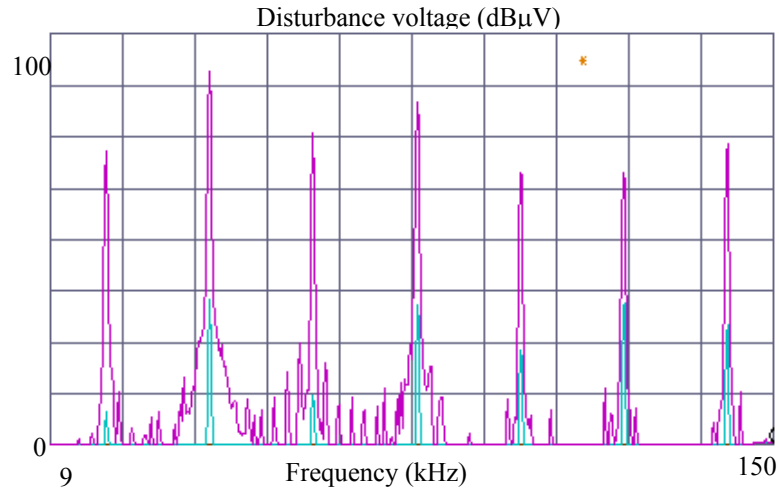


Fig. 5.35: Emissioni condotte a bassa frequenza – abilitazione della sezione di potenza (traccia celeste) e wheelchair in movimento (traccia fucsia)

Infine si è proceduto al confronto delle tecniche di modulazione DPWM ed RSF in termini di emissioni condotte. I due contributi sono mostrati in Fig. 5.36.

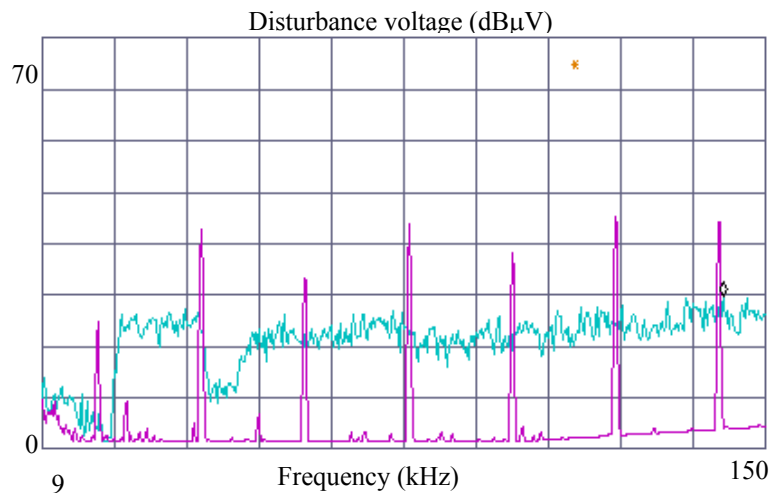


Fig. 5.36: Emissioni condotte a bassa frequenza – Confronto tecniche di modulazione: DPWM (traccia fucsia) e RSF (traccia celeste)

I risultati sperimentali qui ottenuti sono assolutamente coerenti sia con i risultati sperimentali precedenti (spettri armonici della corrente e della tensione di fase dell'inverter) sia con la trattazione descritta. Con la modulazione RSF random si eliminano i picchi di emissione, ma siccome si ha un allargamento in frequenza dei singoli picchi, il risultato è un livello di rumore di fondo maggiore.

Sono state inoltre eseguite sia prove di emissione condotta tra 150 kHz e 30 MHz, sia prove di emissione irradiata (30 Mhz - 1 GHz) per valutare le differenze delle due tecniche di modulazione. In entrambi i casi non sono stati ottenuti risultati significativi,

proprio perchè ad alta frequenza non si sente l'influenza della modulazione nelle emissioni totali.

5.3.4 Immunità condotta

Per le prove di immunità ai disturbi condotti indotti da campi a radiofrequenza, sono stati preliminarmente preparati tutti i cavi di alimentazioni richiesti per l'inserzione delle CDN tra la batteria e i terminali di alimentazione e tra l'inverter e la motoruota, secondo quanto descritto nel Paragrafo 4.5.3. A questo punto sono stati ultimati i preparativi del set-up di prova nel rispetto delle distanze e delle posizioni prescritte dalla normative e descritte precedentemente.

L'ingresso BNC della CDN M4 che non viene utilizzato, in quanto nessun disturbo deve esservi inserito, è stato terminato con un carico da 50 Ω .

Il set-up di prova descritto è stato realizzato prima sulla motoruota sinistra e poi su quella destra; i risultati ottenuti sono assolutamente speculari, di conseguenza quelli che verranno mostrati in questa sezione sono solo i risultati inerenti alla motoruota sinistra. Nelle Fig. 5.37 e 5.38 sono mostrate le realizzazioni sperimentali del suddetto set-up di prova.

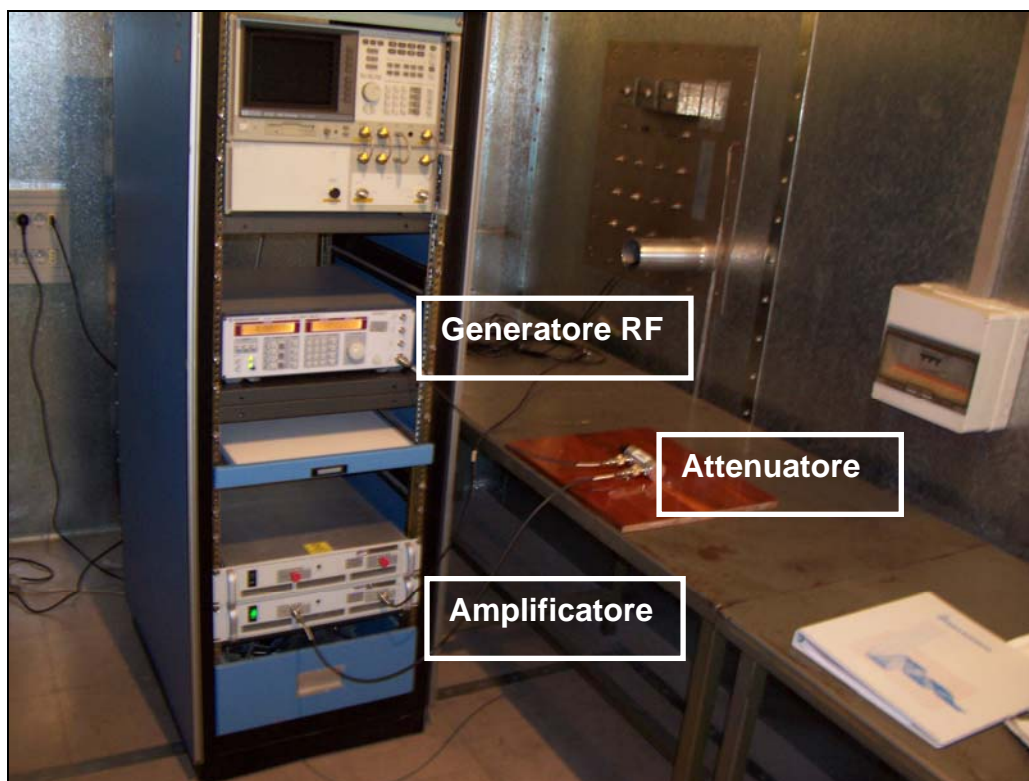


Fig. 5.37: Foto del set-up di prova di immunità condotta (control room)

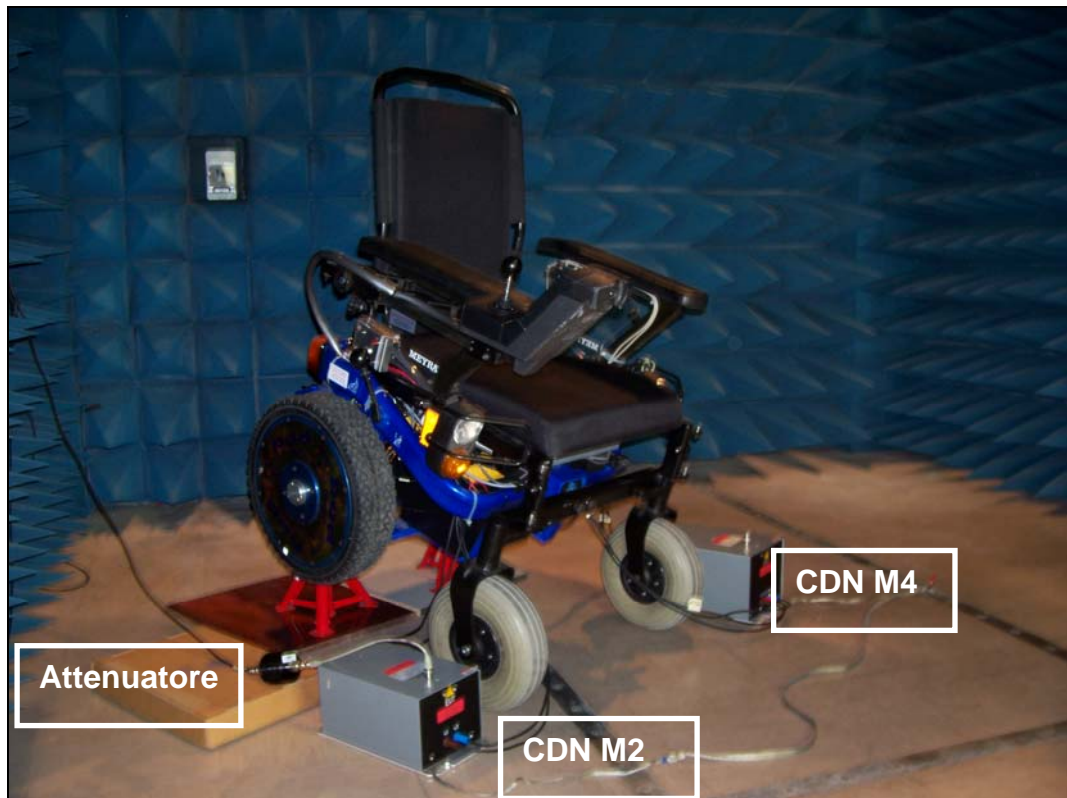


Fig. 5.38: Foto del set-up di prova di immunità condotta (camera semianecoica)

Anche in questo caso le prove sono state effettuate secondo le seguenti tipologie di funzionamento della wheelchair:

- 1 DSP acceso;
- 2 DSP che modula (PWM);
- 3 Inserzione del fusibile e abilitazione della sezione di potenza;
- 4 Motoruota in movimento.

I risultati di prova vengono classificati sulla base delle condizioni di funzionamento e secondo le specifiche funzionali dell'apparecchiatura da provare; i criteri tra cui è possibile scegliere, sono i seguenti:

- A) Prestazioni normali entro i limiti di specifica;
- B) Degradazione temporanea o perdita di funzione o prestazione che si autoripristina;
- C) Degradazione temporanea o perdita di funzione o prestazione che richiede l'intervento dell'operatore oppure il reset del sistema;
- D) Degradazione o perdita di funzioni che non sono ripristinabili a causa di danno all'apparecchiatura (componenti) oppure al software, oppure a causa di perdita dei

dati.

L'esito delle prove a cui è stata sottoposta la wheelchair ha evidenziato un pieno rispetto della normativa in questione superando brillantemente il test in tutte le condizioni di funzionamento possibili. La wheelchair soddisfa quindi il criterio A, che è anche l'unico criterio che si può accettare per questo tipo di dispositivo visto che non essendo presente un sistema di autoripristino (criterio B) è impensabile che durante il normale esercizio si possa verificare uno qualsiasi degli altri due criteri rimasti.

5.4 Convertitori dc-dc

Dall'analisi dei risultati delle misure di emissione condotta effettuata in precedenza sulla wheelchair elettrica, è emerso come una delle maggiori sorgenti di rumore nei sistemi di conversione dell'energia elettrica sia costituita dai convertitori dc-dc che, montati sulle schede a circuito stampato, forniscono le tensioni di alimentazione a tutta la circuiteria del sistema. Si è deciso quindi di prendere in esame un sistema composto da due o più convertitori dc-dc che, a partire da una stessa sorgente, forniscono diverse tensioni di uscita.

In particolare, il sistema in prova è costituito da cinque convertitori dc-dc isolati che, a partire da una stessa tensione continua in ingresso di 24V (fornita da un alimentatore da laboratorio attraverso le LISN), forniscono differenti tensioni di uscita. I singoli convertitori sono stati montati su un'apposita basetta di test (breadboard) e su due schede millefori in vetronite; il layout complessivo è mostrato in Fig. 5.39.

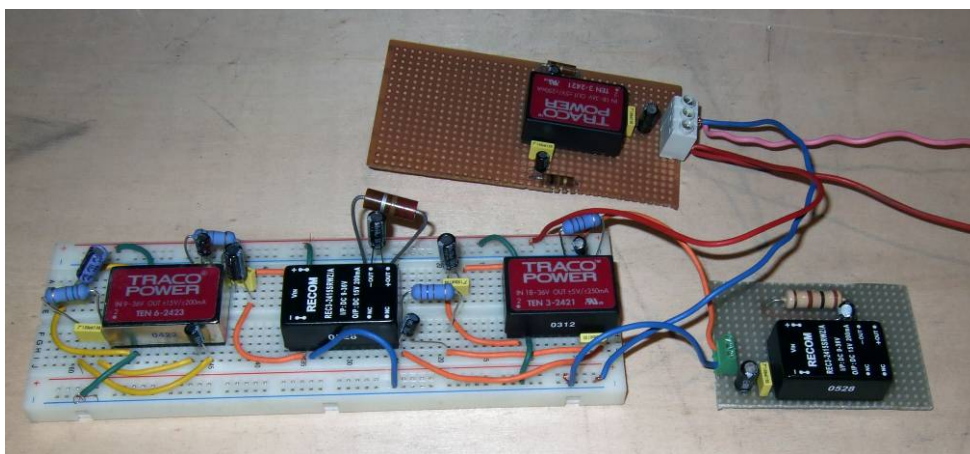


Fig. 5.39: Sistema in prova costituito da 5 convertitori dc-dc

Inizialmente si è deciso di valutare l'emissione condotta prodotta da ognuno di questi convertitori presi singolarmente e il risultato di questa analisi è mostrato in Fig. 5.40 per due diversi convertitori; come carico in uscita dai DC/DC si è posto una resistenza di

valore adeguato che è stata determinata a partire dai dati di uscita del convertitore – potenza, tensione e corrente.

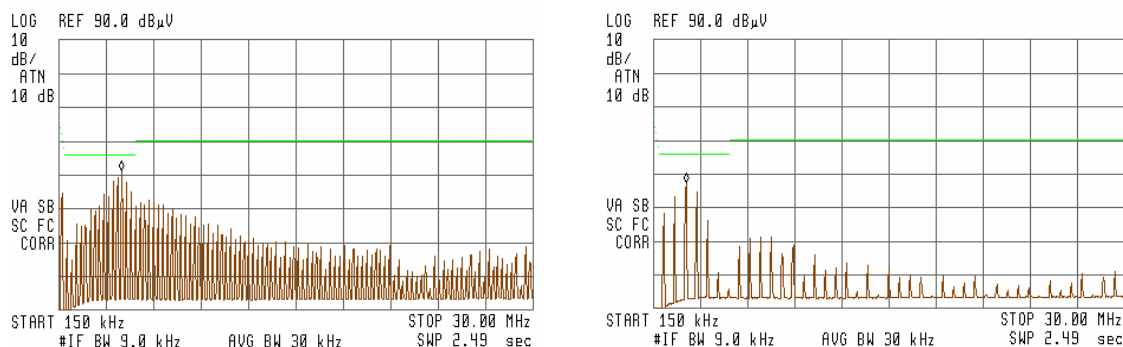


Fig. 5.40: Esempi di emissione condotta dei singoli convertitori dc-dc

Come si può vedere (e come era lecito aspettarsi da componenti venduti commercialmente) i singoli convertitori non superano i limiti imposti dalla CEI EN 55011. L’analisi successiva è stata quella di alimentare contemporaneamente i 5 convertitori utilizzando un’unica fonte di alimentazione (come avviene nel caso della batteria nella wheelchair) e valutare nuovamente l’emissione condotta prodotta da questa nuova configurazione.

Il risultato (in termini di emissioni), è mostrato in Fig. 5.41, mentre in Fig. 5.42 è mostrato il confronto tra la traccia relativa ai cinque convertitori dc-dc e l’emissione condotta della wheelchair e prodotta all’accensione del DSP.

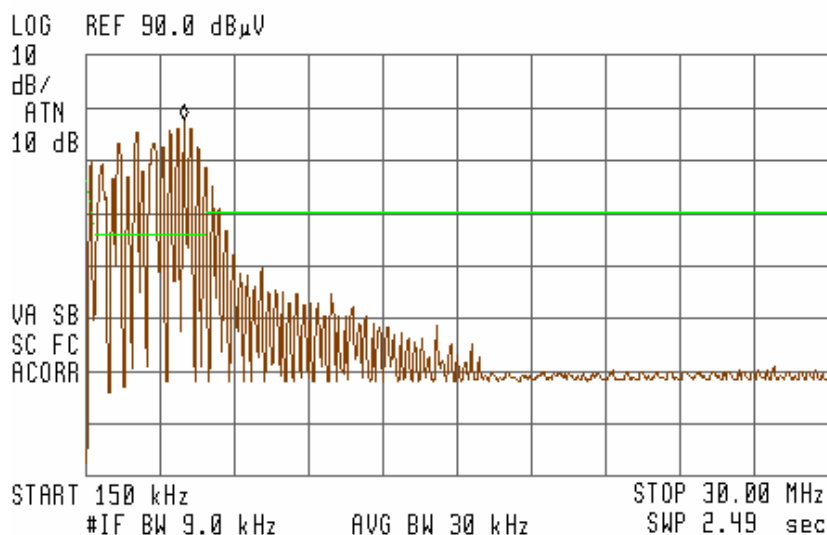


Fig. 5.41: Emissioni condotte generate dai cinque convertitori dc-dc

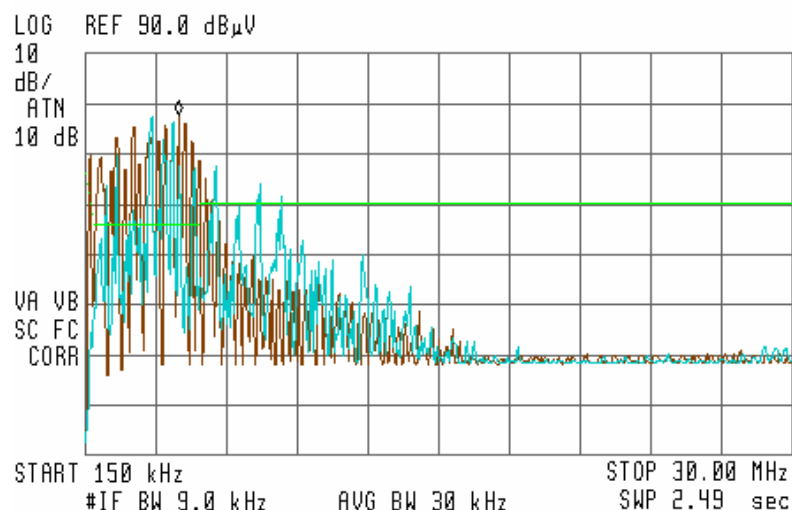


Fig. 5.42: Confronto tra le emissioni condotte dei convertitori dc-dc (traccia marrone) e della wheelchair (traccia celeste)

Il confronto dimostra come siano proprio i convertitori dc-dc a causare il superamento dei livelli nelle emissioni condotte anche nel caso della wheelchair. Si tenga presente che qui i convertitori hanno in uscita un carico puramente resistivo mentre nella wheelchair il carico è rappresentato da una situazione decisamente più complessa comprendente anche altri convertitori dc-dc; da ciò la discrepanza mostrata nel grafico per alcuni valori di frequenza.

A differenza del caso del singolo convertitore, quando collegati tra di loro i convertitori superano i limiti imposti dalla normativa. La spiegazione di questo risultato è da addursi a tre fenomeni:

1. Rumore di modo comune;
2. Rumore di modo differenziale;
3. Mancanza di sincronismo nelle frequenze di switching;

La mancanza di sincronizzazione ha peso specifico minore in quanto nella configurazione di collegamento realizzata sono stati utilizzati degli accorgimenti (delle capacità di disaccoppiamento) suggeriti nei datasheet dei componenti presi in esame per minimizzare le problematiche che possono emergere quando si collegano convertitori con frequenze di switching differenti (si tenga presente che qui sono stati collegati cinque convertitori mentre nella wheelchair si può arrivare anche fino ad otto).

Per quanto riguarda i problemi di modo comune e quelli di modo differenziale, sono stati già analizzati in precedenza; verranno qui brevemente richiamati.

I disturbi di modo comune sono originati da correnti di modo comune che fluiscono sulle linee di alimentazione e si richiudono verso massa tramite le capacità parassite che si vengono a formare tra il convertitore (tra gli azionamenti in generale) e la massa (come mostrato in Fig.5.43).

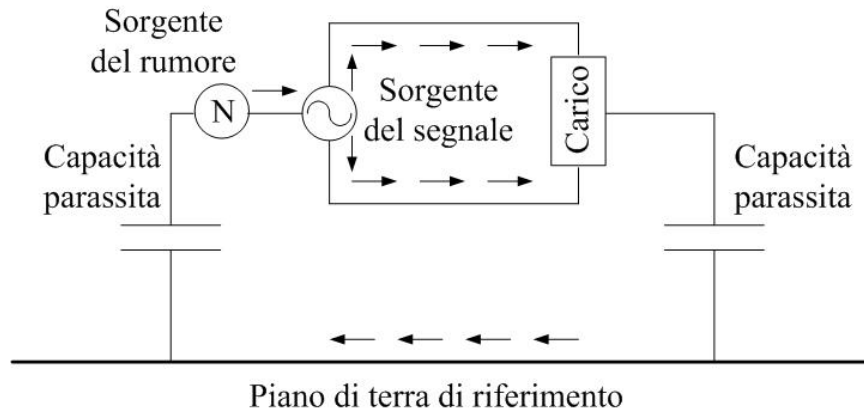


Fig. 5.43: Schematizzazione del rumore di modo comune

I disturbi di modo differenziale invece si originano dalle correnti che si richiudono tra le stesse linee di alimentazione (come illustrato in Fig. 5.44).

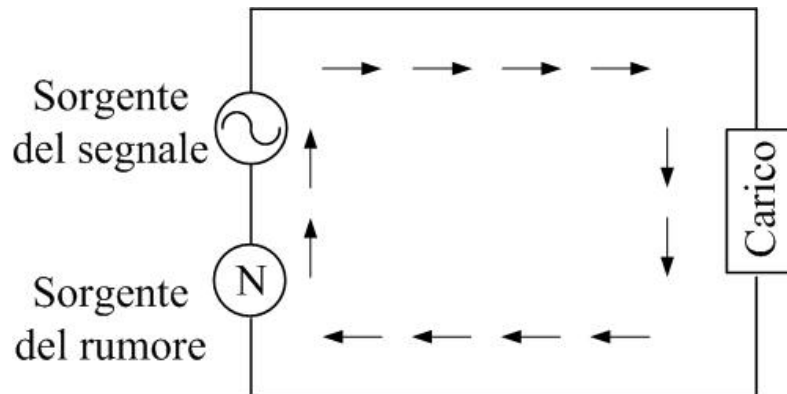


Fig. 5.44: Schematizzazione del rumore di modo differenziale

Per ovviare a queste problematiche si può inserire un filtro EMI a monte dei convertitori; poiché i filtri (come sarà approfondito nel Capitolo 6) sono spesso costituiti da due sezioni separate (modo comune e modo differenziale) risulta utile lo studio dei metodi e degli strumenti per la separazione delle emissioni condotte nelle sue componenti di modo comune e di modo differenziale.

5.4.1 Separazione delle componenti di modo comune e differenziale

In Fig. 5.45 è mostrata una schematizzazione dei percorsi delle componenti di modo comune e di modo differenziale che si verificano sulle linee di alimentazione di un generico apparato (EUT).

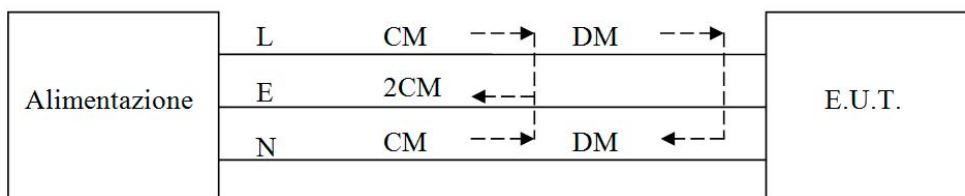


Fig. 5.45: Percorsi delle componenti di modo comune e di modo differenziale - Legenda: L = fase, E = terra, N = neutro

Il concetto che sta alla base della separazione dei disturbi condotti è mostrata nelle Fig. 5.46 e 5.47: i due segnali in uscita dalla LISN (linee di alimentazione) sono costituiti da entrambe le emissioni, quelle di modo comune e quelle di modo differenziale. Uno dei due segnali è la somma vettoriale del modo comune e del modo differenziale ($\overrightarrow{CM} + \overrightarrow{DM}$), l'altro segnale è invece la differenza delle due componenti ($\overrightarrow{CM} - \overrightarrow{DM}$).

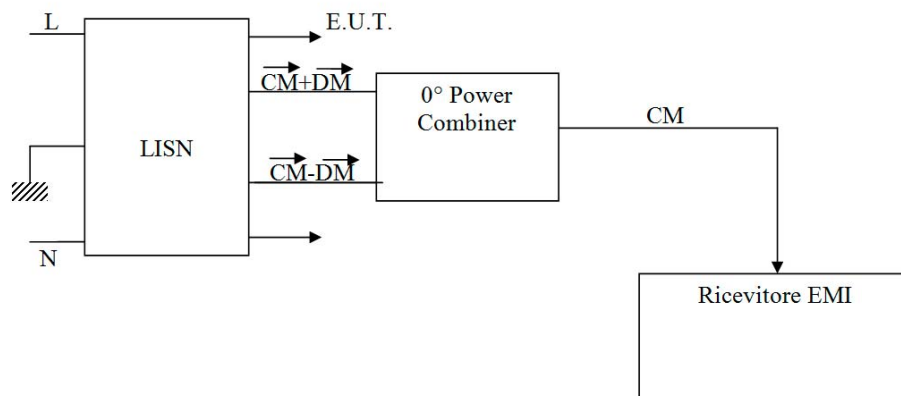


Fig. 5.46: Valutazione della componente di modo comune

Si assume che la corrente di modo comune si divida equamente tra i due terminali d'ingresso, tale ipotesi è generalmente valida. Il blocco "0° Power Combiner" è un dispositivo che cancella i disturbi di modo differenziale lasciando passare solo quelli di modo comune.

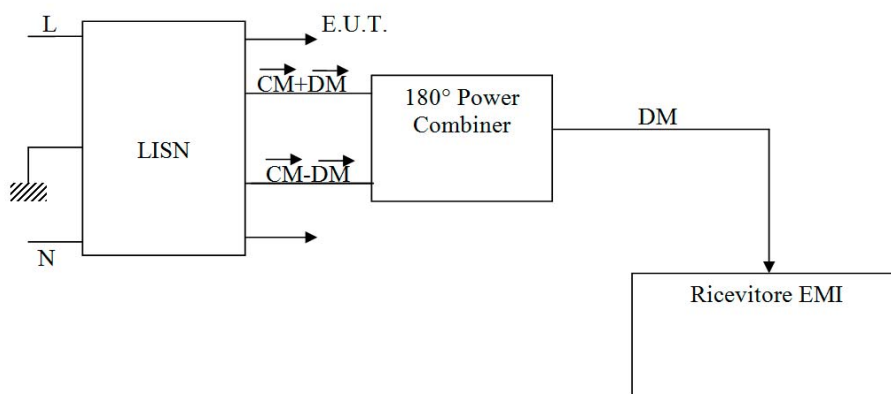


Fig. 5.47: Valutazione della componente di modo differenziale

Similmente il blocco “180° Power Combiner” cancella il modo comune e lascia passare il modo differenziale. La difficoltà di implementare tale metodo risiede nel trovare dei dispositivi che mantengano in tutto il range di frequenza delle misure un’accuratezza costante; un dispositivo con queste caratteristiche è chiamato power splitter/combiner o sommatore di potenza.

Gli stessi risultati potrebbero essere ottenuti eseguendo le misure di emissione condotta con una sonda di corrente nella quale vanno inseriti entrambi i cavi di alimentazione uscenti dalle LISN; orientando in modo opportuno i due cavi si ottiene la desiderata separazione delle componenti di modo comune (CM) e di modo differenziale (DM). Se i due cavi hanno lo stesso verso, in uscita abbiamo il contributo 2 CM (abbiamo effettuato la somma dei disturbi sulle due linee). Se invece il secondo cavo viene inserito in verso opposto, otteniamo in uscita il contributo 2 DM (abbiamo effettuato la differenza dei disturbi sulle due linee).

Questo metodo risulta poco efficiente dal punto di vista prettamente pratico; spesso i cavi non hanno una lunghezza sufficiente ed inoltre i risultati ottenuti devono essere scalati di un fattore 2. Per questo si ricorre all’utilizzo di appositi dispositivi: power splitter/combiner, anche noti come sommatore di potenza.

5.4.2 Power splitter/combiner

Il più semplice sommatore di potenza a 0° è quello rappresentato in Fig. 5.48 e prende il nome di connessione a “T”. Esso è costituito da tre conduttori connessi ad un unico nodo. Se il circuito è fisicamente simmetrico, in uscita alla porta S si avrà la somma vettoriale dei due segnali posti in ingresso alle porte A e B. Tale dispositivo presenta delle forti limitazioni, le più evidenti sono il cattivo isolamento tra le porte d’ingresso ed il disadattamento d’impedenza.

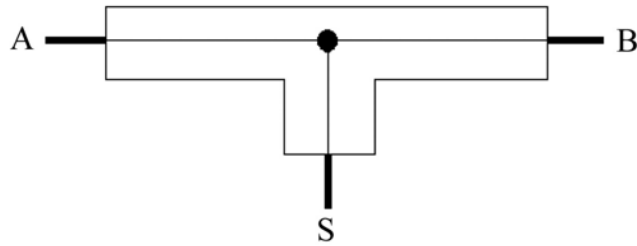


Fig. 5.48: Semplice connessione a “T”

In una connessione a “T” l’isolamento tra le due porte d’ingresso A e B dipende dall’impedenza su cui è richiusa la porta d’uscita S: se la porta d’uscita non viene richiusa su alcuna impedenza l’isolamento tra gli ingressi è nullo; se la porta di uscita e le porte d’ingresso vengono richiuse ciascuna su un’impedenza dello stesso valore, allora l’isolamento tra gl’ingressi sarà di 3dB. Si consideri infatti il circuito di Fig. 5.49.

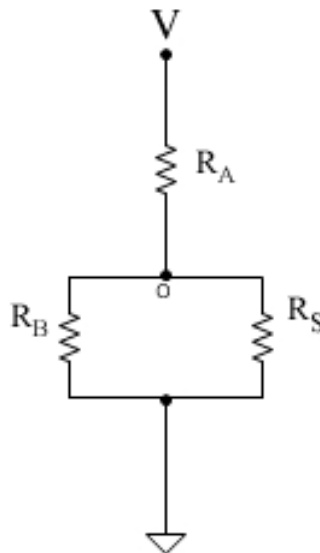


Fig. 5.49: Connessione a T terminata con impedenze dello stesso valore

Se le tre porte sono richiuse su impedenze dello stesso valore, ossia $R_A = R_B = R_S = R$, allora il rapporto tra la tensione ai capi di R_A e quella ai capi di R_B varrà:

$$\frac{V_{R_A}}{V_{R_B}} = \frac{\frac{2}{3}V}{\frac{1}{3}V} = 2$$

ossia 3 dB.

Vi sono due caratteristiche che i power splitter/combiner devono garantire nell’intervallo di frequenze per cui sono progettati: l’adattamento d’impedenza, affinché

non vi siano fenomeni di riflessione dei segnali; l'isolamento tra le porte d'ingresso, affinché i segnali presenti sulle due porte d'ingresso non possano interferire l'uno con l'altro. Saranno quindi presenti due blocchi: uno per ottenere l'isolamento desiderato (autotrasformatore) ed uno per l'adattamento di impedenza.

Il circuito equivalente di un power splitter/combiner a 0° è mostrato in Fig. 5.50.

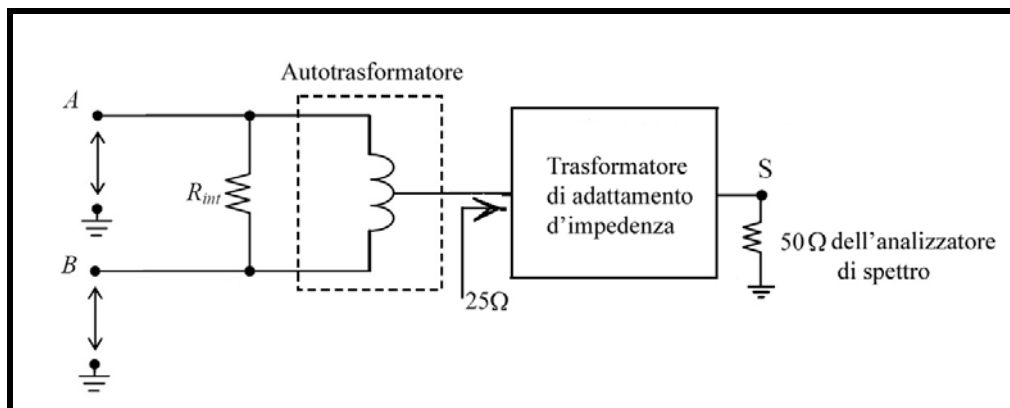


Fig. 5.50: Circuito equivalente di un power splitter/combiner a 0°

Un power splitter/combiner a 180° funziona in maniera analoga tranne per il fatto che introduce una differenza di fase di 180° tra i segnali alle due porte d'ingresso prima di sommarli.

Si consideri il caso di un power combiner ideale in cui l'isolamento tra le due porte d'ingresso sia infinito. Un segnale applicato alla porta A viene pertanto trasferito alla porta d'uscita S, a meno di una perdita di 3dB dovuta alla resistenza interna; dal momento che l'isolamento è perfetto, nessuno dei segnali applicati alle porte d'ingresso può raggiungere l'altra. Essendo la porta S correttamente terminata su di un'impedenza da 50Ω , la somma dei segnali presenti in ingresso vengono trasferiti in uscita senza che vi sia alcuna onda riflessa. Nei power splitter/combiner reali, anche se le porte sono correttamente terminate, l'isolamento non è mai infinito, i costruttori forniscono pertanto il valore in dB dell'isolamento tra le due porte d'ingresso in funzione della frequenza.

Nei power splitter/combiner reali la resistenza interna e quella vista ai capi del trasformatore non è mai perfettamente uguale, quindi l'attenuazione tra la porta A e l'uscita S risulta minore di 3dB.

Occorre anche considerare la potenza massima che il power splitter/combiner può tollerare. Essa è determinata principalmente dalla resistenza interna R_{int} , dal nucleo del trasformatore e dalle dimensioni dei suoi avvolgimenti. Quando due segnali vengono sommati come si è visto, ciascuno di essi apparirà alla porta S attenuato di 3dB ed è la resistenza interna ad assorbire tale potenza. Pertanto, per un corretto funzionamento, la

resistenza interna del splitter/combiner deve essere in grado di dissipare almeno metà della potenza applicata a ciascuna porta.

Vi sono altri due parametri che devono essere considerati nella scelta del power splitter/combiner: lo sbilanciamento di ampiezza (Amplitude Unbalance) e lo sbilanciamento di fase (Phase Unbalance). Essi rappresentano, rispettivamente, la differenza di ampiezza e di fase introdotta dal dispositivo tra i due ingressi. Lo sbilanciamento di ampiezza è espresso in dB, mentre lo sbilanciamento di fase è espresso in gradi.

Per effettuare le misure sono stati scelti due power splitter/combiner prodotti dalla Mini-Circuits (modelli ZSC-2-2 e ZSCJ-2-2: il primo è un power splitter/combiner a 0° , il secondo è un power splitter/combiner a 180°) entrambi mostrati in Fig. 5.51.



Fig. 5.51: Power splitter/combiner utilizzati

Entrambi sono progettati per lavorare con sistemi a 50Ω , come le LISN e l'analizzatore di spettro utilizzati e sono dotati di connettori BNC.

Lo ZSC-2-2 è realizzato per funzionare nell'intervallo di frequenze 2 kHz – 60 MHz, che contiene l'intervallo 150 kHz – 30 MHz utilizzato nelle misure delle emissioni condotte; lo ZSCJ-2-2 è realizzato per funzionare nell'intervallo di frequenze 100 kHz-20 MHz; sebbene non raggiunga i 30 MHz come richiesto dalla normativa è stato utilizzato ugualmente in quanto dalle misure effettuate con la sola LISN è emerso che le frequenze delle emissioni condotte che superano i limiti imposti dalla normativa sono ben al di sotto dei 20 MHz.

5.4.3 Risultati sperimentali

La separazione delle emissioni condotte nelle componenti di modo comune e differenziale sono state ottenute utilizzando i sommatore di potenza appena descritti. I due dispositivi sono stati usati alternativamente: il sommatore di potenza a 0° ZSC-2-2 per la misura delle emissioni condotte di modo comune; il sommatore di potenza a 180° , ZSCJ-2-2 per la misura delle emissioni di modo differenziale.

Nelle Fig. 5.52 e 5.53 sono mostrati i set-up di prova utilizzati (rispettivamente, schematizzazione e realizzazione).

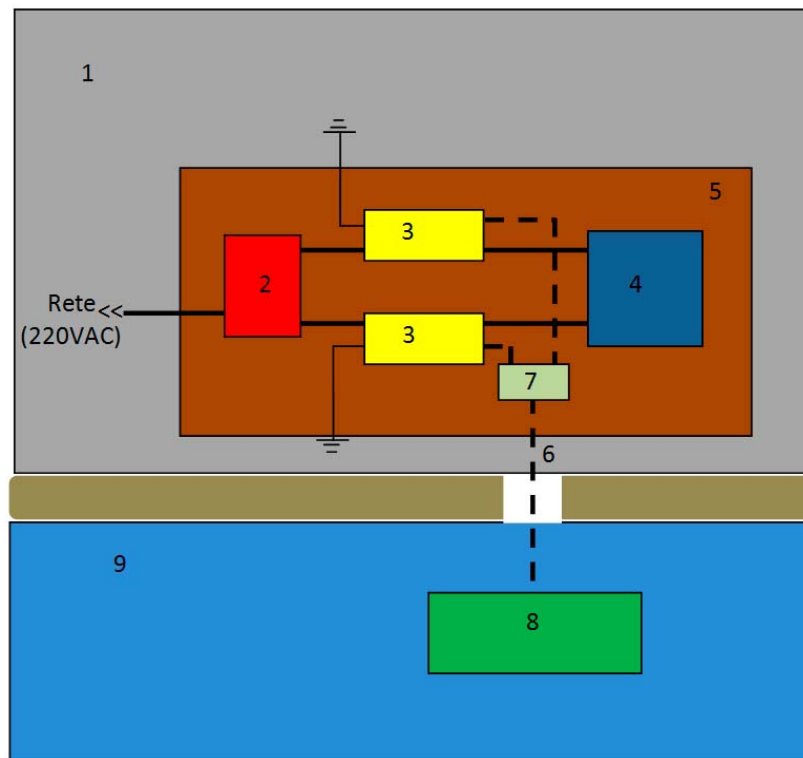


Fig. 5.52: Set-up di prova per la separazione delle emissioni condotte nelle sue componenti CM e DM (vista dall'alto)

Legenda della figura 5.52:

- 1) piano di terra della camera semi-anecoica;
- 2) alimentazione VAC/VDC-24VDC;
- 3) LISN;
- 4) EUT;
- 5) Supporto isolante a bassa permittività relativa ($\epsilon_r \leq 1,4$);
- 6) cavo coassiale da 50Ω ;

- 7) sommatore di potenza da 50Ω (0° per la misura delle emissioni condotte di modo comune, 180° per la misura delle emissioni di modo differenziale);
- 8) ricevitore EMI;
- 9) camera di controllo (control room).

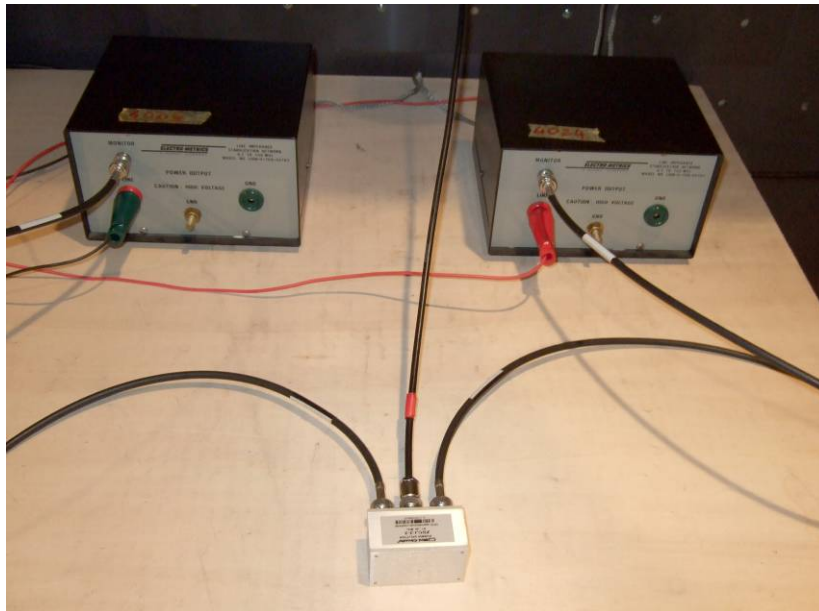


Fig. 5.53: Collegamento del sommatore di potenza alle LISN

La porta monitor di ciascuna delle due LISN è stata collegata mediante due cavi coassiali da 50Ω , della stessa lunghezza, ai due ingressi del sommatore di potenza. L'uscita del sommatore di potenza è stata collegata al ricevitore EMI, anch'essa con un cavo coassiale da 50Ω per prelevare il segnale di misura.

Le immagini che seguono sono state acquisite direttamente dal ricevitore EMI. La linea in verde rappresenta il limite imposto per le emissioni condotte dalla normativa CEI EN 55022. In Fig. 5.54 è mostrato il risultato delle emissioni condotte complessive su una configurazione comprendente i cinque convertitori dc-dc (variando il posizionamento relativo dei convertitori e la lunghezza dei cavi di collegamento, si hanno differenze nei livelli di emissione condotta).

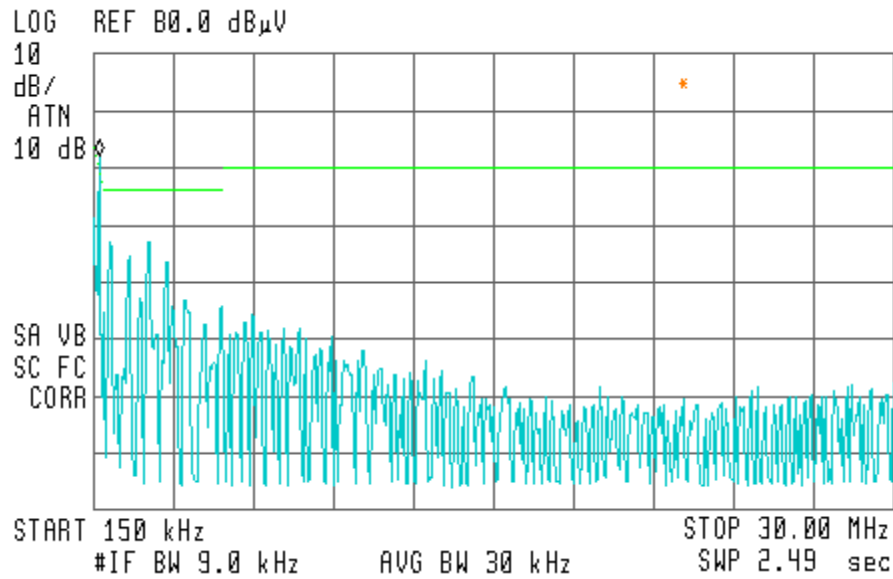


Fig. 5.54: Misura delle emissioni condotte totali dei 5 convertitori dc-dc in prova

Si è proceduto quindi, sempre collegando ed alimentando tutti e 5 i convertitori dc-dc con la medesima sorgente, alla misura delle emissioni condotte mediante il sommatore di potenza per valutare il peso delle componenti di modo comune e di modo differenziale. I risultati sono raffigurati in Fig. 5.55, per il modo comune, ed in Fig. 5.56, per il modo differenziale.

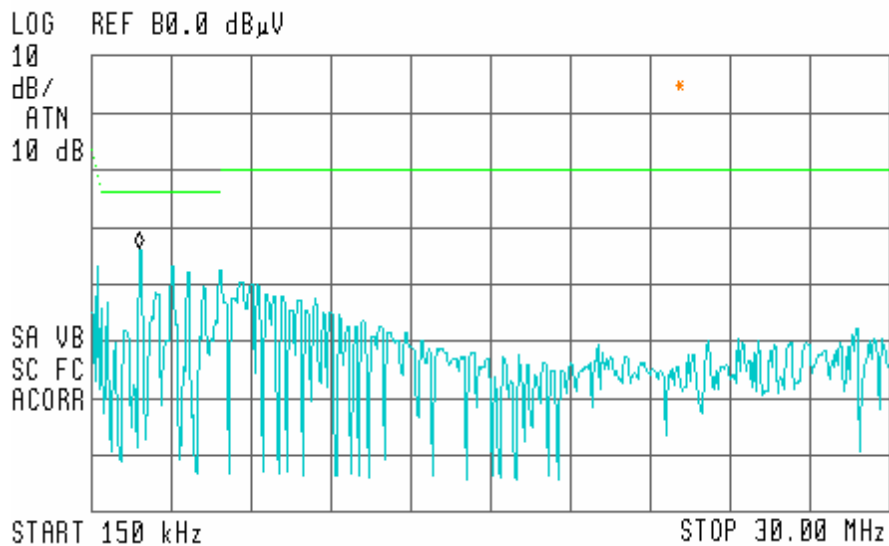


Fig. 5.55: Componente di modo comune delle emissioni condotte totali

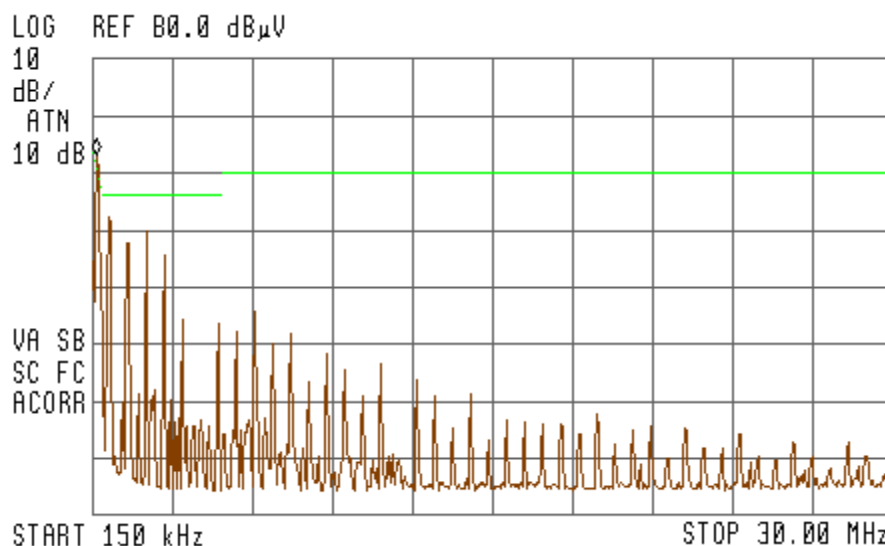


Fig. 5.56: Componente di modo differenziale delle emissioni condotte totali

Come si può osservare, le emissioni condotte di modo comune sono ben al di sotto dei limiti, mentre le emissioni di modo differenziale, come quelle totali, presentano un picco superiore al limite imposto e questo superamento si verifica alla stessa frequenza registrata per le emissioni totali. La componente predominante del rumore totale è senz'altro quella di modo differenziale e, in fase di progettazione del filtro EMI necessario a ridurre il livello delle emissioni condotte, dovrà essere tenuto in considerazione questo risultato. Per la trattazione delle progettazione e realizzazione di filtri EMI si rimanda al Capitolo 6.

5.5 Inverter industriale

L'inverter preso in esame per eseguire le prove di compatibilità elettromagnetica è di tipo industriale (modello AS2-07 realizzato da ADLEEPOWER) e presenta le caratteristiche specificate nella seguente Tabella 5.3.

Tabella 5.3 Caratteristiche dell'inverter

Tensione di alimentazione	220 ($\pm 10\%$) VAC monofase
Frequenza di ingresso	50-60 ($\pm 5\%$) Hz
Tensione di uscita	220 VAC trifase (massima)
Frequenza di uscita	0,5 - 400 Hz
Corrente nominale	5 A
Potenza nominale	1,9 kVA (0,75Kw/1 HP)
Controllo	PWM sinusoidale
Capacità di sovraccarico	150% di sovraccarico per 1 min
Raffreddamento	Radiatore
Dimensioni massime oggetto	(163x113x104)mm
Peso	1,1 kg

Per le prove si è utilizzato un carico ohmico-induttivo costituito da tre rami collegati a stella; ogni ramo è formato da una resistenza $R = 60 \Omega$ con in serie una bobina con $R = 0,25 \Omega$ ed $L = 3\text{mH}$.

Nella Tabella 5.4 sono elencati i valori di tensione e frequenza che sono stati scelti per il piano di prova delle prove EMC dell'inverter.

Tabella 5.4 Condizioni di funzionamento

Frequenze PWM	Frequenze modulante	Tensione di fase modulante (valore efficace)
5 kHz	50 Hz	30V
10 kHz	100Hz	60V
15 kHz	200Hz	120V

Prima di procedere alle prove EMC sono state monitorate e misurate le principali grandezze elettriche (correnti e tensioni) del sistema. Per la visualizzazione delle forme d'onda della corrente di uscita è stato fatto uso di un oscilloscopio per mezzo del quale è stato possibile osservare le forme d'onda tipiche della modulazione PWM. Nelle figure che seguono sono riportati i grafici relativi ad una configurazione di funzionamento dell'inverter con frequenza della modulante a 50 Hz; frequenza PWM (portante) a 5 kHz; tensione di fase sul carico pari a 120V.

In Fig. 5.57 è visualizzata la forma d'onda della corrente su una fase del carico; la scala di tempo utilizzata è di 5 ms/div. Si può osservare che il periodo della sinusoide è pari a 4 divisioni, ossia $T = 20 \text{ ms}$ cui corrisponde una frequenza $f = 1/T = 50 \text{ Hz}$.

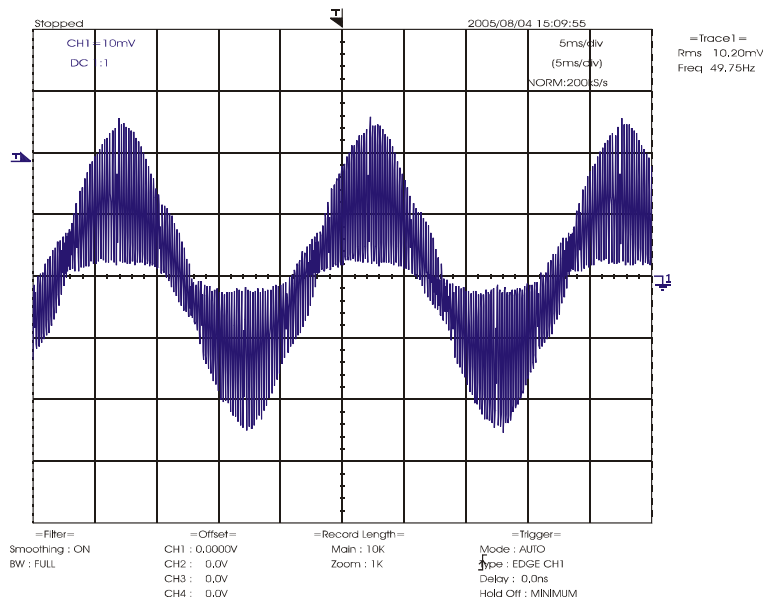


Fig. 5.57: Forma d'onda della corrente di fase con $f_{\text{PWM}}=5 \text{ kHz}$ e $f_{\text{modulante}}= 50 \text{ Hz}$

Nella Fig. 5.58 è possibile visualizzare il ripple di corrente su una fase del carico dovuto alla modulazione PWM. Si può osservare la frequenza della modulazione PWM: la scala di tempo utilizzata è di $200 \mu\text{s}/\text{div}$ e dalla figura si osserva un periodo $T = 200 \mu\text{s}$ cui corrisponde una frequenza $f = 1/T = 5 \text{ kHz}$.

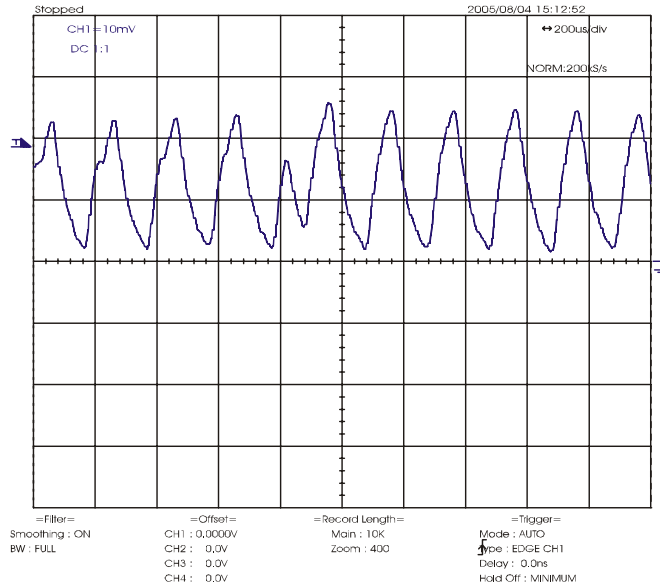


Fig. 5.58: Forma d'onda del ripple relativo alla corrente di fase con PWM=5 kHz e frequenza modulante= 50 Hz

In Fig. 5.59 è rappresentata la trasformata di Fourier (FFT) della sinusoide a 50 Hz ottenuta con modulazione PWM a 5 kHz.

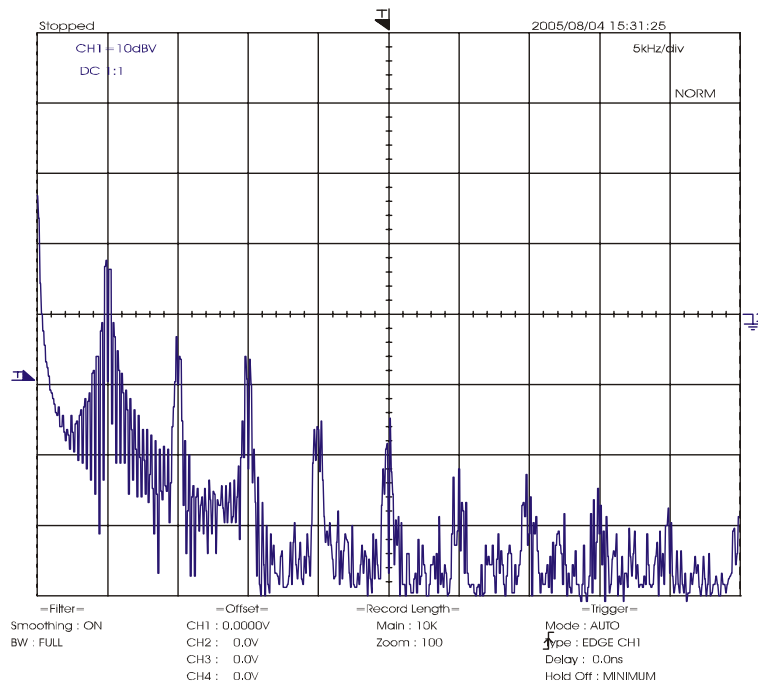


Fig. 5.59: FFT della forma d'onda rappresentata precedente (PWM=5 kHz e frequenza modulante=50 Hz)

La scala di frequenza utilizzata è di $5 \text{ kHz}/\text{div}$. Si può osservare dal grafico la presenza dei massimi dovuti alla frequenza della portante PWM a 5 kHz: il primo massimo

dovuto alla modulazione PWM si ha infatti a 5 kHz (frequenza della fondamentale); i successivi picchi si hanno a multipli interi della fondamentale. Come previsto dall'analisi di Fourier le ampiezze delle armoniche di ordine superiore decrescono all'aumentare della frequenza.

5.5.1 Emissioni condotte

Come normativa di riferimento si utilizza in questo ambito la CEI EN 55025, ovvero la normativa per le emissioni condotte generate da componenti elettrici/elettronici; il range di frequenze di interesse è 150 kHz -108 MHz

Come set-up di prova viene utilizzato sia quello corrispondente al metodo della tensione (misura tramite LISN) per apparati con messa a terra vicina sia il set-up di prova relativo al metodo della sonda di corrente. In Fig. 5.60 viene mostrato l'allestimento di prova realizzato in camera semianecoica.

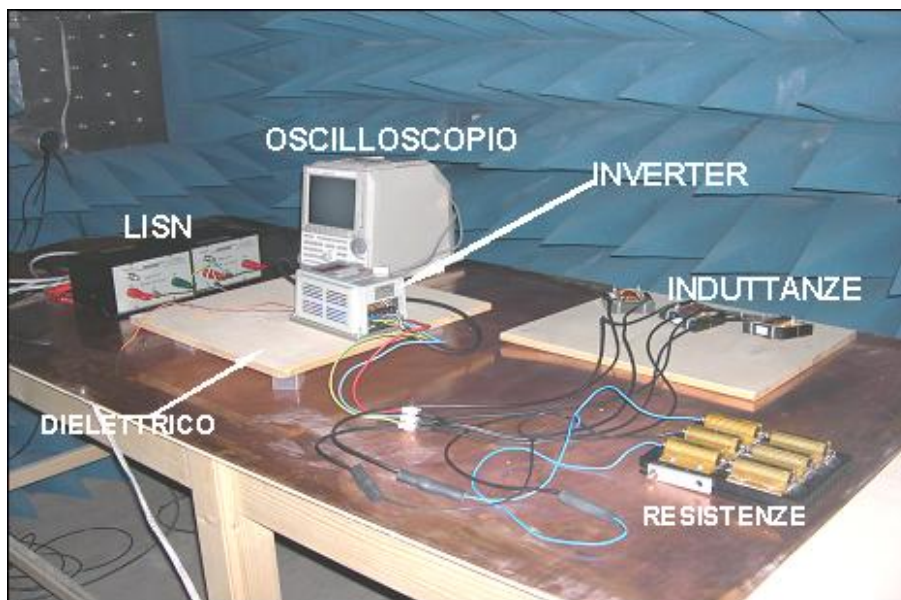


Fig. 5.60: Allestimento di prova – Metodo della tensione

Le Fig. 5.61 e 5.62 si riferiscono alle emissioni condotte dell'inverter nel caso di funzionamento a vuoto con frequenza PWM pari a 5 kHz e frequenza della modulante pari a 100 Hz, rispettivamente nei due range di frequenza 150 kHz – 30 MHz e 30 MHz – 108 MHz. Le Fig. 5.63 e 5.64 si riferiscono alle emissioni condotte dell'inverter nel caso di funzionamento a carico nelle stesse condizioni operative precedenti e con tensione di fase sul carico pari a 60V (valore efficace).

Si noti che nel caso di misure tra 30 e 108 MHz la visualizzazione del display è comunque fino a 300 MHz, ma i limiti sono definiti fino a 108 MHz.

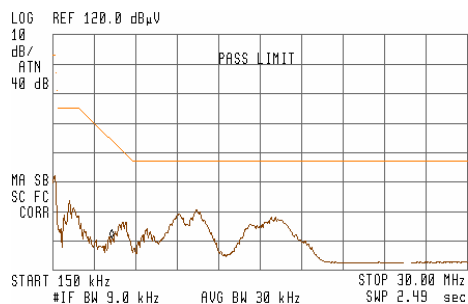


Fig. 5.61: Emissioni condotte funzionamento a vuoto_Frequenza PWM=5kHz;Frequenza Modulante=100Hz; Range di frequenza 150 kHz-30 MHz

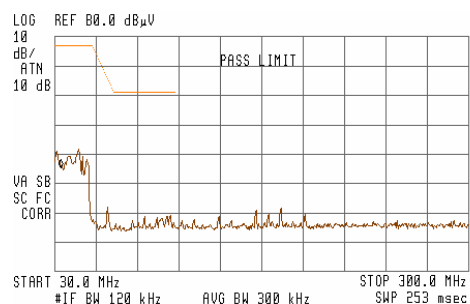


Fig. 5.62: Emissioni condotte funzionamento a vuoto_Frequenza PWM=5kHz;Frequenza Modulante=100Hz; Range di frequenza 30 MHz-108 MHz

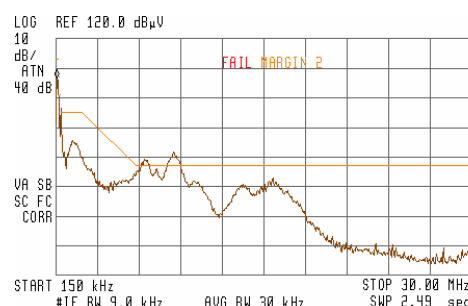


Fig. 5.63: Emissioni condotte funzionamento a carico_Frequenza PWM=5kHz;Frequenza Modulante=100Hz; Range di frequenza 150 kHz-30 MHz

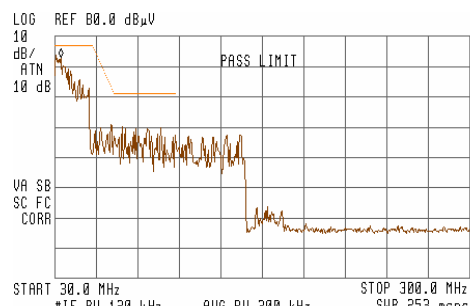


Fig. 5.64: Emissioni condotte funzionamento a carico_Frequenza PWM=5kHz;Frequenza Modulante=100Hz; Range di frequenza 30 MHz-108 MHz

Come si può vedere, quando in uscita all’inverter è collegato il carico il livello delle emissioni condotte aumenta in tutti e due i range di frequenza; solo a bassa frequenza si ha però il superamento dei limiti.

Nella Fig. 5.65 sono evidenziate con tre colori diversi le emissioni condotte dell’inverter relative a tre diverse frequenze PWM (mantenendo costanti sia la frequenza modulante pari a 100 Hz, sia la tensione di fase sul carico pari a 60V) e rispettivamente: colore marrone per PWM a 5 kHz; colore celeste per PWM a 10 kHz; colore fucsia per PWM a 15 kHz. Le relative emissioni sono state mostrate in questo caso in un ristretto intervallo di frequenze (150 kHz – 10 MHz) per visualizzare meglio la regione in cui si è avuto il superamento dei limiti nelle precedenti condizioni di prova.

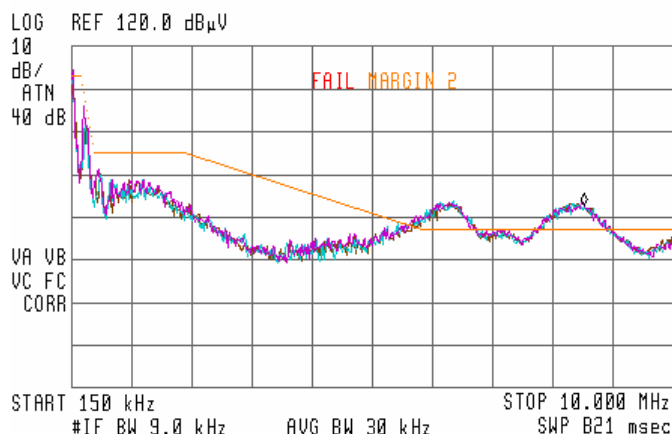


Fig. 5.65: Emissioni condotte _funzionamento a carico_frequenza Modulante=100Hz; marrone = PWM 5kHz; celeste = PWM a 10 kHz; fucsia = PWM a 15 kHz

Come si può notare, la frequenza della PWM non ha alcuna influenza sulle emissioni condotte in questione; in tutti e tre i casi presentati infatti, abbiamo ottenuto lo stesso profilo di emissioni.

Analizziamo ora le misure effettuate con il metodo della sonda di corrente. La sonda di corrente è stata posizionata a (50 ± 5) mm dal connettore dell'EUT e sono state misurate le emissioni; per garantire la massimizzazione del disturbo emesso la sonda è stata successivamente collocata in altre posizioni. Nella maggior parte dei casi la posizione di massima emissione è la più vicina possibile al connettore dell'EUT. I cavi su cui si sono compiute le rilevazioni sono quattro, due fasi e due ground, e sono quelli che collegano le LISN all'inverter in prova.

Le seguenti figure sono state acquisite direttamente collegando la sonda di corrente al ricevitore EMI. Durante la misurazione sullo strumento è stata selezionata la traccia fornita della funzione "MAX HOLD", ossia la traccia che tiene, per ogni frequenza, il massimo misurato. Durante le misurazioni effettuate con la sonda di corrente, entrambe le LISN sono state caricate con impedenze di 50 Ω .

Le misurazioni hanno riguardato i cavi di collegamento tra LISN ed inverter.

Il limite imposto dalla normativa CEI EN 55025 - Metodo della sonda di corrente - sono espressi in $\text{dB}\mu\text{A}$ perchè si riferiscono alla corrente di disturbo. Per la sonda di corrente che è stata utilizzata (PCL-30) si ha a disposizione un grafico in grado di stabilire il fattore di correzione alle misure effettuate da tale sonda. Questi fattori di correzione sono stati inseriti nel ricevitore EMI prima delle misure; in questo modo, il valore che si va a leggere sul display del ricevitore risulta essere espresso in $\text{dB}\mu\text{V}$, tensione proporzionale alla corrente di disturbo misurata.

Sono state realizzate dapprima due misurazioni su una fase dell'inverter (Fig. 5.66): nella prima l'inverter era nella modalità di funzionamento a vuoto (traccia celeste) e quindi a carico (traccia marrone), con frequenza PWM pari a 15 kHz, frequenza modulante pari a 100 Hz e tensione di fase sul carico pari a 60V.

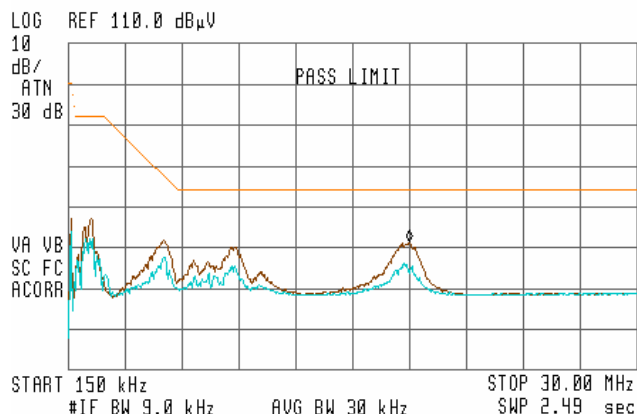


Fig. 5.66: Emissione condotta(sonda di corrente su una fase) _Condizione di funzionamento a vuoto (traccia celeste); a carico (traccia marrone)

Nella seconda abbiamo confrontato sulla fase i valori delle emissioni nel caso della applicazione di tre diversi valori di frequenza PWM (mantenendo costanti durante le tre prove sia la frequenza modulante pari a 100 Hz, sia la tensione di fase sul carico pari a 60V); i relativi risultati sono identici alle prove eseguite con la LISN e mostrate in precedenza (Fig. 5.65). Nel range di frequenze in cui il livello delle emissioni supera il limite imposto dalla normativa (il primo picco si ha intorno a 6,5 MHz ed il secondo intorno a 8,5 MHz), non si hanno sostanziali differenze tra le tre curve che corrispondono a tre diverse frequenze PWM. Da questi primi risultati si può avanzare l'ipotesi che il livello delle emissioni condotte, intorno ai valori di frequenza sopra specificati, possa non dipendere dalla frequenza di modulazione PWM.

Non sono qui di seguito riportati grafici nel range di frequenza 30 MHz - 108 MHz in quanto le emissioni rilevate in questo range di frequenza sono ben al di sotto dei limiti imposti dalla normativa.

Nelle seguenti misure svolte con la sonda di corrente, con I_c e I_d si indicano rispettivamente la corrente di modo comune e quella di modo differenziale e con i pedici 1 e 2 si fa riferimento alla fase 1 e 2 (linee di alimentazione in uscita alle LISN) o al ground 1 e 2 (linee di neutro in uscita dalle LISN).

La sonda è stata inserita dapprima intorno alla fase 1 per misurare il contributo ($I_{c1} + I_d$) mostrato in Fig 5.67 (traccia marrone); posizionando la sonda attorno alla fase 2 misuriamo il contributo ($I_{c2} + I_d$) rappresentato dalla traccia celeste.

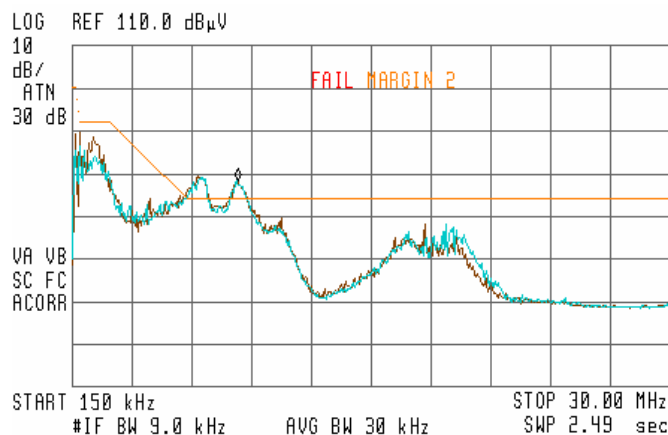


Fig. 5.67: Emissione condotta con sonda di corrente; colore marrone = $(I_{c1} + I_d)$; colore blu = $(I_{c2} + I_d)$

Come si può vedere, i due contributi hanno lo stesso andamento.

La sonda è stata poi posta intorno alla fase 1 ed al ground 1, per misurare un segnale di disturbo proporzionale alla corrente di modo comune I_{c1} ; questo permette alla sonda di leggere la corrente portata dalla fase ($I_d + I_{c1}$), più quella portata dal ground ($I_{c1} - I_d$), cioè di leggere unicamente I_{c1} . Il relativo spettro di emissione è mostrato in Fig. 5.68.

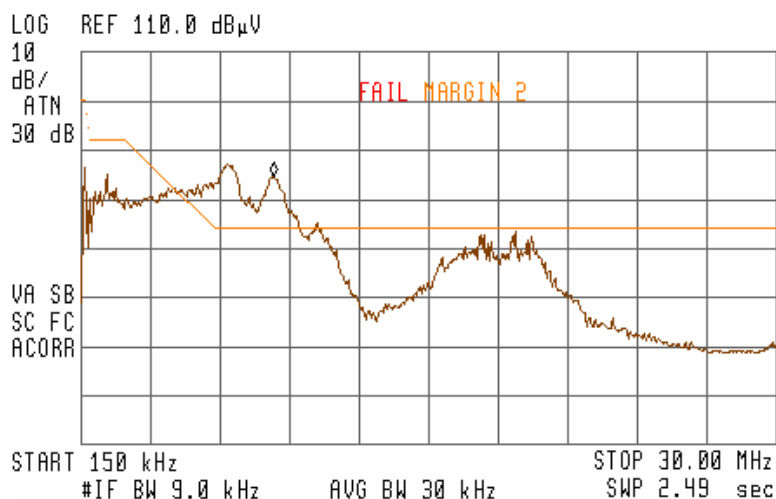


Fig. 5.68: Emissioni condotte con sonda di corrente – contributo I_{c1}

Mettendo a confronto i grafici sopra riportati con quelli relativi alle misure effettuate mediante LISN si può osservare come in entrambi i casi, in corrispondenza delle frequenze di 6,5 MHz e 8,5 MHz, gli spettri delle emissioni assumano gli stessi andamenti.

5.5.2 Emissioni irradiate

I limiti di riferimento (CEI EN 55025) sono espressi in $\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$ e nelle misure si usa una antenna bilog con il relativo fattore di correzione riportato sul ricevitore. I cavi coassiali utilizzati garantiscono un corretto adattamento di impedenza tra l'antenna e lo strumento di misura di 50Ω a tutte le frequenze di utilizzo.

Nelle Fig. 5.69 e 5.70 sono mostrate le emissioni irradiate dall'inverter e dai suoi cablaggi nel caso di funzionamento a vuoto, rispettivamente nei range di frequenza 30 MHz – 300 MHz e 200 MHz -1 GHz. Le Fig. 5.71 e 5.72 indicano le emissioni irradiate dall'inverter in condizioni di funzionamento a carico con frequenza della PWM pari a 5 kHz, frequenza della modulante pari a 100 Hz e tensione di fase sul carico pari a 60 V.

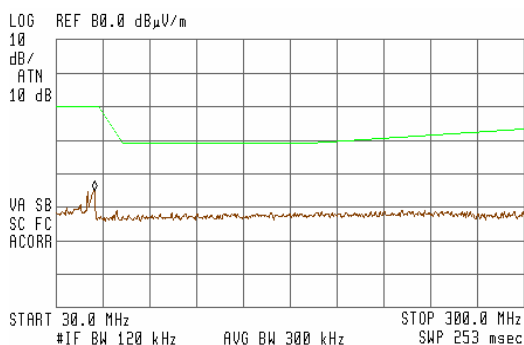


Fig. 5.69: Emissioni irradiate – funzionamento a vuoto – 30 MHz - 300 MHz

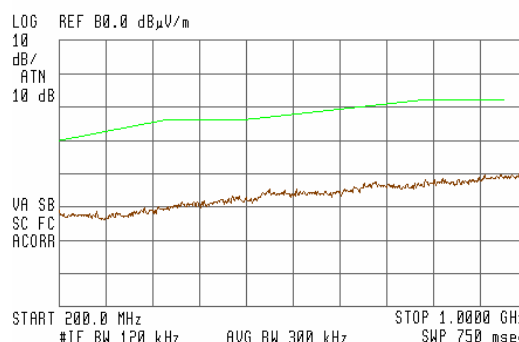


Fig. 5.70: Emissioni irradiate – funzionamento a vuoto – 200 MHz --1 GHz

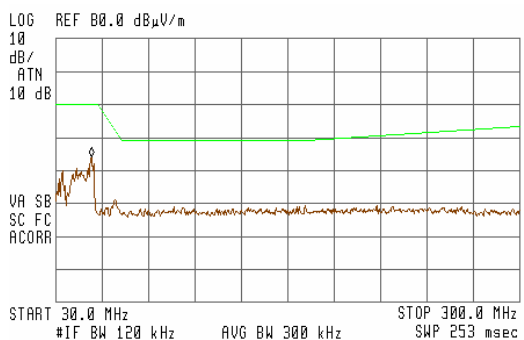


Fig. 5.71: Emissioni irradiate – funzionamento a carico – 30 MHz - 300 MHz

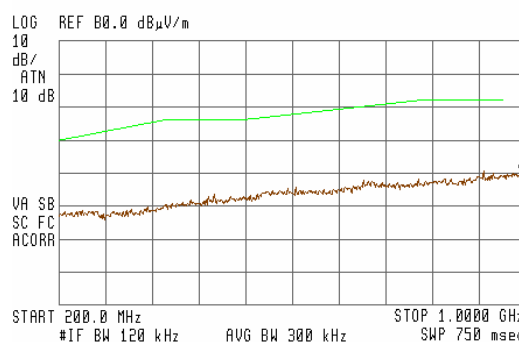


Fig. 5.72: Emissioni irradiate – funzionamento a carico – 200 MHz --1 GHz

Nella Fig. 5.73 sono evidenziate con tre colori diversi le emissioni irradiate dall'inverter relative a tre diverse frequenze PWM (mantenendo costanti sia la frequenza modulante pari a 100 Hz, sia la tensione di fase sul carico pari a 60V) e rispettivamente: colore marrone per PWM a 5 kHz; colore celeste per PWM a 10 kHz; colore fucsia per PWM a 15 kHz.

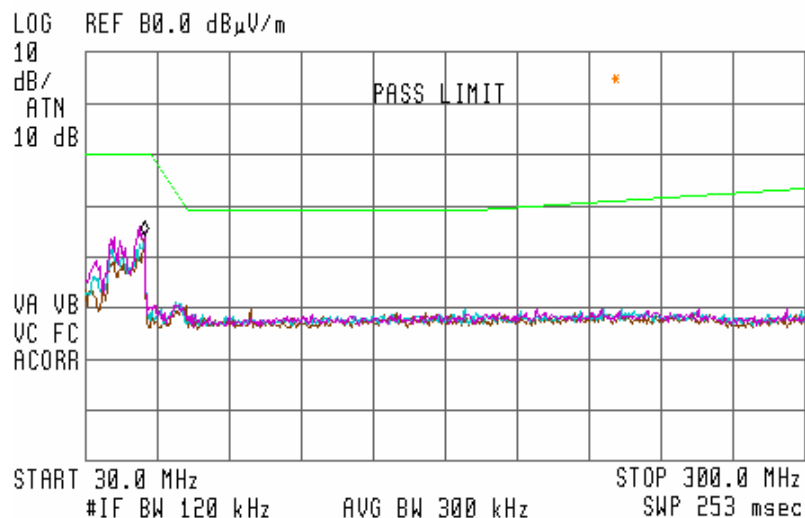


Fig. 5.73: Emissioni irradiate funzionamento a carico **Colore marrone = PWM a 5kHz; colore celeste = PWM a 10 kHz; colore fucsia = PWM a 15 kHz.**

5.6 Veicolo HOST

Il sistema di conversione che ci accingiamo ad analizzare dal punto di vista EMI, è stato progettato e realizzato nell’ambito del progetto HOST (Human Oriented Sustainable Transport mean) sponsorizzato dalla Comunità Europea con l’obiettivo di sviluppare un mezzo di trasporto innovativo per il trasporto urbano di merci e persone. Per soddisfare i requisiti di bassi livelli di emissione di sostanze inquinanti (CO₂, particolato) il consorzio HOST produrrà la piattaforma per un veicolo modulare di tipo multipurpose (per diverse applicazioni) capace di integrare, in modo ottimizzato e a basso costo, le più promettenti alternative e tecnologie nell’ambito della trazione.

Il veicolo HOST è un veicolo ibrido in configurazione serie (termico-elettrico) e lo chassis contiene tutti i componenti assemblati in apposite scatole; è stata adottata una soluzione “drive by wire” di gestione e le sole connessioni meccaniche tra la cabina di guida e la piattaforma è un sistema di ancoraggio che ne assicurano la tenuta.

Lo schema del veicolo HOST è mostrato in Fig. 5.74, mentre in Fig. 5.75 viene presentata una foto dell’assemblaggio del primo prototipo realizzato.

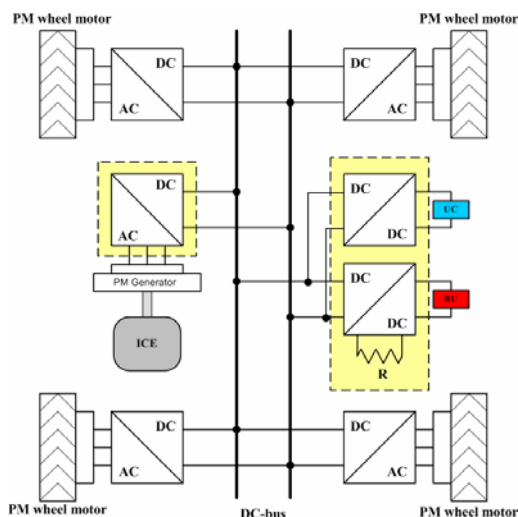


Fig. 5.74: Schema del veicolo HOST



Fig. 5.75: Foto del primo prototipo HOST

In particolare ci siamo occupati della gestione dei sistemi di generazione e accumulo dell'energia elettrica. Il sistema di accumulo è costituito da una combinazione di supercondensatori (UC: Ultracapacitor) e batterie (BU: Battery Unit) che sono interfacciate con gli azionamenti elettrici di trazione (quattro motoruote con relativi inverter) tramite convertitori elettronici di potenza dc-dc attraverso il comune link in continua (300 V). L'unità di generazione (GU: Generation Unit) include un generatore sincrono a magneti permanenti (PM: Permanent Magnet) ed un convertitore ac-dc bidirezionale connesso al dc-link; il generatore elettrico è collegato direttamente ad un motore a combustione interna (ICE: Internal Combustion Engine).

L'unità di generazione fornisce potenza in base allo stato di carica di batterie e supercondensatori e di conseguenza il suo punto di lavoro sarà determinato dal particolare servizio richiesto (profilo di missione); per ridurre le emissioni ed il consumo di carburante, il generatore è comunque progettato per fornire una potenza nell'intervallo 4,5 kW – 13,5 kW.

Il concetto di modularità è stato tenuto in considerazione per il dimensionamento dell'unità di accumulo (BU e UC); il modulo base (che risiede nello chassis del veicolo) viene dimensionato sui valori massimi delle richieste di energia e potenza, comuni a tutti i servizi cui il veicolo HOST dovrà fornire. Se, per una particolare applicazione vengono richieste potenze e/o energie maggiori di quelle fornite dal modulo base, più moduli possono essere collegati fra loro.

Le caratteristiche principali del veicolo HOST sono riassunte in Tabella 5.5.

Tabella 5.5 Caratteristiche del veicolo HOST

Potenza di trazione totale	100 kW
Potenza nominale ICE	18 kW
Corrente massima UC	650 A
Corrente massima BU	220 A

Le tre unità di generazione e accumulo dell'energia (GU, BU e UC) sono gestite ognuna da un convertitore elettronico di potenza e da un controllore costituito da un DSP (Digital Signal Processor); le tre sezioni condividono lo stesso link in continua e comunicano tra loro attraverso un bus CAN (Controller Area Network) dedicato.

All'interno di ogni unità, l'interfaccia fisica tra il convertitore, il DSP ed il mondo esterno è costituita da un sistema di schede elettroniche (PCB) appositamente progettate e realizzate. Uno schema a blocchi funzionale semplificato delle schede di interfaccia è mostrato in Fig. 5.76.

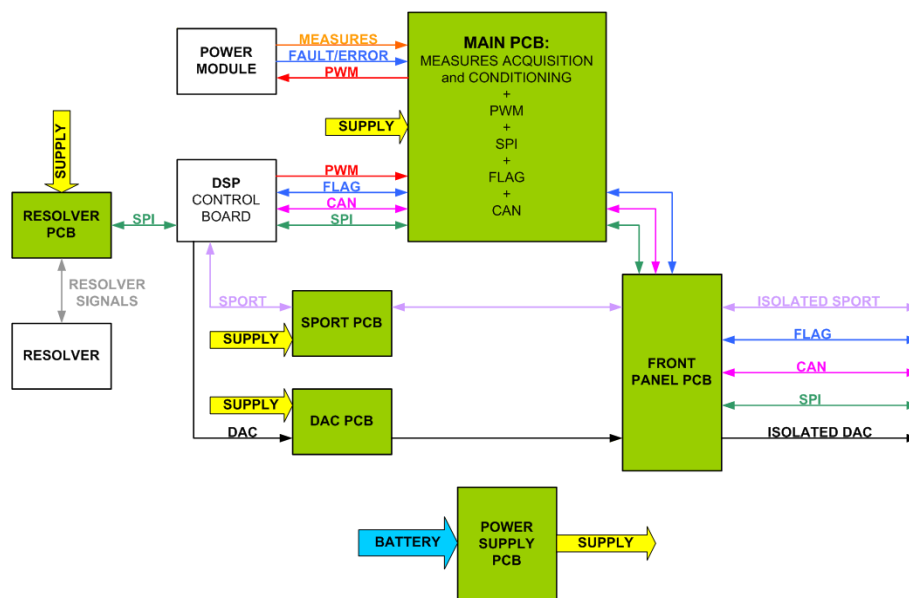


Fig. 5.76: Schede di interfaccia del singolo convertitore

Le principali funzioni svolte dalle PCB sono il pilotaggio dell'hardware di potenza (a partire dai segnali forniti dal DSP), l'acquisizione ed elaborazione delle misure e la gestione della comunicazione tra le diverse sezioni del sistema.

Un'altra fondamentale funzione svolta dalle schede è la distribuzione delle tensioni di alimentazione per tutti i dispositivi elettronici che fanno parte della sezione (compreso il convertitore di potenza); il relativo schema è mostrato in Fig. 5.77.

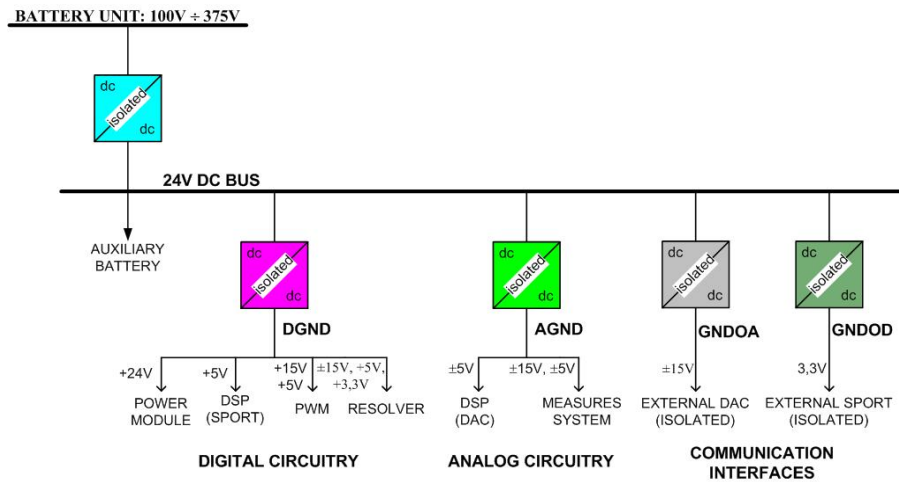


Fig. 5.77: Rete di distribuzione dell'alimentazione delle schede di interfaccia

La principale sorgente di alimentazione è la batteria del veicolo (100 V – 375 V); attraverso appropriati convertitori dc-dc (di tipo isolato o no) e regolatori di tensione vengono forniti al sistema tutti i livelli di tensione necessari al funzionamento di tutta la circuiteria elettronica.

Il concetto di modularità e flessibilità (adattamento a diverse specifiche) è stata tenuta in considerazione anche durante queste fasi. Il modulo di potenza, il controllore e le PCB realizzate sono uguali per tutti e tre i sistemi (GU, BU e UC); settando opportunamente alcuni parametri si adattano perfettamente alla particolare applicazione, pur rimanendo un sistema del tipo general purpose.

Un altro tema che ha interessato gli aspetti di progettazione e realizzazione delle unità descritte, è stato quello della compatibilità elettromagnetica. In un sistema complesso come il veicolo HOST, costituito da diversi convertitori elettronici ed apparati di controllo che risiedono in uno stesso ambiente, il problema delle interferenze (EMI) è sicuramente molto importante. Le emissioni dovute ad un particolare apparato non devono disturbare il funzionamento degli altri dispositivi del sistema.

Particolare attenzione è stata rivolta alla gestione della rete di distribuzione dell'alimentazione; come emerso dai risultati della sperimentazione EMC effettuata e sin qui descritta, la principale sorgente di emissioni è spesso legata alla presenza dei convertitori dc-dc delle schede elettroniche.

L'obiettivo delle misure EMC che sono state effettuate sul sistema di conversione del veicolo HOST è stato la valutazione delle prestazioni EMI del singolo convertitore; in particolare, è stato interessante poter stimare il contributo dei singoli subsistemi ed individuare i percorsi di accoppiamento del rumore tra le varie unità.

Per il momento sono state eseguite prove di emissione condotta nel range di frequenza tra 150 kHz e 30 MHz; le norme di riferimento ed i set-up di prova sono quelli descritti al Paragrafo 4.2.2 (CEI EN 55011 e CEI EN 55022). Sono stati utilizzati sia il metodo della tensione che quello della sonda di corrente; quest’ultimo ha consentito infatti di prelevare il segnale di disturbo in diversi punti del sistema al fine di ottenere una caratterizzazione EMI più accurata.

Prima di tutto sono state analizzate le emissioni condotte relative al bus a 24Vdc (in riferimento alla Fig. 5.77) condiviso da tutti i convertitori dc-dc presenti nelle schede; a partire da questo punto, ci sono tre gruppi di cavi che portano la stessa tensione di alimentazione ad altre schede o ad altre sezione della stessa scheda. I segnali di disturbo mostrati in Fig. 5.78 sono stati prelevati: sulla linea a 24V di ingresso (sorgente principale) per la traccia celeste e su una delle linee di distribuzione per la traccia marrone.

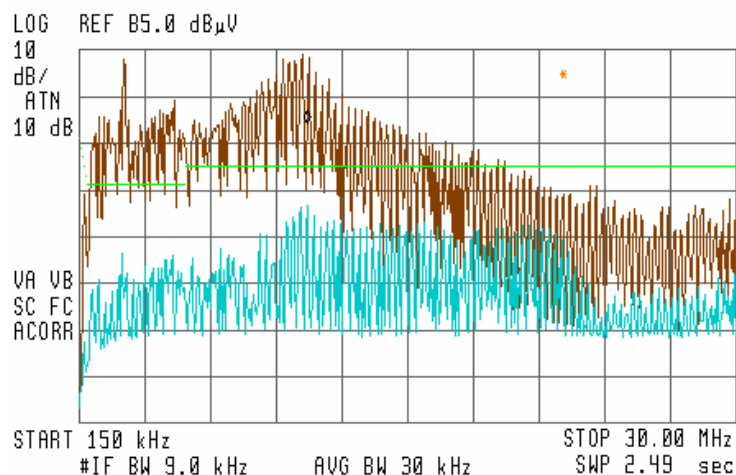


Fig. 5.78: Emissioni condotte HOST – linee 24V (traccia celeste); linee di distribuzione (traccia marrone)

Come si può vedere, nel caso della linea di ingresso a 24Vdc (traccia celeste), poiché siamo molto vicini alla LISN utilizzata per il set-up di prova, le emissioni sono ben al di sotto dei limiti imposti dalla normativa; si sente l’effetto di filtraggio e di isolamento operato dalla LISN ed inoltre, essendo sufficientemente lontani gli altri convertitori dc-dc, non si sente la loro influenza. Sulle linee di distribuzione dei 24V (traccia marrone) invece, la LISN è lontana e la presenza di più convertitori dc-dc provoca fenomeni di accoppiamento che causano l’aumento delle emissioni condotte (al di sopra dei limiti di riferimento). Le stesse prove sono state ripetute anche senza l’utilizzo delle LISN per simulare la condizione reale di lavoro; anche in questo caso il disturbo della linea principale a 24Vdc rimane sotto i limiti (pur variando leggermente l’andamento in frequenza), mentre le emissioni della linea di distribuzione risultano invariati.

E' stata quindi investigata l'influenza del modulo di potenza nelle emissioni condotte; questo è collegato alle schede di interfaccia attraverso due connettori: uno di segnale ed uno per l'alimentazione. In Fig. 5.79 è mostrato il confronto del disturbo condotto prelevato sulla linea principale a 24Vdc quando il convertitore non è collegato (traccia marrone) e quando è invece collegato alle schede (traccia celeste) attraverso il solo cavo di segnale.

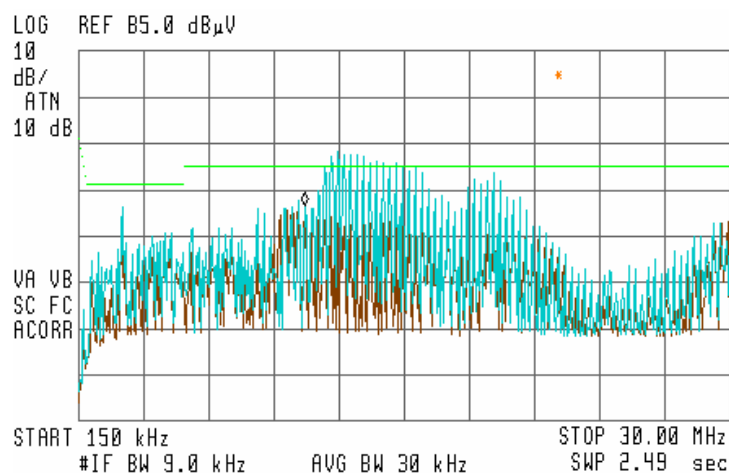


Fig. 5.79: Emissioni condotte HOST – linee 24V – convertitore non collegato (traccia marrone) e collegato (traccia celeste)

Sebbene il convertitore di potenza non sia ancora alimentato (il collegamento è solo sulle linee di segnale), attraverso il cavo di interconnessione si crea un percorso di accoppiamento del rumore che aumenta il livello delle emissioni rispetto al caso precedente. Collegando anche il cavo di alimentazione del convertitore si ottengono le emissioni mostrate in Fig. 5.80 (traccia marrone).

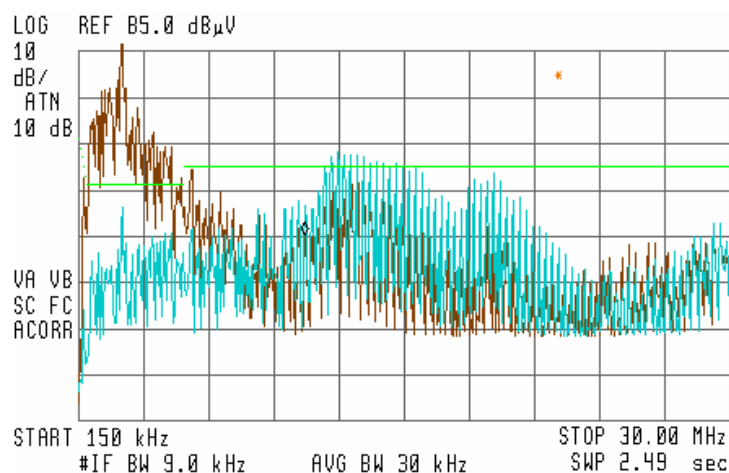


Fig. 5.80: Emissioni condotte HOST – linee 24V – collegamento solo con cavo di segnale (traccia celeste) e anche alimentazione (traccia marrone)

Il percorso di accoppiamento del rumore risulta più efficiente del caso precedente (traccia celeste), confermando che la parte più problematica dal punto di vista EMC è la

sezione di alimentazione. L'aumento delle emissioni risulta più evidente alle alte frequenze.

Se la sonda di corrente viene posta intorno al cavo di segnale tra convertitore e schede, otteniamo le emissioni mostrate in Fig. 5.81 nei due casi: cavo di alimentazione collegato (traccia celeste) e non collegato (traccia marrone).

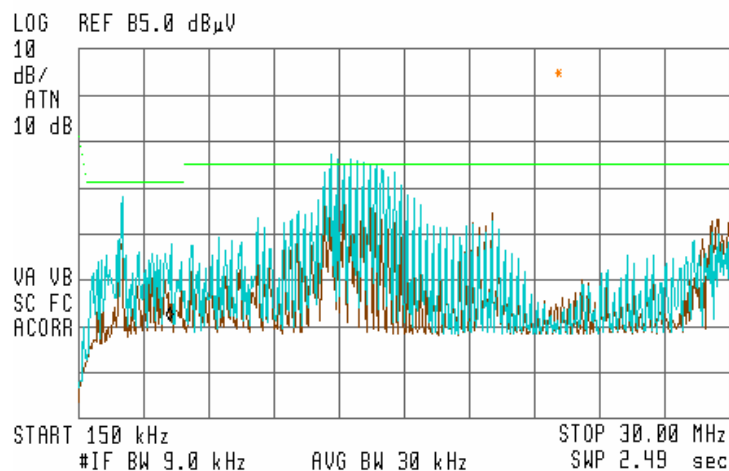


Fig. 5.81: Emissioni condotte HOST – linee di segnale – cavo di alimentazione collegato (traccia celeste) e non collegato (traccia celeste)

Come si può vedere dal confronto tra questa e le precedenti figure, sulla linea 24Vdc e sulle linee di segnale è presente lo stesso tipo di disturbo, sempre proveniente dalle linee di distribuzione dell'alimentazione. Risulta particolarmente rilevante il contributo dovuto alle linee di alimentazione del modulo di potenza.

Sulla base delle considerazioni che si possono fare sui risultati sperimentali ottenuti, possono essere fatte delle modifiche nell'eventuale seconda versione del sistema di conversione del veicolo HOST. Per minimizzare le emissioni condotte per esempio, minimizzando i percorsi di accoppiamento del rumore, tutti i convertitori dc-dc delle schede elettroniche potrebbero essere confinati in una scheda separata rispetto al resto del sistema; il collegamento dovrà poi essere fatto tramite un unico connettore scheda-scheda e senza ulteriori cavi di collegamento.

Sviluppi futuri riguardano sicuramente la scomposizione delle emissioni condotte nelle componenti di modo comune e di modo differenziale e la progettazione e realizzazione dei relativi filtri EMI.

5.7 Microcar: veicolo ibrido-serie

I convertitori elettronici di potenza che rappresentano l'EUT delle prove di emissione che qui vengono presentate, sono stati progettati e realizzati nell'ambito di un

progetto in collaborazione con ENEA (Ente per le Nuove Tecnologie, l’Energia e l’Ambiente) e Università La Sapienza, per lo sviluppo di una microcar ibrida in configurazione serie. Il sistema di propulsione della microcar (quadriciclo leggero) è mostrato in Fig. 5.82.

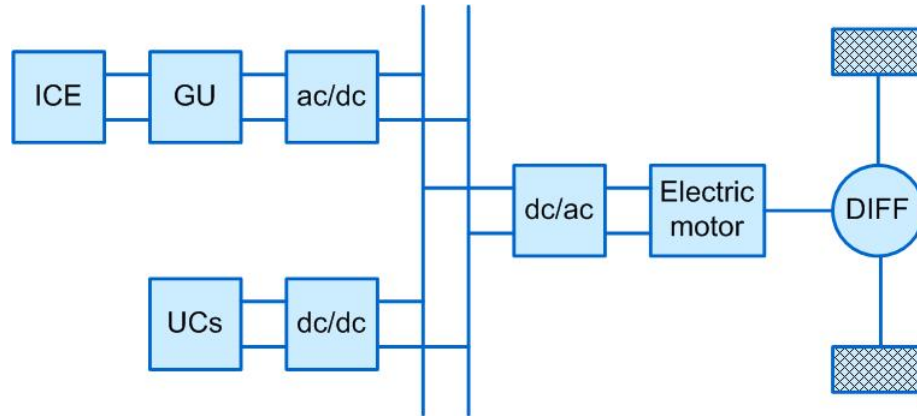


Fig. 5.82: Sistema di propulsione della microcar

Il motore a combustione interna (ICE) fornisce potenza meccanica al generatore elettrico trifase (GU) che la converte in potenza elettrica; all’uscita del generatore c’è un raddrizzatore controllato che provvede alla conversione ac-dc portando la tensione del link in continua (dc-link) al desiderato livello. Il motore elettrico di trazione (TM: Traction Motor) è alimentato da un inverter trifase che controlla la potenza meccanica sviluppata dal motore stesso. Connesso allo stesso dc-link, in parallelo con il sistema di generazione, c’è un’unità di accumulo costituita da supercondensatori (UC) che permette al veicolo di lavorare in modalità solo elettrica. In questo caso si è scelto di non utilizzare un sistema misto batterie-supercondensatori perchè gli accumulatori elettrochimici sono spesso elementi critici in un veicolo ibrido in termini di ingombri e ciclo di vita. Il motore a combustione interna interviene per soddisfare le richieste di potenza sul link, mentre i supercondensatori (caratterizzati da alta densità di potenza e bassa densità di energia) intervengono per ridurre la risposta dinamica del generatore, diminuendo il consumo di carburante e riducendo le emissioni.

La struttura dei singoli convertitori elettronici è la stessa di quella presentata per il veicolo HOST. Sono state sfruttate le considerazioni ottenute dai risultati sperimentali delle prove di emissione, al fine di ridurre i fenomeni di accoppiamento e di interferenza delle schede di interfaccia che sono state appositamente progettate e realizzate.

Anche in questo è presente una rete di distribuzione dell’alimentazione che, a partire da un bus locale a 12 V (ricavato dal dc-link a 72 V o da una batteria ausiliaria) fornisce le tensioni di alimentazione per tutta la circuiteria elettronica delle schede e per il

convertitore di potenza. In questo l'alimentazione viene gestita con un'unica scheda comprendente tutti i convertitori dc-dc opportunamente collegata alla PCB principale tramite un unico connettore.

Dai risultati sperimentali ottenuti per altri EUT descritti in questo capitolo, risulta evidente come spesso sia assolutamente necessario inserire un filtro EMI per ridurre le emissioni condotte sui cavi di alimentazione. Le prove EMC sono state qui eseguite con lo scopo di valutare la struttura di filtri da adottare. In particolare, sono possibili due configurazioni: una di tipo distribuito (mostrata in Fig. 5.83) ed una di tipo centralizzato (illustrata in Fig. 5.84).

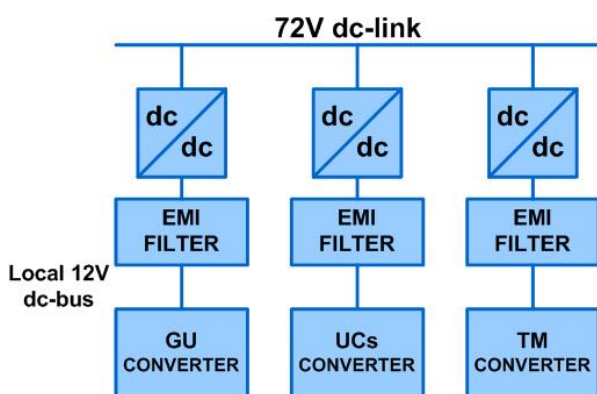


Fig. 5.83: Filtri EMI – Configurazione distribuita

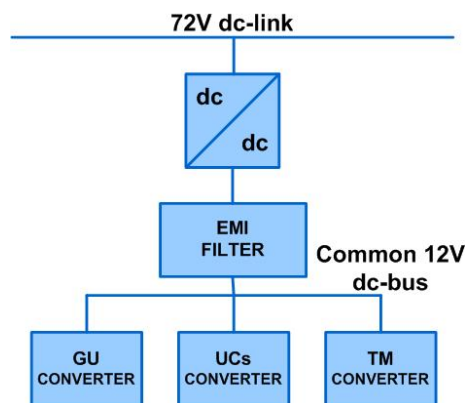


Fig. 5.84: Filtri EMI – Configurazione centralizzata

Nel primo caso (architettura distribuita) ogni convertitore ha il proprio convertitore dc-dc di alimentazione, insieme con un filtro EMI dedicato; nel secondo caso (architettura centralizzata) tutti le unità di conversione condividono lo stesso convertitore di alimentazione con annesso filtro EMI.

Per valutare le differenze tra le due configurazioni proposte (in termini di efficienza, ingombri e costi) è necessario predisporre in modo opportuno i componenti necessari ad implementare le due strategie ed effettuare prove di emissione condotta su entrambe le configurazioni.

Per il momento sono state valutate le emissioni condotte relative alla singola sezione di conversione; il resto dell'attività è ancora in fase di studio e di realizzazione.

Le norme, i limiti ed i set-up di riferimento utilizzati per le prove di emissione condotta dei convertitori della microcar sono gli stessi richiamati nel paragrafo precedente.

Il singolo sistema di conversione è stato testato abilitando una singola sezione alla volta. Dapprima è stata provata la scheda di alimentazione e le emissioni sono risultate essere al di sotto dei limiti.

Il collegamento tra la scheda di alimentazione è stato poi implementato in due modi: attraverso un cavo schermato e twistato e direttamente con un connettore scheda-scheda (come nella configurazione reale). Nel primo caso le emissioni superavano i limiti, mentre nel secondo caso, ottenendo una riduzione di circa 10 dB μ V, le emissioni sono rientrate sotto i limiti. Collegando anche il DSP (controllore) le emissioni, come mostrato in Fig. 5.85, pur aumentando il livello rispetto al caso precedente risultano ancora tollerabili. Quando viene collegato ed alimentato anche il modulo di potenza, le emissioni aumentano fino a superare i limiti (Fig. 5.86).

A questo punto, per la progettazione del filtro EMI, tramite un set di power splitter/combiner, il rumore è stato scomposto nelle sue componenti di modo differenziale (Fig. 5.87) e di modo comune (Fig. 5.88).

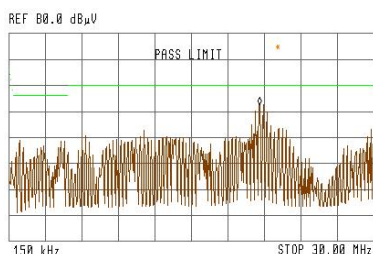


Fig. 5.85: Emissioni condotte senza modulo di potenza

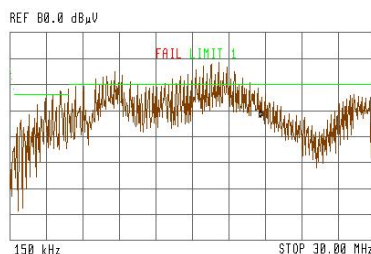


Fig. 5.86: Emissioni condotte totali

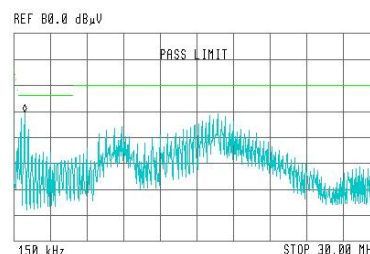


Fig. 5.87: Componente di modo differenziale

Per il momento è stato consentito l'utilizzo del solo filtro di modo differenziale (tipo a π). La sezione di modo comune del filtro richiede infatti di collegare i condensatori di cui è costituito alla carcassa del sistema per la successiva messa a terra e in questa fase del progetto non erano ancora state costruite le scatole metalliche per il posizionamento dei componenti. Pur utilizzando solo un filtro per la componente differenziale del rumore, e pur essendo invece predominante la componente di modo comune, sono stati ottenuti buoni risultati, come mostrato in Fig. 5.89 per la componente differenziale e in Fig. 5.90 per le emissioni totali.

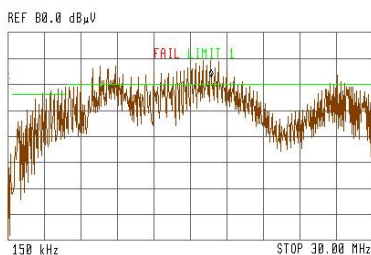


Fig. 5.88: Componente di modo comune

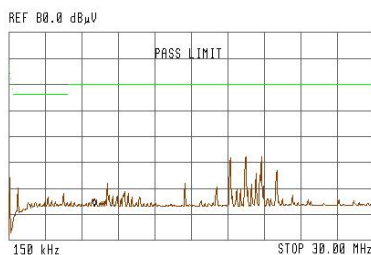


Fig. 5.89: Componente di modo differenziale con filtro EMI

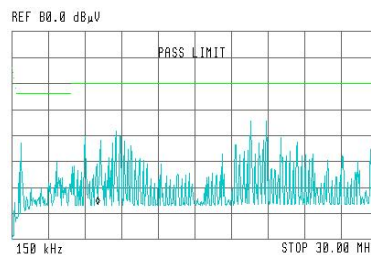


Fig. 5.90: Emissioni totali con filtro EMI

La fase di studio, di ricerca e di misura è ancora in corso. Seguirà infatti lo studio e la misura relativa al sistema costituito da tutti e tre i convertitori della microcar e

l'implementazione e sperimentazione di entrambe le configurazioni di filtro proposte (centralizzata e distribuita).

5.8 Convertitore lampade FS

Nell'ambito di una collaborazione con una società (Elettro Rail S.r.l.) che realizza ed assembla convertitori elettronici di potenza, sono state effettuate, per conto della suddetta società, delle misure EMC (emissioni irradiate e condotte) su un convertitore statico usato per l'accensione di lampade fluorescenti ed utilizzato su materiale rotabile (settore ferrotranviario).

Il convertitore è il modello Cat. FS 312/905 e presenta le seguenti caratteristiche elettriche:

Potenza: 40W;

Tensione nominale di alimentazione: 26,5 Vcc;

Tensione di riferimento: 30,5 Vcc;

Campo di variazione della tensione di alimentazione: 18,5 - 35 Vcc;

Corrente assorbita massima: 2A;

Frequenza di funzionamento ≥ 18 kHz.

Per alimentare il convertitore è stato utilizzato un alimentatore da laboratorio (con limitazione di corrente) e durante le prove il convertitore è stato collegato ad un carico costituito da due lampade da 20 W assemblate sull'apposito portalampade.

Durante l'esecuzione delle prove sono stati messi a confronto due convertitori: quello che indicheremo con "A" (prototipo) ed il "B" (prima versione). La differenza principale tra le due configurazioni è che mentre nella versione B è sempre presente in un punto del circuito di ingresso del convertitore una resistenza R (0,56 Ω , 3W), nella versione A la resistenza è cortocircuitata.

Sono state provate, per ogni versione, diverse combinazioni delle seguenti condizioni operative: convertitore con e senza involucro, convertitore con o senza resistenza R, convertitore con o senza collegamento di massa (quando il convertitore è senza involucro non è possibile effettuare il collegamento a massa).

Le norme di riferimento per le prove EMC, essendo molto diverso l'ambito di applicazione dell'EUT (ferrotranviario), sono molto diverse da tutte quelle prese in considerazione fino ad ora; sono state utilizzate le seguenti norme:

CEI EN 50121-1: "Applicazioni ferroviarie - Compatibilità elettromagnetica – Generalità";

CEI EN 50121-3-2: “Applicazioni ferroviarie – Compatibilità elettromagnetica – Materiale rotabile – Apparecchiature”;

CEI EN 50153: “ Applicazioni ferroviarie – Materiale rotabile – Misure di protezione contro i pericoli di origine elettrica”;

CEI EN 50155: “Applicazioni ferroviarie, tranviarie, filotranviarie e metropolitane – Materiale rotabile – Alimentatori elettronici alimentati in corrente continua per lampade fluorescenti”;

CEI EN 55015: “ Limiti e metodi di misura delle caratteristiche di radiodisturbo degli apparecchi di illuminazione elettrici e degli apparecchi analoghi”.

Lo scopo principale delle prove EMC è determinare se l’EUT soddisfa i requisiti EMC secondo quanto prescritto dalla norma CEI EN 50121-3-2; le prove vengono eseguite con l’EUT operante nel suo modo funzionamento normale, con i valori nominali di tensione e frequenza.

5.8.1 Emissioni condotte

La tensione di disturbo ai morsetti di alimentazione è misurata secondo il set-up di prova mostrato in Fig. 5.91, la cui realizzazione è illustrata in Fig. 5.92.

Il dispositivo è montato insieme alle lampade di carico su di un piano di materiale isolante di dimensioni (66x45x1,5) cm che è posizionato su di un piano metallico di dimensioni leggermente maggiori a quelle del piano di materiale isolante. Il piano metallico di dimensioni trasversali (68x68) cm a sua volta si trova su di un tavolo di legno alto 90 cm. Il piano metallico è collegato alla terra di riferimento della LISN tramite una treccia conduttrice della lunghezza di 90 cm. La lunghezza della treccia conduttrice LISN-pavimento è di 2,6 m; la lunghezza della treccia conduttrice involucro-piano metallico è di 50 cm. I morsetti di uscita della rete di misura (LISN) e i morsetti di ingresso dell’EUT sono collegati per mezzo di due conduttori di lunghezza 0,8 m \pm 20%.

Il collegamento tra il dispositivo in prova e le lampade è il più corto possibile, per ridurre al minimo la sua influenza sui risultati della misura. La distanza minima tra l’apparecchiatura in prova e il materiale assorbente è di 80 cm.

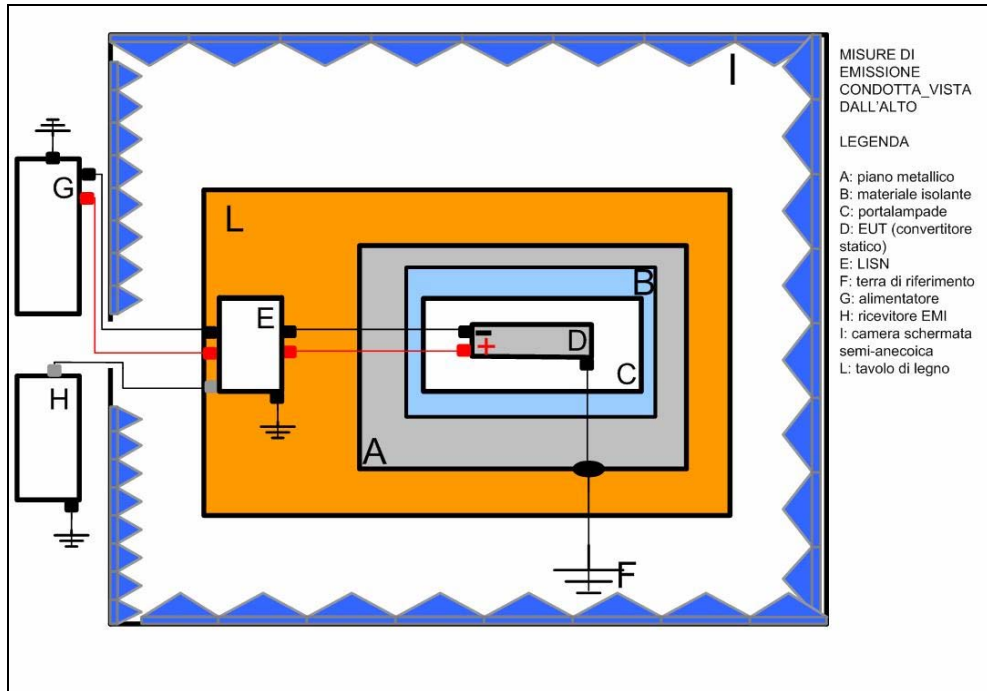


Fig. 5.91: Set-up di prova per le misure di emissione condotta (vista dall'alto)

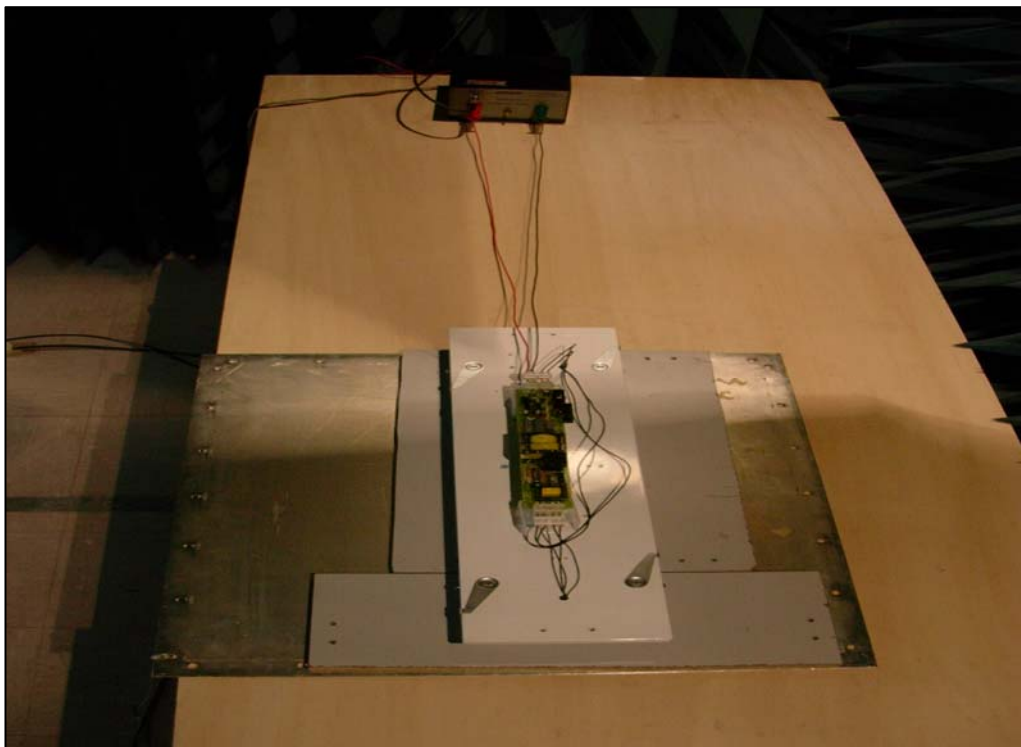


Fig. 5.92: Realizzazione del set-up di prova _ Emissioni condotte

Le prove vengono effettuate nel range di frequenza tra 9 kHz e 30 MHz; i limiti di riferimento sono mostrati in Fig. 5.93.

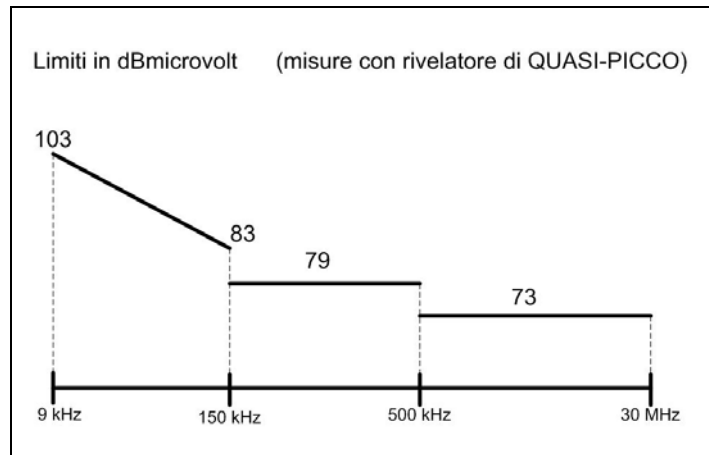


Fig. 5.93: Limiti di riferimento per le emissioni condotte

Sono state eseguite numerose prove per testare tutte le combinazioni delle configurazioni dei singoli convertitori A e B e per confrontare i circuiti A e B. Vengono riportati alcuni esempi.

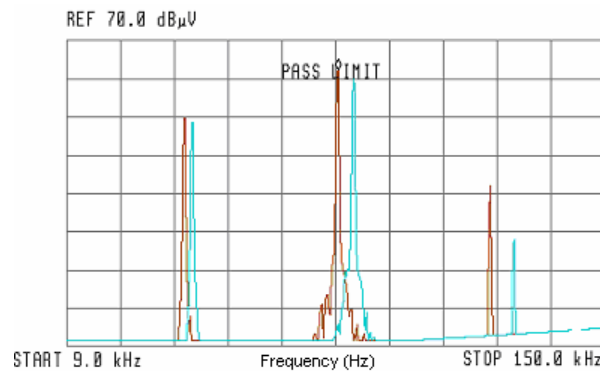


Fig. 5.94: Alimentatore A - senza involucro (e senza collegamento di massa) – con (traccia marrone) e senza (traccia celeste) resistenza R

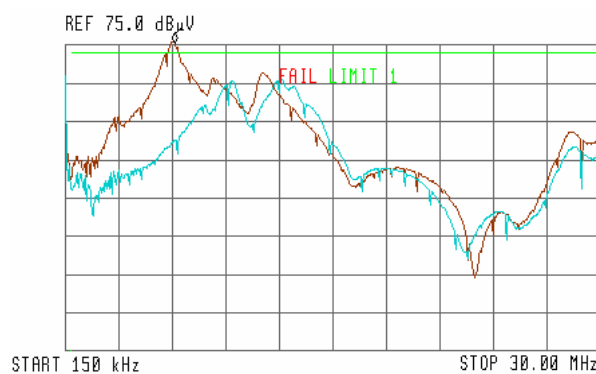


Fig. 5.95: Alimentatore A - con involucro e senza resistenza R – con (traccia marrone) e senza (traccia celeste) collegamento di massa

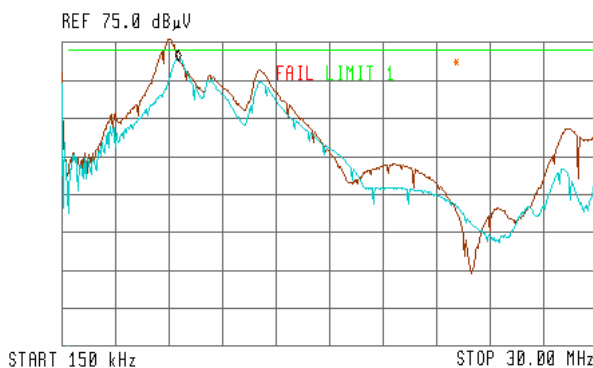


Fig. 5.96: Alimentatore A - con involucro e con collegamento di massa - senza (traccia marrone) e con (traccia celeste) resistenza R

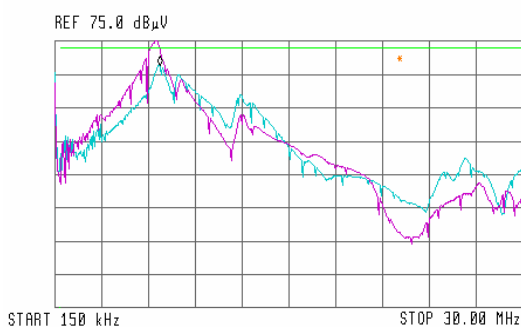


Fig. 5.97: Convertitori A (celeste) B (fucsia) – con involucro, collegamento di massa e resistenza

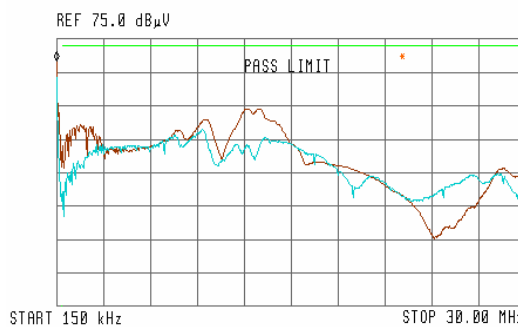


Fig. 5.98: Convertitori A (celeste) B (fucsia) – senza involucro e collegamento di massa e con resistenza

5.8.2 Emissioni irradiate

La disposizione degli oggetti per le prove di emissione irradiata sono le stesse usate per le prove di emissione condotta; in questo caso il ricevitore EMI è collegato all'antenna ricevente mentre la LISN è caricata con una impedenza di 50 Ω.

I limiti di riferimento applicati per le misure di emissione irradiata sono riportati nel seguente grafico (Fig. 5.99).

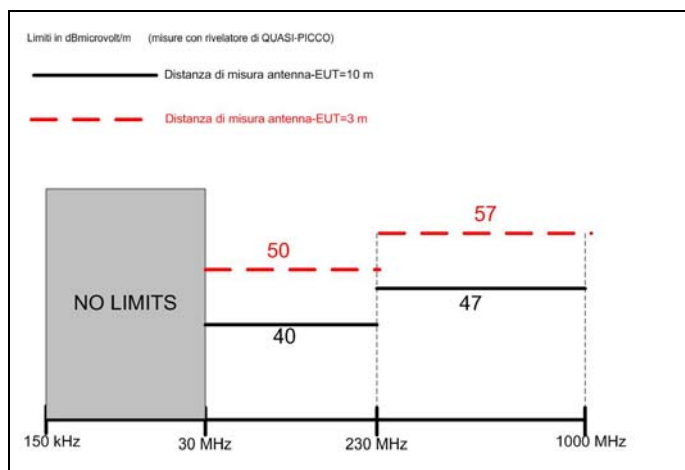


Fig. 5.99: Limiti di riferimento per le emissioni irradiate

I limiti in tratto nero pieno si riferiscono ad una distanza tre EUT ed antenna di 10 m; poiché le misure sono invece state effettuate ad una distanza minore di 10 m, abbiamo applicato i nuovi limiti (linea rossa tratteggiata) calcolati con la seguente relazione (fattore di correzione): $L_2=L_1+20\text{Log}(D_1/D_2)$

dove L_2 è il nuovo limite (a distanza $D_2=3\text{m}$) da applicare ed L_1 quello di riferimento, a distanza $D_1=10\text{m}$.

Vengono di seguito mostrati solo due risultati sperimentali perchè negli altri casi si sono ottenuti livelli di emissione molto simili.

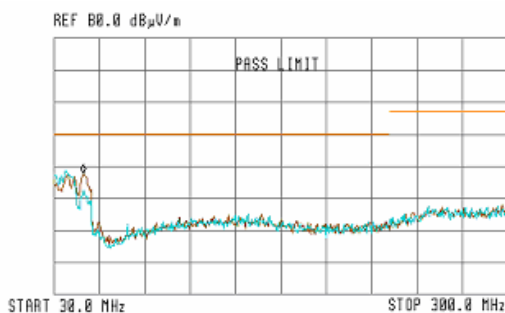


Fig. 5.100: Alimentatore A - con involucro e senza resistenza R – con (traccia marrone) e senza (traccia celeste) collegamento di massa

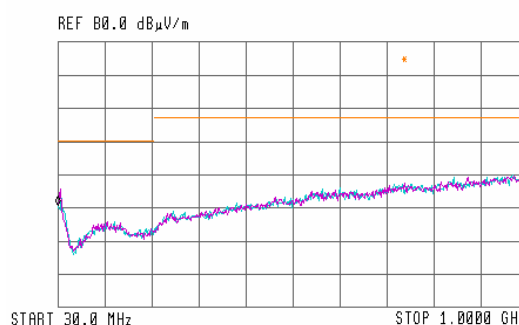


Fig. 5.101: Alimentatore B - con involucro e resistenza R – con (traccia fucsia) e senza (traccia celeste) collegamento di massa

Dalle misure eseguite è possibile trarre le seguenti considerazioni:

- Per quanto riguarda l'apparato "A" in assenza della resistenza R, si ha il superamento dei limiti delle emissioni condotte quando l'involucro dello stesso è collegato alla massa di riferimento del sistema.

- Per quanto riguarda l'apparato "A" con la resistenza R, non si ha il superamento dei limiti delle emissioni condotte quando l'involucro dello stesso è collegato alla massa di riferimento del sistema.

- Per quanto riguarda l'apparato "B" si ha il superamento dei limiti delle emissioni condotte quando l'involucro dello stesso è collegato alla massa di riferimento del sistema.

- Per quanto riguarda l'apparato "A" con resistenza R, si ha il superamento dei limiti delle emissioni irradiate.

- Dalle misure effettuate con l'oscilloscopio risulta che la frequenza di funzionamento è maggiore di 18 kHz (proprio come richiesto da specifica tecnica).

Capitolo 6

Progettazione di Filtri EMI

6.1 Introduzione

Come è emerso dalla trattazione sin qui effettuata, sia per quanto riguarda la progettazione e realizzazione di schede elettroniche (Capitolo 3) sia dall'analisi dei risultati ottenuti dalla caratterizzazione e sperimentazione EMC (Capitolo 5) in ambito automotive, appare evidente come l'utilizzo di filtri EMI per la riduzione delle emissioni condotte sia diventato indispensabile nei diversi campi di applicazione.

Nel campo dell'elettronica di potenza in particolare, il raggiungimento di elevate densità di potenza è uno degli obiettivi più perseguiti; per ottenere questo risultato le dimensioni dei convertitori elettronici devono necessariamente essere ridotte. A questo scopo vengono studiate e sviluppate nuove configurazioni circuitali e nuove strategie di controllo che permettano di aumentare la frequenza di commutazione dell'hardware di potenza senza aumentare le perdite, ottenendo così una riduzione degli ingombri.

Sia a causa delle sempre più restrittive regolamentazioni inerenti alla compatibilità elettromagnetica, sia perchè intrinsecamente i componenti elettrici/elettronici tendono a mostrare livelli di emissione più elevati (alte frequenze di commutazione), l'inserzione di filtri EMI negli azionamenti elettrici è diventata oggi una pratica piuttosto comune.

I filtri utilizzati per l'attenuazione delle emissioni condotte vengono generalmente realizzati in configurazione di tipo passa-basso attraverso combinazioni di componenti passivi (condensatori ed induttori) realizzando così diverse configurazioni circuitali con caratteristiche molto diverse tra loro.

In letteratura esistono numerose pubblicazioni e testi che trattano la progettazione di filtri analogici, sia a radiofrequenza che a bassa frequenza; sono stati inoltre implementati diversi tools (programmi elettronici e simulatori) per la progettazione, il dimensionamento e la verifica delle prestazioni dei filtri. I dati di partenza sono: il ripple ammesso nella banda passante, l'attenuazione a 3 dB e la frequenza di taglio; normalmente anche le impedenze di ingresso e di uscita, sia della sorgente che del carico, sono note a priori.

Per la progettazione di filtri EMI purtroppo non esistono strumenti diretti ed una trattazione esaustiva; pertanto, per diverse ragioni che analizzeremo, sia di tipo teorico che di ordine pratico, non è così semplice progettare filtri EMI.

Le caratteristiche costruttive dell'EUT (sorgente di rumore) spesso non sono rese disponibili (approccio a scatola nera) e di conseguenza non possono essere definite le principali sorgenti di interferenza elettromagnetica. Anche le impedenze di ingresso e di uscita della sorgente di rumore non sono note a priori e, anche se fossero note, non sarebbero comunque mai costanti nella banda di frequenze di interesse. Questo, come avremo modo di approfondire nel seguito, è un fattore molto importante perchè l'efficienza del filtro dipende anche dall'impedenza della sorgente di rumore; se si verifica un disadattamento di impedenza tra l'uscita del filtro e l'ingresso dell'EUT, non solo ci può essere una riduzione dell'attenuazione fornita, ma addirittura il rumore può essere amplificato ad alcune frequenze.

L'impedenza del rumore è dovuta ai parametri del circuito e agli elementi parassiti; la sua ampiezza e fase variano con la frequenza a causa di molti fattori. Le componenti di modo comune (CM) e di modo differenziale (DM) del rumore possono infatti accoppiarsi attraverso diversi percorsi che possono essere influenzati dal package dell'apparato e dal layout dei componenti; il loro effetto è però molto difficile da quantificare. Oltre una certa frequenza inoltre gli effetti parassiti possono diventare predominanti, diventano influenti anche gli accoppiamenti di tipo irradiato e gli effetti di risonanza del filtro stesso; tutti questi elementi sono molto difficili da prevedere senza poter effettuare delle misure sperimentali.

Ad oggi non esiste un metodo sistematico universalmente riconosciuto per procedere al dimensionamento dei componenti e spesso si ricorre ad un approccio di tipo empirico, procedendo “per tentativi” fino a raggiungere le prestazioni desiderate. Con questo metodo il filtro dovrà essere necessariamente sovradimensionato con un conseguente aumento dei costi di realizzazione.

Dalla discussione fin qui svolta appaiono evidenti le difficoltà che si incontrano volendo dimensionare un filtro EMI per via analitica. In questo capitolo viene proposta ed analizzata una delle metodologie per la progettazione di filtri EMI che sembra raggiungere il giusto compromesso tra semplicità ed efficienza. Viene inoltre di seguito presentato un esempio pratico di progettazione e utilizzazione di un filtro EMI con i relativi risultati sperimentali.

6.2 Procedura per la progettazione di filtri EMI

Alla base della procedura proposta per la progettazione di filtri EMI ci sono tre principali ipotesi:

- Il rumore EMI (senza filtro) deve essere noto. Questa informazione può essere ottenuta a partire da una misura diretta o facendo riferimento alle conoscenze pregresse di prodotti analoghi. È necessario inoltre conoscere separatamente le componenti di rumore di modo comune (CM) e di modo differenziale (DM).
- Anche se in generale l'impedenza equivalente della sorgente del rumore può incidere sull'attenuazione del filtro, da studi effettuati in precedenza è stato dimostrato su base empirica che questa ha un effetto minore se gli elementi del filtro sono scelti con cura e correttamente dimensionati. Quindi è possibile progettare il filtro anche se non si conosce esattamente il valore dell'impedenza equivalente della sorgente del rumore.
- Come evidenziato in precedenza, superata una certa frequenza gli effetti parassiti dei componenti del filtro iniziano a diventare importanti. Questa frequenza viene assunta come confine tra quelle che saranno indicate nel seguito del capitolo come “basse frequenze” e “alte frequenze”. Poiché è più difficile prevedere il comportamento del filtro alle alte frequenze, in una prima fase ci si assicura che il filtro rispetti le specifiche di progetto alle basse frequenze. In pratica inizialmente i componenti del filtro si considerano ideali trascurando gli effetti parassiti; dopo che il filtro è stato progettato e realizzato in relazione alle specifiche per bassa frequenza, se necessario possono essere apportate delle modifiche per migliorare le sue prestazioni alle alte frequenze.

Sulla base delle precedenti considerazioni può essere costruito un grafo di flusso (mostrato in Fig. 6.1) che illustra i passi da seguire per una corretta progettazione del filtro.

In uscita dal blocco I del grafo si ottiene il valore di attenuazione che si desidera ottenere con il filtro. Questa fase include la misura delle emissioni condotte della sorgente di rumore (EUT) e la separazione del rumore nelle sue componenti CM e DM ottenuta ad esempio attraverso l'utilizzo di power/splitter combiner. Le misure acquisite devono quindi essere confrontate con i limiti imposti dalle normative di riferimento poiché l'obiettivo primo della progettazione è proprio l'ottenimento della conformità EMC dell'oggetto in prova rispetto alle normative vigenti.

Il valore di attenuazione richiesto (per diversi valori di frequenza) A_{REQ} sarà quindi dato dalla differenza tra il valore attuale misurato V_{MIS} ed il limite imposto V_{LIM} ; in realtà

di solito si introduce un ulteriore fattore ΔA_S (margine di sicurezza) che può variare tra i 3 e i 10 dB μ V.

$$A_{REQ} = V_{MIS} - V_{LIM} + \Delta A_S \quad (6.1)$$

A partire dalle informazioni ottenute dal blocco I, i valori dei componenti del filtro EMI verranno determinati al blocco II, essenzialmente per rispondere ai requisiti di bassa frequenza.

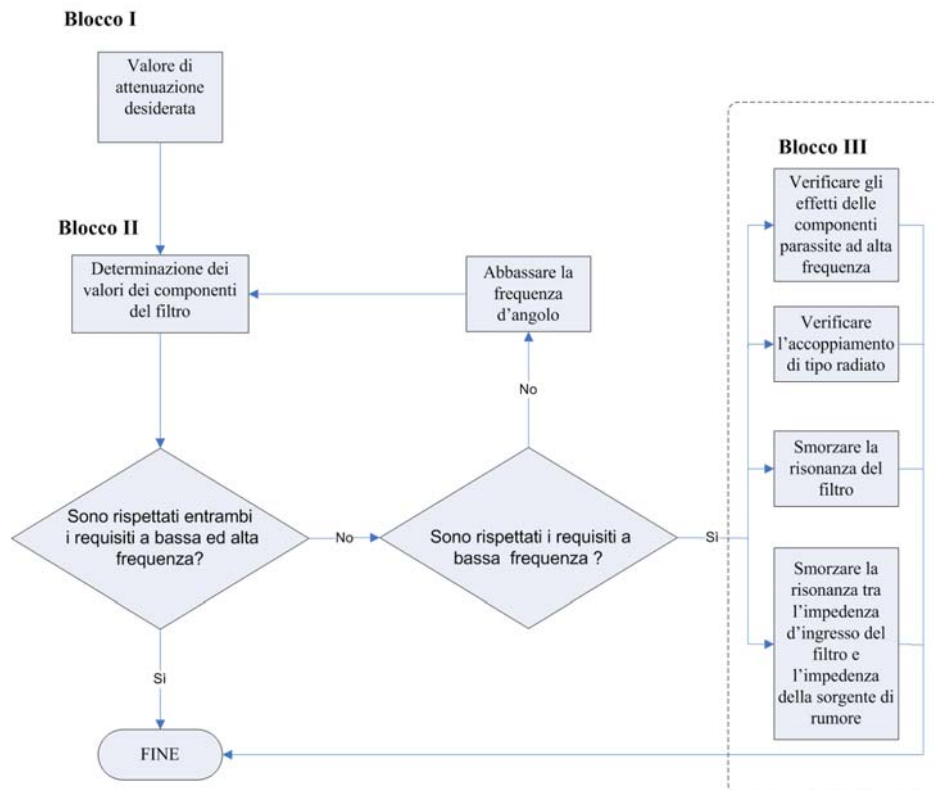


Fig. 6.1: Grafo di flusso per la progettazione di filtri EMI

In linea teorica il filtro ottenuto in uscita dal blocco II potrebbe rispondere ad entrambi i requisiti, sia a bassa che ad alta frequenza. Tuttavia, molti degli effetti che si manifestano ad alta frequenza, che in questa fase sono difficili da prevedere e correggere, potrebbero violare i requisiti richiesti per il filtro. Il blocco III include una lista di alcune delle possibili cause di questa violazione che sono :

- Effetti parassiti dei componenti del filtro ad alta frequenza
- Problemi di accoppiamento per irradiazione
- Risonanza del filtro a causa di uno smorzamento inadeguato
- Risonanza tra l'impedenza d'ingresso del filtro con l'impedenza equivalente della sorgente di rumore

Questi effetti sono spesso dovuti ad un cattivo layout del filtro e possono essere corretti curando con più attenzione:

- la schermatura dei cavi
- la lunghezza dei collegamenti
- il posizionamento dei componenti ed una loro eventuale schermatura.

Per scegliere il filtro ottimo occorre seguire un certo criterio anche per quanto riguarda i costi, il peso ed l'ingombro dei componenti del filtro. Il peso ed il volume dei componenti del filtro sono in prima approssimazione proporzionali all'energia immagazzinata nei singoli componenti (rispettivamente condensatori ed induttori):

$$W_C = \frac{1}{2} C \cdot U_n^2 \quad (6.2)$$

$$W_L = \frac{1}{2} L \cdot I_n^2 \quad (6.3)$$

Dove U_n è la tensione nominale di lavoro del condensatore utilizzato nel filtro e I_n è la corrente nominale di lavoro dell'induttore utilizzato nel filtro.

Il costo del singolo componente (K_C per il condensatore e K_L per l'induttore) è costituito dal costo K_0 che è indipendente dall'energia immagazzinata e da un costo K_1 che invece è direttamente proporzionale all'energia immagazzinata:

$$K_C = K_{0C} + K_{1C} \cdot W_C \quad (6.4)$$

$$K_L = K_{0L} + K_{1L} \cdot W_L \quad (6.5)$$

I valori K_{0C} e K_{0L} includono i costi base di produzione, dell'involucro e del montaggio, mentre il costo del materiale è descritto da K_{1C} e K_{1L} rispettivamente.

Valori puramente indicativi (in quanto datati 2000) per i fattori di costo dei componenti utilizzati nella progettazione dei filtri EMI sono riportati in Tabella 6.1; si tenga presente che questi possono essere validi per un basso numero di componenti.

Tabella 6.1 Fattori di costo dei componenti del filtro EMI

Condensatori X	K_{0C}	0,6 \$
	K_{1C}	60 \$ / J
Condensatori Y	K_{0C}	0,6 \$
	K_{1C}	420 \$ / J
Induttori	K_{0L}	0,6 \$
	K_{1L}	60 \$ / J
Induttori compensati in corrente	K_{0L}	0,6 \$
	K_{1L}	120 \$ / J

6.3 Modello del filtro

Esistono numerose strutture di filtri EMI ognuno con vantaggi e svantaggi che ne stabiliscono il miglior campo di utilizzazione. Si va da semplicissimi filtri passivi costituiti da un solo componente (condensatore o induttanza) a topologie molto più complesse costituite da combinazioni di diverse configurazioni (le più comuni sono a T o a π); il parametro che varia maggiormente a seconda delle tipologie di filtro è il suo ordine che stabilisce la pendenza della curva di attenuazione.

In Fig. 6.2 è mostrato il circuito relativo alla configurazione scelta per il filtro EMI; si tratta di un tipico filtro costituito da una sezione di modo comune CM (induttanza L_C e condensatori C_Y) e da una sezione di modo differenziale DM (induttanza L_D e condensatori C_{X1} e C_{X2}).

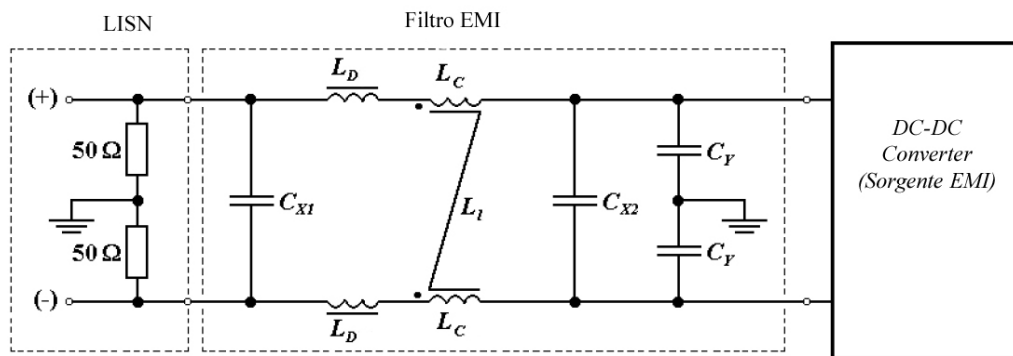


Fig. 6.2: Schema circuitale del filtro EMI

In ingresso al filtro EMI (sulla destra) è collegata la sorgente del rumore (EUT: ad esempio un convertitore dc-dc) mentre in uscita al filtro (sulla sinistra) è schematizzata, tramite due resistenze da 50 Ω poste in serie (con il nodo in comune posto a massa), l'impedenza delle due LISN (Line Impedance Stabilization Network) necessarie per la misura delle emissioni condotte e che collegano l'EUT all'alimentazione.

Per studiare separatamente i fenomeni di modo comune e di modo differenziale, in modo da progettare in maniera opportuna le due sezioni CM e DM del filtro, a partire dallo schema circuitale di Fig. 6.2, vengono ricavati i circuiti equivalenti per il filtro CM e per il filtro DM, illustrati rispettivamente nelle Fig. 6.3 e 6.4.

Come si può vedere dal confronto tra le tre precedenti figure, alcuni elementi del circuito di Fig. 6.2 hanno effetto solo sulla sezione CM o solo sulla sezione DM, mentre altri componenti hanno effetto su entrambe le sezioni.

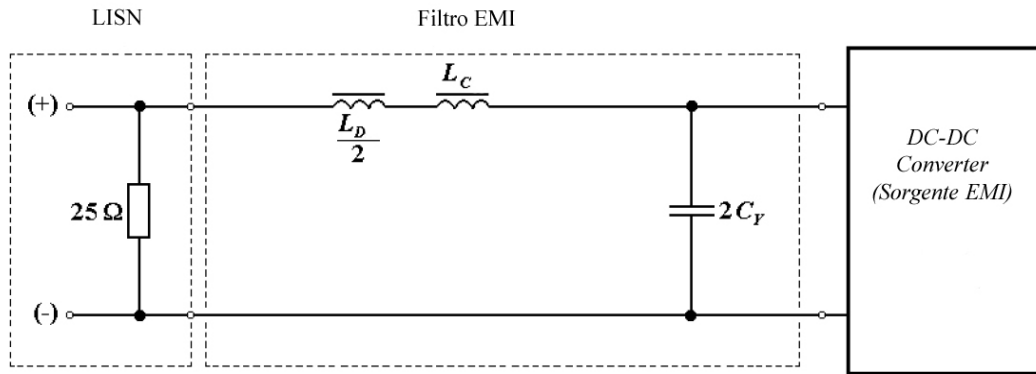


Fig. 6.3: Circuito equivalente del filtro per la sezione di modo comune CM

I condensatori C_{X1} e C_{X2} della sezione DM, essendo collegati tra fase e neutro, hanno effetto solo sul rumore di modo differenziale; infatti, poichè il potenziale dei due conduttori è uguale, istante per istante, non potrà esserci alcuna differenza di potenziale dovuta al rumore di modo comune.

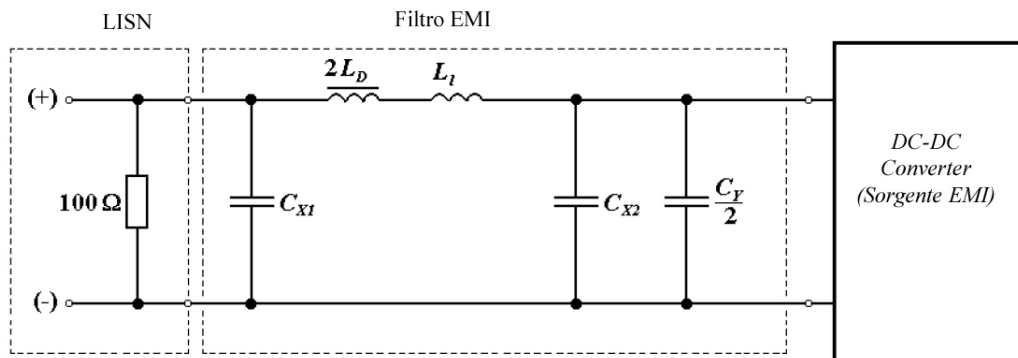


Fig. 6.4: Circuito equivalente del filtro per la sezione di modo differenziale DM

Un induttore ideale di modo comune avrebbe effetto solo sul rumore di modo comune, ma l'induttanza di dispersione (leakage) presente tra i due avvolgimenti dell'induttore L_C ha effetto anche sul modo differenziale. I condensatori C_Y attenuano entrambe le componenti del rumore, ma il loro effetto sul rumore di modo differenziale è trascurabile rispetto a quello dovuto al condensatore C_{X2} di valore relativamente elevato.

Si noti inoltre che per la componente di rumore di modo differenziale i due condensatori C_Y sono posti in serie, mentre per la componente di rumore di modo comune sono in parallelo. Allo stesso modo l'induttore di modo differenziale L_D ha effetto su entrambe le componenti del rumore, ma sulla componente di modo comune è trascurabile rispetto a quello dell'induttore L_C .

Differente è anche l'impedenza vista dalle due sorgenti di rumore a causa delle due LISN: per la sorgente di rumore di modo comune le due resistenze sono poste in parallelo e

per questo si presenta il valore di 25Ω in Fig. 6.3; invece per la sorgente di rumore di modo differenziale esse sono in serie ed in Fig. 6.4 si è riportato il valore di 100Ω .

6.4 Semplificazione del modello del filtro

Per determinare i valori dei componenti del filtro EMI si procederà separatamente per la sezione di modo comune CM e per la sezione di modo differenziale DM. La procedura di progettazione proposta infatti consente di scomporre la riduzione delle emissioni condotte nelle sue componenti fondamentali (CM e DM). In questo modo, se dalle misure delle componenti CM e DM del rumore risulta predominante una sola delle due parti, sarà sufficiente progettare e realizzare solo la corrispondente sezione del filtro EMI riducendo così notevolmente il numero di componenti, l'ingombro ed i costi.

6.4.1 Sezione di modo comune

La sorgente di rumore di modo comune può essere modellata con un generatore di corrente $I_{S,CM}$ con in parallelo un'impedenza Z_P come mostrato in Fig. 6.5.

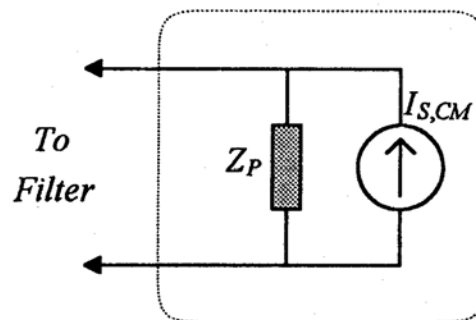


Fig. 6.5: Modello equivalente della sorgente di rumore di modo comune CM

Il circuito totale per la sezione di modo comune, costituito dall'impedenza equivalente delle LISN, dalla sezione del filtro di modo comune e dalla sorgente del rumore CM, è mostrato in Fig. 6.6.

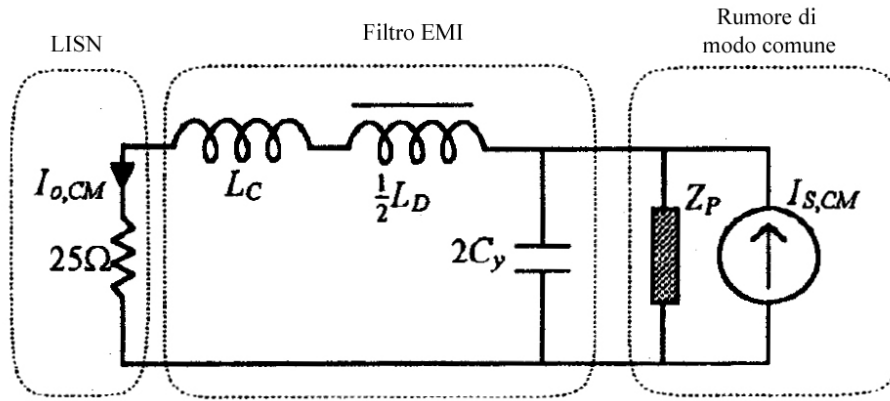


Fig. 6.6: Circuito equivalente della sezione di modo comune CM

L'impedenza Z_P è in parallelo con il condensatore di capacità $2C_Y$; l'impedenza equivalente sarà data dall'espressione

$$Z_{\parallel} = (Z_P \parallel 2C_Y) = \frac{Z_P}{1 + j2\omega Z_P C_Y} \quad (6.6)$$

Se i valori dei condensatori C_Y e dell'impedenza della sorgente Z_P sono tali che risulta $\frac{1}{2\omega C_Y} \ll Z_P$ e quindi $1 \ll 2\omega Z_P C_Y$ allora si ha:

$$1 + j2\omega Z_P C_Y \cong j2\omega Z_P C_Y \quad (6.7)$$

Manipolando le equazioni precedenti, si ottiene per l'impedenza parallelo l'espressione:

$$Z_{\parallel} = (Z_P \parallel 2C_Y) \approx \frac{Z_P}{j2\omega Z_P C_Y} = \frac{1}{j2\omega C_Y} \quad (6.8)$$

che mette in evidenza come il contributo dell'impedenza della sorgente di rumore Z_P sia trascurabile rispetto a quello dei condensatori C_Y del filtro.

Si osservi inoltre che l'impedenza equivalente delle LISN (25Ω) risulta essere in serie con l'induttore del filtro CM: $L_{CM} = L_C + \frac{1}{2}L_D$.

Se l'impedenza equivalente delle LISN è trascurabile rispetto all'impedenza del filtro CM: $L_{CM} = L_C + \frac{1}{2}L_D \gg 25\Omega$ il circuito di Fig. 6.6 diventa quello di Fig. 6.7.

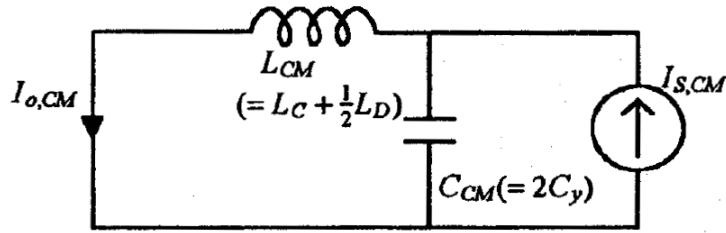


Fig. 6.7: Circuito equivalente semplificato della sezione di modo comune CM

Non essendoci nel circuito alcun componente di tipo dissipativo, è possibile applicare il teorema di reciprocità delle reti passive due porte e trasformare il circuito di Fig. 6.7 in quello di Fig. 6.8.

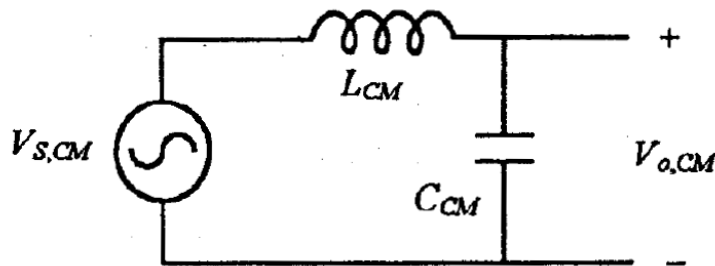


Fig. 6.8: Nuovo circuito equivalente della sezione di modo comune CM

Applicando il teorema di reciprocità possono infatti essere “scambiati tra loro” causa ed effetto; ovvero è possibile sostituire al generatore di corrente in uscita (sorgente di rumore) $I_{s,CM}$ un generatore di tensione in ingresso $V_{s,CM}$, tale che sia verificata la seguente relazione tra tensioni e correnti in ingresso ed in uscita:

$$V_{o,CM} I_{s,CM} = V_{s,CM} I_{o,CM} \quad (6.9)$$

dove $V_{o,CM}$ è la tensione in uscita e $I_{o,CM}$ è la corrente che circola in ingresso.

L’attenuazione di modo comune richiesta al filtro EMI, CM_{Att} , è data per definizione dal rapporto tra la tensione misurata sulla LISN senza filtro V_{CM}^{SF} e dopo l’inserzione del filtro V_{CM}^{CF} :

$$CM_{Att} = \frac{V_{CM_LISN}^{SF}}{V_{CM_LISN}^{CF}} \quad (6.10)$$

Le tensioni sulle LISN, con e senza filtro, possono essere calcolate a partire dalle correnti in gioco essendo nota l’impedenza equivalente delle LISN:

$$CM_{Att} = \frac{V_{CM_LISN}^{SF}}{V_{CM_LISN}^{CF}} = \frac{I_{s,CM} 25\Omega}{I_{o,CM} 25\Omega} \quad (6.11)$$

Utilizzando il teorema di reciprocità (equazione 6.9) si ottiene per l’attenuazione di modo comune la seguente espressione:

$$CM_{Att} \approx \frac{V_{S,CM}}{V_{o,CM}} \quad (6.12)$$

L'attenuazione richiesta dal filtro per la riduzione del rumore di modo comune è così determinata da $L_{CM} = L_C + \frac{1}{2}L_D$ e da $C_{CM} = 2C_Y$ e soprattutto non dipende dall'impedenza della sorgente Z_P ; questo è un risultato molto importante perchè, come già osservato in precedenza, una delle maggiori difficoltà nel progettare filtri EMI è proprio la conoscenza delle caratteristiche della sorgente di rumore.

In Fig. 6.9 è riportato il grafico dell'attenuazione di modo comune in funzione della frequenza.

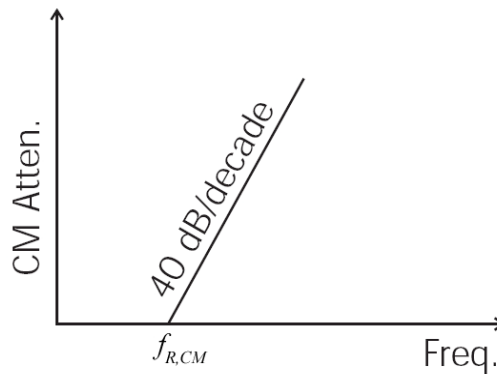


Fig. 6.9: Curva di attenuazione del filtro di modo comune CM

La curva di attenuazione mostrata verrà utilizzata in seguito per la determinazione dei valori dei componenti del filtro CM; a partire dalla frequenza di taglio (o d'angolo) $f_{R,CM}$ si ha un'attenuazione di 40 dB per decade.

La frequenza di taglio $f_{R,CM}$ può essere calcolata a partire dalla conoscenza dei parametri del circuito:

$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM}C_{CM}}} \quad (6.13)$$

Poichè di solito risulta $L_C \gg \frac{1}{2}L_D$, la frequenza d'angolo è determinata principalmente dai valori dei componenti della solo sezione di modo comune (L_C e C_Y):

$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM}C_{CM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(L_C + \frac{1}{2}L_D\right)2C_Y}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_C 2C_Y}} \quad (6.14)$$

6.4.2 Sezione di modo differenziale

Per la sezione di modo differenziale si procede in modo analogo a quanto fatto per quella di modo comune. Innanzi tutto la sorgente del rumore di modo differenziale, come mostrato in Fig. 6.10, può essere modellata tramite un generatore di tensione $V_{S,DM}$ con in serie un'impedenza Z_S .

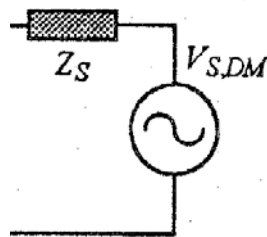


Fig. 6.10: Modello equivalente della sorgente di rumore di modo differenziale DM

Il circuito totale per la sezione di modo differenziale, costituito dall'impedenza equivalente delle LISN, dalla sezione del filtro di modo differenziale e dalla sorgente del rumore DM, è mostrato in Fig. 6.11. Come si può vedere, il filtro è di tipo a π ; in ingresso è presente il condensatore di shunt C_{X2} ed in uscita il condensatore di shunt C_{X1} e tra i due vi è l'induttanza di modo differenziale $L_{DM} = 2L_D + L_l$, dove L_l è l'induttanza di dispersione (leakage) presente tra i due avvolgimenti dell'induttore di modo comune.

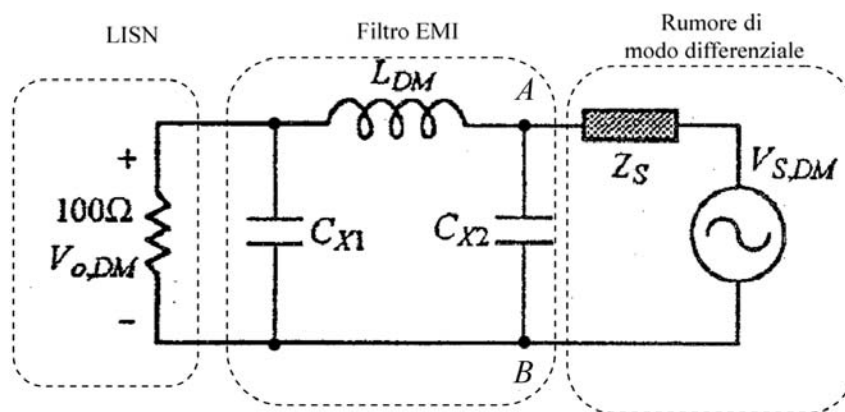


Fig. 6.11: Circuito equivalente della sezione di modo differenziale DM

Si vuole anche in questo caso ricavare una relazione per il fattore di attenuazione di modo differenziale che non dipenda dall'impedenza di sorgente.

Si calcola inizialmente l'impedenza equivalente a monte del circuito di Fig. 6.11; la sezione di circuito selezionata ed il suo equivalente secondo Thevenin sono riportati in Fig. 6.12.

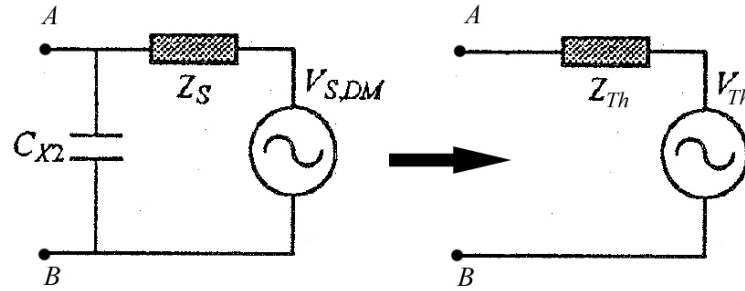


Fig. 6.12: Sezione del circuito di Fig. 6.11 e suo equivalente secondo Thevenin

La tensione del generatore equivalente V_{th} è quella che cade ai capi del condensatore C_{X2} , ossia applicando la regola del partitore di tensione:

$$V_{Th} = V_{C_{X2}} = \frac{V_{S,DM}}{1 + j\omega Z_S C_{X2}} \quad (6.15)$$

L'impedenza in serie al generatore equivalente Z_{Th} è data dal parallelo tra C_{X2} e Z_S , ovvero:

$$Z_{Th} = Z_S \parallel j\omega C_{X2} = \frac{Z_S}{1 + j\omega Z_S C_{X2}} \quad (6.16)$$

Il circuito equivalente della sezione di modo differenziale (mostrato in Fig. 6.11) può quindi essere ridisegnato come in Fig. 6.13.

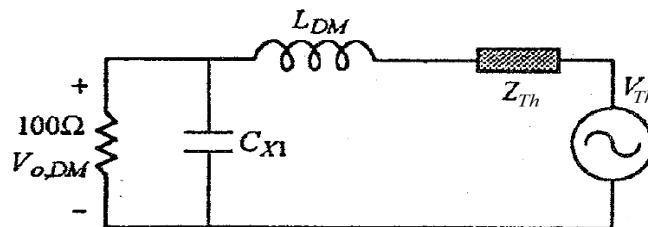


Fig. 6.13: Circuito equivalente (secondo Thevenin) della sezione di modo differenziale DM

Inoltre, se risulta verificata la disuguaglianza:

$$\frac{1}{\omega C_{X2}} \gg Z_S \quad 1 \gg \omega Z_S C_{X2} \quad (6.17)$$

allora risulta:

$$1 + j\omega Z_S C_{X2} \approx 1 \quad (6.18)$$

Le espressioni della tensione e dell'impedenza equivalente secondo Thevenin (equazioni 6.15 e 6.16) possono essere così riscritte:

$$V_{Th} = V_{C_{X2}} \approx V_{S,DM} \quad (6.19)$$

$$Z_{Th} = Z_S \parallel C_{X2} \approx Z_S \quad (6.20)$$

Il circuito di Fig. 6.13 è così equivalente al circuito mostrato in Fig. 6.14.

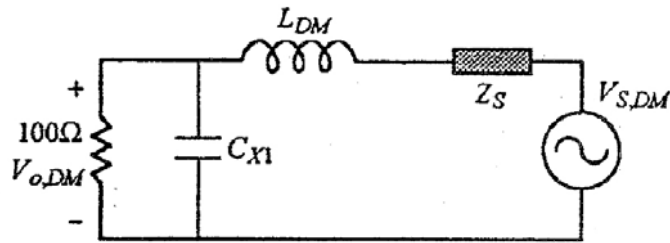


Fig. 6.14: Circuito equivalente approssimato della sezione di modo differenziale DM

L'impedenza della sorgente del rumore di modo differenziale Z_S risulta in serie con l'induttanza L_{DM} ; poichè per le frequenze di interesse risulta:

$$\omega L_{DM} \gg Z_S \quad (6.21)$$

l'impedenza Z_S può essere trascurata rispetto a L_{DM} :

$$j\omega L_{DM} + Z_S \approx j\omega L_{DM} \quad (6.22)$$

Il circuito di Fig. 6.14 può essere ridisegnato come in Fig. 6.15.

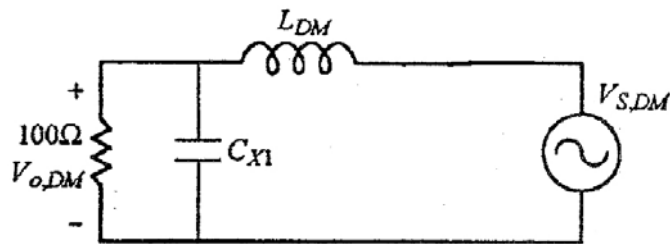


Fig. 6.15: Circuito equivalente semplificato della sezione di modo differenziale DM

Se inoltre risulta:

$$\frac{1}{\omega C_{X1}} \ll 100\Omega \quad (6.23)$$

il parallelo tra C_{X1} e l'impedenza equivalente della LISN da 100Ω si può approssimare come:

$$R_{LisnDM} \parallel j\omega C_{X1} = \frac{100}{1 + j100\omega C_{X1}} \approx \frac{1}{j\omega C_{X1}} \quad (6.24)$$

ovvero è come se il condensatore fosse in parallelo con un'impedenza infinita che può essere sostituita con un ramo aperto (la resistenza equivalente delle LISN è trascurabile).

Il circuito finale per il calcolo dell'attenuazione del filtro DM è mostrato nella seguente Fig. 6.16.

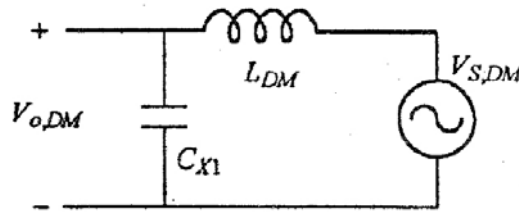


Fig. 6.16: Circuito finale per la sezione di modo differenziale DM

L'attenuazione dovuta al filtro per le emissioni di modo differenziale, DM_{Att} , è per definizione data dal rapporto

$$DM_{Att} = \frac{V_{DM_LISN}^{SF}}{V_{DM_LISN}^{CF}} \quad (6.25)$$

dove $V_{DM_LISN}^{SF}$ è la tensione misurata sulle LISN in assenza di filtro e $V_{DM_LISN}^{CF}$ è la tensione misurata sulle LISN dopo l'inserzione del filtro DM. Procedendo in modo analogo a quanto fatto per la sezione di modo comune, la (6.25) può essere riscritta come:

$$DM_{Att} = \frac{V_{DM_LISN}^{SF}}{V_{DM_LISN}^{CF}} \approx \frac{V_{S,DM}}{V_{o,DM}} \quad (6.26)$$

Normalmente, per semplificare ulteriormente il progetto del filtro, si sceglie $C_{X1} = C_{X2} = C_{DM}$, così che l'attenuazione del filtro di modo differenziale andrà a dipendere unicamente da $L_{DM} = 2L_D + L_l$ e C_{DM} . L'attenuazione fornita dal filtro è indicata in Fig. 6.17 e può essere approssimata da una semiretta con pendenza di 40dB per decade dalla frequenza $f_{R,DM}$ di risonanza tra L_{DM} e C_{DM} .

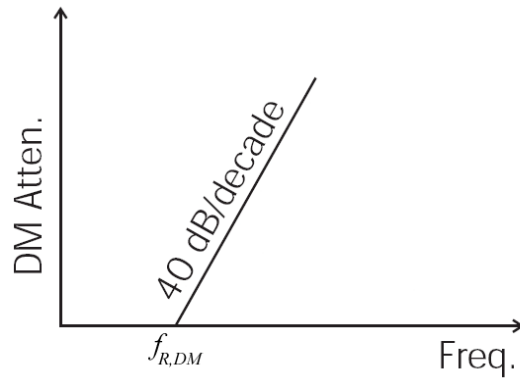


Fig. 6.17: Curva di attenuazione del filtro di modo differenziale DM

La frequenza caratteristica del filtro DM può essere espressa in funzione dei componenti del circuito:

$$f_{R,DM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{DM}C_{DM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2L_D + L_l)C_{DM}}} \quad (6.27)$$

6.5 Determinazione dei componenti del filtro

Si noti che nelle due curve di attenuazione del rumore di modo comune CM e di modo differenziale DM, mostrate rispettivamente nelle Fig. 6.9 e 6.17, si è trascurato il picco di risonanza. Infatti i filtri, una volta realizzati, presentano un fattore di smorzamento dovuto a parametri dissipativi (non considerati nella presente trattazione) e sufficiente a rendere l'effetto della risonanza trascurabile. Si noti altresì che le approssimazioni e le semplificazioni introdotte durante i calcoli dei parametri del filtro, sia per la sezione di modo comune sia per quella di modo differenziale, sono rispettate nella gran parte dei casi.

Verrà ora descritta la procedura pratica per il dimensionamento del filtro EMI, ovvero per la determinazione dei valori dei componenti del filtro.

Per prima cosa devono essere effettuate le misure di emissioni condotte per l'oggetto in prova; il rumore totale deve quindi essere scomposto nelle sue componenti di modo comune V_{CM} e di modo differenziale V_{DM} .

I risultati ottenuti devono quindi essere confrontati con i limiti specificati dalle normative di riferimento (V_{LIM}); si determina così la curva di attenuazione richiesta per il rumore di modo comune $V_{REQ,CM}$ e per il rumore di modo differenziale $V_{REQ,DM}$. Per ogni valore di frequenza, le attenuazioni CM e DM richieste possono essere calcolate nel seguente modo:

$$V_{req,CM} = V_{CM} - V_{LIM} + \Delta V_S \quad (6.28)$$

$$V_{req,DM} = V_{DM} - V_{LIM} + \Delta V_S \quad (6.29)$$

dove ΔV_S è un margine di sicurezza che si somma all'attenuazione calcolata per garantire che le emissioni condotte dell'EUT siano ben al di sotto dei limiti imposti.

Si procede quindi al calcolo delle frequenze d'angolo o caratteristiche per il filtro di modo comune $f_{R,CM}$ e per il filtro di modo differenziale $f_{R,DM}$; queste possono essere ricavate sia per via grafica che per via analitica a partire dalla conoscenza della frequenza del primo picco della curva di attenuazione di modo comune $f_{Pk,CM}^I$ e della curva di attenuazione di modo differenziale $f_{Pk,DM}^I$.

Prendiamo in considerazione la curva di attenuazione generica (può rappresentare indistintamente quella CM o quella DM) illustrata in Fig. 6.18 ed utilizzata per il calcolo della frequenza caratteristica del filtro.

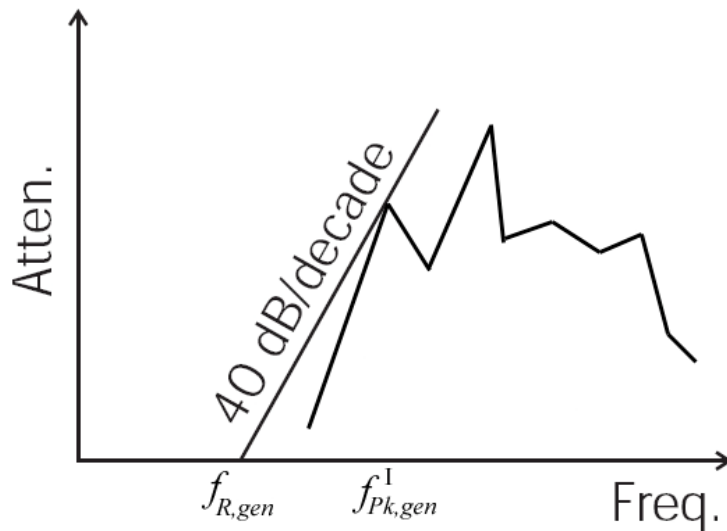


Fig. 6.18: Curva di attenuazione generica per il calcolo della frequenza d'angolo

Sullo stesso grafico dell'attenuazione si traccia una retta con pendenza di 40 dB per decade che rappresenta l'attenuazione del filtro EMI (CM o DM) passante per il primo picco di attenuazione. Il punto P di intersezione tra le due curve avrà coordinate:

$$P \equiv (\log_{10}(f_{Pk,gen}^I); (V_{req,gen}^I)) \quad (6.30)$$

Si è indicato con $V_{req,gen}^I$ il valore della generica attenuazione richiesta in corrispondenza del primo picco. La generica retta passante per il punto P avrà l'espressione:

$$V_{40,gen} = 40 \log_{10}(f) + (V_{req,gen}^I - 40 \log_{10}(f_{Pk,gen}^I)) \quad (6.31)$$

La generica frequenza caratteristica $f_{R,gen}$ si ottiene uguagliando a zero le precedente espressione:

$$40 \log_{10}(f_{R,gen}) + (V_{req,gen} - 40 \log_{10}(f_{Pk,gen}^I)) = 0 \quad (6.32)$$

Risolvendo la (6.32), tramite semplici passaggi matematici si ottiene:

$$\begin{aligned} \log_{10}(f_{R,gen}) &= \frac{40 \log_{10}(f_{Pk,gen}^I) - (V_{req,gen})}{40} = \\ &= \log_{10}(f_{Pk,gen}^I) - \frac{V_{req,gen}}{40} \end{aligned}$$

Questa può essere riscritta come:

$$\log_{10}(f_{R,gen}) - \log_{10}(f_{Pk,gen}^I) = \log_{10}\left(\frac{f_{R,gen}}{f_{Pk,gen}^I}\right) = -\frac{V_{req,gen}}{40}$$

Passando dal logaritmo all'esponenziale si ottiene:

$$\frac{f_{R,gen}}{f_{Pk,gen}^I} = 10^{-\frac{(V_{req,gen})_{dB}}{40}}$$

ossia infine il valore cercato per la frequenza d'angolo del filtro:

$$f_{R,gen} = f_{Pk,gen}^I 10^{-\frac{(V_{req,gen})_{dB}}{40}} \quad (6.33)$$

La (6.33) rappresenta la frequenza d'angolo di un generico filtro (CM o DM); le espressioni per il filtro CM e DM sono riportate rispettivamente nelle equazioni (6.34) e (6.35).

$$f_{R,CM} = f_{Pk,CM}^I 10^{-\frac{V_{req,CM}^I}{40}} \quad (6.34)$$

$$f_{R,DM} = f_{Pk,DM}^I 10^{-\frac{V_{req,DM}^I}{40}} \quad (6.35)$$

6.5.1 Componenti di modo comune

Una volta ricavata la frequenza caratteristica del filtro di modo comune $f_{R,CM}$, possono essere calcolati i valori dei relativi componenti, invertendo la (6.13) che qui riportiamo:

$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM}C_{CM}}} \quad (6.13)$$

Sotto le ipotesi fatte nel paragrafo 6.4.1 ($L_C \gg \frac{1}{2} L_D$) la precedente espressione era stata ridotta alla seguente:

$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM}C_{CM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(L_C + \frac{1}{2}L_D\right)2C_{CY}}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_C 2C_Y}} \quad (6.14)$$

Occorre fare ora delle considerazioni sulla selezione dei componenti. Per il filtro di modo comune vi sono dei limiti imposti per ragioni di sicurezza alla corrente di dispersione che può scorrere attraverso i condensatori C_Y , verso l'involucro metallico dell'apparecchiatura in uso e da questo a terra (si veda la Fig. 6.19).

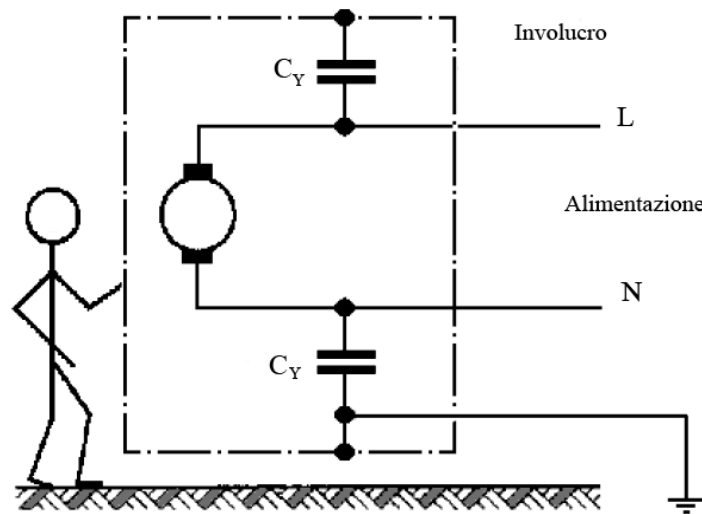


Fig. 6.19: Collegamento dei condensatori C_Y del filtro CM

Un'interruzione sul conduttore di terra che riporta l'involucro metallico a massa ne causerebbe infatti un innalzamento del potenziale. Per evitare pericoli in caso di contatto accidentale con l'involucro, la corrente di dispersione deve essere limitata secondo i valori riportati in Tabella 6.2. In essa sono riportati i valori della massima corrente di dispersione per diversi valori di capacità nel caso tale capacità venga realizzata con un unico condensatore o con due posti in serie. Tali valori sono riferiti ad una tensione di linea pari a 250V e 50Hz, per altri valori di tensione e/o frequenza essi vanno opportunamente scalati.

Tabella 6.2 Valori massimi della corrente di dispersione dei condensatori C_Y

Valore del condensatore Y	1 nF	2,2 nF	3,3 nF	4,7 nF	6,8 nF	10 nF
Singolo condensatore [mA]	0,072	0,159	0,238	0,340	0,491	0,723
Due condensatori in serie [mA]	0,144	0,318	0,478	0,679	0,983	1,445

Per determinare i valori dei componenti del filtro CM (L_C e C_Y) abbiamo a disposizione una equazione (6.14) in due incognite; di solito viene prima scelto il valore del condensatore C_Y (in base alla corrente di dispersione ed ai valori reperibili commercialmente) e quindi si determina il valore dell'induttanza di modo comune attraverso la formula:

$$L_C = \frac{1}{(2\pi f_{R,CM})^2 2C_Y} \quad (6.36)$$

6.5.2 Componenti di modo differenziale

Come per il caso di modo comune, una volta nota la frequenza d'angolo $f_{R,DM}$ del filtro DM, tramite la (6.27) (che riportiamo qui di seguito), è possibile ricavare i valori dell'induttanza L_D e dei condensatori C_X :

$$f_{R,DM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{DM}C_{DM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2L_D + L_l)C_{DM}}} \quad (6.27)$$

Anche in questo caso per determinare L_D e C_X abbiamo a disposizione una equazione in due incognite; questo consente sicuramente una certa flessibilità in fase di progetto.

Nel calcolo di L_D occorre inoltre considerare l'induttanza totale $L_{DM} = 2L_D + L_l$, ossia la somma dell'induttanza di modo differenziale L_D e di dispersione L_l . Più grande viene fissato il valore di L_{DM} , più piccolo sarà il valore di C_{DM} e viceversa. In fase di progetto è necessario un compromesso per la scelta dei valori di L_D e C_{DM} . Un valore troppo elevato per L_D richiede un nucleo di dimensioni elevate, che potrebbe essere difficile da implementare. Un valore troppo elevato per C_{DM} abbasserebbe in maniera eccessiva la frequenza di risonanza del filtro, che invece di attenuare il rumore potrebbe addirittura amplificarlo a certe frequenze.

Valori di L_D che si trovano normalmente in commercio vanno dalle centinaia di μH fino al mH; in Tabella 6.3 sono indicati alcuni valori tipici. Come si può vedere, la loro scelta è anche condizionata dal valore della massima corrente che vi può circolare.

Tabella 6.3 Valori tipici per l'induttanza di modo differenziale

L_D	Fino ad un massimo di
1,17mH	1A
0,50 μ H	2A
0,26 μ H	3A
0,21 μ H	4A

Se quindi si parte scegliendo L_D , ovvero si fissa L_{DM} , C_{DM} dovrà valere:

$$C_{DM} = C_{X1} = C_{X2} = \frac{1}{(2\pi f_{R,DM})^2 L_{DM}} \quad (6.37)$$

Fissato invece il valore di C_{DM} , L_{DM} si calcola tramite l'espressione:

$$L_{DM} = \frac{1}{(2\pi f_{R,DM})^2 C_{DM}} \quad (6.38)$$

In commercio è presente un'ampia gamma di valori tra cui scegliere le capacità e questa gamma è maggiore rispetto a quella degli induttori di modo differenziale; per questo motivo in fase di progetto si parte normalmente scegliendo il valore di L_D tra quelli disponibili e da esso si ricava successivamente il valore della capacità.

Si osservi che, poiché l'induttanza di dispersione L_l dell'induttore di modo comune ha effetto sul rumore di modo differenziale, in alcuni casi questa potrebbe essere sufficiente evitando così l'utilizzo dell'induttore L_D . In pratica l'induttanza di perdita L_l ha un valore compreso tra lo 0,5% e il 2% del valore di L_C .

Se in fase di progetto il valore dell'induttanza L_D risultasse troppo elevato e quindi difficile da implementare con un singolo stadio, si può comporre la sezione del filtro per il modo differenziale con due stadi. Lo schema è quello in Fig. 6.20.

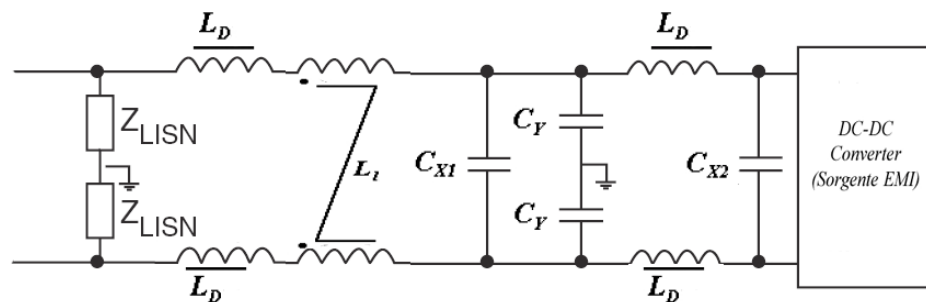


Fig. 6.20: Configurazione di un filtro EMI con un doppio stadio di modo differenziale

In questo caso la frequenza d'angolo per il modo differenziale $f_{R,DM}$ dovrà essere calcolata tenendo in considerazione il fatto che ora la pendenza del filtro DM, essendo questo costituito da due stadi, è di 80 dB per decade (invece di 40 del singolo stadio):

$$f_{R,DM} = f_{Pk,DM}^I 10^{\frac{V_{req,DM}^I}{80}} \quad (6.39)$$

6.6 Realizzazione del filtro e misure sperimentali

Al fine di verificare la validità della procedura di progettazione di filtri EMI proposta nel presente capitolo, si è appositamente realizzato un sistema di prova. Dall'analisi dei risultati delle misure di emissione condotta effettuate nel capitolo precedente (soprattutto relativamente alla wheelchair) è emerso come una delle maggiori sorgenti di rumore nei sistemi di conversione dell'energia elettrica sia costituita dai convertitori dc-dc che, montati sulle schede a circuito stampato, forniscono le tensioni di alimentazione a tutta la circuiteria del sistema. Si è deciso quindi di prendere in esame un sistema composto da due o più convertitori dc-dc che, a partire da una stessa sorgente, forniscono diverse tensioni di uscita (EUT descritto nel Paragrafo 5.4).

6.6.1 Sistema in prova

Il sistema in prova è costituito da cinque convertitori dc-dc isolati che, a partire da una stessa tensione continua in ingresso di 24V (fornita da un alimentatore da laboratorio attraverso le LISN), forniscono differenti tensioni di uscita. I singoli convertitori sono stati montati su un'apposita basetta di test (breadboard) e su due schede millefori in vetronite; il layout complessivo è mostrato in Fig. 6.21.

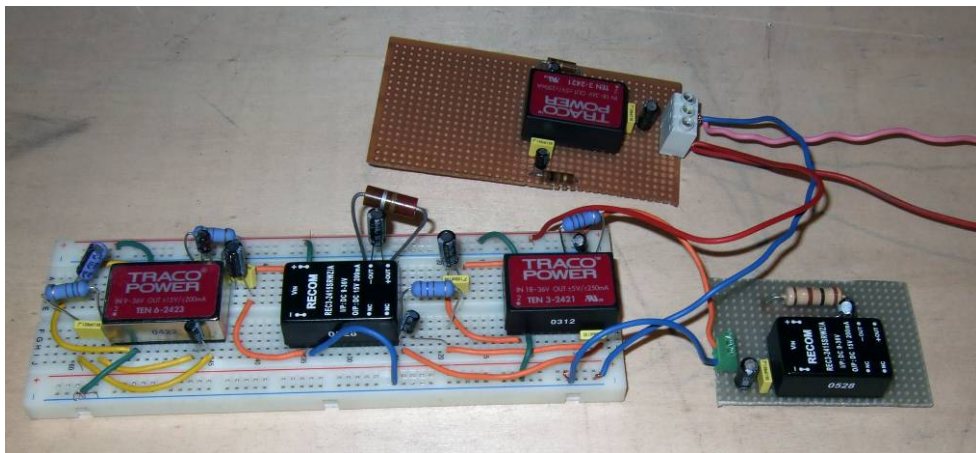


Fig. 6.21: Sistema in prova

Ogni singolo convertitore è corredato, sia in ingresso che in uscita, da appositi condensatori di decoupling (in particolare due condensatori in parallelo per ogni ingresso/uscita: uno ceramico ed uno elettrolitico) e le uscite sono state opportunamente terminate con semplici carichi resistivi. In Fig. 6.22 sono mostrati i particolari di uno dei convertitori utilizzati.

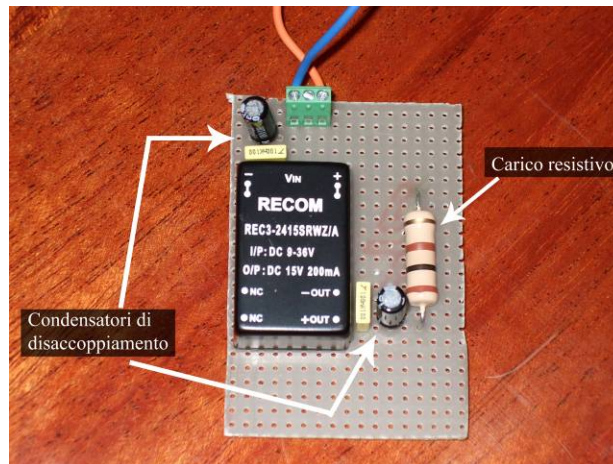


Fig. 6.22: Particolare di uno dei convertitori del sistema di prova.

Nella seguente Tabella 6.4 sono riassunti i parametri caratteristici di ciascun convertitore.

Tabella 6.4 Caratteristiche dei convertitori in prova

Convertitore DC/DC	Tensione di uscita	Carico	Corrente di uscita	Potenza assorbita dal carico
RECOM REC 3- 2415SRWZ/A	15VDC	100Ω	150mA	2,25W
TRACO TEN 3-2421	±5VDC	100Ω per ciascuna uscita	±50mA	0,25W
RECOM REC 3- 2415SRWZ/A	15VDC	220Ω	68mA	1,0W
TRACO TEN 3-2421	±5VDC	100Ω per ciascuna uscita	±50mA	0,25W
TRACO TEN 6-2423	±15VDC	150Ω per ciascuna uscita	±100mA	1,5W

6.6.2 Misure di emissione condotta

Le prove sperimentali di emissione condotta sono state eseguite secondo quanto visto nei Capitoli 4 e 5. Sono state utilizzate le stesse normative di riferimento (in particolare la CEI EN 55022), la stessa strumentazione, il sito ed i set-up di prova analizzati in precedenza.

Inizialmente è stato preso in esame il livello delle emissioni condotte prodotto dai singoli convertitori. Nonostante che tra i diversi convertitori (prodotti da differenti case costruttrici) vi siano differenze in efficienza, frequenze di switching, tensioni e correnti di uscita, i risultati ottenuti sono molto simili tra loro. In Fig. 6.23 sono mostrate le emissioni condotte generate da un singolo convertitore.

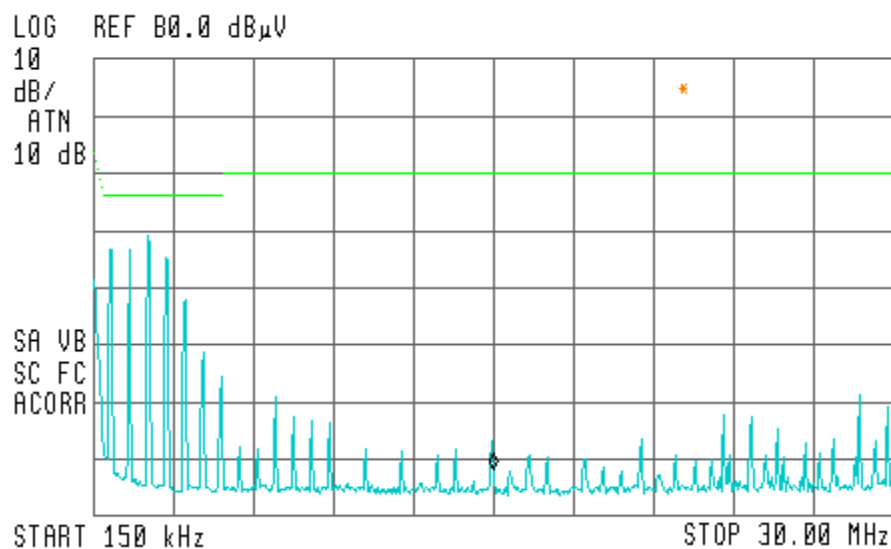


Fig. 6.23: Emissioni condotte generate dal singolo convertitore dc-dc

Come era prevedibile, i livelli di emissione condotta del singolo convertitore sono al di sotto dei limiti imposti dalla normativa di riferimento; per poter essere posti sul mercato infatti, gli apparati elettrici/elettronici devono necessariamente essere conformi alla normativa vigente (come è specificato nei datasheet dei componenti stessi).

Le stesse prove sono state quindi ripetute sul sistema (mostrato in Fig. 6.21) costituito da tutti e cinque i convertitori. I risultati ottenuti sono mostrati in Fig. 6.24.

Come si può facilmente vedere, collegando insieme i diversi convertitori il livello delle emissioni condotte supera il limite imposto dalla normativa di riferimento. La spiegazione di questo risultato può essere ricondotta a tre fenomeni principali: alla sovrapposizione delle componenti di rumore di modo comune dei singoli convertitori; alla sovrapposizione delle componenti di rumore di modo differenziale dei singoli convertitori; alla mancanza di sincronismo tra le frequenze di switching dei convertitori.

Per poter seguire la metodologia di progettazione di filtri EMI proposta in questo capitolo, le emissioni totali mostrate in Fig. 6.24 sono state scomposte, attraverso l'utilizzo dei power splitter/combiner (sommatori di potenza) descritti nel Paragrafo 5.4.2, nelle componenti di modo comune CM e di modo differenziale DM, illustrate rispettivamente nelle Fig. 6.25 e 6.26.

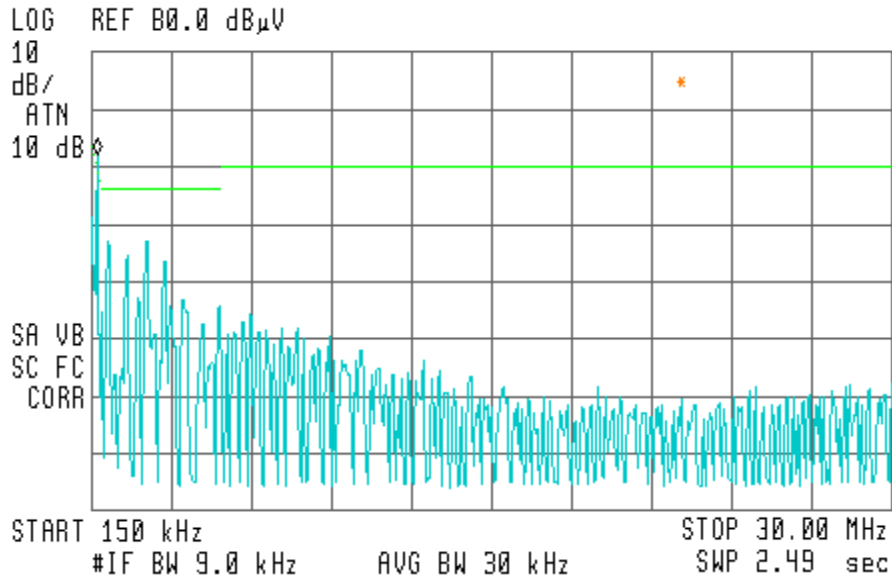


Fig. 6.24: Emissioni condotte generate dal sistema in prova

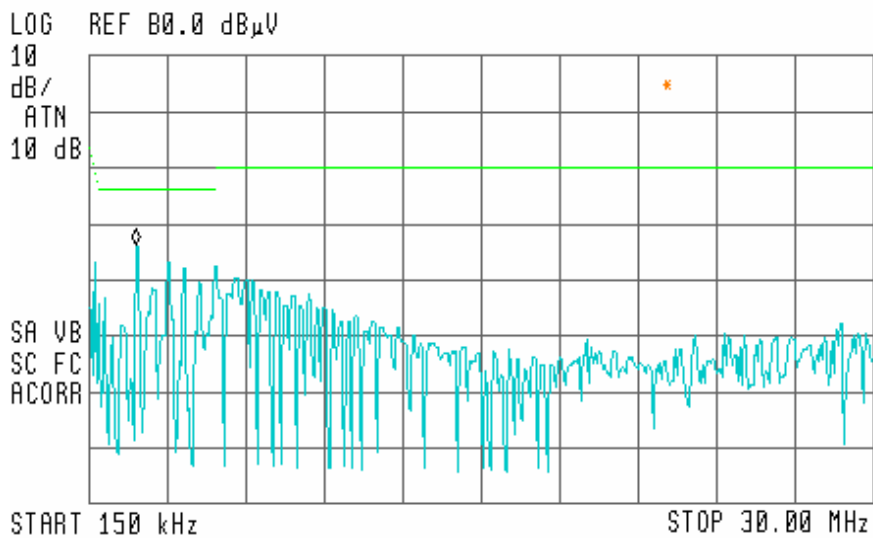


Fig. 6.25: Emissioni condotte di modo comune CM del sistema in prova

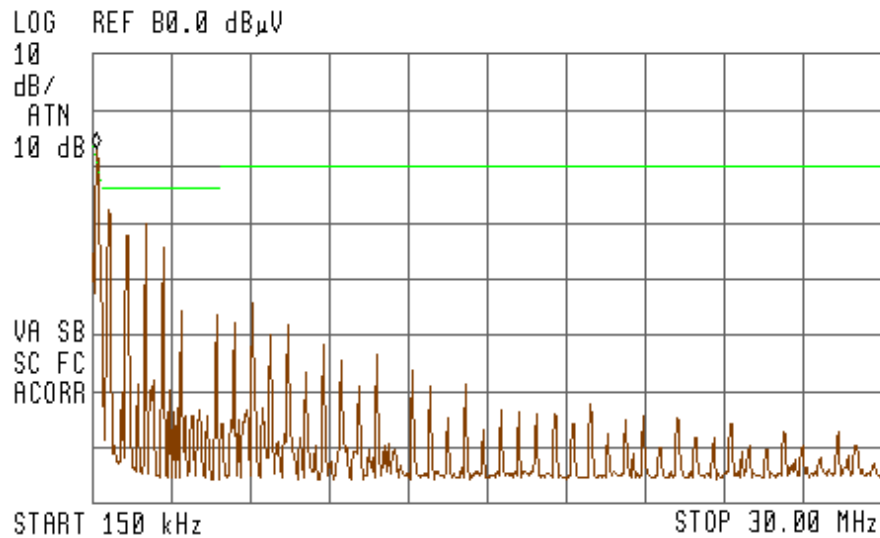


Fig. 6.26: Emissioni condotte di modo differenziale del sistema in prova

Come si può osservare le emissioni condotte di modo comune sono ben al di sotto dei limiti, mentre le emissioni di modo differenziale presentano un picco superiore al limite (di circa $4 \text{ dB}\mu\text{V}$) alla stessa frequenza (300 kHz) ottenuta per le emissioni totali.

6.6.3 Progettazione e realizzazione del filtro EMI

Dalle misure effettuate si deduce che in questo caso per diminuire il livello delle emissioni condotte è più indicato e soprattutto più economico (minor numero di componenti e minor ingombro) un filtro che attenui unicamente la componente di modo differenziale.

Il filtro che è stato implementato è costituito quindi dalla sola sezione differenziale; la sua configurazione è mostrata in Fig. 6.27.

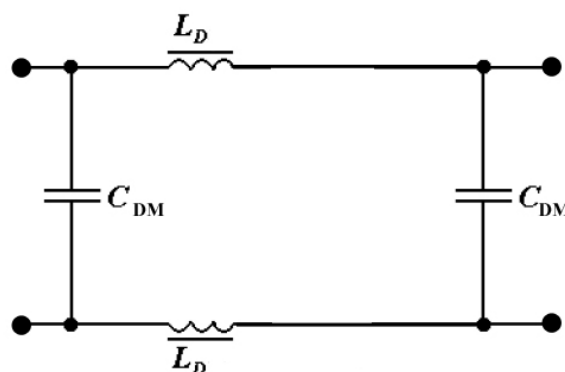


Fig. 6.27: Filtro EMI di modo differenziale

Per la progettazione del filtro DM saranno seguite le linee guide descritte nei precedenti paragrafi.

Occorre innanzi tutto determinare il valore di attenuazione richiesto al filtro DM per la riduzione delle emissioni condotte. Nel nostro caso la frequenza del primo picco in cui viene superato il limite è $f_{pk,DM}^I = 300$ kHz.

La relativa attenuazione, che può essere calcolata tramite la (6.29) che qui riportiamo:

$$V_{req,DM} = V_{DM} - V_{LIM} + \Delta V_S \quad (6.29)$$

essendo pari a 4 dB μ V la differenza tra la misura effettuata V_{DM} ed il limite imposto V_{LIM} (entrambi alla frequenza di 300 kHz) ed avendo scelto un margine di sicurezza ΔV_S pari a 10 dB μ V, ha un valore di 14 dB μ V.

A questo punto è possibile calcolare la frequenza caratteristica del filtro tramite la (6.35) che qui riportiamo:

$$f_{R,DM} = f_{Pk,DM}^I 10^{\frac{V_{req,DM}^I}{40}} \quad (6.35)$$

Sostituendo i valori numerici otteniamo per la frequenza di taglio del filtro un valore di 134 kHz. Si procede quindi alla selezione dei componenti (L_D e C_X); in particolare, si è scelto di fissare il valore dell'induttanza e di ricavare quindi il valore dei condensatori. Tra i valori di induttanze di modo differenziale mostrati nella Tabella 6.3, è stato scelto un induttore di valore pari a 0,21 mH; si tratta di un induttore (mostrato in Fig. 6.28) con il nucleo in ferrite a struttura toroidale, montato su supporto plastico per semplificarne il montaggio su scheda.



Fig. 6.28: Induttore di modo differenziale DM

Tramite la (6.37) che qui riportiamo è stato possibile determinare i condensatori del filtro DM:

$$C_{DM} = C_{X1} = C_{X2} = \frac{1}{(2\pi f_{R,DM})^2 L_{DM}} \quad (6.37)$$

Sostituendo i valori numerici otteniamo per i condensatori DM un valore pari a 6,7 nF; può essere utilizzato un unico condensatore C_X da 6,8 nF (valore commerciale) oppure

due condensatori da 3,3 nF posti in parallelo. Il filtro complessivo realizzato è mostrato in Fig. 6.29.

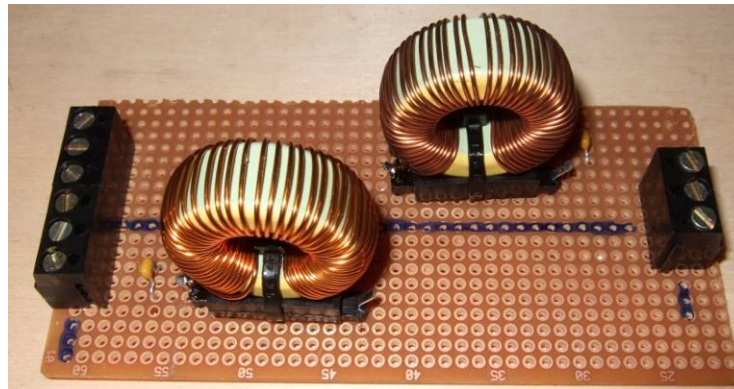


Fig. 6.29: Layout del filtro DM realizzato

6.6.4 Simulazione del filtro EMI

Prima della loro realizzazione, i filtri sono stati simulati con il programma di simulazione circuitale PSPICE. Il modello utilizzato per il filtro è quello di Fig. 6.30; tale modello è stato costruito considerando le non idealità dei componenti utilizzati. Come si può vedere dalla Fig. 6.30 infatti, sia gli induttori che i condensatori includono i loro elementi parassiti, i cui valori sono riportati nella Tabella 6.5.

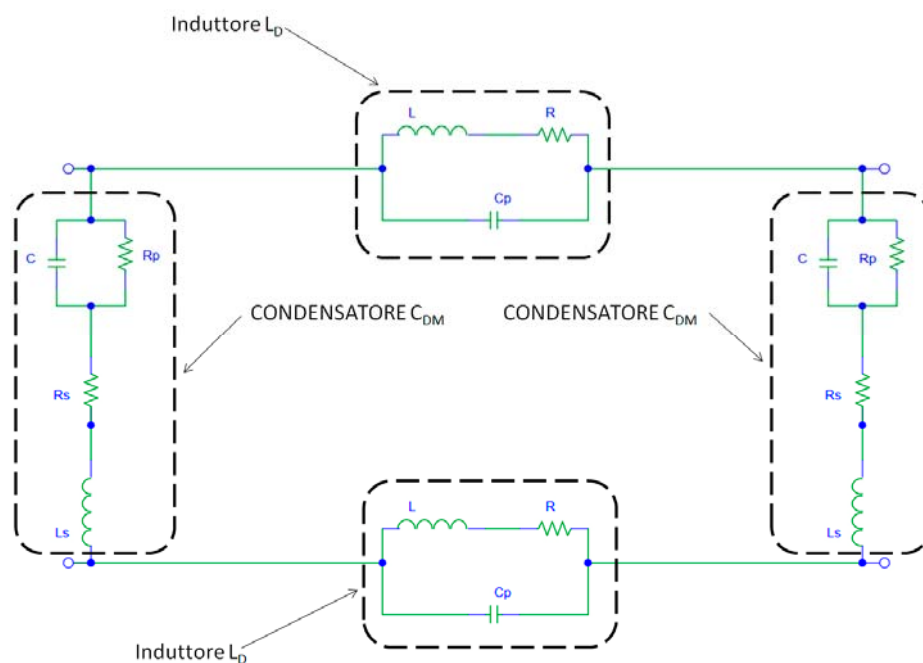


Fig. 6.30: Modello PSPICE utilizzato per la simulazione del filtro DM

Tabella 6.5 Valori dei componenti del filtro DM

$L=0,21\text{mH}$
$R=100\text{m}\Omega$
$C_p=5\text{pF}$
$C=3.3\text{nF}$
$R_s=0,01\Omega$
$R_p=100\text{M}\Omega$
$L_s=10\text{nH}$

Per valutare le prestazioni del filtro EMI, nella simulazione si è fatto riferimento alla normativa CISPR 17. In generale il valore di attenuazione di un filtro viene valutato con un carico in ingresso ed in uscita da 50Ω . Poiché, come già sottolineato in precedenza, le impedenze equivalenti in ingresso ed in uscita al filtro non sono generalmente note a priori o nella migliore delle ipotesi non sono mai costanti con la frequenza, la CISPR 17 stabilisce di valutare l'attenuazione del filtro utilizzando prima un carico in ingresso da $0,1\Omega$ ed in uscita da 100Ω (prova 0,1/100), poi il caso complementare, ovvero in ingresso un carico da 100Ω ed in uscita da $0,1\Omega$ (prova 100/0,1). Delle due prove si considera quella peggiore (worst case) ossia quella in cui il filtro presenta la minore attenuazione. Se anche nel caso peggiore il filtro rientra nelle specifiche di progetto si ha una buona probabilità che tali specifiche verranno rispettate anche dopo aver inserito il filtro nel circuito finale. Nelle simulazioni, il caso peggiore è rappresentato dalla prova 0,1/100; in Fig. 6.31 è riportato il risultato per il filtro DM da 14dB di attenuazione.

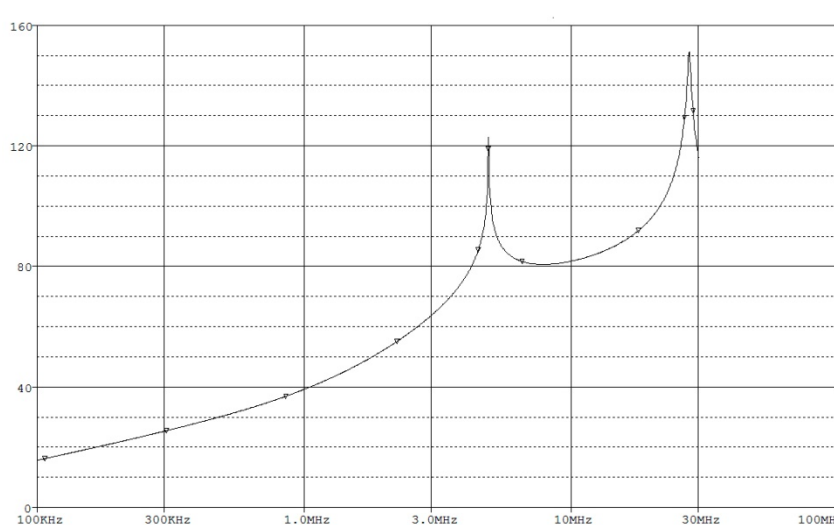


Fig. 6.31: Curva di attenuazione (in dB) del filtro DM; prova 0,1/100

Le specifiche sono ampiamente rispettate; come si può vedere infatti dalla Fig. 6.31, a 300 kHz l'attenuazione è di circa 25dB (oltre quella richiesta). Pertanto, come si vedrà dalle misure sperimentali riportate nel successivo paragrafo, il filtro una volta realizzato ed inserito tra l'alimentazione e l'EUT risponderà alle specifiche di progetto.

6.6.5 Verifica sperimentale del filtro EMI

Le stesse misure di emissione condotta effettuata senza filtro EMI e riportate nel paragrafo 6.6.2, sono state ripetute dopo aver inserito il filtro DM realizzato tra l'alimentazione e l'EUT (tramite le LISN). Nelle seguenti Fig. 6.32, 6.33 e 6.34 vengono illustrate rispettivamente le emissioni totali, la componente di modo comune CM e la componente di modo differenziale DM.

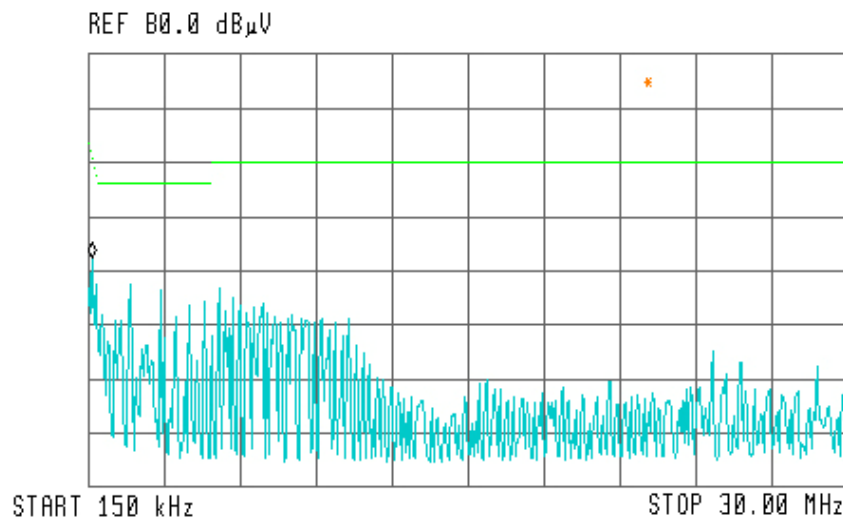


Fig. 6.32: Emissioni condotte totali dopo l'inserzione del filtro DM

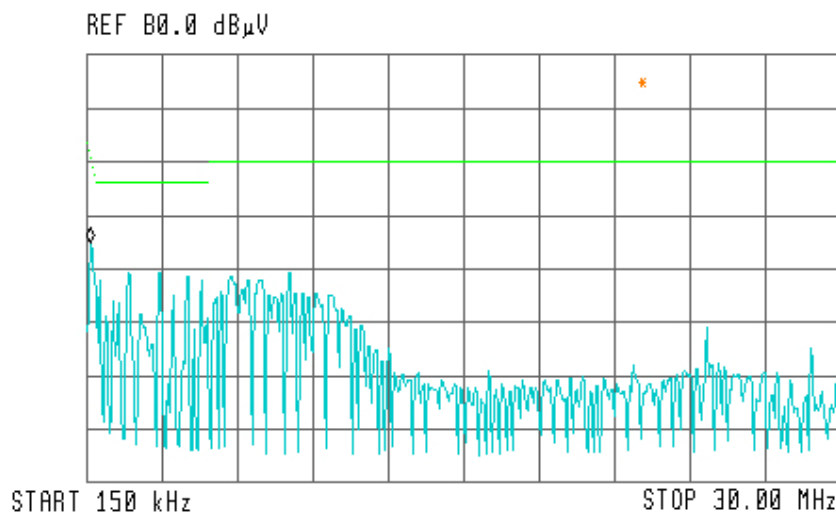


Fig. 6.33: Componente di modo comune CM dopo l'inserzione del filtro DM

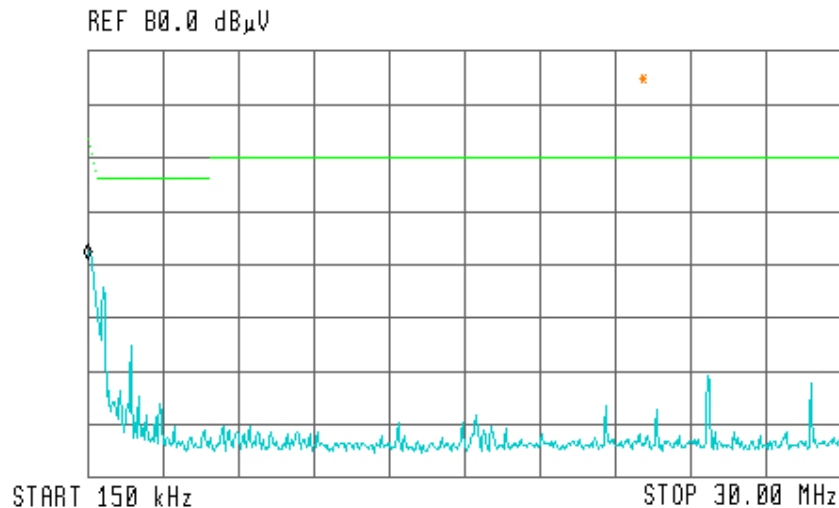


Fig. 6.34: Componente di modo differenziale DM dopo l'inserzione del filtro DM

Dal confronto tra queste ultime tre figure e quelle relative alle misure senza filtro (Fig. 6.24, 6.26 e 6.27) possono essere fatte delle considerazioni. Per quanto riguarda sia le emissioni totali sia quelle di modo differenziale, è evidente la riduzione del rumore ottenuta dopo l'inserimento del filtro; la parte predominante del rumore totale è infatti costituita proprio dalla componente di modo differenziale ed il filtro è stato progettato e dimensionato per ridurre proprio questa componente. Le relative prestazioni risultano essere molto soddisfacenti. Potrebbero comunque essere apportati dei miglioramenti soprattutto per le performance del filtro ad alta frequenza agendo sul layout del filtro stesso (posizionamento relativo dei componenti e loro collegamenti).

Inoltre, pur avendo utilizzato un filtro per la sola componente DM, sono stati ottenuti dei benefici (seppur minimi) anche sulla componente di modo comune; la riduzione del rumore CM che è stata riscontrata però ha effetto solo sulle alte frequenze e non è certo sufficiente in applicazioni in cui la componente CM risulta più elevata (soprattutto se al di sopra dei limiti imposti dalla normativa).

Conclusioni

Il tema di ricerca nell'ambito della mia attività di dottorato ha riguardato principalmente lo studio dei convertitori elettronici di potenza al fine di ottimizzarne le prestazioni, sia dal punto di vista funzionale che da quello elettromagnetico, in diversi campi di applicazione e soprattutto nel settore automotive.

A questo scopo sono state dapprima studiate le architetture di controllo dei sistemi di automazione, con particolare attenzione ai sistemi di tipo distribuito. L'analisi del livello di distribuzione del controllo ha consentito di individuare, all'interno di sistemi complessi, i principali blocchi di controllo in cui un apparato può essere decomposto; una volta opportunamente suddivise le funzioni di monitoraggio e controllo tra le diverse sezioni, è stato possibile selezionare in modo appropriato i relativi dispositivi di controllo (principalmente DSP ed FPGA). Quanto studiato è stato messo in pratica, nell'ambito della partecipazione ad un progetto per lo sviluppo di un modulo (LV-PEBB) che implementasse un controllo di tipo distribuito. La relativa sperimentazione ha confermato il raggiungimento di un miglioramento delle prestazioni funzionali del sistema.

Il tema centrale della tesi di dottorato riguarda principalmente lo studio delle problematiche di compatibilità elettromagnetica (EMC) negli azionamenti elettrici. Sono stati quindi approfonditi i temi della EMC (soprattutto negli azionamenti elettrici per trazione leggera) e la caratterizzazione EMC di sistemi ed apparati elettrici/elettronici. In particolare, sono stati studiati i principali fenomeni e disturbi EMC, approfondendo la conoscenza circa le sorgenti e le modalità di accoppiamento. Molta importanza è stata inoltre data all'ambito normativo, al fine di poter eseguire in modo corretto la successiva sperimentazione EMC.

Un'altra attività che è stata condotta durante il corso di dottorato ha riguardato la progettazione e la realizzazione delle schede di controllo, misura ed interfaccia per diversi tipi di apparati. Tutte le fasi del lavoro hanno sempre avuto come obiettivo la minimizzazione dei problemi di compatibilità elettromagnetica e di integrità del segnale al fine di determinare una metodologia valida in generale, indipendentemente dal particolare tipo di applicazione. Sono state quindi sviluppate delle metodologie per la progettazione e la realizzazione delle schede di controllo e di interfaccia da utilizzare nell'elettronica di potenza e negli azionamenti elettrici.

E' stata poi effettuata un'intensiva campagna di sperimentazione EMC; in questo ambito è stata utilizzata la camera schermata semianecoica presente nel laboratorio PED

(Power Electronics and Drives) presso il Dipartimento di Ingegneria Meccanica e Industriale. La fase sperimentale iniziale ha riguardato una prima validazione della camera semianecoica come sito di prova per test di compatibilità elettromagnetica. Per ottenere una caratterizzazione EMC completa di un sistema complesso (soprattutto nell'ambito automotive) si è scelto di utilizzare diversi tipi di sistemi (schede elettroniche a circuito stampato; una wheelchair elettrica; convertitori dc-dc da scheda; un inverter industriale; il sistema di conversione elettrica di due tipi di veicoli ibridi; un convertitore utilizzato in ambito ferroviario). Sui diversi dispositivi (EUT: Equipment Under Test), sono state eseguite prove di emissione, sia condotta che irradiata, e prove di immunità condotta, nel range di frequenza tra 9 kHz e 1 GHz. L'obiettivo principale di tutte le prove di emissione è stata la valutazione dei livelli dei disturbi emessi dall'EUT (spettro in frequenza delle emissioni) al fine di stabilire la conformità con le norme (generiche o di prodotto) che fissano i limiti massimi dei disturbi emessi; il secondo obiettivo delle prove di emissione è stato invece quello di isolare e valutare i diversi contributi alle emissioni dell'EUT e dovuti ai principali sottoinsiemi.

Dai risultati sperimentali delle prove EMC eseguite sui diversi apparati e in diverse condizioni di funzionamento, è emerso che il problema principale delle emissioni risiede in quelle di tipo condotto; queste, infatti, non solo possono essere responsabili delle emissioni irradiate, ma possono degradare notevolmente il funzionamento degli altri dispositivi collegati. Il fenomeno predominante riguarda essenzialmente il rumore prodotto dai convertitori dc-dc (isolati o no) che, a partire da una tensione continua (alimentazione principale), forniscono le tensioni di alimentazione per tutta la circuiteria elettronica (compresi i convertitori elettronici di potenza).

Il passo successivo è stato implementare alcune tecniche per la riduzione EMI (Electromagnetic Interference); dal punto di vista realizzativo sono stati considerate le variazioni del layout dei componenti e la loro eventuale schermatura. Da un punto di vista più generale, è stata presa in considerazione una procedura (di tipo pratico) per la progettazione e realizzazione di filtri EMI. La tecnica proposta è stata implementata su un sistema appositamente realizzato ed è stata eseguita la relativa sperimentazione che ha permesso la validazione del metodo utilizzato.

Bibliografia

- [1] V. Serrao – *Progettazione e realizzazione di un sistema di acquisizione misure nei convertitori elettronici di potenza* – Tesi di Laurea discussa presso l’Università degli Studi di Roma “Roma Tre”, Anno Accademico 2002/2003.
- [2] A. Di Napoli – Appunti delle Lezioni del corso “*Elettronica Industriale e di Potenza*”.
- [3] M. S. Sarto - *Cenni di Compatibilità elettromagnetica* - a.a. 2001-2002.
- [4] P. Subiaco - Appunti delle lezioni “*Direttiva EMC 89/336/CEE Compatibilità elettromagnetica 24 giugno 2002*”.
- [5] R. P. Clayton - *Introduction to electromagnetic Compatibility* - Wiley & Sons.
- [6] L. Tihanyi - *EMC in power electronics* - Butterworth-Heinemann.
- [7] Ucirev – *Applicazione della direttiva EMC per gli azionamenti elettrici – Linee guida* – 1999.
- [8] Intersil - *Application Note 535: Design Considerations for a Data Acquisition System.pdf* - Settembre 2002.
- [9] W. Kester - *Mixed-signal and DSP design techniques* - Analog Devices, 2000.
- [10] Infineon Technologies - *Application Note DSI: PCB Design Guidelines* - <http://infineon.com>, Dicembre 2001.
- [11] D. Brooks - *Splitting planes for speed and power* - CMP Media publication (Printed Circuit Design), Dicembre 2000.
- [12] Electronics By Design - *Designing noise immune PCB layouts* - www.electronicbydesign.com.au.
- [13] Henry Ott Consultants - *Partitioning and layout of a mixed-signal PCB* - <http://hottconsultants.com>, Febbraio 2003.
- [14] T. Ericson - *Power Electronic Building Blocks-a systematic approach to power electronics*, Proc. of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000; vol. 2, pp. 1216-1218.
- [15] I. Celanovic, I. Milosavljevic, D. Boroyevich, R. Cooley, J. Guo - *A new distributed digital controller for the next generation of power electronics building blocks* - Proc. of the IEEE 15th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000; vol. 2, pp. 889-894.
- [16] Di Napoli, A.; Lidozzi, A.; Solero, L. - *Comparison of random modulation techniques for EMI reduction in electric vehicle* -. Proc. of SPEEDAM '04 Symposium – Capri (Italy), June 2004.

- [17] J. Barcells, A. Santolaria, A. Orlandi, D. Gonzalez, J. Gago - *EMI reduction in switched power converters using frequency modulation techniques* - IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Volume 47, Number 3, Aug. 2005, pp. 569 – 576.
- [18] Ericsson Design note 009 - *Conducted emission performance of DC/DC power modules characterization and system design*.
- [19] T.Guo, D.Y.Chen, F.C.Lee - *Separation of the Common-Mode and Differential-Mode Conducted EMI Noise* - IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no.3, May, 1996.
- [20] R. L. Ozenbaugh “EMI Filter Design ” Marcel Dekker, inc., Book.
- [19] Cadirci, B. Saka , Y. Eristiren “Practical EMI-filter-design procedure for high-power high-frequency SMPS according to MIL-STD 461”, IEEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 152, No. 4, July 2005.
- [20] M. I. Montrose, E. M. Nakauchi “Testing for emc compliance-Approaches and Techniques”, Wiley & Sons
- [21] S. Ye, W.Eberle, Y.Liu “A novel EMI filter design method for switching power supplies”, IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 19, no. 6, november 2004.
- [22] F. Shin, D. Y. Chen, Y. Wu, Y. Chen, “A Procedure for design EMI filters for AC line Applications”, IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 11, no. 1, january 1996.

Lista Pubblicazioni

2005

1) F. Crescimbinì, V. Serrao, L. Solero

“Power Electronics Building Block (PEBB) for Static Conversion Apparatus devoted to Low-Voltage Fed Electric Drives”

Proceedings of the 36th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC2005), Recife (Brasil), 12-16 Giugno 2005, cd-rom (e IEEE Xplore).

2) V. Serrao, A. Di Napoli, L. Solero

“PCB Design Aspects in Distributed Control Architectures for Power Electronics”

Proceedings of the 12th International Symposium on Electromagnetic Fields (ISEF2005) in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, Baiona (Spain), 15-17 Settembre 2005, cd-rom e pubblicato sulla Monografia della IOS Press intitolata “Electromagnetic Field in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering” (Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics), vol. 27, 2006, ISBN 1-58603-627-0, ISSN 1383-7281, pp 485 - 490.

2006

3) L. Solero, V. Serrao, P. Taglioni, F. Crescimbinì

“Low-Voltage Power Electronics Building Block (PEBB) for Automotive Applications”

Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2006), Dallas (Texas), 19-23 Marzo 2006, cd-rom (e IEEE Xplore).

4) V. Serrao, L. Conti, A. Di Napoli, L. Solero

“Emission Testing for the EMC Performance Evaluation of an Electric Wheelchair”

Proceedings of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2006), Taormina (ME), 23-26 Maggio 2006, cd-rom (e IEEE Xplore).

5) V. Serrao, L. Conti, A. Di Napoli, L. Solero

“EMC Performance Evaluation of an Electrically Powered Wheelchair”

Proceedings of the International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMCEUROPE 2006), Barcellona (Spagna), 04-08 Settembre 2006, cd-rom.

2007

6) A. Lidozzi, V. Serrao, L. Solero, F. Crescimbin, A. Di Napoli

“Low-Voltage Fed Encoderless Motor Drive Devoted to Wheelchairs for a Sustainable Mobility”

Publicazione su rivista brasiliana SOBRAEP (Sociedade Brasileira de Eletronica de Potencia), ISSN 1414-8862, vol. 12, n° 1, Marzo 2007, pp 1 - 9.

7) V. Serrao, A. Lidozzi, L. Solero, A. Di Napoli

“EMI Characterization and Communication Aspects for Power Electronics in Hybrid Vehicles”

Proceedings of the 12th European Conference on Power Electronics and Applications 2 - 5 September 2007, Aalborg, Denmark, cd-rom.

8) A. Lidozzi, V. Serrao, L. Solero, F. Crescimbin

“Power Electronic Converters Distribution in HOST Hybrid Propulsion System”

Proceedings of the 12th European Conference on Power Electronics and Applications 2 - 5 September 2007, Aalborg, Denmark, cd-rom.

9) A. Di Napoli, A. Lidozzi, V. Serrao, L. Solero

“Thermal Distribution Evaluation Directly from the Electromagnetic Field Finite Elements Analysis”

Proceedings of the ISEF 2007 - XIII International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, , 13-15 September 2007, Prague, Czech Republic, cd-rom.