

Tesi di dottorato in Ingegneria Biomedica, di Vincenzopio Tamburrelli,
discussa presso l'Università Campus Bio-Medico di Roma in data 08/02/2008.
La disseminazione e la riproduzione di questo documento sono consentite per scopi di didattica e ricerca,
a condizione che ne venga citata la fonte.



Università Campus Bio-Medico di Roma
School of Engineering

PhD Course in Biomedical Engineering
(XX – 2004/2007)

TECNICHE DI MISURA E SCHERMATURA DI APPARECCHIATURE BIOMEDICALI IN AMBIENTE OSPEDALIERO

Vincenzopio Tamburrelli

Tesi di dottorato in Ingegneria Biomedica, di Vincenzopio Tamburrelli,
discussa presso l'Università Campus Bio-Medico di Roma in data 08/02/2008.
La disseminazione e la riproduzione di questo documento sono consentite per scopi di didattica e ricerca,
a condizione che ne venga citata la fonte.

Tesi di dottorato in Ingegneria Biomedica, di Vincenzopio Tamburrelli,
discussa presso l'Università Campus Bio-Medico di Roma in data 08/02/2008.
La disseminazione e la riproduzione di questo documento sono consentite per scopi di didattica e ricerca,
a condizione che ne venga citata la fonte.

Tecniche di Misura e Schermatura di Apparecchiature Biomedicali in Ambiente Ospedaliero

A thesis presented by
Vincenzopio Tamburrelli
in partial fulfillment of requirements for the degree of
Doctor of Philosophy
in Biomedical Engineering

Università Campus Bio-Medico di Roma
School of Engineering

Coordinator
Prof. Saverio Cristina

Supervisor
Prof. Saverio Cristina

January 2008

INDICE

INTRODUZIONE	I
Capitolo 1. COMPATIBILITA' ELETTROMAGNETICA IN AMBIENTE BIOMEDICALE.....	1
1.1. PROBLEMATICHE PIU' COMUNI.....	1
1.1.1. TIPI DI DISTURBO.....	2
1.2. SORGENTI, "PATH" E RICETTORI	4
1.2.1. SORGENTI RFI	4
1.2.2. SORGENTI ESD	6
1.2.3. POWER QUALITY.....	8
1.3. TIPI DI INTERFERENZA E RECETTORI.....	11
1.3.1. RECETTORI DI RFI.....	12
1.3.2. RECETTORI DI ESD.....	12
1.3.3. RECETTORI DI POWER DISTURBANCE	13
1.4. EMI STANDARDS PER I DISPOSITIVI MEDICALI.....	15
1.4.1. EMISSIONE E IMMUNITA'	16
1.4.2. LA EU (EUROPEAN UNION) E GLI US (UNITED STATES)	17
1.4.3. LA NORMATIVA EUROPEA	18
1.4.4. BASIC STANDARDS.....	18
1.4.5. GENERIC STANDARDS	22
1.4.6. PRODUCT SPECIFIC STANDARDS.....	23
1.4.7. LA NORMATIVA U.S.....	23
Capitolo 2. IMPLICAZIONI EMC DERIVANTI DAI CONCETTI BASE DELL'ELETTROMAGNETISMO	26
2.1. INTRODUZIONE	26
2.2. EQUAZIONI DI MAXWELL.....	28
2.2.1. LEGGE DI FARADAY.....	28
2.2.2. LEGGE DI AMPERE.....	33
2.2.3. LEGGE DI GAUSS.....	35

2.2.4.	COSERVAZIONE DELLA CARICA.....	37
2.2.5.	PARAMETRI COSTITUTIVI DI UN MEZZO.....	38
2.3.	CONDIZIONI AL CONTORNO	40
2.4.	REGIME SINUSOIDALE PERMANENTE.....	44
2.5.	FLUSSO DI POTENZA	46
2.6.	ONDE PIANE UNIFORMI.....	47
2.6.1.	MEZZI SENZA PERDITE	50
2.6.2.	MEZZI CON PERDITE	52
2.6.3.	FLUSSO DI POTENZA	54
2.6.4.	CONDUTTORI DIELETTRICI.....	54
2.6.5.	PROFONDITA' DI PENETRAZIONE PER EFFETTO PELLE	57
2.7.	CASI ILLUSTRATIVI DI PROBLEMATICHE EMC.....	58
2.7.1.	INTERFERENZA IN UNA SPIRA	58
2.7.2.	INTERPRETAZIONE DELLE MISURE A DIFFERENTI DISTANZE.....	59
2.7.3.	SWITCHING TRANSIENT.....	61
2.7.4.	ACCENSIONE DI UN TRASFORMATORE	61
2.7.5.	TRANSIENTI RAPIDI.....	63
Capitolo 3.	TECNICHE DI SCHERMATURA	66
3.1.	INTRODUZIONE	66
3.2.	EFFICIENZA DI SCHERMATURA	71
3.3.	EFFICIENZA DI SCHERMATURA CON SORGENTI IN CAMPO LONTANO: SOLUZIONE ESATTA	75
3.4.	LA SOLUZIONE APPROSSIMATA	79
3.4.1.	PERDITE PER RIFLESSIONE.....	80
3.4.2.	PERDITE PER ASSORBIMENTO.....	83
3.4.3.	PERDITE PER RIFLESSIONI MULTIPLE.....	83
3.4.4.	PERDITE TOTALI.....	85
Capitolo 4.	PROBLEMATICHE EMC DI ATTUATORI ELETTRICI E DISPOSITIVI PER SISTEMI DI RIABILITAZIONE MOTORIA.....	90
4.1.	INTRODUZIONE	90
4.2.	SIMULAZIONI MATLAB	93

4.2.1.	SIMULAZIONE MATLAB DELLA SOLUZIONE ESATTA	93
4.2.2.	SIMULAZIONE MATLAB DELLA SOLUZIONE APPROSSIMATA	101
4.3.	SET-UP DI MISURA PER LE ALTE FREQUENZE	110
4.4.	CARATTERIZZAZIONE ELETTROMAGNETICA DEI DISPOSITIVI ALLE ALTE FREQUENZE.....	112
4.5.	SET-UP DI MISURA PER LE BASSE FREQUENZE	123
4.6.	CARATTERIZZAZIONE ELETTROMAGNETICA DEI DISPOSITIVI ALLE BASSE FREQUENZE	126
4.7.	SET-UP DI MISURA IN AMBIENTE MEG	130
4.8.	CARATTERIZZAZIONE ELETTROMAGNETICA DEI DISPOSITIVI IN AMBIENTE MEG.....	132
Capitolo 5.	CARATTERIZZAZIONE ELETTRO-MAGNETICA DI UNA SALA OPERATORIA.....	149
5.1.	INTRODUZIONE	149
5.2.	ANALISI DEI CAMPI RADIATI.....	151
5.2.1.	METODOLOGIA DI MISURA	151
5.2.2.	MISURE DEI CAMPI RADIATI.....	152
5.2.3.	DISCUSSIONE DELLE MISURE ESEGUITE.....	155
5.3.	INDAGINE SUI DISTURBI TRASFERITI PER VIA CONDOTTA	158
5.3.1.	CONSIDERAZIONI SULL'IMPIANTO ELETTRICO DI UNA SALA OPERATORIA.....	162
5.3.2.	DISTURBI DI TIPO CONDOTTO IN UNA SALA OPERATORIA	166
5.4.	IMPIANTO ELETTRICO DI UN EDIFICIO POLIAMBULATORIO.....	169
5.4.1.	DISTURBI DI TIPO CONDOTTO NELL'EDIFICIO POLIAMBULATORIO	170
5.5.	ANALISI DEI RISCHI DOVUTI AL LEMP IN UNA SALA OPERATORIA	172
5.5.1.	INDAGINE SULLA VALUTAZIONE DEL RISCHIO DOVUTO AL LEMP	172
5.6.	CONCLUSIONI	184
	CONCLUSIONI	187

Tesi di dottorato in Ingegneria Biomedica, di Vincenzopio Tamburrelli,
discussa presso l'Università Campus Bio-Medico di Roma in data 08/02/2008.
La disseminazione e la riproduzione di questo documento sono consentite per scopi di didattica e ricerca,
a condizione che ne venga citata la fonte.

Ringraziamenti.....	190
---------------------	-----

Tesi di dottorato in Ingegneria Biomedica, di Vincenzopio Tamburrelli,
discussa presso l'Università Campus Bio-Medico di Roma in data 08/02/2008.
La disseminazione e la riproduzione di questo documento sono consentite per scopi di didattica e ricerca,
a condizione che ne venga citata la fonte.

A Zietta Lina, per il suo coraggio.

INTRODUZIONE

I moderni dispositivi medici sono costituiti da elementi elettronici che spaziano da semplici amplificatori a sofisticatissimi microprocessori. Questi dispositivi sono, alcune volte, interessati da problemi di interferenza elettromagnetica EMI (Electromagnetic Interference). Talvolta apparecchiature il cui utilizzo è di importanza vitale per il paziente sono vittime di EMI, per cui un funzionamento non corretto delle stesse può mettere a rischio la vita del paziente.

L'evoluzione della medicina ha portato all'introduzione di nuove tecnologie a sostegno della Telemedicina, che permettono, oggi, di effettuare esami e monitoraggi delle condizioni di salute dei pazienti anche quando essi si trovano nelle proprie abitazioni.

I disturbi EMI interessano quindi diversi ambienti come le sale operatorie, le ambulanze o le case stesse dei pazienti. Necessità quindi del progettista è di identificare, prevenire e risolvere le problematiche EMI.

I disturbi EMI possono causare un cattivo funzionamento o addirittura la rottura di alcune parti dei dispositivi medici.

In particolare, nella tesi sono esaminati i disturbi agenti su dispositivi impiegati in medicina riabilitativa durante un monitoraggio continuo delle attività cerebrali. Sono inoltre riportati i risultati ottenuti da una campagna di misure volta ad individuare i disturbi radiati e condotti all'interno di una sala operatoria dell'ex Policlinico dell'Università Campus Biomedico sito in via Longoni.

La terapia riabilitativa è solitamente somministrata a pazienti post-ictali, o comunque a quei pazienti che hanno subito traumi o hanno problematiche congenite che si evidenziano con difficoltà motorie. L'istituzione di una terapia efficace, in questi casi, prevede l'utilizzo di apparecchiature elettroniche in grado di fornire un ausilio al dottore che somministra la terapia. Il feedback migliore circa la terapia impartita è dato da un monitoraggio continuo delle attività cerebrali che può essere realizzato in diversi modi. La maniera più semplice è quella di utilizzare un sistema EEG (ElettroEncefaloGrafo). In alternativa, i progressi tecnologici hanno portato alla realizzazione di sistemi di indagine molto più sofisticati, come la RMN (Risonanza

Magnetica Nucleare) o come la MEG (MagnetoEncefaloGrafia). L'utilizzo di sistemi di riabilitazione, che prevedono attuatori elettrici per il loro funzionamento, all'interno di questi ambienti non è immediato in relazione a problematiche EMI. Infatti entrambi i sistemi sono molto sensibili a variazioni di emissione elettromagnetica di fondo. Nello specifico, la RMN basa il suo funzionamento (e quindi la formazione dell'immagine) sull'utilizzo di campi magnetici di elevata intensità (dell'ordine di alcuni Tesla). In virtù di questo, l'inserimento di apparecchiature costituite da attuatori elettrici può destare due tipi di problemi. Il primo è legato alle eventuali interferenze radiate dall'attuatore elettrico che possono alterare il campo elettrico presente all'interno della RMN e dunque inficiare la qualità delle immagini ottenute. Il secondo problema, riguarda il corretto funzionamento dell'attuatore in tale ambiente. Infatti, a causa dell'elevato valore del campo magnetico generato dalla RMN, l'attuatore (essendo costituito da materiale ferromagnetico) sarà sottoposto ad una forza elevata che tenderà a spostarlo. Inoltre, lo stesso campo, può determinare un funzionamento non corretto dell'attuatore stesso, questa volta dovuto a problematiche EMI.

Anche l'utilizzo in ambiente MEG deve essere studiato preventivamente per risolvere eventuali problematiche EMI. Il sistema di indagine MEG basa il suo funzionamento sull'utilizzo di un sensore, molto sensibile, capace di rilevare il campo magnetico generato dalle correnti cerebrali. Non si ricorre questa volta all'utilizzo di un campo magnetico esterno, bensì l'attività da svolgere è semplicemente di rilevazione. Dunque, in questo caso, il problema può derivare dall'inquinamento prodotto dagli attuatori che va ad interferire con il segnale cerebrale provocando un'alterazione dell'output della MEG. La stessa indagine è stata eseguita anche su celle di carico utilizzate sempre per scopi riabilitativi all'interno di ambienti MEG.

La presenza di tutte queste eventuali problematiche ha portato dunque alla necessità di una caratterizzazione elettromagnetica di questi dispositivi di riabilitazione, e dove necessario alla progettazione di uno schermo elettromagnetico capace di ridurre il livello di radiazione a livelli tali da non arrecare più disturbo.

Per quanto riguarda l'indagine eseguita all'interno del Policlinico e del Poliambulatorio dell'ex edificio di via Longoni del Campus Biomedico, tale indagine

è stata eseguita al fine di valutare la possibile presenza di problematiche derivanti da disturbi di tipo condotto e disturbi di tipo radiato.

Il lavoro è articolato in cinque Capitoli.

Nel primo Capitolo si affrontano ed evidenziano problematiche generali e comuni all'interno dell'ambiente medicale. In maniera più specifica si descrivono i tipi di disturbo, le sorgenti di disturbo, i tipi di recettori del disturbo. Ancora sono elencati gli standard EMI e una buona panoramica sulle normative esistenti in ambito medicale.

Nel Capitolo 2 vengono richiamati alcuni concetti di base dell'elettromagnetismo essenziali alla comprensione delle problematiche EMI.

Nel terzo Capitolo sono riportate le tecniche di schermatura per la progettazione dello schermo elettromagnetico presentato nel capitolo successivo.

Nel Capitolo 4 vengono presentati i set-up di misura utilizzati per eseguire le caratterizzazioni in bassa ed alta frequenza. Inoltre sono mostrati i risultati di tali misure nonché la progettazione della schermatura basata sull'utilizzo della normativa, dei dati rilevati e sulla considerazione dell'ambiente di utilizzo.

Nell'ultimo Capitolo vengono mostrati i risultati più significativi della campagna di misure sul radiato presente in una sala operatoria durante intervento chirurgico, e uno studio teorico circa la prevenzione dei disturbi condotti sulle apparecchiature derivanti prevalentemente dal LEMP.

Capitolo 1. COMPATIBILITA' ELETTROMAGNETICA IN AMBIENTE BIOMEDICALE

1.1. PROBLEMATICHE PIU' COMUNI

I moderni dispositivi medici sono costituiti da elementi elettronici che spaziano da semplici amplificatori a sofisticatissimi microprocessori. Sfortunatamente, questi dispositivi possono essere interessati da problemi di interferenza elettromagnetica EMI (Electromagnetic Interference)^[1]. In più, questi problemi EMI possono essere strettamente connessi con la vita dei pazienti e interessare diversi ambienti come le sale operatorie, le ambulanze o le case stesse dei pazienti. E' per questo motivo che i progettisti devono saper identificare, prevenire e risolvere le problematiche EMI.

Le EMI possono causare un cattivo funzionamento o addirittura la rottura di alcune parti dei dispositivi medici. Più avanti discuteremo dapprima sulla fisica delle EMI e poi vedremo prima dall'interno e poi dall'esterno le interazioni con le parti elettroniche per capirne i meccanismi^[2].

Il superamento del limite della corrente è la cosa, relazionata a problematiche EMI, più importante da considerare in fase di progettazione perché è praticamente impossibile filtrare adeguatamente il segnale a partire dal limite sulla corrente. Per cui in realtà è molto più importante prevenire le problematiche EMI e quindi affrontarle fin dalla fase di progettazione. Inoltre i progettisti devono attenersi alle regolamentazioni EMI in Europa e similmente accade anche negli Stati Uniti d'America.

Le EMI hanno due aspetti: emissione e immunità (altrimenti conosciuta come suscettività)^[3]. Le emissioni sono radiazioni elettromagnetiche che provengono dall'apparecchiatura considerata e vanno ad interferire con le apparecchiature elettroniche circostanti. D'altro canto una fonte di energia elettrica esterna potrebbe interferire con il dispositivo causandone un guasto oppure un funzionamento non corretto (suscettività). Questi due tipi di fenomeni si possono propagare secondo due vie: radiato, condotto, ovvero una combinazione delle due.

In fase di progettazione di un dispositivo medico è facile rispettare le specifiche consultando le apposite normative in materia. Tali specifiche ovviamente non sono arbitrarie ma discendono da anni e anni di ricerche e analisi da parte di ingegneri.

E' anche vero però, che pur avendo progettato un dispositivo medicale secondo le linee guida bisogna porre la massima attenzione nel mettere in opera lo stesso. Infatti gli standard rappresentano soltanto delle buone guide da seguire e certamente non possono valere per ogni condizione di campo in cui il dispositivo si viene a trovare.

Ad esempio il dispositivo si potrebbe trovare molto vicino ad una ESU (electrosurgical unit), oppure essere prossimo ad un trasmettitore ad alta potenza. E' quindi necessario valutare caso per caso quali sono le condizioni ambientali e poi mettere in atto la strategia più adeguata.

1.1.1. TIPI DI DISTURBO

Le sorgenti di disturbo possono essere o transitorie oppure continue. Le tre più comuni EMI sono RFI (radio frequency interference), ESD (electrostatic discharge)^[4], e disturbi dell'alimentazione elettrica. Tutti e tre sono problemi comuni per i dispositivi elettronici anche se ognuno di questi ha una caratteristica diversa dall'altro.

Vediamo nel dettaglio queste fonti:

- 1) Le RFI, come il nome stesso suggerisce, sono problematiche che si manifestano nel range della radio frequenza. Tradizionalmente queste partono da 10 kHz e solitamente si estendono fino a 500 o 1000 MHz per le applicazioni commerciali, e fino a 40 GHz per le applicazioni militari. Solitamente le RFI sono disturbi continui piuttosto che transitori^[5].
- 2) Le ESD derivano da un graduale accumulo di carica elettrica. Quando si verifica la scarica elettrica, questa ha una durata di pochi nanosecondi ed è proprio questo che causa i problemi ESD. La scarica può avvenire tramite il contatto di un corpo umano con l'apparecchiatura in questione oppure può essere accumulata dall'apparecchiatura stessa e scaricata da quello stesso punto.
- 3) La Power Quality (o meglio la perdita della qualità della fornitura elettrica) è semplicemente una deviazione dal valore di 50 o 60 Hz della sinusoide ideale

richiesta al fornitore dell'energia elettrica di rete. Ci possono essere diverse sorgenti che vanno ad inficiare la qualità della fornitura elettrica che possono manifestarsi sotto forma continua o transitoria. Questi disturbi sono assai spesso generati a livello locale, per cui non possono essere controllati dalla compagnia elettrica. Questo tipo di disturbi è difficile da eliminare per cui bisogna impiegare molte risorse per ottenere risultati soddisfacenti. Anche se questi disturbi possono presentarsi sotto diverse forme è vero che solo una parte di questi costituiscono problemi rivelanti per l'elettronica.

- 4) La Self-Compatibility riguarda la compatibilità interna dei dispositivi ovvero la verifica che le parti di cui è costituito un dispositivo non interferiscano tra di loro.

1.2. SORGENTI, "PATH" E RICETTORI

Quando si ha a che fare con una problematica EMI, è importante suddividere il problema in tre grandi categorie: sorgenti, ricettori e modi di accoppiamento tra le sorgenti e i ricettori. Tutti e tre devono esistere per dar vita ad un problema EMI, e di conseguenza l'eliminazione di anche uno solo di essi corrisponderà all'eliminazione dell'intero problema. Tuttavia, ogni caso è diverso dall'altro e non sempre è possibile agire a piacere su una delle tre possibilità e scegliere quale abbattere. Ad esempio, se si dispone di un'apparecchiatura disturbata da una vicina sorgente radio, solitamente non è possibile intervenire sulla sorgente. E' invece possibile introdurre schermature o filtri per eliminare il "path" attraverso il quale avviene il disturbo. Vedremo successivamente le sorgenti, i "paths" e i ricettori più comuni.

1.2.1. SORGENTI RFI

Nella società moderna siamo letteralmente sommersi da energia a RF (radio frequenza) proveniente da un'ampia gamma di sorgenti^[6]. Queste includono: sia sorgenti naturali che introdotte dall'uomo, e sorgenti intenzionali e non-intenzionali. La Tabella 1 mostra alcune tipiche sorgenti RF che potrebbero essere trovate in ambiente medico.

La potenza elettrica di una sorgente RF decresce con la distanza dalla sorgente stessa. Così, un walkie-talkie a bassa potenza posizionato ad una distanza di un metro da una "vittima" arrega sicuramente più problemi rispetto ad una stazione radio base di telefonia mobile che emette sicuramente un segnale ad alta potenza ma si trova alla distanza di un chilometro. Ancora peggiore è il primo scenario quando si considera che la prima sorgente è mobile e quindi risulta di difficile individuazione.

I trasmettitori radio portatili possono inoltre costituire un pericolo se si trovano in prossimità di ambulanze. Questo ultimo tipo di trasmettitori ha una potenza elevata per cui può creare problematiche anche ad una distanza di 10 metri o più. Tutti i tipi di dispositivi che si trovano nelle vicinanze, oppure all'interno, di un pronto soccorso di un ospedale sono esposti a questo tipo di minacce regolarmente. In particolar modo i dispositivi medici che sono montati o trasportati all'interno di un'ambulanza sono esposti ad alti livelli di radiazione RFI e quindi devono essere protetti.

Molti dispositivi medicali utilizzano energia a RF e possono per questo causare malfunzionamenti o danni alle apparecchiature elettroniche circostanti^[7]. Queste includono le unità di diatermia, sistemi MRI, laser e le ESU (electrosurgical unit). Le ESU usate nelle sale operatorie sono particolarmente pericolose dal momento che irradiano radiofrequenza in tutto lo spazio circostante disturbando talvolta anche robuste apparecchiature elettroniche. Altre potenziali minacce sono rappresentate da dispositivi antifurto, saldatori elettrici a RF, dispositivi per la saldatura a piombo^[8]. Sebbene questo tipo di apparecchiature non si trovi solitamente nelle vicinanze di ambienti medicali, essi possono provocare problemi ai pazienti portatori di apparecchiature portatili, per cui bisogna essere sempre attenti per evitare problemi imprevisti.

Tabella 1: Tipiche sorgenti RF in ambiente medicale

Category	Name	Frequency Range
Medical devices (unintentional radiators)	Diathermy	27 MHz–500 MHz
	ESU	30 kHz–100 MHz
	MRI	60 MHz
	Lasers	27 MHz (varies)
Radio transmitters (intentional radiators)	Television	54 MHz–800 MHz
	Radar	1 GHz–40 GHz
	AM radio	550 kHz–1.6 MHz
	FM radio	88 MHz–108 MHz
	Land mobile*	30–50 MHz 150–170 MHz 450–500 MHz
	Cellular phone	900 MHz
Other	Arc welders	2–20 MHz
	RF heaters	13.5, 27, or 40 MHz typical

La grandezza che viene monitorata per i problemi RF è “l'intensità del campo elettrico”, dati in V/m. Il campo elettrico può essere misurato o con dispositivi appositi oppure può essere predetto in alcuni semplici casi. Per le attuali apparecchiature, l'ordine di grandezza del campo elettrico che può causare guasti

oscilla tra 1 e 10 V/m, sebbene alcuni dispositivi particolarmente sensibili possano presentare problematiche anche per livelli di campo prossimi a 0.1 V/m. Sfortunatamente, i trasmettitori radio possono generare livelli di campo elettrico nel range 1-100 V/m a seconda della potenza e della distanza dal trasmettitore. Questo è il motivo per cui molte regolamentazioni RF nel settore medicale suggeriscono di effettuare test a livelli tra 3 e 10 V/m. Purtroppo però questi test non sono sufficienti per i dispositivi usati nelle ambulanze dove si trovano trasmettitori radio che emettono valori di campo prossimi a 200 V/m.

1.2.2. SORGENTI ESD

Le ESD (electrostatic discharge) si verificano in conseguenza di un accumulo di carica che deriva dallo strofinamento di due materiali, di cui, uno deve necessariamente essere un dielettrico. Il risultato è un accumulo di carica positiva su un materiale e di carica negativa sull'altro. Nella Tabella 2 viene riportato un elenco dei materiali (Triboelectric Series) ordinati dal più elettropositivo al più elettronegativo. La carica sarà accumulata quando si avrà lo strofinamento di due materiali simili o identici, fenomeno di cui si ha comune evidenza srotolando una fettuccia di materiale omogeneo oppure di carta.

Tabella 2: Triboelectric series

More Electropositive	
Air	Hard rubber
Human skin	Mylar® film
Asbestos	Epoxy glass
Glass	Nickel/copper
Mica	Brass/silver
Human hair	Gold/platinum
Nylon	Polystyrene foam
Wool	Acrylic
Fur	Polyester
Lead	Celluloid
Silk	Orlon® fiber
Aluminum	Polyurethane foam
Paper	Polyethylene
Cotton	Polypropylene
Wood	Polyvinylchloride (PVC, vinyl)
Steel	Silicon
Sealing wax	Teflon
	More Electronegative

L'accumulo di carica determina il raggiungimento di livelli di potenziale elettrico che inducono la scarica elettrica sia attraverso il materiale che attraverso l'aria. Il modo in cui essa avviene è fortemente influenzato dall'umidità e dalla resistenza del materiale in questione. Materiali caratterizzati da un basso valore della resistenza sono capaci di prevenire il raggiungimento di livelli eccessivi di carica. In clima umido (umidità relativa del 50%) l'aumento della carica elettrostatica è relativamente basso e di conseguenza scariche elettrostatiche si verificano molto raramente. Viceversa in clima secco (umidità relativa del 10%) le cariche elettrostatiche possono crescere rapidamente e raggiungere livelli sufficientemente elevati da provocare la scarica.

Quando l'intensità del campo elettrico diventa abbastanza alta, avviene il guasto, accompagnato da un brusco innalzamento della corrente e un improvviso collasso del campo elettrico. La scarica avviene quando l'intensità del campo elettrico raggiunge un livello abbastanza elevato da permettere l'arco, attraverso l'aria o un mezzo conduttore. Di solito questo accade quando un corpo caricato è portato in prossimità della terra. Ad esempio una scarica in corrispondenza ad un potenziale di 2 kV è già sufficientemente elevata da distruggere la maggior parte dei componenti elettronici. In alcuni casi si possono verificare scariche a voltaggi pari a 15 kV o anche superiori che provocano danni ancora più importanti.

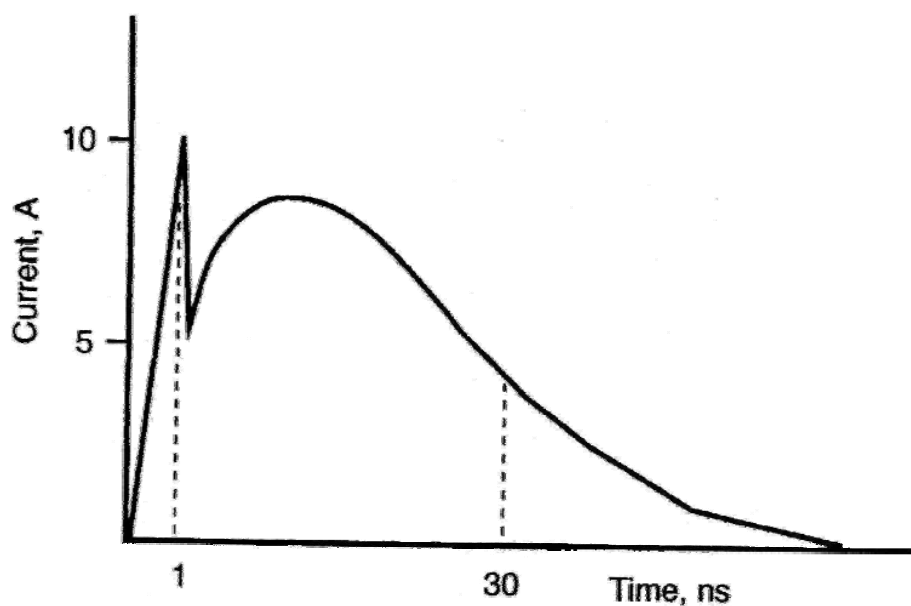


Figura 1: Scarica elettrostatica proveniente dal corpo umano

Molti dei problemi ESD derivano da scariche provocate dall'uomo a contatto con parti elettroniche. Un altro problema comune è la scarica derivante dai mobili a contatto con l'apparecchiatura, dai tavoli e specialmente dai supporti a rotelle.

Il corpo umano può essere modellato da una capacità di 150 pF e una resistenza da 330 Ω . La capacità è sostanzialmente tra la persona e il pavimento, è dipende fortemente dalle proprietà della suola delle scarpe. Le donne ad esempio, indossando scarpe dalla suola molto sottile, hanno una capacità più alta di quella degli uomini, e quindi rappresentano una minaccia maggiore dal punto di vista delle problematiche ESD.

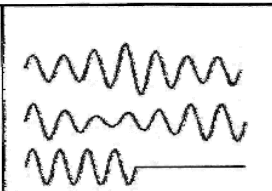
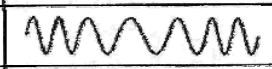
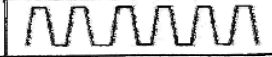


Le ruote di gomma sono ottime sorgenti di carica elettrostatica; in ospedale molto frequentemente si vedono pazienti che passeggiano per i corridoi portando con se pompe per infusione proprio su carrelli che hanno rotelle di gomma.

La scarica proveniente dal corpo umano è rappresentata in Figura 1 ed è caratterizzata dal raggiungimento di un picco di 10 A in 1 ns. Il tempo di 1 ns corrisponde ad una frequenza equivalente di 300 MHz.

1.2.3. POWER QUALITY

Le sorgenti di disturbo della fornitura elettrica sono molteplici^[9]; in Tabella 3 sono riportati alcuni esempi tipici di disturbi.

Tabella 3: Tipici disturbi della fornitura elettrica

Voltage Variations Sags & Swells Overvoltages & Undervoltages Outages	
Frequency Variations	
Waveform Distortions	
Transients	
Continuous Noise	

La prima tipologia di disturbi è rappresentata dalle variazioni di tensione; abbassamenti e oscillazioni di tensione dipendono da variazioni temporanee dei

carichi applicati alla rete. Un esempio è costituito da un carico elevato come l'ascensore che si avvia e si ferma diverse volte al giorno. Questo fenomeno è visibile sull'impianto elettrico come un aumento o una diminuzione dell'intensità luminosa delle lampadine. Queste variazioni sono un problema delle forniture elettriche. Anche in ambienti ben controllati possono avvenire sbalzi di tensione. I moderni generatori di tensione alternata riescono molto bene a fronteggiare e ad evitare gli sbalzi di tensione, mentre quelli in continua sono molto meno tolleranti.

Una seconda tipologia di disturbi è costituita dai disturbi in frequenza. La frequenza di linea può essere di 50 o 60 Hz. Quando i valori di frequenza sono più alti o più bassi di questi si ha una variazione di frequenza. In molti paesi industrializzati la frequenza di rete è abbastanza stabile. Nei paesi meno sviluppati e per piccoli generatori di emergenza, la frequenza è molto meno controllata. In ogni circostanza la variazione di frequenza causa, raramente, problemi con la fornitura elettrica eccetto che per gli UPS (Unit Power Supply).

Un altro caso di disturbo è costituito da una distorsione dell'onda. Questo è provocato molto spesso da computer o comunque da carichi elettronici. Tali distorsioni provocano problemi di surriscaldamento dei trasformatori, motori e cavi elettrici.

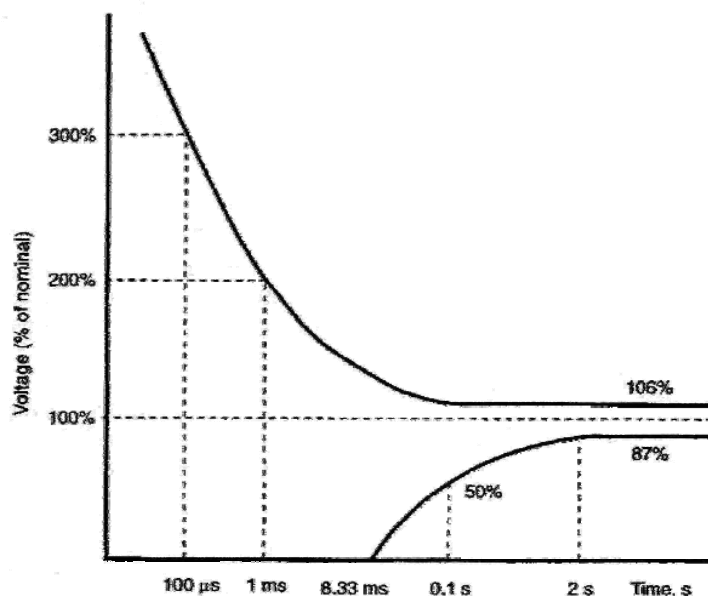


Figura 2: Valori raccomandati di tolleranza all'interferenza in funzione della durata del disturbo

I disturbi derivanti da transienti elettrici possono essere di due tipi: quelli derivanti da un fulmine e gli EFT (Electrical Fast Transient). Entrambi si traducono come un transitorio caratterizzato da una tensione molto elevata che può chiaramente danneggiare i dispositivi connessi alla rete elettrica.

L'ultima categoria di problemi è costituita da un rumore continuo di fondo generato da una vicina sorgente di disturbo a radio frequenza. Questo tipo di disturbo interessa i dispositivi tramite la linea elettrica. Su un oscilloscopio questo tipo di disturbo appare come una sinusoide.

Solitamente le apparecchiature elettroniche sono in grado di sopportare valori modesti di interferenza. In Figura 2 viene riportato il grafico con i valori raccomandati di tolleranza all'interferenza in funzione della durata del disturbo.

1.3. TIPI DI INTERFERENZA E RECETTORI

Le interferenze possono essere di tipo: condotto, radiato, oppure, come accade più spesso, una combinazione delle due. Queste interferenze possono coinvolgere diversi tipi di conduttori: cavi elettrici, linee di segnale, collegamenti di terra; ma anche basette di acciaio presenti negli edifici, tubazioni, condutture, ecc.

Per quanto riguarda le interferenze a RF i modi di accoppiamento dipendono dalla frequenza e dalla lunghezza d'onda. Le basse frequenze si muovono facilmente lungo percorsi condotti, ma non irradiano in maniera efficace. Le alte frequenze invece irradiano in maniera efficiente, ma sono ostacolate dall'induttanza nei cavi.

Vedremo di seguito una maniera pratica per distinguere le basse frequenze dalle alte frequenze. Quando un cavo è più lungo di 1/20 della lunghezza d'onda, esso si comporta come un'antenna, e la componente dovuta al radiato sarà predominante. La Tabella 4 mostra la relazione tra la frequenza e la lunghezza d'onda.

Tabella 4: Relazione tra frequenza e lunghezza d'onda

Frequency	Wavelength*	1/20 of a Wavelength
1 MHz (AM broadcast)	300 m	15 m
30 MHz (land mobile)	10 m	50 cm
100 MHz (FM broadcast)	3 m	15 cm
150 MHz (land mobile)	2 m	10 cm
450 MHz (land mobile)	75 cm	4 cm

Si può notare che un accoppiamento dovuto al radiato di una stazione radio base AM ad 1 MHz necessita di cavi molto lunghi, mentre da 30 MHz in su un cavo di pochi cm può già comportarsi come un'antenna e convogliare il disturbo sulla linea.

Gli effetti delle ESD possono essere dovuti a scariche di tipo diretto o indiretto. Nel primo caso l'effetto più devastante si ha quando la scarica avviene lungo un cavo di segnale. In ogni caso, per avere un effetto devastante, la scarica ESD deve avvenire vicino alla possibile vittima, altrimenti l'induttanza di carico riesce a bloccare il picco di corrente. La scarica di tipo indiretto è quella che avviene tramite il campo magnetico. Il rapido accumulo di carica infatti genera un campo magnetico molto intenso capace di accoppiarsi con i loop circuitali dei dispositivi circostanti.

Infine, il disturbo dell'alimentazione elettrica. A differenza degli altri tipi di interferenze, questo disturbo si propaga unicamente per via condotta. Il disturbo può avvenire da fase a fase, da fase a neutro o da neutro a terra.

1.3.1. RECETTORI DI RFI

I circuiti sono i ricevitori finali delle RFI. Molti degli odierni dispositivi elettronici contengono circuiti digitali, ma molti dispositivi medicali sono spesso costituiti anche da circuiti analogici. I circuiti digitali hanno un livello di immunità al rumore più alto, ma possono comunque essere danneggiati in conseguenza ad un disturbo di energia elevata_[10].

I circuiti analogici sono più suscettibili alle RFI dei circuiti digitali. Solitamente gli amplificatori più sensibili sono posizionati alle estremità e sono connessi ai pazienti tramite dei cavi che costituiscono delle vere e proprie antenne. Una caratteristica comune di questi input è un basso livello del segnale (da $10 \mu V$ a $10 mV$), un'alta impedenza d'ingresso ($1 M\Omega$ o più), una piccola larghezza di banda (sotto ai $10 kHz$) e correnti di dispersione estremamente basse ($20 \mu A$). Gli amplificatori analogici rilevano e demodulano le RF. Se questi segnali demodulati si trovano nel range di frequenza atteso per quel segnale, saranno processati come segnali "reali". Questo è il motivo per cui segnali ad alta frequenza causano problemi ai recettori a bassa frequenza, per esempio i canali dell'ECG (Elettrocardiografo). Una volta che avviene la demodulazione, nessuna operazione di filtraggio può più eliminare il segnale non voluto.

1.3.2. RECETTORI DI ESD

Le ESD possono causare momentanei disservizi o danni permanenti alle apparecchiature elettroniche. Le scariche di tipo indiretto sono spesso caratterizzate da effetti transitori, dai quali i circuiti recuperano velocemente. I danni permanenti invece derivano da scariche di tipo diretto che hanno solitamente ampiezze maggiori. I danni permanenti alle apparecchiature elettroniche moderne sono oggetto di problematiche quotidiane e derivano dall'accumulo di cariche che provocano tensioni di alcune centinaia di volt. Un'altra possibilità che può verificarsi è il

danneggiamento solo di una parte del circuito che permette nell'insieme al dispositivo di funzionare ancora.

All'interno dei dispositivi elettronici, ci sono dei dispositivi di protezione dalle sovratensioni che però, spesso, non sono efficaci. Le correnti derivanti dalle ESD dovrebbero essere deviate da alcune parti metalliche a contatto e da saldature in piombo. Naturalmente se le parti metalliche non sono più in contatto e se le saldature vengono interrotte, la funzione di protezione salta e si giunge al danneggiamento del dispositivo.

I circuiti digitali sono molto vulnerabili alle ESD. I circuiti moderni sono abbastanza sensibili a brevi transienti e spesso dopo che avvengono scariche ESD è necessario intervenire dall'esterno per ripristinare i valori corretti nei registri di memoria. I circuiti analogici invece sono piuttosto immuni ai segnali ESD sebbene si possono verificare sovratensioni nei circuiti di feedback ad alta impedenza.

Anche componenti passivi possono essere soggetti a ESD. Infatti, una tensione abbastanza alta che attraversa una resistenza costituita da un sottile filamento può causare l'instaurarsi dell'arco elettrico.

1.3.3. RECETTORI DI POWER DISTURBANCE

I disturbi delle forniture elettriche possono provocare seri danni alle apparecchiature elettroniche. La maggior parte dei disturbi di questo tipo è da imputare a problemi di immagazzinamento e regolazione dell'energia. Dunque, in fase di progettazione si terrà conto di queste problematiche per fronteggiarle adeguatamente.

Nel caso di una sovratensione causata da un fulmine, il rischio maggiore che si corre è il danneggiamento delle parti elettroniche, specialmente quelle presenti nei generatori di tensione. Per i transienti più elevati dovrebbe essere sufficiente non lasciare il dispositivo in situazione pericolosa (a fuoco o con valori elevati di tensione). Per i transienti più bassi invece il dispositivo dovrebbe continuare a funzionare senza effetti collaterali.

Il problema più comune che si presenta è quello che riguarda grandi quantità di energia che entrano attraverso rete elettrica e interessano i circuiti elettronici. Spesso ad essere interessati sono proprio i circuiti interni ai generatori di tensione che contengono proprio i regolatori di tensione.

I circuiti digitali sono molto vulnerabili agli EFT (Electrical Fast Transient). Spesso, sono coinvolti i circuiti di reset; in questi casi, è necessario l'intervento dall'esterno per ristabilire l'integrità del sistema. I circuiti analogici sono vulnerabili alle RFI ma sono generalmente immuni ai transitori di potenza.

In casi estremi una sovratensione stresserà i componenti causando dei danni. Come si evince, anche dalla descrizione riportata, per questo tipo di disturbi, i danni e gli effetti riportati dalle apparecchiature sono simili a quelli conseguenti alle ESD. Per questo, è spesso molto difficile riuscire a determinare con esattezza le cause che sono alla base di questi problemi. Se avviene un danneggiamento parziale del chip, questo deve essere spento prima di ripristinare le normali condizioni di funzionamento. E' comunque possibile che in seguito ad un disturbo venga danneggiata solo una parte del dispositivo e che tutto il resto continui a funzionare perfettamente.

1.4. EMI STANDARDS PER I DISPOSITIVI MEDICALI

Gli standard EMI hanno lo scopo di limitare le emissioni derivanti dalle apparecchiature e di stabilire il livello massimo di interferenza elettromagnetica che un'apparecchiatura è in grado di sopportare^[11].

L'incremento delle apparecchiature elettroniche ha fatto sì, che molte di queste si venissero a trovare in condizioni di funzionamento in ambienti a rischio dal punto di vista della EMC come per esempio ospedali, cliniche e case di cura. Come è facile immaginare l'aumento delle apparecchiature comporta un aumento delle problematiche connesse con il loro utilizzo e un maggiore numero di guasti. Indubbiamente le EMI possono causare una parte di questi problemi.

Tuttavia non c'è dubbio che molti reclami, per guasti, imputano senza basi la responsabilità a questioni di interferenza elettromagnetica.

Inoltre, gli standard stanno per essere adottati in maniera sempre maggiore, per cui c'è bisogno di essere sempre al corrente di tutte le regolamentazioni attuali e aggiornati sulle tendenze future, che sicuramente influenzano anche la progettazione dei nuovi dispositivi.

Lo scopo di questo lavoro è dare delle indicazioni su come progettare e risolvere problematiche di compatibilità elettromagnetica in ambiente biomedicale per cui, di seguito, saranno presentate solo per sommi capi le regolamentazioni esistenti.

Gli standard EMI della IEC (International Electrotechnical Commission) servono a definire un riferimento e una risposta concreta a tutte le esigenze attuali in materia di EMI. I requisiti fondamentali includono: le emissioni, le interferenze a radiofrequenza, le scariche elettrostatiche e varie forme di interferenza che riguardano linee di segnale e di potenza.

I requisiti attuali dipendono dalla categoria del dispositivo, se è di tipo invasivo, se il paziente è connesso o nessuno dei due casi. I criteri di guasto non sono stati ben stabiliti, ma la tendenza è quella di definire il guasto come perdita di "utilità clinica", anche se l'ultima parola spetterà ai medici. Brevi disturbi possono essere tollerabili, procurando al dispositivo un temporaneo disservizio che viene subito recuperato senza perdita dei parametri attivi. Quando sono coinvolti dispositivi analogici, deve essere specificata una tolleranza d'uso.

1.4.1. EMISSIONE E IMMUNITA'

Sia l'emissione che l'immunità sono d'interesse per i progettisti di dispositivi biomedicali, ma per motivi differenti. Gli standard sull'emissione limitano per l'appunto le emissioni provenienti dai dispositivi. Alcuni di questi, particolarmente sensibili sono molto vulnerabili e possono trarre beneficio dal controllo delle emissioni delle apparecchiature adiacenti. Tuttavia, in origine i limiti sulle emissioni furono stabiliti per proteggere le comunicazioni radio dalle interferenze.

Alcuni dispositivi medici generano livelli elevati di emissione a RF come conseguenza normale del loro funzionamento, ma molti dispositivi medici elettronici emettono livelli di energia troppo bassi per recare disturbo ad apparecchiature elettroniche digitali o ancor più ad apparecchiature analogiche. I dispositivi radio sono invece molto sensibili, rispondono a livelli molto bassi di radiazione, e possono ricevere emissioni radio dalla maggior parte delle moderne apparecchiature elettroniche, come per esempio i personal computer. A dispetto, di ciò il campo elettrico diminuisce con l'inverso della distanza, e i test tipici spaziano in un range di distanza tra i 3 e i 30 metri^[12].

Generalmente, il livello richiesto per le emissioni non è troppo restrittivo se la vittima delle interferenze radio è il segnale radio o TV. Entrambi, operano generalmente con un livello di campo molto elevato, per cui sarebbe necessaria una grande quantità di energia per causare un'interferenza. Ci sono invece molte altre apparecchiature sensibili alle radiazioni a radiofrequenza, e queste devono essere trattate singolarmente.

L'immunità è un problema di interferenza che viene dall'esterno e pregiudica il normale funzionamento di un'apparecchiatura. Tale interferenza può arrivare da diverse sorgenti, ma alcune tipiche sorgenti sono state suddivise in categorie e per le stesse sono stati formulati degli standard di riferimento. Queste includono RFI, ESD e diversi tipi di disturbi di alimentazione.

Alcune volte si può sentir parlare di suscettività anziché di immunità. I due termini sono del tutto equivalenti, ma per chiarire l'uso della terminologia diremo ad esempio che un dispositivo è suscettivo al di sopra di certi valori di EMI e immune al di sotto di quel dato valore. Il termine suscettività è stato usato in ambito militare per molti anni; il termine immunità invece è diventato recentemente di uso comune

specialmente come risultato dell'attività della EEC (European Economic Community).

1.4.2. LA EU (EUROPEAN UNION) E GLI US (UNITED STATES)

La European Economic Community (EEC) sta imponendo in maniera vigorosa regolamentazioni EMI su chiunque intenda vendere apparecchiature elettriche o elettroniche in Europa. Sono stati formulati standard sia per le emissioni che per l'immunità.

D'altro canto, gli Stati Uniti non sono schierati su un fronte unito. La FCC (Federal Communications Commission) regola le emissioni per prevenire problemi alle comunicazioni ma esenta numerose industrie (comprese quelle che producono apparecchiature medicali) dall'effettuare test di verifica dei requisiti. Questo perché i problemi in ambito diverso sono piuttosto rari e possono essere trattati caso per caso. Inoltre i problemi riscontrati derivano da sorgenti intenzionali e non ad esempio da emissioni parassite provenienti dalla maggior parte delle apparecchiature elettroniche. La FCC ha l'autorità per regolare i livelli di immunità, ma non ci sono state aziende che hanno supportato una tale strada.

La FDA (Food and Drug Administration) d'altra parte, ha rivolto il suo interesse verso il problema dell'immunità delle apparecchiature medicali, in virtù di situazioni sempre più critiche e di terribili incidenti dovuti a guasti di apparecchiature a causa di EMI. La FDA si sta impegnando molto affinché le bozze prodotte siano sottoposte ai revisori e i dispositivi siano testati per evitare problematiche di EMC.

Gli standard negli Stati Uniti sono formulati generalmente da agenzie non governative, tipicamente composte da industrie e rappresentanti del governo. Successivamente il governo li trasforma in regolamenti o leggi. Il risultato è un insieme di leggi spesso ridondanti e poco chiare. Le normative EMC di U.S. e Europa rappresentano il riferimento per tutti gli Stati del Mondo. Il Canada e il Messico seguono le normative degli Stati Uniti con qualche piccola modifica, il resto del Mondo segue, generalmente, la normativa europea.

1.4.3. LA NORMATIVA EUROPEA

L'Unione Europea ha adottato numerosi standard per l'immunità e le emissioni. Quando non sono disponibili all'interno dell'Unione Europea leggi che regolamentano questa materia si fa riferimento agli standard formulati dalla IEC.

La tendenza futura della Comunità Europea è quella di formulare un set di standard per ogni aspetto, che coprano quindi ogni tipo di apparecchiatura elettronica. Attualmente invece accade spesso che standard generici vengono utilizzati per molte apparecchiature. Tuttavia, ci sono soltanto pochi prodotti coperti da standard specifici, compresi i dispositivi medici.

La EU ha definito tre direttive: la "Medical Device Directive", la "Active Implantable Device Directive" e la "In Vitro Device Directive". All'interno di queste ci sono altre categorie a seconda delle varie applicazioni.

Le direttive saranno indicate con i seguenti prefissi: EN, IEC o CISPR (International Special Committee on Radio Interference, con le iniziali in francese). Anche se sono spesso usati in maniera non consona è importante capire la distinzione. La IEC (e la sottocommissione CISPR) è una organizzazione internazionale con rappresentanti al di fuori dell'Unione Europea, compresi gli Stati Uniti.

Il prefisso EN indica che lo standard è approvato dalla Unione Europea. La CENELEC, ovvero la commissione EU ufficiale per gli standard elettrici ed elettronici, adotta gli standard esistenti quando possibile (IEC o CISPR standard), ma ne produce di nuovi quando ce n'è bisogno. Ci sono quattro tipi di standard nelle direttive EMC: "basic", "generic", "product family" e "product specific". I dispositivi medici hanno degli standard specifici che li regolano.

1.4.4. BASIC STANDARDS

Gli standard "basic" sono quelli disposti dalla IEC (e dalla sottocommissione CISPR). Questi includono sia normative riguardanti le emissioni che l'immunità, e costituiscono la base per tutti gli standard in Europa e in minima parte anche per gli Stati Uniti.

La IEC 1000-4-2 contiene elementi riguardanti l'immunità di apparecchiature assemblate dalle Electrostatic Discharge (ESD). La principale differenza con le

versioni precedenti è un tempo di salita di 1 ns anziché 5 ns con la conseguenza di un test molto più devastante.

Il test ESD è fatto con uno strumento chiamato "ESD gun" e può essere eseguito in uno dei seguenti modi: scarica in aria o scarica per contatto. Il primo test consiste nel caricare la "pistola" e portarla in prossimità del dispositivo dove avviene la scarica. Questo però, è stato classificato come un test non ripetibile per cui è stato messo da parte e si preferisce il test a contatto. Quest'ultimo prevede che la scarica avvenga tramite l'estremità della "pistola" che viene tenuta a contatto con il dispositivo da testare. Questo test è molto più ripetibile dell'altro, perché è indipendente dalla umidità, dall'angolo e da diverse altre variabili che lo rendono quindi preferibile.

Tabella 5: Valori di riferimento per l'esecuzione del test

Level	Air discharge	Contact discharge
1	2 kV	2 kV
2	4 kV	4 kV
3	8 kV	6 kV
4	15 kV	8 kV

Nella Tabella 5 sono riportati i valori a cui eseguire il test. La relazione non è lineare; questo per tenere conto degli effetti corona che diventano significativi intorno ai 4 kV.

E' auspicabile che il livello 3 sia rispettato nelle applicazioni europee. E' inadeguato, invece, per gli Stati Uniti dove è più appropriato il livello 4. Infatti gli Stati Uniti sono il Paese industrializzato dove esistono le più estese condizioni di bassa umidità. Un'umidità del 50% potrebbe sostanzialmente eliminare il problema delle ESD.

La forma d'onda della scarica ha una rapida salita (1 ns) fino ad un livello di picco massimo, seguita da un lento decadimento; questa forma d'onda è tipica della scarica proveniente da un uomo. Gli elementi caratteristici sono il tempo di salita (1 ns) ed il picco di corrente conseguente alla tensione che si instaura (da 100 a 15 kV). Questo tipo di test è di difficile esecuzione. Di solito, i percorsi attraverso i quali le scariche elettriche possono arrivare all'elettronica interna sono i cavi di segnale e il contatto con gli operatori.

Spesso la suscettibilità alle ESD avviene in range particolari. Ad esempio un'apparecchiatura potrebbe funzionare normalmente a 4 kV, avere malfunzionamenti tra 6-8 kV e ancora funzionare perfettamente a 10 kV e a 15 kV. Per questo motivo è necessario eseguire i test in maniera appropriata testando tutto l'intervallo da voltaggi bassi a voltaggi alti.

E' inoltre necessario dare una definizione di guasto. Per esempio un effetto transitorio (di qualche secondo) è generalmente tollerabile. Il livello successivo è definito come un guasto lieve e può essere risolto tramite l'intervento di un operatore, magari seguito da un piccolo danno permanente consistente in una perdita di dati. Infine, ci sono guasti di tipo grave che richiedono una riparazione dell'apparecchiatura o addirittura una sostituzione della stessa.

Tabella 6: Requisiti del livello di campo elettrico

Level	Test Field Strength (V/m)
1	1
2	3
3	10
x	special

La IEC 1000-4-3 contiene elementi relativi all'immunità delle apparecchiature elettroniche da RFI provenienti da fonti esterne. Nell'evoluzione della direttiva è stato inserito un elemento ulteriore che riguarda la modulazione delle onde. Test recenti, infatti, hanno dimostrato che le onde modulate hanno un impatto significativamente peggiore sull'elettronica rispetto alle onde non modulate. L'effetto negativo delle onde modulate si manifesta tramite uno shift alle basse frequenze in circuiti analogici elettronici.

In Tabella 6, sono riportati i requisiti del livello di campo elettrico. La maggior parte delle apparecchiature sarà testata a 3 V/m, eccetto le ISM (Industrial, Scientific and Medical) per le quali il limite è di 10 V/m.

Questo limiti sono sufficienti per la maggior parte delle applicazioni cliniche, anche se l'intensità di campo elettrico può talvolta essere più elevata a causa dei telefoni

cellulari o dei trasmettitori radio. Il livello di 1 V/m deve essere rispettato per quelle apparecchiature che potrebbero subire problemi a radiazioni più alte.

Tre V/m è il livello che può sopportare la maggior parte delle apparecchiature elettroniche digitali senza nessun effetto negativo. Anche le apparecchiature elettroniche analogiche sensibili possono essere affette da RFI.

La IEC 1000-4-4 contiene disposizioni relative all'immunità delle apparecchiature elettroniche da rapidi transienti elettrici. Questo disturbo si verifica quando dalla rete vengono scollegati carichi induttivi molto elevati, inducendo un disturbo di tipo oscillatorio sulla linea di potenza e poi su quella di segnale. Il disturbo è composto da una serie di impulsi ad alta frequenza ognuno dei quali ha un tempo di salita pari a 5 ns, e l'ampiezza dell'impulso è pari a 30 ns, quindi tale da essere considerato equivalente a un disturbo di frequenza 50 MHz. In Tabella 7, sono riportate le ampiezze.

Di solito viene applicato il livello 2 a meno di trovarsi di fronte a livelli di campo fuori dal comune. Questo tipo di test è di semplice esecuzione, basta munirsi di un dispositivo capace di simulare il problema di rete e avere un opportuno filtro per alte frequenze.

Tabella 7: Ampiezze degli EFT

Level	On Power Supply	On I/O
1	0.5 kV	0.25 kV
2	1 kV	0.5 kV
3	2 kV	1 kV
4	4 kV	2 kV
x	Special	Special

La CISPR 11 limita sia le emissioni condotte che quelle radiate. Queste limitazioni sono volte innanzitutto a limitare le interferenze ai ricevitori radio e sono scritte proprio per questo intento. In realtà, questo tipo di limitazione non ha alcuna rilevanza per le altre apparecchiature elettroniche per cui, non dovrebbero essere presi provvedimenti se non per i soli ricevitori radio.

Questa normativa, introduce come nuovo elemento la suddivisione delle apparecchiature in due gruppi e in due classi. Al gruppo 1 appartengono le apparecchiature che usano energia a RF esclusivamente al loro interno. Al gruppo 2 appartengono quei dispositivi che utilizzano energia a RF esternamente; tale energia ha un livello abbastanza elevato. La classe B contiene tutte le apparecchiature per uso residenziale e comprende tutti i casi in cui c'è la condivisione di una rete elettrica di tipo residenziale. Infine alla classe A appartengono tutte le altre categorie. L'attuale interpretazione delle norme prevede che le apparecchiature di tipo medicale appartengano alla classe B, ma questa interpretazione deve essere ancora discussa.

I test di emissione radiata vanno eseguiti ponendo un'antenna a 10-30 metri di distanza a seconda dell'apparecchiatura in questione. L'obiettivo è quello di individuare il livello di energia radiata generalmente dai 30 MHz a 1 GHz. Tipici livelli di test variano da 30 a 37 $dB\mu V/m$ a seconda della frequenza e della distanza. Il test di emissione condotta copre il range di frequenza che va dai 150 KHz ai 30 MHz e da 60 a 67 $dB\mu V$, a seconda della frequenza. I test di emissione condotta sono effettuati esclusivamente sulla linea di potenza. E' da notare che, il limite massimo del condotto coincide con l'inizio del range delle emissioni radiate. Questo in virtù del fatto che le interferenze a bassa frequenza si propagano meglio per via condotta mentre le interferenze ad alta frequenza si propagano meglio per via radiata. La IEC 555 è composta di due parti una relativa al contenuto armonico e l'altra relativa a fluttuazioni di tensione.

1.4.5. GENERIC STANDARDS

Come dice il termine stesso gli standard generici sono scritti a copertura di tutti i dispositivi per cui non esistono standard specifici.

Lo standard generico per l'ISM (Industrial, Scientific and Medical) e per le apparecchiature commerciali è l'EN 50081-1 per le emissioni e l'EN 50081-2 per l'immunità. Se dovesse mancare ogni altro tipo di indicazione queste disposizioni sono da considerare come riferimento.

1.4.6. PRODUCT SPECIFIC STANDARDS

Conosciuta anche come CISPR 24, la EN 50024 è una regolamentazione generica che pur non essendo specifica e non direttamente rivolta ad apparecchiature di tipo medicale è bene che venga rispettata dai progettisti.

La EN 60601 è strutturata in maniera da fornire specifici livelli di sicurezza per diversi tipi di dispositivi medici. In questa normativa sono citate normative di base, e chiaramente sono effettuate diverse modifiche per esempio in presenza di dispositivi particolarmente "inquinanti" come ad esempio una Electrosurgical Unit (ESU).

Il test ESD è 3 kV per il contatto e 8 kV per la scarica in aria.

Il test RFI invece è definito per un livello di 3 V/m e l'unica differenza con la IEC 1000-4-3 sta nel range di frequenza.

Infine, ci sono le specifiche dettagliate sull'esecuzione del test EFT.

Riportiamo in ultimo nella Tabella 8, le equivalenze tra le varie leggi esistenti.

Tabella 8: Equivalenza tra le varie leggi esistenti

ESD	IEC 801-2	IEC 1000-4-2	EN 61000-4-2
RFI	IEC 801-3	IEC 1000-4-3	EN 61000-4-3
EFT	IEC 801-4	IEC 1000-4-4	EN 61000-4-4
Surge	IEC 801-5	IEC 1000-4-5	EN 61000-4-5
Conducted RF	IEC 801-6	IEC 1000-4-6	EN 61000-4-6
Emissions	CISPR 11	EN 55011	
Medical Devices	IEC 601-1-2	EN 60601	
Harmonics	IEC 555	EN 60555	
ITE Immunity	CISPR 24	EN 55024	

1.4.7. LA NORMATIVA U.S.

A differenza di quella europea, la normativa americana non è organizzata in maniera ufficiale.

Come accennato precedentemente, la FCC (Federal Communications Commission) stabilisce le modalità di esecuzione dei test di emissione di apparecchiature medicali, dal momento che non esistono standard a riguardo. Solo recentemente la FCC ha cominciato ad eseguire i test secondo le indicazioni fornite dalla CISPR e

l'aspettativa è quella di ottenere, in futuro, uno scenario univocamente regolamentato.

La MSD 201 fu preparata per la FDA (Food and Drug Administration) molti anni fa. Sebbene non sia stata più revisionata e referenziata contiene numerose indicazioni utili circa le interferenze in ambiente ospedaliero.

Esiste, ad ogni modo, un documento revisionato della FDA chiamato "FDA EMC Reviewer Guidance for Premarket Notification Submissions" che viene citato come guida pur non essendo un documento ufficiale. Inizialmente, fu scritto per essere applicato ai monitor di apnee, successivamente fu esteso ai respiratori polmonari e con l'ultima revisione è stato esteso a tutte le apparecchiature connesse con il paziente. Naturalmente la FDA gode di grande libertà nell'applicare le indicazioni fornite in questo documento e ovviamente questo non accadrebbe se diventassero legge.

Lo standard per i pacemaker è un campo elettrico di 200 V/m con il 100 per cento di modulazione. Alcune case costruttrici, tuttavia, testano i dispositivi a livelli più elevati per precauzione. La frequenza specificata per il test è 450 MHz. Questo test è molto severo, ma per fortuna l'impianto è facile da schermare; è bene quindi che la normativa sia adeguata e rispettata per scongiurare pericoli di interferenza.

Bibliografia

- [1] IEEE editorial policy statement (1987) *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* EMC-29 202-206. See also IEC 50(161) (1990) *International Electrotechnical Vocabulary* Chapter 161 Electromagnetic Compatibility.
- [2] White, D. R., Atkinson, K. and Osburn, J. D. M. (1985) *Taming EMI in Microprocessor Systems*, IEEE Spectrum 22 (December) 30-37.
- [3] *Electromagnetic Interference* (1987) Report on IEE Public Affairs Board Study Group, IEE (London), September (1987)
- [4] Ricketts, L.W., Bridges, J.E. and Miletta, J. (1976) *EMP Reduction and Protective Techniques* Wiley, New York.
- [5] Skomal, E. N. (1978) *Man Made Radio Noise* Van Nostrand Reinhold, New York.
- [6] Ott. H. W. (1988) *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, Wiley, New York.
- [7] Keiser, B. E. (1979) *Principles of Electromagnetic Compatibility* Artech, Dedham.
- [8] Violette, J. L. N., White, D. R. J. and Violette, M. F. (1987) *Electromagnetic Compatibility Handbook* Van Nostrand Reinhold, New York.
- [9] EMC, *Electromagnetic Compatibility* (1985) Shaffner Elektronik AG., CH-4708 Luterbach, Switzerland.
- [10] J.R. Barnes, *Electronic System Design: Interference and Noise Control Techniques*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ (1987).
- [11] E.R. Freeman e M. Sachs, *Electromagnetic Compatibility Design Guide*, Artech House, Dedham, MA (1982).
- [12] T. A. Jerse, *Designing for Electromagnetic Compatibility*, Hewlett Packard Company, P/N 11949-60001, Palo Alto, CA (1989).

Capitolo 2. IMPLICAZIONI EMC DERIVANTI DAI CONCETTI BASE DELL'ELETTROMAGNETISMO

2.1. INTRODUZIONE

In questo capitolo, saranno ripresi i concetti essenziali della teoria dei campi elettromagnetici che stanno alla base delle metodologie di progetto della compatibilità elettromagnetica nonché essenziali per la comprensione delle EMI.

L'intervallo preso in considerazione dalla normativa è piuttosto ampio: da 150 kHz a 30 MHz per le emissioni condotte e da 30 MHz a oltre 1 GHz per le emissioni radiate. Di conseguenza, le dimensioni elettriche degli apparati elettronici e dei cavi di connessione a essi associati (così come i cavi di alimentazione) possono non essere elettricamente piccole (molto minori di una lunghezza d'onda). In tal caso le usuali nozioni sui circuiti a parametri concentrati e gli strumenti di analisi, come per esempio le leggi di Kirchhoff, non possono essere applicate. Il tentativo di analizzare strutture con grandi dimensioni elettriche, mediante le regole di analisi dei circuiti a parametri concentrati, può portare a conclusioni errate che compromettono la fase di progetto. Le leggi fisiche, che regolano il comportamento delle strutture con grandi dimensioni elettriche (le equazioni di Maxwell), non sono altrettanto semplici da utilizzare come i principi di analisi per i circuiti a parametri concentrati. Per strutture con grandi dimensioni elettriche non esiste, tuttavia, altro modo di procedere. In alcuni problemi le dimensioni in gioco sono sufficientemente piccole, da un punto di vista elettrico, cosicché le tecniche semplificate di analisi dei circuiti a parametri concentrati si possono applicare con ragionevole approssimazione. Un esempio consiste nella modellazione di componenti elettronici di piccole dimensioni. Ogni qual volta sarà possibile, verrà utilizzato il metodo di analisi specificato.

Tutti i fenomeni elettromagnetici microscopici sono regolati dalle equazioni di Maxwell. Da un punto di vista matematico le equazioni di Maxwell sono difficili da trattare sebbene esse siano semplici da descrivere in termini concettuali. Tali equazioni descrivono la natura a parametri distribuiti dei campi elettromagnetici e cioè il fatto che le quantità di campo sono funzioni dello spazio. Perciò le equazioni

differenziali denominate equazioni di Maxwell rappresentano un insieme di equazioni differenziali alle derivate parziali, perché le quantità di campo sono funzione delle coordinate spaziali x , y , z e del tempo t . Ovunque sarà possibile (nel caso di strutture elettricamente piccole), si utilizzeranno le approssimazioni per i circuiti a parametri concentrati cosicché le equazioni si ridurranno a equazioni differenziali ordinarie in cui le variabili sono funzione unicamente di un parametro: il tempo t .

2.2. EQUAZIONI DI MAXWELL

Le equazioni di Maxwell sono formulate in modo compatto per mezzo delle operazioni di calcolo vettoriale descritte nel paragrafo precedente. Esse rappresentano uno strumento primario per la descrizione dei fenomeni elettromagnetici. La loro conoscenza è pertanto essenziale per capire come progettare sistemi elettronici conformi alle norme e tali da non causare o essere causa di interferenza. La risoluzione delle equazioni di Maxwell_[1] non è ottenibile con un procedimento semplice ma questo non ne diminuisce la loro fondamentale importanza. Spesso nella soluzione di specifici problemi è possibile utilizzare forme approssimate di tali equazioni, quali per esempio i modelli per circuiti a parametri concentrati. Ciò è lecito, nel caso in cui, le dimensioni in gioco siano elettricamente piccole. Tuttavia deve sempre risultare chiaro che le equazioni di Maxwell regolano tutti i fenomeni elettromagnetici e la loro complessità non modifica questo fatto.

2.2.1. LEGGE DI FARADAY

La legge di Faraday può essere scritta in modo conciso sotto forma integrale come:

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \oint_S \vec{B} \cdot d\vec{s}$$

Il parametro \vec{E} rappresenta il vettore intensità di campo elettrico, la cui unità di misura è V/m . Il parametro \vec{B} rappresenta il vettore densità di flusso magnetico, la cui unità di misura è Wb/m^2 . La legge di Faraday può essere così interpretata: la forza elettromotrice (f.e.m.) generata lungo un percorso chiuso C è legata alla rapidità di variazione del flusso magnetico totale attraverso la superficie aperta S che ha per contorno C . La f.e.m. è data da:

$$f.e.m. = \oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l}$$

La cui unità di misura è V . Il flusso magnetico totale attraverso la superficie aperta S delimitata dal contorno C è:

$$\psi_m = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s}$$

la cui unità di misura è Wb . Perciò la legge di Faraday può essere scritta nella forma:

$$f.e.m. = -\frac{d\psi_m}{dt}$$

Se il flusso magnetico che attraversa la superficie di contorno C è nullo, $\psi_m = 0$, allora anche la forza elettromotrice è nulla: questo risultato è simile alla legge di Kirchhoff per le tensioni incontrate nella teoria dei circuiti a parametri concentrati. Perciò spire la cui superficie sia attraversata dal flusso generato da sorgenti esterne sono descritte mediante mutue induttanze e vengono inserite in esse sorgenti di tensione che rappresentano il fenomeno illustrato nella relazione precedente.

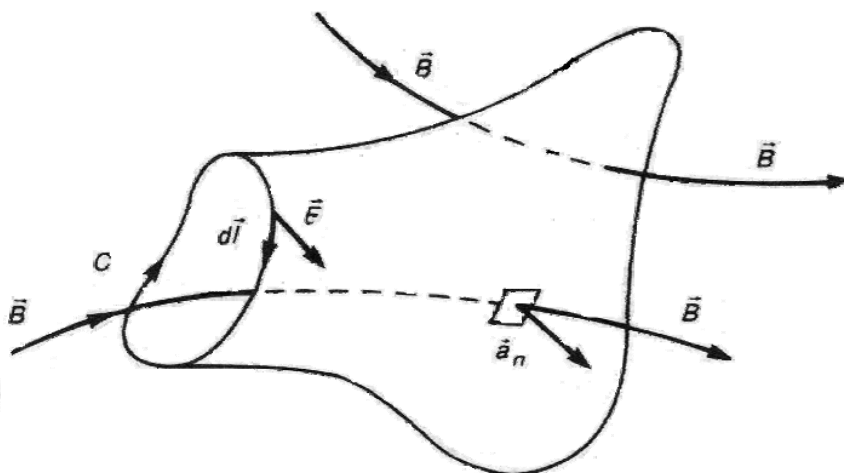


Figura 3: Schematizzazione della legge di Faraday

Il contorno C e la superficie S sono legati tramite la regola della mano destra come mostrato nella Figura 3. Se le dita della mano destra sono orientate lungo il contorno C allora il pollice indica la direzione e il verso della normale alla superficie racchiusa C . L'elemento di superficie è $d\vec{s} = ds\vec{a}_n$ dove \vec{a}_n è il versore normale alla superficie aperta. Il segno negativo della f.e.m. e della forma integrale della legge di Faraday è noto come legge di Lenz e sta a significare che la f.e.m. indotta sul contorno chiuso ha verso tale da generare una corrente indotta il cui flusso magnetico tende a opporsi a qualsiasi cambiamento del flusso magnetico originale. Tutto ciò è illustrato nella Figura 4 nel caso di una superficie piana S .

Si prenda in considerazione la Figura 4: il vettore densità di flusso magnetico è diretto verso l'alto e il suo modulo sta diminuendo. Di conseguenza sulla spira si induce una f.e.m. la cui polarità è tale da produrre una corrente i_{indotta} il cui flusso magnetico tende a opporsi alla diminuzione di \vec{B} .

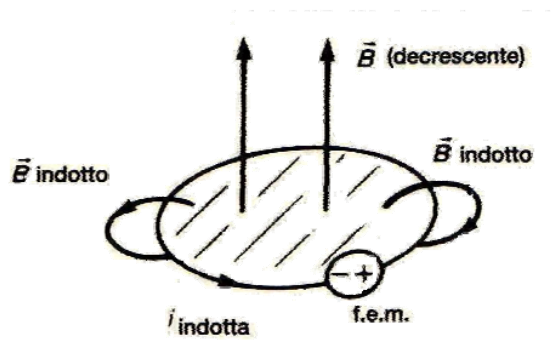


Figura 4: Relazione tra f.e.m. indotta e la variazione della densità di flusso magnetico attraverso la superficie nel caso di \vec{B} decrescente

E' particolarmente importante pensare a questa f.e.m. indotta quale equivalente di una sorgente di tensione inserita lungo la spira. Tuttavia, la f.e.m. è una quantità a parametri distribuiti e a rigore non può essere localizzata in modo esatto (localizzata in un punto).

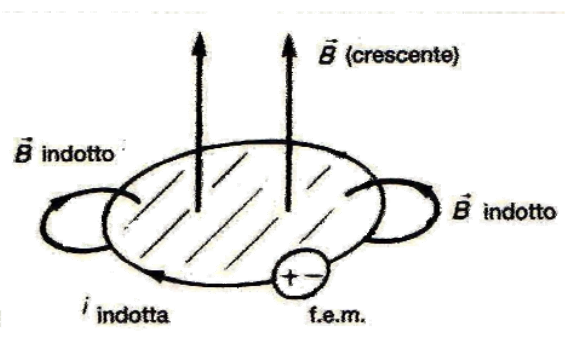


Figura 5: Relazione tra f.e.m. indotta e la variazione della densità di flusso magnetico attraverso la superficie nel caso di \vec{B} crescente

Se però le dimensioni della spira sono elettricamente piccole essa può essere interpretata, con una ragionevole approssimazione, come una sorgente di tensione a parametri concentrati. Al contrario, se il flusso magnetico che attraversa la superficie è diretto verso l'alto e cresce in modulo, come mostrato nella Figura 5, allora la f.e.m. indotta, e la corrente indotta ad essa associata, è diretta in verso opposto cosicché il flusso dovuto a tale corrente è orientato in modo da opporsi alla crescita di \vec{B} . Tutto ciò è ragionevole; infatti, se fosse vero il contrario, allora il flusso dovuto alla corrente indotta si sommerebbe a quello del campo magnetico originario causando un'ulteriore crescita della corrente indotta e così via. In questo caso, non varrebbe il principio di conservazione dell'energia. Si noti che la superficie S viene considerata piana solo per semplificare il risultato. La forma effettiva della superficie S è influente perché la legge di Faraday conduce allo stesso valore della f.e.m. indotta per tutte le superfici di contorno C . Questa importante considerazione viene illustrata nella Figura 3. Qualsiasi vettore di densità di flusso del campo magnetico che entri attraverso la bocca della superficie a forma di "mongolfiera" dovrà necessariamente uscire da quella superficie dando un contributo a ψ_m per tale superficie. D'altro canto se quel flusso penetrasse la superficie senza passare per la bocca, allora dovrebbe per forza fuoriuscire dalla superficie stessa senza contribuire a ψ_m . Tutto ciò è strettamente connesso con la legge di Gauss la quale afferma che le linee di flusso magnetico devono richiudersi su se stesse perché non esistono sorgenti isolate di campo magnetico.

Avere una spira chiusa non è una condizione necessaria affinché un campo magnetico variabile nel tempo induca una f.e.m. in tale spira. Si supponga per esempio che la spira della Figura 4 sia aperta in un punto come mostra la Figura 6.

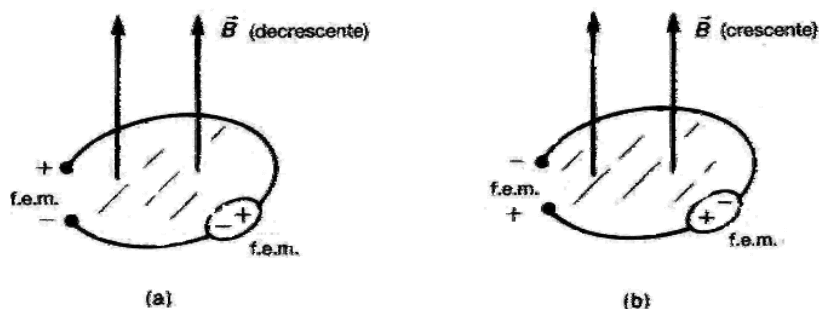


Figura 6: La f.e.m. come tensione a vuoto indotta agli estremi di una spira in un circuito aperto

Anche in questo caso una f.e.m. nella forma di sorgente di tensione viene indotta lungo il perimetro della spira. Questa f.e.m. è presente ai capi della spira: ciò avviene anche se la spira non può essere percorsa da corrente in quanto aperta. La polarità della tensione ai morsetti coincide con quella della tensione a vuoto della spira, tensione che rappresenta le f.e.m. indotta.

La legge di Faraday, quindi, mostra che un campo magnetico variabile nel tempo genera un campo elettrico simile a quello generato da una distribuzione statica di cariche. La differenza consiste comunque nel fatto che le linee di campo elettrico indotto da un campo magnetico variabile nel tempo si chiudono su se stesse, mentre le linee di un campo elettrico generato da una distribuzione di cariche hanno origine sulle cariche positive e terminano su quelle negative.

Il segno negativo dovuto alla legge di Lenz può spesso indurre in errore. Il modo più semplice per procedere consiste nell'ignorare il segno meno e scegliere la polarità della sorgente di tensione indotta in modo tale da ottenere il corretto orientamento della corrente indotta e del conseguente campo magnetico indotto che si oppone al cambiamento di \vec{B} .

La forma integrale della legge di Faraday è stata introdotta all'inizio del paragrafo ed è utile a visualizzarne il significato fisico. Dal punto di vista del calcolo di un risultato, la forma puntuale, o forma differenziale, risulta più utile e si ottiene applicando il teorema di Stokes:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

Sostituendo l'espressione esplicita del rotore essa diventa:

$$\left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z}\right)\vec{a}_x + \left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x}\right)\vec{a}_y + \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y}\right)\vec{a}_z = -\frac{\partial B_x}{\partial t}\vec{a}_x - \frac{\partial B_y}{\partial t}\vec{a}_y - \frac{\partial B_z}{\partial t}\vec{a}_z$$

Eguagliando le componenti, si ricavano le tre equazioni:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -\frac{\partial B_x}{\partial t}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -\frac{\partial B_y}{\partial t}$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\frac{\partial B_z}{\partial t}$$

La forma puntuale indica che a un campo magnetico variabile nel tempo è associato il rotore del campo elettrico.

2.2.2. LEGGE DI AMPERE

La legge di Faraday mostra che un campo magnetico variabile nel tempo può produrre un campo elettrico. La legge di Ampère mostra che è vero anche il contrario e cioè che un campo elettrico variabile nel tempo può produrre (indurre) un campo magnetico. La forma integrale della legge di Ampère è:

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} + \frac{d}{dt} \int_S \vec{D} \cdot d\vec{s}$$

La quantità \vec{H} rappresenta il vettore intensità di campo magnetico, la cui unità di misura è A/m . La quantità \vec{J} rappresenta il vettore densità di corrente, con unità di misura A/m^2 . La quantità \vec{D} rappresenta il vettore densità di flusso elettrico, la cui unità di misura è C/m^2 . Si noti che l'unità di misura del risultato della relazione precedente dopo l'integrazione è ampere (A). La curva chiusa C rappresenta la frontiera della superficie aperta S, come illustrato nella Figura 7. Il verso della normale alla superficie S è legato al verso di percorrenza della frontiera C tramite la regola della mano destra. Come per la legge di Faraday, la relazione precedente è valida per qualsiasi forma della superficie di frontiera purché C ne sia il contorno.

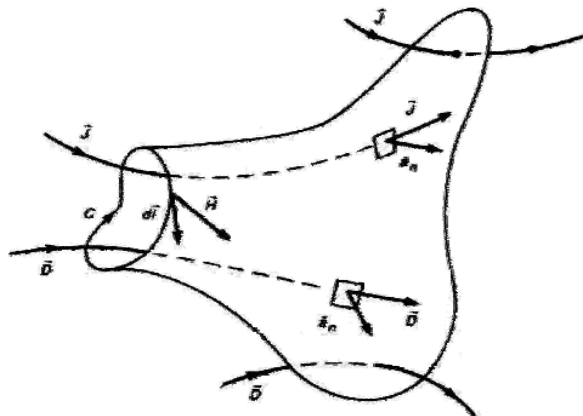


Figura 7: Schematizzazione della legge di Ampère

Contribuiscono al risultato soltanto i vettori \vec{J} e \vec{D} che attraversano l'apertura della superficie. L'integrale di linea \vec{H} lungo il percorso chiuso C viene detto forza magnetomotrice o f.m.m. lungo tale percorso:

$$f.m.m. = \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l}$$

Essa rappresenta in sostanza il duale della f.e.m. della legge di Faraday. Il primo termine della parte di destra della legge di Ampère rappresenta la corrente totale di conduzione che attraversa la superficie S di frontiera C:

$$I_C = \oint_S \vec{J} \cdot d\vec{s}$$

Essa è la corrente totale che attraversa la frontiera C dovuta a cariche libere. Il secondo termine della parte destra della legge di Ampère rappresenta la corrente totale di spostamento che attraversa la superficie S di frontiera C:

$$I_d = \frac{d}{dt} \oint_S \vec{D} \cdot d\vec{s}$$

Perciò la legge di Ampère può essere scritta come:

$$f.m.m. = I_C + I_d$$

In pratica la legge di Ampère mostra che, nel produrre un campo magnetico \vec{H} , un flusso elettrico \vec{D} variabile nel tempo ha lo stesso effetto di una corrente \vec{J} dovuta a

cariche libere. E' noto che una corrente statica (costante nel tempo) crea un campo magnetico; la legge di Ampère mostra che un campo elettrico variabile nel tempo produce lo stesso risultato. La formula puntuale o differenziale della legge di Ampère può essere ottenuta applicando il teorema di Stokes. Si ottiene così:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

Sostituendo l'espressione esplicita del rotore ed eguagliando le componenti, si ricavano le tre equazioni:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = J_x + \frac{\partial D_x}{\partial t}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = J_y + \frac{\partial D_y}{\partial t}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = J_z + \frac{\partial D_z}{\partial t}$$

2.2.3. LEGGE DI GAUSS

La legge di Gauss per il campo elettrico è data in forma integrale da:

$$\oint_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = \oint_V \rho_v dv$$

La quantità ρ_v rappresenta la densità volumica di carica libera, la cui unità di misura è C/m^3 . La legge di Gauss per il campo elettrico mostra che il flusso netto uscente dalla superficie chiusa S del vettore densità di flusso elettrico è equivalente alla carica positiva netta contenuta in tale superficie. La Figura 8 illustra questo fatto. Le linee di campo elettrico che hanno origine su cariche positive devono terminare sulle cariche negative di uguale entità. Integrando il vettore \vec{D} su una superficie chiusa, risulterà soltanto la carica positiva netta racchiusa dalla superficie stessa. Si noti inoltre che le linee di campo elettrico possono essere generate da un campo magnetico variabile nel tempo, come mostra la legge di Faraday. In questo caso le linee di campo elettrico formano dei percorsi chiusi e poiché entrano ed escono dalla superficie non danno contributo alla legge di Gauss.

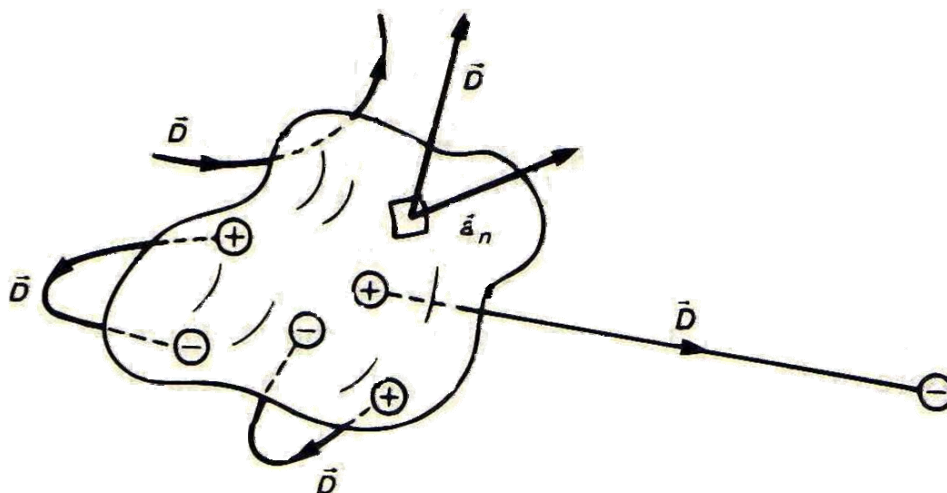


Figura 8: Schematizzazione della legge di Gauss per il campo elettrico

Per ottenere la forma puntuale della legge di Gauss occorre applicare il teorema della divergenza; si ha così:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v$$

Sostituendo l'espressione esplicita per la divergenza si ha:

$$\frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} + \frac{\partial D_z}{\partial z} = \rho_v$$

Un importante risultato conseguente alla legge di Gauss per il campo magnetico, qui espresso nella sua forma integrale, è:

$$\int_s \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0$$

Da questo risultato deriva che tutte le linee del campo magnetico formano percorsi chiusi, non esistono cioè sorgenti isolate di campo magnetico. Tutto ciò è illustrato in Figura 9. In altre parole se si cerca di spezzare un magnete permanente, si scopre che agli estremi delle due parti ottenute si sono formati nuovamente due poli N-S.

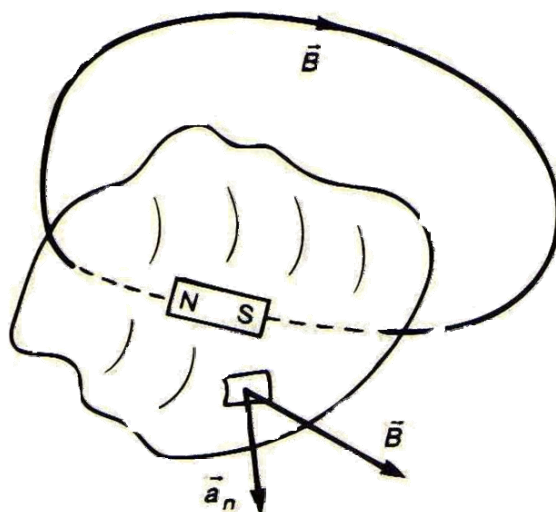


Figura 9: Schematizzazione della legge di Gauss per il campo magnetico

La forma puntuale della legge di Gauss per il campo magnetico si ottiene applicando il teorema della divergenza alla relazione precedente:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0$$

Sostituendo l'espressione esplicita della divergenza si ottiene:

$$\frac{\partial B_x}{\partial x} + \frac{\partial B_y}{\partial y} + \frac{\partial B_z}{\partial z} = 0$$

2.2.4. COSERVAZIONE DELLA CARICA

Le cariche elettriche non possono essere né create né distrutte. La formulazione matematica di questo importante risultato è data da:

$$\oint_S \vec{J} \cdot d\vec{s} = -\frac{d}{dt} \int_V \rho_v dv$$

Questo risultato esprime il fatto ovvio che una corrente che lascia una superficie chiusa S comporta una riduzione della quantità di carica in essa contenuta. La forma puntuale di questa equazione si ottiene applicando il teorema della divergenza, per cui si ottiene:

$$\nabla \cdot \vec{J} = \frac{\partial \rho_v}{\partial t}$$

Che può essere anche scritta nella forma:

$$\frac{\partial J_x}{\partial x} + \frac{\partial J_y}{\partial y} + \frac{\partial J_z}{\partial z} = -\frac{\partial \rho_v}{\partial t}$$

E' importante notare che l'insieme delle leggi di Faraday, di Ampère, di Gauss e della conservazione della carica costituisce le equazioni di Maxwell. Queste cinque equazioni non sono tutte indipendenti: si potrebbe dimostrare infatti che un campo elettromagnetico può essere completamente caratterizzato mediante l'utilizzo della legge di Faraday, di quella di Ampère e di quella della conservazione della carica.

2.2.5. PARAMETRI COSTITUTIVI DI UN MEZZO

Le equazioni di Maxwell fanno riferimento a cinque quantità vettoriali di campo che costituiscono le incognite: \vec{E} , \vec{B} , \vec{D} , \vec{H} e \vec{J} . Le relazioni costitutive stabiliscono i legami tra queste quantità. I campi elettromagnetici esistono anche nei mezzi materiali e sussistono diverse caratterizzazioni per descrivere tali mezzi. Il più elementare e comune tipo di mezzo è il mezzo semplice in cui i vettori di campo sono legati dalle relazioni

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

$$\vec{J}_C = \sigma \vec{E}$$

Alla densità di corrente \vec{J} contribuiscono anche le correnti impresse \vec{J}_S che possono essere viste come sorgenti dei campi. Quindi nella legge di Ampère si ha $\vec{J} = \vec{J}_C + \vec{J}_S$. I parametri ϵ , μ e σ in queste relazioni sono rispettivamente la permittività, la permeabilità e la conduttività del mezzo. L'unità di misura di ϵ è F/m , equivalente a una capacità per unità di lunghezza. L'unità di misura di μ è H/m , equivalente a un'induttanza per unità di lunghezza. L'unità di misura di σ è S/m , equivalente a una conduttività per unità di lunghezza. Sostituendo le relazioni precedenti nelle leggi di Faraday e di Ampère si hanno le equazioni di Maxwell per i mezzi semplici:

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{J}_s$$

Le ultime relazioni corrispondono a sei equazioni nelle sei componenti di \vec{E} e \vec{H} . Una volta ricavate tali componenti si possono calcolare \vec{D} , \vec{B} e \vec{J} . I mezzi semplici, per cui i vettori di campo sono legati dalle relazioni precedenti, vengono detti lineari, omogenei e isotropi. Un mezzo non lineare è tale quando \vec{D} è funzione dell'ampiezza di \vec{E} , \vec{B} è funzione dell'ampiezza di \vec{H} e/o \vec{J}_c è funzione dell'ampiezza di \vec{E} . Un esempio di mezzo non lineare è dato da un materiale ferromagnetico in cui $|\vec{B}|$ è legato a $|\vec{H}|$ mediante la curva d'isteresi che non è lineare. In altre parole, i vari parametri possono essere scritti nella forma $\varepsilon(E)$, $\mu(H)$ e/o $\varepsilon(E)$. Un mezzo non omogeneo è tale quando i parametri del mezzo sono in funzione della posizione e cioè quando $\varepsilon(x, y, z)$, $\mu(x, y, z)$ e/o $\sigma(x, y, z)$. Esempi di mezzi non omogenei sono i conduttori con isolante dielettrico come anche i circuiti stampati in cui il campo elettrico che si genera è in parte nell'aria ($\varepsilon_r = 1$) e in parte nel materiale isolante ($\varepsilon_r \neq 1$). Infine un mezzo anisotropo è tale quando \vec{E} non è parallelo a \vec{D} , o \vec{B} non è parallelo ad \vec{H} , o \vec{J}_c non è parallelo ad \vec{E} . Un esempio di mezzo anisotropo è dato dalle ferriti. Questi materiali sono utilizzati per costruire dispositivi a microonde quali i circolatori. Vista la difficoltà di soluzione delle equazioni di Maxwell in mezzi che non siano lineari, omogenei e isotropi si cercherà nei casi possibili di trattare i vari mezzi come se fossero mezzi semplici.

2.3. CONDIZIONI AL CONTORNO

Le equazioni di Maxwell sono equazioni differenziali e, come tutte le equazioni differenziali, hanno infinite soluzioni. Le equazioni differenziali ordinarie, quali per esempio quelle che servono per descrivere i circuiti a parametri concentrati, hanno un numero infinito di soluzioni e richiedono pertanto che le condizioni iniziali siano specificate per ottenere la soluzione relativa ad un determinato problema. Le equazioni alle derivate parziali, quali quelle di Maxwell, richiedono la precisazione di condizioni al contorno per ottenere tra le infinite soluzioni possibili quella relativa al particolare mezzo in cui si opera. Nel seguito saranno formulate le condizioni al contorno.

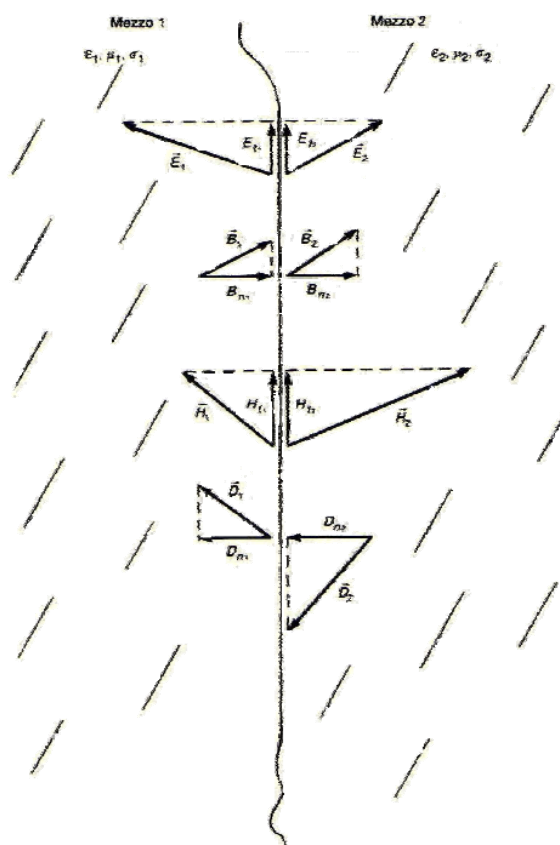


Figura 10: Condizioni al contorno all'interfaccia tra due mezzi

In primo luogo si consideri l'interfaccia tra due mezzi mostrata nella Figura 10. Il mezzo 1 è caratterizzato da ϵ_1, μ_1 e σ_1 , mentre il mezzo 2 è caratterizzato da ϵ_2, μ_2 e σ_2 . Affinché siano valide le condizioni al contorno, che saranno ricavate nel seguito, non è necessario che i due mezzi considerati siano semplici. Le condizioni al contorno impongono vincoli sulle componenti dei vettori di campo in corrispondenza dell'interfaccia tra due mezzi. Le componenti tangenziali del vettore intensità di campo elettrico \vec{E} e del vettore intensità di campo magnetico \vec{H} devono essere continue sull'interfaccia tra i due mezzi:

$$E_{t1} = E_{t2}$$

$$H_{t1} = H_{t2}$$

Inoltre le componenti normali del vettore densità di flusso elettrico \vec{D} e del vettore densità di flusso magnetico \vec{B} devono essere continue sull'interfaccia tra i due mezzi:

$$D_{n1} = D_{n2}$$

$$B_{n1} = B_{n2}$$

Queste condizioni al contorno sono illustrate in Figura 10. Dalla continuità delle componenti normali del vettore densità di flusso elettrico \vec{D} consegue che non possono esistere cariche localizzate sulla superficie che separa i due mezzi. Al contrario questo capita quando per esempio si strofina il pelo di un gatto con del nylon: in questo caso avviene una separazione di cariche che provoca la comparsa di cariche nette sulle due superfici.

I mezzi finora trattati sono reali e fisici, cioè mezzi che possono esistere nella pratica. Occasionalmente saranno utilizzate anche alcune idealizzazioni matematiche di mezzi che, sebbene non esistano nella pratica, servono a semplificare i calcoli e comunque approssimano in modo ragionevole i mezzi fisici. Il primo di questi mezzi ideali è il conduttore perfetto che può essere caratterizzato da una conduttività infinita $\sigma = \infty$. La conseguenza di una conduttività infinita è quella di rendere nulli tutti i campi all'interno del conduttore. Essendo nulli tutti i campi nel mezzo 2 (il conduttore perfetto), anche le componenti normali e tangenziali all'interfaccia sono

uguali a zero, come mostrato nella Figura 11. Ciò comporta che la componente tangenziale di \vec{E}_1 debba essere nulla sull'interfaccia:

$$\vec{E}_{t1} = 0, \quad \sigma_2 = \infty$$

Anche la componente normale di \vec{B}_1 deve essere nulla sull'interfaccia:

$$\vec{B}_{n1} = 0, \quad \sigma_2 = \infty$$

Ciò mostra che non si può, in modo del tutto simile a quanto già fatto, richiedere che H_{t1} e D_{n1} siano nulli, altrimenti per i campi risultanti nel mezzo 1 sarebbero fornite troppe condizioni. I requisiti risultanti sono:

$$H_{t1} = K_s \quad (\text{in } A/m), \quad \sigma_2 = \infty$$

e

$$D_{n1} = \rho_s \quad (\text{in } C/m^2), \quad \sigma_2 = \infty$$

La quantità K_s rappresenta la densità superficiale di corrente presente sull'interfaccia. L'unità di misura di K_s è A/m .

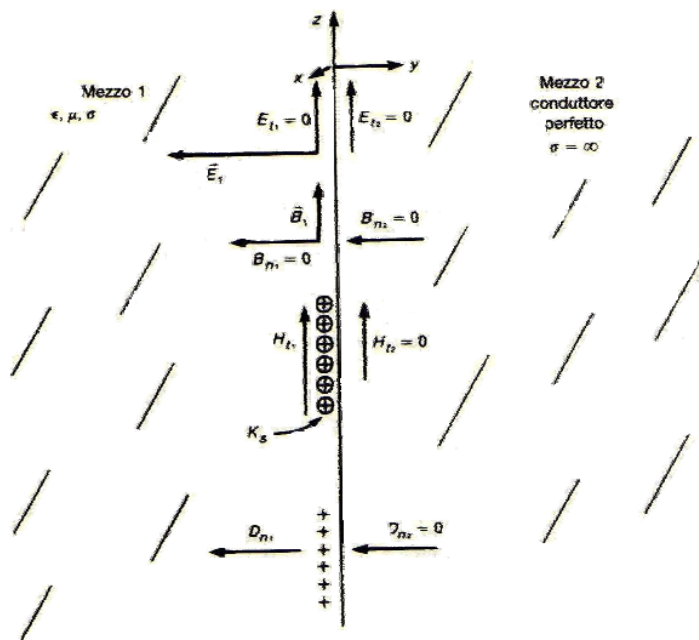


Figura 11: Condizioni al contorno all'interfaccia tra due mezzi nel caso in cui uno dei due sia un conduttore perfetto

La quantità K_s rappresenta la distribuzione di corrente lungo la superficie di separazione per unità di lunghezza della superficie stessa. La densità superficiale di corrente K_s è ortogonale alla componente tangenziale di \vec{H} , cioè H_{t1} . Allo stesso modo la quantità ρ_s rappresenta la densità superficiale di carica presente sull'interfaccia. L'unità di misura di ρ_s è C/m^2 . La quantità ρ_s rappresenta la distribuzione di cariche sulla superficie di separazione tra i due mezzi.

2.4. REGIME SINUSOIDALE PERMANENTE

In generale i vettori di campo possono avere una dipendenza arbitraria dal tempo, ma di seguito saranno riportati essenzialmente campi con andamento sinusoidale nel tempo. Si ipotizza inoltre che i campi esistano da un tempo sufficiente per poter considerare estinti eventuali precedenti transitori: si parla in questo caso di regime sinusoidale permanente^[2]. Ciò ha l'effetto di semplificare i calcoli e di rendere il metodo di analisi essenzialmente identico a quello utilizzato per lo studio dei circuiti a parametri concentrati in regime sinusoidale permanente. Per esempio l'espressione fasoriale della componente lungo x del vettore intensità del campo elettrico è:

$$\hat{E}_x(x, y, z) = E_{xm}(x, y, z)e^{j\theta_x(x, y, z)}$$

I fasori sono quantità complesse e nel seguito verranno denotati con un accento circonflesso sopra al simbolo che li individua. L'espressione nel dominio del tempo dei fasori si ottiene moltiplicando per $e^{j\omega t}$ e considerando la parte reale del risultato. Questa è un'importante tecnica che verrà utilizzata in varie occasioni. Per esempio:

$$E_x(x, y, z, t) = \Re\left\{\hat{E}_x(x, y, z)e^{j\omega t}\right\}$$

$$E_x(x, y, z, t) = \Re\left\{E_{xm}e^{j(\omega t + \theta_x)}\right\}$$

$$E_x(x, y, z, t) = E_{xm}\cos(\omega t + \theta_x)$$

Dove il simbolo $\Re\{\}$ indica la parte reale del numero complesso in esso racchiusa.

Per risolvere le equazioni di Maxwell per eccitazioni sinusoidali si sostituiscono i vettori di campo con i corrispondenti fasori moltiplicati per $e^{j\omega t}$. Derivando tali fattori rispetto al tempo si ottiene:

$$\frac{\partial}{\partial t}\hat{E}(x, y, z)e^{j\omega t} = j\omega\hat{E}(x, y, z)e^{j\omega t}$$

Questa importante proprietà permette una considerevole semplificazione della ricerca della soluzione delle equazioni di Maxwell. La forma fasoriale delle equazioni di Maxwell si ottiene quindi sostituendo i vettori di campo con i corrispondenti fasori e semplificando il termine comune $e^{j\omega t}$. Per mezzi lineari, omogenei e isotropi (mezzi semplici) la forma fasoriale delle equazioni di Maxwell diventa:

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -j\omega\mu \int_S \vec{H} \cdot d\vec{s}, \quad \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H}$$

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = (\sigma + j\omega\varepsilon) \int_S \vec{E} \cdot d\vec{s} + \int_S \vec{J}_s \cdot d\vec{s}, \quad \nabla \times \vec{H} = (\sigma + j\omega\varepsilon) \vec{E} + \vec{J}_s$$

$$\int_S \vec{H} \cdot d\vec{s} = 0, \quad \nabla \cdot \vec{H} = 0$$

$$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = \frac{1}{\varepsilon} \int_V \hat{\rho}_v dv, \quad \nabla \cdot \vec{E} = \frac{\hat{\rho}_v}{\varepsilon}$$

$$\oint_C \vec{J} \cdot d\vec{s} = -j\omega \int_V \hat{\rho}_v dv, \quad \nabla \cdot \vec{J} = -j\omega \hat{\rho}_v$$

In queste equazioni la percellività, la permeabilità e la conduttività possono essere funzioni della frequenza, e cioè $\varepsilon(f)$, $\mu(f)$ e $\sigma(f)$, come solitamente accade per i mezzi reali.

2.5. FLUSSO DI POTENZA

L'unità di misura del vettore intensità di campo elettrico \vec{E} è V/m mentre quella del vettore intensità di campo magnetico \vec{H} è A/m . Quindi il prodotto di questi due vettori ha la dimensione di una densità di potenza ovvero W/m^2 . A questo proposito è importante ricordare che esistono due tipi di prodotti possibili tra vettori: prodotto scalare e prodotto vettoriale. In questo caso risulta essere più significativo il prodotto vettoriale in quanto il vettore densità di potenza o vettore di Poynting è correlato al flusso della potenza. Il vettore di Poynting è definito come:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$$

Utilizzando alcune identità tra vettori è possibile mostrare che:

$$-\oint_S \vec{S} \cdot d\vec{s} + \int_V \vec{E} \cdot \vec{J} dv + \int_V \left(\vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) dv$$

Il termine a sinistra rappresenta il flusso netto entrante del vettore \vec{S} nel volume V . Il primo termine a destra rappresenta la dissipazione di potenza all'interno del volume e il secondo termine rappresenta la variazione col tempo dell'energia immagazzinata all'interno del volume. Il vettore di Poynting \vec{S} sopra definito rappresenta la potenza istantanea. Nel caso di regime sinusoidale permanente si considera la potenza media. Per determinare questo flusso medio di potenza si definisce il fasore del vettore di Poynting come:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^*$$

dove il complesso coniugato del fasore viene indicato con l'asterisco. La densità di potenza media si ottiene come densità di potenza media del vettore di Poynting:

$$\vec{S}_{media} = \frac{1}{2} \Re \left\{ \vec{S} \right\}$$

2.6. ONDE PIANE UNIFORMI

In questo paragrafo ci si occupa del modello più semplice di propagazione ondosa e cioè quello relativo alle onde piane uniformi. Si considerano per prime queste onde non solo perché costituiscono un modello semplice ma soprattutto perché la propagazione di onde sia su linee di trasmissione che nelle guide d'onda e le onde generate dalle antenne sono sorprendentemente simili alle onde piane uniformi. Di conseguenza lo studio delle onde piane uniformi permette una più facile comprensione delle proprietà di molti altri tipi di propagazione ondosa.

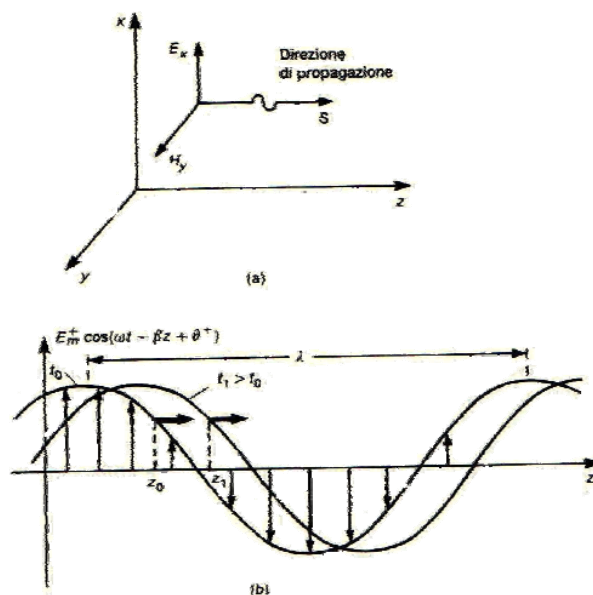


Figura 12: Onda piana uniforme: (a) orientamento dei vettori di campo e direzione di propagazione dell'onda; (b) proprietà spaziali di un'onda piana uniforme in movimento

La definizione di questo tipo di onde evidenzia due termini di particolare importanza: onda uniforme e piana. Col termine “piana” si intende che, per ciascun punto dello spazio i vettori intensità sia del campo elettrico che del campo magnetico giacciono in un piano; se si considerano due punti diversi tali piani sono paralleli. Col termine “uniforme” si intende che \vec{E} e \vec{H} sono indipendenti dalla posizione su ciascun piano. Senza perdere di generalità si può assumere che i vettori intensità di campo

elettrico e magnetico giacciono sul piano xy e che il vettore intensità di campo elettrico sia orientato lungo la direzione x , come mostrato nella Figura 12a:

$$\vec{E} = E_x(z, t) \vec{a}_x$$

Il fatto che i vettori di campo siano uniformi significa che essi devono essere indipendenti da x e da y :

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} = \frac{\partial E_x}{\partial y} = 0$$

perciò tali vettori possono essere funzioni solo di z e, naturalmente, del tempo t , come indicato nella prima relazione di questo paragrafo. Sostituendo poi le ultime due relazioni nella legge di Faraday si ricava che il campo magnetico ha soltanto la componente lungo la y :

$$\vec{H} = H_y(z, t) \vec{a}_y$$

Perciò \vec{E} e \vec{H} sono ortogonali e giacciono nel piano xy . Allo stesso modo, poiché l'onda è uniforme nel piano xy , si ha:

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = \frac{\partial H_y}{\partial y} = 0$$

Sostituendo questi risultati nelle leggi di Faraday e di Ampère si ottengono le equazioni differenziali per i vettori di campo in mezzi semplici in assenza di sorgenti impresse:

$$\frac{\partial E_x(z, t)}{\partial z} = -\mu \frac{\partial H_y(z, t)}{\partial t}$$
$$\frac{\partial H_y(z, t)}{\partial z} = -\sigma E_x(z, t) - \varepsilon \frac{\partial E_x(z, t)}{\partial t}$$

Nel caso specifico di regime sinusoidale permanente, questi ultimi risultati si semplificano e diventano:

$$\frac{d \hat{E}_x(z)}{dz} = j\omega\mu \hat{H}_y(z)$$
$$\frac{d \hat{H}_y(z)}{dz} = -(\sigma + j\omega\varepsilon) \hat{E}_x(z)$$

Si noti che le derivate parziali sono state sostituite con derivate ordinarie perché i fasori dei vettori di campo sono solo funzione della variabile z . Le equazioni così

ricavate costituiscono un sistema di equazioni differenziali ordinarie del primo ordine; esse possono essere ricondotte a due equazioni differenziali ordinarie del secondo ordine disaccoppiate derivandone una rispetto a z e utilizzando l'altra e viceversa. Si ottiene così:

$$\frac{d^2 \hat{E}_x(z)}{dz^2} = \hat{\gamma}^2 \hat{E}_x(z)$$

$$\frac{d^2 \hat{H}_y(z)}{dz^2} = \hat{\gamma}^2 \hat{H}_y(z)$$

Le soluzioni di queste equazioni hanno una forma particolarmente semplice:

$$\hat{E}_x = \hat{E}_m^+ e^{-\hat{\gamma}z} + \hat{E}_m^- e^{\hat{\gamma}z}$$

$$\hat{H}_y = \frac{\hat{E}_m^+}{\hat{\eta}} e^{-\hat{\gamma}z} + \frac{\hat{E}_m^-}{\hat{\eta}} e^{\hat{\gamma}z}$$

dove si è definita la costante di propagazione come:

$$\hat{\gamma} = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = \alpha + j\beta$$

e l'impedenza intrinseca come:

$$\hat{\eta} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} = \frac{j\omega\mu}{\hat{\gamma}}$$

La quantità α viene detta costante di attenuazione e l'unità di misura è Np/m ; la quantità β viene detta costante di fase ed è espressa in rad/m . La quantità $\hat{\eta}$ viene detta impedenza intrinseca del mezzo e l'unità di misura è Ω . Le soluzioni possono essere scritte in funzione di queste quantità come:

$$\hat{E}_x = \hat{E}_m^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} + \hat{E}_m^- e^{\alpha z} e^{j\beta z}$$

$$\hat{H}_y = \frac{\hat{E}_m^+}{\hat{\eta}} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z - j\theta_n} - \frac{\hat{E}_m^-}{\hat{\eta}} e^{\alpha z} e^{j\beta z} e^{-j\theta_n}$$

2.6.1. MEZZI SENZA PERDITE

E' importante ricercare le implicazioni e le proprietà delle equazioni appena ricavate. Al fine di semplificare l'analisi si considerano in primo luogo le onde piane uniformi in mezzi senza perdite: $\sigma = 0$. In questo caso la costante di propagazione diventa:

$$\alpha = 0$$
$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$$

Poiché $\alpha = 0$, la propagazione dell'onda attraverso il mezzo non subisce attenuazione. L'impedenza intrinseca diventa:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$
$$\theta_\eta = 0$$

Di conseguenza i vettori di campo hanno la forma:

$$E_x = E^+_m \cos(\omega t - \beta z + \theta^+) + E^-_m \cos(\omega t + z + \theta^-)$$
$$H_y = \frac{E^+_m}{\eta} \cos(\omega t - \beta z + \theta^+) - \frac{E^-_m}{\eta} \cos(\omega t + \beta z + \theta^-)$$

Si consideri il termine $E^+_m \cos(\omega t - \beta z + \theta^+)$. Questo termine di E_x rappresenta un'onda che si propaga lungo la direzione positiva dell'asse z. Questa affermazione trova riscontro nella Figura 12b in cui il termine $E^+_m \cos(\omega t - \beta z + \theta^+)$ è stato disegnato in funzione di z per due diversi istanti di tempo: t_0 e $t_1 > t_0$. Si noti che si hanno punti corrispondenti sulle due onde quando la posizione e il tempo sono tali da fare assumere all'argomento del coseno lo stesso valore, cioè:

$$\omega t_0 - \beta z_0 + \theta^+ = \omega t_1 - \beta z_1 + \theta^+$$

Si osserva quindi che affinché valga la condizione:

$$\omega t - \beta z + \theta^+ = \text{costante}$$

occorre che ogni punto sull'onda si muova nella direzione positiva dell'asse z al crescere del tempo. Calcolando la derivata rispetto al tempo di questa espressione si ottiene la velocità con cui si spostano i punti in concordanza di fase. Tale velocità viene definita come velocità di fase dell'onda e vale:

$$v = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$$

Allo stesso modo si può osservare che il termine $E^-_m \cos(\omega t + \beta z + \theta^-)$ rappresenta un'onda che si propaga lungo la direzione negativa dell'asse z , cioè un'onda regressiva: infatti per seguire il movimento di un punto sull'onda l'argomento del coseno deve rimanere costante. Osservazioni analoghe valgono anche per il vettore intensità di campo magnetico. Si osservi comunque che il vettore intensità di campo magnetico di un'onda regressiva è orientato lungo la direzione negativa dell'asse y . Questo fatto è particolarmente importante in quanto indica che la direzione del flusso di potenza per la singola onda (progressiva o regressiva) deve coincidere con la direzione di propagazione dell'onda stessa.

La quantità $\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ viene detta costante di fase e ha per unità di misura rad/m ; β è perciò la variazione di fase dell'onda per unità di lunghezza nella direzione di propagazione. La distanza tra due punti corrispondenti consecutivi sull'onda viene detta lunghezza d'onda e indicata con λ . Dalla Figura 12 si osserva che $\beta\lambda = 2\pi$. Poiché per i mezzi senza perdite si ha $\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ e $v = 1/\sqrt{\mu\varepsilon}$ la lunghezza d'onda diventa:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{v}{f}$$

Quest'ultima relazione indica che la lunghezza d'onda decresce al crescere della frequenza. Si noti che la lunghezza d'onda è anche funzione delle proprietà del mezzo perché $v = 1/\sqrt{\mu\varepsilon}$. Per materiali comuni si ha $\mu \geq \mu_0$ e $\varepsilon \geq \varepsilon_0$, perciò la velocità di fase e la lunghezza d'onda sono minori delle corrispondenti quantità nello spazio libero.

Nello spazio libero si ha $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ e $\varepsilon_0 \cong 1/36\pi \times 10^{-9} F/m$, da cui:

$$v_0 \cong 3 \times 10^8 m/s$$

Alla frequenza di 300 MHz:

$$\lambda_0 = \frac{v_0}{f} = 1m$$

Allo stesso modo:

$$\lambda_0 = 1cm \quad f = 30GHz$$

L'impedenza intrinseca diventa:

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 377\Omega$$

Per i mezzi materiali senza perdite con $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ e $\mu = \mu_r \mu_0$, si ha:

$$v = \frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$$

$$\eta = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$$

$$\beta = \beta_0 \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$$

Nel calcolare queste quantità occorre modificare i corrispondenti risultati per lo spazio libero in accordo con le relazioni di cui sopra.

2.6.2. MEZZI CON PERDITE

Esistono due importanti differenze tra le onde piane uniformi nei mezzi senza perdite e quelle nei mezzi con perdite. La prima differenza consiste nel fatto che la costante di propagazione $\vec{\gamma}$ in mezzi con perdite ha la parte reale α diversa da zero.

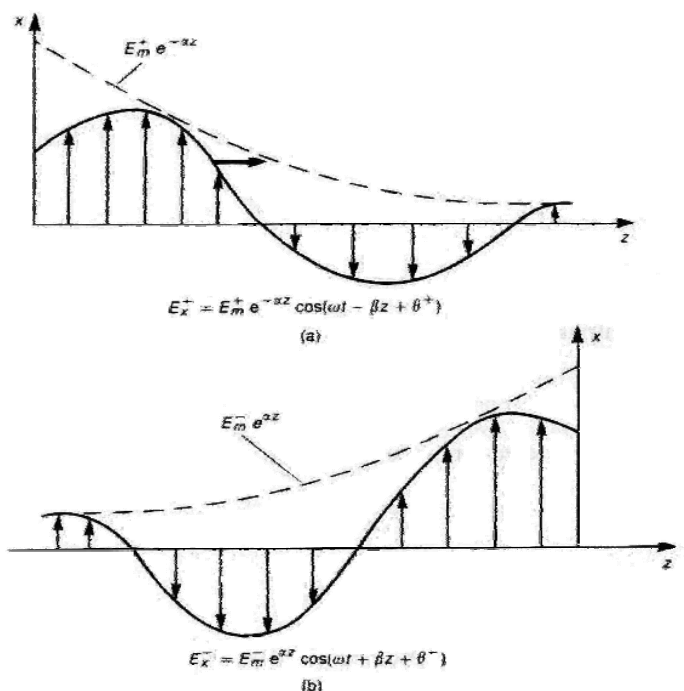


Figura 13: Proprietà spaziali di un'onda uniforme che si propaga in un mezzo con perdite: (a) onda progressiva; (b) onda regressiva

Ciò è equivalente a moltiplicare le espressioni relative alle onde in mezzi senza perdite per gli esponenziali $e^{\alpha z}$ e $e^{-\alpha z}$. Ovviamente si hanno ancora onde progressive e regressive ma le ampiezze delle onde progressive ora sono $E_m^+ e^{-\alpha z}$ e $(E_m^+/\eta)e^{-\alpha z}$ e si riducono al crescere di z (cioè lungo la direzione di propagazione). Quanto detto viene mostrato nella Figura 13 a un tempo fissato, in funzione di z . Allo stesso modo anche le ampiezze delle onde regressive $E_m^- e^{\alpha z}$ e $(E_m^-/\eta)e^{\alpha z}$ si riducono durante la propagazione in direzione di $-z$ (cioè per z decrescenti). La parte reale di $\hat{\gamma}$, cioè α , viene detta per questi motivi costante di attenuazione.

La seconda differenza tra mezzi senza perdite e mezzi con perdite consiste nel fatto che l'impedenza intrinseca di un mezzo con perdite ha un angolo di fase diverso da zero $\theta_\eta \neq 0$. Nel caso senza perdite $\theta_\eta = 0$: di conseguenza i campi elettrici e magnetici associati a ogni onda siano sfasati nel dominio del tempo dello stesso angolo θ_η . Si noti che $0 \leq \theta_\eta \leq 45^\circ$. Le relazioni che definiscono la velocità di fase e la lunghezza d'onda sono:

$$v = \frac{\omega}{\beta}$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{v}{f}$$

in cui β è la parte immaginaria della costante di propagazione $\hat{\gamma}$ e nel caso di mezzi con perdite non coincide con $\omega\sqrt{\mu\varepsilon}$.

2.6.3. FLUSSO DI POTENZA

Il vettore densità di potenza media di Poynting nel caso di un'onda piana uniforme vale:

$$\vec{S}_{media} = \frac{1}{2} \Re \left\{ \vec{\hat{E}} \times \vec{\hat{H}}^* \right\}$$

Sostituendo i fasori:

$$\vec{S}_{media} = \left[\frac{1}{2} \frac{(E_m^+)^2}{\eta} e^{-2\alpha z} \cos\theta_\eta - \frac{1}{2} \frac{(E_m^-)^2}{\eta} e^{2\alpha z} \cos\theta_\eta - \frac{E_m^+ E_m^-}{\eta} \sin(2\beta z + \theta^- - \theta^+) \right] \vec{a}_z$$

Il primo termine costituisce la densità di potenza media dell'onda progressiva (in assenza di quella regressiva). Il secondo termine costituisce la densità di potenza media dell'onda regressiva. Il terzo e ultimo termine rappresenta un termine di accoppiamento tra le due onde che si annulla per mezzi senza perdite poiché $\theta_\eta = 0$.

Nel caso di un mezzo senza perdite si può determinare la potenza netta trasferita lungo la direzione positiva dell'asse z sottraendo la densità di potenza dell'onda regressiva da quella dell'onda progressiva.

2.6.4. CONDUTTORI DIELETTRICI

Si noti che l'unica modifica alle equazioni di Maxwell introdotta per mezzi con perdite riguarda l'equazione di Ampère. Nel caso in cui $\sigma \neq 0$ l'equazione di Ampère può essere scritta nella forma:

$$\nabla \times \vec{\hat{H}} = (\sigma + j\omega\varepsilon) \vec{\hat{E}}$$

Confrontando questa espressione con quella che si ha per mezzi senza perdite ($\sigma = 0$):

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega\hat{\varepsilon} \vec{E}$$

si vede che si può modificare il risultato per il caso senza perdite in modo che includa il caso con perdite sostituendo a ε una permittività complessa:

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \right)$$

Il termine $\sigma/\omega\varepsilon$ è noto come tangente di perdita del materiale ed è funzione della frequenza. I valori della tangente di perdita vengono misurati sperimentalmente per vari materiali e si trovano tabulati sui libri per parecchie frequenze. Si noti che ci sono due componenti di corrente nella legge di Ampère: una densità di corrente di

conduzione $\vec{J} = \sigma \vec{E}$ e una densità di corrente di spostamento $\vec{J}_d = j\omega\hat{\varepsilon} \vec{E}$. Come evidenziato in precedenza, la corrente di conduzione è associata a un fenomeno di perdita di energia mentre la corrente di spostamento è associata all'immagazzinamento di energia. Il rapporto tra queste due correnti è un indice dell'entità delle perdite nel materiale. I fasori delle correnti di conduzione e di spostamento sono sfasati di 90° .

La definizione della tangente di perdita come rapporto tra corrente di conduzione e corrente di spostamento permette di introdurre un criterio per distinguere i conduttori dai dielettrici. I materiali sono classificati come conduttori o come isolanti a seconda che la corrente di conduzione sia maggiore o minore rispetto alla corrente di spostamento:

$$\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \ll 1 \quad \text{buon dielettrico}$$

$$\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \gg 1 \quad \text{buon conduttore}$$

I calcoli per ricavare la costante di propagazione $\hat{\gamma}$ e l'impedenza intrinseca $\hat{\eta}$ possono essere semplificati a seconda che il mezzo possa essere considerato un buon conduttore o un buon dielettrico a seguito dell'applicazione della regola sopra enunciata.

In primo luogo si considerano i buoni dielettrici per cui $\sigma/\omega\varepsilon \ll 1$. La costante di propagazione può essere scritta come:

$$\hat{\gamma} + \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon}\sqrt{1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}}$$

Per $\sigma/\omega\varepsilon \ll 1$ questa espressione può essere semplificata e venire quindi a coincidere con quella per lo spazio libero $\hat{\gamma} = j\beta = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon}$. Anche la velocità di propagazione essenzialmente non cambia rispetto a quella per un mezzo senza perdite. L'espressione per l'impedenza intrinseca si ottiene in modo analogo:

$$\hat{\eta} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon} \frac{1}{1 - j\sigma/\omega\varepsilon}} \cong \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$

pertanto anch'essa rimane essenzialmente invariata rispetto a quella per un mezzo senza perdite.

Si considera ora il caso di buoni conduttori per cui $\sigma/\omega\varepsilon \gg 1$. La costante di propagazione può essere scritta nella forma:

$$\hat{\gamma} = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = \sqrt{j\omega\mu\sigma\left(1 + j\frac{\omega\varepsilon}{\sigma}\right)} \cong \sqrt{j\omega\mu\sigma}$$

da cui:

$$\alpha = \beta \cong \sqrt{\frac{1}{2}\omega\mu\sigma}$$

La velocità di propagazione diventa:

$$v = \frac{\omega}{\beta} \cong \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}}$$

L'impedenza intrinseca diventa:

$$\hat{\eta} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu/\sigma}{1 + j\omega\varepsilon/\sigma}} \cong \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}(1 + j1)$$

Oltre ai fenomeni di perdita di tipo conduttivo descritti dal parametro σ , i dielettrici possiedono anche altri meccanismi di perdita. Essi sono caratterizzati da microscopici dipoli formati dalle cariche vincolate. Al crescere della frequenza del campo questi dipoli non possono allinearsi completamente col campo ma si orientano parzialmente con esso. Di questo fenomeno di perdita si può tener conto attribuendo una permittività complessa $\hat{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon''$ al materiale.

2.6.5. PROFONDITA' DI PENETRAZIONE PER EFFETTO PELLE

Il concetto di profondità di penetrazione per effetto pelle ricorre frequentemente in tutti i problemi riguardanti la propagazione elettromagnetica in mezzi conduttori. Si consideri un'onda progressiva in un materiale con perdite. Al suo propagarsi nel mezzo con perdite la sua ampiezza $E^+ e^{-\alpha z}$ decresce. Alla distanza $\delta = 1/\alpha$ l'ampiezza si è ridotta di $1/e$ o del 37%. La quantità δ è detta profondità di penetrazione per effetto pelle del materiale alla frequenza dell'onda. Sostituendo la relazione relativa alla costante di attenuazione nel caso di un buon conduttore si ha:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu\sigma}}$$

I valori della profondità di penetrazione per effetto pelle per il rame sono riportati nella Tabella 9, in cui 1 mil = 0,001 in = $2,54 \times 10^{-5} m$. Al crescere della frequenza, la profondità di penetrazione per effetto pelle decresce e diventa estremamente piccola per frequenze che si avvicinano al limite superiore dell'intervallo relativo alle emissioni radiate.

Tabella 9: Profondità di penetrazione per effetto pelle nel rame

f	δ
60 Hz	8,5 mm
1 kHz	2,09 mm
10 kHz	0,66 mm
100 kHz	0,21 mm
1 MHz	2,6 mil
10 MHz	0,82 mil
100 MHz	0,26 mil
1 GHz	0,0823 mil

Per conduttori percorsi da corrente si può pensare che quest'ultima sia concentrata a ridosso della superficie dei medesimi in uno strato il cui spessore è pari ad alcune volte il valore della profondità di penetrazione per effetto pelle. Il resto del conduttore non ha praticamente effetto.

2.7. CASI ILLUSTRATIVI DI PROBLEMATICHE EMC

Nei paragrafi precedenti sono stati riassunti tutti i concetti base dell'elettromagnetismo utili alla comprensione di problematiche EMC. In quest'ultimo paragrafo verranno invece mostrati alcuni esempi illustrativi di EMC utili alla comprensione delle problematiche che possono verificarsi. Cominciamo con l'analizzare il caso di interferenza che si verifica in una piccola spira^[3].

2.7.1. INTERFERENZA IN UNA SPIRA

Come esempio di applicazione delle leggi di Faraday e di Ampère in problemi EMC consideriamo il caso di una piccola spira situata nelle vicinanze di un conduttore percorso da corrente elettrica alternata. Tale corrente genererà un campo magnetico B e un flusso alternato attraverso la spira, che genererà un rumore non desiderato all'interno della spira. Così è necessario trovare il modo per ridurre al massimo il rumore.

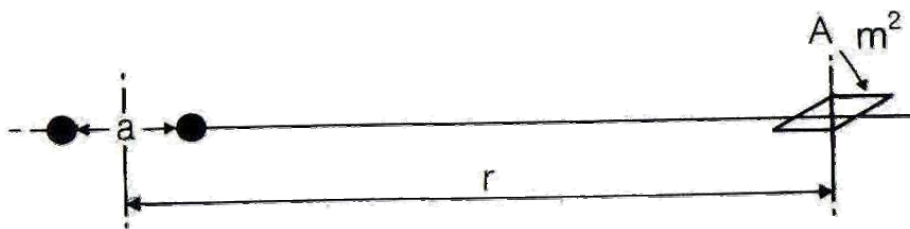


Figura 14: Piccola spira di area A e coppia di conduttori paralleli distanti a tra di loro. Ciascun conduttore è attraversato dalla stessa intensità di corrente

Consideriamo ad esempio che la spira sia costituita da un singolo avvolgimento di filo, vedi la Figura 14, di area A (in m^2) e situata ad una distanza r (in metri) dal centro di una coppia di cavi percorsi da una corrente I (in ampère). A causa del fatto che le dimensioni della spira sono piccole, e che la distanza tra la spira e la coppia di cavi è molto elevata, è ragionevole assumere che $|B|$ non varia in maniera significativa attraverso la spira, possiamo assumere il valore del centro B_{centro} per stimare il flusso completo. Usando la legge di Ampère la relazione per $|B|$ alla

distanza r si trova scegliendo un particolare percorso a distanza r dal conduttore. Per simmetria, il campo circostante è parallelo a dl tutto intorno alla spira, per cui

$$\int B \cdot dl = \mu_0 i$$

diventa:

$$B \int dl = \mu_0 i$$

e quindi:

$$B = \mu_0 i / (2\pi \cdot r)$$

Nel caso di due conduttori, con correnti che scorrono in direzioni opposte, il campo magnetico al centro della spira è dato dalla differenza tra i due campi considerati singolarmente:

$$B_{centro} = \frac{\mu_0 i}{2\pi} \left(\frac{1}{(r-a)} - \frac{1}{(r+a)} \right) \cong \frac{\mu_0 i 2a}{2\pi (r^2 - a^2)} \cong \frac{\mu_0 i 2a}{2\pi \cdot r^2}$$

quando $r \gg a$. Dalla legge di Faraday si deduce il valore del voltaggio indotto:

$$V_{noise} = - \frac{\partial \phi}{\partial t} = -A \frac{\partial B}{\partial t}$$

Se $i = i_0 \sin(\omega t)$ allora:

$$V_{noise} = \frac{\mu_0 a A \omega i_0 \cos(\omega t)}{\pi r^2}$$

Affinché V_{noise} sia il più piccolo possibile, ω , A , i_0 e lo spazio tra i conduttori, a , devono essere il più piccoli possibile, ed r il più grande possibile. Da notare che il rumore è sfasato di 90° con la corrente i_0 ed è massimo quando i_0 è zero. Inoltre se la spira avesse N avvolgimenti, la tensione di rumore sarebbe N volte più grande rispetto al singolo avvolgimento appena calcolato. In situazioni reali non si ha la possibilità di intervenire su tutti i parametri per ridurre il rumore e quindi si interviene solitamente sulla distanza tra i due cavi oppure facendo la spira il più piccola possibile.

2.7.2. INTERPRETAZIONE DELLE MISURE A DIFFERENTI DISTANZE

Nel paragrafo precedente si è visto un problema EMC di accoppiamento tra una spira e un circuito percorso da corrente. Questo esempio deve essere tenuto bene in

considerazione quando si ha a che fare con problematiche EMC, e soprattutto se si devono interpretare misure effettuate a diverse distanze da un dispositivo.

L'intensità del campo magnetico a distanza r da una coppia di conduttori (posti tra loro a distanza a) è pari a $B_{centro} \cong \frac{\mu_0 i 2a}{2\pi \cdot r^2}$, mentre a distanza r da un singolo cavo è pari a $B = \mu_0 i / (2\pi \cdot r)$. Consideriamo adesso la situazione che prevede due coppie di conduttori, a differenti distanze tra di loro, e attraversati da correnti diverse, come mostrato in Figura 15.

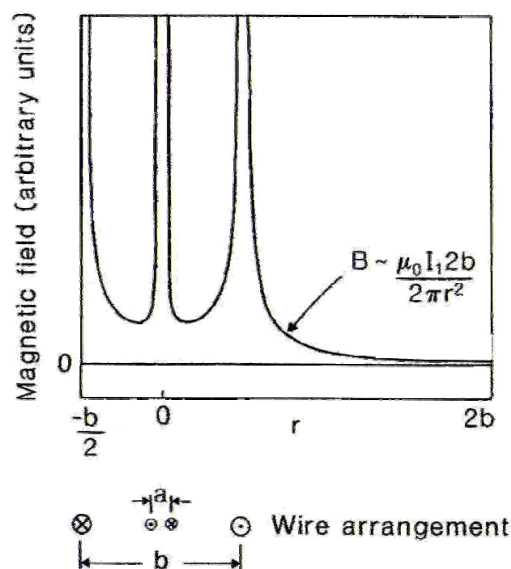


Figura 15: Intensità del campo magnetico in funzione della distanza nel piano con due coppie di conduttori paralleli, posti a differenti distanze tra loro e percorsi da diverse intensità di corrente

Per semplicità consideriamo che l'ampiezza del campo magnetico sia misurata da una sonda che viene spostata intorno ai cavi ad una distanza non superiore a $2b$ dal centro. Per far sì che il calcolo sia semplice, supponiamo che la sonda si muova nello stesso piano delle coppie di conduttori. Le curve in Figura 15 mostrano come il campo totale nella zona circostante i cavi vari con la distanza r , ed è chiaro che ci sono due contributi, un per $-\frac{b}{2} \leq r \leq +\frac{b}{2}$ e l'altro al di fuori di questo range. Per ottenere il grafico della distribuzione di campo si è assunto che la corrente I_1 nella

coppia di cavi con distanza più grande tra essi è 10 volte più piccola della corrente nei conduttori con distanza più piccola.

Il valore massimo di campo magnetico sarà rilevato nelle vicinanze della coppia di cavi con distanza maggiore e corrente più piccola. Ad ogni modo se la sonda fosse posta nelle vicinanze del centro di una coppia di cavi, con piccola distanza fra essi e grande corrente che li attraversa sarebbe comunque rilevato un grande valore di campo magnetico. La difficoltà di interpretazione delle misure di campo magnetico sta nel fatto che due misure che apparentemente sono uguali derivano in realtà da due diverse configurazioni che le hanno generate.

2.7.3. SWITCHING TRANSIENT

Disturbi transitori di tensione si verificano ogni volta che un dispositivo viene acceso o spento. Ne esistono di due tipi, a seconda del momento in cui accadono. Il primo tipo si verifica subito dopo la chiusura dello switch e causa un impulso di tensione che si propaga lungo il conduttore, come un'onda attraverso una linea di trasmissione.

Il secondo tipo di transiente si verifica tipicamente pochi secondi dopo che l'interruttore è stato chiuso oppure aperto, e deriva dallo scambio dell'energia immagazzinata tra le proprietà induttive e capacitive del circuito.

2.7.4. ACCENSIONE DI UN TRASFORMATORE

In Figura 16 è riportata una capacità parassita C_s tra l'avvolgimento primario e l'avvolgimento secondario di un trasformatore, e la capacità C_1 caratteristica della linea di potenza.

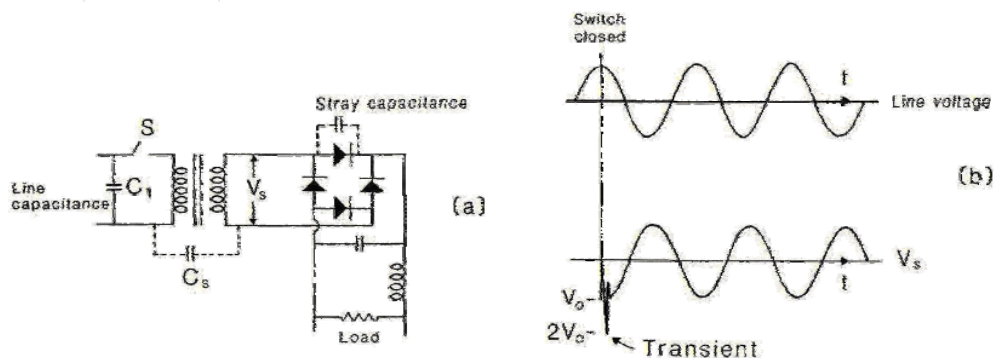


Figura 16: (a) Diagramma schematico di una linea di potenza con capacità C_1 connessa tramite un interruttore S ad un trasformatore. (b) Massimo transiente di tensione sull'output del trasformatore causato dalla chiusura dello switch S

Se l'interruttore S viene chiuso quando il voltaggio di linea è diverso da zero, C_s sarà caricata da C_1 , che sarà allo stesso voltaggio iniziale V_0 . Il circuito equivalente semplificato mostrato nella Figura 17 può essere usato per analizzare la situazione. In Figura 17, L è l'induttanza effettiva del conduttore nel circuito e non l'induttanza dell'avvolgimento del trasformatore, che è by-passata dalla capacità parassita.

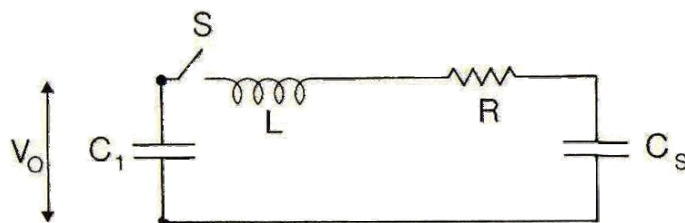


Figura 17: Circuito equivalente della Figura 16 (a) quando è chiuso l'interruttore S

Similmente, R è la resistenza dei conduttori nel circuito e non di un componente discreto. Ne segue che in un tipico circuito reale sia R che L saranno piccole, anche se la capacità totale del circuito, C , data da

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_1}$$

potrebbe essere abbastanza grande, e le approssimazioni $R^2 \ll 4L/C$ e $R/\omega L \ll 1$ sono spesso valide. In tale situazione può essere mostrato che il massimo valore di tensione V_C che può essere generato ai capi della capacità parassita C_S è dato da:

$$V_C = \frac{2V_0}{\gamma + 1}$$

dove $\gamma = C_S/C_1$. Al limite quando $\gamma \ll 1$, $V_C \cong 2V_0$. Questo significa che quando il trasformatore viene acceso si ha un transiente di tensione pari a due volte il potenziale di linea.

2.7.5. TRANSIENTI RAPIDI

Quando un interruttore di linea viene chiuso, uno step di tensione viene propagato in entrambe le direzioni lungo i conduttori, che fanno da linea di trasmissione, tra il dispositivo e il generatore di tensione. Quando questo impulso propagandosi incontra cambiamenti di impedenza lungo il percorso, si instaurano fenomeni di riflessione che porteranno a complesse forme d'onda che oscillano su e giù lungo il conduttore. Queste forme d'onda possono avere componenti in alta frequenza e spesso le loro ampiezze saranno dello stesso ordine di grandezza o più piccole della linea di tensione. Per comprendere perché è così utile la comprensione di questi fenomeni, esaminiamo il caso di una sorgente di tensione V_0 con una resistenza interna R_S collegata con un circuito composto da una linea di trasmissione di lunghezza l di impedenza caratteristica $Z_0 \ll R_S$ terminata con una resistenza pura $R \gg Z_0$, come mostrato in Figura 18a. L'operazione di switch provocherà un fronte di carica attraverso la linea in direzione di R . Il voltaggio ai capi di R crescerà esponenzialmente:

$$V_R = V_0 R / (R_S + R)$$

con costante di tempo $\tau = R_{eq} C$, dove C è la capacità della linea ed R_{eq} è la resistenza equivalente a R ed R_S in parallelo (vedi la Figura 18b).

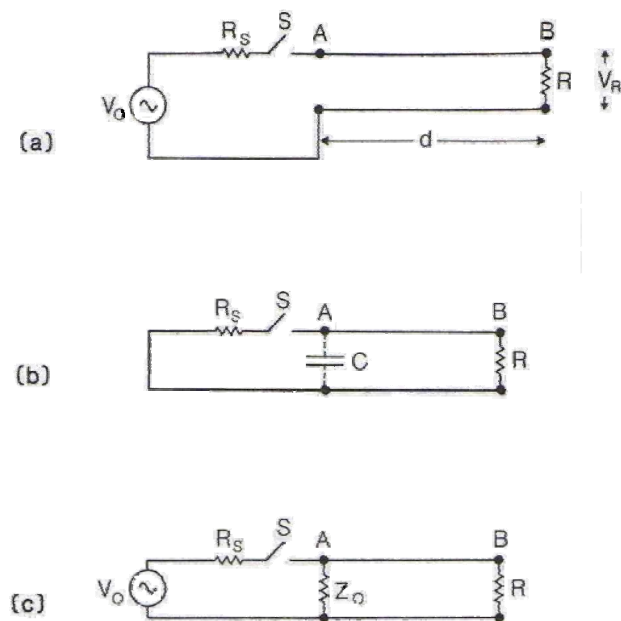


Figura 18: (a) Circuito equivalente per lo switching di una sorgente di tensione V_0 con una resistenza interna R_s tramite un interruttore S su una linea di trasmissione di lunghezza d , chiusa su una resistenza R . (b) Circuito equivalente per la trasmissione di linea con capacità C chiusa su una resistenza R . (c) Circuito equivalente per la trasmissione di linea con impedenza caratteristica Z_0 chiusa su una resistenza R

L'aumento di tensione ai capi di R non sarà un'esponenziale ma consisterà in una serie di step con un intervallo di tempo di $2d/v$ secondi, dovuto alla carica che si riflette su e giù lungo la linea. La Figura 18c mostra il circuito equivalente visto dal flusso di corrente lungo la linea di trasmissione. Lo step in tensione al nodo A ha ampiezza:

$$V_A = V_0 Z_0 / (R_s + Z_0)$$

e nel nodo B:

$$V_B = V_A R / (R + Z_0)$$

e infine il voltaggio ai capi di R sarà:

$$V_R = V_0 \frac{R Z_0}{(R_s + Z_0)(R + Z_0)}$$

Se il carico di chiusura è induttivo allora l'analisi è più complessa e la forma d'onda diventa molto complessa.

Bibliografia

- [1] C.R. Paul e S.A. Nasar, *Introduction to Electromagnetic Fields*, seconda edizione, McGraw-Hill, NY (1987).
- [2] C.R. Paul, *Analysis of Linear Circuits*, McGraw-Hill, NY (1989).
- [3] C.R. Paul, *Compatibilità elettromagnetica*, Hoepli, Milano (1995).

Capitolo 3. TECNICHE DI SCHERMATURA

3.1. INTRODUZIONE

In questo capitolo saranno analizzati i concetti di schermatura. Il termine schermo si riferisce a contenitori metallici che racchiudono completamente un'apparecchiatura elettronica o una sua parte. Due sono i compiti di uno schermo come illustrato nella Figura 19. Il primo, come descritto nella Figura 19a, è d'impedire alle emissioni dei dispositivi elettronici dell'apparecchiatura o di una sua parte di irradiarsi all'esterno del contenitore dell'apparecchiatura stessa. In questo caso la motivazione è d'impedire che queste emissioni possano compromettere il soddisfacimento delle norme sulle emissioni irradiate oppure di impedire all'apparecchiatura di causare interferenze con altri apparecchi elettronici. Il secondo compito di uno schermo, come illustrato nella Figura 19b, è d'impedire alle emissioni irradiate esterne all'apparecchiatura di accoppiarsi con i dispositivi elettronici interni, causando interferenze al loro funzionamento. Per esempio, la schermatura può essere utilizzata per ridurre la suscettività ai segnali esterni causati da radar o trasmettitori radio e TV ad alta potenza.

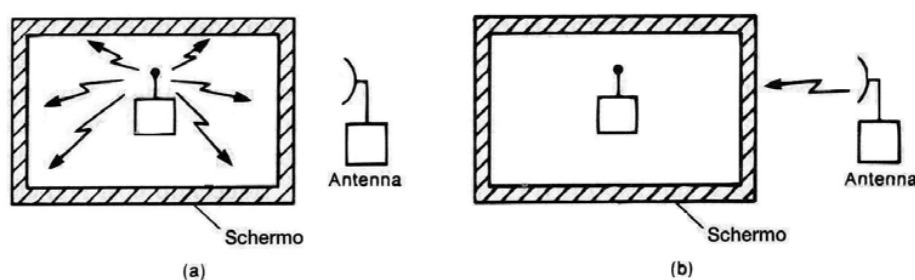


Figura 19: Illustrazione dell'utilizzo di un contenitore schermato: (a) per impedire l'uscita delle emissioni irradiate e (b) per impedire l'ingresso delle emissioni irradiate

Perciò uno schermo è, concettualmente, una barriera alla trasmissione dei campi elettromagnetici. Questa definizione generale di uno schermo può essere

generalizzata fino a includere le emissioni condotte. In questo senso un filtro di alimentazione può essere considerato come uno schermo.

Si può definire l'efficienza di uno schermo come il rapporto tra il modulo del campo elettrico (o magnetico) incidente sullo schermo e il modulo del campo elettrico (o magnetico) trasmesso attraverso lo schermo. In alternativa, può essere vista come il rapporto tra il campo elettrico (o magnetico) incidente sui dispositivi elettronici dell'apparecchiatura senza lo schermo e il campo incidente in presenza dello schermo. In questo senso la definizione di efficienza di schermatura può essere considerata equivalente a quella di attenuazione d'inserzione. Questi concetti forniscono un'idea qualitativa del significato del termine schermo.

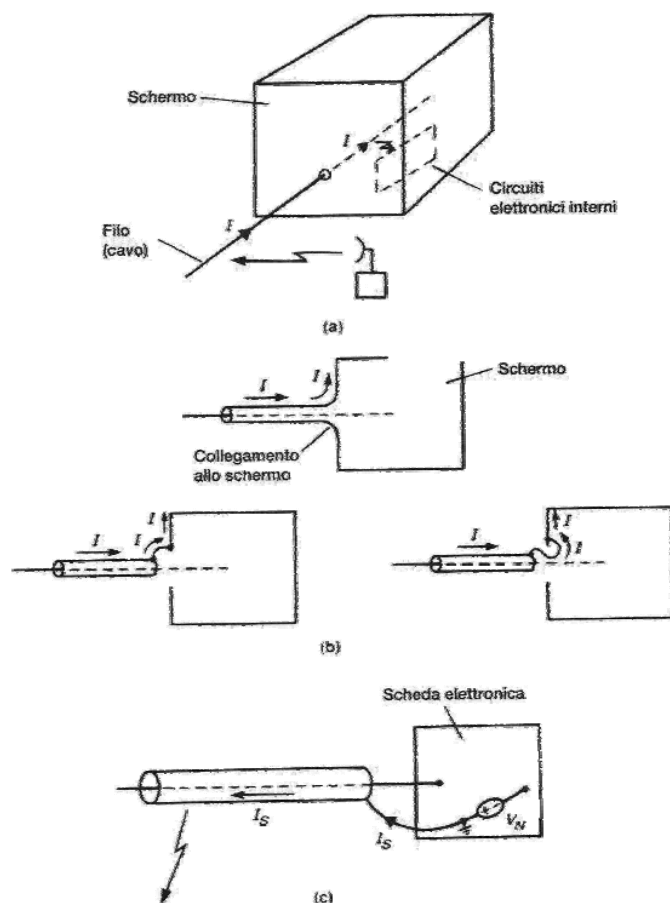


Figura 20: Alcune importanti situazioni pratiche che compromettono seriamente l'efficienza di schermatura: (a) attraversamento dello schermo da parte di un cavo che fornisce una via d'ingresso diretta per i campi esterni; (b) collegamento dello schermo del cavo mediante ponticello flessibile al contenitore schermante presso il punto di ingresso del cavo; (c) collegamento dello schermo del cavo a un punto soggetto a disturbi elettrici, con la conseguente irradiazione da parte dello schermo

Un'efficienza di schermatura di 100 dB significa che in presenza dello schermo il campo incidente viene ridotto di un fattore 100000. Per ottenere questo valore ideale estremamente grande di efficienza di schermatura occorre che lo schermo racchiuda completamente i dispositivi elettronici e non presenti vie di accesso dall'esterno come aperture, giunture, fessure o cavi. Qualsiasi via di accesso attraverso uno schermo, se non adeguatamente trattata, può ridurre drasticamente l'efficienza dello schermo. Per esempio si consideri una scatola metallica chiusa (lo schermo) in cui entra un filo, come illustrato nella Figura 20a. Si supponga che da una vicina sorgente, per esempio un'antenna, sia irradiato un campo elettromagnetico. Il campo si accoppia con il filo generando in esso una corrente indotta. Questa corrente fluisce liberamente attraverso lo schermo e si accoppia con i dispositivi racchiusi internamente. Analogamente può avvenire il contrario, cioè il disturbo interno allo schermo si accoppia con il filo che lo convoglia all'esterno, dove si irradia. Questo meccanismo di penetrazione del campo praticamente annulla l'efficienza dello schermo. Se si vuole preservare l'efficienza dello schermo, il passaggio di un cavo attraverso uno schermo deve essere adeguatamente considerato. Uno dei metodi comuni è di collocare filtri sul cavo in corrispondenza del punto di attraversamento dello schermo, un altro è di utilizzare cavi schermati con il proprio schermo collegato per l'intero perimetro allo schermo dell'apparecchiatura, come illustrato nella Figura 20b_[1]. Si osservi che sul cavo possono essere presenti correnti indotte dai campi esterni. Se si collega lo schermo del cavo allo schermo dell'apparecchiatura semplicemente con un altro filo, come illustrato nella Figura 20b, è possibile che le correnti presenti sullo schermo del cavo siano condotte sulla superficie interna dello schermo dell'apparecchiatura, dove possono, ancora una volta irradiarsi sui dispositivi elettronici contenuti, riducendo così l'efficienza dello schermo dell'apparecchiatura.

Anche in questo caso è possibile il contrario, a meno che lo schermo del cavo non sia collegato per l'intero suo perimetro allo schermo dell'apparecchiatura, le correnti di disturbo presenti sulla superficie interna di quest'ultima possono uscire fluendo lungo la superficie esterna dello schermo del cavo e da qui irradiarsi. Può succedere che, rimuovendo lo schermo posto attorno a un cavo di collegamento esterno a una periferica si abbia una diminuzione delle emissioni irradiate da parte del cavo stesso.

Come regola generale, uno schermo collocato attorno ai fili di un cavo non riduce necessariamente le emissioni irradiate del cavo. La spiegazione di questo fenomeno è illustrata nella Figura 20c. Per ottenere una schermatura efficiente nel ridurre le emissioni irradiate di un cavo, lo schermo del cavo deve essere collegato a un punto a potenziale zero (una massa ideale). Se la tensione del punto di collegamento del ponticello flessibile dello schermo è variabile (per esempio la massa logica in un circuito stampato), come illustrato nella Figura 20 c, allora si è realizzata un'antenna monopolo (lo schermo del cavo). Se la lunghezza dello schermo del cavo è dell'ordine di un quarto della lunghezza d'onda, lo schermo diventa un vero elemento radiante. I cavi di collegamento con le unità periferiche, come per esempio quelli che collegano un calcolatore da tavolo alla stampante, hanno in genere una lunghezza dell'ordine di 1,5 m che equivale a un quarto di lunghezza d'onda a 50 MHz. Su questo tipo di cavi periferici si possono frequentemente osservare picchi di risonanza delle emissioni irradiate dovute alle correnti di modo comune nell'intervallo di frequenza da 50 a 100 MHz. Scollegando il cavo periferico da un'apparecchiatura, in genere si eliminano tali risonanze e le conseguenti rilevanti emissioni irradiate.

Un'altra comune via d'accesso attraverso lo schermo è costituita dalle aperture sulla parete dello schermo. I campi interni o quelli esterni allo schermo si possono irradiare attraverso questa apertura, riducendo l'efficienza di schermatura. Questo è dovuto, in parte, ad un importante teorema conosciuto con il nome di principio di Babinet^[2]. Per illustrare questo principio, si consideri una fessura aperta in uno schermo perfettamente conduttore come illustrato nella Figura 21. Due punti opposti della fessura sono collegati ad una linea di trasmissione che trasporta un segnale di eccitazione. I campi lontani che vengono irradiati da questa "antenna a fessura" sono indicati con $E_{\phi S}$, $E_{\phi S}$, $H_{\phi S}$ e $H_{\phi S}$. Si consideri ora la struttura complementare illustrata nella Figura 21, ottenuta sostituendo lo schermo con l'aria e la fessura con un conduttore perfetto di forma identica alla fessura. Quest'antenna viene nuovamente alimentata da una linea di trasmissione collegata alle due metà. I campi lontani irradiati da questa struttura complementare sono indicati con $E_{\phi C}$, $E_{\phi C}$, $H_{\phi C}$ e $H_{\phi C}$. Il principio di Babinet stabilisce che i campi lontani irradiati dallo schermo con

la fessura e quelli irradiati dalla struttura complementare sono legati dalle seguenti espressioni:

$$E_{\theta S} = H_{\theta C} \quad E_{\phi S} = H_{\phi C}$$
$$H_{\theta S} = -\frac{E_{\theta C}}{\eta_0^2} \quad H_{\phi S} = -\frac{E_{\phi C}}{\eta_0^2}$$

Questo mostra che le aperture possono irradiare praticamente come antenne, i cui elementi radianti abbiano le stesse dimensioni delle aperture.

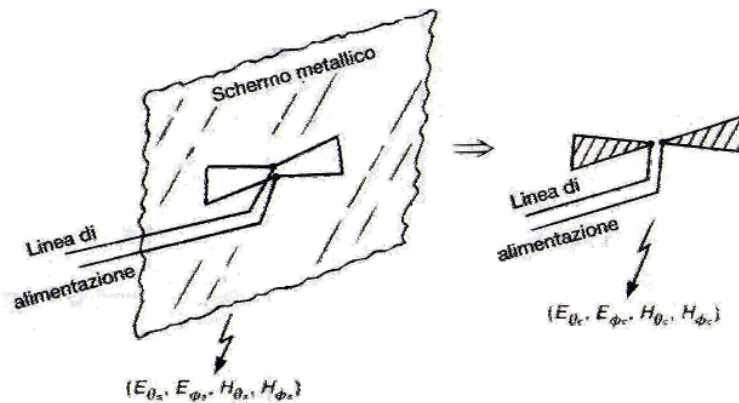


Figura 21: Illustrazione del comportamento di un' apertura in uno schermo (principio di Babinet)

Come regola fondamentale, il progettista che affronta problemi di compatibilità elettromagnetica dovrebbe utilizzare le stesse regole e gli stessi accorgimenti indipendentemente dal fatto che l'apparecchiatura venga schermata oppure no.

3.2. EFFICIENZA DI SCHERMATURA

Il concetto generale di efficienza di schermatura è stato esaminato nel paragrafo precedente. Per ottenere la definizione quantitativa si inizia con il considerare una barriera metallica di spessore t , conduttività σ , permittività relativa ϵ_r e permeabilità relativa μ_r , illustrato nella Figura 22. Su questa barriera è incidente un'onda elettromagnetica: quindi si produce un'onda riflessa e una parte dell'onda incidente è trasmessa attraverso la barriera. L'efficienza di schermatura della barriera per il campo elettrico è definita, in decibel, come:

$$SE = 20 \log_{10} \left| \frac{\hat{E}_i}{\hat{E}_t} \right|$$

Si noti che questo è un numero positivo perché il campo incidente deve essere più grande del campo che riesce a superare la barriera.

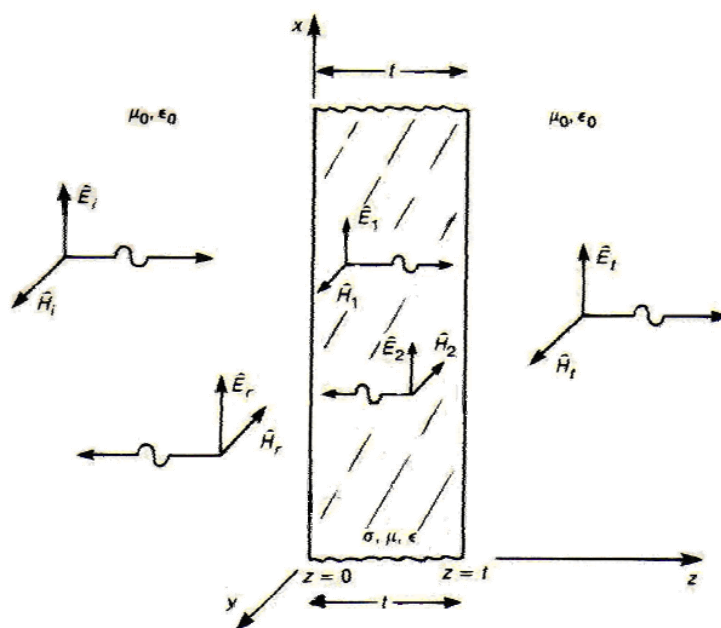


Figura 22: Efficienza di schermatura di uno schermo conduttivo in presenza di un'onda piana uniforme in direzione normale

Per esempio, un'efficienza di schermatura di 120 dB significa che l'intensità del campo trasmesso è ridotta di un fattore 10^6 rispetto all'intensità del campo incidente.

Alcune definizioni dell'efficienza di schermatura sono date in termini di rapporto tra il campo trasmesso e il campo incidente. Questa definizione fornisce risultati in dB negativi, essendo la relazione precedente cambiata di segno. In termini di campo magnetico, l'efficienza di schermatura può essere definita come:

$$SE = 20 \log_{10} \left| \frac{\hat{H}_i}{\hat{H}_t} \right|$$

Se il campo incidente è un'onda piana uniforme e il mezzo di propagazione è uguale da entrambe le parti della barriera, allora le due definizioni sono identiche, poiché i campi elettrico e magnetico sono legati tra loro dalla impedenza intrinseca del mezzo. Per campi vicini e/o mezzi diversi dalle due parti della barriera, le due definizioni non sono equivalenti. Tuttavia di solito in entrambi i casi si utilizza la definizione di efficienza di schermatura in termini di campo elettrico. Sono molti i fenomeni che contribuiscono alla riduzione del campo incidente nel corso dell'attraversamento della barriera. Si consideri il diagramma riportato nella Figura 23, che illustra questi effetti.

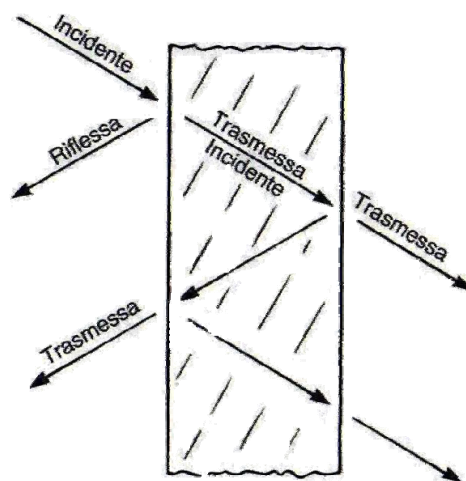


Figura 23: Riflessioni multiple in uno schermo

La frazione di campo incidente che viene riflessa è data dal coefficiente di riflessione della superficie considerata. La frazione di onda che attraversa questa superficie si propaga attraverso lo spessore dello schermo. Poiché esso è costituito da un mezzo

conduttivo, l'ampiezza dell'onda viene attenuata dal fattore $e^{-\alpha z}$, dove α è la costante di attenuazione del materiale. Questo fenomeno è indicato con il termine di perdite per assorbimento. Quando lo schermo è costituito di un materiale buon conduttore (come avviene di solito), la costante di attenuazione α è legata alla profondità di penetrazione per effetto pelle del materiale δ , come $\alpha = 1/\delta$. Perciò le ampiezze dei campi sono attenuate secondo il fattore $e^{-z/\delta}$. Se alla frequenza dell'onda incidente lo spessore della barriera t è molto più grande della profondità di penetrazione per effetto pelle, allora l'onda trasmessa attraverso la prima interfaccia raggiunge l'interfaccia di destra fortemente attenuata. Essa rappresenta un'onda incidente sull'interfaccia di destra, ed è incidente dalla parte del mezzo metallico. Una frazione di quest'onda incidente viene riflessa e la restante parte trasmessa attraverso l'interfaccia nel mezzo a destra della barriera. La frazione riflessa di quest'onda si propaga all'indietro nello spessore dello schermo e colpisce la prima interfaccia, provenendo da un mezzo metallico. Ancora una volta, una frazione di quest'onda è trasmessa attraverso l'interfaccia di sinistra e va a sommarsi al campo riflesso totale nel mezzo di sinistra, mentre la parte rimanente viene riflessa e torna a propagarsi verso destra. Questa frazione viene nuovamente attenuata nell'attraversare lo spessore dello schermo. Quando colpisce l'interfaccia di destra, una parte viene riflessa e l'altra trasmessa attraverso l'interfaccia. La parte trasmessa attraverso l'interfaccia di destra si va a sommare al campo totale trasmesso attraverso lo schermo. Il processo continua in modo analogo ma le successive frazioni di campo riflesso e trasmesso sono progressivamente attenuate durante la loro propagazione attraverso lo spessore della barriera conduttiva. Se uno schermo è stato progettato in modo che, alla frequenza del campo incidente previsto, il suo spessore sia molto più grande della profondità di penetrazione per effetto pelle del materiale, queste continue e ripetute riflessioni sulle superfici interne della barriera sono di poca importanza. Queste riflessioni e trasmissioni multiple possono, perciò, in genere essere trascurate nel caso in cui lo spessore dello schermo sia molto maggiore della profondità di penetrazione per effetto pelle ed è sufficiente considerare soltanto la riflessione e la trasmissione iniziali sulle interfacce di sinistra e di destra della barriera. Comunque, l'espressione dell'efficienza di schermatura può essere suddivisa nel prodotto di tre termini rappresentanti rispettivamente i fenomeni di

perdita per riflessione, perdita per assorbimento e perdita per riflessioni multiple. Se espressi in decibel, questi fattori si sommano e si ottiene:

$$SE_{dB} = R_{dB} + A_{dB} + M_{dB}$$

dove R rappresenta le perdite per riflessione causate dalla riflessione sulle interfacce sinistra e destra, A rappresenta le perdite per assorbimento dell'onda che si propaga nello spessore della barriera, M rappresenta gli effetti addizionali delle continue e ripetute riflessioni e trasmissioni^[3-7].

3.3. EFFICIENZA DI SCHERMATURA CON SORGENTI IN CAMPO LONTANO: SOLUZIONE ESATTA

In questo paragrafo si fa l'ipotesi che il campo incidente sulla barriera sia distante a sufficienza dalla barriera in modo che il campo assomigli a un'onda piana uniforme. Dapprima verrà determinata in modo approssimato, dimostrando che i due metodi conducono agli stessi risultati nel caso in cui lo schermo sia realizzato con un mezzo "buon conduttore" e di spessore t molto maggiore della profondità di penetrazione per effetto pelle alla frequenza dell'onda incidente.

Per ottenere la soluzione esatta dell'efficienza di schermatura di una barriera metallica si analizza il problema illustrato nella Figura 22. Uno schermo di spessore t , conduttività σ , permittività ε e permeabilità η è colpito sulla superficie a sinistra da un'onda elettromagnetica piana uniforme incidente. Per ragioni pratiche si suppone che da entrambe le parti dello schermo il mezzo sia l'aria. Per la definizione del problema si utilizza un sistema di coordinate cartesiane rettangolari, in cui la superficie di sinistra giace nel piano xy a $z=0$ e la superficie di destra a $z=t$. Nel mezzo a sinistra e nello spessore dello schermo sono presenti onde che si propagano sia verso destra sia verso sinistra secondo le proprietà generali delle soluzioni delle equazioni di Maxwell. Nel mezzo a destra dello schermo si postula che esistano solo onde che si propagano verso destra, perché si suppone che non vi siano ulteriori ostacoli che creino un campo riflesso. Le espressioni generali di questi campi sono:

$$\begin{aligned} \vec{\hat{E}}_i &= \hat{E}_i e^{-j\beta_0 z} \vec{a}_x & \vec{\hat{H}}_i &= \frac{\hat{E}_i}{\eta_0} e^{-j\beta_0 z} \vec{a}_y \\ \vec{\hat{E}}_r &= \hat{E}_r e^{j\beta_0 z} \vec{a}_x & \vec{\hat{H}}_r &= -\frac{\hat{E}_r}{\eta_0} e^{j\beta_0 z} \vec{a}_y \\ \vec{\hat{E}}_1 &= \hat{E}_1 e^{-\gamma z} \vec{a}_x & \vec{\hat{H}}_1 &= \frac{\hat{E}_1}{\eta} e^{-\gamma z} \vec{a}_y \\ \vec{\hat{E}}_2 &= \hat{E}_2 e^{\gamma z} \vec{a}_x & \vec{\hat{H}}_2 &= -\frac{\hat{E}_2}{\eta} e^{\gamma z} \vec{a}_y \end{aligned}$$

$$\vec{\hat{E}}_t = \hat{E}_t e^{-j\beta_0 z} \vec{a}_x \quad \vec{\hat{H}}_t = \frac{\hat{E}_t}{\eta_0} e^{-j\beta_0 z} \vec{a}_y$$

dove i diversi termini sono dati da:

$$\beta_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$$

e

$$\hat{\gamma} = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = \alpha + j\beta$$

$$\hat{\eta} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}$$

Data l'ampiezza del campo \hat{E}_i , per determinare le restanti ampiezze \hat{E}_r , \hat{E}_1 , \hat{E}_2 ed

\hat{E}_t sono necessarie quattro equazioni. Queste si determinano imponendo le condizioni al contorno sui vettori dei campi alle due superfici di separazione, per $z=0$ e $z=t$. Imponendo la continuità delle componenti tangenziali del campo elettrico alle due interfacce si ottiene:

$$\vec{\hat{E}}_i|_{z=0} + \vec{\hat{E}}_r|_{z=0} = \vec{\hat{E}}_1|_{z=0} + \vec{\hat{E}}_2|_{z=0}$$

$$\vec{\hat{E}}_1|_{z=t} + \vec{\hat{E}}_2|_{z=t} = \vec{\hat{E}}_t|_{z=t}$$

Imponendo la continuità delle componenti tangenziali del campo magnetico alle due interfacce si ottiene:

$$\vec{\hat{H}}_i|_{z=0} + \vec{\hat{H}}_r|_{z=0} = \vec{\hat{H}}_1|_{z=0} + \vec{\hat{H}}_2|_{z=0}$$

$$\vec{\hat{H}}_1|_{z=t} + \vec{\hat{H}}_2|_{z=t} = \vec{\hat{H}}_t|_{z=t}$$

Sostituendo si ottengono le quattro equazioni cercate, che valgono:

$$\hat{E}_i + \hat{E}_r = \hat{E}_1 + \hat{E}_2$$

$$\hat{E}_1 e^{-\hat{\gamma}t} + \hat{E}_2 e^{\hat{\gamma}t} = \hat{E}_i e^{-j\beta_0 t}$$

$$\frac{\hat{E}_i}{\hat{\eta}_0} - \frac{\hat{E}_r}{\hat{\eta}_0} = \frac{\hat{E}_1}{\hat{\eta}} - \frac{\hat{E}_2}{\hat{\eta}}$$

$$\frac{\hat{E}_1}{\hat{\eta}} e^{-\hat{\gamma}t} - \frac{\hat{E}_2}{\hat{\eta}} e^{\hat{\gamma}t} = \frac{\hat{E}_t}{\hat{\eta}_0} e^{-j\beta_0 t}$$

Risolvendo queste equazioni si ottiene il rapporto tra le onde incidente e trasmessa:

$$\frac{\hat{E}_i}{\hat{E}_t} = \frac{(\hat{\eta}_0 + \hat{\eta})^2}{4\hat{\eta}_0 \hat{\eta}} \left[1 - \left(\frac{\hat{\eta}_0 - \hat{\eta}}{\hat{\eta}_0 + \hat{\eta}} \right)^2 e^{-2t/\delta} e^{-j2\beta t} \right] e^{t/\delta} e^{j\beta t} e^{-j\beta_0 t}$$

Questa equazione è l'espressione esatta del rapporto tra il campo elettrico totale incidente sullo schermo e il campo elettrico trasmesso oltre lo schermo. In essa è stata introdotta la relazione $\hat{\gamma} = \alpha + j\beta$ e anche $\alpha = 1/\delta$, dove δ è la profondità di penetrazione per effetto pelle del materiale alla frequenza dell'onda incidente. E' possibile comunque effettuare alcune ragionevoli approssimazioni per ricondurre questa espressione alla forma trovata con metodi approssimati. Questo non solo conduce a un risultato semplificato ma servirà a dimostrare che è possibile ottenere lo stesso risultato con metodi approssimati senza alcuna significativa diminuzione della precisione.

Per semplificare la precedente equazione si suppone che lo schermo sia costruito da un materiale "buon conduttore", cosicché l'impedenza intrinseca del conduttore è molto minore di quella dell'aria:

$$\hat{\eta} \ll \hat{\eta}_0$$

in questo modo si può approssimare:

$$\frac{\hat{\eta}_0 - \hat{\eta}}{\hat{\eta}_0 + \hat{\eta}} \cong 1$$

Inoltre si suppone che la profondità di penetrazione per effetto pelle δ sia molto minore dello spessore dello schermo t . Così:

$$e^{-\hat{\gamma}t} = e^{-\alpha t} e^{-j\beta t} = e^{-t/\delta} e^{-j\beta t}$$

$\ll 1$ per $t \gg \delta$

Il modulo del rapporto \hat{E}_i / \hat{E}_t è riportato di seguito:

$$\left| \frac{\hat{E}_i}{\hat{E}_t} \right| = \left| \frac{(\hat{\eta}_0 + \hat{\eta})^2}{4\hat{\eta}_0 \hat{\eta}} \right| e^{t/\delta} \cong \left| \frac{\hat{\eta}_0}{4\hat{\eta}} \right| e^{t/\delta}$$

L'espressione logaritmica di questo risultato, che esprime l'efficienza dello schermo in dB vale:

$$SE_{dB} \cong 20 \log_{10} \left| \frac{\hat{\eta}_0}{4\hat{\eta}} \right| + 20 \log_{10} e^{t/\delta} + M_{dB}$$

Il termine di perdita per riflessioni multiple è:

$$M_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 - \left(\frac{\hat{\eta}_0 - \hat{\eta}}{\hat{\eta}_0 + \hat{\eta}} \right)^2 e^{-2t/\delta} e^{-j2\beta t} \right| \cong 20 \log_{10} \left| 1 - e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta} \right|$$

che può essere trascurato per gli schermi costruiti con un buon conduttore, $\hat{\eta} \ll \hat{\eta}_0$, e di spessore molto maggiore rispetto alla profondità di penetrazione per effetto pelle, $t \gg \delta$. Inoltre è stato sostituito $\beta = \alpha = 1/\delta$, avendo ipotizzato che lo schermo sia costruito con un buon conduttore. Si osservi che questo termine è della forma $1 - \hat{\Gamma}_{in}^2$, dove $\hat{\Gamma}_{in} = \left[\frac{\hat{\eta}_0 - \hat{\eta}}{\hat{\eta}_0 + \hat{\eta}} \right] e^{-2t/\delta}$ e il coefficiente di riflessione all'interfaccia destra riportato all'interfaccia sinistra. Il termine dovuto alle riflessioni multiple vale circa l'unità ($M_{dB} \cong 0$) nel caso in cui lo spessore dello schermo sia grande rispetto alla profondità di penetrazione per effetto pelle, $t \gg \delta$ e quindi non altera il risultato. Comunque se lo spessore dello schermo è sottile rispetto alla profondità di penetrazione per effetto pelle, $t \gg \delta$, il fattore di perdita per le riflessioni multiple è negativo (in dB). In questo caso le riflessioni multiple riducono l'efficienza di schermatura della barriera.

3.4. LA SOLUZIONE APPROSSIMATA

Si vuole ricavare ora il risultato precedente nell'ipotesi in cui lo schermo sia costruito con un buon conduttore, $\hat{\eta} \ll \eta_0$, e che il suo spessore sia molto maggiore della profondità per effetto pelle alla frequenza dell'onda incidente, cioè $t \gg \delta$. Queste ipotesi sono di solito intrinsecamente verificate con uno schermo ben progettato e quindi non costituiscono una restrizione dal punto di vista pratico_[8]. L'idea basilare è illustrata nella Figura 24.

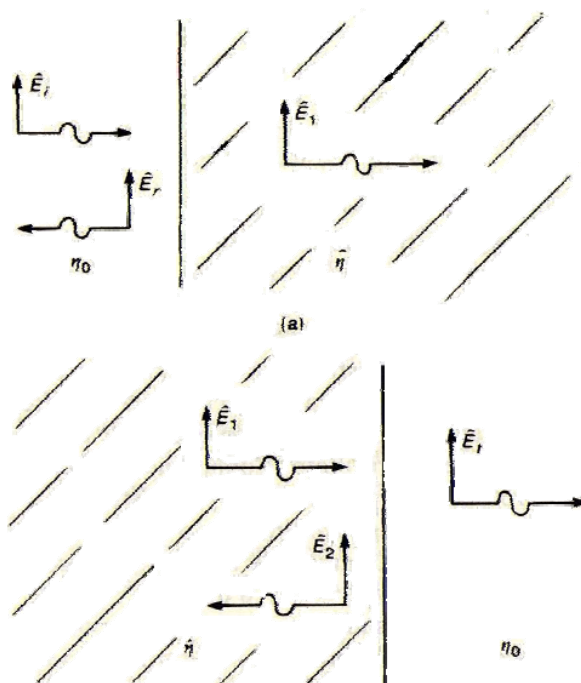


Figura 24: Metodo di calcolo approssimato dell'efficienza di schermatura nel caso di onde piane uniformi

Innanzitutto è bene notare che questo metodo approssimato è analogo al procedimento per determinare il guadagno complessivo di una serie di amplificatori in cascata. In quel caso si calcola l'impedenza di ingresso del primo stadio, utilizzando l'impedenza di ingresso del secondo stadio come carico del primo. Quindi si può calcolare il rapporto tra le tensioni di uscita e d'ingresso del primo stadio. Poi si calcola il rapporto tra le tensioni di uscita e di ingresso del secondo

stadio, utilizzando l'impedenza d'ingresso del terzo stadio come carico per il secondo. Questo procedimento continua fino a calcolare il guadagno dell'ultimo stadio. Il guadagno complessivo della cascata è dato quindi dal prodotto dei guadagni dei singoli stadi. Con questa tecnica si tiene conto del carico rappresentato da ciascuno stadio su quello precedente e questo carico in genere non può essere trascurato. Tuttavia, se l'impedenza d'ingresso dei singoli stadi è molto grande, come in genere si verifica nel caso dei FET e degli amplificatori a valvole termoioniche, allora questo carico può essere ignorato e il guadagno complessivo della cascata può essere calcolato come il prodotto dei guadagni dei singoli stati isolati.

3.4.1. PERDITE PER RIFLESSIONE

La tecnica approssimata di analisi utilizzata è direttamente analoga al metodo di analisi degli amplificatori in cascata appena descritto. Se si ipotizza che lo spessore dello schermo sia molto maggiore della profondità di penetrazione per effetto pelle alla frequenza dell'onda incidente, la frazione di onda incidente che viene trasmessa attraverso l'interfaccia di sinistra della Figura 22, \hat{E}_1 , viene notevolmente attenuata durante la sua propagazione fino all'interfaccia di destra. Così l'onda riflessa \hat{E}_2 , quando raggiunge l'interfaccia di sinistra, non è più molto significativa e contribuisce poco al campo riflesso \hat{E}_r (anche \hat{E}_2 viene notevolmente attenuata durante la sua propagazione dall'interfaccia di destra a quella di sinistra). Perciò la frazione di onda incidente che è trasmessa attraverso l'interfaccia di sinistra, \hat{E}_1 , può essere calcolata come se lo schermo fosse infinitamente spesso, supponendo quindi che $\hat{E}_2=0$. In questo modo ci si è ricondotti al problema base illustrato nella Figura 24a. Il coefficiente di trasmissione diventa:

$$\frac{\hat{E}_1}{\hat{E}_i} = \frac{2\eta}{\eta_0 + \eta}$$

Il successivo problema si verifica presso la seconda interfaccia, come illustrato nella Figura 24b, può essere nuovamente ricondotto al problema base. In questo caso il coefficiente di riflessione diventa:

$$\frac{\hat{E}_t}{\hat{E}_1} = \frac{2\eta_0}{\eta_0 + \hat{\eta}}$$

Si noti che in questo secondo caso l'impedenza intrinseca del mezzo per l'onda trasmessa è η_0 , l'impedenza intrinseca per l'onda incidente è $\hat{\eta}$. Per il primo caso l'impedenza intrinseca del mezzo per l'onda trasmessa è $\hat{\eta}$ e l'impedenza intrinseca per l'onda incidente è η_0 . Eseguendo il prodotto tra il coefficiente di trasmissione e quello di riflessione si ottiene il rapporto tra il campo trasmesso e il campo incidente in assenza di attenuazione:

$$\frac{\hat{E}_t}{\hat{E}_i} = \frac{\hat{E}_t}{\hat{E}_1} \frac{\hat{E}_1}{\hat{E}_i} = \frac{2\eta_0}{\eta_0 + \hat{\eta}} \cdot \frac{2\hat{\eta}}{\eta_0 + \hat{\eta}} = \frac{4\eta_0 \hat{\eta}}{(\eta_0 + \hat{\eta})^2}$$

Si noti che, poiché $\hat{\eta} \ll \eta_0$, il coefficiente di trasmissione è molto minore del coefficiente di riflessione. Quindi il coefficiente di trasmissione è molto piccolo alla prima interfaccia e vale circa 2 presso la seconda interfaccia. Pertanto attraverso la prima interfaccia (l'interfaccia di sinistra) viene trasmessa una frazione molto piccola del campo elettrico. Il coefficiente di riflessione alla prima interfaccia (l'interfaccia di sinistra) è dato da $\Gamma_1 = \left[\frac{\hat{\eta} - \eta_0}{\eta_0 + \hat{\eta}} \right] \cong -1$ e il campo elettrico è in pratica "cortocircuitato" dal buon conduttore. Il coefficiente di riflessione alla seconda interfaccia (l'interfaccia di sinistra) vale $\Gamma_2 = \left[\frac{\eta_0 - \hat{\eta}}{\eta_0 + \hat{\eta}} \right] \cong 1$. Questi coefficienti sono analoghi al caso della riflessione delle tensioni alle estremità di una linea di trasmissione in cortocircuito (interfaccia sinistra) o in circuito aperto (interfaccia destra). Così la maggior parte del campo elettrico che incide su ciascun interfaccia viene riflesso. Comunque, poiché attraverso la prima interfaccia viene trasmessa una frazione molto piccola del campo elettrico, il fatto che il coefficiente di riflessione sulla seconda interfaccia valga circa 1 non influisce significativamente sul risultato. Il termine di perdite per riflessione definito precedentemente vale quindi:

$$R_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{\hat{E}_t}{\hat{E}_i} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{(\hat{\eta}_0 + \hat{\eta})^2}{4\hat{\eta}_0 \hat{\eta}} \right| \cong 20 \log_{10} \left| \frac{\hat{\eta}_0}{4\hat{\eta}} \right|$$

dove è stata utilizzata l'approssimazione $\hat{\eta} \ll \hat{\eta}_0$.

Consideriamo, adesso, la trasmissione del campo magnetico; se si desidera, infatti, determinare i campi magnetici riflessi e trasmessi, occorre dividere i campi elettrici per l'appropriato valore dell'impedenza caratteristica e si ottiene:

$$\frac{\hat{H}_t}{\hat{H}_i} = \frac{\hat{E}_t / \hat{\eta}}{\hat{E}_i / \hat{\eta}_0} = \frac{\hat{E}_t}{\hat{E}_i} \frac{\hat{\eta}_0}{\hat{\eta}} = \frac{2\hat{\eta}_0}{\hat{\eta}_0 + \hat{\eta}}$$

In modo analogo si ottiene:

$$\frac{\hat{H}_i}{\hat{H}_t} = \frac{\hat{E}_i / \hat{\eta}_0}{\hat{E}_t / \hat{\eta}} = \frac{\hat{E}_i}{\hat{E}_t} \frac{\hat{\eta}}{\hat{\eta}_0} = \frac{2\hat{\eta}}{\hat{\eta}_0 + \hat{\eta}}$$

Eseguendo il prodotto tra questi due valori dell'impedenza caratteristica si ottiene il rapporto tra le intensità dei campi magnetici trasmesso e incidente:

$$\frac{\hat{H}_t}{\hat{H}_i} = \frac{\hat{H}_t}{\hat{H}_i} \frac{\hat{H}_i}{\hat{H}_t} = \frac{2\hat{\eta}_0}{\hat{\eta}_0 + \hat{\eta}} \cdot \frac{2\hat{\eta}}{\hat{\eta}_0 + \hat{\eta}} = \frac{4\hat{\eta}_0 \hat{\eta}}{(\hat{\eta}_0 + \hat{\eta})^2}$$

Confrontando il rapporto tra le intensità dei campi magnetici trasmesso e incidente e il rapporto tra il campo trasmesso e il campo incidente in assenza di attenuazione emerge che il rapporto tra i campi elettrici trasmesso e incidente è uguale al rapporto tra i campi magnetici trasmesso e incidente. Tuttavia vi è una differenza: la trasmissione maggiore del campo magnetico avviene all'interfaccia di sinistra mentre la trasmissione maggiore del campo elettrico avviene all'interfaccia di destra. Perciò l'attenuazione del campo magnetico che avviene durante la sua propagazione attraverso lo spessore dello schermo è molto più importante di quella del campo elettrico. Questo evidenzia il fatto che schermi "spessi" producono un effetto schermante sul campo magnetico maggiore che sul campo elettrico (a causa dell'attenuazione del campo magnetico durante la sua propagazione attraverso lo spessore dello schermo).

Poiché per il campo elettrico la trasmissione maggiore avviene alla seconda interfaccia, lo spessore dello schermo non ha la stessa importanza che riveste invece nei riguardi dell'effetto schermante del campo magnetico, per il quale la trasmissione maggiore avviene alla prima interfaccia. L'attenuazione dovuta allo spessore dello schermo è molto più significativa nell'azione schermante del campo magnetico perché vi è una maggiore trasmissione del campo magnetico alla prima interfaccia. Perciò schermi efficaci per il campo elettrico possono essere realizzati con schermi sottili, sufficienti a "cortocircuitare" il campo elettrico alla prima interfaccia.

3.4.2. PERDITE PER ASSORBIMENTO

I risultati precedenti sono stati ricavati ipotizzando che lo spessore dello schermo sia molto maggiore della profondità di penetrazione per effetto pelle, cosicché si possono "disaccoppiare" i calcoli delle riflessioni e delle trasmissioni alle due interfacce_[9]. Tuttavia il semplice prodotto dei due coefficienti di trasmissione significa supporre che \hat{E}_1 abbia la stessa ampiezza sia all'interfaccia sinistra sia a quella destra. Invece l'ampiezza di \hat{E}_1 all'interfaccia destra è stata considerevolmente ridotta del fattore $e^{-t/\delta}$ rispetto al valore all'interfaccia sinistra. Questa attenuazione può essere facilmente tenuta in conto semplicemente moltiplicando il rapporto tra il campo trasmesso e il campo incidente in assenza di attenuazione per $e^{-t/\delta}$. Quindi il fattore di assorbimento che rappresenta l'attenuazione diventa:

$$A = e^{t/\delta}$$

In decibel si ha:

$$A_{dB} = 20 \log_{10} e^{t/\delta}$$

3.4.3. PERDITE PER RIFLESSIONI MULTIPLE

Nei calcoli approssimati precedenti, è stato ipotizzato che tutte le riflessioni secondarie non sono significative, data la notevole attenuazione che si verifica durante la propagazione avanti e indietro nello spessore dello schermo. Se lo spessore dello schermo non è molto più grande della profondità di penetrazione per effetto pelle, come si era supposto finora, allora le ripetute riflessioni e trasmissioni

possono diventare importanti. Questo è particolarmente vero per il campo magnetico, dato che per esso la trasmissione maggiore avviene alla prima interfaccia e quindi queste riflessioni multiple possono avere maggior peso sull'efficienza di schermatura contro il campo magnetico. Nel caso in cui le riflessioni multiple siano significative, se ne tiene conto mediante il fattore di riflessione multipla illustrato nella Figura 25.

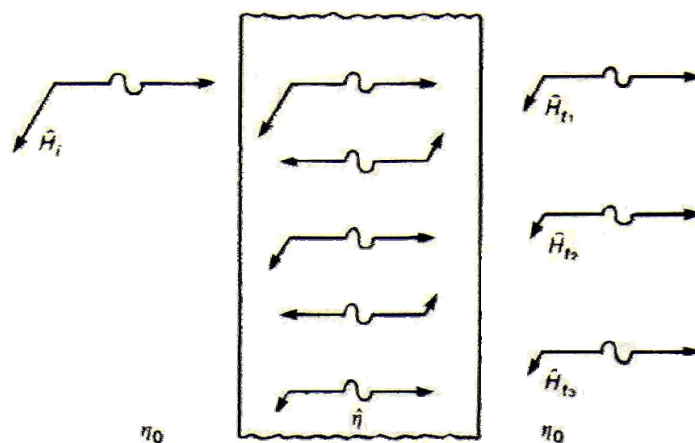


Figura 25: Effetto delle riflessioni multiple all'interno di uno schermo: sommatoria delle trasmissioni multiple

Il campo magnetico totale trasmesso è la somma delle trasmissioni attraverso la seconda interfaccia:

$$\hat{H}_t = \hat{H}_{t1} + \hat{H}_{t2} + \hat{H}_{t3} + \dots = \hat{H}_{t1}(1 + \Delta_2 + \Delta_3 + \dots)$$

dove \hat{H}_{t1} è il campo magnetico trasmesso attraverso la seconda interfaccia che nella precedente soluzione approssimata era considerato pari al campo totale trasmesso. L'efficienza di schermatura del campo magnetico è data da:

$$SE_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{\hat{H}_i}{\hat{H}_t} \right| = -20 \log_{10} \left| \frac{\hat{H}_{t1}}{\hat{H}_i} \right| - M_{dB}$$

Il primo termine è positivo, dato che il campo trasmesso deve essere minore del campo incidente. Il secondo termine è il fattore di riflessione multipla.

3.4.4. PERDITE TOTALI

Combinando i risultati precedenti si ottengono le espressioni delle tre componenti della efficienza di schermatura. Sostituendo le formule approssimate dall'impedenza intrinseca di un mezzo buon conduttore che valgono:

$$\hat{\eta} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} \sqrt{\frac{1}{1 + j\omega\varepsilon/\sigma}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}}$$

e

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$$

si ottiene:

$$R_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{4} \sqrt{\frac{\sigma}{\omega\mu_r\varepsilon_0}} \right)$$

dove si è supposto che $\mu = \mu_0\mu_r$ e $\varepsilon = \varepsilon_0$. E' abitudine riferire la conduttività dei metalli a quella del rame, che ha una conduttività $\sigma_{Cu} = 5,8 \times 10^7 S/m$. Quindi la conduttività degli altri metalli può essere scritta come $\sigma = \sigma_{Cu}\sigma_r$, dove σ_r è la conduttività relativa al rame. Considerando la formula della perdita per riflessione si ottiene:

$$R_{dB} = 168 + 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_r}{\mu_r f} \right)$$

Si osservi che la perdita per riflessione è maggiore alle basse frequenze e per metalli con conduttività elevata. All'aumentare della frequenza essa diminuisce di 10 dB/decade.

Tabella 10: Valori di σ_r e μ_r

Materiale	σ_r	μ_r	$\mu_r \sigma_r$	σ_r / μ_r
Argento	1,05	1	1,05	1,05
Rame	1	1	1	1
Oro	0,7	1	0,7	0,7
Alluminio	0,61	1	0,61	0,61
Ottone	0,26	1	0,26	0,26
Bronzo	0,18	1	0,18	0,18
Stagno	0,15	1	0,15	0,15
Piombo	0,08	1	0,08	0,08
Nichel	0,2	100	20	2×10^{-3}
Acciaio inossidabile (430)	0,02	500	10	4×10^{-5}
Acciaio (SAE 1045)	0,1	1000	100	1×10^{-4}
Mumetal (a 1 kHz)	0,03	20.000	600	$1,5 \times 10^{-6}$
Superpermalloy (a 1 kHz)	0,03	100.000	3000	3×10^{-7}

La formula della perdita per assorbimento può essere semplificata e quindi la profondità di penetrazione per effetto pelle diventa:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} = \frac{0,06609}{\sqrt{f \mu_r \sigma_r}} m$$

dove sono state scritte le espressioni utilizzando diverse unità di misura. Sostituendo quest'ultima uguaglianza nella formula del fattore di assorbimento in dB si ottiene:

$$A_{dB} = 20 \log_{10} e^{t/\delta} = 20t / \delta \log_{10} e = 131,4t \sqrt{f \mu_r \sigma_r} \quad (t \text{ in m})$$

Questa equazione mostra che la perdita per assorbimento all'aumentare della frequenza aumenta su scala logaritmica proporzionalmente a \sqrt{f} .

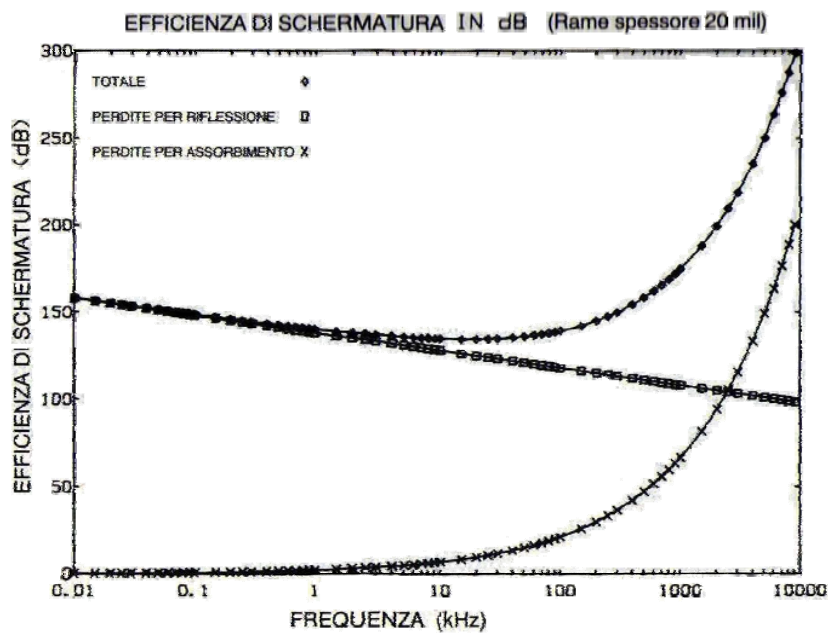


Figura 26: Efficienza di schermatura di uno schermo di rame di 20 mil di spessore

Si noti la grande differenza con una legge proporzionale alla radice quadrata della frequenza, che comporta un aumento su scala logaritmica di 10 dB/decade. Quindi la perdita per assorbimento ha un aumento molto rapido all'aumentare della frequenza. Con i materiali ferromagnetici per cui $\mu_r \gg 1$, questa perdita è maggiore rispetto a quella del rame (supponendo che $\mu_r \sigma_r \gg 1$). La perdita per assorbimento può essere espressa anche in funzione del rapporto tra lo spessore dello schermo e la profondità di penetrazione per effetto pelle:

$$\begin{aligned}
 A_{dB} &= 8,6859t/\delta \\
 &= 8,7dB \quad \text{per } t/\delta = 1 \\
 &= 17,4dB \quad \text{per } t/\delta = 2
 \end{aligned}$$

Questo illustra l'importanza della profondità di penetrazione per effetto pelle nella perdita per assorbimento.

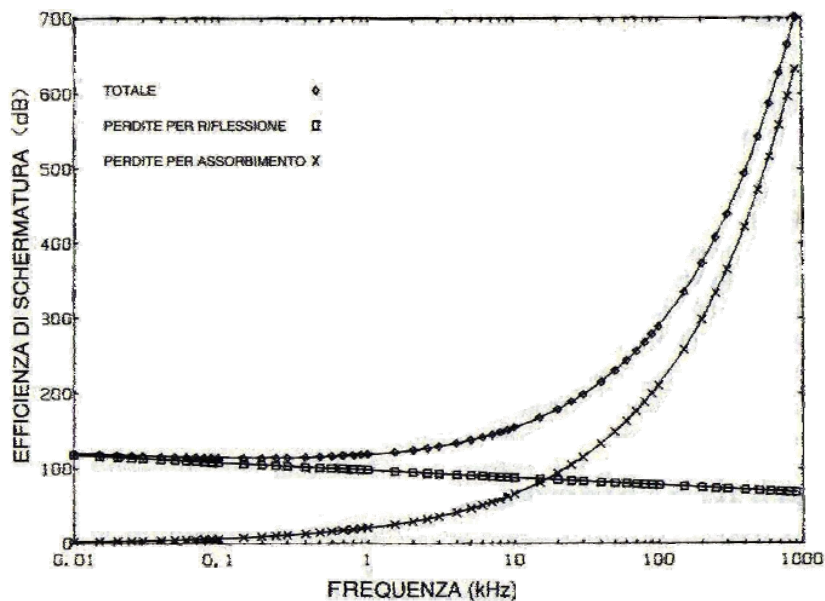


Figura 27: Efficienza di schermatura di uno schermo d'acciaio (SAM 1045) di 20 mil di spessore

Si osservi che la perdita per riflessione è una funzione del rapporto σ_r/μ_r , mentre la perdita per assorbimento è la funzione del prodotto $\sigma_r\mu_r$. Nella Tabella 10 sono riportati i valori di questi fattori per diversi materiali. La Figura 26 illustra le componenti dell'efficienza di schermatura per uno schermo di rame di 20 mil di spessore nell'intervallo di frequenza da 10 Hz a 10 MHz. Si osservi che la perdita per assorbimento è dominante al di sopra di 2 MHz. La Figura 27 illustra gli stessi dati nel caso di uno schermo di acciaio SAE 1045 di 20 mil di spessore. I dati sono riportati solo nell'intervallo da 10 Hz a 1 MHz. Si noti che per questo materiale la perdita per riflessione è dominante soltanto al di sotto di 20 kHz. Questi dati indicano che alle basse frequenze la perdita per riflessione costituisce il contributo predominante all'efficienza di schermatura sia per materiali ferrosi sia non ferrosi. Nei materiali ferrosi alle alte frequenze, la perdita per assorbimento aumenta e così anche l'efficienza di schermatura totale. E' bene ricordare che per il campo elettrico la trasmissione principale avviene attraverso la seconda interfaccia, mentre per il campo magnetico avviene attraverso la prima, quindi l'assorbimento è molto importante per la riduzione del campo magnetico.

Bibliografia

- [1] E.F. Vance, *Electromagnetic-interference control*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, EMC-22, 319-328 (1980).
- [2] C.A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Harper & Row, NY (1982).
- [3] H.W. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic System*, seconda edizione, John Wiley Interscience, NY (1988).
- [4] S. A. Schelkunoff, *Electromagnetic Waves*, Van Nostrand, NJ (1943).
- [5] R.B. Schulz, V.C. Plantz e D.R. Brush, *Shielding theory and practice*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, EMC-30, 187-201 (1988).
- [6] R. K. Kennan, *Digital Design for interference Specification*, The Keenan Corporation, Pinellas Park, FL (1983).
- [7] P.R. Bannister, *New theoretical expression for predicting shielding effectiveness for the plane shield case*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, EMC-10, 1-7 (1968).
- [8] C.R. Paul e S.A. Nasar, *Introduction to Electromagnetic Fields*, seconda edizione, McGraw-Hill, NY (1987).
- [9] E.C. Jordan e K.G. Balmain, *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, seconda edizione, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ (1968).

Capitolo 4. PROBLEMATICHE EMC DI ATTUATORI ELETTRICI E DISPOSITIVI PER SISTEMI DI RIABILITAZIONE MOTORIA

4.1. INTRODUZIONE

L'ambiente ospedaliero è ormai sempre più denso di apparecchiature elettriche ed elettroniche, che possono essere fonte di radiazione elettromagnetica, arrecando disturbi e problematiche alle apparecchiature circostanti, oppure essere vittime di radiazioni provenienti da altre apparecchiature.

In particolare, in questo capitolo, saranno mostrati i risultati di uno studio condotto su attuatori elettrici e dispositivi (celle di carico JR3) per sistemi di riabilitazione motoria e le eventuali problematiche di compatibilità elettromagnetica che possono discendere dal loro uso in ambiente ospedaliero.

Lo studio è nato dall'esigenza di utilizzare sistemi di riabilitazione motoria attuati da dispositivi elettrici durante il monitoraggio dell'attività cerebrale, che serve come feedback della terapia. Il suddetto monitoraggio richiede, oltre al classico EEG (ElettroEncefaloGrafo), l'eventualità che il paziente esegua la terapia riabilitativa in RMN (Risonanza Magnetica Nucleare) oppure che l'attività cerebrale sia monitorata attraverso la MEG (MagnetoEncefaloGrafia).

In tutti e tre i casi possono verificarsi problematiche EMC.

In particolare nel primo caso può accadere che le emissioni irradiate dall'attuatore elettrico possano interferire con il segnale rilevato dall'EEG.

Nel secondo caso, in ambiente RMN, a causa della presenza di un campo magnetico di valore molto elevato (alcuni Tesla), i due sistemi, quello riabilitativo e la RMN, possono, allo stesso tempo, comportarsi sia da sorgenti di radiazioni che da vittime. Infatti il sistema riabilitativo può essere vittima dell'elevato campo magnetico presente all'interno della RMN, e allo stesso tempo può determinare un disturbo nella formazione dell'immagine della Risonanza Magnetica. Per il motivo inverso, facilmente deducibile dalla considerazione precedente, anche la RMN può essere fonte di disturbo (considerando l'elevato campo magnetico necessario al suo

funzionamento) oppure vittima (qualora la radiazione proveniente dal motorino andasse ad inficiare la qualità dell'immagine). Inoltre la presenza di un attuatore elettrico e quindi di un materiale ferroso, implica la necessità di dover risolvere un altro problema. E' noto infatti che all'interno dell'ambiente RMN non possono essere introdotti materiali metallici perché il forte campo magnetico imprime sugli stessi una forza abbastanza elevata da metterli in movimento e renderli pericolosi per i pazienti e per il personale che si trova in quel ambiente. Quindi pur avendo scongiurato problematiche EMI bisogna risolvere anche questo ulteriore problema, ricorrendo ad un opportuno ancoraggio del sistema riabilitativo.

Nell'ultimo caso, in ambiente MEG, bisogna garantire che la rilevazione del segnale (campo magnetico generato dalle correnti cerebrali) non venga inficiata dalle radiazioni dell'attuatore elettrico.

Nello studio della compatibilità elettromagnetica dei suddetti dispositivi in ambiente medicale si è proceduto, dunque, alla caratterizzazione elettromagnetica dei dispositivi in un range di frequenza molto ampio che va da 50 Hz sino ai 3 GHz. La necessità di una caratterizzazione elettromagnetica in un range di frequenza così ampio è giustificata proprio dal tipo di ambienti per i quali si vuole garantire l'utilizzo senza incorrere in problematiche EMC.

In particolare la volontà di testare la EMC in ambiente MEG ha imposto la necessità di un'analisi anche a frequenze molto basse, fino a 50 Hz. La misura del campo magnetico viene effettuata attraverso un sensore molto sensibile che riesce a rilevare i segnali cerebrali che hanno la caratteristica di essere a frequenze di pochi Hz e con intensità del campo magnetico dell'ordine di poche decine di pT.

Nel seguito saranno mostrate, nel dettaglio, tutte le fasi sperimentali che hanno portato alla progettazione di uno schermo per attenuare le emissioni dell'attuatore elettrico e di un sensore di pressione JR3 (cella di carico) anch'esso usato per scopi riabilitativi. Si è fatto ricorso alla progettazione e all'utilizzo dello schermo quando le misure effettuate hanno riscontrato valori maggiori di quelli consentiti dalla normativa oppure valori tali da non permettere un funzionamento adeguato delle apparecchiature ad esse vicine.

Il seguito di questo Capitolo è composto da sette paragrafi di cui anticipiamo i contenuti.

Come già accennato precedentemente, in alcuni casi è stato utile procedere ad una schermatura delle apparecchiature testate. La progettazione di tale schermatura è stata realizzata tramite l'utilizzo delle normative che forniscono il livello massimo di campo elettromagnetico consentito e, per l'individuazione del materiale da utilizzare e lo spessore dello stesso, si è fatto uso di un programma di simulazione in MATLAB che ha permesso la scelta più adeguata. La parte della simulazione MATLAB è trattata nel paragrafo 4.2.

Nei paragrafi 4.3 e 4.4 vengono mostrati il SET-UP di misura utilizzato per eseguire le misure in alta frequenza, nel range 100 kHz – 3 GHz e i risultati ottenuti. La caratterizzazione completa in tale range di frequenza è stata eseguita per due attuatori elettrici (un motore elettrico brushless ed uno brushed) e per due celle di carico della casa JR3 (una compatibile e l'altra non compatibile).

Nei paragrafi 4.5 e 4.6 vengono mostrati il SET-UP di misura utilizzato per eseguire le misure in bassa frequenza, nel range 50 Hz – 100 kHz e i risultati ottenuti. Ancora una volta la caratterizzazione è stata eseguita sia per gli attuatori elettrici che per le celle di carico.

Infine, nei paragrafi 4.7 e 4.8 sono mostrati il SET-UP di misura utilizzato per eseguire prove in ambiente MEG e i risultati ottenuti.

Tutte le misure sono state eseguite con e senza l'eventuale schermatura progettata, in maniera da evidenziarne l'efficienza, e quindi, la risoluzione della problematica EMC.

4.2. SIMULAZIONI MATLAB

In questo paragrafo saranno mostrati i risultati della simulazione in MATLAB riguardanti l'efficienza di schermatura di diversi materiali. Le implementazioni sono state eseguite dapprima considerando i risultati ottenuti dalla soluzione esatta, e in seconda battuta implementando i risultati ottenuti con la soluzione approssimata. I risultati sono stati successivamente confrontati e tracciati negli stessi grafici.

Le simulazioni sono state utilizzate al fine di ottenere una guida alla progettazione di uno schermo adeguato per la schermatura di attuatori elettrici o dispositivi per sistemi di riabilitazione motoria da introdurre in ambiente ospedaliero, ed eventualmente in zone particolarmente sensibili come la Risonanza Magnetica Funzionale o la MEG (Risonanza Magnetica Funzionale). Nel seguito mostriamo, quindi, i risultati ottenuti dalle simulazioni MATLAB.

4.2.1. SIMULAZIONE MATLAB DELLA SOLUZIONE ESATTA

La procedura di calcolo è stata implementata in MATLAB. Le simulazioni sono state eseguite per l'efficienza di schermatura e per il campo in uscita dallo schermo. I materiali scelti per la simulazione sono: rame, acciaio SAE 1045 e alluminio.

Di seguito viene riportato il listato dei programmi utilizzati:

Schermi.m

Il programma calcola i parametri equivalenti del doppio bipolo, il rapporto E_t / E_i per la soluzione in forma chiusa, le attenuazioni approssimate (RdB, AdB, MdB):

```
clear all
clc
close all
format long;
echo off;

global mu0 eps0 n0 d f mu eps S_true w freq_sample n01 n02 n_vett n

%frequenze e pulsazioni di lavoro.
f=logspace(0,8,500);
w=2*pi*f;

%definizione delle proprietà caratteristiche del vuoto
mu0=4*pi*1e-7;
eps0=8.856e-12;
c0=1/sqrt(eps0*mu0); %c0= velocità di propagazione delle onde e.m. nel
vuoto.
```



```
b0=2*pi.*f/c0; %b0=costante di fase di propagazione nel vuoto.
n0=377; %sqrt(mu0/eps0); %n0=impedenza intrinseca del vuoto.

%definizione delle caratteristiche del mezzo
sr=0.1;
mur=1000;
sigma_Cu=5.8e7;
sigma=sr*sigma_Cu; %0.3
%Permalloy
%Scelgo alcuni valori della frequenza (10, 20, 100, 300, 400, 500, 1000,
%2000, 3000, 4000, 5000 Hz)
freq_sample=f; %1e3*[0.01 0.02 0.1 0.3 0.4 0.5 1 2 3 4 5];
nfreq_sample=length(freq_sample);
%Valori della permeabilità
mu_sample=mu0*mur*ones(1,nfreq_sample);%[13 13 13 12.6 12.3 12 11 8.5 7 5.4
4.85]; %mu0*1e3*[13 13 13 13 13 13 13 13 13 13];

%Interpolo per avere più campioni
mu=interp1(freq_sample,mu_sample,f);
eps=eps0;

% Disegno l'andamento della permeabilità dipendente dalla frequenza
%figure(1)
%semilogx(f,mu,'LineWidth',2)
%xlabel('Frequency [Hz]')
%ylabel('\mu [H/m]')

% definizione delle impedenze caratteristiche dei 2 mezzi che circondano lo
% schermo
n01=n0;
n02=n0;

% spessore dello schermo
d=0.5e-3; % [0.015e-3;1e-5;0.3e-3]; %0.5e-3; %20*2.54e-5; %schermo di 20 mils
di rame
%d=0.15e-4;

%Valuto l'impedenza caratteristica e la costante di propagazione del mezzo
%che costituisce lo schermo.
n=sqrt(j*w.*mu./(sigma+j*w*eps));
gamma=sqrt(j*w.*mu.*(sigma+j*w*eps));
alfa=20*log10(real(gamma));

%impedenza caratteristica del mezzo che è a destra dello schermo
zload=n0;

% Campo elettrico incidente
e0=1;

% Valuto la rappresentazione dello schermo con i parametri A, B, C e D, poi
% il campo elettrico e magnetico trasmessi nel range di frequenza
% considerato.
z0=zeros(length(mu),length(f));
e1=zeros(length(mu),length(f));
h1=zeros(length(mu),length(f));

%n=sqrt(j.*w(p)*mu./(sigma+j.*w(p)*eps));
%calcolo dell'impedenza d'ingresso vista dallo schermo
for p=1:length(f),
%definizione della impedenza caratteristica del mezzo
n=sqrt(j*w(p)*mu(p)./(sigma+j*w(p)*eps));
n_vett(p)=n;
%definizione della costante di propagazione del mezzo
beta0=w(p)*sqrt(mu(p)*eps);
gamma=sqrt(j*w(p)*mu(p).*(sigma+j*w(p)*eps));
```

```
gamma_vett(p)=gamma;  
A=cosh(gamma*d);  
D=A; %doppio bipolo simmetrico  
B=n.*sinh(gamma*d);  
C=1./n.*sinh(gamma*d);  
  
E2(p)=2*zload*e0/(zload*(C*zload+D)+(A*zload+B));  
H2(p)=E2(p)/zload;  
  
eff_sch(p)=20*log10(abs(e0/E2(p)));  
  
%Formule di Clayton Paul  
%coefficiente di riflessione del campo elettrico per una singola  
%interfaccia  
qei=(n-n0)/(n+n0);  
%coefficiente di riflessione del campo magnetico per una singola  
%interfaccia  
qhi=-(n-n0)/(n+n0);  
%coefficiente di trasmissione del campo elettrico per una singola  
%interfaccia  
pei=2*n/(n+n0);  
%coefficiente di trasmissione del campo magnetico per una singola  
%interfaccia  
phi=2*n0/(n+n0);  
%calcolo dei vari termini che compaiono nella shielding effectiveness  
ph=4*n0*n/((n01+n)*(n02+n));  
qh=(n01-n)*(n02-n)/((n01+n)*(n02+n));  
th(p)=(1/ph)*((1-qh*exp(-2*gamma*d))*exp(gamma*d)); %*exp(-j*beta0*d);  
eff_sch_CP(p)=20*log10(abs(th(p)));  
end;  
  
eff_sch_CP3=SE(d,sigma/sigma_Cu,mu/mu0,f,gamma_vett);  
[T,eff_sch_CP2]=SECP(sigma/sigma_Cu,mu/mu0,eps/eps0,d,f);  
  
figure  
semilogx(f,eff_sch_CP,f,eff_sch_CP2,'or',f,eff_sch_CP3,'+y','MarkerSize',1.6  
)  
xlabel('Frequency [Hz]')  
ylabel('Efficienza di schermatura (dB)')  
legend('ABCD','Formula chiusa','Spice')  
grid on  
  
figure(5)  
semilogx(f,eff_sch_CP2,'bp','MarkerSize',1.8),hold on  
semilogx(f,eff_sch_CP3,'rd','MarkerSize',1.6)  
xlabel('Frequency [Hz]')  
ylabel('Efficienza di schermatura (dB)')  
legend('Approssimata','Formula chiusa')  
  
figure  
semilogx(f,abs(E2/e0),f,abs(1./th),'or',f,abs(1./T),'+y','MarkerSize',1.6);  
xlabel('Frequenza [Hz]')  
ylabel('E_2 [V/m]')  
legend('ABCD','Formula chiusa','Spice')  
  
figure  
semilogx(f,abs((E2-(e0./th))./E2),'-r')  
xlabel('Frequenza [Hz]')  
ylabel('Errore relativo')
```

SE.m

Autore 

```
%Utilizza i programmi AdB, RdB per calcolare l'efficienza di schermatura
%approssimata
%y=SE(z,f,sigma_r,mu_r)
function y=SE(z,Sigma_r,mu_r,f,gamma);

global n01 n02 n_vett

a=RdB(Sigma_r,mu_r,f);
b=AdB(z,Sigma_r,mu_r,f,gamma);
c=MdB(gamma,z);
y=a+b+c;
```

SECP.m

```
%Calcola l'efficienza di schermatura con la formula di Clayton-Paul

function [T,LT]=SECP(sigma_r,mu_r,eps_r,z,f)
%definiamo con il pedice 1 il mezzo prima dello schermo e con il pedice 2
%il mezzo di cui è fatto lo schermo

global mu0 eps0
%definizione parametri

%mu0=4*pi*1e-7;
%eps0=8.856e-12;
sigma_cu=5.8e7;
w=2*pi*f;

mu1=mu0;
mu2=mu_r*mu0;
eps1=eps0;
eps2=eps_r*eps0;
sigma1=0;
sigma2=sigma_cu*sigma_r;

eta1=377; %sqrt(j*w.*mu1./(sigma1+j*w.*eps1));
eta2=sqrt(j*w.*mu2./(sigma2+j*w.*eps2));
gamma1=sqrt(j*w.*mu1.*(sigma1+j*w.*eps1));
gamma2=sqrt(j*w.*mu2.*(sigma2+j*w.*eps2));
beta1=imag(gamma1); %w.*sqrt(mu1*eps1);
beta2=imag(gamma2); %w.*sqrt(mu2*eps2);
alfa1=real(gamma1); %gamma1-j*beta1;
alfa2=real(gamma2); %gamma2-j*beta2;

%formula Clayton Paul
T=((eta1+eta2).^2)/(4*eta1.*eta2)).*(1-((eta1-eta2)./(eta1+eta2)).^2.*exp(-2*z*gamma2)).*exp(z*gamma2); %.*exp(j*beta2*z);
%.*exp(-j*beta1*z); %.*exp(-2*j*beta2*z)

LT=20*log10(abs(T));
```

AdB.m

```
%Sintassi y=AdB(z,Sigma_r,mu_r,f)
function y=AdB(z,Sigma_r,mu_r,f,gamma);
y=131.4*z*sqrt(Sigma_r*mu_r.*f);

%y=20*log10(abs(exp(gamma*z))); %espressione per la forma esatta
```

MdB.m

```
%Sintassi y=AdB(z,Sigma_r,mu_r,f)
function y=MdB(gamma,d)

global n0 n01 n02 n_vett

qh=(n01-n_vett).*(n02-n_vett)./((n01+n_vett).*(n02+n_vett));

y=20*log10(abs((1-qh.*exp(-2*gamma*d))));
```

RdB.m

```
%Sintassi: x=RdB(Sigma_r,mu_r,f)
function x=RdB(Sigma_r,mu_r,f);

global n0 n01 n02 n_vett

x=168+10*log10(Sigma_r./(mu_r.*f));
%x=20*log10(abs((n01+n_vett).*(n02+n_vett)./(4*n0*n_vett))); %espressione
%per la forma esatta
```

I risultati ottenuti dalle simulazioni sono riportati nel seguito per ogni materiale a partire dal rame. Le simulazioni sono state eseguite impostando diversi valore dello spessore dello schermo. Tuttavia, tutti i risultati mostrati nelle figure di questo paragrafo si riferiscono a simulazioni relative ad uno spessore di 0,5 mm, perché è il valore scelto in fase progettuale. Nella Figura 28 viene riportato il grafico dell'efficienza di schermatura in funzione della frequenza per il rame; nella Figura 29 viene mostrato il grafico con l'andamento del campo elettrico in uscita dallo schermo di rame in funzione della frequenza. A seguire nei grafici di Figura 30 e 31 vengono riportati gli stessi andamenti per uno schermo in acciaio SAE 1045 e infine nelle Figure 32 e 33 vengono riportati rispettivamente i grafici dell'efficienza di schermatura in funzione della frequenza e del campo elettrico in uscita dallo schermo in funzione della frequenza per uno schermo di alluminio.

- **Schermo in RAME**

Spessore schermo: 0,5 mm

Conducibilità elettrica: $5,8 \cdot 10^7$ S/m

Conducibilità relativa: 1

Permeabilità relativa: 1

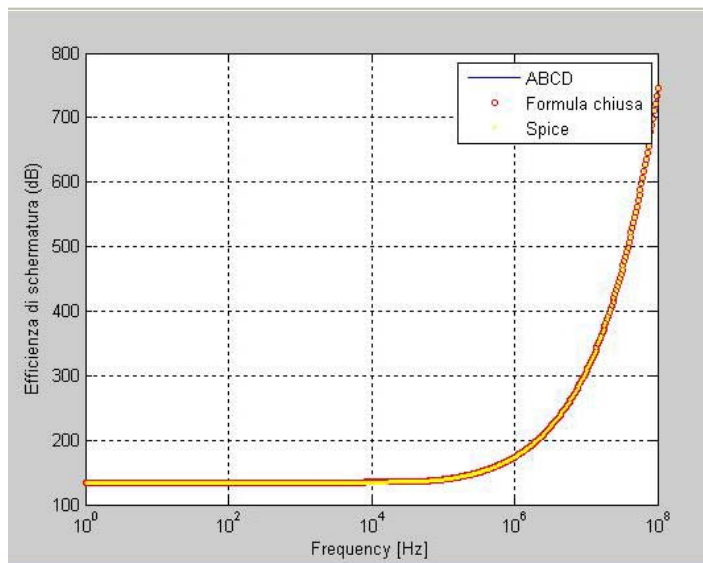


Figura 28: Efficienza di schermatura di uno schermo di rame di 0,5 mm di spessore in aria

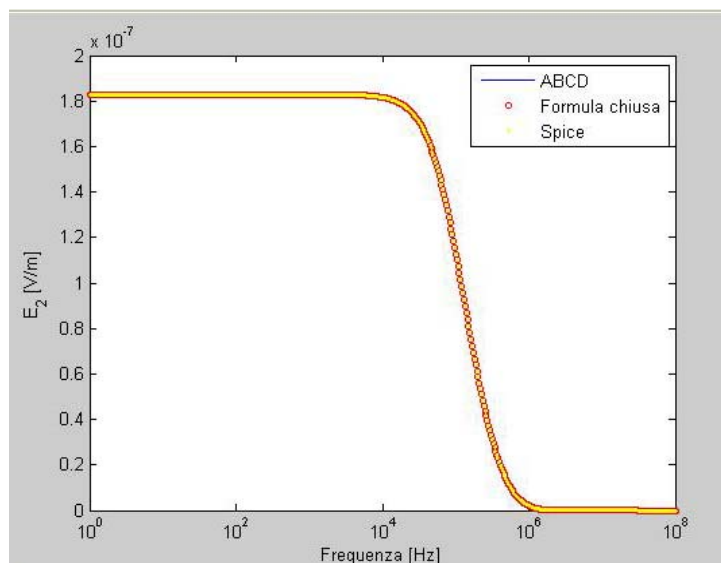


Figura 29: Campo in uscita da uno schermo di rame di 0,5 mm di spessore in aria.

- **Schermo in ACCIAIO SAE 1045**

Spessore schermo: 0,5 mm

Conduttività relativa: 0,1

Permeabilità relativa: 1000

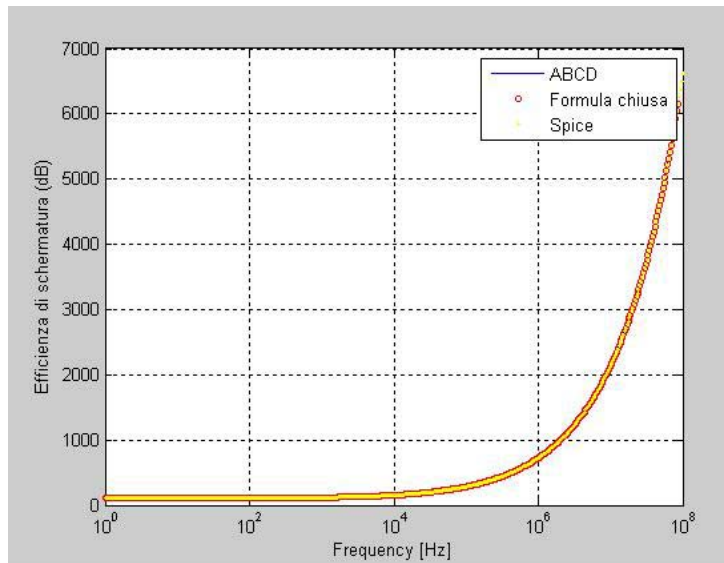


Figura 30: Efficienza di schermatura di uno schermo di acciaio SAE 1045 di 0,5 mm di spessore

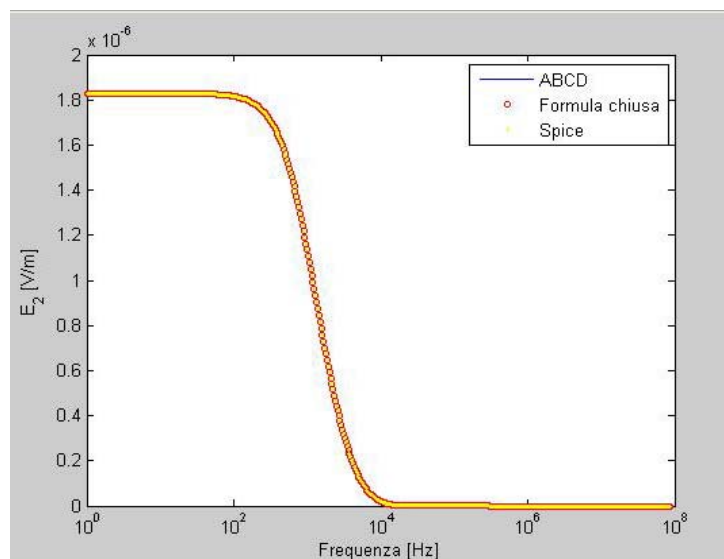


Figura 31: Campo in uscita da uno schermo di acciaio SAE 1045 di 0.5 mm di spessore in aria

- **Schermo in ALLUMINIO**

Spessore schermo: 0,5 mm

Conduttività relativa: 0,61

Permeabilità relativa: 1

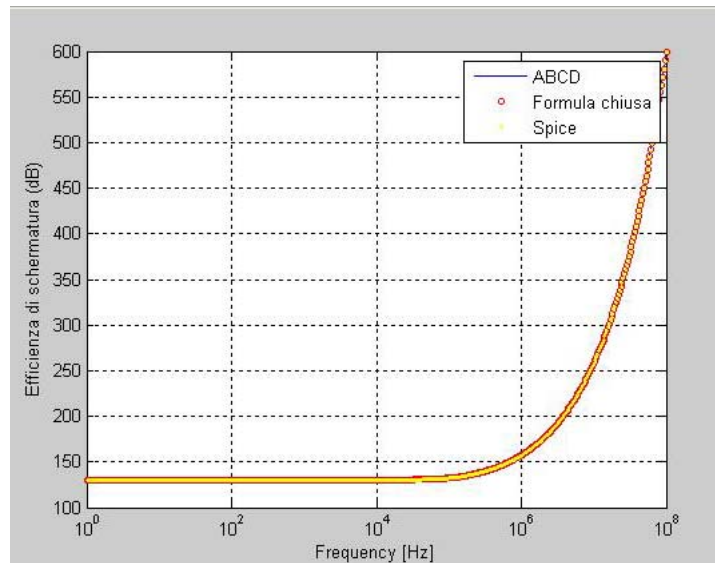


Figura 32: Efficienza di schermatura di uno schermo di alluminio di 0,5 mm di spessore in aria

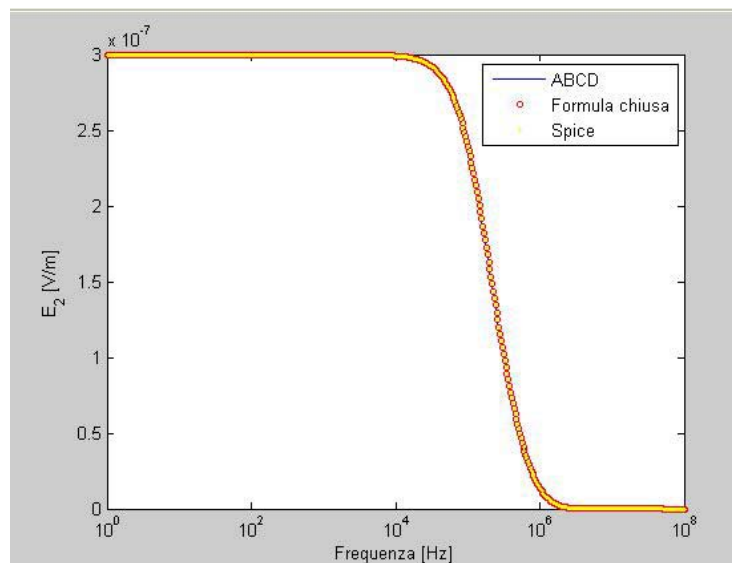


Figura 33: Campo in uscita da uno schermo di alluminio di 0,5 mm di spessore in aria

Dall'analisi dei grafici di Figura 28, 30 e 32, che riportano l'andamento dell'efficienza di schermatura in funzione della frequenza, si nota che in tutti i casi le curve hanno un andamento che cresce in maniera esponenziale al crescere della frequenza. Tuttavia, la diversa natura dei materiali, fa sì che gli andamenti si differenzino in termini dei valori numerici raggiunti. In corrispondenza alla frequenza di 1 MHz (frequenza di emissione massima degli attuatori elettrici), lo schermo di alluminio ha un'efficienza di schermatura circa pari a 155 dB, quello di rame circa uguale a 175 dB e quello di acciaio SAE 1045 addirittura superiore a 800 dB. Inoltre dai grafici di Figura 29, 31 e 33 che riportano l'andamento del campo elettrico in uscita dello schermo si nota che l'acciaio mostra un'elevata capacità schermante già dalle basse frequenze. Infatti mentre il rame e l'alluminio riducono il campo elettrico trasmesso quasi a zero in prossimità di 1 MHz di frequenza, lo schermo d'acciaio abbatte il campo elettrico a valori pressoché nulli già alla frequenza di 10 kHz. Sono state riportate le simulazioni di questi tre materiali a titolo d'esempio, perché di uso comune e facile reperibilità. Tuttavia esistono molti altri materiali naturali o ottenuti in laboratorio che per le loro caratteristiche sono utilizzati e sintetizzati per scopi specifici.

Riprenderemo nel prossimo capitolo i risultati ottenuti dalle simulazioni per giustificare le scelte effettuate in fase di progettazione dello schermo per l'attuatore elettrico per riabilitazione motoria.

4.2.2. SIMULAZIONE MATLAB DELLA SOLUZIONE APPROSSIMATA

In questa parte della simulazione si è implementato in MATLAB il metodo approssimato e si sono riportati i risultati ottenuti a confronto con quelli avuti utilizzando la soluzione esatta.

A tale scopo si lavora nell'ipotesi in cui lo schermo sia costituito di un materiale buon conduttore ($\eta \ll \eta_0$) e che il suo spessore sia molto maggiore della profondità di penetrazione per effetto pelle alla frequenza dell'onda incidente ($t \gg \delta$). Queste ipotesi di solito sono intrinsecamente verificate con uno schermo ben progettato e quindi non costituiscono una restrizione dal punto di vista pratico. Questo metodo approssimato è analogo al procedimento per determinare il guadagno di una serie di

amplificatori in cascata. In quel caso si calcola l'impedenza d'ingresso del primo stadio, utilizzando l'impedenza d'ingresso del secondo stadio. Quindi si può calcolare il rapporto tra le tensioni di uscita e di ingresso del primo stadio. Poi si calcola il rapporto tra le tensioni di uscita e di ingresso del secondo stadio utilizzando l'impedenza d'ingresso del terzo stadio come carico per il secondo. Questo procedimento continua fino a calcolare il guadagno dell'ultimo stadio. Il guadagno complessivo della cascata è dato quindi dal prodotto dei guadagni dei singoli stadi. Con questa tecnica si tiene conto del carico rappresentato da ciascuno stadio su quello precedente e questo carico in genere non può essere trascurato. Riportiamo di seguito i risultati ottenuti facendo sempre le opportune suddivisioni a seconda del materiale scelto per simulare lo schermo.

- **Schermo in RAME**

Spessore schermo: 0,5 mm

Conducibilità elettrica: $5,8 \cdot 10^7$ S/m

Conducibilità relativa: 1

Permeabilità relativa: 1

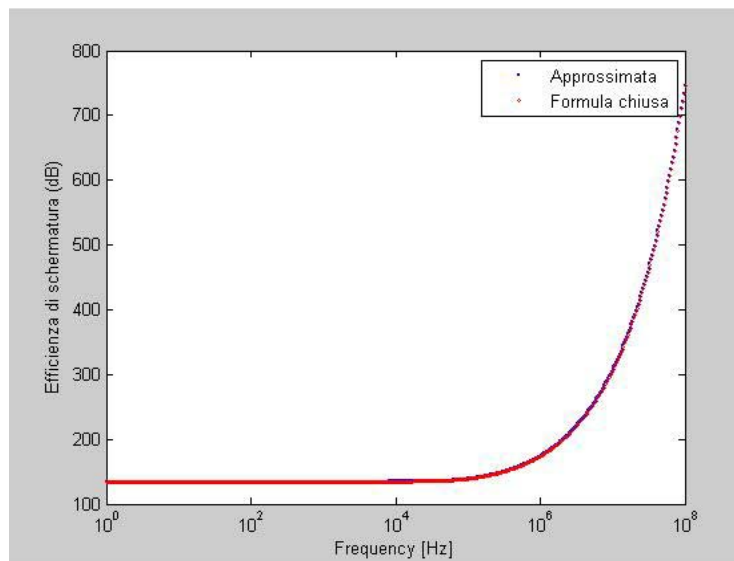


Figura 34: Efficienza di schermatura calcolata con i due diversi metodi per uno schermo di rame

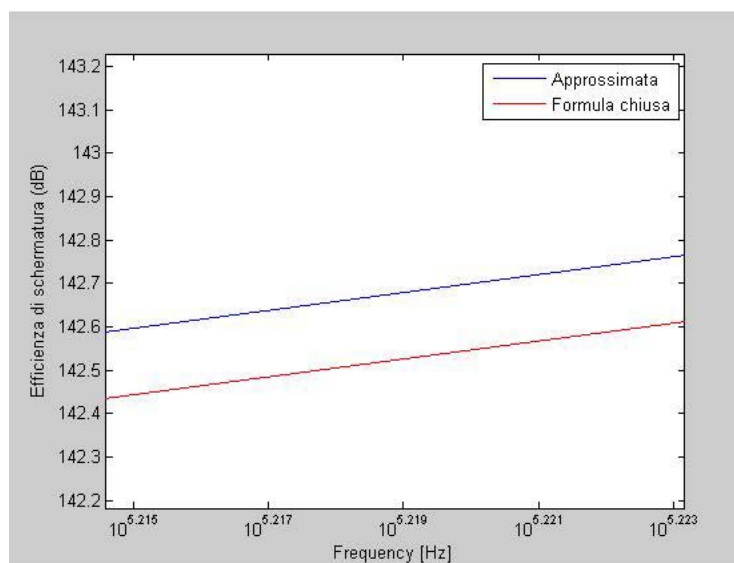


Figura 35: Zoom della Figura 34 in cui si nota che le curve non sono perfettamente sovrapposte

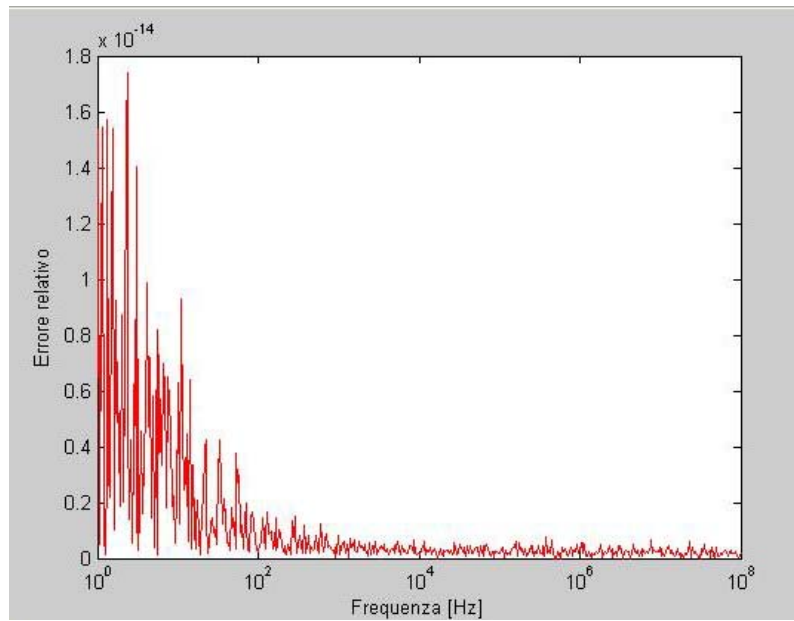


Figura 36: Errore relativo

- **Schermo in ACCIAIO SAE 1045**

Spessore schermo: 0,5 mm

Conduttività relativa: 0,1

Permeabilità relativa: 1000

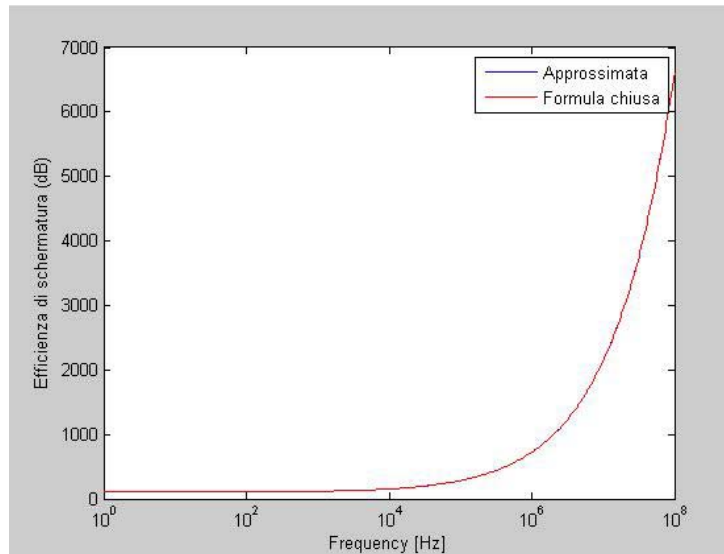


Figura 37: Efficienza di schermatura calcolata con i due diversi metodi con uno schermo di acciaio

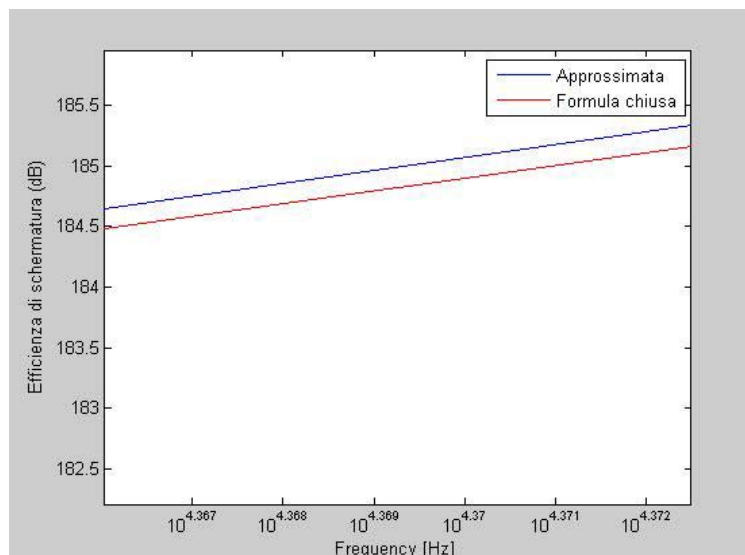


Figura 38: Zoom della Figura 37 in cui si nota che le curve non sono perfettamente sovrapposte

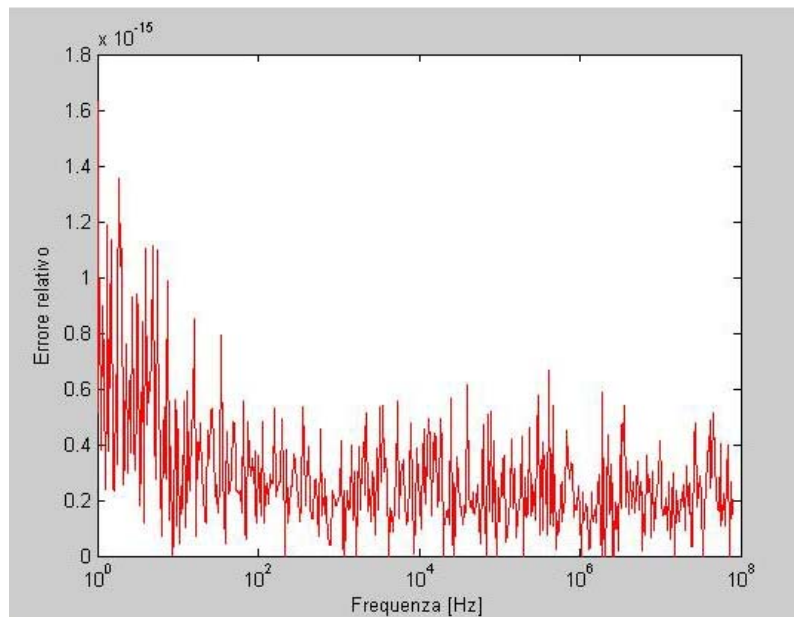


Figura 39: Errore relativo

- **Schermo in ALLUMINIO**

Spessore schermo: 0,5 mm

Conduttività relativa: 0,61

Permeabilità relativa: 1

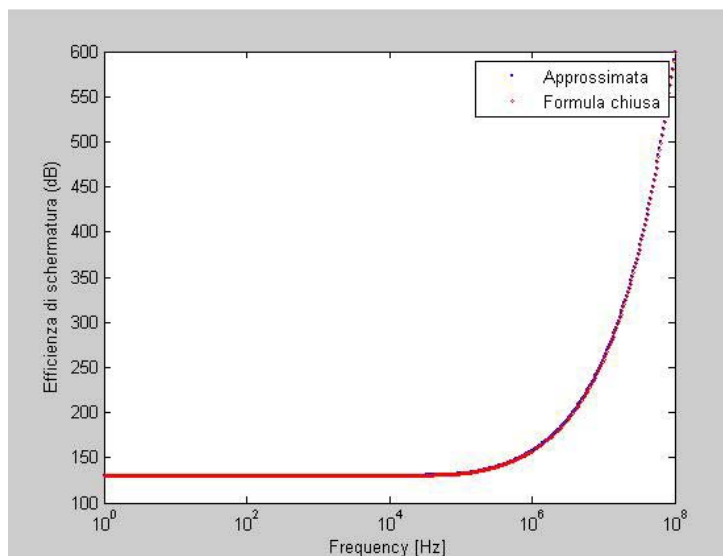


Figura 40: Efficienza di schermatura calcolata con i due diversi metodi con uno schermo di alluminio

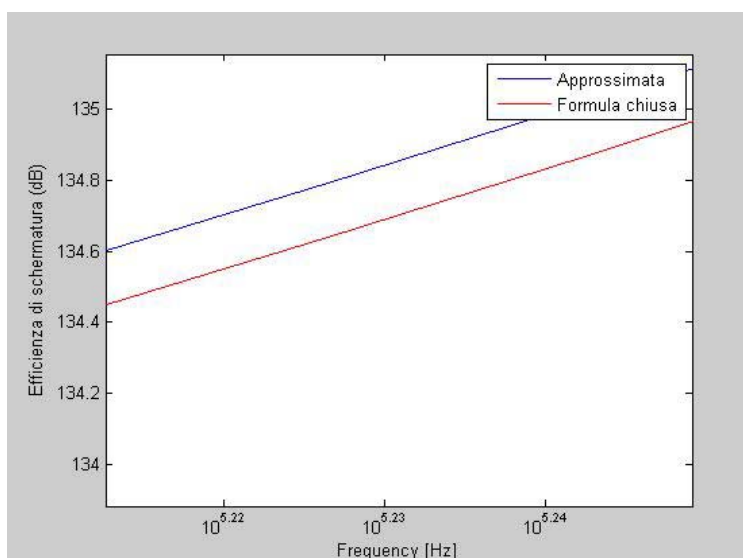


Figura 41: Zoom della Figura 37 in cui si nota che le curve non sono perfettamente sovrapposte

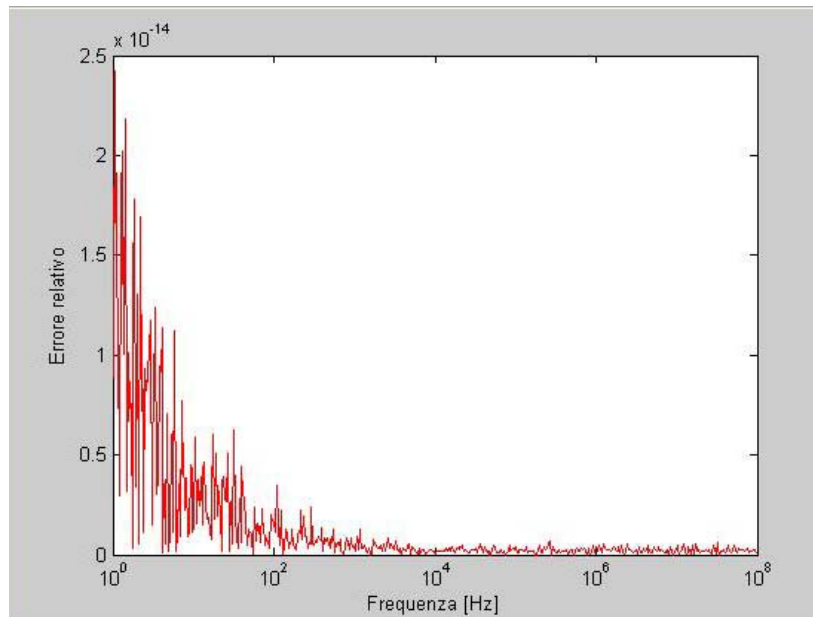


Figura 42: Errore relativo

Nelle Figure che vanno dalla numero 34 alla numero 42, sono riportati, per ogni materiale, l'efficienza di schermatura in funzione della frequenza, uno zoom dello stesso per evidenziare meglio lo scostamento tra le due curve e, infine, il grafico dell'errore assoluto in funzione della frequenza per evidenziare ancora meglio il distacco tra le due curve.

In conclusione si può comunque affermare, vista l'entità minima dell'errore relativo, che il metodo approssimato è altrettanto valido, e può essere utilizzato in sostituzione di quello esatto.

4.3. SET-UP DI MISURA PER LE ALTE FREQUENZE

In questo paragrafo sarà illustrato il set-up sperimentale utilizzato per l'esecuzione delle misure eseguite al fine di rilevare la caratteristica elettromagnetica, ad alte frequenze, sia degli attuatori elettrici (di tipo brushed e brushless) sia del sensore di pressione JR3 (cella di carico).

Una volta ottenuta la caratteristica elettromagnetica di questi dispositivi si è proceduto con l'individuazione dei livelli massimi (di campo elettromagnetico) consentiti dalla normativa, che nel caso di dispositivi medicali è la EN 55011. Successivamente, con l'ausilio delle simulazioni in MATLAB, mostrate nel paragrafo precedente, si sono individuate le specifiche che hanno portato alla progettazione dello schermo per abbattere i livelli di emissione.

Le misure sono state eseguite con un cella GTEM 250 della Shaffner collegata ad un analizzatore di spettro Willtek 9102B. Il range di frequenza in cui opera la cella GTEM varia tra i 100 kHz e i 3 GHz, mentre quello dell'analizzatore di spettro varia tra i 100 kHz e i 4 GHz, per cui le rilevazioni sono state eseguite nell'intervallo di frequenza in comune tra i due range ovvero tra i 100 kHz e i 3 GHz_[1].

La campagna di misure è stata eseguita su tre dispositivi: due motori elettrici della Maxtor, uno brushed e l'altro brushless, e su un sensore di pressione JR3 (cella di carico) compatibile.

I due attuatori elettrici della Maxon, sono pilotati attraverso una scheda logica di controllo EPOS che permette il loro pilotaggio in diverse configurazioni. Tale pilotaggio può avvenire in due modalità essenzialmente: in corrente o in velocità. Le misure sono state eseguite in tutte e due le condizioni, avendo impostato in entrambi i casi i valori massimi consentiti, in corrispondenza dei quali si rilevano emissioni più elevate. Le misure, inoltre, sono state eseguite in due diverse condizioni degli attuatori: motore in funzione e motore non in funzione ma collegato alla scheda di controllo attiva. Infine sono state eseguite misure in presenza di schermatura per evidenziare i risultati ottenuti e quindi la sua efficienza.

Anche le misure sulla cella di carico JR3 sono state eseguite in tre diverse configurazioni. Nella prima si è misurato il radiato del sensore attivo ma non sotto carico. Nella seconda si è eseguita la misura del radiato del sensore attivo e sotto un carico di 5 N. Nell'ultima, infine, si è eseguita la misura del radiato del sensore

attivo, sotto un carico di 5 N e schermato. Il carico è stato scelto di materiale non metallico (sono stati utilizzati libri) per evitare che questo stesso fungesse da schermo o che comunque potesse alterare il risultato delle misure.

In Figura 43 viene riportata una fotografia del set-up sperimentale in cui si vedono la cella GTEM e l'analizzatore di spettro.



Figura 43: Set-up di misura: a sinistra l'analizzatore di spettro Willtek; a destra la cella GTEM 250
Schaffner

4.4. CARATTERIZZAZIONE ELETTROMAGNETICA DEI DISPOSITIVI ALLE ALTE FREQUENZE

In questo paragrafo saranno mostrati e discussi i grafici delle caratteristiche elettromagnetiche dei diversi dispositivi ottenuti con il set-up di misura illustrato nel paragrafo precedente.

Prima di mostrare questi risultati, richiamiamo brevemente la normativa EN 55011^[4]. Essa contiene tutte le indicazioni per l'esecuzione delle prove di emissione (radiata e condotta) per apparecchi industriali, scientifici e medicali (ISM). Contiene i limiti da rispettare in funzione della frequenza, le modalità di esecuzione delle misure e le caratteristiche dell'ambiente di prova. Riportiamo di seguito, nelle Figure 44 e 45, i limiti di campo elettrico previsti da questa normativa in funzione della frequenza. In particolare nella Figura 44 sono riportati i livelli massimi di emissione in $\text{dB}\mu\text{V}$ da una frequenza di 10 kHz a una frequenza di 30 MHz. Nel nostro caso (apparecchiature di tipo medicale) vanno considerati i limiti relativi alla classe B.

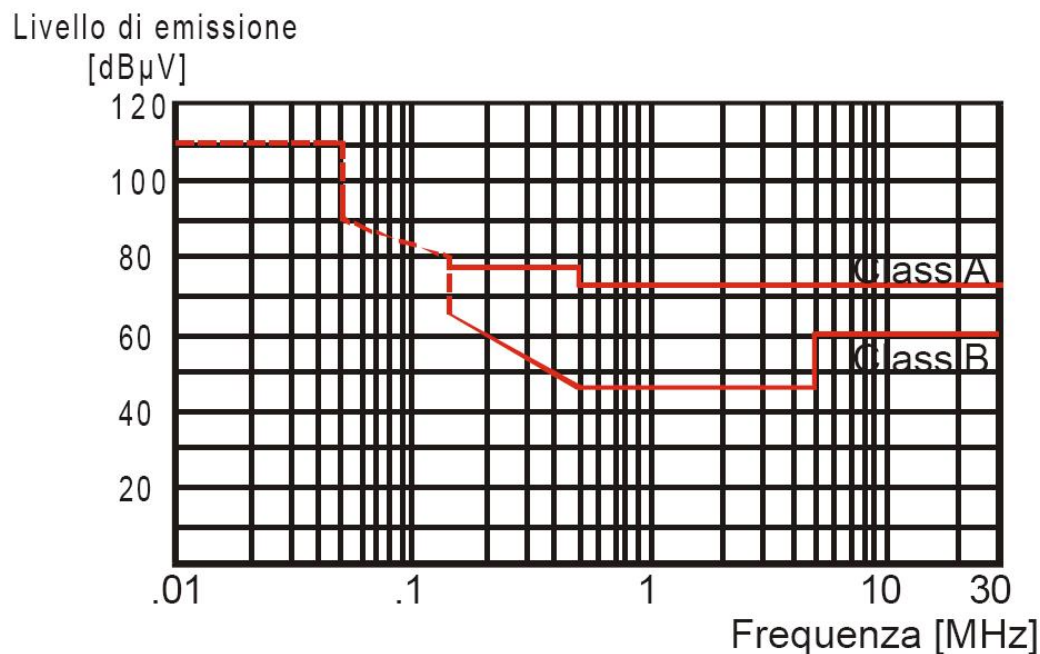


Figura 44: Livello di emissione massimo previsto dalla EN 55011 nel range di frequenza da 0,01 MHz a 30 MHz

In Figura 45, invece, sono riportati i livelli massimi di emissione in dB μ V/m da una frequenza di 30 MHz a una frequenza di 1 GHz

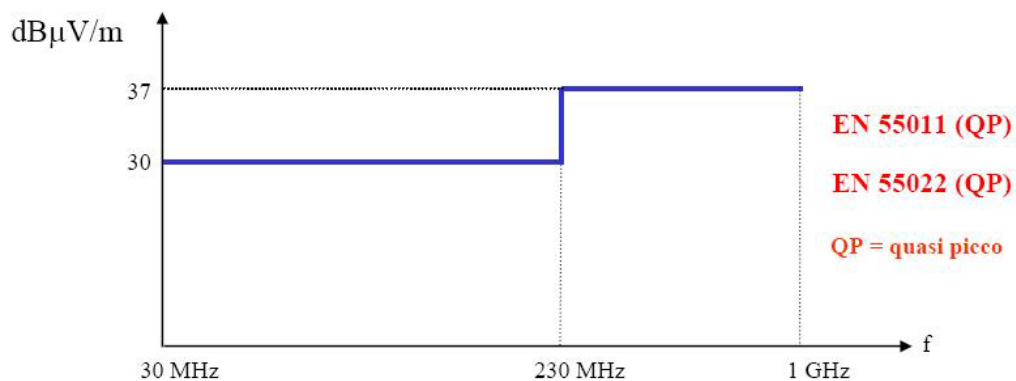


Figura 45: Limiti di campo elettrico previsti dalla EN 55011 nel range di frequenza da 30 MHz a 1 GHz

Proseguiamo la trattazione mostrando i grafici delle misure eseguite sul motore brushed. Questo attuatore, come anche quello brushless, viene pilotato attraverso una logica di controllo (scheda EPOS). Tutti i circuiti e la scheda di controllo sono stati posizionati, durante le misure eseguite, nell'apposito vano schermato al di sotto della cella GTEM in modo da non alterare il radiato proveniente dall'attuatore in questione^[2].

Tuttavia, si è notato, che quando l'attuatore non è ancora in movimento ma è collegato con la logica di controllo attivata, è già sorgente di radiazione. Per questo motivo si sono distinte le due situazioni; saranno quindi mostrate le misure eseguite sia quando l'attuatore non è in funzione ma è collegato alla logica di controllo attiva, sia le misure eseguite quando l'attuatore è attivo. Un discorso analogo vale anche per il sensore di pressione JR3 (cella di carico), anch'esso pilotato attraverso una logica di controllo.

In Figura 46 è mostrato il grafico della misura del radiato dal motore brushed, quando questo non è in funzione ma è collegato con la logica di controllo attiva.

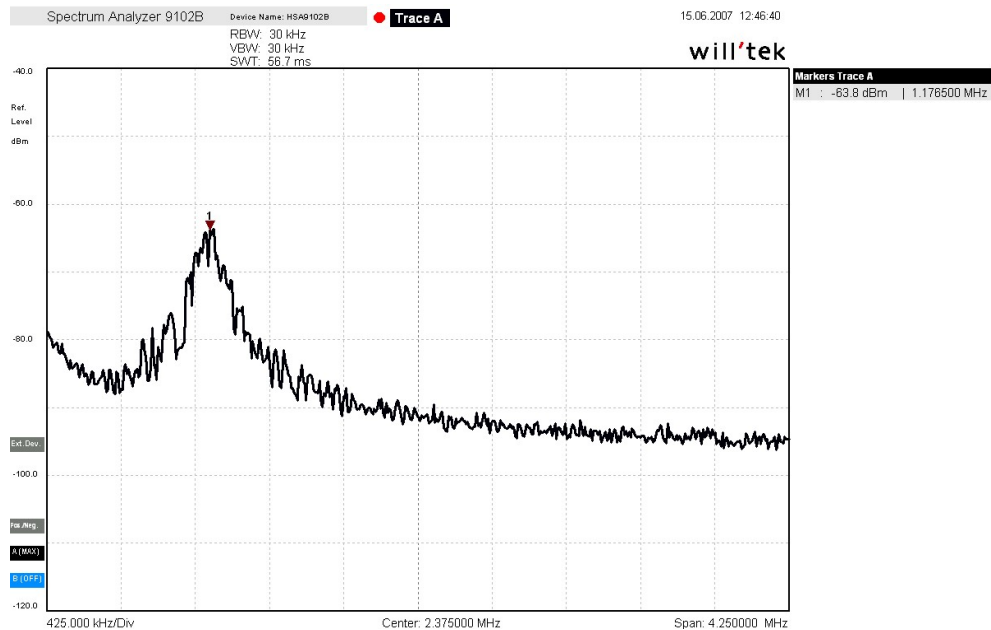


Figura 46: Radiato del motore brushed, non in funzione, collegato alla logica di controllo attiva

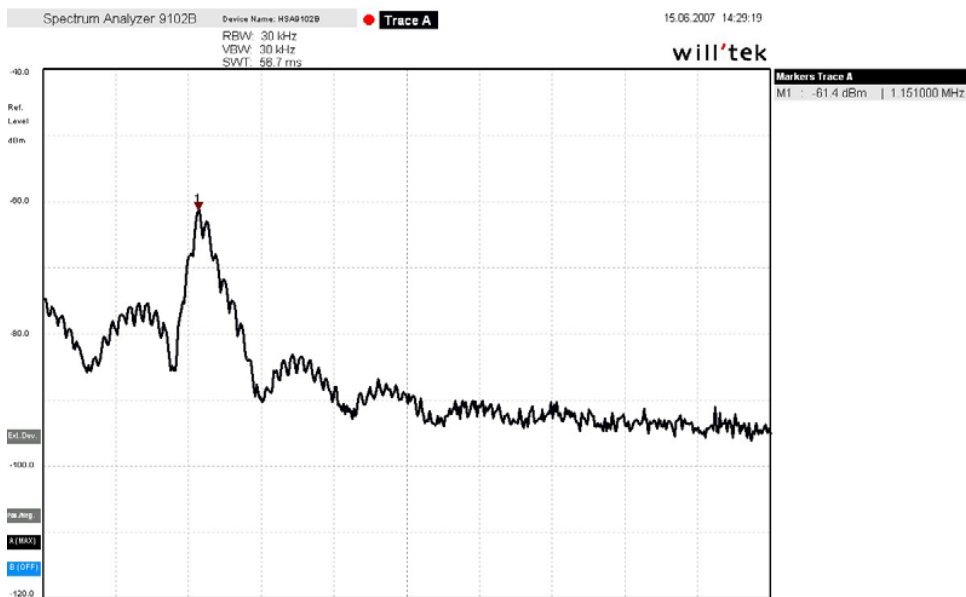


Figura 47: Radiato del motore brushed in funzione

In Figura 47 è riportato il grafico del radiato proveniente dal motore brushed durante il suo normale funzionamento. Dai due andamenti si vede che il picco massimo in entrambi i grafici si ha in corrispondenza alla frequenza di circa 1,15 MHz e vale nel

primo caso -63,8 dBm e nel secondo caso -61,4 dBm. In riferimento alla normativa, ma soprattutto in considerazione delle sensibilità degli ambienti in cui potrebbe trovarsi l'attuatore, si è scelto di progettare uno schermo capace di abbattere il picco più elevato di circa 30 dB in maniera da portare il disturbo a livelli paragonabili a quelli del rumore di fondo. Facendo riferimento alle simulazioni effettuate nel capitolo precedente si evince che alla frequenza di circa 1,15 MHz uno schermo d'acciaio 1045 di spessore 0.5 mm ha un'efficienza di schermatura pari a circa 770 dB eccessiva per il nostro scopo. Il rame ha un'efficienza di schermatura pari a circa 177 dB e infine l'alluminio circa 160 dB. In considerazione di tutti questi elementi si è scelto di progettare uno schermo di alluminio di spessore 0.5 mm avendo scartato anche il rame perché offre una efficienza di schermatura troppo elevata. Riportiamo, quindi, in Figura 48 e 49 i grafici con l'andamento, in funzione della frequenza, delle emissioni provenienti dal motore brushed nei due casi precedenti ma avendo applicato uno schermo di alluminio di spessore 0,5 mm.

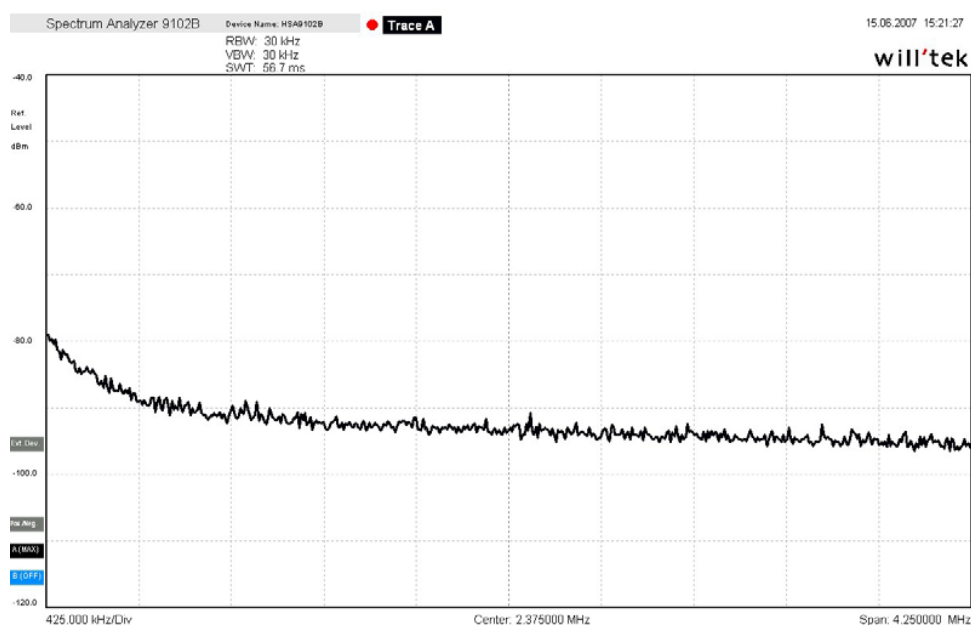


Figura 48: Radiato del motore brushed, non in funzione, collegato alla logica di controllo attiva, con schermo di alluminio di 0.5 mm di spessore

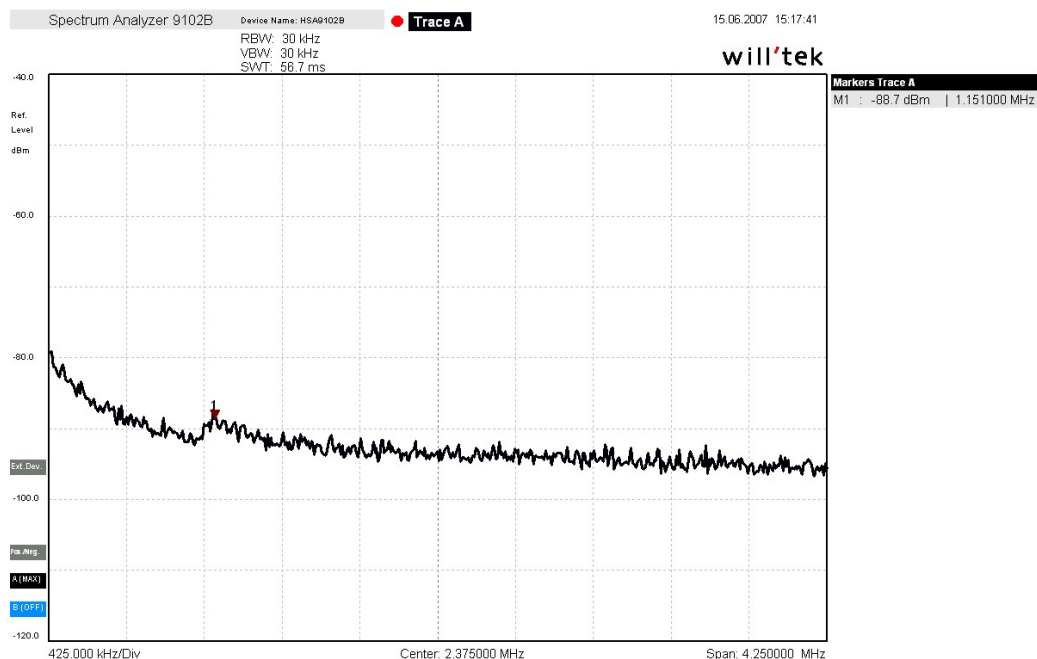


Figura 49: Radiato del motore brushed in funzione con schermo di alluminio di 0,5 mm di spessore

I risultati mostrati negli ultimi due grafici mostrano l'ottenimento dell'attenuazione sperata, portando di fatto i livelli di emissione mostrati nelle Figure 46 e 47 a livelli confondibili con quelli del rumore di fondo.

Mostriamo adesso i risultati delle misure eseguite sul motore brushless. Come per il motore brushed mostriamo dapprima le misure relative al radiato in assenza di schermatura e successivamente il radiato in presenza di schermatura.

Nelle Figure 50 e 51 vengono mostrati, rispettivamente, gli andamenti del radiato proveniente dal motore brushless collegato alla logica di controllo attiva ma non in funzione e di seguito l'andamento del radiato proveniente dal motore in funzione.

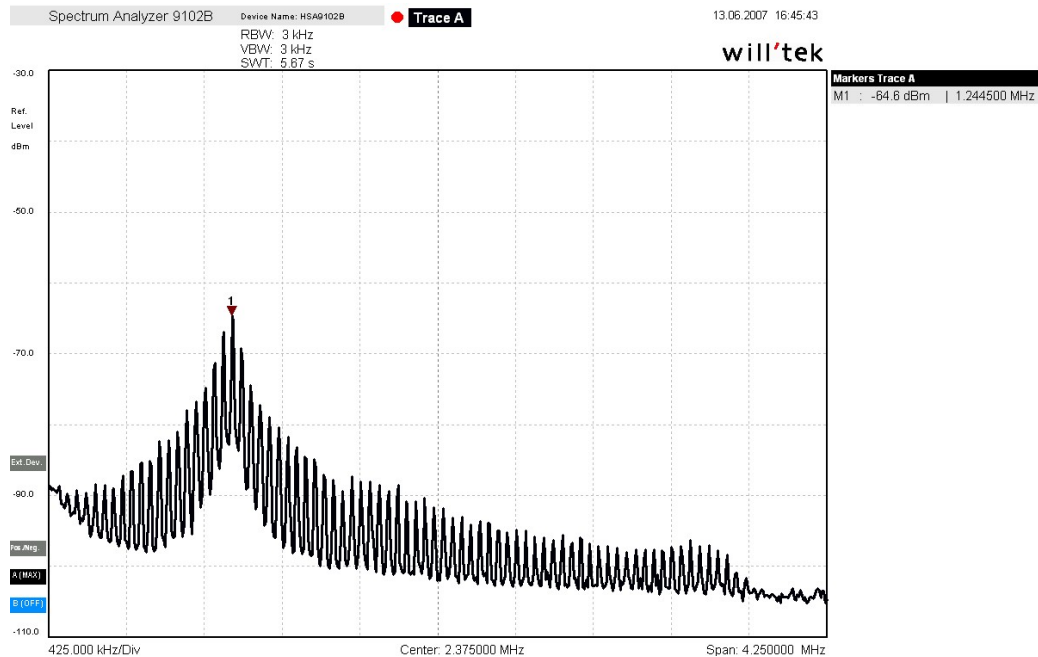


Figura 50: Radiato del motore brushless, non in funzione, collegato alla logica di controllo attiva

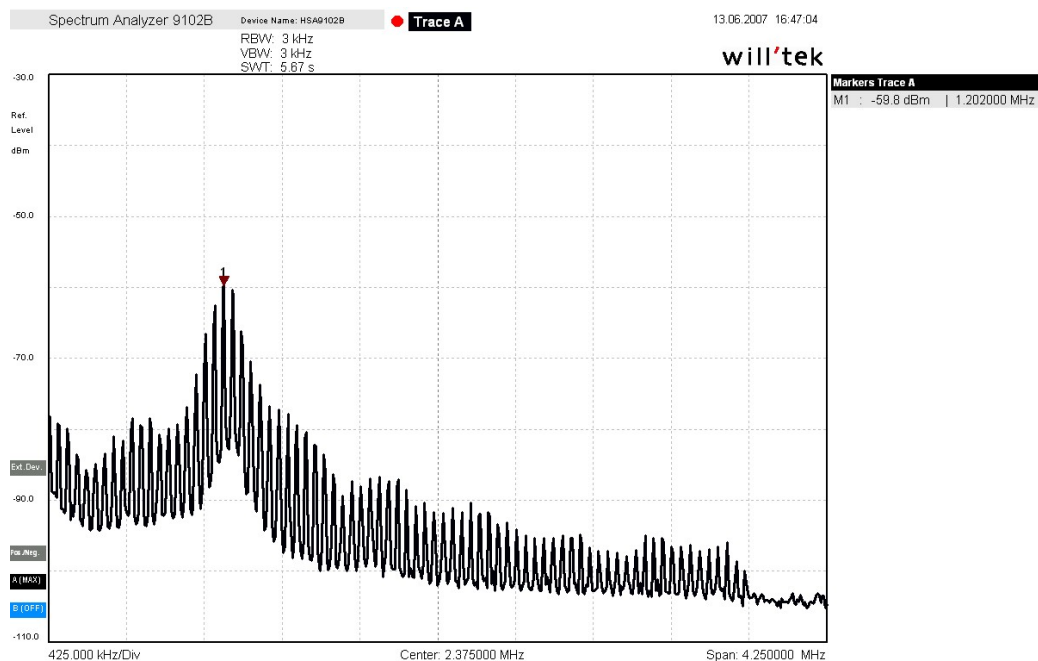


Figura 51: Radiato del motore brushless in funzione

Questa volta i picchi massimi si hanno in corrispondenza alla frequenza di circa 1,20 MHz e i valori di picco sono rispettivamente -64,8 dBm e -59,8 dBm. Anche questa

volta con riferimento alla normativa, ma soprattutto in considerazione delle sensibilità degli ambienti in cui potrebbe trovarsi l'attuatore, si è scelto di progettare uno schermo capace di abbattere il picco più elevato di circa 40 dB in maniera da portare il disturbo a livelli paragonabili a quelli del rumore di fondo.

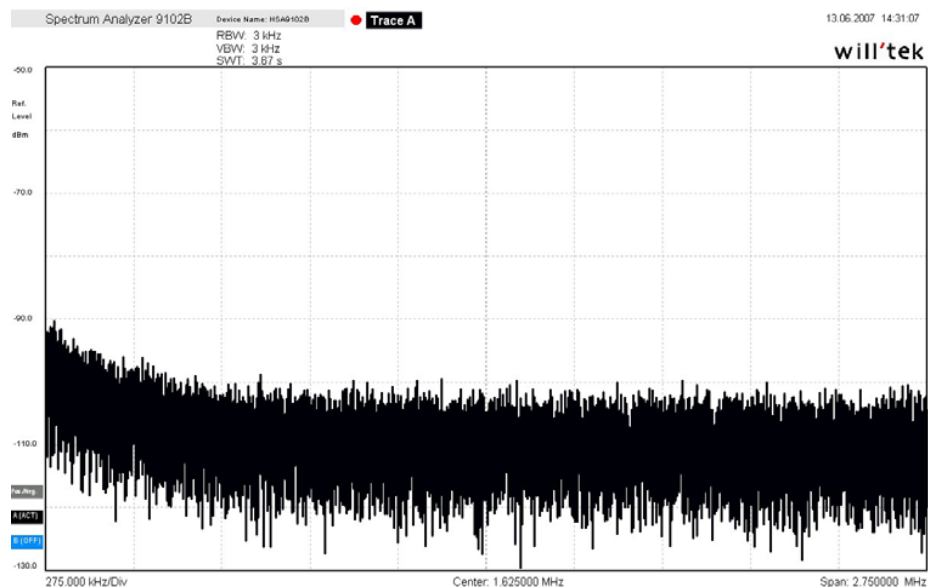


Figura 52: Radiato del motore brushless, non in funzione, collegato alla logica di controllo attiva, con schermo di alluminio di 0.5 mm di spessore

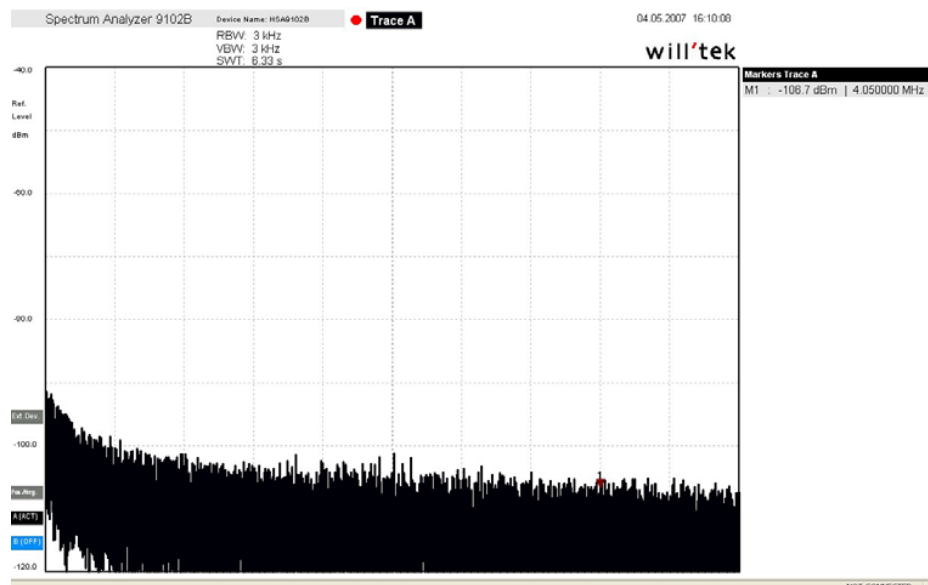


Figura 53: Radiato del motore brushless in funzione con schermo di alluminio di 0,5 mm di spessore

Per cui la progettazione dello schermo effettuata per il motore brushed resta valida anche per il motore brushless.

In Figura 52 e 53 sono dunque riportati i risultati delle misure ottenute per i due casi in presenza dello schermo di alluminio di 0,5 mm di spessore. In entrambi i grafici si nota che i picchi di radiazione dopo la schermatura sono totalmente abbattuti, e la misura del radiato con schermatura mostra un andamento assolutamente confondibile con quello del rumore di fondo, dimostrandosi quindi estremamente efficiente.

Proseguiamo, quindi, mostrando i risultati ottenuti dalle misure effettuate sul sensore di pressione JR3 (cella di carico). Come accennato all'inizio del paragrafo, per il sensore JR3 le misure sono state eseguite in due diverse configurazioni. La prima misura, riportata in Figura 54, mostra il radiato quando il sensore è attivo ma non sottoposto a nessun carico.

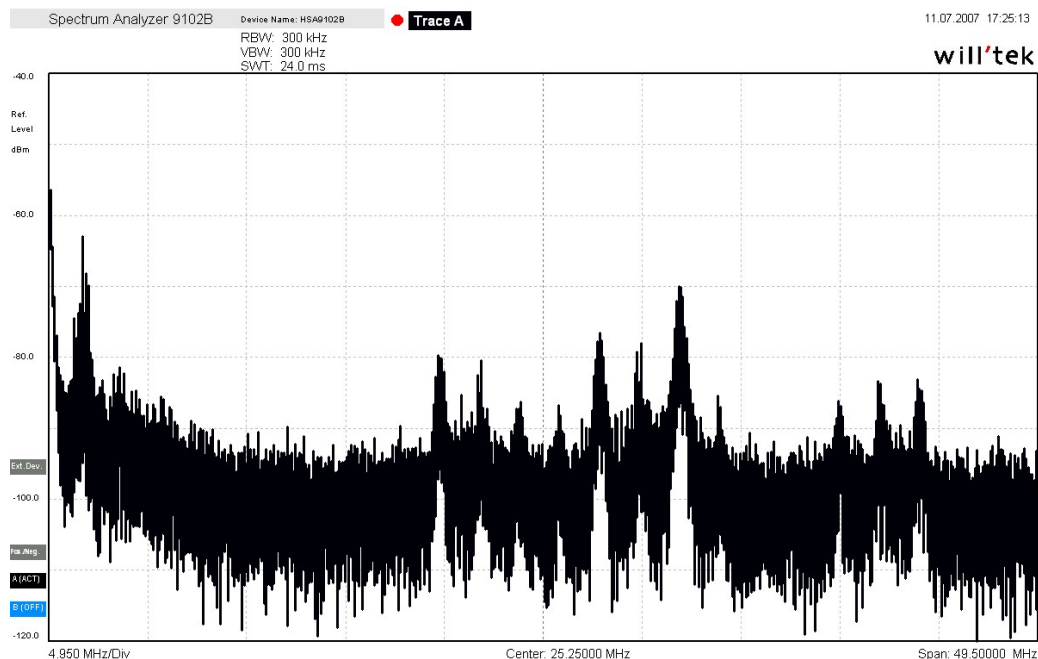


Figura 54: Radiato del sensore di pressione JR3 (cella di carico) attivo ma non sottoposto a carico

La seconda misura, riportata in Figura 55, mostra il radiato quando il sensore è attivo ed è sottoposto ad un carico costante pari a 5 N.

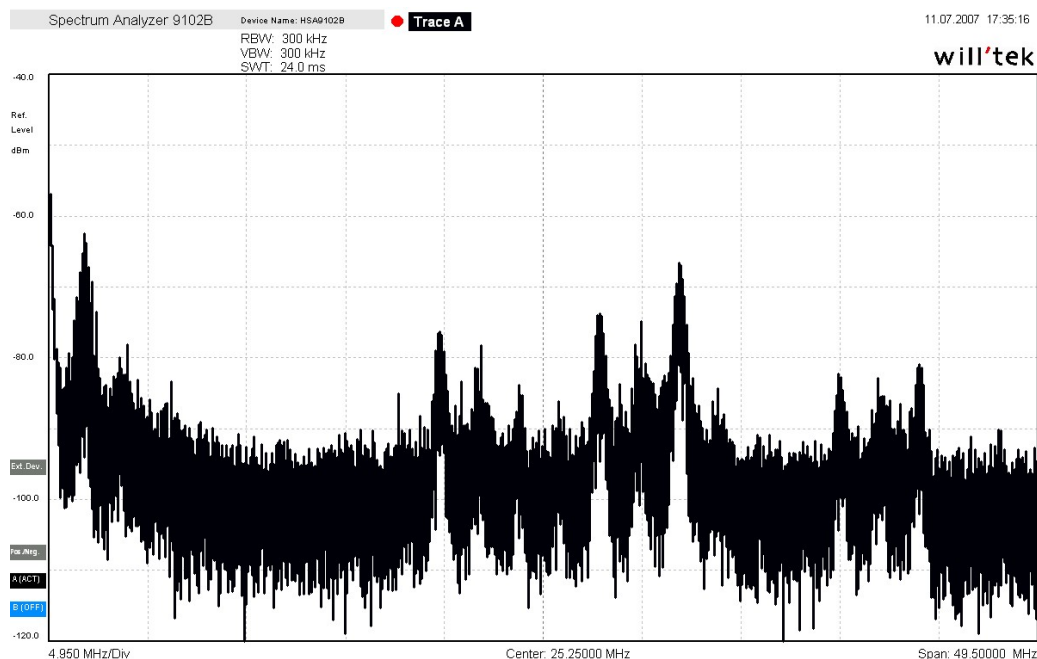


Figura 55: Radiato del sensore di pressione JR3 (cella di carico) attivo e sottoposto ad un carico costante pari a 5 N

Dall'analisi dei due spettri di emissione radiata si nota immediatamente che, le frequenze in corrispondenza alle quali si manifestano i picchi massimi di emissione, sono le stesse. La variazione sostanziale che si evidenzia è invece relativa ai picchi massimi di potenza emessa. Infatti il picco massimo si registra in corrispondenza alla frequenza di 33 MHz (una frequenza di emissione più elevata degli attuatori elettrici), che nel caso di sensore attivo ma non sottoposto a carico fa registrare un valore di circa -66 dBm contro i -60 dBm registrati nel caso di sensore sottoposto ad un carico costante di 5 N. Ovviamente un'emissione più alta nel caso di sensore sottoposto a carico è giustificata dal segnale trasmesso in uscita che avrà valori di corrente più elevati.

Per quanto riguarda la progettazione della schermatura andiamo innanzitutto a verificare che il livello di emissione massimo rilevato sia conforme ai termini stabiliti dalla normativa EN 55011. Per quel valore di frequenza (33 MHz), la normativa prevede un limite massimo di emissione pari a 30 dB μ V/m. In corrispondenza alla frequenza di 33 MHz abbiamo rilevato un picco massimo di emissione (in termini di potenza) pari a -60 dBm, che espresso in termini di campo

elettrico corrisponde a circa 45,5 dB μ V/m. Per rientrare nel rispetto della normativa bisogna quindi abbattere di almeno 16 dB il livello dell'emissione. Tuttavia, sempre in considerazione degli ambienti in cui tale dispositivo dovrà operare, è preferibile abbattere totalmente il disturbo rilevato fino a renderlo confondibile con il rumore di fondo. Per fare ciò è dunque necessario ricorrere ad uno schermo che abbia un'efficienza di schermatura almeno pari a 40 dB_[3].

Facendo nuovamente ricorso alle simulazioni in MATLAB presentate in precedenza, si nota che, uno schermo di alluminio di spessore 0,5 mm alla frequenza di 33 MHz offre un'efficienza di schermatura pari a circa 119,4 dB, dunque più che sufficiente ad abbattere l'emissione generata dalla cella di carico. Per concludere, mostriamo allora in Figura 56 il grafico riportante l'andamento, in funzione della frequenza, dell'emissione radiata dalla cella di carico dopo aver applicato la schermatura descritta sopra.

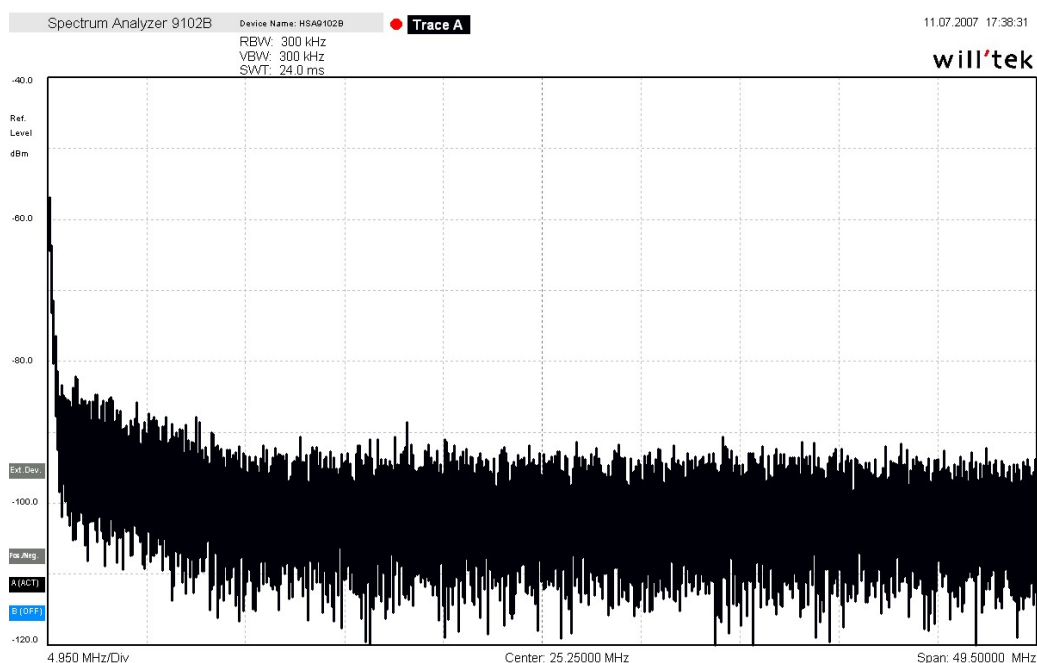


Figura 56: Radiato del sensore di pressione JR3 (cella di carico) attivo e sottoposto ad un carico costante pari a 5 N in presenza di uno schermo di alluminio di spessore di 0,5mm

Come si nota, l'emissione radiata dal sensore è totalmente eliminata e nel range di frequenza indagato (100 kHz – 50 MHz) dove prima si erano evidenziate emissioni

con picco massimo -60 dBm, ora il radiato si attesta attorno a valori di circa -100 dBm assolutamente confondibili con il rumore di fondo.

4.5. SET-UP DI MISURA PER LE BASSE FREQUENZE

In questo paragrafo sarà illustrato il set-up sperimentale utilizzato per l'esecuzione delle misure eseguite al fine di rilevare la caratteristica elettromagnetica, a basse frequenze, sia degli attuatori elettrici (di tipo brushed e brushless) sia di due sensori di pressione JR3 (cella di carico).

Una volta ottenuta la caratteristica elettromagnetica di questi dispositivi si è proceduto con l'individuazione dei livelli massimi consentiti dalla normativa, che nel caso di dispositivi medicali è la EN 55011. Successivamente, con l'ausilio delle simulazioni in MATLAB, mostrate nel paragrafo precedente, ove possibile si sono individuate le specifiche che hanno portato alla progettazione dello schermo per abbattere i livelli di emissione.

Le misure sono state eseguite con il sistema di misura dei campi elettromagnetici PMM 8053B al quale si è connesso il sensore per il campo elettrico e per il campo magnetico alle basse frequenze EHP 50. La connessione tra il PMM 8053B e il sensore di campo elettrico e magnetico alle basse frequenze è realizzata tramite un cavo a fibra ottica, che permette di trasferire il segnale rilevato dal sensore di campo allo strumento senza alterare minimamente l'ambiente di misura.

Nell'eseguire la caratterizzazione elettromagnetica a bassa frequenza si è dovuto superare un problema legato alla mancanza della disponibilità di una camera schermata per eseguire le misure. L'esecuzione delle misure, infatti, non può essere eseguita in aria ambiente perché il sensore (sensibile alle basse frequenze) finirebbe per rilevare i disturbi provenienti dalle numerose apparecchiature funzionanti con l'alimentazione di rete a 50 Hz.

Ricordando che tale caratterizzazione nasce dall'esigenza di verificare la compatibilità elettromagnetica dei dispositivi per riabilitazione all'interno della MEG, si è cercato di riprodurre, seppure in piccolo un ambiente capace di schermare le radiazioni esterne. Tale idea ha portato alla realizzazione di una scatola schermante costituita di alluminio delle spessore di 0.5 cm. Il materiale scelto è l'alluminio per via della sua elevata capacità schermante.

La campagna di misure è stata eseguita su quattro dispositivi: due motori elettrici della Maxtor, uno brushed e l'altro brushless, e su due sensori di pressione JR3 (celle di carico) uno compatibile e l'altro non compatibile.

Il set-up di misura utilizzato prevede quindi l'utilizzo di:

- una scatola di alluminio di dimensioni 70x50x25 cm³
- un sensore di campo elettrico e magnetico EHP 50
- un rilevatore di campi elettromagnetici PMM 8053B
- il dispositivo da testare (attuatore o cella di carico)

All'interno della scatola schermante sono posizionati, volta per volta, il dispositivo da testare e il sensore di campo EHP 50. I dispositivi vengono posizionati su un supporto di materiale isolante (polistirolo) per evitare il contatto elettrico con la scatola. In Figura 57 viene mostrato a titolo di esempio la configurazione di prova nel caso di indagine sull'attuatore brushless.

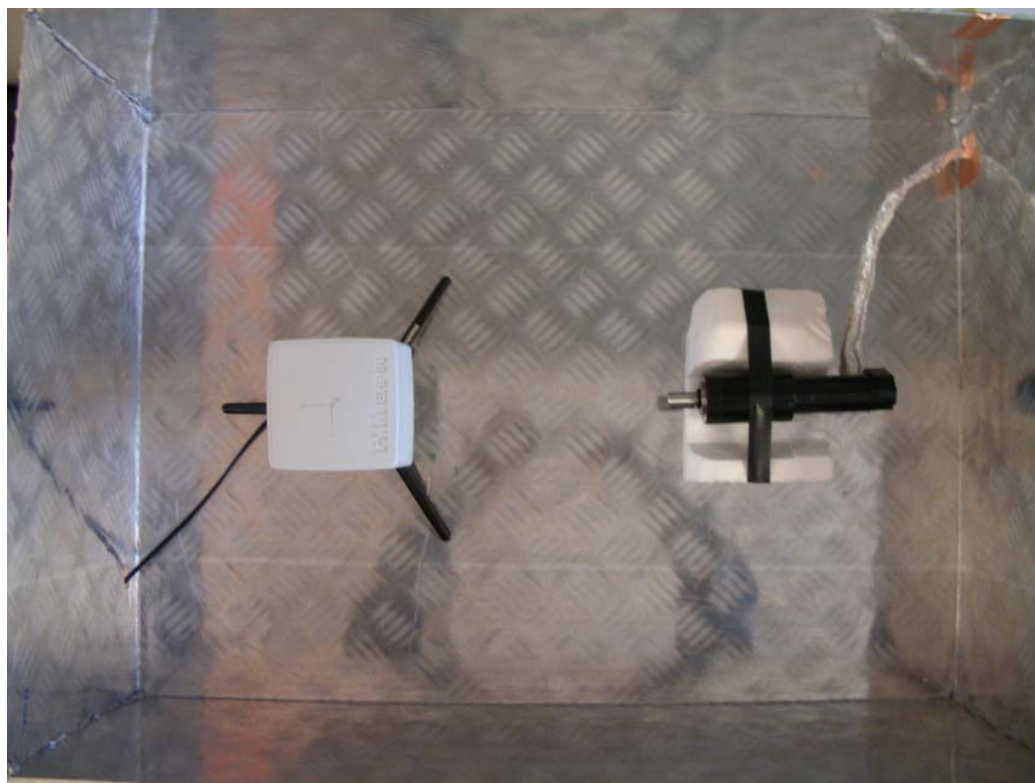


Figura 57: Configurazione di misura a bassa frequenza dell'attuatore brushless

Successivamente la scatola viene chiusa e, per assicurare la continuità elettrica tra le pareti che la costituiscono, si appone in corrispondenza al coperchio del nastro di rame adesivo. A quel punto il sensore di campo viene collegato, tramite l'apposito cavo, al PMM 8053B che rileva i valori di emissione. In Figura 58 viene riportato, in

una visione d'insieme, il set-up di misura utilizzato per la caratterizzazione alle basse frequenze.

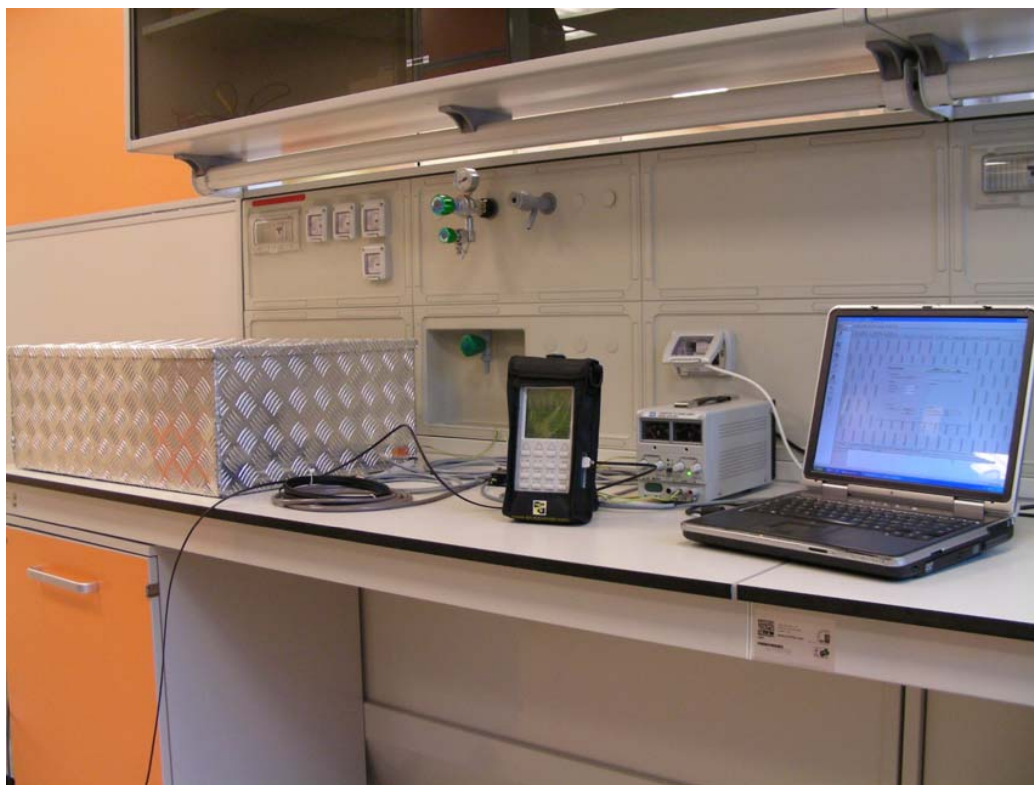


Figura 58: Visione d'insieme del set-up di misura utilizzato per la caratterizzazione alle basse frequenze

Il range di frequenza nel quale si sono effettuate le misure è da 50 Hz a 100 kHz. Per ogni dispositivo sono state eseguite tre campagne di misure. La prima prevedeva un'analisi dell'emissione di fondo in presenza del dispositivo non attivo. La seconda la rilevazione dell'emissione in condizioni di dispositivo attivo. L'ultima una rilevazione dell'emissione in condizioni di dispositivo attivo schermato. Prima di cominciare la campagna di misure sui dispositivi, è stata effettuata una misura del campo elettrico rilevato con la scatola aperta e una con la scatola chiusa al fine di rilevare l'efficienza di schermatura della scatola schermante di alluminio.

4.6. CARATTERIZZAZIONE ELETTROMAGNETICA DEI DISPOSITIVI ALLE BASSE FREQUENZE

In questo paragrafo saranno mostrati e discussi i grafici delle caratteristiche elettromagnetiche dei diversi dispositivi ottenuti con il set-up di misura illustrato nel paragrafo precedente.

Prima di mostrare questi risultati, ricordiamo che tali andamenti sono stati confrontati con la EN 55011 per verificare se questa fosse rispettata. Successivamente, in base alla considerazione (questa volta sicuramente più rilevante che per la caratterizzazione alle alte frequenze) dell'ambiente in cui questi dispositivi devono operare (MEG), si è proceduto, come per l'analisi alle alte frequenze del paragrafo precedente, alla progettazione dello schermo più adatto.

L'efficienza di schermatura della scatola di alluminio utilizzata per eseguire le misure è stata calcolata alla frequenza di 200 Hz considerando il campo elettrico rilevato con la scatola aperta e quello rilevato dopo aver chiuso la scatola, quindi al di là dello schermo. Il valore del campo elettrico rilevato prima di chiudere la scatola è pari a 5,55 V/m, quello rilevato dopo la chiusura della scatola è pari a 0,2 V/m. Avendo determinato questi valori è possibile calcolare l'efficienza di schermatura della scatola che è pari a:

$$SE_{SCATOLA} = 20 \log_{10} \left| \frac{E_i}{E_t} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{5,55}{0,2} \right| \cong 30dB$$

Per tutti e quattro i dispositivi, le misure sono state eseguite in tre configurazioni diverse:

- a dispositivo spento;
- a dispositivo attivo;
- a dispositivo attivo e schermato.

Per ogni configurazione le misure sono state eseguite secondo tutti gli intervalli di frequenza permessi dal sistema di misura. Le bande in cui si sono eseguite le misure sono quindi 100 Hz, 200 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 10 kHz e 100 kHz.

In Tabella 11 vengono mostrati i risultati delle misure ottenuti per l'attuatore di tipo brushless. Tutti i valori sono espressi in V/m e sono riportati come valore mediato su tutta la banda di frequenza.

Tabella 11: Valori di campo elettrico (V/m) misurati per l'attuatore brushless

	MOTORE SPENTO	MOTORE ATTIVO	MOTORE SCHERMATO
100 Hz	0,23	0,21	0,21
200 Hz	0,20	0,21	0,21
500 Hz	0,21	0,25	0,10
1 kHz	0,14	0,24	0,13
2 kHz	0,14	0,18	0,12
10 kHz	0,10	0,28	0,10
100 kHz	0,33	0,41	0,32

Procediamo quindi con l'analisi dei dati riportati nella Tabella 11. Nella prima colonna sono riportati i valori delle bande di frequenza in corrispondenza ai quali sono mostrati, per le tre diverse configurazioni, i valori di campo elettrico rilevato. A questo punto è necessaria una chiarificazione sulla strategia utilizzata per la progettazione dello schermo per tutti i dispositivi. Si è scelto, ancora una volta, di adottare uno schermo di alluminio di spessore 0,5 mm che nel range di frequenze che va da 50 Hz a 100 kHz mantiene un'efficienza di schermatura costante pari circa a 140 dB. Questa scelta è giustificata dall'ambiente molto sensibile (MEG) in cui tali dispositivi dovranno operare e dal confronto con la normativa. Il picco più alto da contrastare nelle varie misure eseguite sui dispositivi è pari a circa 0,2 V/m che corrisponde ad un valore di circa 125 dB μ V. La normativa EN 55011 per basse frequenze (riportata in Figura 44) impone un valore massimo di 115 dB μ V, per cui bisogna abbattere tale valore di almeno 10 dB. Questa indicazione, unita alla necessità di ridurre al massimo le emissioni visto l'ambiente molto sensibile in cui operiamo, ci suggeriscono la scelta cautelativa adottata. Tornando a commentare la Tabella 11, notiamo che per bande di frequenza fino a 500 Hz non ci sono differenze sostanziali tra le tre configurazioni. Da 1 kHz in su invece si nota un valore del campo elettrico man mano crescente fino ad un massimo di 0,18 V/m rispetto al valore di fondo nel caso di banda pari a 10 kHz. Un buon risultato si osserva dai valori riportati nell'ultima colonna in cui i valori in presenza di schermatura diventano nuovamente prossimi a quelli che si erano ottenuti a motore spento, riportando quindi i valori di emissione dell'attuatore a livelli confondibili con quelli del rumore di fondo.

In Tabella 11 vengono mostrati i risultati delle misure ottenuti per l'attuatore di tipo brushed. Tutti i valori sono espressi in V/m e sono riportati come valore mediato su tutta la banda di frequenza.

Tabella 12: Valori di campo elettrico (V/m) misurati per l'attuatore brushed

	MOTORE SPENTO	MOTORE ATTIVO	MOTORE SCHERMATO
100 Hz	0,24	0,19	0,21
200 Hz	0,19	0,21	0,20
500 Hz	0,21	0,12	0,22
1 kHz	0,13	0,13	0,09
2 kHz	0,06	0,28	0,08
10 kHz	0,11	0,24	0,11
100 kHz	0,33	0,35	0,32

Anche in questo caso, come per l'attuatore di tipo brushless si nota un incremento dell'emissione intorno alla banda di frequenza di 2 kHz, in corrispondenza alla quale si ha un valore di emissione pari a 0,22 V/m al di sopra del rumore di fondo. Dall'analisi dei valori riportati nell'ultima colonna (in presenza di schermatura), notiamo una stretta somiglianza con i valori riportati nella prima colonna. Questo risultato è indice della buona efficienza di schermatura, e riporta i valori di emissione radiata a livelli confondibili con il rumore di fondo.

Tabella 13: Valori di campo elettrico (V/m) misurati per la cella di carico JR3 non compatibile

	SENSORE SPENTO	SENSORE ATTIVO	SENSORE SCHERMATO
100 Hz	0,09	0,06	0,08
200 Hz	0,09	0,07	0,07
500 Hz	0,08	0,09	0,07
1 kHz	0,06	0,06	0,07
2 kHz	0,06	0,06	0,06
10 kHz	0,10	0,19	0,10
100 kHz	0,31	0,31	0,31

Nelle Tabelle 13 e 14 vengono riportati rispettivamente i valori delle misure eseguite sul sensore JR3 non compatibile e sul sensore JR3 compatibile. In entrambi i casi, i valori riportati nelle tre colonne e quindi rilevati nelle tre diverse configurazioni sono

molto fluttuanti e non denotano, salvo che per alcune bande di indagine, scostamenti significativi.

Tabella 14: Valori di campo elettrico (V/m) misurati per la cella di carico JR3 di tipo compatibile

	SENSORE SPENTO	SENSORE ATTIVO	SENSORE SCHERMATO
100 Hz	0,20	0,12	0,14
200 Hz	0,14	0,08	0,18
500 Hz	0,14	0,09	0,08
1 kHz	0,07	0,08	0,08
2 kHz	0,05	0,06	0,06
10 kHz	0,10	0,10	0,10
100 kHz	0,31	0,32	0,30

Ovvero i valori relativi alle tre diverse configurazioni sono molto simili tra di loro, indice del fatto che questo tipo di sensori non generano emissioni significative alle basse frequenze, ma solo alle alte frequenze così come mostrato in precedenza.

4.7. SET-UP DI MISURA IN AMBIENTE MEG

In questo paragrafo sarà illustrato il SET-UP sperimentale utilizzato per le misure eseguite all'interno della MEG del Fatebenefratelli all'isola tiberina di Roma.

Le misure sono state eseguite sull'attuatore di tipo brushed e sulle due celle di carico (sensori di pressione JR3). Il SET-UP è composto da una camera schermata all'interno della quale è posizionato il sensore a 28 canali capace di rilevare il campo magnetico generato dall'attività cerebrale che è dell'ordine di qualche pT.

L'attuatore di tipo brushed e le due celle di carico sono stati posizionati all'interno della camera schermata sul lettino dove solitamente si sdraia il paziente, a circa 70 cm di distanza dal sensore MEG (Figura 59).



Figura 59: Set-up di misura in ambiente MEG (motore brushed con schermatura)

Le prove per il motore elettrico sono state eseguite, come di consueto, nelle diverse condizioni di funzionamento (spento, alimentato, in rotazione). Le prove sono state ripetute in presenza di schermatura. Per quanto riguarda le due celle di carico sono state eseguite prove in assenza e in presenza di schermatura, e vista la condizione

favorevole derivante dalla schermatura sono state successivamente eseguite prove in presenza di un soggetto all'interno (Figura 60).



Figura 60: Misura eseguita con cella di carico JR3 compatibile azionata da un soggetto.

4.8. CARATTERIZZAZIONE ELETTROMAGNETICA DEI DISPOSITIVI IN AMBIENTE MEG

In questo paragrafo saranno mostrati e discussi i grafici del campo magnetico rilevato dal sensore della MEG. Cominciamo con la presentazione dei risultati ottenuti testando l'attuatore elettrico di tipo brushed.

In tutte le Figure vengono riportati gli andamenti rilevati da 4 canali della MEG. In ascissa abbiamo il tempo (10 s di acquisizione e in ordinata il campo magnetico in fT).

In Figura 61 viene mostrato l'andamento del campo magnetico nella situazione in cui l'attuatore brushed è spento.

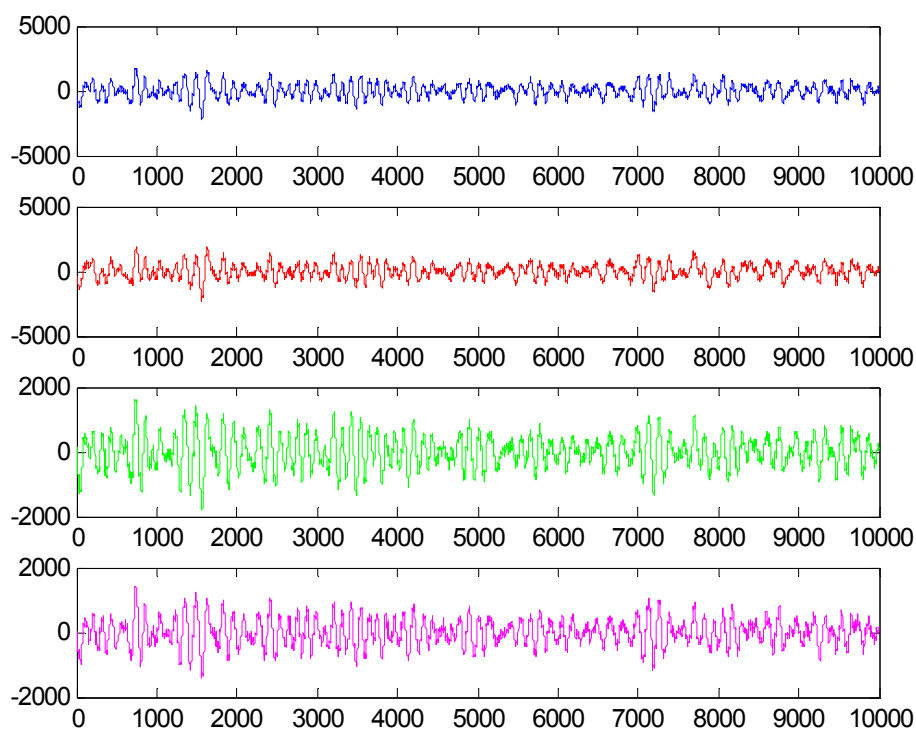


Figura 61: Andamento del campo magnetico in funzione del tempo per un motore brushed non attivo.

Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (fT)

Si nota, dai quattro grafici, che il picco massimo rilevato quando il motore brushed non è attivo è circa 1,5 pT, ovvero il livello di fondo non viene alterato dalla sola presenza dell'attuatore elettrico. Nella Figura 62 si riporta il grafico relativo al

campo magnetico emesso dal motore brushed quando è alimentato ma non in movimento.

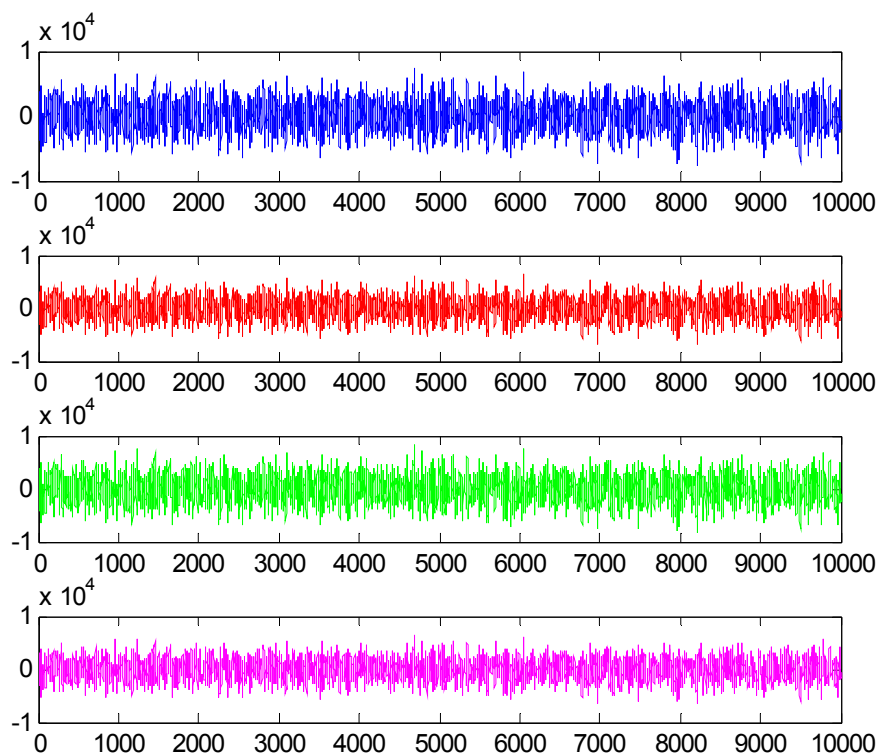


Figura 62: Andamento del campo magnetico in funzione del tempo per un motore brushed alimentato ma non in movimento. Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (fT)

Questa volta i valori sono notevolmente più elevati (circa 10 pT); in questa situazione non si riesce a rilevare l'attività cerebrale del paziente perché i sensori sono saturati dal segnale emesso dall'attuatore.

In Figura 63 viene riportato l'andamento del campo magnetico in funzione del tempo nel caso in cui il motore brushed è in movimento.

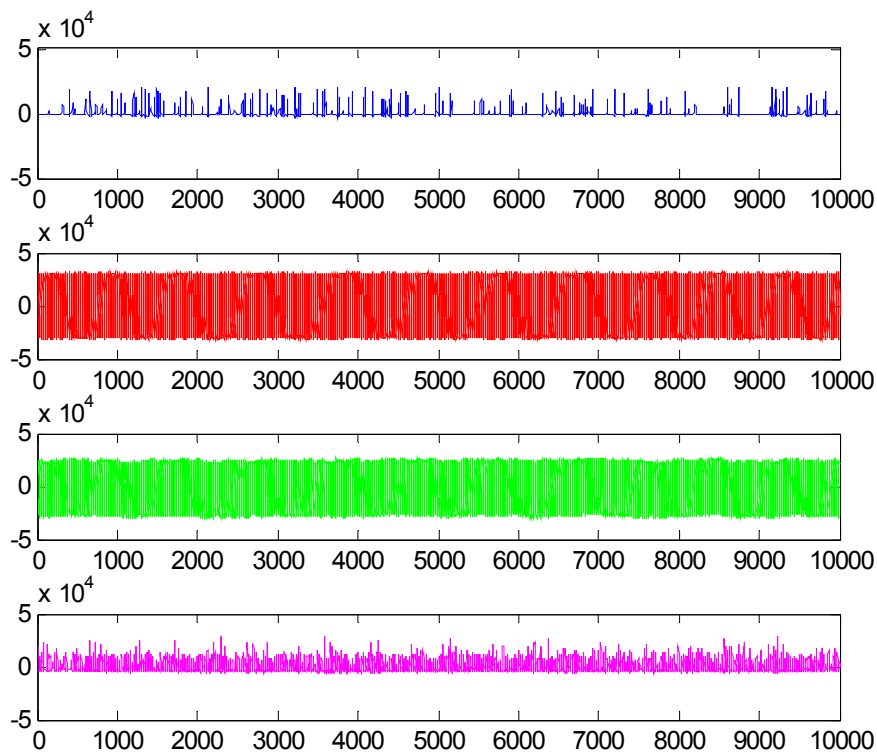


Figura 63: Andamento del campo magnetico in funzione del tempo per un motore brushed in movimento. Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (fT)

Questa volta, più di prima, si nota una saturazione dei sensori per tutti e 4 i canali, che evidenzia l'impossibilità di eseguire le rilevazioni dell'attività cerebrale dei pazienti.

In Figura 64 viene riportata un'immagine relativa al SET-UP di misura in ambiente MEG del motore brushed schermato.



Figura 64: Dettaglio del motore brushed in ambiente MEG dopo la schermatura con una lamina di alluminio di 0,5 mm di spessore.

In presenza della schermatura sono state nuovamente eseguite le misure di campo magnetico nelle varie condizioni di funzionamento del motore. La Figura 65 è relativa alla condizione in cui il motore è alimentato ma non in movimento.

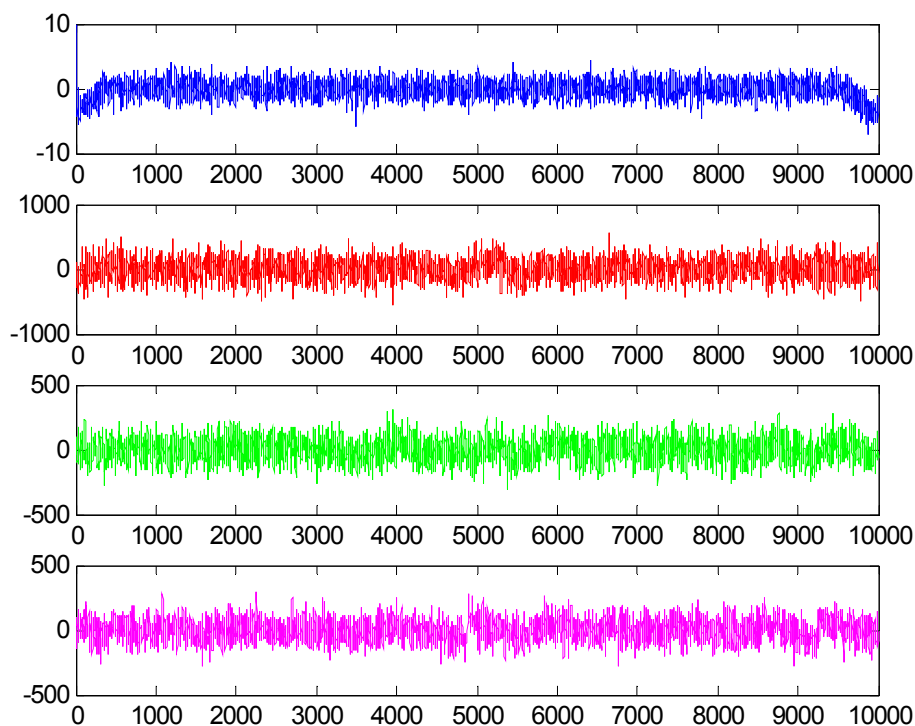


Figura 65: Andamento del campo magnetico in funzione del tempo per un motore brushed alimentato ma non in movimento in presenza di uno schermo di alluminio di spessore 0.5 mm.

Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (fT)

Si evidenzia in questo caso una notevole diminuzione (fattore 10) dei valori di campo magnetico generati dall'attuatore; i valori così ottenuti (0,5-1 pT) permettono di rilevare l'attività cerebrale senza problemi di interferenze elettromagnetiche.

In Figura 66 riportiamo i valori di campo magnetico emessi dal motore brushed quando si trova in condizioni normali di funzionamento.

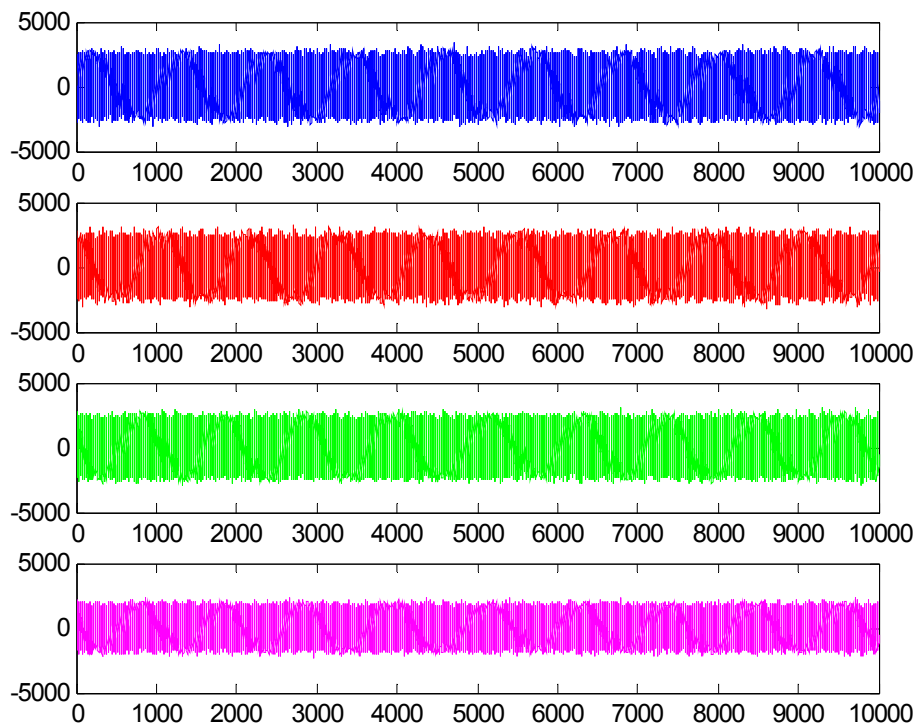


Figura 66: Andamento del campo magnetico in funzione del tempo per un motore brushed in azione in presenza di uno schermo di alluminio di spessore 0.5 mm.

Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (fT)

Purtroppo in questa condizione di funzionamento la schermatura non è sufficiente a ridurre il campo magnetico a valori accettabili per le rilevazioni cerebrali. Questo risultato è, tuttavia, in accordo con quanto ottenuto nelle prove in laboratorio. Infatti alle basse frequenze (al di sotto dei 2 kHz) la schermatura non aveva prodotto risultati adeguati, non riuscendo a limitare le emissioni. Ciò è dovuto alla nota difficoltà di realizzare schermature in bassa frequenza e alla presenza di un disturbo condotto oltre che radiato.

Mostriamo, infine, lo spettro in frequenza (Figura 67) dell'andamento del campo magnetico mostrato in Figura 66.

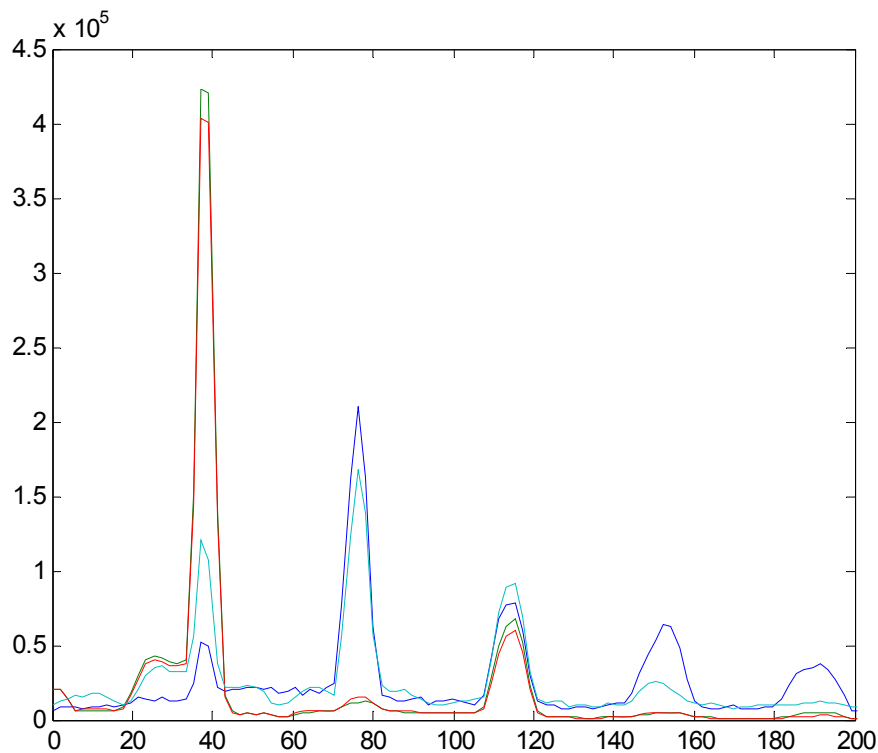


Figura 67: Spettro in frequenza del segnale rilevato dal motore brushed in presenza di schermo di alluminio di spessore 0,5 mm.

Asse delle ascisse: frequenza (Hz) – Asse delle ordinate: ampiezza del segnale normalizzato rispetto alla radice della frequenza

Dalla Figura 67 si notano le frequenze caratteristiche di emissione dovute al motore elettrico a bassissime frequenze. La frequenza principale è circa 40 Hz, i battimenti successivi sono circa 80, 120, 160 e 200 Hz.

Vediamo adesso i risultati ottenuti con l'impiego in ambiente MEG dei due sensori di pressione JR3: non compatibile, compatibile.

Cominciamo mostrando i risultati ottenuti dal sensore JR3 non compatibile. In Figura 68 viene riportato l'andamento relativo al sensore sotto carico senza schermatura.

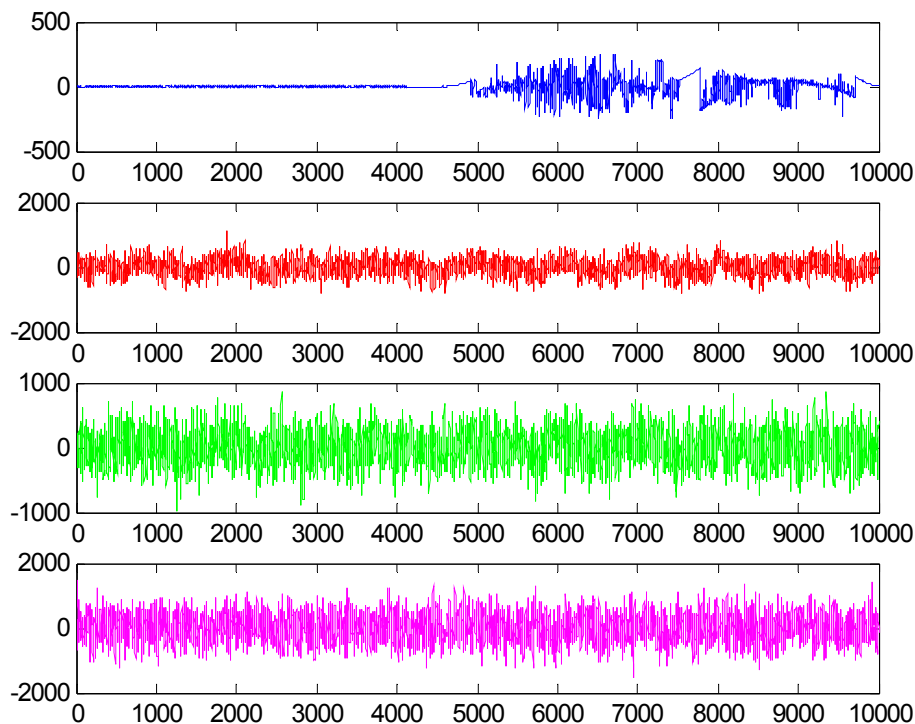


Figura 68: Andamento del campo magnetico in funzione del tempo per un sensore di pressione JR3 non compatibile sotto carico, in assenza di schermatura.
Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (fT)

In questa situazione i segnali rilevati sono molto disturbati e non è possibile effettuare una rilevazione del campo magnetico generato dall'attività cerebrale del paziente.

Si è provveduto dunque alla schermatura del sensore e del relativo cablaggio (come illustrato nei paragrafi precedenti) e si sono ripetute le rilevazioni del campo magnetico generato (Figura 69).

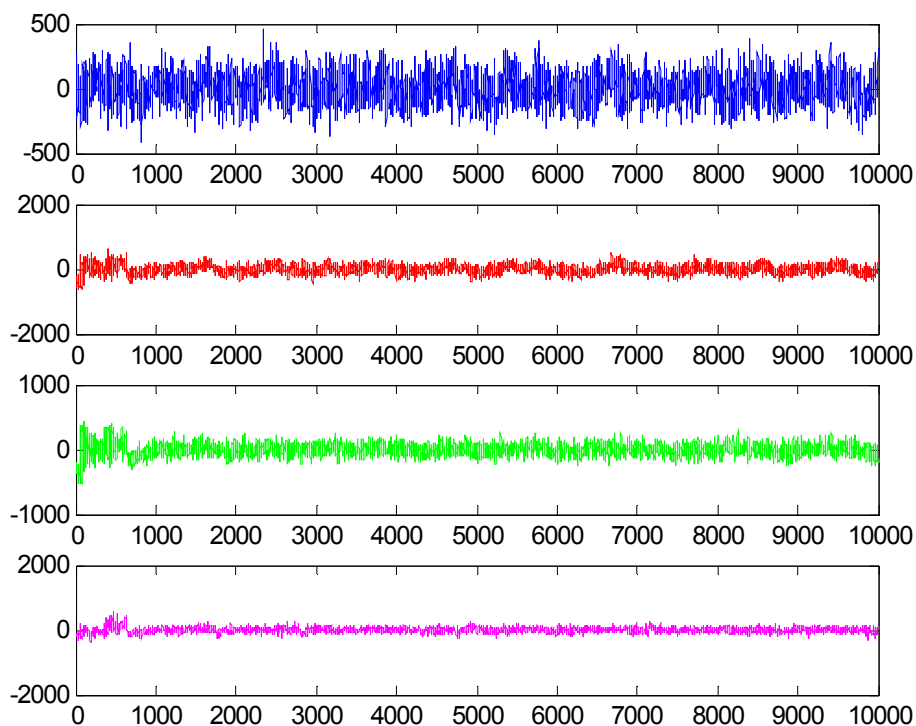


Figura 69: Andamento del campo magnetico in funzione del tempo per un sensore di pressione JR3 non compatibile sotto carico, con schermo di alluminio di spessore 0,5 mm.
Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (fT)

Si nota che dopo l'operazione di schermatura i livelli di campo magnetico acquisiti scendono al di sotto di 0.5 pT permettendo la registrazione dell'attività cerebrale del paziente. Si è eseguita, quindi, una registrazione con soggetto durante l'azionamento del sensore JR3 mediante pressioni esercitate con la mano destra.

In Figura 70 viene riportato il tracciato dell'attività cerebrale durante l'azionamento del sensore JR3.

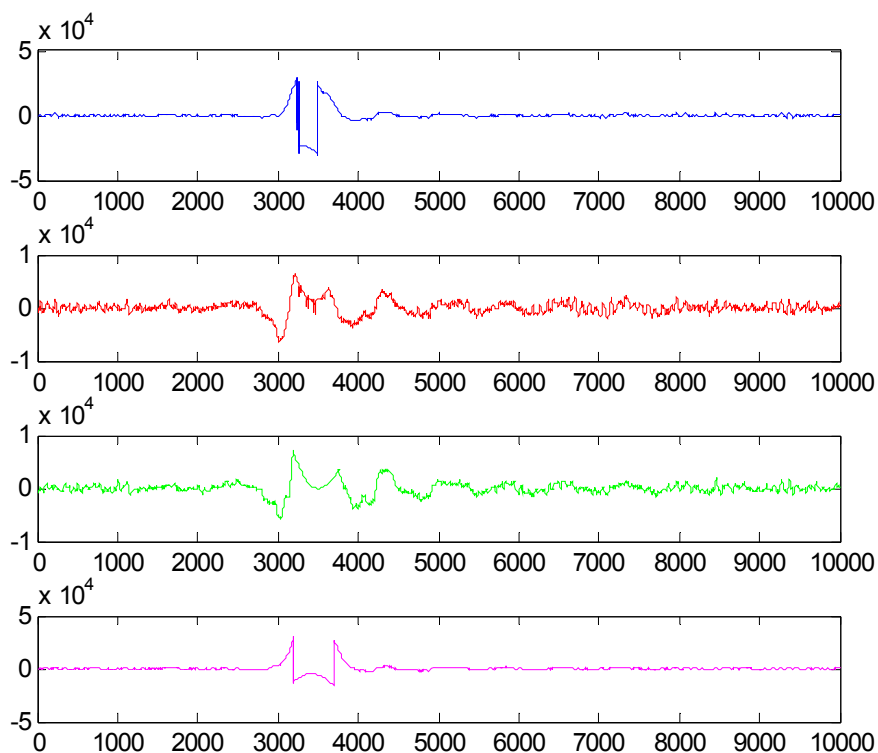


Figura 70: Attività cerebrale di un soggetto durante l'azionamento del sensore JR3 non compatibile
provvisto di schermo di alluminio di spessore 0.5 mm.
Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (fT)

I tracciati, nonostante la presenza di piccoli artefatti in corrispondenza delle pressioni esercitate dal soggetto sul sensore JR3, sono leggibili e assolutamente utilizzabili per la parte clinica.

Vediamo, infine, i risultati ottenuti utilizzando il sensore di pressione compatibile. In Figura 71 viene riportato il grafico dell'andamento del campo magnetico in funzione del tempo quando il sensore è sottoposto a carico costante e non è schermato.

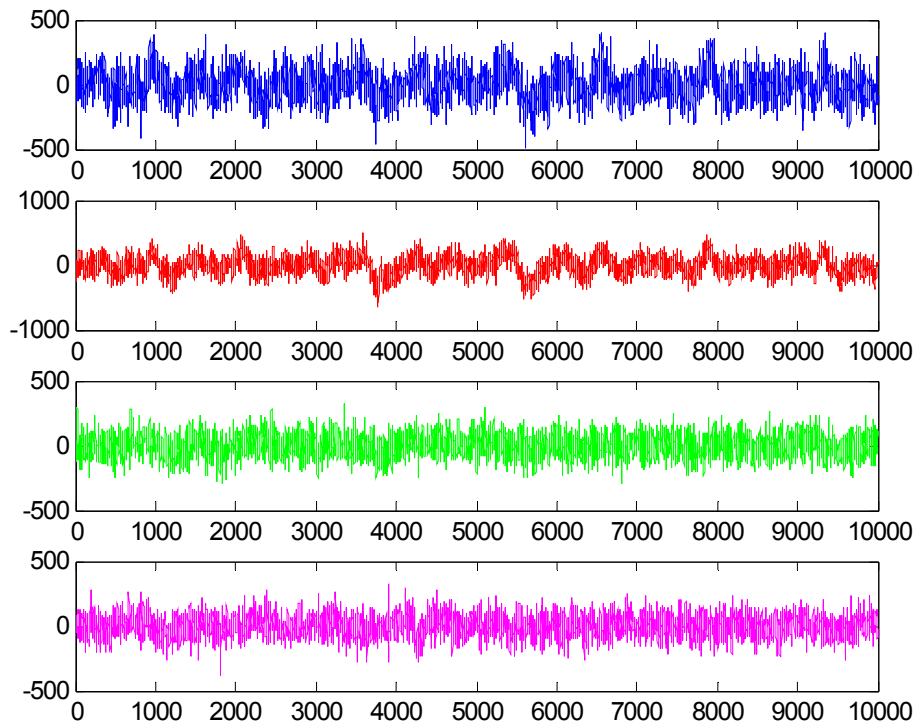


Figura 71: Andamento del campo magnetico in funzione del tempo per un sensore di pressione JR3 compatibile sotto carico, in assenza di schermatura.
Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (fT)

In Figura 72 è riportato lo spettro in frequenza del segnale precedente.

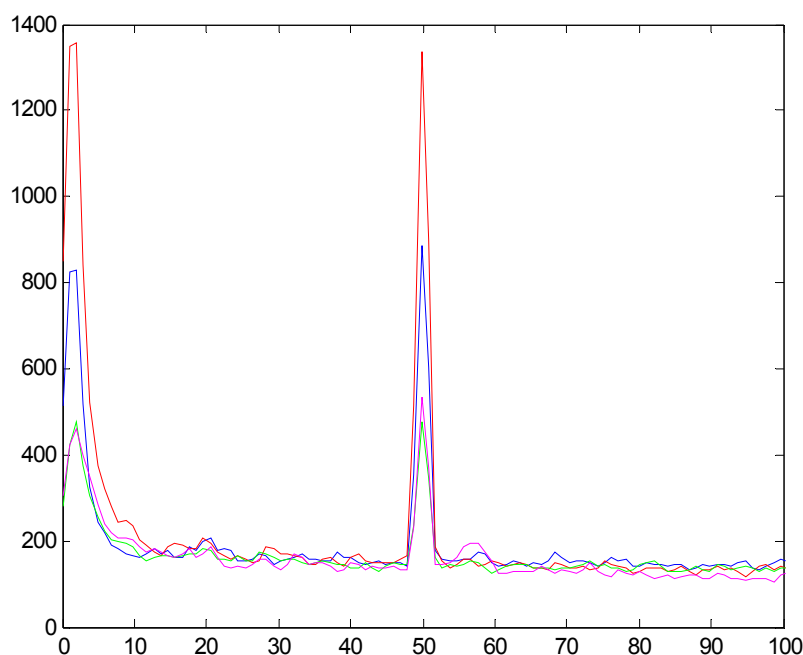


Figura 72: Spettro in frequenza del segnale rilevato dal sensore JR3 compatibile, sotto carico e privo di schermatura.

Asse delle ascisse: frequenza (Hz) – Asse delle ordinate: ampiezza del segnale normalizzato rispetto alla radice della frequenza

Le Figure 71 e 72 mostrano un segnale sporco a bassissime frequenze (qualche Hz) e a 50 Hz.

Vediamo ora i risultati ottenuti in presenza di schermatura. In Figura 73 viene riportato l'andamento del campo magnetico in funzione del tempo quando il sensore è sotto carico e schermato.

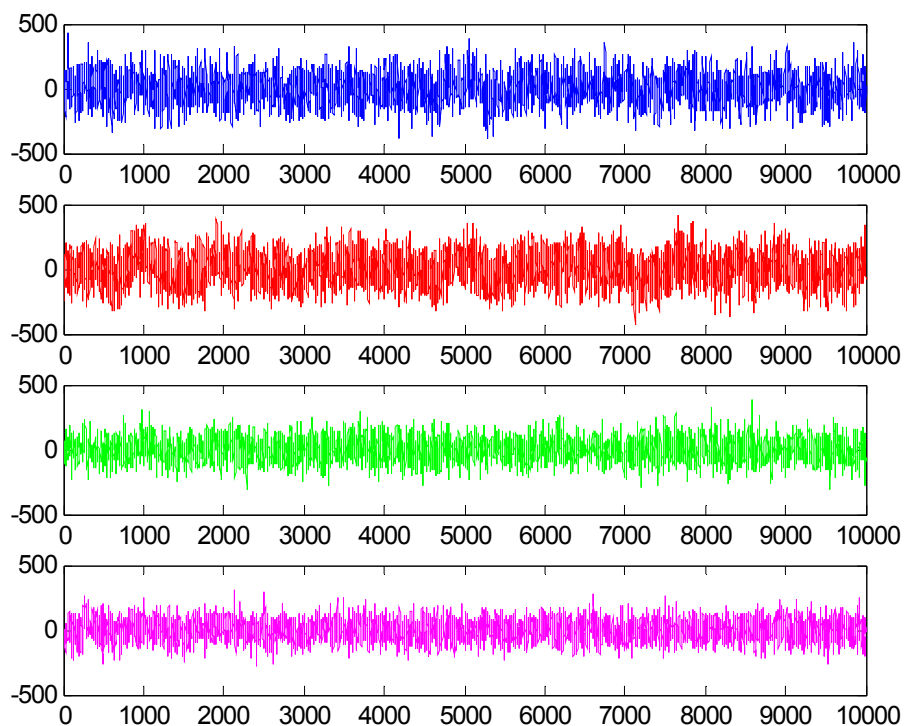


Figura 73: Andamento del campo magnetico in funzione del tempo per un sensore di pressione JR3 compatibile sotto carico, con schermo di alluminio di spessore 0,5 mm.
Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (fT)

In Figura 74 è riportato lo spettro in frequenza del segnale precedente.

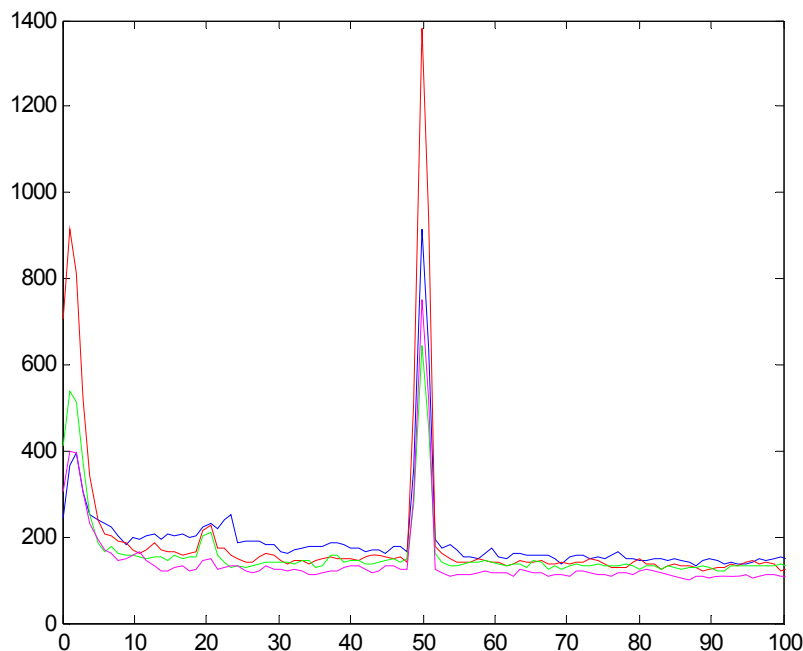


Figura 74: Spettro in frequenza del segnale rilevato dal sensore JR3 compatibile, sotto carico e con schermo di alluminio di spessore 0,5 mm.

Asse delle ascisse: frequenza (Hz) – Asse delle ordinate: ampiezza del segnale normalizzato rispetto alla radice della frequenza

Dal confronto delle Figure 71 e 72 con le Figure 73 e 74 relative alle configurazioni con schermatura si nota ancora una volta l'efficacia della schermatura che abbatte considerevolmente i disturbi provenienti dal sensore di pressione permettendo la registrazione dell'attività cerebrale in presenza di soggetto.

Si è eseguita, quindi, una registrazione con soggetto durante l'azionamento del sensore JR3 compatibile mediante pressioni esercitate con la mano destra.

In Figura 75 viene riportato il tracciato dell'attività cerebrale in funzione del tempo durante l'azionamento del sensore JR3.

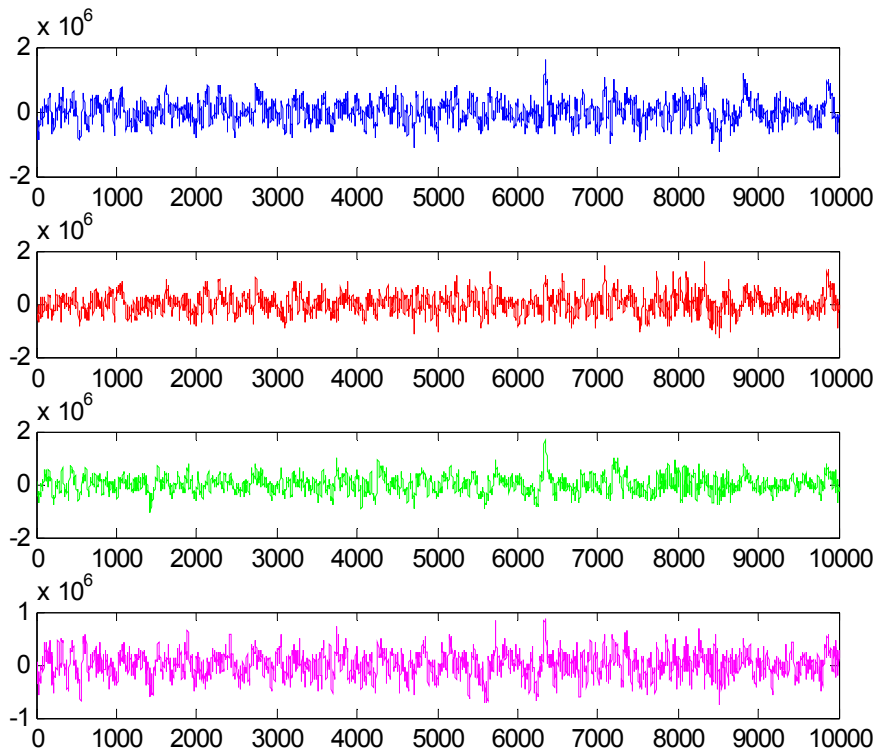


Figura 75: Attività cerebrale di un soggetto durante l'azionamento del sensore JR3 compatibile
provvisto di schermo di alluminio di spessore 0.5 mm.
Asse delle ascisse (10 s) – Asse delle ordinate (10^{-3} fT)

In Figura 76 è riportato lo spettro in frequenza del segnale precedente.

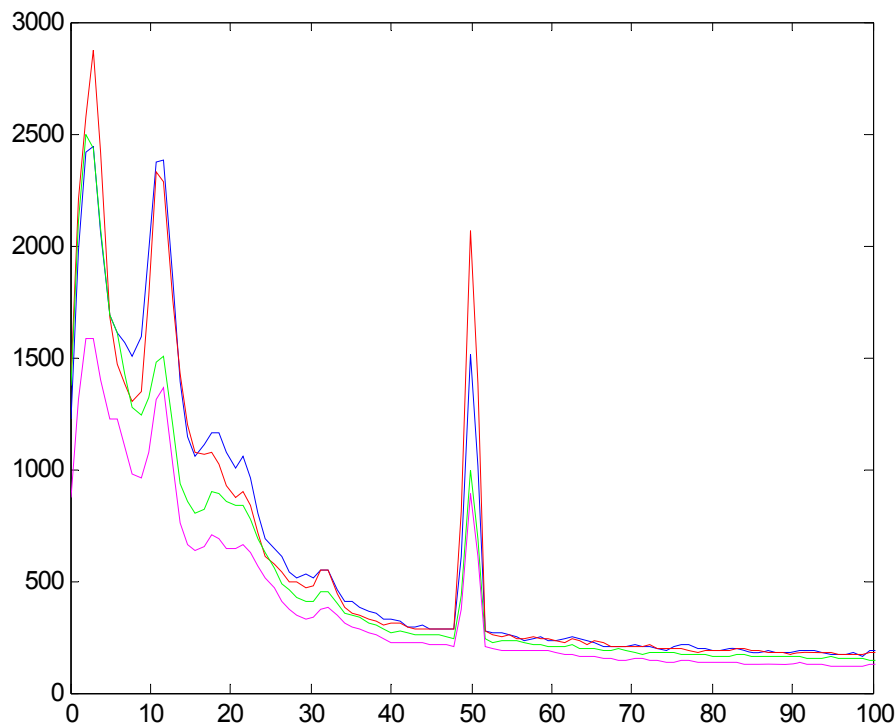


Figura 76: Spettro in frequenza dell'attività cerebrale di un soggetto durante l'azionamento del sensore JR3 compatibile provvisto di schermo di alluminio di spessore 0.5 mm.

Asse delle ascisse: frequenza (Hz) – Asse delle ordinate: ampiezza del segnale normalizzato rispetto alla radice della frequenza

I risultati ottenuti con l'impiego del sensore JR3 compatibile sono migliori rispetto al sensore non compatibile perché non c'è la presenza di artefatti dovuti alla pressione esercitata dal paziente sulla cella di carico. Inoltre, sono perfettamente leggibili i valori di emissione caratteristici dell'attività cerebrale (da qualche Hz a circa 30 Hz). In conclusione si può affermare, che i due sensori di pressione JR3 risultano perfettamente compatibili dal punto di vista elettromagnetico all'interno dell'ambiente MEG.

Bibliografia

- [1] J. Muccioli, A. Anthony, M. Anthony, D.S. Walz, *Broadband KuTEM Omni-Cell Testing of Small DC Motors for a Low Cost Filter Solution*, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2000
- [2] S. Ogasawara, H. Ayano, H. Akagi, *Measurement and Reduction of EMI Radiated by a PWM Inverter-Fed AC Motor Drive System*, IEEE Transaction on Industry applications, vol. 33, n. 4, 1997
- [3] M. A. Jabbar and M.A. Rahman, *Radio frequency interference of electric motor and associated controls*, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.27, pp. 27-31, Jan./Feb. 1991.
- [4] CEI 110-6, CEI EN 55011. *Apparecchi a radiofrequenza industriali, scientifici e medicali (ISM) – Caratteristiche di radiodisturbo – Limiti e metodi di misura*. 1999
- [5] C.R. Suriano, J.R. Suriano, G. Thiele, T.W., *Holmes, Prediction of Radiated Emissions From DC Motors*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1998, 790-795, vol. 2, Denver, CO, USA

Capitolo 5. CARATTERIZZAZIONE ELETTRO- MAGNETICA DI UNA SALA OPERATORIA

5.1. INTRODUZIONE

In questo capitolo è riportato uno studio teorico e sperimentale per l'analisi e la caratterizzazione delle interferenze elettromagnetiche presenti e riscontrabili all'interno di una sala operatoria. A seconda del tipo di interferenza elettromagnetica riscontrato, il lavoro sarà presentato in tre parti:

- un'analisi sperimentale delle interferenze radiate provenienti dall'ambiente esterno, misurate all'interno di una sala operatoria dell'ex Policlinico Universitario del Campus Biomedico di Roma durante un intervento chirurgico; tale indagine si è svolta nell'intervallo di frequenze compreso tra 50 MHz e 1 GHz, coprendo fonti di interferenza dovute a sorgenti di telefonia mobile, reti di distribuzione broadcasting (emittenti radio FM e televisive) e sistemi di comunicazione dedicati (radiofaro del vicino aeroporto, ecc.);
- uno studio teorico delle interferenze condotte presenti all'interno dell'impianto elettrico dell'ex Policlinico e dell'annesso Poliambulatorio, con l'enumerazione di alcuni sistemi di protezione attivi e passivi, consigliati dalle norme e dalla buona pratica, al fine di ridurre l'interferenza dei carichi distortivi sull'alimentazione di apparecchiature critiche presenti nelle sale operatorie;
- uno studio teorico riguardante la valutazione del rischio, all'interno di una sala operatoria, causato da disturbi condotti e radiati, generati da eventuali scariche atmosferiche.

Dopo aver raggiunto una conoscenza adeguata dell'ambiente elettromagnetico di una sala operatoria, si sono analizzate le soluzioni più idonee per la prevenzione degli effetti dell'interferenza, al fine di mitigare gli eventuali disturbi prodotti sulle apparecchiature. A tale proposito:

- nell'analisi sperimentale dell'interferenze radiate, dopo aver verificato che il livello delle stesse all'interno della sala operatoria si manteneva al di sotto dei

valori limite permessi dalle norme, a causa della lontananza delle sorgenti esterne di disturbo e della presenza della schermatura naturale della sala stessa (per via della struttura in cemento armato dell'edificio), sono state suggerite soluzioni di schermatura utilizzabile in casi particolari di ambienti elettromagnetici particolarmente rumorosi;

- nello studio teorico dei disturbi condotti è stata confermata l'utilità delle misure di protezione attive e passive, inoltre si è evidenziato che migliorie possono attuarsi soprattutto attraverso il dimensionamento del montante del quadro di alimentazione (in modo da assicurare una potenza di cortocircuito adeguata al carico distorcente alimentato dal quadro stesso), l'utilizzo di filtri passivi accordati con il contenuto armonico disturbante, l'applicazione del concetto di "separazione elettrica". In particolare, per "separazione elettrica" si è inteso la separazione dei circuiti della zona paziente dagli altri circuiti, nei locali di gruppo 2 ed un eventuale alimentazione separata delle utenze fonti di disturbo (alimentanti carichi distorcenti) dalle utenze "essenziali" (potenzialmente vittime), il cui malfunzionamento può essere causa di rischio;
- nello studio teorico riguardante le problematiche dovute al campo elettromagnetico impulsivo provocato dal fulmine (LEMP) e al suo accoppiamento con i circuiti elettrici all'interno della sala operatoria, si è constatato che, a causa di tale accoppiamento, possono indursi nei circuiti elettrici della sala sovracorrenti e/o sovratensioni impulsive di valore tale da essere pericolose per le apparecchiature elettroniche. Al fine di rendere minima la probabilità di danno di tali apparecchiature, è stata suggerita l'adozione di sistemi di schermatura della sala stessa (potrebbe essere sufficiente anche la schermatura naturale dovuta alla struttura in cemento armato), uniti alla schermatura dei cavi di alimentazione e di segnale al routing dei cavi stessi, alla cura nella disposizione della strumentazione nella sala (tenendo conto della distanza da eventuali calate del Sistema Esterno di Protezione dai Fulmini), nonché all'applicazione di misure di equipotenzializzazione (precauzione opportuna per ridurre gli effetti delle sovratensioni).

5.2. ANALISI DEI CAMPI RADIATI

Questo paragrafo contiene un'analisi delle interferenze radiate provenienti dall'ambiente esterno, misurate all'interno di una sala operatoria messa a disposizione dall'ex Policlinico Universitario del Campus Biomedico di Roma durante un intervento chirurgico. Scopo delle misure è stato quello di registrare il valore di campo elettromagnetico complessivo e il suo spettro in frequenza. Le misure sono state eseguite nell'intervallo di frequenze da 50 MHz fino a 1 GHz.

Nella sala operatoria in cui sono state eseguite le misure sono stati misurati prima i valori di fondo del campo elettromagnetico (prima dell'inizio dell'intervento chirurgico) e poi le misure sono state ripetute dopo aver messo in funzione le apparecchiature elettriche ed elettroniche all'interno della sala (durante l'intervento)^[2]. Ciò al fine di rilevare variazioni significative di campo elettromagnetico e stimare il rischio dovuto a interferenze elettromagnetiche in grado di influenzare il funzionamento dei dispositivi medici presenti.

I valori di campo misurati emessi dalle apparecchiature presenti nella sala si sono rivelati molto bassi o rapidamente decadenti con la distanza in modo tale che, nei vari punti di prova, non è stato possibile distinguere contributi che spiccavano rispetto al rumore di fondo^[5]. Ne è risultato che i campi dovuti a interferenze esterne riguardavano esclusivamente frequenze dedicate alle telecomunicazioni, cui le apparecchiature meno anziani sono di sicuro meno immuni. Ciò porta alla conclusione che non sia possibile riscontrare criticità nell'uso di apparecchiature elettromedicali nella maggior parte degli ambienti delle maggiori strutture sanitarie^[1].

5.2.1. METODOLOGIA DI MISURA

All'interno della sala operatoria è stata condotta un'ispezione preliminare al fine di:

- catalogare tutte le possibili sorgenti di campo elettromagnetico, localizzando la loro posizione, il loro utilizzo contemporaneo e ogni altro parametro utile a definire i casi peggiori per l'emissione elettromagnetica;
- catalogare le possibili vittime dell'interferenza elettromagnetica localizzate nell'ambiente considerato, la loro posizione e le loro condizioni al lavoro.

Tale ispezione è risultata essere necessaria per la compilazione di schede contenenti le caratteristiche delle apparecchiature, la loro ubicazione ed altri dati rilevanti ai fini dell'indagine da svolgere. Come risultato dell'analisi delle schede è stato stabilito il protocollo di misura riportato in Tabella 15.

Tabella 15: Protocollo seguito per le misure di emissione radiata

PROTOCOLLO DI MISURA	
1. Posizionamento dell'antenna	La misura del campo elettromagnetico deve essere eseguita prendendo in considerazione i tre assi cartesiani per ciascuna frequenza dello spettro armonico di interesse. Deve essere svolta un'analisi preliminare del posizionamento relativo delle apparecchiature e delle sorgenti elettromagnetiche: ciò permette di scegliere anche un minor numero di assi di misura velocizzando l'esecuzione delle misure stesse.
2. Scelta delle grandezze da misurare	La misura più significativa è la misura di potenza emessa (dBm). Da tale grandezza, in condizioni di campo non vicino, è possibile valutare l'intensità dei campi elettrico e magnetico mediante l'uso del diagramma di calibrazione delle antenne e dei cavi impiegati. E' preferibile eseguire la calibrazione dei cavi e delle antenne, con metodi che ne consentano la riferibilità, almeno una volta all'anno.
3. Scelta della modalità di misura	Poiché le misure da eseguire sono volte a rilevare interferenze che potrebbero compromettere la funzionalità di dispositivi medici e, quindi, la sicurezza e la salute di eventuali pazienti, è necessario porsi nelle condizioni idonee a rilevare il caso peggiore. Pertanto è stata impiegata la modalità di misura picco. La modalità picco effettua la misura delle armoniche presenti (nei limiti concessi dalla Resolution Bandwidth, RBW) senza ulteriori integrazioni in banda, introdotte dalla carica dei condensatori equivalenti usati per le modalità media e quasi-picco.
4. Scelta dell'intervallo di frequenza	Nelle sale operatorie il campo elettromagnetico è stato misurato nell'intervallo di frequenza compreso tra 50 MHz e 1 GHz. L'intervallo delle frequenze da misurare influenza, in un certo senso, anche il protocollo di misura. Ad esempio, al di sotto dei 30 kHz si entra nell'intervallo di frequenza delle VLF ed ELF dove la propagazione delle onde elettromagnetiche ha proprietà del tutto diverse da quelle manifestate nell'intervallo che va dalle microonde alle LF.

5.2.2. MISURE DEI CAMPI RADIATI

Come già anticipato, le misure sono state eseguite in una delle sale operatorie dell'ex Policlinico Universitario del Campus Biomedico di Roma. I blocchi operatori di tale Policlinico consistono in una pre-camera operatoria con annesse due sale operatorie (funzionalmente equivalenti e fisicamente contigue). Le misure sono state effettuate

in una delle due sale operatorie, durante un'operazione chirurgica, mentre nell'altra sala non era in atto alcun intervento. Tale situazione, utile per ottenere dati da un teatro operatorio in pieno funzionamento, ha però richiesto una particolare celerità nell'esecuzione delle misure. Si ritiene che i risultati ottenuti siano generalizzabili anche ad altre sale operatorie con caratteristiche simili o equivalenti.

I grafici di misura inseriti nel presente lavoro (quelli più significativi) riguardano tre intervalli di frequenza: il primo è l'intervallo di frequenza delle trasmissioni radio FM (80 - 110 MHz), il secondo è quello della prima banda delle comunicazioni mobili GSM (840 - 960 MHz) e il terzo (50 MHz - 1 GHz) è compreso nell'intervallo per cui esistono prescrizioni sui limiti delle emissioni radiate ai fini della compatibilità elettromagnetica (da 30 MHz fino a 1 GHz), nella forma attualmente in vigore^[6,7,8].

L'intervallo di frequenza maggiore è stato monitorato al fine di valutare la presenza delle componenti armoniche introdotte dall'elettro-bisturi (operante a circa 700 - 800 MHz). Il set-up di misura era costituito da un'analizzatore di spettro da 100 kHz a 3 GHz con dinamica maggiore di 70 dB e noise floor di -95 dBm a 10 kHz di RBW (resolution bandwidth) e da un'antenna bi-conica per un intervallo di frequenze da 50 MHz a 2,5 GHz.

In ciascun punto sono state eseguite due misure con l'antenna posizionata ad angolo retto in modo da identificare il campo secondo gli assi cartesiani (x-y) di un piano orizzontale parallelo al pavimento. Tale scelta è stata dettata dall'osservazione che i componenti elettrici più esposti all'interferenza elettromagnetica radiata erano i cavi di alimentazione e/o di collegamento (tra le diverse apparecchiature elettromedicali e tra le apparecchiature e le rispettive parti applicate), la cui giacitura, nel teatro operatorio, era, per gran parte della lunghezza dei cavi stessi, parallela al piano del pavimento.

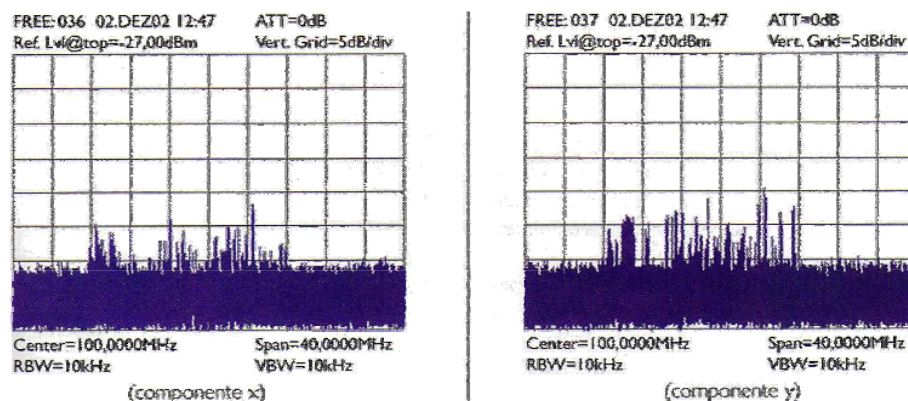


Figura 77: Intensità di potenza del campo elettromagnetico misurata in una sala operatoria durante un intervento. Intervallo: 80 MHz - 120 MHz (Radio FM)

Nelle Figure 77, 78 e 79 sono riportati gli spettri più significativi misurati durante la campagna di misure.

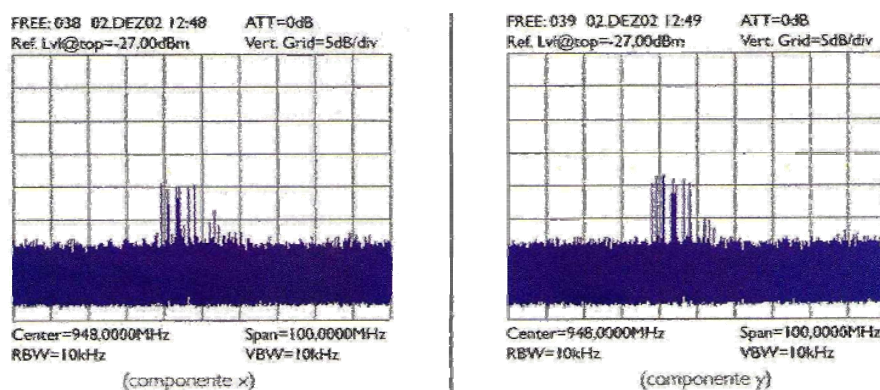


Figura 78: Intensità di potenza del campo elettromagnetico misurata in una sala operatoria durante un intervento. Intervallo: 898 MHz - 998 MHz (comunicazione GSM)

Dato lo scarso contributo ai campi radiati, dovuto alle apparecchiature interne, quanto misurato si riferisce soprattutto a campi di origine esterna alla sala, quindi tali contributi sono da intendersi in condizione di campo lontano. Questo insieme alla limitata estensione della sala operatoria conducono alla conclusione, verificata dalle misure, che gli spettri presi in punti diversi della sala non hanno caratteristiche peculiari che li rendono distinguibili tra loro.

Le misure lungo i diversi assi cartesiani di riferimento non sono state effettuate contemporaneamente, ma a distanza del tempo necessario per la scansione della banda scelta, da parte dell'analizzatore, e per il riposizionamento dell'antenna.

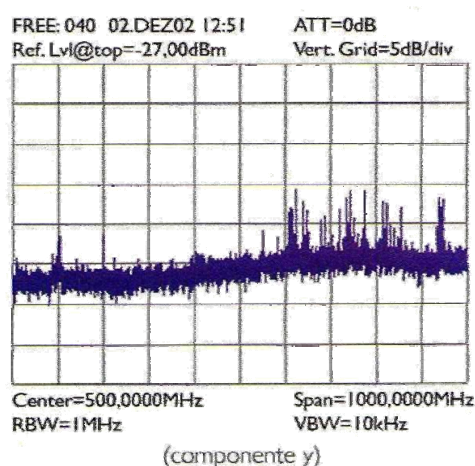


Figura 79: Intensità di potenza del campo elettromagnetico misurata in una sala operatoria durante un intervento. Intervallo: 50 MHz - 1 GHz

Gli spettri dell'intensità di potenza del campo elettromagnetico misurati e riportati nelle Figure 77, 78 e 79, tengono già conto del fattore d'antenna e della curva di calibrazione del cavo.

5.2.3. DISCUSSIONE DELLE MISURE ESEGUITE

Nella Figura 77 si vedono chiaramente i contributi nella banda analizzata delle stazioni radio FM tra 88 MHz e 108 MHz. Dato l'ambiente urbano in cui è situato l'edificio del Policlinico, il contributo più significativo in questa banda dello spettro è quello dovuto a tali stazioni.

I valori di picco delle componenti armoniche presenti nei segnali rilevati sono di -52 dBm e la dinamica tra tali picchi è la soglia del fondo elettromagnetico rilevato, varia tra 5 e 7 dBm. A tali valori di potenza corrispondono intensità di campo elettromagnetico dell'ordine di $560 \mu V/m$ (su 50Ω).

Tali valori non presentano alcun problema per il corretto funzionamento delle apparecchiature elettromedicali presenti nel teatro operatorio in quanto molto al di sotto della soglia minima di 1 V/m prevista dalla norma europea per i test di

immunità ai campi irradiati (per le frequenze da 80 MHz a 1 GHz) [3]. Dall'esame del file dati della Figura 77 appare chiaramente (sebbene non con altrettanta chiarezza nella Figura) una componente a 110,8 MHz associata al radiofaro VOR/DME dell'aeroporto di Ciampino. Tale componente dato il progetto dei sistemi VOR/DME, è molto debole.

Nella Figura 78 sono visibili i contributi al campo elettromagnetico dovuti alle stazioni radio-base per la telefonia mobile GSM presenti nelle vicinanze dell'edificio del Policlinico. Poiché il sistema GSM prevede la banda 890-915 MHz per l'uplink (da terminale mobile a stazione radio-base) e la banda 935-960 MHz per il downlink (da stazione radio-base a terminale mobile), è chiaro che i contributi presenti sono dovuti alle stazioni radio-base poste nelle vicinanze dell'edificio e non ai terminali mobili. Data la distanza tra la stazione radio-base più prossima (circa 150 m) ed il teatro operatorio l'intensità del campo elettromagnetico dovuto ai canali GSM attivi (circa -47 dBm) è pienamente al di sotto d'immunità minima prevista dalla norma. A queste frequenze l'attenuazione del campo elettromagnetico causata dalla presenza di strutture in cemento e cemento armato è valutabile intorno ai 10-15 dB. Nel caso della banda GSM la sostanziale uguaglianza tra le misure effettuate nelle due polarizzazioni indica come nell'ambiente operatorio non sia possibile identificare una specifica polarizzazione delle componenti elettromagnetiche provenienti dall'esterno[4].

La Figura 79 mostra lo spettro misurato nell'intervallo di frequenze da 50 MHz a 1 GHz. In essa si nota un innalzamento del valore del fondo di rumore a partire da circa 600 MHz, a causa dei filtri interni all'analizzatore di spettro. Nella Figura sono presenti sia i contributi analizzati in dettaglio nelle Figure precedenti che altre componenti. In particolare si rilevano una componente persistente a circa 200 MHz (appartenente alla banda delle comunicazioni VHF militari e associabile alla presenza di un'eventuale stazione trasmittente nella vicina installazione militare) e la banda UHF delle trasmissioni televisive (tra 470 MHz e 862 MHz). I segnali hanno un'intensità massima intorno a -42 dBm, più intensi di quelli associati alle altre due bande esaminate in precedenza. In questo caso il valore del campo elettrico misurato dall'antenna bi-conica (tenuto conto del fattore di antenna e della curva di calibrazione del cavo di collegamento) è pari a 1,23 mV/m, valore inferiore alle

soglie di immunità ai campi radiati previste nella norma CEI 210-39, CEI EN 61000-4-3.

Sebbene la banda considerata in Figura 79 sia sufficientemente ampia per contenere i possibili contributi armonici radiati, prodotti dall'uso dell'elettro-bisturi (più volte in funzione durante l'intervento in atto nella sala operatoria durante le misure), tali contributi non appaiono con valori diversi da quelli del fondo di rumore elettromagnetico già presente nell'ambiente.

Dall'indagine svolta si può concludere che l'ambiente elettromagnetico all'interno di una sala operatoria funzionante, è fortemente caratterizzato dalle sorgenti elettromagnetiche esterne tipiche dell'ambiente urbano in cui l'edificio è posto. Tali componenti sono ordinariamente di piccola intensità in quanto dovute a sorgenti poste a distanza dalla sala operatoria e attenuate dalle strutture murarie che separano la sorgente elettromagnetica dalla sala stessa. Gli effetti di attenuazione di tali strutture e la presenza di strutture metalliche nella sala operatoria rendono casuale la polarizzazione del campo elettromagnetico interno e ciò è a favore della sicurezza, in quanto, l'accoppiamento di un campo elettromagnetico a polarizzazione casuale con un cavo induce degli effetti minori di quelli ottenuti con un campo a polarizzazione determinata.

5.3. INDAGINE SUI DISTURBI TRASFERITI PER VIA CONDOTTA

In questo paragrafo viene riportato uno studio teorico delle interferenze condotte presenti all'interno dell'impianto elettrico dell'ex Policlinico Universitario del Campus Biomedico di Roma e dell'annesso Poliambulatorio.

Gli impianti elettrici nei locali ad uso medico devono essere conformi alla norma CEI sugli impianti elettrici medicali, attualmente in vigore^[12], al fine di assicurare:

- la protezione dei pazienti e degli operatori dai rischi elettrici;
- la certezza e la sicurezza di funzionamento delle apparecchiature elettriche e dei dispositivi medici^[10,11].

Con riferimento a quanto contenuto nella norma CEI 64-8/7, per locale ad uso medico si deve intendere un "locale destinato a scopi diagnostici, terapeutici, chirurgici, di sorveglianza o di riabilitazione dei pazienti [...]". I locali ad uso medico sono suddivisi in:

- locali di gruppo 0 (in cui non si utilizzano apparecchi elettromedicali con parti applicate);
- locali di gruppo 1 (in cui le parti applicate sono destinate ad essere utilizzate esternamente o invasivamente ad eccezione della zona cardiaca);
- locali di gruppo 2 (in cui le parti applicate sono destinate ad essere utilizzate in applicazioni quali interventi intracardiaci, operazioni chirurgiche, o il paziente è sottoposto a trattamenti vitali dove la mancanza dell'alimentazione può comportare pericolo per la vita).

Nei locali di gruppo 1 e 2 si definisce zona paziente "qualsiasi volume in cui un paziente con parti applicate può venire in contatto intenzionale, o non intenzionale, con altri apparecchi elettromedicali o sistemi elettromedicali o con masse estranee o con altre persone in contatto con tali elementi".

Nei locali di gruppo 0 non si applicano prescrizioni particolari all'impianto elettrico, mentre le prescrizioni per i locali di gruppo 1 e 2 possono trovarsi nella norma CEI 64-8/7.

I sistemi elettrici nei locali di gruppo 1 e 2 possono essere di tipo:

- TN e TT (i circuiti elettrici realizzati con tali sistemi devono essere protetti da interruttori differenziali con corrente nominale non superiore a 30mA: nei

locali di gruppo 1 solo i circuiti alimentanti le prese a spine con corrente fino a 32 A, tutti i circuiti non alimentati dall'IT-M nei locali di gruppo 2);

- IT-M (richiesto nei locali di gruppo 2 per i circuiti alimentanti utilizzatori elettrici che possono entrare nella zona paziente ad eccezione delle unità a raggi X e degli utilizzatori con potenza nominale superiore a 5 kVA).

Nei locali di gruppo 1 e 2 per quanto riguarda la protezione dai contatti diretti è permessa (art. 710.412 della norma CEI 64-8/7): la protezione mediante isolamento delle parti attive, oppure la protezione mediante barriere ed involucri.

Nei locali di gruppo 1 e 2 per quanto riguarda la protezione dai contatti indiretti è adottata l'interruzione automatica dell'alimentazione e si ha (art. 710.413.1.1.1 della norma CEI 64-8/7):

- per i sistemi TN, TT e IT la tensione di contatto limite convenzionale deve soddisfare U_L minore o uguale a 25;
- per i sistemi TN e IT vale la Tabella 48a dell'articolo 481.3.1.1.1 della norma CEI 64-8.

I sistemi IT-M devono essere alimentati da un trasformatore di isolamento ad uso medico di caratteristiche opportune (quelle della clausola 710.512.1.1 della norma CEI 64-8/7) e realizzato in accordo alla norma CEI 96-16, CEI EN 61558-2-15_[13].

Tale trasformatore deve avere un dispositivo di controllo permanente dell'isolamento rispettante la norma CEI 85-28, e la norma CEI EN 61557-8_[14], non disinseribile ed avente le ulteriori caratteristiche indicate all'art. 710.413.1.5 della norma CEI 64-8/7 è raccomandato anche un dispositivo di controllo del sovraccarico e della sovratemperatura. Lo stato del trasformatore deve essere indicato da segnalatori ottici e acustici (con caratteristiche riportate nella clausola 710.413.1.5 della norma CEI 64-8/7), ubicati in modo da poter facilmente allarmare il personale medico.

Il trasformatore deve essere unico per ciascun gruppo di locali funzionalmente collegati, deve essere posizionato al loro interno o nelle immediate vicinanze.

Il trasformatore deve essere di tipo monofase, con potenza nominale $0,5kVA \leq P_n \leq 10kVA$, tensione nominale al secondario $U_n \leq 250V$ c.a., corrente di dispersione verso terra sull'avvolgimento del secondario e sull'involucro, misurate a vuoto con il primario alimentato a tensione e frequenza nominali, non superiori a 0,5 mA. Se richiesta alimentazione trifase con trasformatore d'isolamento ad uso

medicale, allora deve essere utilizzato un trasformatore trifase distinto con tensione nominale al secondario $U_n \leq 250V$.

Nei locali di gruppo 1 e 2 deve essere installato un nodo equipotenziale (art. 710.413.1.6 della norma CEI 64-8/7) cui devono essere collegate le seguenti parti metalliche che si trovano, o possono entrare, nella zona paziente:

- i conduttori di protezione (masse), compresi quelli delle prese a spina (nei locali di gruppo 2 la resistenza del collegamento tra tali conduttori ed il nodo equipotenziale non deve superare 0,2 ohm);
- i conduttori equipotenziali (masse estranee, per la cui definizione si rimanda al commento all'art. 710.413.1.6.1 della norma CEI 64-8/7);
- gli schermi contro le interferenze elettriche e l'eventuale schermo del trasformatore di isolamento.

Il nodo di equipotenziale deve essere posizionato all'interno o vicino al locale servito; le connessioni devono essere accessibili, identificabili e scollegabili individualmente. E' possibile una struttura ad albero dei collegamenti ad un solo sottolivello (un solo subnodo tra un gruppo di conduttori ed il nodo).

Nei locali di gruppo 2 la protezione contro le sovracorrenti deve essere ottenuta con interruttori automatici, mentre i fusibili possono essere usati per la protezione contro i cortocircuiti (art. 710.53.1 della norma CEI 64-8/7).

Le prese a spina alimentate da sorgenti differenti (TN, TT, IT-M, alimentazione di sicurezza) nello stesso locale devono essere facilmente riconoscibili (art. 710.562.1.4 della norma CEI 64-8/7).

Le prese a spina nei locali di gruppo 2 devono essere alimentate dal sistema IT-M (art. 710.55.3 della norma 64-8/7), ad eccezione delle unità a raggi X e degli utilizzatori con potenza nominale superiore a 5 kVA, (inoltre le prese a spina alimentate da sistemi IT-M non devono essere intercambiabili con prese alimentate da altri sistemi all'interno degli stessi locali).

Nei posti per il trattamento dei pazienti nei locali di gruppo 2 le prese a spina del sistema IT-M devono (art. 710.55.3 della norma CEI 64-8/7): essere alimentate da almeno due circuiti distinti (ridondanza), oppure essere protette individualmente o a gruppi (almeno due) contro le sovracorrenti.

Nei locali ad uso medico è richiesta un'alimentazione di sicurezza che garantisca le utenze essenziali in caso di mancanza dell'alimentazione ordinaria (art. 710.562.1 della norma CEI 64-8/7). Tale alimentazione deve intervenire entro un tempo massimo di commutazione e per una durata definita, secondo la classificazione riportata nella Tabella 16. Nei locali di gruppo 1 e 2 devono essere previste almeno 2 differenti sorgenti di alimentazione, di cui una di sicurezza, per alcuni degli apparecchi di illuminazione (art.710.55.1, CEI 64-8/7).

Tabella 16: Classificazione delle alimentazioni di sicurezza nei locali ad uso medico

CLASSE	TEMPO DI COMMUTAZIONE t	DURATA T
Classe 0 di continuità	alimentazione automatica senza interruzioni	T \geq 3h (riducibile a T \geq 1h se si può commutare manualmente su un'altra alimentazione di sicurezza)
Classe 0,15 ad interruzione brevissima	Disponibile in t \leq 0,15 s	T \geq 3h (riducibile a T \geq 1h se si può commutare manualmente su un'altra alimentazione di sicurezza)
Classe 0,5 ad interruzione breve	Disponibile in 0,15 s \leq t \leq 0,5 s	T \geq 3h (riducibile a T \geq 1h se si può commutare manualmente su un'altra alimentazione di sicurezza)
Classe 15 ad interruzione media	disponibile in 0,5 s \leq t \leq 15 s	T \geq 24h (riducibile a T \geq 1h se le prescrizioni mediche e l'utilizzo del locale permettono l'evacuazione entro tale periodo)
Classe > 15 ad interruzione lunga	disponibile in t $>$ 0,15 s	T deciso dal progettista di concerto con le esigenze del committente

L'illuminazione di sicurezza deve intervenire entro 15s e fornire il necessario illuminamento oltre che nei locali ad uso medico (almeno un apparecchio di illuminazione alimentato da una sorgente di sicurezza nei locali di gruppo 1 e almeno il 50% degli apparecchi nei locali di gruppo 2), anche nei seguenti altri locali (art. 710.564.1, CEI 64-8/7):

- vie di esodo;
- locali destinati a servizio elettrico (ordinario e di sicurezza);
- locali per i servizi essenziali (ascensori, climatizzazione, cucine, elaborazione dati).

5.3.1. CONSIDERAZIONI SULL'IMPIANTO ELETTRICO DI UNA SALA OPERATORIA

Una sala operatoria è in genere un locale di gruppo 2. In Figura 80 è indicato uno schema semplificato di un impianto elettrico ospedaliero che serve un locale di gruppo 2, grazie ad esso è possibile comprendere la logica di funzionamento di un tale sistema e avere un'idea dei componenti e delle sezioni che lo costituiscono.

In tale tipo di impianto particolare importanza riveste l'affidabilità, intesa come continuità d'esercizio, realizzata essenzialmente con un'alimentazione di sicurezza.

A tale proposito, si possono notare nella Figura 80:

- un gruppo elettrogeno (GE), che opera in caso di mancanza dell'alimentazione della rete elettrica, tramite il commutatore (SW);
- un gruppo di continuità (UPS), che serve ad assicurare la continuità della copertura anche per brevi interruzioni di tensione ed è in grado di commutare automaticamente in caso di bisogno^[19].

Poiché in una sala operatoria per l'illuminazione di sicurezza e per alcuni apparecchi di supporto vitale sono richiesti tempi di interruzione inferiori a 0,5s, l'alimentazione di sicurezza è, con riferimento alla Tabella 16, di classe 0,5 o di classe inferiore.

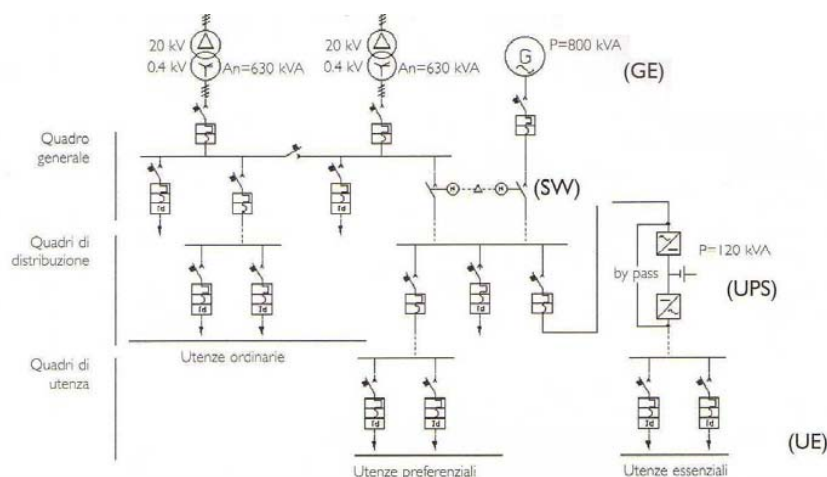


Figura 80: Schema unifilare di un impianto elettrico in un ambiente ospedaliero

I ridotti tempi di commutazione obbligano a prevedere l'esistenza di un circuito di controllo del commutatore tra l'alimentazione di rete e l'alimentazione di sicurezza.

Nel caso di Figura 80, in cui sono presenti sia il gruppo di continuità che il gruppo elettrogeno, dati i tempi di intervento, il commutatore del gruppo di continuità (UPS) deve necessariamente essere automatico, mentre il commutatore (SW) del gruppo elettrogeno (GE) può essere ad azionamento manuale. Il gruppo di continuità è costituito da un doppio convertitore (da alternata a continua e viceversa) e da un gruppo batterie. Il gruppo di continuità alimenta solo le utenze essenziali (UE), che per nessun motivo possono essere interrotte (ad esempio: dispositivi di supporto vitale, diagnostica di pronto soccorso e di emergenza e utenze essenziali).

Il rischio dovuto ai contatti indiretti, nelle sale operatorie e nelle sale di rianimazione (locali di gruppo 2) assume valori di tollerabilità ancora più bassi di quelli accettabili negli altri ambienti: microshock elettrici o correnti di dispersione che riescano a transitare attraverso l'apparato cardiaco sono particolarmente rischiosi per i pazienti in tali locali e ciò impone l'adozione di misure particolari.

Nella Figura 81 è contenuto un esempio di utenza essenziale di tipo sala operatoria. In tale utenza sono facilmente identificabili alcuni mezzi e misure di sicurezza predisposti al fine di contenere il rischio di danno (da elettrocuzione o da incendi) alle persone (pazienti e operatori). Essi sono:

- il trasformatore d'isolamento (TM) ed il nodo equipotenziale (NE), per la protezione contro i contatti indiretti (sistema IT-M);
- i magnetotermici (raccolte a gruppi), per la protezione contro le sovracorrenti.

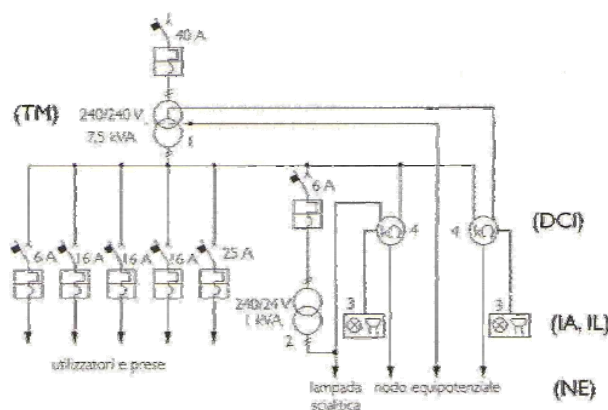


Figura 81: Schema unifilare dell'impianto elettrico di un'utenza essenziale di tipo sala operatoria

La protezione contro i contatti indiretti si basa, in questo caso, su due principi cardine: la separazione elettrica (ottenuta tramite TM) e l'equipotenzializzazione (collegamento a NE). Come già anticipato, il trasformatore di isolamento ad uso medico deve possedere caratteristiche opportune (in particolare: un isolamento doppio o rinforzato fra gli avvolgimenti sia fra questi sia il conduttore di protezione, sia la possibilità di interporre tra i due avvolgimenti uno schermo metallico collegato al conduttore di protezione).

In Figura 81 si evidenzia anche il dispositivo di controllo dell'isolamento (DCI) in grado di agire su segnalatori acustici e luminosi (IA, IL) per allertare il personale medico, in caso di perdita dell'isolamento tra i due avvolgimenti (primo guasto).

Si noti che, ai fini della compatibilità elettromagnetica, lo schermo metallico assume importanza rilevante. Infatti, la maggior parte dei disturbi condotti sono di solito filtrati dal gruppo di continuità posto a monte del trasformatore di isolamento (Figura 80). Il gruppo di continuità a doppia conversione, di fatto, preclude ogni possibilità di trasferimento di disturbi condotti dalla sorgente verso le utenze essenziali all'interno della sala operatoria; questo poiché l'alimentazione a monte del raddrizzatore/carica batteria è completamente separata dall'alimentazione posta a valle dell'inverter. Tuttavia, se questo è da ritenersi vero durante il funzionamento normale del gruppo di continuità, non è altrettanto vero nel caso in cui questo possa guastarsi. Infatti, un eventuale blocco dell'inverter, con una successiva entrata in funzione della linea di by pass, determina una connessione diretta tra il primario del trasformatore d'isolamento e la rete elettrica. In tale situazione di guasto, non solo non è disponibile l'alimentazione di emergenza, ma in più, ogni sovratensione di modo comune transitante verso il trasformatore, soprattutto se questo è privo di schermo metallico, è trasferita al secondario, seppur attenuata, come sovratensione di modo differenziale potenzialmente in grado di danneggiare la strumentazione biomedica. La probabilità di danno dovuta a tali sovratensioni può essere notevolmente ridotta adottando un trasformatore di isolamento con schermo metallico collegato al nodo equipotenziale.

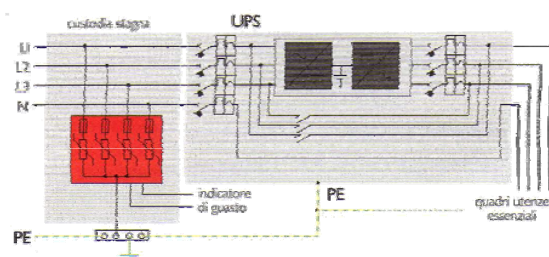


Figura 82: Schema elettrico di un gruppo di continuità protetto dalle sovratensioni mediante limitatori di sovratensione (evidenziati in rosso)

Appare importante evidenziare che lo stesso gruppo di continuità dovrà comunque essere protetto da sovratensioni condotte, poiché un suo fallimento comprometterebbe la continuità di esercizio della sala operatoria. Per tale motivo (Figura 82) dovranno essere installate misure di protezione adeguate quali limitatori di sovratensione (SPD) opportunamente dimensionati e coordinati (secondo la norma CEI 81-8) [15].

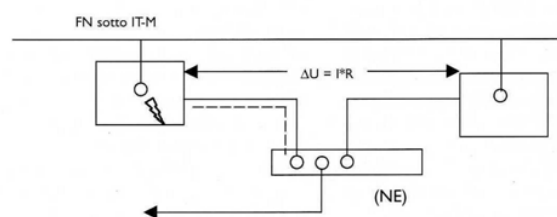


Figura 83: Schema rappresentante una condizione conseguente ad un guasto su un apparato elettromedicale collegato al nodo equipotenziale (tra le due apparecchiature o tra l'apparecchiatura a sinistra ed il nodo si ha la differenza di potenziale ΔU)

Per quanto riguarda l'equipotenzializzazione (collegamento a NE), questa nasce al fine di evitare che possano verificarsi differenze di potenziale tra le masse degli apparecchi elettromedicali di classe 1 e tra questi ed eventuali masse estranee entranti nella sala operatoria, ai fini della protezione contro i contatti indiretti. La realizzazione impiantistica dell'equipotenzializzazione è attuata attraverso collegamento al nodo equipotenziale (NE) posto all'interno della sala operatoria. Particolare cura deve essere posta nei collegamenti tra le apparecchiature e tale nodo: in particolare la resistenza, a frequenza di rete dei collegamenti tra tale nodo ed i

conduttori di protezione delle prese a spina non deve essere superiore a 0,2 W. Tale vincolo nasce dal rischio che il paziente possa trovarsi a contatto con parti di apparecchiature medicali che, a causa di perdita dell'isolamento principale, si trovino a potenziale non nullo. Poiché l'alimentazione è effettuata attraverso un trasformatore di isolamento, il primo guasto di tale tipo fa circolare verso il nodo equipotenziale una corrente di pochi millesimi di ampere dovuta alle capacità parassite. Questa corrente moltiplicata per la resistenza del conduttore di collegamento tra il nodo e la parte che si è trovata sotto tensione, produce una differenza di potenziale pericolosa cui potrebbe trovarsi sottoposto il paziente (Figura 83).

Se si considera che una corrente superiore a 50 μA è in grado di causare un microshock, e si ipotizza cautelativamente la resistenza del corpo umano pari a 500 Ω , si può calcolare che la massima differenza di potenziale cui può essere sottoposto il paziente è pari a 25 mV. Ne deriva che, con una resistenza di collegamento al nodo equipotenziale pari a 0,2 Ω , la massima corrente di guasto a terra non deve superare il valore di 125 mA. Naturalmente il valore trovato non appare, in realtà, possibile in una configurazione normale di un sistema IT-M, poiché le capacità parassite hanno valori a causa della piccola estensione dell'impianto, assai modeste e conseguentemente le correnti di primo guasto a terra sono molto inferiori.

Per mantenere limitate le resistenze dei collegamenti al nodo equipotenziale, anche al fine di mantenere elevato il grado di sicurezza dell'impianto, la norma impone che tra il nodo equipotenziale e le masse ad esso collegate possa essere interposto al massimo un sub-nodo. In tal senso occorre porre la massima attenzione nel verificare che le prese multiple di tipo elettromedicali siano derivate da una presa collegata direttamente al nodo equipotenziale principale.

5.3.2. DISTURBI DI TIPO CONDOTTO IN UNA SALA OPERATORIA

L'alimentazione di una sala operatoria può essere affetta da disturbi in parte dovuti alla distribuzione ed in parte generati localmente all'interno della stessa^[16-18].

I principali disturbi che si possono verificare a causa della distribuzione sono:

- breve interruzione (sag) o incremento (swell) di tensione;

- fluttuazioni di tensione (flicker);
- distorsioni della forma d'onda (tensione e corrente);
- variazioni di tensione transitorie sia impulsive che periodiche smorzate.

I disturbi generati localmente sono essenzialmente dovuti all'inquinamento armonico per la presenza in sala operatoria di carichi non-lineari. Tali carichi sono, fondamentalmente suddivisibili in due categorie:

- a scarica (ad esempio lampade a scarica);
- a semiconduttore (PC, elettromedicali, ecc.).

I carichi elettrici a scarica tendono a sviluppare armoniche ad ampio spettro di frequenza (da poche centinaia di Hz fino a qualche kHz), contrariamente ai carichi a semiconduttore, in particolare quelli alimentati in *Switch Mode Power Suppli* (SMPS) che sono causa primaria di inquinamento da terza, quinta e settima armonica^[9].

Tutte le sorgenti di armoniche generano componenti con modulo decrescente con l'ordine dell'armonica^[20]. Si ricorda, comunque, che i principali effetti di disturbo dovuti al contenuto armonico sono:

- perdite maggiorate nei trasformatori, condensatori, motori;
- interferenze nelle linee di trasmissione dati;
- rumorosità delle apparecchiature elettriche;
- scatti intempestivi dei dispositivi di protezione elettronici;
- sovraccarico del conduttore di neutro;
- errori nei dispositivi di misura.

Nel caso specifico di una sala operatoria, tenuto conto che tutte le apparecchiature sono conformi alle norme di prodotto, tali effetti possono essere considerati comunque limitati grazie ai ridotti assorbimenti dei singoli carichi posti sotto trasformatore di isolamento.

Il fenomeno dell'inquinamento armonico è, infatti, strettamente correlato al rapporto tra la potenza elettrica assorbita e la potenza di corto circuito al nodo da cui tale potenza è prelevata. A parità di carico distorcente una potenza di corto circuito elevata attenua il fenomeno della distorsione della tensione, causa primaria del malfunzionamento o disturbo alle apparecchiature "vittime".

In tale ambito si sottolinea come la normativa prescriva che la tensione di corto circuito del trasformatore d'isolamento non deve superare il 3%; tale fatto sinteticamente si traduce in una potenza di cortocircuito, caratteristica del trasformatore, pari a circa 350 kW (ipotizzando un trasformatore avente potenza massima 10 kVA). In tale condizione, un carico fortemente distorcente dovrebbe assorbire meno di un kilowatt per non generare problemi sulle altre utenze.

Occorre sottolineare che, purtroppo, spesso vengono introdotte (dal personale medico) apparecchiature di tipo non elettromedicale (ad es. radio, telecamera o comune PC) all'interno della sala operatoria e connesse a prese a spina del sistema IT-M. In tal caso l'ambiente elettromagnetico può essere perturbato sia per via condotta che per via radiata. E' quindi fortemente sconsigliabile l'introduzione di tali apparecchiature.

5.4. IMPIANTO ELETTRICO DI UN EDIFICIO POLIAMBULATORIO

I locali di un poliambulatorio sono in genere locali medici di gruppo 0 oppure 1. Per essi sono sufficienti sistemi elettrici di tipo TN o TT, con alimentazioni di sicurezza con tempi di commutazione non eccessivamente critici (classe 15 o classe inferiore per apparecchiature di supporto vitale che richiedono un'alimentazione con particolari caratteristiche di continuità). Nel seguito, come esempio di analisi di disturbi condotti in tale tipo di locali, si farà riferimento agli impianti di alimentazione dell'edificio poliambulatorio di proprietà del Campus Biomedico di Roma, dove sono operativi ambulatori per la diagnostica, la terapia e piccoli interventi chirurgici in day hospital (che non richiedono la classificazione del locale come gruppo 2 ai sensi della norma CEI 64-8/7). L'edificio considerato consta di quattro piani, più un piano seminterrato.

L'utilizzo dei diversi piani è così strutturato:

- piano seminterrato: uffici, studi, un laboratorio d'analisi cliniche e laboratori di ricerca;
- piano terra: ambulatori di cardiologia, dermatologia, ematologia, endocrinologia, ortopedia, chirurgia plastica ed immunologia, ginecologia, otorinolaringoiatria, gastroenterologia, day-hospital oncologico, oculistica;
- piani superiori (quattro, dedicati al Campus): aule, uffici, laboratori didattici e, al terzo piano, un centro di elaborazione dati.

Una parte rilevante del carico elettrico dell'edificio risulta di tipo non lineare, ripartito come segue:

- in tutto l'edificio: carico predominante costituito essenzialmente dall'impianto di illuminazione realizzato con lampade fluorescenti a catodo caldo con reattore di tipo induttivo;
- piano seminterrato: apparecchiature elettromedicali (essenzialmente di tipo portatile su carrello) aventi alimentazione switching;
- piano terra: apparecchiature elettromedicali (come sopra) e un'unità RX caratterizzata da un'alimentazione fortemente non lineare dovuta alla presenza di raddrizzatori in ingresso;

- piano terzo: un centro elaborazione dati caratterizzato da un carico non lineare di tipo switching;
- esterno dell'edificio: due gruppi frigo e relative unità trattamento aria.

L'alimentazione dell'edificio è effettuata per mezzo di una consegna di energia in MT (20 kV) ed alcune consegne BT (400 V). A valle della consegna MT è posta una cabina di trasformazione, di proprietà della struttura medica, di tipo prefabbricato con una potenza di trasformazione (grazie all'utilizzo di due trasformatori in resina) pari a 500 kVA complessivi. La distribuzione, di tipo radiale semplice, è realizzata con sistemi TN da un Power Center. L'impianto che si sviluppa dalla cabina proprietaria, alimenta unicamente il piano terra e seminterrato.

Per quanto attiene ai piani superiori, ogni singolo livello è alimentato con singole consegne in bassa tensione (sistema TT), una per piano, derivate da cabinati distribuzione posta in prossimità di quella proprietaria.

Si ha così la coesistenza di un impianto di distribuzione e di tipo TN (piano terra e seminterrato) ed alcuni impianti di tipo TT (piani superiori): tale situazione è spesso rilevabile in strutture ospedaliere pubbliche o private a causa di successive integrazioni, accorpamenti, riduzioni e/o ampliamenti delle varie sezioni dell'impianto.

Il valore della resistenza di terra, secondo documentazione di progetto è pari a 0,4 ohm.

Va comunque osservato che le singole consegne in bassa tensione dei diversi piani in realtà sono realizzate con sistema non propriamente in TT, e ciò in quanto gli impianti di terra delle due cabine sono, a causa della vicinanza, collegati: pertanto nella realtà il sistema risulta essere di tipo TNS.

5.4.1. DISTURBI DI TIPO CONDOTTO NELL'EDIFICIO POLIAMBULATORIO

Al fine di studiare i disturbi condotti nell'edificio poliambulatorio, è stata effettuata un'analisi del contenuto armonico presente nella tensione in corrispondenza delle linee di alimentazione, attraverso rilievi sperimentali eseguiti in diversi punti dell'impianto.

È stato verificato, mediante l'utilizzo di un oscilloscopio digitale e di un analizzatore di energia, che tra le principali sorgenti di disturbo condotto devono annoverarsi le lampade fluorescenti e i gruppi di continuità (UPS) nonché gli alimentatori tipo switching mode (SMPS) tipici delle apparecchiature digitali.

Le sorgenti sopra individuate possono determinare armoniche di corrente di entità non trascurabile fino all'undicesima armonica. Tali evidenze sperimentali peraltro trovano conferma nella letteratura tecnica.

Gli effetti che tali disturbi possono generare sulle apparecchiature "vittime" diventano particolarmente significativi quando il carico "vittima" ed il carico "sorgente" del disturbo derivano dall'alimentazione del medesimo quadro; ciò è particolarmente rilevante nel caso in cui la potenza di corto circuito misurabile al quadro risulta di entità modesta.

I risultati delle misure eseguite e la loro elaborazione hanno confermato l'utilità delle misure di protezione attive e passive.

Inoltre, migliorie possono attuarsi attraverso:

- un dimensionamento della montante del quadro di alimentazione, in modo da assicurare una potenza di corto circuito adeguata al carico distorcente alimentato dal quadro stesso;
- un utilizzo di filtri passivi accordati con il contenuto armonico disturbante;
- un'alimentazione separata (disaccoppiamento) delle utenze fonti di disturbo dalle utenze potenzialmente vittime, il cui malfunzionamento può essere causa di rischio.

5.5. ANALISI DEI RISCHI DOVUTI AL LEMP IN UNA SALA OPERATORIA

Un'ulteriore fonte di disturbi elettromagnetici è costituita dalle scariche atmosferiche. Il campo elettromagnetico impulsivo provocato dal fulmine (LEMP), accoppiandosi con i circuiti elettrici all'interno della sala operatoria, potrebbe indurre sovracorrenti o sovratensioni impulsive di valore tale da provocare pericolo per i pazienti o danni alle apparecchiature. Al fine di rendere minima la probabilità di tali danni, occorre prevedere un'attenuazione del campo elettromagnetico mediante:

- schermatura della sala operatoria_[25];
- schermatura dei cavi di alimentazione e di segnale;
- routing di detti cavi;
- cura nella disposizione della strumentazione nella sala operatoria.

Nel seguito è stata condotta, per via teorica facendo uso di un modello probabilistico, un'analisi dei rischi in una struttura ospedaliera, in particolare in una sala operatoria, per effetto dei campi elettromagnetici impulsivi dovuti al fulmine (LEMP). A partire dalle caratteristiche di una struttura reale, degli impianti esterni e dei sistemi elettrici ed elettronici interni, tale modello consente di valutare la probabilità e la frequenza annuale di danno dei sistemi e quindi il rischio dovuto al LEMP. Inoltre il modello dà la possibilità di individuare le misure di protezione più idonee e di valutarne l'efficacia per limitare il rischio a valori ritenuti tollerabili.

Si sottolinea che il modello applicato fa riferimento alle relazioni proposte nella recente normativa IEC in corso di revisione e rappresenta un'evoluzione di quanto già recepito dalla normativa italiana_[30]. Mentre fra le due norme esiste piena concordanza circa l'impostazione generale della valutazione del rischio, diversi sono i modi di valutare gli effetti delle misure di protezione nella riduzione delle probabilità di danno e quindi per il contenimento del rischio_[27].

5.5.1. INDAGINE SULLA VALUTAZIONE DEL RISCHIO DOVUTO AL LEMP

Per la valutazione del rischio in un ambiente ospedaliero si è considerato un edificio dotato di un sistema di protezione dai fulmini (Lighting Protection System - LPS) realizzato secondo la normativa CEI 81-1_[29] e si sono valutate le diverse componenti

di rischio dovute al danneggiamento (guasto) dei sistemi elettrici ed elettronici all'interno di una sala operatoria (locale di gruppo 2). Un guasto a questi sistemi può determinare rischio di perdita di vita umana, rischio di perdita di servizio al pubblico e rischio di perdita economica.

Come indicato nella CEI 81-4_[30], concorrono alla valutazione del rischio, inteso come perdita annuale di beni e servizi dovuta al fulmine, il numero medio annuale di eventi N potenzialmente pericolosi, la probabilità di danno P dovuta ad ogni evento e l'ammontare medio δ delle perdite dovute ad ogni danno, in genere espresso in modo relativo rispetto al valore complessivo dei beni e servizi esposti al rischio.

Nella valutazione di N occorre tenere presente che gli eventi potenzialmente pericolosi non sono soltanto i fulmini diretti sulla struttura, ma anche i fulmini a terra in prossimità della stessa e i fulmini che interessano i servizi e le linee che entrano nella struttura.

Infatti i sistemi elettrici ed elettronici interni ad una struttura possono essere danneggiati essenzialmente dalle sovratensioni dovute a:

- fulmini diretti sulla struttura;
- fulmini a terra in prossimità della struttura;
- fulmini che colpiscono direttamente le linee e i servizi che si connettono alla struttura;
- fulmini che colpiscono il terreno, anche lontani dalla struttura, ma prossimi alle linee.

Nel caso di fulminazione diretta della struttura, le sovratensioni possono insorgere per accoppiamento resistivo dovuto all'innalzamento del potenziale del collettore equipotenziale di terra (Equipotential Bonding Bar, EBB, al quale si collegano tutte le masse metalliche presenti), durante lo smaltimento della corrente di fulmine sul dispersore di terra. Infatti quest'ultimo, seppur ben dimensionato, alle frequenze degli impulsi dovuti ai fulmini può raggiungere valori dell'ordine di qualche ohm e, chiamato a disperdere una corrente dell'ordine dei kA, può determinare sovratensioni impulsive (accoppiamento resistivo) dell'ordine di decine/centinaia di kV, superiori alla tenuta ad impulso degli apparati.

Oltre alle sovratensioni per accoppiamento resistivo, durante il fluire della corrente verso terra attraverso le calate dell'LPS esterno, possono determinarsi anche

sovratensioni per accoppiamento induttivo tra la corrente impulsiva di fulmine e i circuiti interni (cavi di alimentazione delle apparecchiature, di comunicazione dati o di connessione elettrica/elettronica con le parti applicate) che formano spire di dimensioni talora ragguardevoli. Queste tensioni indotte possono raggiungere valori di decine di kV e possono determinare guasti delle apparecchiature elettriche ed elettroniche quando superiori al livello di isolamento ad impulso delle stesse.

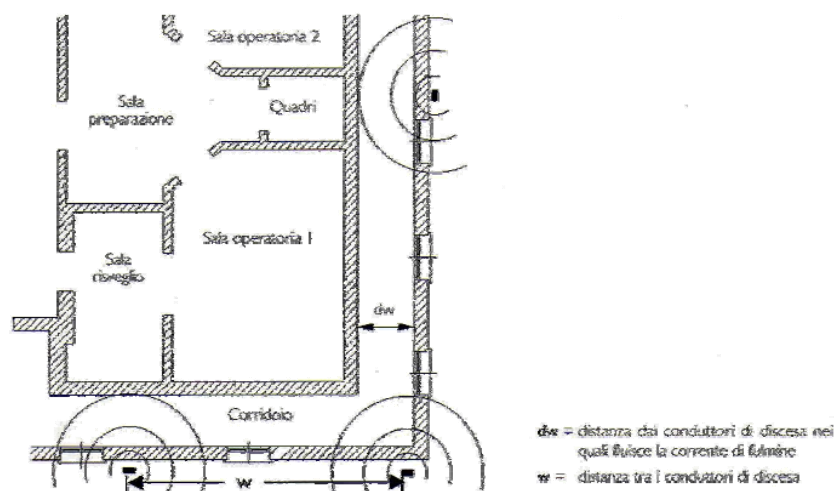


Figura 84: Rappresentazione in pianta di una sala operatoria

Fulmini a terra in prossimità della struttura possono produrre un campo magnetico impulsivo di entità tale che, per accoppiamento induttivo con le spire formato dai circuiti interni, è in grado di causare sovratensioni indotte di valore superiore alla tenuta ad impulso degli isolamenti degli apparati.

I fulmini che interessano le linee (per fulminazione diretta o indiretta) determinano sovratensioni che, nel caso di colpi diretti, sono anche caratterizzate da livelli di energia considerevoli, tali da dar luogo a scariche pericolose nel punto di ingresso della struttura con possibili conseguenti incendi.

Nel seguito si riportano alcuni risultati di valutazioni probabilistiche eseguite, da cui è possibile trarre informazioni ai fini della riduzione delle probabilità e delle frequenze annuali di danno dovuto al LEMP. Si fa l'ipotesi che la struttura ospedaliera sia opportunamente protetta da un LPS ai fini della riduzione dei danni

fisici, e che SPD, installati nei quadri di ingresso all'edificio (a monte del sistema IT-M), siano in grado di ridurre il livello delle sovratensioni per accoppiamento resistivo e di quelle trasmesse attraverso le linee. L'analisi viene pertanto focalizzata sulla valutazione delle probabilità e delle frequenze annuali di danno tenendo conto delle sole sovratensioni indotte per la fulminazione diretta dell'LPS o per effetto di fulmini a terra in prossimità della struttura.

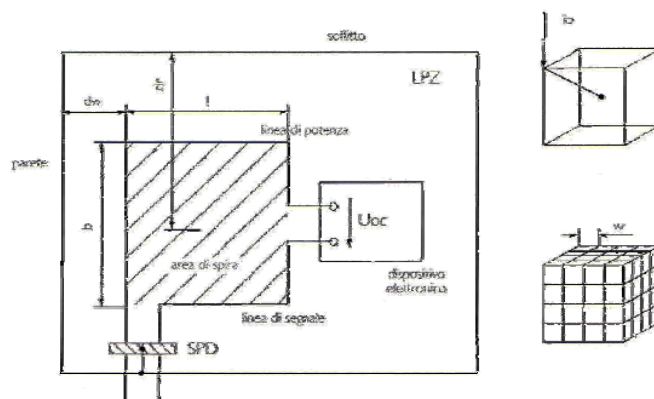


Figura 85: Rappresentazione di un dispositivo elettronico sollecitato dalla tensione (U_{oc}) indotta nella spirale di dimensioni $b \times l$, a causa della corrente di fulmine che fluisce lungo i conduttori dell'impianto di protezione a rete magliata con dimensione della maglia pari a w

Le espressioni per il calcolo delle sovratensioni indotte dovute alla fulminazione diretta e indiretta della struttura sono tratte dal documento IEC 61312-2_[31], adattandole opportunamente al caso in esame.

In Figura 84 è riportata una rappresentazione in pianta di una sala operatoria, con indicazione della distanza d_w dai conduttori di discesa (nei quali fluisce la corrente di fulmine) di un impianto di protezione LPS esterno a rete magliata con lato della maglia di lunghezza w .

In Figura 85 si ipotizza che una sovratensione pericolosa per l'apparato (U_{oc}) sia indotta, per accoppiamento induttivo con la corrente di fulmine che fluisce nei conduttori del sistema di protezione (fulminazione diretta della struttura), in una spirale formata da una linea di energia e da una linea di segnale, entranti in un apparato sensibile (ad esempio un apparecchio elettromedicale). La spirale ha dimensioni $b \times l$ ed è posta in una stanza (la sala operatoria) alle distanze d_w e d_r dalle pareti e dal soffitto

della stanza ed alle distanze $d_{l/w}$ e $d_{l/r}$ dalle pareti e dal soffitto del sistema LPS esterno.

La tensione indotta per fulminazione diretta del LPS esterno è data da:

$$U_{oc/f/\max} = 1,26 \cdot b \ln(l + l/d_{l/w})(w/\sqrt{d_{l/r}}) \cdot I_{f/\max} [V]$$

$$U_{oc/s/\max} = 50,4 \cdot b \ln(l + l/d_{l/w})(w/\sqrt{d_{l/r}}) \cdot I_{s/\max} [V]$$

dove $I_{f/\max}$ è il valore massimo della corrente del primo colpo di un fulmine in Ampère e $I_{s/\max}$ è il valore massimo della corrente dei colpi successivi in Ampère.

La prima relazione si riferisce alla sovratensione indotta da un campo magnetico causato dalla corrente di un primo colpo di un fulmine negativo (tempo di salita 10 μ s), mentre la seconda relazione si riferisce alla corrente dovuta ai colpi successivi di un fulmine negativo (tempo di salita 0,25 μ s).

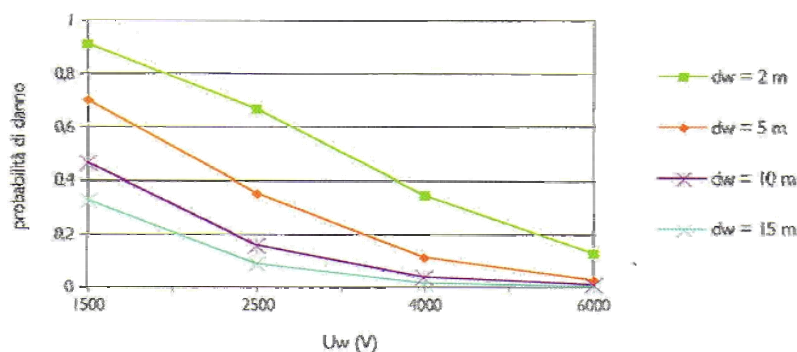


Figura 86: Probabilità di danno di un sistema elettrico o elettronico al variare della sua tensione di tenuta ad impulso, al variare della distanza d_w del sistema dai conduttori di discesa (fulminazione diretta)

Nel caso di un fulmine a terra in prossimità della struttura le formule utilizzate per il calcolo delle sovratensioni indotte sono:

$$U_{oc/f/\max} = 0,126 \cdot b \cdot l \cdot H_{l/f/\max} [V]$$

$$U_{oc/s/\max} = 5,04 \cdot b \cdot l \cdot H_{l/s/\max} [V]$$

Dove $H_{l/f/\max}$ è il valore massimo del campo magnetico prodotto da un primo colpo negativo e $H_{l/s/\max}$ è il valore massimo del campo magnetico prodotto dai colpi negativi successivi. La prima relazione si riferisce alla sovratensione indotta dal

campo magnetico prodotto da un primo colpo di un fulmine negativo, mentre la seconda relazione si riferisce alla sovratensione indotta dal campo magnetico dovuto ai colpi successivi di un fulmine negativo. Tale campo magnetico incidente può essere calcolato con le formule seguenti:

$$H_{l/f/\max} = I_{f/\max} / (2\pi s_a) [A/m]$$

$$H_{l/s/\max} = I_{s/\max} / (2\pi s_a) [A/m]$$

Con s_a distanza tra il punto di fulminazione e il centro della spira indotta in m.

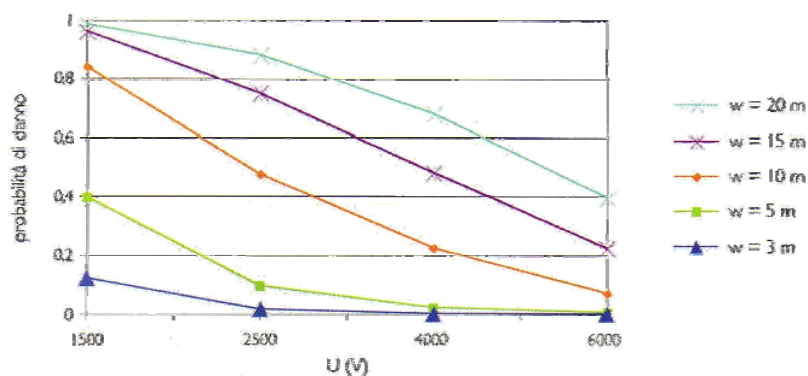


Figura 87: Probabilità di danno di un apparato al variare della sua tensione di tenuta ad impulso e per diversi valori della distanza w tra i conduttori della maglia dell'impianto di protezione (fulminazione diretta)

Per quanto riguarda i fulmini positivi, questi hanno in genere un solo colpo e possono essere adottate le formule per i primi colpi dei fulmini negativi, scegliendo un valore opportuno per il valore massimo della corrente di fulmine.

In Figura 86 sono indicati i valori della probabilità di danno di un sistema elettrico o elettronico al variare della sua tensione di tenuta ad impulso per diversi valori della distanza d_w dai conduttori di discesa (ipotizzando $d_{l/w} = d_w$), nel caso di fulminazione diretta. Si può osservare che per un apparato elettronico con tensione di tenuta di 1,5 kV, la probabilità di danno può essere elevata se il suo posizionamento dai conduttori di discesa dell'impianto di protezione dai fulmini è dell'ordine di pochi metri.

In Figura 87, sono riportati i valori della probabilità di danno al variare della tensione di tenuta dell'apparato per diversi valori della distanza w dei conduttori di protezione

e nell'ipotesi di una spira quadrata di dimensioni (bxl) pari a 10 m^2 . Si può notare che per bassi livelli della tensione di tenuta, la probabilità di danno si mantiene, sia nel caso di primi colpi (di fulmini negativi e di fulmini positivi) che di colpi successivi (di fulmini negativi), elevata anche per schermature con piccole dimensioni ($w=3$ e 5 m).

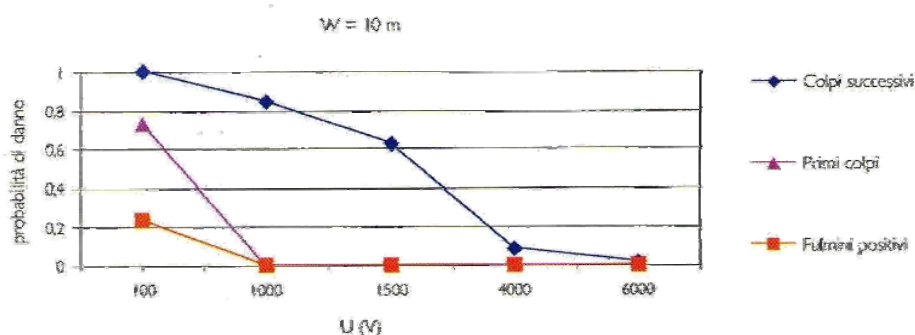


Figura 88: Probabilità di danno al variare della sua tensione di tenuta ad impulso nel caso di fulmini negativi (primi colpi e colpi successivi) e di fulmini positivi (fulminazione diretta)

In Figura 88 sono riportati i valori della probabilità di danno, sempre al variare della tensione di tenuta ad impulso dell'apparato. Si può osservare che i colpi successivi di polarità negativa sono quelli più temibili e ciò è dovuto alla maggior ripidità di variazione del fronte di salita dell'onda di corrente di fulmine, che può giungere fino a $200 \text{ kA}/\mu\text{s}$.

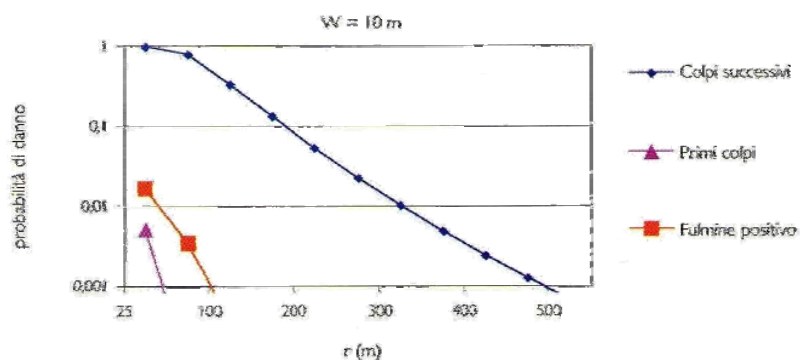


Figura 89: Probabilità di danno di un apparato elettronico (tensione di tenuta 1,5 kV) in presenza di uno schermo elettromagnetico a rete magliata, al variare della distanza $r=s_a$ del punto di caduta del fulmine (fulminazione in prossimità della struttura)

Nelle Figure 89 e 90 sono riportati i valori delle probabilità di danno di apparati elettronici, caratterizzati da una tensione di tenuta di 1,5 kV, per effetto di fulmini che colpiscono il terreno in prossimità dell'ambiente nel quale è situato l'apparato, al variare della distanza $r=s_a$ del punto di caduta. In Figura 89 sono riportati i risultati nel caso sia presente un impianto di protezione LPS a rete magliata con maglia di lato $w=10$ m, mentre in Figura 90 sono riportati i valori di probabilità nel caso di assenza di qualsiasi schermatura. Si noti che fulmini che colpiscono il terreno anche a una distanza di alcune centinaia di metri possono determinare dei valori di probabilità di danno assai elevati nel caso di fulmini di polarità negativa.

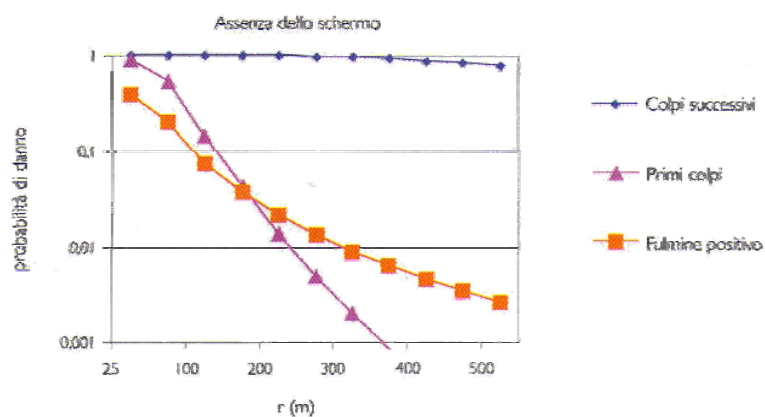


Figura 90: Probabilità di danno di un apparato elettronico (tensione di tenuta 1,5 kV) al variare della distanza $r=s_a$ del punto di caduta del fulmine, in assenza di schermatura esterna (fulminazione in prossimità della struttura)

Per quanto riguarda il calcolo del numero di danni per anno (frequenza annuale di danno) cui è soggetto un sistema elettrico o elettronico per effetto di sovratensioni indotte da fulmini a terra in prossimità di una struttura o per effetto di sovratensioni indotte sulle linee entranti che si connettono con il sistema interno della struttura.

La ragione risiede nel fatto che la valutazione di tali frequenze non è agevole, in quanto occorre operare una doppia integrazione per tenere conto sia della densità di probabilità dei valori della corrente di fulmine sia della distribuzione dei punti di caduta in prossimità della struttura o della linea. Pertanto, al fine di una semplificazione dei calcoli, è stato introdotto il concetto di distanza media di fulminazione, intendendo indicare con tale locuzione una distanza del punto di

caduta del fulmine dalla struttura che da luogo allo stesso valore di frequenze di danno che può tenersi se si considerano i fulmini distribuiti nell'intera area di raccolta della struttura_[26]. Il valore della distanza media di fulminazione dipende da numerosi parametri ed in particolare dall'ampiezza dal tempo di salita della corrente di fulmine, dalle dimensioni della struttura, dalla tensione di tenuta delle apparecchiature, dal routing dei cavi.

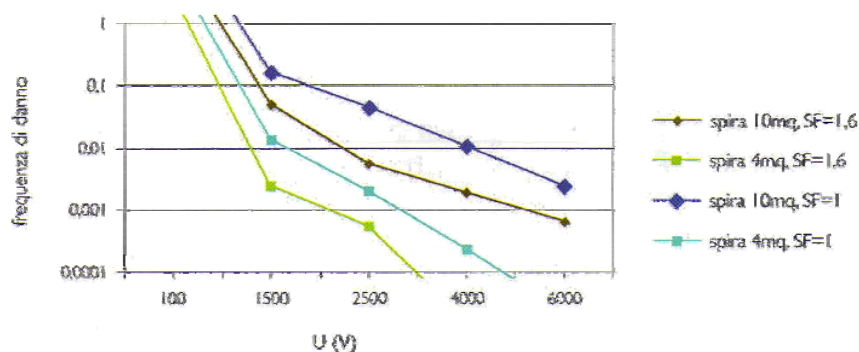


Figura 91: Frequenza annuale di danno (numero di danno all'anno) di un apparato elettronico al variare della sua tensione di tenuta ad impulso, in assenza e in presenza di schermatura esterna (fulmine a terra in prossimità della struttura) per spire di 4 e 10 m²

Nelle Figure 91 e 92 sono riportati alcuni risultati ottenuti dall'applicazione sistematica di tale modello. In particolare in Figura 91 sono riportati i valori della frequenza annuale di danno per effetto di sovratensioni indotte da fulmini che colpiscono il terreno fino ad una distanza di 1000 m da una struttura ospedaliera, mentre in Figura 92 sono mostrati i valori delle frequenze di danno, dovuto a sovratensioni indotte su una linea entrante nella struttura da fulmini che colpiscono il terreno fino ad una distanza di 1000 m dalla linea stessa.

Da quanto analizzato si nota che, l'ampiezza della sovratensione pericolosa (per gli apparati o per le persone) dipende dall'area della spira cui può accoppiarsi il campo magnetico prodotto dalla corrente di fulmine. Per ridurre tale ampiezza è necessario individuare le eventuali spire e adottare accorgimenti per ridurre le loro aree.

In Figura 93 è messa in evidenza una spira di dimensioni non trascurabili, individuata da un cavo di alimentazione di un apparato elettromedicale e dal relativo conduttore di protezione (PE). Se ne può dedurre che una misura di protezione

certamente efficace contro il LEMP è la cura del “routing” dei cavi e in particolare l’impiego di cavi che comprendano anche il conduttore PE al loro interno, e ciò al fine di minimizzare la dimensione della spira.

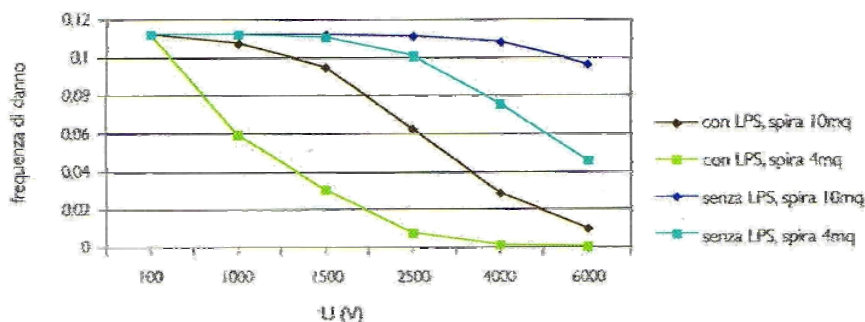


Figura 92: Frequenza annuale di danno (numero di danni all’anno) di un apparato elettronico al variare della sua tensione di tenuta, in assenza e in presenza di schermatura esterna (fulmine a terra in prossimità delle linee entranti) per spire di 4 a di 10 m²

In Figura 94 è riportata una disposizione schematica di un cavo di alimentazione di un apparato elettromedicale e del relativo conduttore di protezione (PE). In tratteggio è indicata la spira che può essere individuata dal cavo, dall’elettromedicale, dal paziente disposto sul tavolo operatorio e dal conduttore di protezione del tavolo.

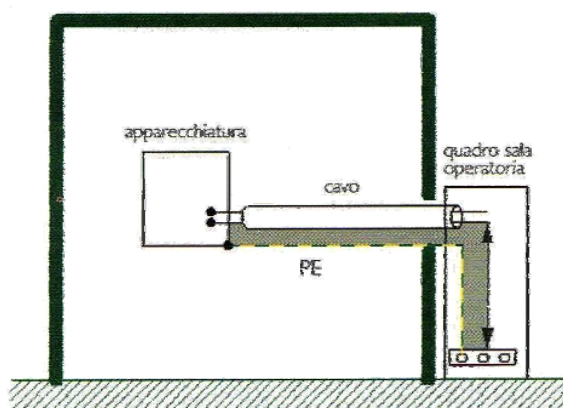


Figura 93: Disposizione di un cavo di alimentazione di un apparato elettromedicale e del relativo conduttore di protezione (PE)

In tal caso l'impiego di un'ulteriore sub-nodo equipotenziale, disposto in prossimità dell'elettromedicale, può essere consigliabile al fine di ridurre al minimo l'area della spira nella quale potrebbero indursi tensioni pericolose per il paziente e per l'elettromedicale.

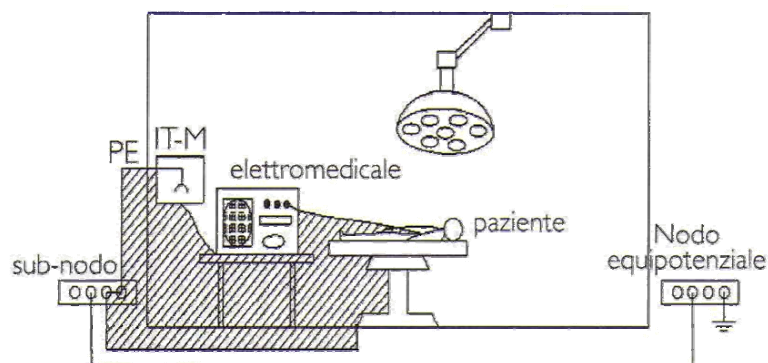


Figura 94: Disposizione di un cavo di alimentazione di un apparato elettromedicale e del relativo conduttore di protezione (PE)

Un metodo assai adottato per la riduzione delle sovratensioni dovute al LEMP nei sistemi elettrici consiste nell'adozione di limitatori di sovratensione (SPD). Tali dispositivi devono essere utilizzati seguendo criteri di scelta e di coordinamento prestabiliti. In accordo con la recente normativa italiana^[15] e con gli orientamenti di quella internazionale (IEC), il criterio di installare SPD di classe di prova 1 (corrente impulsiva di prova 10/350 μ s) sul quadro generale, risulta particolarmente efficace ai fini della limitazione delle sovratensioni per accoppiamento resistivo. SPD di classe di prova II e III (corrente nominale 8-20 μ s) potranno invece essere installati sui quadri secondari (esternamente al sistema IT-M) e direttamente ai morsetti delle apparecchiature (non alimentate dal sistema IT-M). Questa soluzione protettiva è assai opportuna quanto elevata è la probabilità di danno dovuta al LEMP e non si ritengono sufficienti le altre misure di protezione.

Per quanto riguarda la schermatura degli ambienti più critici quali le sale operatorie, va sottolineato che rivestimenti di acciaio porcellanato (utilizzati a volte in tali ambienti per facilitare la pulizia dei locali) possono costituire efficaci schermature contro il LEMP e ridurre a valori trascurabili le probabilità di danno.

Infine, la realizzazione di reti equipotenziali di tipo magliato o stellato costituisce comunque una misura di protezione imprescindibile e preliminare all'adozione di qualunque altro dispositivo o precauzione^[21,22,23,24,28].

5.6. CONCLUSIONI

Dall'analisi teorica e sperimentale delle interferenze e dei disturbi elettromagnetici condotti e radiati presenti all'interno di una sala operatoria, è emerso che molto dipende da come sono realizzati gli impianti elettrici (tipo di impianto presente, tipo di sistema di protezione dai fulmini, tipo di schermatura adottata, routing e schermatura dei cavi elettrici).

Per quel che riguarda le misure di protezione, il progettista dispone di numerose soluzioni tra le quali può individuare quelle più efficaci a seconda delle caratteristiche della struttura che si considera, degli impianti e della criticità delle apparecchiature e dei sistemi interni da proteggere.

E' consigliabile ad ogni modo condurre la progettazione in maniera integrata, poiché diviene difficile, dopo la realizzazione, tenere in conto aspetti che in precedenza erano stati trascurati o non considerati.

Bibliografia

- [1] Corbellino U., Orlandi A., *Classificazione dei Locali Adibiti ad Uso Medico agli Effetti di Compatibilità Elettromagnetica*, in Atti della 97ma Riunione Annuale AEI. Stresa, maggio 1997
- [2] Nelson R. M., Ji H., *Electric and magnetic field created by electrosurgical units*. IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 41, n. 1, February 1999.
- [3] CEI 210-39, CEI EN 61000-4-3. *Compatibilità elettromagnetica (EMC). Parte 4: Tecniche di prova e misure. Sezione 3: Prova d'immunità sui campi irradiati a radiofrequenza*. 1997.
- [4] Antonini G., Orlandi A., D'Elia S., *Shielding effects of reinforced concrete structures to electromagnetic fields due to GSM and UMTS systems in IEEE*, Transactions on Magnetics, vol. 39, n. 3, May 2003.
- [5] Vlach P., Segal B., LeBel J., Pavlasek T. *Cross-floor signal propagation inside a contemporary ferro-concrete building at 434, 862 and 1705 MHz*. IEEE Trans. on Antenna and Propagation, vol. 47, n.7 July 1999.
- [6] IEC 62A/336/FDIS *Medical electrical equipment – Part I – 2: General requirement for safety – Collateral standard: Electromagnetic Compatibility – Requirement and tests*. July, 2003.
- [7] CEI 110-6, CEI EN 55011. *Apparecchi a radiofrequenza industriali, scientifici e medicali (ISM) – Caratteristiche di radiodisturbo – Limiti e metodi di misura*. 1999
- [8] IEC 64/1125/CDV *General basic information regarding surge overvoltages and surge protection in low voltage a.c. power systems*. Aprile 2000
- [9] Antonini G., Cristina S., Orlandi A., *EMC Characterization of SMPS devices: Circuit and radiated emission model*. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility. Vol. 38.
- [10] Corbellini G., *Sicurezza elettrica nei locali adibiti ad uso medico e chirurgico*. La Goliardica Pavese. Luglio 1999.
- [11] Autori vari. *Sicurezza elettrica negli ospedali*. Atti della giornata di studio AEI, Sezione di Trieste. Novembre 2000.
- [12] CEI 64-8/7. *Impianti elettrici utilizzatori a tensione nominale non superiore a 1000 V in corrente alternata e a 1500 V in corrente continua. Parte 7: Ambienti e applicazioni particolari – Sezione 710: Locali ad uso medico*. Maggio 2003.
- [13] CEI 96-16, CEI EN 61558-2-15. *Sicurezza dei trasformatori ad uso medicale*.
- [14] CEI 85-28, CEI EN 61557-8. *Sicurezza elettrica nei sistemi a bassa tensione fino a 1 kV c.a. e 1,5kV c.c. Apparecchi per prove, misure o controllo dei sistemi di protezione. Parte 8: Apparecchi per il controllo dell'isolamento nei sistemi IT*.
- [15] CEI 81-8. *Guida d'applicazione all'utilizzo di limitatori di sovratensioni sugli impianti elettrici utilizzatori di bassa tensione*. 2002
- [16] Hunter I. *Power Quality issues, a distribution company perspective*. Power Engineering Journal, Apr. 2001:75-80.
- [17] Arrillaga J. *The Electrical Engineering Handbook – Cap. 62 Power Quality*. Ed. Richard C. Dorf-CRC Press 2000.

- [18] CEI R064/004-1999-7. *Protezione contro le interferenza elettromagnetiche (EMI) negli impianti elettrici.*
- [19] Amodeo P. *Particolarità sugli impianti elettrici nei locali ad uso medico.* Fogli d'Informazione ISPESL, n. 3, 2001.
- [20] CEI 110-31, CEI EN 61000-3-2: *Limiti per l'emissione di corrente armonica (apparecchiature con corrente di ingresso ≤ 16 A per fase).* 2002
- [21] Flisowski Z., Mazzetti C., C. D'Elia B. *New approach to the assessment of frequency of electronic systems damage due to nearby lightning strokes*, in Atti dell'undicesimo International Symposium on High Voltage Engineering – Conference Publication n. 467. Ed. Institution of Electrical Engineers (IEE), vol.1: 323-329. Londra, agosto 1999.
- [22] Flisowski Z., Mazzetti C., C. D'Elia B. *Risk assessment method for the protection against lightning overvoltages*, in Atti del 24th International Conference Lightning Protection, 12 – 18 settembre 1998. Birmingham. UK:842-847
- [23] Antonini G., Cristina S., Orlandi A., *PEEC Modeling of Lightning Protection Systems and Coupling to coaxial cables.* IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility. Vol.40:481-491.
- [24] Antonini G., Cristina S., Orlandi A., *A spice model for near transient analysis of ferromagnetic grids.* IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibilità. Vol. 39, IEEE Electromagnetic Compatibility Society, 1998.
- [25] Mazzetti C., Kuca B., Flisowski Z., *On efficiency of gridlike spatial shields as measure of internal lightning protection system.* Proceedings of ICLP 2002. Paper n. 5a. Cracovia, 2-6 settembre 2002.
- [26] Amicucci G.L., D'Elia B, Gentile P., *A method to assess the frequency of damage due to in direct lightning flashes.* Proceedings of ICLP 2002. Paper n. 8a7, Cracovia 2 – 6 settembre 2002.
- [27] Darveniza M., Kern A., Landers E.U., Rousseau A., Mazzetti C. Flisowski Z., *Application problems of the probabilistic approach to the assessment of risk for structures and services.* Proceedings of ICLP 2002. Cracovia 2 – 6 settembre 2002.
- [28] Loboda M., Flisowski Z. Mazzetti C., *Correlation between the lightning protection measures classified in EMC immunity test standards and probability of lightning damages.* Cracovia, 2 – 6 settembre 2002
- [29] CEI 81 – 1. *Protezione delle strutture contro I fulmini.* 1995
- [30] *Protezione delle strutture dai fulmini. Valutazione del rischio dovuto al fulmine.* 1996.
- [31] IEC 61312-2. *Protection against lightning electromagnetic impulse – Part 2: Shielding of structures and earthing.* 1995

CONCLUSIONI

Nella tesi si sono esaminate due diverse problematiche di compatibilità elettromagnetica in ambito medicale.

La prima problematica è relativa alle EMI (Electro Magnetic Interference) che possono verificarsi nell'utilizzo di dispositivi per la riabilitazione in ambienti particolarmente sensibili a questo tipo di disturbo come la RMN (Risonanza Magnetica Nucleare) o la MEG (MagnetoEncefaloGrafia).

Nel secondo aspetto si è caratterizzato elettromagneticamente un ambiente ospedaliero, studiando i disturbi di tipo radiato e condotto che possono verificarsi, soprattutto all'interno di una sala operatoria durante un intervento chirurgico.

Lo studio relativo al primo aspetto è composto sostanzialmente da tre parti. Nella prima parte si è provveduto a realizzare un programma di simulazione in MATLAB che permettesse di individuare, in maniera teorica, i valori dell'efficienza di schermatura in funzione della frequenza di utilizzo, del tipo di materiale utilizzato e dello spessore dello stesso. Nella seconda parte lo studio si è articolato utilizzando due diversi set-up di misura al fine di individuare i disturbi elettromagnetici prodotti dai dispositivi testati. Il primo set-up ha consentito di effettuare la caratterizzazione elettromagnetica alle alte frequenze, il secondo ha consentito la caratterizzazione elettromagnetica alle basse frequenze. Le caratterizzazioni elettromagnetiche ottenute, unitamente ai valori massimi consentiti dalla normativa EN 55011 ed alla considerazione degli ambienti di utilizzo, hanno portato poi all'individuazione (progettazione) della schermatura più idonea.

I risultati ottenuti dalla caratterizzazione dei dispositivi (due attuatori elettrici e due sensori di pressione) alle alte frequenze hanno evidenziato dei picchi di emissione pari al massimo a -58 dBm sia nel caso degli attuatori che nel caso dei sensori di pressione (celle di carico). La differenza tra i picchi rilevati per i diversi dispositivi sta nel valore di frequenza in corrispondenza al quale essi si verificano. Per gli attuatori questo picco è stato rilevato intorno alla frequenza di 1,2 MHz, mentre per i sensori di pressione il picco massimo è stato rilevato intorno alla frequenza di 33

MHz. A seguito di queste caratterizzazioni è stato progettato lo schermo, una lamina di alluminio di spessore pari a 0.5 mm. I risultati ottenuti sono stati mostrati e discussi nel Capitolo 4 e hanno dimostrato che l'efficienza di schermatura di tale schermo è sufficiente ad abbattere completamente i picchi massimi di emissione. I risultati ottenuti alle basse frequenze per gli attuatori hanno portato alle medesime conclusioni, ovvero alla progettazione di una schermatura capace di abbattere completamente i disturbi ma per frequenze superiori ai 2 kHz.

Per quanto riguarda la caratterizzazione in bassa frequenza dei sensori invece, non sono emersi valori rilevanti rispetto alla radiazione di fondo misurata, per questo motivo si è dedotto che tale sensore ha una caratteristica elettromagnetica con picchi di emissione sostanzialmente attorno alle frequenze di qualche decina di MHz.

In conclusione, si può affermare che la progettazione dello schermo avvalorata dai risultati ottenuti dalle misure sperimentali, permette l'utilizzo delle celle di carico JR3 in ambiente RMN (previo opportuno ancoraggio) e MEG .

Nella terza parte si sono eseguite misurazioni in ambiente MEG. Per quanto riguarda l'attuatore brushed si è ottenuto un ottimo risultato con la schermatura nel caso di motore alimentato non attivo, mentre la situazione con motore in movimento vede (nonostante la schermatura) una saturazione del segnale rilevato dai sensori MEG concordemente con quanto rilevato nelle prove di laboratorio, che mostravano una scarsa efficienza di schermatura alle basse frequenze (sotto i 2 kHz). Per quanto riguarda le celle di carico JR3, si sono ottenuti risultati molto incoraggianti circa il loro utilizzo in ambiente MEG. Infatti sia per il sensore compatibile che per quello non compatibile si è ottenuta un'attenuazione del rumore in presenza di schermatura che ha reso possibile l'utilizzo di questi sensori durante la normale procedura di rilevazione dell'attività cerebrale del paziente.

Infine, lo studio relativo al secondo aspetto ha consentito l'analisi dei disturbi radiati e condotti in alcuni locali dell'ex Policlinico e del Poliambulatorio del Campus Biomedico. Tale analisi ha evidenziato la presenza di disturbi sia radiati che condotti nei limiti previsti dalla normativa, tali da non porre rischi per il funzionamento delle apparecchiature presenti in sala operatoria. Si è osservato, tuttavia, che per una

maggior sicurezza negli ambienti più critici è consigliata la schermatura delle pareti della sala operatoria.

Ringraziamenti

Si conclude, con questo lavoro, un periodo ricco di forti emozioni e di avvenimenti particolari della mia vita.

Il primo grazie, di cuore, va al Prof. Saverio Cristina che ha saputo guidarmi in questi anni aiutandomi ad individuare le strade e le decisioni opportune con professionalità, ma soprattutto con affetto sincero.

Un grazie sincero va alla Dott.ssa Franca Tecchio, per la sua grande disponibilità e cordialità e per il tempo, prezioso, che ha voluto dedicarmi.

Desidero ringraziare Alessandro Bencivenni, il mio Area Manager in COSMED. Una collaborazione, avvenuta in parallelo al Dottorato di Ricerca, che mi ha permesso di ritrovare, nel confronto con una realtà lavorativa esterna all'Università, la grinta necessaria al conseguimento di questo traguardo.

Un ringraziamento particolare va ai miei amici, "Zia Silvia", Domenico, Peppe, Alessandro, Agostino, Tommaso. Un grazie speciale va a Laura, con cui ho condiviso quotidianamente pensieri, considerazioni, dubbi e... diverse ore in automobile nel traffico della Capitale!!!

Come non dire un grande grazie a Giorgio, con cui è nata, senza dubbio, la collaborazione più importante tra quelle realizzate nei tre anni del Dottorato, e al quale riconosco una dote rara a trovarsi: l'umiltà.

Ringrazio di cuore Francesco per essere stato per ben otto anni, il coinquilino che tutti potrebbero desiderare e con il quale si è instaurato un rapporto di sincera amicizia.

Ringrazio Emilio, il mio nuovo coinquilino (nonché amico di sempre), per aver fatto sì che nella abitazione romana di Via di Vittorio accadessero cose che non erano mai successe in 7 anni!!!

Come posso non dire un grazie a caratteri cubitali ad Enza, per aver indubbiamente portato una ventata di novità e di freschezza nella mia vita!

Grazie a Giuliana, la mia sorellina (per modo di dire!) adorata, per tutte le lavatrici e per le montagne di panni stirati!!! Ma soprattutto perché è fantastica!

Grazie di cuore a Matteo e Angela, per avermi regalato la gioia di essere il testimone delle loro nozze!

Grazie a Zia Rosetta, Zio Dino, Vincenzo, Massimo e Felicia per il bene profondo che ci lega da sempre.

Desidero inoltre ringraziare nonna Felicetta per il suo sostegno spirituale (le instancabili preghiere) e per le sue "rotture" materiali che, a ragion veduta, sono una chiara manifestazione di affetto!!!

Un grazie, carico di ammirazione, va alla carissima Zietta Lina, a cui ho dedicato questo lavoro. L'ammirazione è per il coraggio che ha avuto nell'affrontare decisioni, molto importanti, che da sempre caratterizzano la sua vita, mostrando in ognuna di esse una risoluzione ed una determinazione da imitare.

Desidero ringraziare, in ultimo, babbo Orsilio e mamma Angela, per avermi fatto il regalo più grande che un figlio possa attendere dai propri genitori: la libertà di inseguire i propri sogni e i propri ideali nella certezza di un appoggio incondizionato!