

**Università degli Studi di Padova
Facoltà di Ingegneria**

**Corso di Laurea in Ingegneria Meccatronica
Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali**

Tesi di Laurea Magistrale

Fenomeni di risonanza all'interno di schede elettroniche: problematiche e soluzioni EMC

Relatore: CH.MO PROF. Alessandro Sona

Laureando: Fabio Chianucci

Anno Accademico 2014/2015

Indice

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | I fenomeni di risonanza | 7 |
| 1.1 | Introduzione | 7 |
| 1.2 | Elementi parassiti di un tratto conduttore | 7 |
| 1.2.1 | Resistenza Parassita | 8 |
| 1.2.2 | Induttanza parassita | 10 |
| 1.2.3 | Capacità e conduttanza parassita | 10 |
| 1.3 | Il concetto di frequenza | 11 |
| 1.4 | Risonanza Serie | 12 |
| 1.5 | Risonanza parallela o antirisonanza | 14 |
| 2 | Fisica in ambito EMC | 17 |
| 2.1 | Il campo elettrico | 18 |
| 2.1.1 | Il campo elettrico coulombiano | 18 |
| 2.1.2 | Il campo elettrico indotto | 19 |
| 2.2 | Il campo Magnetico | 21 |
| 2.3 | Il campo elettromagnetico | 21 |
| 2.4 | Lo spettro elettromagnetico | 23 |
| 2.5 | L'accoppiamento irradiato | 24 |
| 2.6 | Implicazioni in ambito EMC | 27 |
| 3 | L'antenna a dipolo | 29 |
| 3.1 | Parametri di antenna | 30 |
| 3.1.1 | Radiation Pattern | 30 |
| 3.1.2 | Densità di potenza irradiata | 31 |
| 3.1.3 | Intensità di radiazione | 31 |
| 3.1.4 | Direttività | 31 |
| 3.1.5 | Guadagno d'antenna | 32 |
| 3.2 | Antenna a dipolo: campi elettrico e magnetico emessi | 33 |
| 3.3 | Antenna a dipolo: diagrammi di emissione | 36 |
| 3.4 | Antenna a dipolo: resistenza di radiazione | 38 |
| 3.5 | Antenna a dipolo: reattanza di ingresso | 40 |
| 3.6 | Antenna a dipolo: potenza irradiata | 42 |
| 3.7 | Antenna a dipolo: funzionamento in risonanza | 43 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 4 | Soluzioni EMC | 45 |
| 4.1 | Innalzamento dell'impedenza serie | 46 |
| 4.2 | Filtraggio mediante impedenza serie: teoria | 48 |
| 4.3 | Filtraggio mediante ferrite in serie: simulazioni | 52 |
| | 4.3.1 Modelli simulativi utilizzati | 52 |
| | 4.3.2 Utilizzo di ferriti ad alto coefficiente Q | 55 |
| | 4.3.3 Utilizzo di ferriti a basso coefficiente Q | 61 |
| 4.4 | Analisi ed elaborazione dei risultati | 70 |
| 4.5 | Comportamento delle ferriti | 77 |
| 4.6 | Considerazioni e regole per l'utilizzo di ferriti come EMI | 78 |
| 5 | Prove di emissione | 81 |
| 5.1 | Spettro di un segnale di clock | 82 |
| 5.2 | Setup sperimentale | 86 |
| 5.3 | I risultati ottenuti | 89 |
| 5.4 | Conclusioni | 93 |
| 5.5 | Ricerche future | 94 |

Elenco delle figure

| | | |
|------|---|----|
| 1.1 | Elementi parassiti | 8 |
| 1.2 | Resistenza parassita | 9 |
| 1.3 | Trasformata di Fourier di un segnale periodico | 11 |
| 1.4 | Risonanza serie | 12 |
| 1.5 | Risonanza parallela o antirisonanza | 14 |
| 2.1 | Campo elettrico coulombiano | 19 |
| 2.2 | Campo elettrico indotto | 20 |
| 2.3 | Legge di Biot-Savart | 22 |
| 2.4 | Onde EM | 22 |
| 2.5 | Sovrapposizione dei campi elettrici E_i | 23 |
| 2.6 | Antenne non intenzionali | 26 |
| 2.7 | Struttura assimilabile ad un antenna monopolare: scheda figlia inserita su scheda madre | 27 |
| 3.1 | Antenna a dipolo | 30 |
| 3.2 | Sistema di riferimento in coordinate sferiche | 33 |
| 3.3 | Emissioni dell'antenna a dipolo | 36 |
| 3.4 | Radiation Pattern del dipolo | 37 |
| 3.5 | Modello equivalente del dipolo | 38 |
| 3.6 | Resistenza, reattanza ed impedenza del dipolo. | 41 |
| 3.7 | Potenza irradiata. | 42 |
| 4.1 | Filtraggio: aumento impedenza serie. | 47 |
| 4.2 | Impedenza induttore ideale. | 48 |
| 4.3 | Impedenza induttore reale. | 49 |
| 4.4 | Scelta dell'induttore. | 50 |
| 4.5 | Risonanza dell'induttore. | 51 |
| 4.6 | Modello elettrico equivalente per la ferrite. | 53 |
| 4.7 | Bode delle ferriti simulate. | 54 |
| 4.8 | Impedenza delle ferriti simulate. | 56 |
| 4.9 | Potenza irradiata con e senza filtro serie. | 56 |
| 4.10 | Campo elettrico con e senza filtro serie. | 57 |
| 4.11 | Impedenza delle ferriti ad alto Q. | 58 |

| | | |
|------|--|----|
| 4.12 | Potenza irradiata emessa con e senza filtro serie. | 59 |
| 4.13 | Campo elettrico emesso con e senza filtro serie. | 60 |
| 4.14 | Impedenza delle ferriti a basso Q. | 62 |
| 4.15 | Resistenza e impedenza del dipolo con ferrite a basso Q applicata. | 63 |
| 4.16 | Potenza irradiata con e senza filtro a basso Q. | 64 |
| 4.17 | Campo elettrico emesso con e senza filtro a basso Q. | 65 |
| 4.18 | Resistenza e impedenza del dipolo con ferrite a basso Q applicata. | 66 |
| 4.19 | Potenza irradiata con e senza ferrite a basso Q. | 67 |
| 4.20 | Campo elettrico emesso con e senza filtro a basso Q. | 68 |
| 4.21 | Legame tra f_r della ferrite e riduzione in dB della P_{rad} | 71 |
| 4.22 | Riduzione prima risonanza con doppia ferrite | 74 |
| 4.23 | Riduzione seconda risonanza con doppia ferrite | 75 |
| 4.24 | Riduzione terza risonanza con doppia ferrite | 75 |
| 5.1 | Segnale di clock | 82 |
| 5.2 | Segnale ad onda quadra | 83 |
| 5.3 | Analisi spettrale campo emesso. | 84 |
| 5.4 | Setup sperimentale. | 86 |
| 5.5 | Generatore di clock | 87 |
| 5.6 | Generatore d'onda | 88 |
| 5.7 | Analizzatore di spettro | 90 |
| 5.8 | Emissioni generatore d'onda | 90 |
| 5.9 | Effetto schermatura del generatore d'onda | 91 |
| 5.10 | Emissioni misurate del monopolo | 92 |

Introduzione

La certificazione é un'importante attività che riguarda ogni prodotto venduto e commercializzato all'interno dell'unione europea e non solo; per quel che riguarda i prodotti elettronici tale certificazione viene riconosciuta in seguito al rispetto di determinate direttive, tra le quali si annovera anche la *Compatibilità Elettromagnetica* (spesso abbreviata con la sigla EMC). Tale direttiva si occupa di studiare la generazione, la trasmissione e la ricezione, volontaria o meno, di energia elettromagnetica, in relazione agli effetti indesiderati che da tali fenomeni possono derivare. Essa si occupa inoltre di limitare gli effetti di questi fenomeni a livelli tali da garantire il corretto funzionamento di diversi apparati elettronici, operanti nel medesimo ambiente.

L'obiettivo di questa tesi sarà quello di analizzare il meccanismo di generazione di interferenze elettromagnetiche, in modo da derivarne indicazioni che possano indirizzare l'attività di ricerca di soluzioni EMC in grado di ridurre, se non addirittura eliminare totalmente, i disturbi elettromagnetici generati.

A tal fine, in un primo momento, verrà posta attenzione al fenomeno di risonanza dei circuiti elettrici, molto spesso causa di problematiche di questo tipo, partendo dall'analisi degli effetti causati da elementi parassiti, e non, presenti su comuni tratti conduttivi.

In secondo luogo si analizzerà il meccanismo di generazione delle onde elettromagnetiche da parte dell'antenna a dipolo: la scelta di analizzare tale tipo di antenna risiede nella possibilità di assimilare ad essa le strutture più comunemente presenti su una scheda stampata.

La terza parte si concentrerà invece sugli effetti di riduzione delle emissioni che possono essere ottenuti mediante l'utilizzo di componenti filtranti quali le ferriti.

Infine, nella parte conclusiva del testo, verranno esposti i risultati ottenuti in sede di test, con il fine di verificare il problema della risonanza in presenza di segnali teoricamente non problematici da un punto di vista EMC.

Capitolo 1

I fenomeni di risonanza

1.1 Introduzione

Ogni circuito elettrico o elettronico presenta delle non idealità che, in determinate situazioni di lavoro, possono portare a comportamenti ben diversi da quelli comunemente presenti in condizioni ideali. Un semplice tratto conduttivo, ad esempio, non rappresenta esaustivamente i fenomeni che accadono su di esso in condizioni di lavoro reali, a causa delle non idealità del medesimo: in particolare, un conduttore presenterà sempre comportamenti resistivi e reattivi distribuiti omogeneamente su di esso, i cui effetti varieranno in base alla frequenza delle grandezze in gioco sul circuito considerato.

In ambito elettrotecnico, tali fenomeni non ideali sono solitamente rappresentati mediante circuiti ad elementi concentrati che tuttavia forniscono risultati attendibili solamente in campi di frequenza limitati.

1.2 Elementi parassiti di un tratto conduttore

Nella progettazione elettrica o elettronica, un qualsiasi conduttore (un filo, una traccia stampata di una scheda elettronica, ecc...) viene spesso considerato alla stregua di un cortocircuito ideale privo di qualsiasi tipo di effetto resistivo e induttivo, non affetto da alcun tipo di interazione con eventuali parti metalliche adiacenti e tale da non ostacolare in alcun modo il passaggio di una corrente. Ogni elemento adibito alla trasmissione di corrente elettrica, in realtà, presenta valori di resistenza, capacità e induttanza non trascurabili e, di conseguenza, potenzialmente in grado di causare effetti rilevanti sul funzionamento di un dispositivo, soprattutto quando i segnali trattati variano ad alte frequenze.

Nella compatibilità elettromagnetica, le frequenze considerate assumono comunemente valori elevati: da qualche kilohertz fino a decine di gigahertz; di conseguenza il cortocircuito privo di perdite risulta essere totalmente ina-

deguato qualora si proceda ad un'analisi EMC, e fa nascere l'esigenza di considerare modelli circuitali in grado di rappresentare i fenomeni parassiti, senza introdurre semplificazioni troppo marcate e al contempo senza appesantire troppo la mole di calcoli necessaria.

Per un comune tratto conduttivo, lo schema usualmente utilizzato per rappresentare tutti i fenomeni parassiti é simile a quello riportato in figura 1.1: in essa é riportato lo schema di un conduttore di lunghezza L , con la presenza dei due elementi r ed l (resistenza ed induttanza parassita) in serie, e di due elementi g e c in parallelo (rispettivamente conduttanza e capacità parassite parallele). L'effetto di tali elementi, che nella realtà sono distribuiti lungo tutta la lunghezza L del tratto considerato, consiste nel modificare il legame *tensione/corrente* esistente tra essi: gli elementi in serie ostacolano il passaggio della corrente, mentre i quelli in parallelo tendono a deviarne il percorso idealmente previsto.

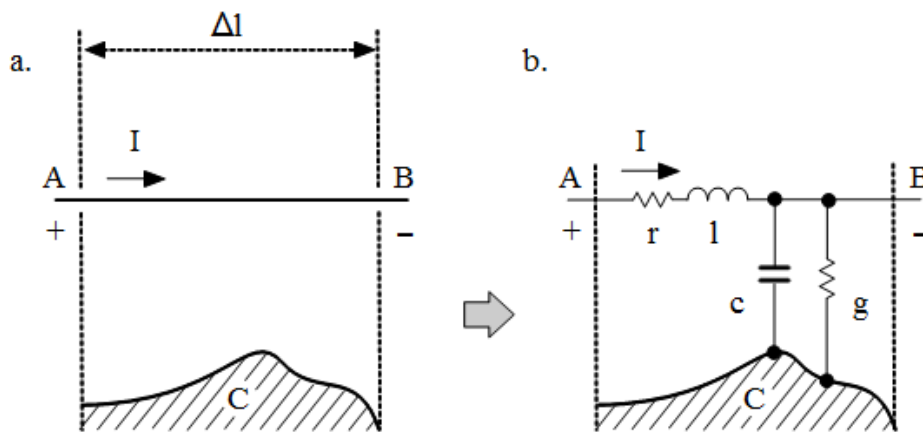


Figura 1.1: Elementi parassiti di un generico tratto conduttivo.

1.2.1 Resistenza Parassita

Nel proprio passaggio attraverso un conduttore, la nuvola di elettroni in movimento (i.e la corrente) si scontra con la struttura cristallina del metallo, causando urti, perdite di energia e generazione di calore. Si può quindi definire una nuova grandezza, la *resistenza di passaggio* espressa nel seguente modo:

$$R = \rho \frac{L}{S} \quad , \quad (1.1)$$

dove ρ é la *resistività elettrica* del conduttore utilizzato, L la lunghezza del tratto conduttivo considerato ed S la sua sezione. Tale valore di resistenza, seppur piccolo, può provocare anche notevoli cadute di tensione: se ad esempio si pensa ad un piano di massa, su cui sono collegati più dispositivi, la resistenza non nulla del piano si traduce in fluttuazioni del potenziale nelle diverse aree circuitali su esso collegate.

L'effetto resistivo causato dal conduttore, inoltre, é strettamente legato al range di frequenze delle correnti circolanti su di esso: le perdite diventano molto accentuate alle alte frequenze a causa del fenomeno noto come *effetto pelle*: la corrente ad alta frequenza, infatti, non si distribuisce più in modo uniforme su tutta la sezione del conduttore, ma solamente su una corona circolare di spessore δ pari a:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad . \quad (1.2)$$

A causa dell'*effetto pelle*, le perdite di natura resistiva vengono sempre più accentuate all'aumentare della frequenza, con una pendenza di $+10\text{dB}/\text{dec}$; in figura 1.2 é riportato un esempio qualitativo dell'andamento della resistenza al variare del range frequenziale di utilizzo.



Figura 1.2: Variazione di resistenza in un tratto conduttore in funzione della frequenza.

1.2.2 Induttanza parassita

Oltre alla resistenza di passaggio, un conduttore presenta anche altri elementi che ostacolano il passaggio di corrente; uno di questi è l'*induttanza parassita* che tiene conto del campo magnetico H , causato dalla stessa corrente I , la quale per la legge di Faraday (riportata in 2.2 a pagina 19) produce una forza elettromotrice indotta tale da opporsi al suo passaggio.

La caduta di tensione prodotta dalla componente induttiva si calcola come di seguito:

$$\Delta V = L \frac{\Delta I}{dt} \quad (1.3)$$

che nel caso di variazione sinusoidale di I diviene:

$$\Delta V = j\omega L \cdot I \quad (1.4)$$

1.2.3 Capacità e conduttanza parassita

La capacità e la conduttanza parassita, infine, sono elementi indesiderati che possono causare la *deviazione* di una parte della corrente per un percorso indesiderato: la capacità favorisce l'accoppiamento di natura elettrica poiché il filo e l'elemento conduttore esterno agiscono come le piastre di un condensatore; la conduttanza, invece, devia la corrente attraverso un percorso ad alta resistenza (tipicamente composta dall'isolante del filo e dall'aria presente tra sé ed il conduttore esterno).

Nel caso di tensione sinusoidale V applicata ai capi del conduttore, le correnti parassite saranno rispettivamente:

$$I' = j\omega C \cdot V \quad (1.5)$$

$$I'' = G \cdot V \quad (1.6)$$

La tensione di alimentazione e la corrente che circola nella rete, nell'ipotesi di operare con grandezze variabili nel tempo, saranno tra loro isofrequenziali e, in generale, affette da uno sfasamento: la corrente, in particolare, sarà in ritardo rispetto alla tensione se prevale l'effetto induttivo dei tratti conduttori oppure in anticipo se a prevalere è l'effetto capacitivo.

A tal riguardo, esiste un particolare valore di frequenza f_r per la tensione applicata al circuito, tale per cui la corrente risulta perfettamente in fase con essa; questa particolare condizione viene chiamata *risonanza* e la frequenza per cui tale fenomeno si innesca è indicata, per l'appunto, con il nome di *frequenza di risonanza*.

Di fatto, si può affermare che alla frequenza di risonanza la rete presenta un'impedenza priva di componenti reattive o, più precisamente, tutto va come se nella rete non fossero presenti carichi reattivi di alcuna natura: si può esprimere il tutto dicendo che, il modulo dell'impedenza del circuito, in condizioni di risonanza, è *minimo*.

1.3 Il concetto di frequenza

La *frequenza* é una grandezza che esprime il numero di eventi di un determinato fenomeno considerato, e che si verificano all'interno di un determinato intervallo temporale; nello studio delle interferenze e della compatibilit  elettromagnetica si é soliti parlare di frequenze: le diverse apparecchiature elettriche/elettroniche, infatti, operano utilizzando tensioni e correnti variabili nel tempo e, di conseguenza, possono generare disturbi ed interferenze a loro volta variabili nel tempo, con la possibilit  di sovrapposizioni con quelle generate da altre apparecchiature.

L'andamento di una funzione periodica $x(t)$ pu  essere rappresentato sia nel dominio del tempo (pi  intuitivo) sia in quello della frequenza; il passaggio da uno all'altro é possibile attraverso l'utilizzo della *Trasformata di Fourier* di $x(t)$.

La rappresentazione nel dominio frequenziale pu  diventare molto utile ed aggiungere molto pi  significato alle analisi fatte su funzioni periodiche, composte da pi  segnali a diverse frequenze, come esemplificato in figura 1.3: cio  che nel tempo appare disordinato e poco comprensibile, nel dominio frequenziale si arricchisce di significato ed assume una forma pi  ordinata ed interpretabile: ogni singola componente frequenziale ha ora la possibilit  di essere misurata in modo accurato.

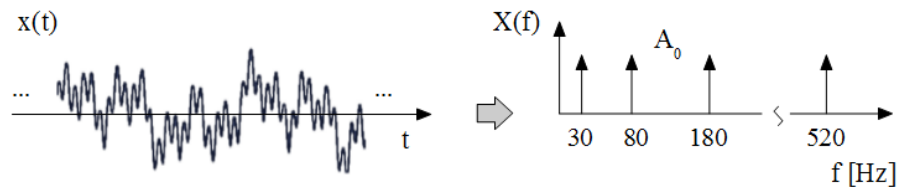


Figura 1.3: Andamento nel tempo ed in frequenza di un segnale periodico composto da quattro sinusoidi di uguale ampiezza ed alle frequenze: 30, 80, 180 e 520 Hz rispettivamente

1.4 Risonanza Serie

Ogni circuito reale presenta dei comportamenti non ideali, rappresentabili attraverso capacità e induttanze parassite. Inoltre, è stato introdotto il concetto di *risonanza*, condizione che si viene a creare quando la tensione applicata alla rete in esame è alla *frequenza di risonanza* del circuito.

In generale, in base al tipo di circuito utilizzato si distinguono due tipi di risonanza: la *risonanza serie* e la *risonanza parallela*.

La risonanza per un circuito RLC serie è descrivibile attraverso una rete

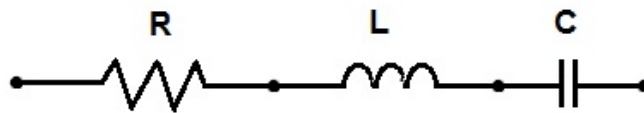


Figura 1.4: Circuito elettrico equivalente per la risonanza serie

composta dalla serie: di una resistenza R , un'induttanza L ed una capacità C ; risolvendo il circuito di figura 1.4 secondo le regole base dell'elettrotecnica, si ricava facilmente il legame tra tensione applicata e corrente risultante sul circuito, attraverso la (1.7).

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}} = \frac{\bar{E}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \quad . \quad (1.7)$$

La presenza a denominatore di una componente immaginaria diversa da zero rende sfasate di un certo angolo le grandezze *corrente* e *tensione*; la condizione di risonanza, invece, è contraddistinta da uno sfasamento nullo tra queste due grandezze: affinché ciò sia possibile, è necessario che la parte *immaginaria* della (1.7) si annulli: risolvendo tale condizione rispetto alla *pulsazione angolare* ω , si ottiene l'espressione della pulsazione di risonanza per tale sistema:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad , \quad (1.8)$$

da cui:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad . \quad (1.9)$$

Quella ottenuta in (1.9) é la pulsazione di risonanza, per passare alla frequenza é sufficiente dividere tale grandezza per 2π .

Gli effetti di una risonanza in questo tipo di circuito possono essere vari; per quel che concerne l'impedenza del circuito, essa é sintetizzabile come segue:

- A pulsazioni ben minori di quella di risonanza ω_r , l'effetto capacitivo domina su tutti gli altri e, di conseguenza, ci si aspetta di avere un anticipo di $\frac{\pi}{2}$ radianti della corrente rispetto alla tensione; avvicinandosi progressivamente alla f_r , l'anticipo di fase di quest'ultima diminuisce, cosiccome il modulo dell'impedenza complessiva del circuito studiato.
- In corrispondenza della ω_r del circuito, lo sfasamento tra I e V diventa nullo, il modulo dell'impedenza raggiunge il minimo mentre quello della corrente giunge al proprio apice; in tali condizioni, inoltre, ci si aspetta di avere una maggiore dissipazione di energia, con relativo aumento della temperatura del conduttore.
- Infine, se $f \gg f_r$, a dominare sono gli effetti dell'elemento induttivo, che introduce un ritardo di fase, per la corrente, via via tendente a $\frac{\pi}{2}$ radianti.

Particolare attenzione va infine posta sul cosiddetto *coefficiente di risonanza* anche detto *fattore di merito*: in condizioni di risonanza i fasori relativi alle tensioni del condensatore U_C e dell'induttore U_L , infatti, risultano uguali in modulo e di verso opposto, compensandosi perfettamente a vicenda; la totale tensione del circuito serie viene a coincidere con quella ai capi della resistenza e, quindi, tutta la tensione applicata al circuito verrà dissipata dalla parte resistiva del circuito. Il carico, comportandosi come una pura resistenza, assorbe solo potenza attiva mentre le potenze reattive di condensatore e induttanza si elidono a vicenda.

Si definisce quindi *fattore di merito* il rapporto tra la potenza reattiva del condensatore (o dell'induttanza) e la potenza attiva assorbita sulla resistenza; sviluppando le formule così ottenute, si possono ottenere ulteriori espressioni del fattore di merito Q , come evindenziato in (1.10):

$$Q = \frac{\omega_r LI}{RI} = \frac{|U_L|}{U} = \frac{|U_C|}{U} \quad . \quad (1.10)$$

Q esprime quindi il rapporto tra le tensioni efficaci degli elementi reattivi e quella imposta dall'alimentazione; pertanto, se R, L e C sono tali per cui si verifichi la condizione:

$$Q > 1 \quad , \quad (1.11)$$

nel circuito si instaureranno delle tensioni molto maggiori di quelle di lavoro usuali, con determinate conseguenze dal punto di vista EMC e dell'integrità delle componenti più sensibili.

1.5 Risonanza parallela o antirisonanza

Si consideri ora il circuito riportato in figura 1.5, composto dal parallelo dei tre elementi R , L e C : ancora una volta, si ha una sorgente di tensione sinusoidale che alimenta il suddetto circuito a frequenza variabile; il calcolo dell'*ammettenza* Y , ovvero il reciproco dell'impedenza, risulta piuttosto semplice essendo dato dalla (1.12).

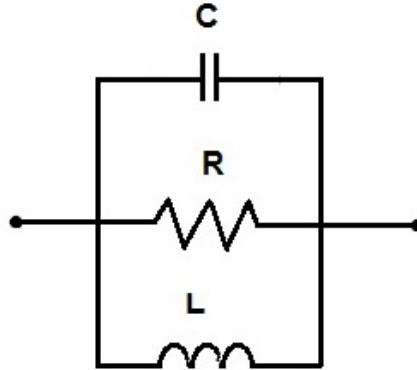


Figura 1.5: Circuito elettrico equivalente per la risonanza parallela o antirisonanza

$$Y = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \quad (1.12)$$

Anche in questo caso l'impedenza, reciproco dell'ammettenza, è funzione della pulsazione angolare ω per quel che concerne sia il modulo che la fase. Conseguentemente, a parità di tensione applicata $u(t)$, risultano funzione di ω sia il modulo che lo sfasamento della corrente $i(t)$.

Nuovamente, si possono distinguere tre condizioni di lavoro per il circuito in esame:

- Alla pulsazione ω_r , data dalla (1.9), per la quale le reattanze capacitiva ed induttiva si eguagliano, il modulo dell'impedenza assume il proprio valore massimo essendo $Z(\omega_0) = R$; tale situazione viene denominata di *risonanza parallelo* o *antirisonanza* ed è contraddistinta dai seguenti effetti:
 1. la corrente è in perfetta fase con la tensione applicata alla rete;
 2. i fasori delle correnti I_L ed I_C risultano uguali in modulo ma opposti in fase, compensandosi quindi perfettamente;
 3. la corrente totale del parallelo \bar{I} coincide quindi con la corrente \bar{I}_R ed è sincrona con la tensione applicata al circuito.

- Per pulsazioni $\omega \ll \omega_r$, la reattanza induttiva prevale su quella capacitiva ed il parallelo si comporta come un circuito RL ; al decrescere di ω , il modulo dell'impedenza decresce tendendo asintoticamente a zero, mentre la fase tende asintoticamente a $\frac{\pi}{2}$.

- Per pulsazioni $\omega \gg \omega_r$, la reattanza capacitiva prevale su quella induttiva ed il parallelo si comporta come un circuito RC ; al crescere di ω il modulo dell'impedenza diminuisce tendendo asintoticamente a zero, mentre la fase tende asintoticamente a $-\frac{\pi}{2}$.

Capitolo 2

Fisica in ambito EMC

Quasi ogni circuito elettronico è affetto da non idealità che ne condizionano il comportamento, in maniera dipendente dalla frequenza dei segnali processati; ovviamente, non fanno eccezione i circuiti stampati tipici delle schede elettroniche i quali, lavorando nella quasi totalità delle situazioni con segnali ad alto contenuto armonico (es. segnali di clock, switch di porte logiche, ecc . . .), possono venire a trovarsi in situazione di risonanza, precedentemente introdotta.

In ambito EMC il fenomeno di risonanza, apparentemente slegato e di poco peso, riveste invece un ruolo di grande importanza come sarà più chiaro a breve, dopo aver studiato le modalità di generazione di disturbi in forma irradiata: l'innescarsi di una risonanza (condizione in cui quasi tutta la potenza fornita da una sorgente di tensione si irradia verso l'esterno) rappresenta, infatti, uno dei punti cruciali nello studio delle problematiche EMC per un dispositivo elettronico: è sufficiente anche solo una sottoparte risonante all'interno di un sistema, per causare notevoli livelli di disturbi irradiati dal sistema stesso verso l'esterno; da un punto di vista più *antennistico*, invece, la condizione in cui si è in grado di trasmettere la totalità della potenza fornita all'antenna è assolutamente un obiettivo da perseguire, poiché consente di trasmettere dati nella maniera più efficiente possibile: ciascun tipo di antenna è caratterizzato da una propria f_r la quale è quasi sempre legata alle dimensioni fisiche della stessa.

Le modalità con cui un'antenna intenzionale ed una non intenzionale generano le onde elettromagnetiche saranno i medesimi, governati dalle stesse leggi fisiche che andremo ad introdurre successivamente.

2.1 Il campo elettrico

Il campo elettrico E é un campo di forze vettoriale generato nello spazio dalla presenza di accumuli di carica elettrica o di un campo magnetico variabile nel tempo; esso ha come unitá di misura il V/m e, preso il campo elettrico in un punto dello spazio, esso é sempre dato dalla somma di due contributi:

- campo elettrico Coulombiano E_C ;
- campo elettrico Indotto E_i .

Entrambi i contributi sono dei campi elettrici a tutti gli effetti; tuttavia la loro natura é molto diversa: E_C nasce dalla presenza di accumuli di cariche elettriche statiche o al piú lentamente variabili, mentre E_i é diretta conseguenza di un campo magnetico H variabile nel tempo.

2.1.1 Il campo elettrico coulombiano

Il campo elettrico coulombiano E_c é il contributo di campo elettrico derivante dalla presenza di cariche elettriche positive e negative stazionarie; se ad esempio si prendono due piastre metalliche come quelle rappresentate in figura 2.1, separate da una distanza d e sottoposte ad una differenza di potenziale V , si ha che:

- Il campo é ortogonale ad entrambe le superfici
- Il campo é orientato dalla superficie + alla superficie -
- Il campo é uniforme e di valore pari a $E_c = \frac{V}{d}$

Il calcolo del campo elettrico coulombiano E_c viene condotto mediante la (2.1).

$$E_c = \frac{V}{d} \quad (2.1)$$

Tale espressione, basata sull'ipotesi che le due superfici abbiano estensione infinita, risulta molto valida per avere un'idea di caso peggiore per il campo elettrico generato dalla presenza di due elementi a potenziali tra loro diversi; in altre parole, il campo elettrico coulombiano E_C sará sempre minore o al piú uguale a quello della formula precedente, rappresentativo di accumuli di carica su piastre piane parallele e di dimensione infinita.

Un'importante caratteristica che contraddistingue il campo elettrico coulombiano, é la sua scarsa propensione alla propagazione nello spazio: il suo valore, infatti, si riduce piuttosto rapidamente all'aumentare della distanza r dalla sorgente, in alcuni casi la riduzione puó essere proporzionale ad $1/r^3$.

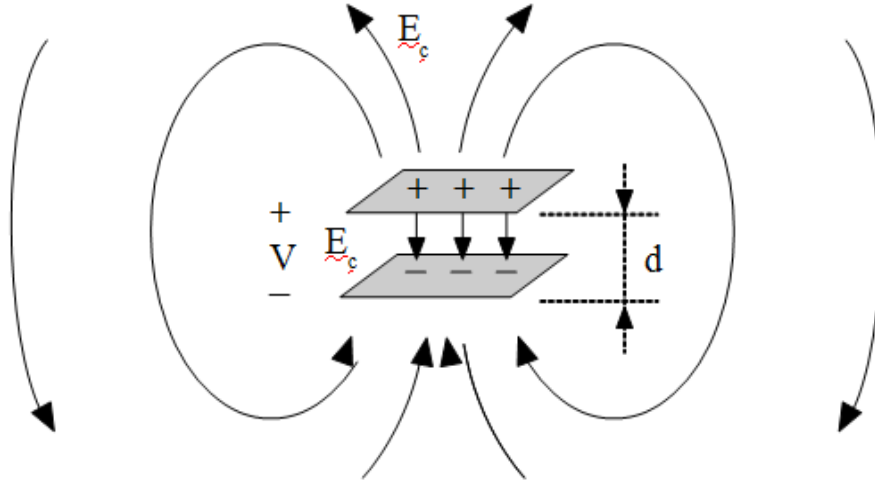


Figura 2.1: Campo elettrico coulombiano generato dall'accumulo di cariche elettriche su due piastre piane.

2.1.2 Il campo elettrico indotto

Il campo elettrico indotto E_i ha invece origine dalla presenza di un campo magnetico H variabile nel tempo: il legame esistente tra le due grandezze è espresso dalla *legge di Faraday* riportata nella (2.2), dove l_C rappresenta una qualsiasi linea chiusa nello spazio, t è il versore di percorrenza di tale linea chiusa, S è l'area racchiusa dalla medesima e, infine, B è il *vettore induzione magnetica* il quale è correlato al campo magnetico H mediante la (2.3).

$$\oint_{l_C} E_i \cdot t \, dl = -\frac{d}{dt} \oint_S B \cdot n \, ds \quad (2.2)$$

$$B = \mu \cdot H \quad (2.3)$$

La legge di Faraday, quindi, mette bene in evidenza il fatto che E_i ed H siano grandezze strettamente legate tra loro: la presenza nello spazio di un campo elettrico indotto E_i implica necessariamente la presenza di un campo magnetico H variabile nel tempo e viceversa; per lo stesso principio, quindi, nel momento in cui uno dei due contributi si annullerà, verrà ad annullarsi anche l'altro.

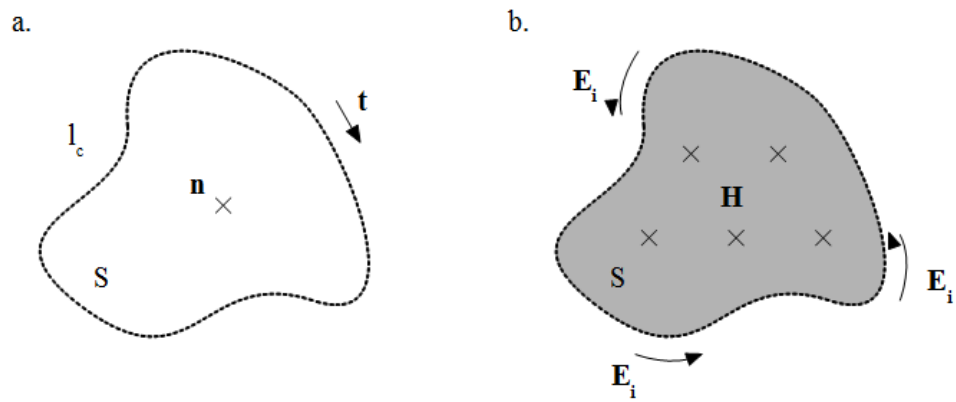


Figura 2.2: Campo elettrico indotto

Come sar  possibile approfondire a breve, parlando di irraggiamento, il campo elettrico indotto presenta una spiccata propensione alla propagazione nello spazio; esso avr  un decadimento (in termini di ampiezza) molto meno marcato di quello associato al campo elettrico coulombiano e , di conseguenza, a distanze notevoli da una qualsiasi sorgente di campo elettrico, esso sar  perlopi  composto da campo elettrico indotto E_i .

2.2 Il campo Magnetico

Il *campo magnetico* H é un campo di forze generato nello spazio dal movimento di cariche elettriche, ovvero da una corrente I ; il legame presente tra queste due grandezze é stato oggetto di studio ed ha trovato una formulazione nella *legge di Laplace* secondo la quale: preso un circuito filiforme l , da ciascun tratto infinitesimo dl , localizzato in posizione vettoriale \mathbf{r}' e interessato dal passaggio di una corrente stazionaria, verrà generato un contributo di campo magnetico, il cui valore, in un punto vettoriale \mathbf{r} , sarà pari a:

$$d\mathbf{H} = \frac{i}{4\pi} \frac{d\mathbf{l} \times (\mathbf{r} - \mathbf{r}')}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^3} \quad (2.4)$$

dove al numeratore é presente un prodotto vettoriale, mentre invece $d\mathbf{l}$ é un vettore avente direzione tangente al conduttore in un determinato punto. L'intensità del campo magnetico complessivo, in un punto P, é data dalla somma di tutti i vari contributi dH di tutti i tratti infinitesimi che compongono il conduttore, calcolabile attraverso integrazione. Nel caso di conduttore filiforme rettilineo e di lunghezza infinita, si ottiene la ben nota *legge di Biot-Savart* riportata in (2.5):

$$\mathbf{H}(r) = \frac{I}{2\pi r} \mathbf{u}_\phi \quad (2.5)$$

2.3 Il campo elettromagnetico

Il campo elettromagnetico, o piú brevemente campo EM , é una grandezza vettoriale formata dall'insieme di un campo elettrico E e di un campo magnetico H , tra loro opportunamente concatenati. In regime non stazionario (elettrodinamico), la presenza di correnti non stazionarie causa la presenza di un campo magnetico variabile nel tempo e, di conseguenza, di un campo elettrico indotto E_i anch'esso variabile nel tempo.

In prossimitá della sorgente, le due grandezze evolvono nello spazio in maniera scorrelata, principalmente legata alle caratteristiche geometriche della sorgente stessa. Per distanze sufficientemente grandi da una sorgente, invece, l'andamento delle onde si regolarizza via via, divenendo la manifestazione di un'unica entitá fisica: il *campo elettromagnetico* per l'appunto [7].

Tale campo risulta essere molto adatto alla propagazione nello spazio circostante; in un punto qualsiasi P dello spazio, i campi E ed H (componenti l'onda EM) variano con andamento sinusoidale smorzato e direzioni ortogonali rispettivamente tra loro ed ortogonali alla direzione di propagazione dell'onda stessa, come mostrato in figura 2.4.

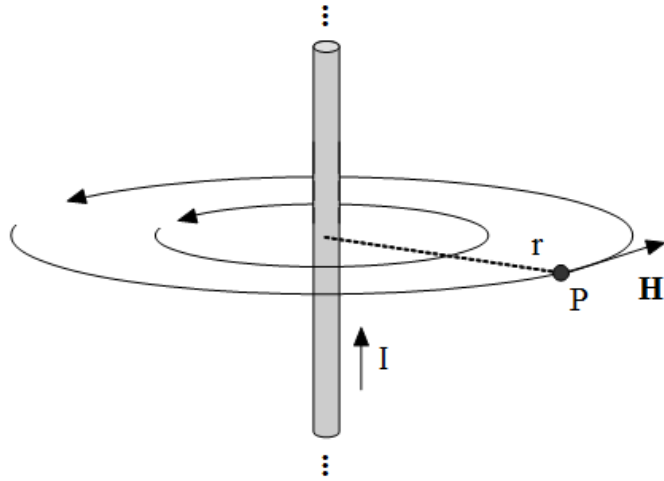


Figura 2.3: Legge di Biot-Savart: generazione del campo H da parte di una corrente I circolante su conduttore filiforme di lunghezza infinita.

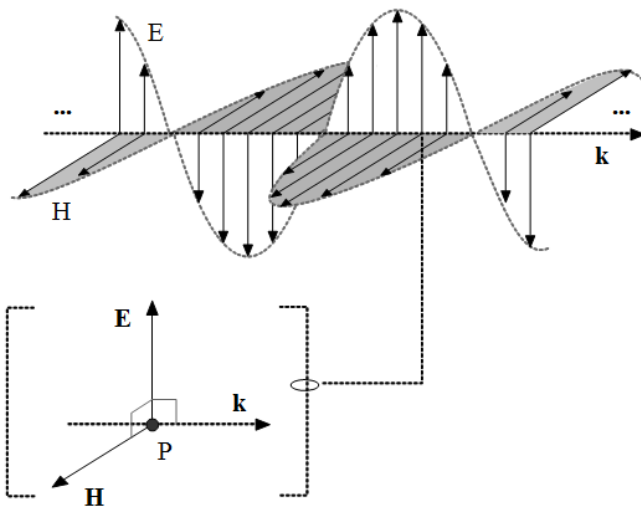


Figura 2.4: Campo elettromagnetico come combinazione di campo E ed H , in stato di propagazione lungo la direzione k .

2.4 Lo spettro elettromagnetico

Il concetto di *frequenza*, introdotto nel paragrafo 1.3 a pagina 11, può essere esteso considerando il caso delle trasmissioni radio: i canali radio nel dominio frequenziale appaiono infatti ben separati in frequenza, in modo da non creare interferenze tra emittenti che trasmettono a frequenze prossime tra loro.

Tale concetto risulta essere molto importante in ambito EMC al fine di ridurre l'entità delle interferenze elettromagnetiche generate; in qualsiasi punto dello spazio, infatti, agiscono numerosi contributi di campo EM generati da varie apparecchiature, tali contributi si sommano nel punto P producendo un effetto complessivo che si tradurrà poi in una forza elettrica E per le cariche.

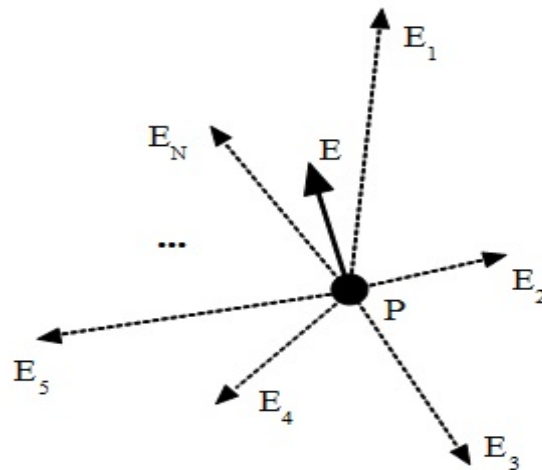


Figura 2.5: Sovrapposizione in un generico punto P di N contributi E_i

L'analisi di quanto presente nel punto P , può quindi essere condotta mediante l'utilizzo di un'antenna e di un analizzatore di spettro; quest'ultimo effettua una scansione in frequenza di quanto ricevuto tramite l'antenna e ne fornisce una rappresentazione sotto forma di diagrammi in grado di illustrare le caratteristiche dei singoli contributi E_i .

L'insieme di tutte le possibili frequenze delle radiazioni EM costituiscono il cosiddetto *spettro elettromagnetico*.

2.5 L'accoppiamento irradiato

L'accoppiamento irradiato rappresenta una delle principali cause di problematiche in ambito EMC in tutte le apparecchiature elettroniche. Per avere piena comprensione dei fenomeni che entrano in gioco, é necessaria una minima conoscenza della teoria delle antenne poiché, appunto, si stanno trattando campi elettrici e magnetici irradiati attraverso un mezzo trasmissivo (in questo caso l'aria) e generati da tratti conduttivi sottoposti, in qualche modo, ad una differenza di potenziale.

In particolare, un qualunque tratto conduttivo o circuito stampato su una scheda inserita in un'apparecchiatura elettronica, sotto opportune circostanze, può diventare un'efficiente antenna non intenzionale la quale trasmette disturbi verso l'esterno, sotto forma di campi elettrici o magnetici.

Un'antenna trasmette in maniera molto efficiente quando si trova in condizioni di risonanza poiché, in tale situazione, essa é in grado di trasmettere tutta la potenza fornitagli dalla sorgente di tensione, sotto forma di campo elettrico e/o magnetico.

Esempio

Per un antenna a dipolo¹, costituita da una coppia di tratti conduttori di uguale lunghezza, disposti uno di seguito all'altro e collegati mediante una sorgente di tensione E_G o una resistenza R , la frequenza di risonanza, in cui la parte reattiva della sua impedenza di ingresso si annulla e tutta la potenza fornita dalla sorgente in tensione si irradia verso l'esterno, si calcola, seppur con qualche approssimazione, come riportato nella (2.6):

$$f_r = \frac{c}{2 \cdot L} \quad (2.6)$$

dove c é la velocità della luce (300000 km/s) ed L la lunghezza dell'elemento di antenna (somma dei due tratti conduttori di uguale lunghezza).

Per un antenna *unipolare*, costituita da un solo tratto conduttore rettilineo, di lunghezza $L/2$, perpendicolare ad un piano conduttivo e collegato al medesimo mediante una sorgente di tensione E_G , l'emissione di campo elettrico o magnetico diventa particolarmente efficiente sempre alla frequenza di risonanza la quale, in questo caso, si calcola secondo la (2.7):

$$f_r = \frac{c}{4 \cdot H} \quad (2.7)$$

dove la grandezza H esprime la lunghezza del tratto conduttivo costituente

¹La descrizione dettagliata di tale tipo di antenna sarà sviluppata successivamente

l'antenna unipolare ed equivalente ad $L/2$.

Come facilmente intuibile dalle (2.6) e (2.7), per frequenze dell'ordine delle centinaia di MHz, o del GHz, le lunghezze necessarie perché un'antenna risuoni sono equivalenti a quelle di elementi comunemente presenti all'interno di una scheda elettronica stampata: all'interno di essa, infatti, numerose strutture possono essere assimilabili ad effettive antenne dipolari o monopolari e quindi, in determinate condizioni, possono fungere da sorgenti di disturbi irradiati verso l'esterno. Alcuni tipici esempi sono quelli riportati in [7] e qui mostrati in figura 2.6, essi rappresentano, rispettivamente:

- a) Una corrente circolante su un percorso di massa all'interno di una qualsiasi scheda elettronica con resistenza R non trascurabile: tale impedenza di tratto, tipicamente caratterizzata da contributi resistivo ed induttivo, diventa a tutti gli effetti, nell'esempio qui considerato, una sorgente di tensione per le masse di eventuali *schede figlie* le quali a loro volta divengono gli elementi radianti dell'antenna così formata.
- b) Due apparecchi elettronici dotati di involucro metallico e connessi ad un conduttore di *grounding* esterno mediante collegamenti personali; anche in questo caso, il tratto compreso tra i due punti di collegamento degli involucri con il conduttore di massa, non è esente da impedenze parassite che, di fatto, lo fanno diventare una sorgente di tensione facendo diventare tutta la struttura una efficiente antenna a dipolo dove gli involucri dei dispositivi rappresentano gli *elementi d'antenna*.
- c) Un collegamento bifilare bilanciato in presenza di un carico ad alta impedenza: in tale situazione, i due conduttori operano come elementi di un antenna a bipolo; ciò che cambia, in questo caso, è la disposizione dei tratti conduttivi non più sullo stesso asse ma posizionati parallelamente uno all'altro.

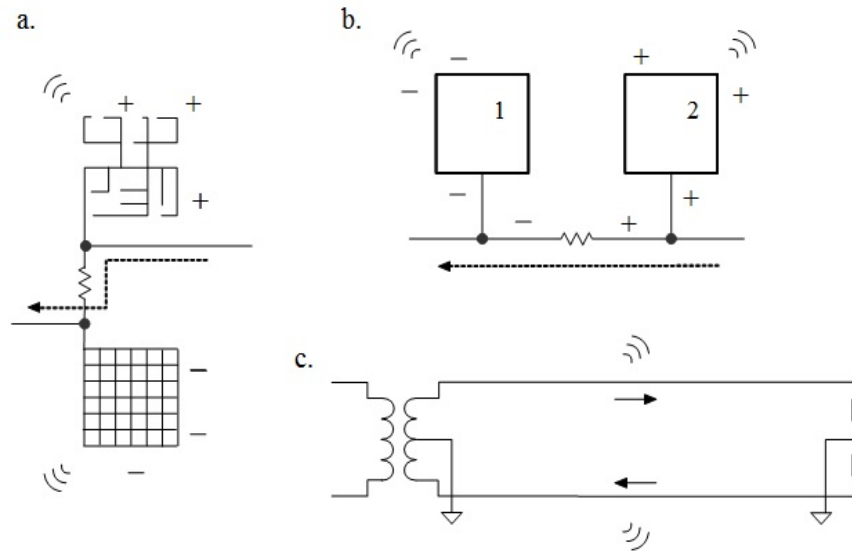


Figura 2.6: Esempi di elementi circuitali di una scheda o di un apparecchio elettronico potenzialmente in grado di funzionare, in modo non intenzionale, da antenne a dipolo.

Esempio

Un esempio di piú facile intuizione é rappresentato in figura 2.7, nel quale viene rappresentata l'inserzione di una scheda secondaria su una slot di una generica scheda principale: come riportato in [4], tale struttura é a tutti gli effetti assimilabile ad un'antenna monopolare; la frequenza alla quale essa risuona é approssimabile, a partire dall'equazione (2.7) attraverso la (2.8) nella quale le dimensioni longitudinale b e trasversale a del substrato adibito al ritorno delle correnti divengono parametri critici, mentre f_0 corrisponde alla frequenza di risonanza del monopolo filare di uguale altezza (i.e a)².

$$f_{res} \approx f_0 \frac{1}{1 + 0.5 \cdot \frac{b}{a}} \quad (2.8)$$

²Il monopolo in sostanza é caratterizzato dall'aver $b = 0$; se si sostituisce tale valore in 2.8, si ottiene nuovamente la formula di risonanza dell'antenna monopolare.

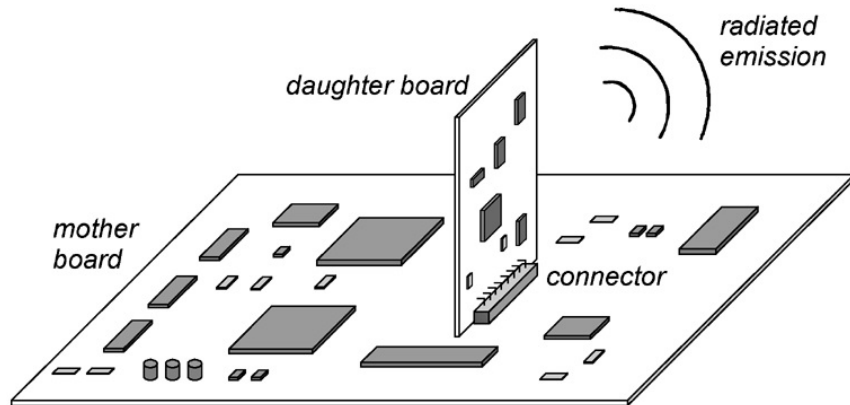


Figura 2.7: Struttura assimilabile ad un antenna monopolare: scheda figlia inserita su scheda madre

2.6 Implicazioni in ambito EMC

Dai semplici esempi introdotti, risulta evidente come la presenza di tratti risonanti all'interno di un'apparecchiatura elettronica non sia una situazione irrealistica, ma al contrario molto frequente, se non sempre presente: indipendentemente dalle frequenze dei segnali trattati, le possibili strutture riconducibili a vere e proprie antenne a dipolo sono molteplici e richiedono un'adeguata progettazione al fine di evitare eccessivi livelli di emissione verso l'esterno.

Nei successivi paragrafi verrà analizzata dettagliatamente l'antenna a dipolo (e monopolare), alla quale tutte queste parti comuni alle schede elettroniche sono riconducibili, per capire fisicamente ed analiticamente il processo di generazione delle onde elettromagnetiche e tentare una prima valutazione delle possibili strategie volte a:

- Ridurre i livelli di emissione di campo elettrico e/o magnetico verso l'ambiente circostante.
- Spostare più in alta frequenza le suddette risonanze, in modo da evitare sempre di trovarsi in condizione di massima emissione elettromagnetica.
- Garantire il rispetto delle normative vigenti in ambito EMC.

Capitolo 3

L'antenna a dipolo

In precedenza, sono stati citati brevemente alcuni esempi di comuni parti circuitali, tipicamente presenti su di una scheda elettronica, che possono di fatto comportarsi come un'antenna a dipolo ed emettere livelli importanti di campi EM.

L'antenna a dipolo, per definizione, è composta da una coppia di fili sottili, rettilinei, di uguale lunghezza pari ad $L/2$, allineati, disposti lungo la medesima retta immaginaria e collegati tra loro mediante una differenza di potenziale rappresentabile attraverso una vera e propria *sorgente di tensione* oppure attraverso un *carico* R .

Concettualmente un'antenna a dipolo può essere pensata come rappresentata in figura 3.1.

Nel caso di antenna in trasmissione, la tensione ai capi dei suoi elementi radianti filari viene direttamente prodotta da un generatore di tensione, il quale provoca l'accumulo di cariche di segno opposto e variabili nel tempo secondo un andamento ben preciso. Una volta prodotti, tali accumuli di carica si distribuiscono lungo gli elementi radianti attraverso una corrente I , circolante da un estremo all'altro del dipolo, per quanto visto nelle sezioni precedenti. Come diretta conseguenza di questi due fattori, si produce un'emissione di campo elettrico coulombiano E_C e di un campo magnetico H nello spazio circostante.

Nel caso, invece, di antenna in ricezione, bisogna concentrarsi sulla componente E del campo elettromagnetico incidente, ed in particolare la componente tangente agli elementi filari: essa infatti, agendo sui fili, dá luogo al passaggio di una corrente I la quale, a causa della non idealità di questi ultimi, produce una caduta di potenziale ai capi del carico R (legata ovviamente all'entità del campo elettrico incidente).

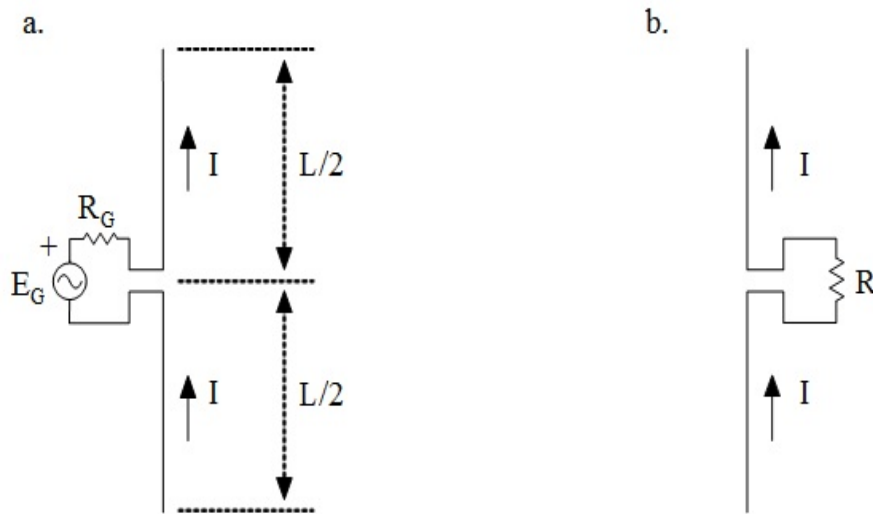


Figura 3.1: Antenna a dipolo: a) in trasmissione, b) in ricezione

3.1 Parametri di antenna

Per descrivere le performance di un'antenna si rende necessario definire vari parametri; la maggior parte di essi possono essere collegati ed esprimere, sotto punti di vista differenti, concetti simili se non addirittura identici.

3.1.1 Radiation Pattern

Uno dei principali parametri descrittivi di un'antenna è senza dubbio il cosiddetto *radiation pattern* o *antenna pattern*: esso è definito come una funzione matematica oppure come rappresentazione grafica delle proprietà di radiazione dell'antenna considerata.

Molto spesso, e sarà così anche nella presente trattazione, esso viene ricavato nella regione di *campo lontano* ed è funzione delle coordinate sferiche r , θ e ϕ .

Ciò su cui ci concentreremo successivamente, sarà il cosiddetto *field pattern*, ovvero la rappresentazione dell'andamento del modulo di campo elettrico o magnetico nello spazio tridimensionale.

In base alle condizioni di funzionamento, il radiation pattern di un'antenna dipolare sarà composto da un unico lobo principale oppure da un lobo principale accompagnato da un certo numero di lobi secondari.

3.1.2 Densità di potenza irradiata

Le onde elettromagnetiche, come noto, vengono sovente utilizzate per trasportare informazioni in comunicazioni wireless; è quindi naturale assumere che si possa associare una *potenza* e quindi un'*energia* a tali onde, nel momento in cui esse si propagano nello spazio circostante.

La quantità utilizzata per esprimere tale concetto è il cosiddetto *vettore di Poynting*, definito in (3.1)[1]:

$$\mathbf{W} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad , \quad (3.1)$$

dove vale che:

- \mathbf{W} è il vettore di Poynting istantaneo (W/m^2)
- \mathbf{E} è l'intensità di campo elettrico istantanea (V/m)
- \mathbf{H} è l'intensità di campo magnetico istantanea (A/m)

Dal vettore di Poynting è successivamente possibile risalire alla totale potenza trasmessa attraverso una superficie chiusa: l'operazione consiste nell'integrare il vettore di (3.1) sull'intera superficie considerata:

$$P = \oint_S W ds \quad . \quad (3.2)$$

3.1.3 Intensità di radiazione

L'intensità di radiazione in una determinata direzione è un parametro *di campo lontano*; esso quantifica la potenza irradiata per unità angolare tridimensionale; il calcolo di tale parametro risulta molto semplice: è sufficiente, infatti, moltiplicare la densità di potenza irradiata per il quadrato della distanza del punto considerato dalla sorgente delle onde elettromagnetiche.

$$U = r^2 \cdot W_{rad} \quad (3.3)$$

3.1.4 Direttività

Uno dei parametri più utilizzati per studiare il comportamento di un'antenna è la *direttività*; strettamente legata ai concetti di *radiation pattern* e di *guadagno d'antenna*, al punto da venire confusa spesso con essi, rappresenta il rapporto, al variare della direzione considerata nello spazio, tra il campo elettrico emesso dall'antenna sotto studio e l'intensità media di radiazione.

Nel caso di un'antenna anisotropa, come nel caso dell'antenna a dipolo, il concetto si semplifica dicendo che la direttività è il *rapporto tra l'intensità*

di radiazione in una determinata direzione e quella, nella stessa direzione, generata da un'antenna isotropa[1].

In termini puramente matematici la *direttività* può essere scritta come:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3.4)$$

dove U_0 è l'intensità di radiazione data da un'ipotetica antenna *isotropa*.

Dall'equazione (3.4) si può quindi dedurre che:

- nel caso di sorgente isotropa, la direttività assume valore unitario in qualunque direzione dello spazio dal momento che essa emette allo stesso modo in tutte le possibili direzioni;
- per un'antenna non isotropa, la direttività sarà in generale più marcata in una o più direzioni specifiche, legate alle caratteristiche fisiche dell'antenna stessa.
- L'antenna isotropa è irrealizzabile, ma molto utile a livello concettuale come caso generico cui rapportarsi per determinare le prestazioni di una qualsiasi altra antenna.

3.1.5 Guadagno d'antenna

Infine, un ultimo importante parametro descrittivo delle prestazioni di un'antenna è il *guadagno*; molto spesso confuso con la direttività, a differenza di quest'ultima esso tiene conto dell'efficienza dell'antenna nel trasformare la potenza fornitagli in ingresso in potenza irradiata e sarà quindi espressione del *rapporto tra intensità di campo irradiato in una determinata direzione e l'intensità teorica di campo emesso, qualora l'antenna fosse in grado di trasformare tutta l'energia fornitagli in energia irradiata*[1].

In termini matematici, del tutto generali, il guadagno si esprime quindi come segue:

$$G = \frac{U}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (3.5)$$

3.2 Antenna a dipolo: campi elettrico e magnetico emessi

Come brevemente detto nella sezione precedente, per descrivere in maniera adeguata il comportamento di un'antenna, si considerano alcuni parametri. Per l'antenna a dipolo, così come per tutte le altre antenne, il radiation pattern in campo vicino è influenzato dalle caratteristiche fisiche del medesimo, se però ci si mette in zona di cosiddetto *campo lontano*, l'onda elettromagnetica è regolarizzata, e lo studio dei diagrammi di radiazione diventa molto utile.

Come esposto nei testi dedicati, tra cui [1] e [2], i diagrammi di radiazione vengono spezzati in due: riferendosi ad un sistema di riferimento tridimensionale destrorso, è possibile esprimere e successivamente rappresentare le componenti di campo elettrico e magnetico rispetto ad un sistema di coordinate sferiche r, θ, ϕ le quali individuano, rispettivamente, la distanza del punto considerato dall'origine, l'angolo rispetto all'asse z del vettore congiungente l'origine con il punto considerato, e l'angolo tra l'asse x e la proiezione del vettore, precedentemente introdotto, sul piano xy . In figura 3.2 è riportato un esempio di sistema di riferimento tridimensionale di questo tipo.

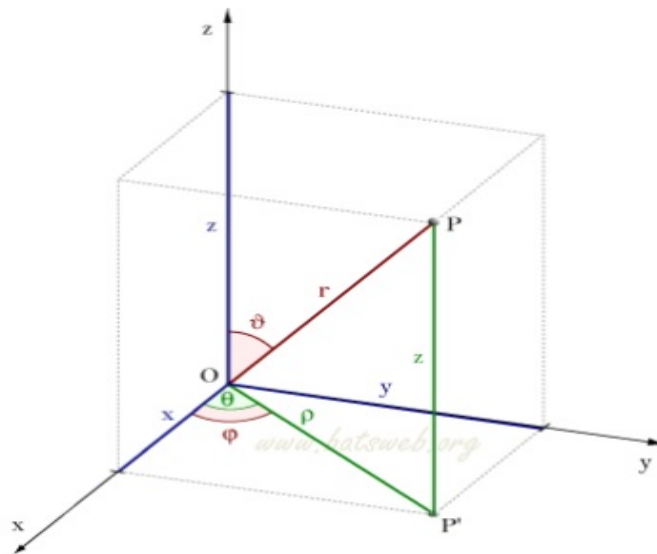


Figura 3.2: Sistema di riferimento in coordinate sferiche

A questo punto, nel momento in cui si fosse interessati al valore di campo elettrico/magnetico, è possibile fare riferimento alle formule analitiche riportate in [1].

Preliminarmente va notato come il campo elettrico emesso da un dipolo elettrico elementare (hertziano), ed espresso rispetto al sistema di coordinate appena introdotto, si componga di molteplici contributi e che in regione di campo lontano valgano le seguenti relazioni:

$$E_{\theta} \simeq j\eta \frac{kI_0 l \cdot e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (3.6)$$

$$E_r \simeq E_{\phi} = H_r = H_{\theta} = 0 \quad (3.7)$$

$$H_{\phi} \simeq j \frac{kI_0 l \cdot e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (3.8)$$

dove η rappresenta l'impedenza intrinseca del vuoto, pari circa a 120π , $k = 2\pi/\lambda$, l è la lunghezza del dipolo elementare ed r la distanza tra punto in cui si calcola il valore di E_{θ} ed il dipolo hertziano stesso.

Se a questo punto ci si concentra su un dipolo elettricamente lungo, ponendosi in un punto all'interno della regione di campo lontano, è possibile calcolare il totale campo elettrico emesso come somma degli effetti di tanti dipoli hertziani componenti il dipolo considerato.

Per prima cosa, si analizza l'andamento della corrente lungo tutta la lunghezza dell'antenna filare considerata: per un dipolo molto sottile, una buona approssimazione di tale andamento può essere quella espressa da:

$$I_e(x = 0, y = 0, z) = \begin{cases} I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z \right) \right] & 0 \leq z \leq \frac{l}{2} \\ I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z \right) \right] & -\frac{l}{2} \leq z \leq 0 \end{cases}$$

Se ora si considera un singolo tratto infinitesimo del dipolo, ponendosi in campo lontano, il contributo di campo elettrico da esso prodotto sarà circa pari a:

$$dE_{\theta} \simeq j\eta \frac{kI_e(x, y, z) \cdot e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \cdot dz \quad (3.9)$$

mentre tutti gli altri contributi sono nulli per quanto detto precedentemente.

A questo punto, é sufficiente integrare i contributi di tutti i tratti infinitesimi per ottenere il campo elettrico totale presente in un punto P in campo lontano, di coordinate sferiche (r, θ, ϕ) , giungendo al risultato riportato nella (3.10).

$$E_{\theta} = \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} dE_{\theta} = j\eta \frac{k \cdot e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \left[\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I_e(x, y, z) \cdot e^{jkz \cos \theta} dz \right] \quad (3.10)$$

Dopo alcuni passaggi matematici si giunge quindi alla formula generale per il campo elettrico irradiato da un'antenna a dipolo, in un punto nella zona di campo lontano individuato dalla terna (r, θ, ϕ) :

$$E_{\theta} \simeq j\eta \frac{I_0 \cdot e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos(\frac{kl}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{kl}{2})}{\sin \theta} \right] . \quad (3.11)$$

Per quel che riguarda il campo magnetico emesso, invece, essendoci posti in condizione di *campo lontano*, esso é facilmente ricavabile dall'equazione del campo elettrico nel modo seguente [7]:

$$H_{\phi} \simeq \frac{E_{\theta}}{\eta} \simeq j \frac{I_0 \cdot e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos(\frac{kl}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{kl}{2})}{\sin \theta} \right] . \quad (3.12)$$

Dalle equazioni (3.11) e (3.12) é già possibile osservare alcune particolarit  del campo elettrico/magnetico emesso, in campo lontano, da un'antenna a dipolo di lunghezza finita:

- Il campo elettrico totale é composto per lo pi  dalla componente E_{θ} , che vettorialmente é orientato come in figura 3.3.
- Dalla formula in (3.10), appare evidente come, la componente E_{θ} sia assolutamente indipendente dall'angolo ϕ .
- L'antenna a dipolo, quindi, irradia campo elettrico in modo isotropo rispetto al piano XY : é quindi indipendente dall'angolo azimutale ϕ .
- Anche il campo magnetico H_{ϕ} é irradiato in ugual modo in tutte le direzioni nel piano XY , poich  indipendente dall'angolo ϕ .
- Il modulo di campo elettrico, in uno stesso punto, pu  cambiare pesantemente al variare del rapporto l/λ , dove quest'ultimo si ottiene sviluppando la variabile k .

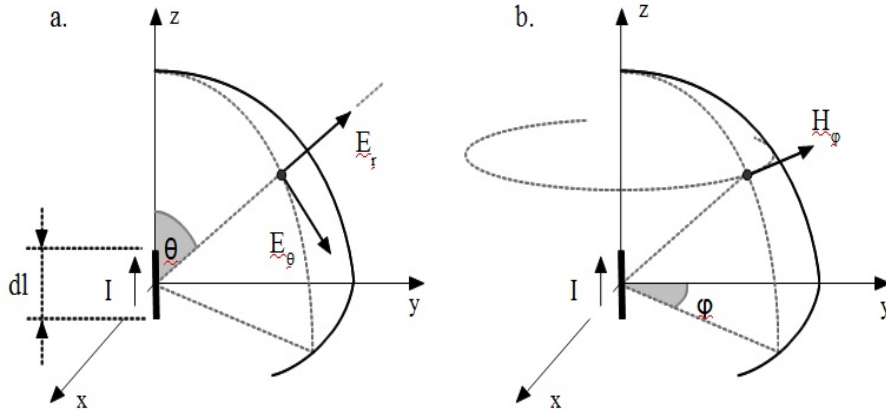


Figura 3.3: Componenti di campo E ed H generate da un dipolo hertziano

3.3 Antenna a dipolo: diagrammi di emissione

Per descrivere in maniera adeguata il comportamento di un'antenna, si considerano alcuni parametri; per l'antenna a dipolo, e così pure per tutte le altre, il radiation pattern in campo vicino è influenzato dalle caratteristiche fisiche del medesimo, se però ci si mette in *campo lontano*, l'onda elettromagnetica è regolarizzata, e lo studio dei diagrammi di radiazione si semplifica diventando un pratico strumento di studio.

Utilizzando un software di calcolo numerico diventa quindi possibile tracciare un grafico che rappresenti l'andamento del modulo di campo presente in punti equidistanti dall'antenna (i.e al variare ad esempio dell'angolo θ).

Utilizzando la formula (3.11) in modo ciclico, e plottando nel piano YZ il valore ottenuto ad ogni ciclo, è stato quindi possibile ottenere una stima di massima del radiation pattern dell'antenna. I dati utilizzati per la simulazione erano i seguenti:

- Modulo di tensione impressa dal generatore $V = 12 V$
- Resistenza interna del generatore $R_G = 50 \Omega$
- Frequenza della tensione applicata $f = 500 MHz$
- Lunghezza del dipolo variabile in base al rapporto L/λ analizzato; in cui $\lambda = \frac{c}{f}$

Il contributo E_θ viene influenzato in maniera piuttosto evidente dal rapporto L/λ tra lunghezza del dipolo e lunghezza d'onda della corrente ad esso applicata; in figura 3.4 si può notare come il livello di emissioni cambi al variare proprio di questo rapporto.

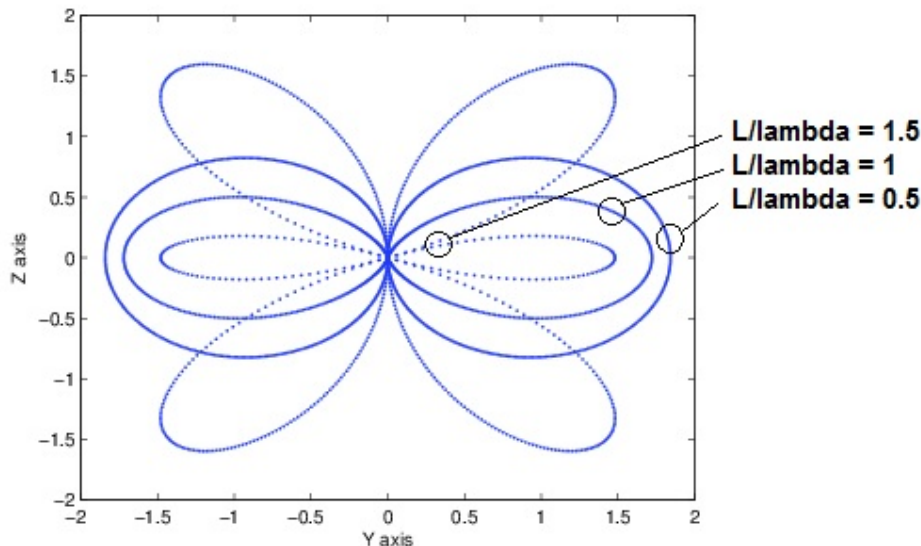


Figura 3.4: Radiation pattern del dipolo al variare del rapporto L/λ

Il caso in cui, a parità di modulo di tensione applicata, si ha il livello più alto di emissioni, si verifica in corrispondenza della condizione $L = \lambda/2$ ¹; tale comportamento si verifica quando la parte reattiva dell'impedenza del dipolo tende ad un valore nullo e, di conseguenza, non vi è alcun accumulo di energia. La curva caratterizzata dalla presenza di due lobi secondari si riferisce al caso di $L/\lambda = 1.5$: questo fenomeno è comune in tutti quei casi in cui il rapporto L/λ inizia a diventare sufficientemente maggiore di uno; la conseguenza è quella di non avere più un direzione preferenziale di trasmissione della potenza. Infine, viene riportata anche la curva relativa al caso in cui $L = \lambda$: in questa condizione la potenza irradiata risulta essere minore al caso di antenna in risonanza; la spiegazione a tale comportamento sarà più chiara in seguito, dopo aver introdotto lo studio della resistenza di radiazione R_{rad} .

¹Per essere precisi, la vera condizione di risonanza si verifica per rapporti L/λ leggermente inferiori a 0.5, poiché è in tale situazione che la parte reattiva dell'antenna si annulla totalmente. Tutto sarà più chiaro successivamente, quando analizzeremo l'impedenza dell'antenna.

3.4 Antenna a dipolo: resistenza di radiazione

Il metodo analitico esposto nella sezione precedente, attraverso il quale è stato possibile ottenere una formulazione che descrivesse in maniera accurata il campo elettrico E_θ emesso dal dipolo, risultava essere piuttosto oneroso sia a livello di formule che per la mole di calcoli da sviluppare, rendendo quindi necessaria la ricerca di una nuova modalità di descrizione del fenomeno: la migliore alternativa è rappresentata dalla formulazione del problema attraverso un *modello equivalente*, in grado di tenere conto di tutti i fattori in gioco nella generazione di emissioni elettromagnetiche da parte di tale tipo di antenna, e capace di arricchire di ulteriori informazioni l'analisi già condotta.

Un modo semplice ed efficace per descrivere esaustivamente ciò che accade sull'antenna consiste nel ricorrere al suo circuito equivalente [2], così come rappresentato in figura 3.5 per l'antenna a dipolo in trasmissione: in tale rappresentazione, dall'antenna "fisica" si passa ad un bipolo elettrico di impedenza totale Z_{in} di valore pari a:

$$Z_{in} = R_{loss} + R_{rad} + jX_m \quad (3.13)$$

dove R_{loss} è la resistenza di perdita dovuta alla non idealità dei conduttori utilizzati, R_{rad} è la resistenza di radiazione ed X_m la componente reattiva la quale da conto dell'energia persa per immagazzinamento di tipo capacitivo ed induttivo causata da fenomeni parassiti, di tipo elettrico (C_s) o magnetico (L_s), tra i due elementi irradianti dell'antenna.

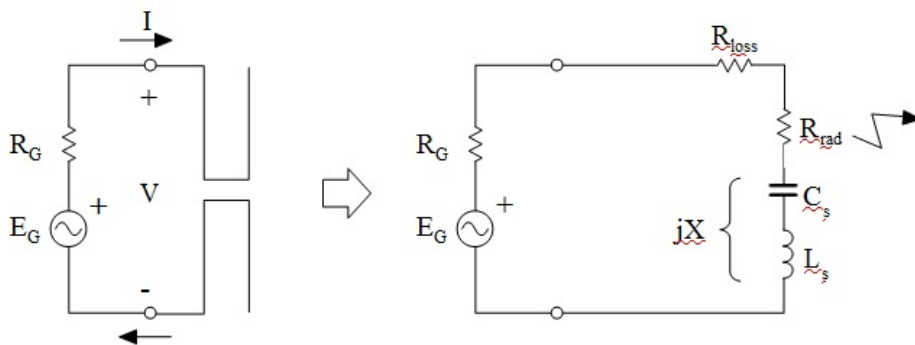


Figura 3.5: Circuito elettrico equivalente per un'antenna a dipolo in trasmissione

Se adesso si procede scrivendo il bilancio energetico, riferito al modello di figura 3.5, otteniamo la seguente relazione:

$$P = V \cdot I = Z_{in} \cdot I^2 = P_{loss} + P_{rad} + Q \quad , \quad (3.14)$$

dove P_{loss} e Q sono rispettivamente la potenza attiva dissipata su R_{loss} e quella reattiva immagazzinata su X_m , mentre

$$P_{rad} = R_{rad} \cdot I^2 \quad (3.15)$$

rappresenta la quota parte di energia che viene effettivamente irradiata verso l'esterno, sotto forma di campo elettrico/magnetico e strettamente legata sia al valore di R_{rad} sia al modulo della corrente I , a sua volta influenzato dall'impedenza totale Z_{in} dell'antenna.

Diviene quindi necessario trovare un modo per calcolare questi due importanti parametri che influenzano pesantemente la modalità con cui l'antenna trasmette: se riprendiamo la (3.2) e sostituiamo tutti i termini noti, arriviamo a dover risolvere la seguente equazione:

$$\begin{aligned} P_{rad} &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_{av} r^2 \sin \theta \, d\theta d\phi = \\ &= \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \frac{[\cos(\frac{kl}{2} \cos \theta) - \cos(\frac{kl}{2})]^2}{\sin \theta} \, d\theta \end{aligned} \quad (3.16)$$

dalla quale, dopo onerosi passaggi matematici (tralasciati anche sul testo di riferimento [1]), si giunge alla seguente formulazione della potenza irradiata:

$$\begin{aligned} P_{rad} &= \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl)[S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.17)$$

dove $C = 0.5772$ è la costante di Eulero, mentre i termini C_i ed S_i sono rispettivamente:

$$C_i(x) = \int_\infty^x \frac{\cos y}{y} \, dy \quad (3.18)$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin y}{y} \, dy \quad (3.19)$$

A questo punto, se si eguagliano tra loro le equazioni (3.15) e (3.17) si ottiene facilmente l'espressione della resistenza di radiazione R_{rad} .

$$R_{rad} = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \sin(kl) \left[S_i(2kl) - 2S_i(kl) \right] + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \quad (3.20)$$

É quindi ora possibile, attraverso un software di calcolo numerico, andare a plottare l'andamento della resistenza di radiazione, direttamente correlata alla potenza irradiata dall'antenna, in funzione della lunghezza della medesima.

Attraverso l'ambiente MATLAB, sono stati calcolati in maniera reiterata il valore di resistenza di radiazione per un'antenna a dipolo cui era applicata una tensione sinusoidale a frequenza 1 GHz; di volta in volta veniva variato il rapporto L/λ in modo da tracciare per punti la curva per la resistenza di radiazione. Gli altri dati utili al calcolo erano il rapporto a/λ tra raggio dell'elemento filare e la lunghezza d'onda, nel nostro caso pari 0.0035. L'andamento di tale funzione é riportato in figura 3.6, assieme a quello della reattanza dell'antenna e dell'impedenza totale.

3.5 Antenna a dipolo: reattanza di ingresso

Per quel che riguarda la parte reattiva dell'impedenza di ingresso, invece, non é possibile procedere come nella sezione precedente, poiché l'integrazione su una superficie chiusa della densità di potenza non restituisce il contributo della parte immaginaria. Tuttavia, come spiegato in [1], utilizzando il metodo EMF é possibile ottenere la parte immaginaria dell'impedenza di ingresso dell'antenna attraverso la (3.21).

$$X_m = \frac{\eta}{4\pi} \left\{ 2S_i(kl) + \cos(kl)[2S_i(kl) - S_i(2kl)] - \right. \\ \left. - \sin(kl) \left[2C_i(kl) - C_i(2kl) - C_i\left(\frac{2ka^2}{l}\right) \right] \right\} \quad (3.21)$$

Procedendo successivamente come per la R_{rad} , si può calcolare, mediante tale relazione, il valore della reattanza di ingresso dell'antenna dipolare, andando a plottarne l'andamento in funzione del rapporto L/λ . L'ambiente di lavoro utilizzato a tal fine, anche in questo caso, era quello di MATLAB.

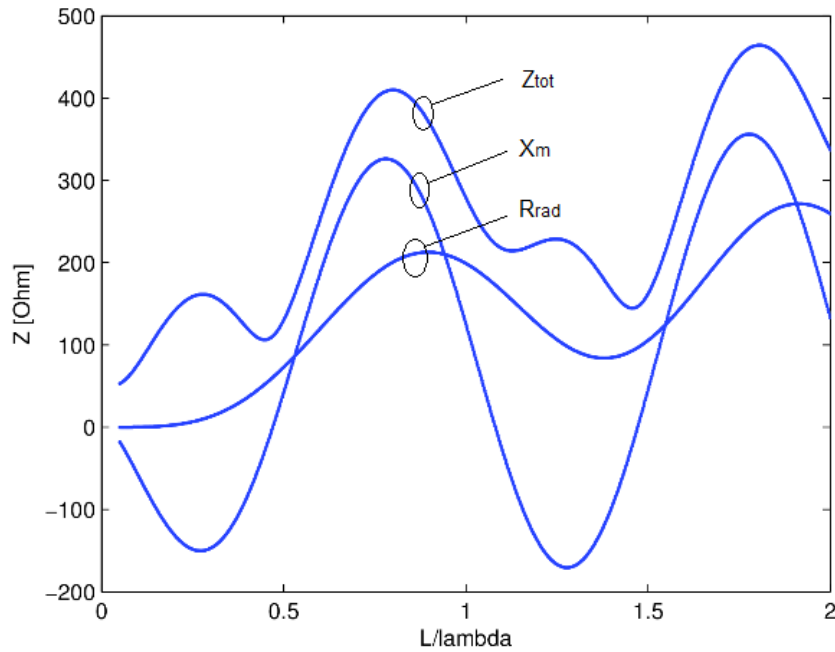


Figura 3.6: Resistenza di radiazione, reattanza d'ingresso ed impedenza totale d'ingresso

Il modulo dell'impedenza totale, vista in ingresso al circuito equivalente dell'antenna, è costituito dalla somma dei moduli di resistenza di radiazione e reattanza; a tali contributi viene aggiunta la resistenza interna del generatore che, nel caso simulato tramite ambiente MATLAB, è stato impostato a 50Ω .

La procedura seguita per questo tipo di stima è stata esattamente la stessa utilizzata per il radiation pattern: mantenendo costanti le caratteristiche del generatore di tensione ($|V| = 12$, $R_G = 50 \Omega$ ed $f = 500 \text{ MHz}$), si sono fatte variare le dimensioni del dipolo in modo da studiarne le peculiarità per diversi valori di L/λ .

3.6 Antenna a dipolo: potenza irradiata

Nelle sezioni precedenti ci si è concentrati sui parametri caratteristici delle antenne quali directivity, radiation pattern, resistenza di radiazione e reattanza.

Ora, invece, l'attenzione viene posta sul livello di energia emesso dall'antenna il quale, per quanto riportato in equazione (3.15), dipende direttamente sia dalla R_{rad} che dal modulo di corrente $|I_0|$ che scorre sul circuito equivalente, quest'ultimo è influenzato a sua volta dal valore dell'impedenza totale di antenna Z_{in} .

Come sarà più chiaro a breve, la situazione di massima potenza irradiata, che in ambito EMC sarebbe da evitare, non avviene né in corrispondenza del massimo valore di R_{rad} né in corrispondenza del massimo valore di I_0 poiché essa è influenzata da entrambe queste variabili.

Se però si procede come avvenuto in sezioni 3.4 e 3.5, attraverso l'ambiente di simulazione MATLAB, è possibile avere una stima di massima del valore di potenza irradiata al variare del rapporto L/λ tra lunghezza del dipolo e lunghezza d'onda.

I risultati ottenuti, sia mediante la formula approssimata sia attraverso la (3.17), sono poi stati rappresentati graficamente in modo da visualizzare rapidamente i casi peggiori, in cui il dipolo emette in maniera più intensa, in modo da evitarli quando si tratta di *compatibilità elettromagnetica*.

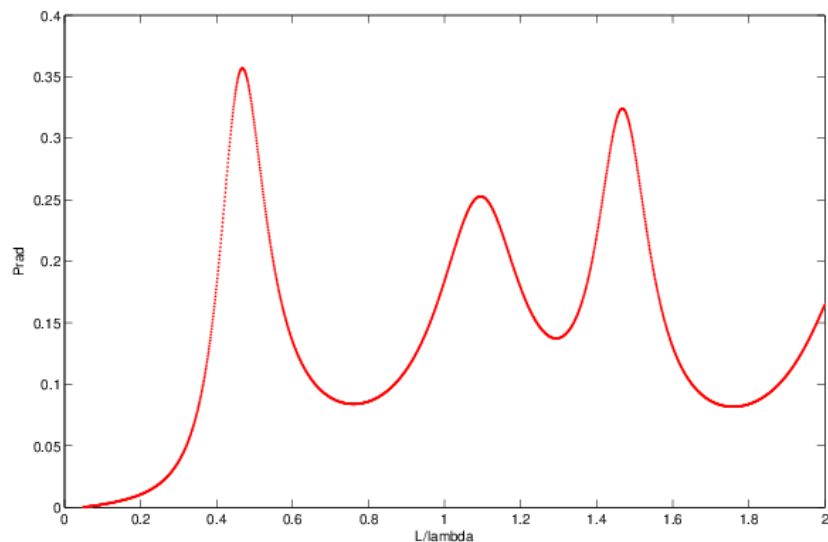


Figura 3.7: Potenza irradiata al variare delle dimensioni del dipolo.

Come evidenziato, la potenza non viene irradiata in egual misura su tutti i valori di L/λ o, in alternativa, un'antenna di lunghezza L irradia in maniera efficiente solo se sollecitata a determinate frequenze. Tutto ciò, è diretta conseguenza della reattanza che, immagazzinando energia, di fatto non la rende disponibile in emissione. Quando la parte reattiva, dipendente dalla frequenza delle grandezze in gioco, diviene piccola in modulo rispetto alla R_{rad} , permette all'antenna a dipolo di irradiare con buona efficienza.

3.7 Antenna a dipolo: funzionamento in risonanza

Tra tutti i possibili *stati* di funzionamento di un'antenna a dipolo, il piú efficiente é quello in *risonanza*, in cui cioé parte capacitiva e parte reattiva si compensano a vicenda, realizzando la condizione di reattanza nulla per il modello a circuito equivalente dell'antenna a dipolo di figura 3.5.

Per un antenna a dipolo, la condizione di risonanza si ha circa per frequenze tali che $L = \lambda/2$; osservando le figure 3.5 e 3.6, in corrispondenza a valori di L/λ prossimi, ma leggermente inferiori, a 0.5 notiamo i seguenti fatti:

- Il grafico della reattanza X_m passa per lo zero, individuando quindi la situazione in cui non vi é alcun accumulo di energia in elementi capacitivi o induttivi.
- Il grafico della resistenza passa ad un valore circa pari a 73Ω , valore tipico del dipolo in risonanza.
- Il grafico dell'impedenza totale d'ingresso é molto prossimo ad un minimo locale, cioé significa che ci sará un picco del modulo di corrente e, di conseguenza, un picco di emissioni.
- La curva relativa a R_{rad} assumerebbe dei valori maggiori di 73Ω , tuttavia in quelle condizioni si ha una potenza irradiata minore del caso in risonanza a causa di: reattanze non nulle, o modulo di impedenza maggiore (quindi modulo di corrente inferiore).

In ambito EMC, il verificarsi di una risonanza é tra le cause piú frequenti di problematiche di emissione e ricezione EM; é infatti sufficiente che anche un singolo tratto conduttivo all'interno di un dispositivo risuoni, per rendere quest'ultimo non conforme alle normative vigenti.

Capitolo 4

Soluzioni EMC

Dopo aver studiato approfonditamente l'antenna a dipolo, e aver capito quanto possano variare le prestazioni della stessa al variare delle condizioni di lavoro, é bene notare come l'obiettivo di chi si occupa di *compatibilità elettromagnetica* sia diametralmente opposto a quello di un antennista.

Nella sezione precedente, si é constatato come un'antenna dipolare filare trasmetta in maniera efficace ed efficiente ogni qualvolta che:

- la reattanza capacitiva e quella induttiva siano uguali ed opposte, rendendo nulla la reattanza d'ingresso;
- tutta l'energia fornita in ingresso al dipolo non sia accumulata in alcun modo: né per effetto induttivo né per effetto capacitivo;
- la resistenza di radiazione R_{rad} sia in modulo molto maggiore rispetto alle resistenze e impedenze associate a perdite per conduzione, o per immagazzinamento di energia.

Dal punto di vista EMC, ovviamente, il verificarsi di una di queste condizioni rappresenta una fonte di problematiche; si rende quindi necessario attuare delle contromisure tali da limitare i livelli di emissioni mediante l'utilizzo di *filtri EMI*. La funzione di tali dispositivi consiste nell'operare una selezione in frequenza al fine di separare i segnali utili dai disturbi; essi sono solitamente composti da componenti o reti di componenti il cui effetto varia con la frequenza di lavoro.

La loro progettazione deve tenere conto dei seguenti fattori:

1. essendo utilizzati sulle linee di segnale, essi sono progettati in condizioni di carico noto e spesso in adattamento di impedenza
2. non sono affetti da fenomeni di polarizzazione, spesso vengono affiancati dall'utilizzo di cavi schermati che ne facilitano il compito

3. nell'attenuazione dei disturbi, i filtri EMI si avvalgono tipicamente di componenti quali condensatori e induttori, la loro applicazione può variare in base alla strategia di filtraggio adottata.
4. devono presentare dimensioni contenute, tali da permetterne l'utilizzo in spazi ristretti (come ad esempio tra i pin di collegamento nelle schede elettroniche).

Giunti a questo punto, le strategie che possono essere seguite per ridurre le problematiche EMC, sono sostanzialmente di due tipi e consistono, rispettivamente, nell'*aumentare l'impedenza serie* e nel *deviare il disturbo* lontano dalle possibili strutture irradianti.

4.1 Innalzamento dell'impedenza serie

La strategia più intuitiva da adottare per limitare l'emissione irradiata da una qualsiasi parte circuitale (assimilabile ad un'antenna a dipolo) consiste nell'aumentare l'impedenza serie nel modello di figura 3.5; tale metodo ha tra i suoi obiettivi quelli di:

1. Limitare, alle frequenze opportune, il modulo di corrente il quale è legato direttamente, mediante la (3.11), al modulo di campo elettrico e quadraticamente, mediante la (3.12), alla potenza irradiata.
2. Creare disadattamento di impedenza tra sorgente e carico (inteso come la R_{rad} di figura 3.5): tale condizione assicura che la potenza fornita al sistema sia trasmessa al carico (i.e la R_{rad}) con scarsa efficienza.
3. Limitare la caduta di tensione su R_{rad} , quadraticamente legata alla potenza su essa dissipata (ovvero la potenza trasmessa, essendo la R_{rad} una modellizzazione equivalente del fenomeno di emissione).

Concettualmente, la situazione in cui ci si trova quando si adotta tale tipo di strategia, può essere rappresentata come in figura 4.1.

Alle frequenze del segnale utile, il filtro deve apparire come un'impedenza serie di valore Z_F trascurabile rispetto ai valori di Z_G e Z_L : in questo modo, la tensione utile che giunge al carico è circa identica a quella che si avrebbe in assenza del filtro:

$$V_L = E_G \cdot \frac{Z_L}{Z_L + Z_G + Z_F} \cong E_G \cdot \frac{Z_G}{Z_L + Z_G} \quad (4.1)$$

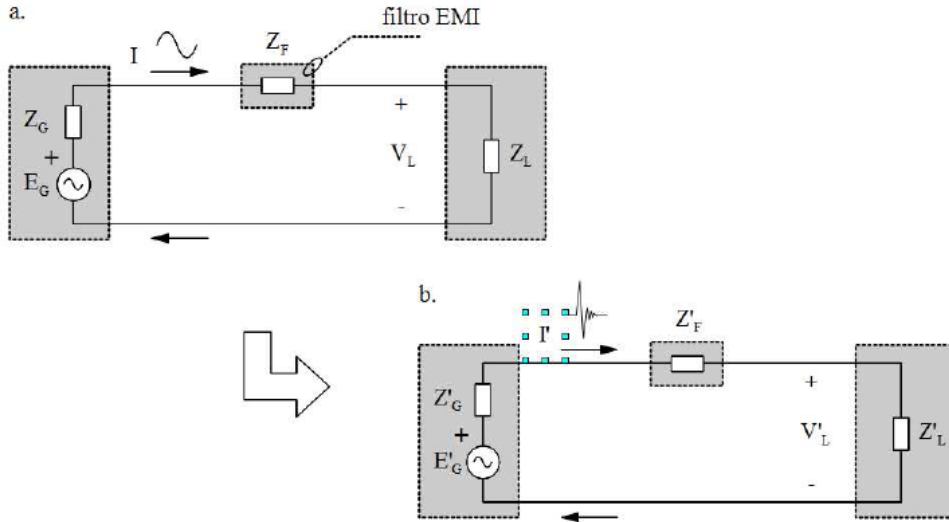


Figura 4.1: Prima strategia di filtraggio EMI: innalzamento dell'impedenza serie. Comportamento: a) alle frequenze del segnale utile, b) alle frequenze del disturbo.

Alle frequenze del disturbo, invece, il filtro dovrebbe avere un'impedenza serie di valore Z'_F tale da limitare la corrente I' di disturbo e, di conseguenza, anche la nuova tensione V'_L in corrispondenza del carico; a tale scopo è necessario che alle frequenze tipiche del disturbo tale impedenza serie assuma valori grandi rispetto a R_{rad} ed R_G ; se ciò è verificato, è possibile descrivere il tutto con le seguenti approssimazioni:

$$V'_L = E'_G \cdot \frac{Z'_L}{Z'_L + Z'_G + Z'_F} \cong E'_G \cdot \frac{Z'_L}{Z'_F} \cong 0 \quad (4.2)$$

$$I' = \frac{E'_G}{Z'_L + Z'_G + Z'_F} \cong \frac{E'_G}{Z'_F} \cong 0 \quad (4.3)$$

Per attuare tale tipo di filtraggio, una soluzione molto adottata consiste nell'utilizzare nuclei di ferrite o induttori, le cui caratteristiche consentono di operare un filtraggio selettivo alle frequenze a cui si generano livelli di campo emesso troppo alti.

Osservazione

Dal punto di vista del progettista EMC, poiché il suo obiettivo è quello di ridurre i disturbi irradiati, il problema di separare il segnale utile dal segnale disturbante non sussisterà; l'attività principale consisterà invece nell'analizzare le frequenze delle correnti in gioco, in modo da capire quali tra esse manderanno in risonanza determinate parti della scheda elettronica e, quindi, ridurle.

4.2 Filtraggio mediante impedenza serie: teoria

Per realizzare l'innalzamento dell'impedenza serie, al fine di ridurre le emissioni del dipolo, è necessario ricorrere a elementi passivi che siano però selettivi in frequenza; tra le soluzioni più comunemente utilizzate vi è sicuramente l'uso di induttori o delle ferriti.

Da un punto di vista ideale l'impedenza Z_F dell'induttore si presenta nel modo schematizzato in figura 4.2 ed espresso da $Z_F = j\omega L = j2\pi f \cdot L$.

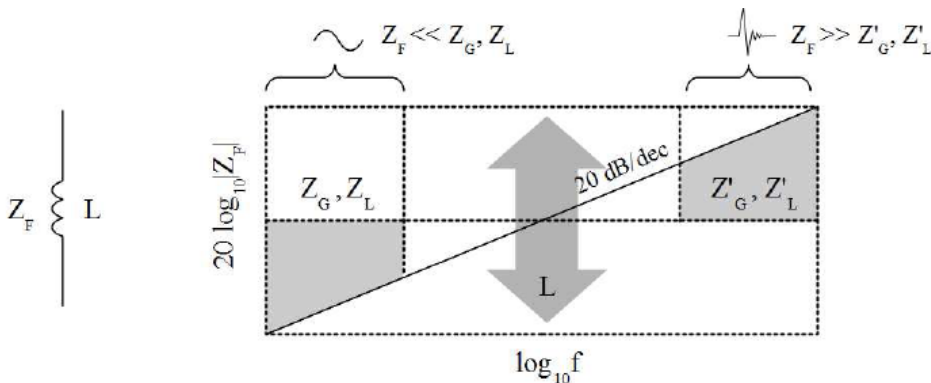


Figura 4.2: Impedenza Z_F di un induttore ideale senza effetti parassiti.

Come visualizzato, l'andamento in frequenza di Z_F è direttamente proporzionale alla pulsazione angolare di lavoro, crescente con andamento di 20 dB/dec ; in essa sono inoltre riportati i valori di Z_G, Z_L, Z'_G e Z'_L ; la scelta del valore di L consente inoltre di fissare la posizione della retta a pendenza 20 dB/dec .

Tuttavia, l'induttore risente degli effetti di alcuni fenomeni parassiti indesiderati, che modificano il comportamento in frequenza dell'impedenza la quale assume l'andamento schematizzato in figura 4.3. Nello schema, R_S è la resistenza serie dell'induttore, tipicamente dovuta agli avvolgimenti e ai reofori del componente stesso, mentre C_P è la capacità parassita parallela, tipicamente causata dall'effetto capacitivo tra gli avvolgimenti.

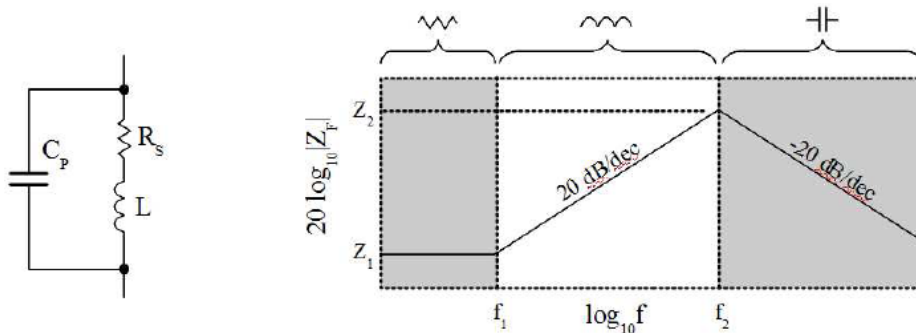


Figura 4.3: Impedenza Z_F di un induttore reale.

Se ora ci si concentra sul modello appena proposto, il calcolo dell'impedenza che una corrente incontra risulta essere piuttosto semplice e si perviene alle seguenti espressioni:

$$Z_F = Z(j\omega) = R_S \cdot \frac{1 + j\omega\left(\frac{L}{R_S}\right)}{1 + j\omega \cdot R_S C_P - \omega^2 \cdot C_P L} \quad (4.4)$$

$$Z_F = Z(f) = R_S \cdot \frac{1 + j\frac{f}{f_1}}{1 + j2\pi f \cdot R_S C_P - \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}$$

dove f_1 è la prima frequenza di taglio, mentre f_2 è la frequenza a cui l'induttanza risuona con la capacità in parallelo.

Il passaggio dalla prima alla seconda espressione ed il calcolo delle due frequenze appena evidenziate si svolge imponendo $f = \omega/2\pi$ ed ottenendo quindi:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \frac{R_S}{L} \quad (4.5)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L C_P}} \quad (4.6)$$

Dal diagramma di figura 4.3 e dalle espressioni ottenute è possibile descrivere il comportamento dell'induttore reale in tre modi:

1. In bassa frequenza, per valori di $f \ll f_1$, a dominare è l'effetto resistivo e $Z \cong R_S$
2. Per frequenze $f_1 < f < f_2$, il comportamento risulta essere prevalentemente induttivo e $Z \propto j\omega L$

3. Alla frequenza di risonanza f_2 , il modulo di Z_F assume il valore di:

$$Z_F = Q \cdot \sqrt{\frac{L}{C_P}} \quad (4.7)$$

dove Q é il cosiddetto *fattore di merito* dell'induttore, di valore pari:

$$Q = \frac{1}{R_S} \sqrt{\frac{L}{C_P}} \quad (4.8)$$

4. Per frequenze $f \gg f_2$, invece, predomina l'effetto capacitivo che tende a cortocircuitare il ramo parallelo e $Z \propto \frac{1}{j\omega C_P}$

La funzione di innalzamento di impedenza, per diretta conseguenza, risulta essere eseguita efficacemente solo in una ristretta banda compresa, generalmente, in un intorno di f_2 e la cui larghezza dipende dal valore minimo Z_{min} che si ritiene sufficiente per lo scopo; per essere sicuri di operare una buona azione di filtraggio, bisognerebbe scegliere l'induttore o la ferrite in modo tale da evitare la situazione di figura 4.4 a) e, viceversa, da rispettare qualitativamente la situazione di figura 4.4 b).

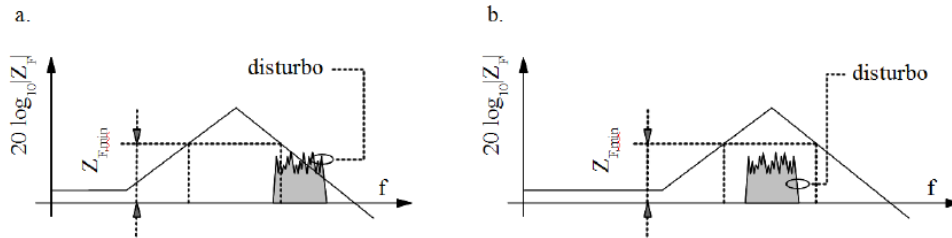


Figura 4.4: Esempio di scelta di un induttore al fine di innalzare l'impedenza serie: a) scelta inadeguata, b) scelta adeguata.

Una menzione va fatta anche per quel che riguarda la condizione di risonanza: al variare del *fattore di merito* Q , infatti, viene influenzata l'altezza del picco di risonanza, cosí come la larghezza di esso. Si osserva che ad un aumento di Q corrisponde una risonanza sempre piú marcata, con un picco tanto piú alto e stretto: da un punto di vista EMI, tale comportamento é sicuramente vantaggioso poiché contribuisce ad innalzare notevolmente l'impedenza serie Z_F alle frequenze di disturbo. Per bassi valori di Q , invece, la curva si appiattisce in corrispondenza di f_r , divenendo quasi costante in un intorno di essa; in casi come questi, su quel campo di frequenze, il componente si comporta come una pura resistenza, di valori generalmente abbastanza

elevati.

Un comportamento analogo si ha anche utilizzando le ferriti: il modello elettrico equivalente per tale tipologia di componente risulta essere molto simile a quello dell'induttore comprensivo degli effetti parassiti; la trattazione appena svolta per quest'ultimo, con tutte le conclusioni che ne sono state tratte, é quindi valido anche per le ferriti.

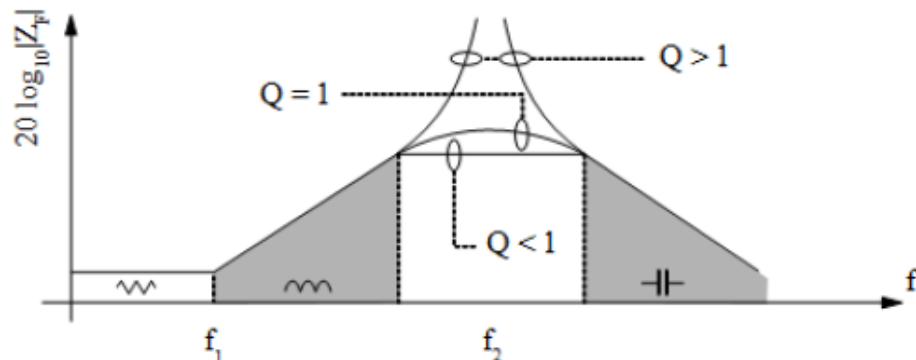


Figura 4.5: Modulo di Z_F in corrispondenza della risonanza e al variare del fattore Q .

Osservazioni

Da quanto emerso in questo capitolo, sembrerebbe che sia sufficiente applicare una ferrite o un induttore che assicuri una buona impedenza alle frequenze di interesse, per risolvere i problemi legati alle emissioni elettromagnetiche verso l'esterno; tuttavia, la scelta del componente da applicare non deve essere eseguita meccanicamente, sulla base delle sole considerazioni relative al modulo di impedenza introdotta mediante esso: se per esempio, in un determinato range di frequenza, il componente opera nella propria regione "induttiva", l'utilizzo di esso avrà effetto non solo sul modulo di impedenza complessivo del sistema *antenna+filtro*, ma modificherá anche la frequenza a cui avviene la risonanza di quest'ultimo: questa condizione, infatti, avviene in corrispondenza di quelle frequenze a cui l'impedenza di natura reattiva si annulla, se però alla reattanza "intrinseca" si aggiunge una reattanza esterna dipendente dalla frequenza di lavoro, appare scontato che l'uguaglianza a zero avvenga per valori di f diversi.

4.3 Filtraggio mediante ferrite in serie: simulazioni

Appurato che l'azione di innalzamento dell'impedenza serie, come soluzione a problematiche EMC, può essere perseguita mediante una determinata tipologia di componenti quali induttori e nuclei di ferrite, sono state svolte alcune simulazioni relative a quest'ultime, attraverso ambiente di lavoro MATLAB, con il fine di avere un'idea di massima sull'efficacia di tali soluzioni e sugli effetti che può comportare la scelta di un componente piuttosto che di un altro.

4.3.1 Modelli simulativi utilizzati

La prima fase, precedente rispetto alla parte puramente simulativa, consisteva nella ricerca di un modello che fosse in grado, seppur con qualche approssimazione, di rappresentare il comportamento reale che un componente come la ferrite può avere.

Si è reso quindi necessario analizzare alcuni cataloghi, disponibili in rete, con il fine di trovare una curva di impedenza da poter utilizzare come riferimento per il modello implementato: in particolare si è fatto riferimento al nucleo di ferrite in catalogo [8], caratterizzato da un'impedenza di circa 150Ω alla frequenza di 100 MHz.

Per il modello elettrico equivalente utilizzato, con tutte le limitazioni che esso comporta, è stato preso da riferimento quello riportato in [3], composto dal parallelo di una resistenza R_b , di una capacità C_b e di un'induttanza L_b e visualizzato in figura 4.6

La determinazione dei valori di tali parametri, è stata guidata dall'esigenza di ottenere valori che fossero sufficientemente realistici (con riferimento a quanto riportato nel data sheet contenuto nel catalogo [8]); a tal fine, nel modello di ferrite risonante a 100 MHz, si sono impostati i seguenti valori per i parametri concentrati precedentemente introdotti:

- $R_b = 1 \Omega$;
- $C_b = 3.185 \text{ nF}$
- $L_b = 0.7953 \text{ nH}$

Per aggiustare il modulo si è dovuto ricorrere ad un guadagno $K = 120$ a numeratore, che consentisse di alzare la curva fino a valori sufficientemente prossimi a quelli del catalogo¹.

In un secondo momento, per poter variare la f_r del filtro ma senza modificare il valore di Q , sono stati "aggiustati" i soli valori dei parametri C_b ed

¹Non era invece possibile agire aumentando il modulo di R_b poiché una tale modifica avrebbe portato a valori di Q molto elevati e poco realistici

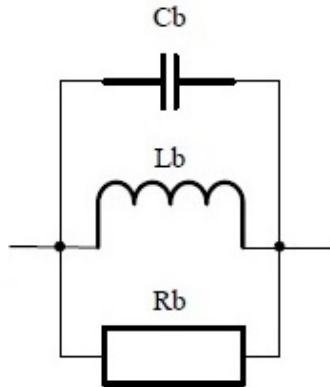


Figura 4.6: Modello elettrico equivalente per la ferrite.

L_b , in modo che da un caso all'altro avvenisse una semplice traslazione in frequenza, senza alcun cambiamento ulteriore nella risposta in frequenza dei sistemi simulati: lo scopo era di capire come, qualora fosse possibile variare la frequenza centrale della ferrite, vengano modificati gli effetti di quest'ultima sui livelli di emissioni.

Per ottenere una visione piú globale del comportamento delle ferriti, si é implementato anche un modello che consentisse di trattare il caso di filtro ad alta selettivit ² caratterizzato da un valore di $Q \gg 1$. Il circuito elettrico equivalente su cui ci si é basati per la costruzione del modello MATLAB era molto diverso rispetto a quello appena introdotto: esso infatti era molto piú simile al modello di induttore riportato precedentemente in figura 4.3, con la differenza che il picco di impedenza era molto piú marcato.

Anche in questo caso, la determinazione dei parametri concentrati é stata condotta con il fine di ottenere impedenze realistiche, anche se una ferrite con un fattore di merito Q cos  alto é molto difficile da trovare. Nel momento in cui si é imposta, come condizione, $f_r = 100$ MHz, i valori ottenuti per i parametri concentrati del modello sono stati i seguenti:

²La **selettivit ** di un filtro indica la propensione del medesimo ad attenuare frequenze su intervalli molto ristretti; esso é strettamente legato al fattore di merito Q del filtro, all'aumentare di esso, infatti, il picco é sempre piú marcato e stretto; al diminuire di Q , invece, il picco si smussa via via allargandosi.

- $R_s = 10 \ \Omega$
- $C_p = 7.9578 \ \text{pF}$
- $L_s = 318.31 \ \text{nH}$

In questo caso, non é stato necessario aggiustare il tutto mediante guadagno K a numeratore; quando poi si sono simulate ferriti risonanti ad f_r diverse, é stato sufficiente moltiplicare sia C_p che L_s per un ugual fattore: in questo modo non si andava a modificare il valore di Q^3 .

Per confronto, i diagrammi di Bode dei due componenti simulati, appaiono come in figura 4.7: l'utilizzo di una ferrite con alto Q consente di ottenere impedenze molto piú alte in prossimitá di f_r , ma su un range frequenziale molto stretto.

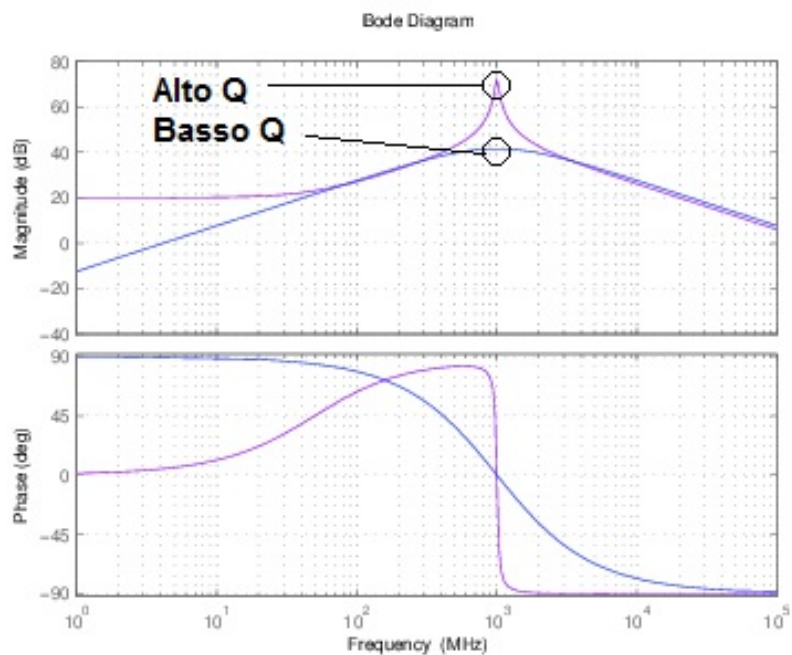


Figura 4.7: Diagrammi di Bode delle ferriti simulate mediante i due modelli: a) basso Q , b) alto Q .

³Per questo modello, infatti, il fattore di merito é dato da $Q = \frac{1}{R_s} \cdot \sqrt{\frac{L_s}{C_p}}$

4.3.2 Utilizzo di ferriti ad alto coefficiente Q

Le prime simulazioni condotte riguardavano il comportamento che contraddistingue l'antenna a dipolo qualora si applichi una ferrite ad alto Q come filtro EMI. Il modello utilizzato per descrivere il dipolo simulato é esattamente lo stesso che é stato introdotto nei capitoli precedenti: le dimensioni dell'antenna erano tali da farla risuonare a 500 MHz, la resistenza intrinseca del generatore di tensione (fittizio) era di 50 Ω , il modulo della tensione sinusoidale da esso applicata era 12 V, mentre per i valori di R_{rad} ed X_m , si sono utilizzati i risultati ottenuti precedentemente, nel range frequenziale compreso tra 0 e 2 GHz.

Per quel che riguarda la ferrite simulata, partendo dal modello risonante a 100 MHz, lo si é fatto traslare fino ad ottenere tre modelli del tutto identici ad esso, con f_r rispettivamente pari a 750 MHz, 1 GHz e 1.25 GHz. Il caso relativo ad $f_r = 500$ MHz (condizione di filtro esattamente sintonizzato⁴ con il dipolo), é stato invece trattato successivamente. Le risposte in frequenza dei tre filtri appena descritti sono riportate di seguito in figura 4.8: l'effetto che ci si aspetta é una pesante riduzione delle emissioni sulla stretta banda localizzata proprio attorno alla f_r che fa assomigliare tali ferriti a dei veri e propri *filtri notch*, ed uno spostamento in frequenza dei picchi di risonanza del sistema legato alla distanza tra f_{dipolo} ed $f_{ferrite}$.

Il concetto fondamentale di questa fase era cercare di capire quanto possa cambiare l'effetto di una ferrite man mano che la sua f_r si allontani da quella dell'antenna analizzata, in modo da ricavare alcune indicazioni utili che possano "guidare" la scelta di tali dispositivi qualora ci si trovi ad affrontare problematiche EMC di questo tipo.

I risultati ottenuti, relativi al modulo di potenza irradiata ad una distanza $r = 10$ m dalla sorgente di disturbo, sono riportati in figura 4.9.

⁴Con il termine **sintonizzazione**, in questa trattazione, si intenderá indicare la frequenza a cui il filtro risuona producendo il massimo effetto di innalzamento dell'impedenza serie; il termine andrà quindi inteso sempre in senso lato, con tale accezione.

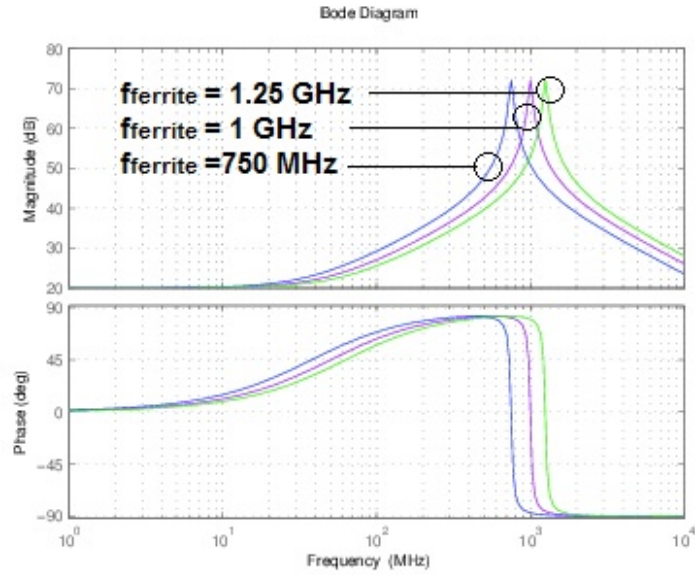


Figura 4.8: Grafici di Bode dell'impedenza simulata della ferrite al variare della frequenza di risonanza.

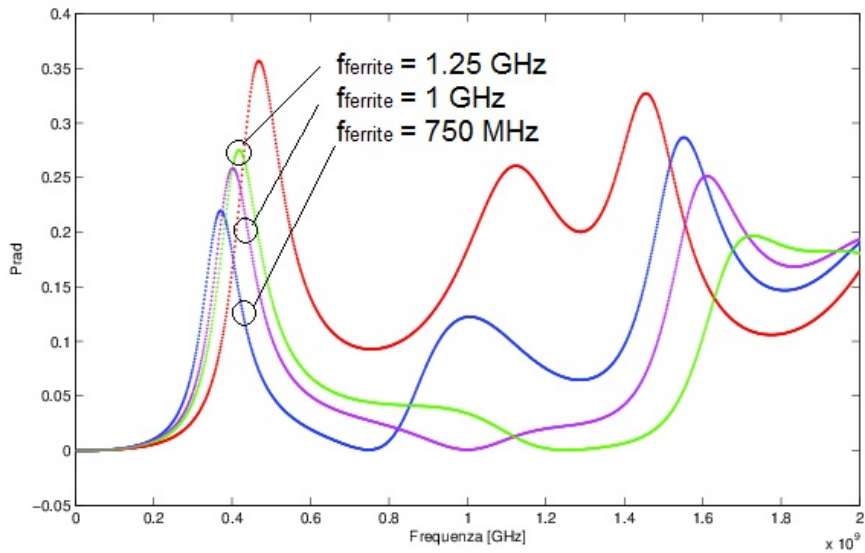


Figura 4.9: Potenza irradiata senza alcun accorgimento EMC e con filtro sintonizzato a 750 MHz, a 1 GHz e a 1.25 GHz.

Per quel che riguarda il campo elettrico emesso in direzione $\theta = \pi/2$ (si veda a tal proposito quanto riportato in sezione 3.2 a pagina 33), i risultati ottenuti con induttori molto selettivi, ma sintonizzati a frequenze piú alte rispetto a quelle effettive di lavoro, sono di seguito riportati in figura 4.10.

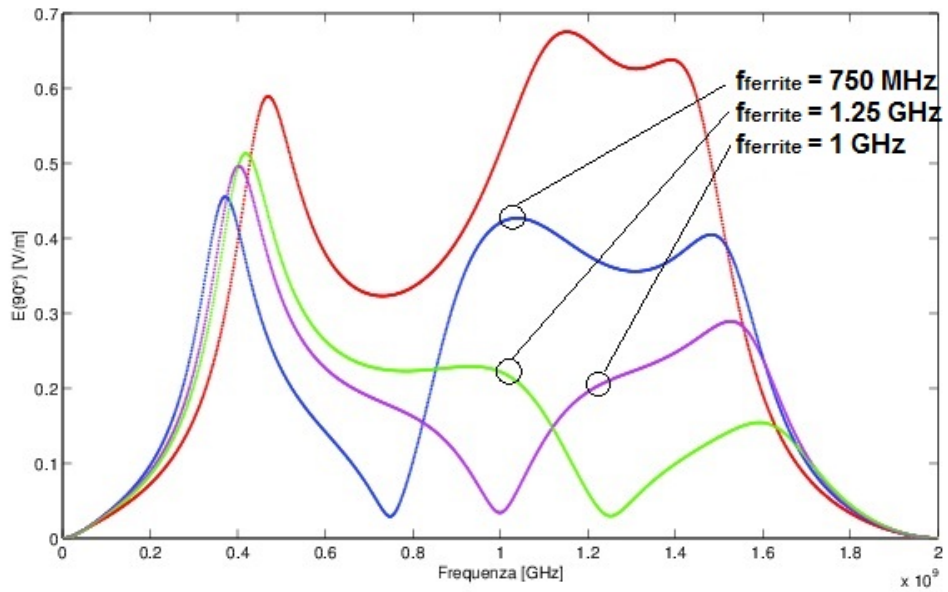


Figura 4.10: Campo elettrico emesso senza alcun accorgimento EMC e con filtro sintonizzato a 750 MHz, a 1 GHz e a 1.25 GHz.

In un secondo momento, sono state simulate le medesime grandezze, ma con filtri le cui risonanze erano spostate a frequenze piú basse rispetto alla pulsazione a cui il dipolo emette in maniera piú efficiente. Il metodo utilizzato é stato esattamente il medesimo: prima sono state modellate le funzioni di trasferimento dei componenti filtranti, poi sono state calcolate le impedenze del nuovo sistema al variare delle frequenze di utilizzo, ed infine i valori di campo elettrico e potenza irradiata ad una distanza $r = 10\text{ m}$ dall'elemento irradiante. I casi analizzati in questa fase prevedevano di utilizzare lo stesso dipolo introdotto ad inizio sezione, ma con picchi di impedenza delle ferriti rispettivamente a 100 MHz, 250 MHz e 500 MHz (la quale era esattamente la frequenza di risonanza dell'elemento irradiante). Dai diagrammi di Bode dell'impedenza serie introdotta dai filtri, riportati successivamente in figura 4.11, si nota ancora una volta l'altezza del picco che denota alta selettività di quest'ultimi.

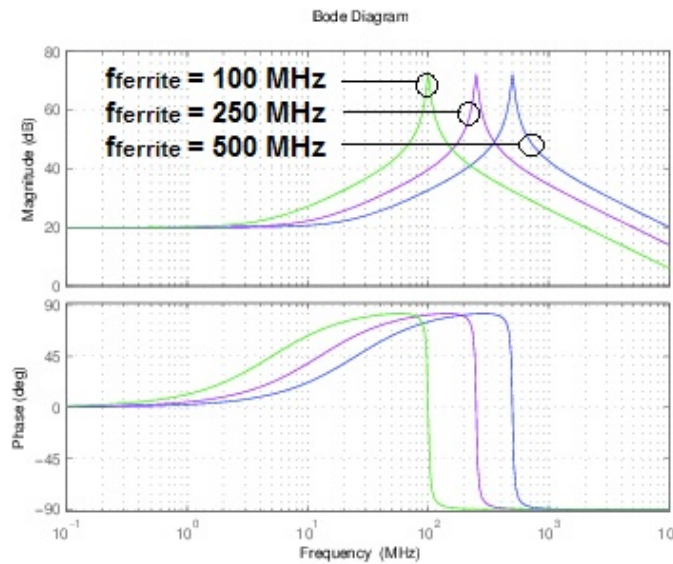


Figura 4.11: Grafici di Bode dell'impedenza simulata della ferrite al variare della frequenza di risonanza, con $f_{ferrite} < f_r$.

Vista l'alta propensione delle ferriti ad innalzare l'impedenza serie su uno stretto range di frequenze, ci si aspettava una buona azione di filtraggio in prossimitá delle f_r delle medesime, con prestazioni piú scadenti, però, allontanandosi da essa. La sovrapposizione dei risultati simulativi aveva, anche in questo caso, lo scopo di chiarire gli effetti ottenuti al variare della distanza tra picco di impedenza (della ferrite) e picco di emissione (del dipolo) sia in termini di riduzione delle emissioni, che in termini di spostamento delle risonanza del sistema.

I grafici ottenuti in questa fase sono riportati, rispettivamente, in figura 4.12 per la potenza irradiata e figura 4.13 per il modulo di campo elettrico in direzione $\theta = \pi/2$ (si veda a tal proposito quanto esposto in sezione 3.2 a pagina 33).

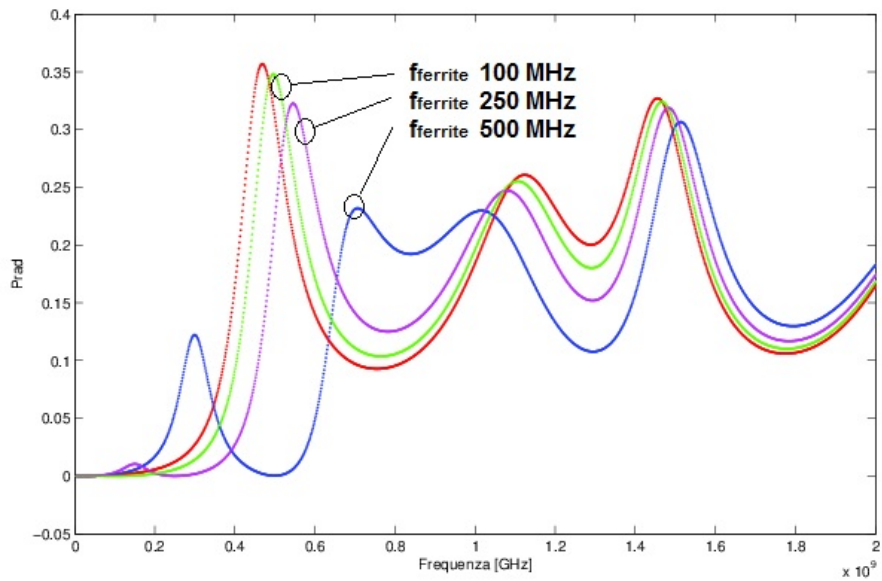


Figura 4.12: Potenza irradiata senza alcun accorgimento EMC e con filtro sintonizzato a 100 MHz, 250 MHz e 500 MHz.

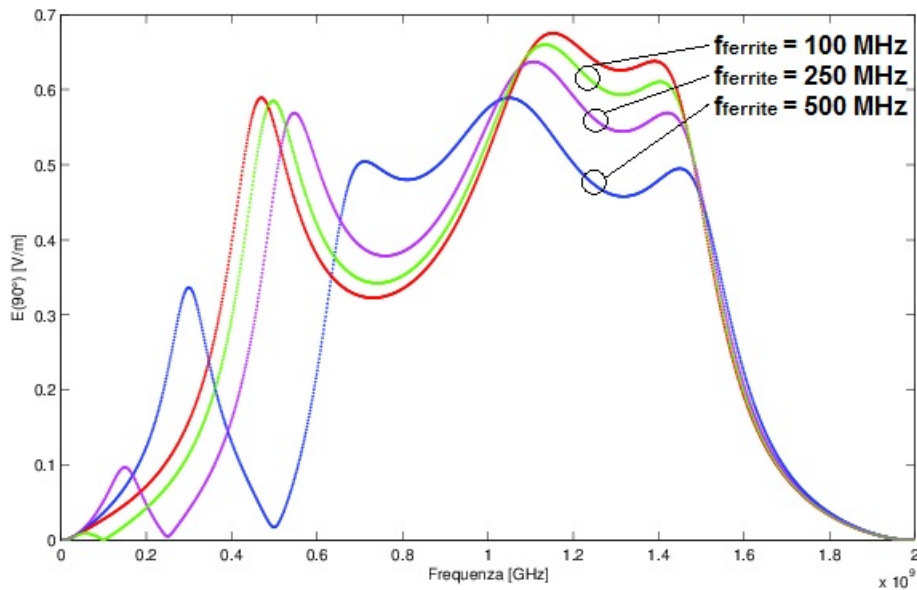


Figura 4.13: Campo elettrico emesso a $\theta = 90$ senza alcun accorgimento EMC e con filtro sintonizzato a 100 MHz, 250 MHz a 500 MHz.

Osservazioni

É già possibile ricavare alcune utili indicazioni relative all'utilizzo di induttori molto selettivi in frequenza:

- L'effetto principale di tale tipo di componenti consiste nell'eliminazione del contributo di campo elettromagnetico associato ad una particolare frequenza (coincidente con la f_r del filtro) e nello spostamento in frequenza dei picchi di emissione secondari di una quantità direttamente legata alla frequenza di "sintonizzazione" del filtro utilizzato.
- Se il componente filtrante é progettato per risuonare a frequenze qualitativamente molto piccole rispetto a quelle dell'antenna, la sua efficacia svanisce e la situazione resta pressoché inalterata: la frequenza a cui avviene la prima risonanza viene leggermente spostata, le altre invece rimangono pressoché uguali al caso senza alcun accorgimento EMC.
- Se la ferrite, invece, risuona a frequenze maggiori, si assiste mediamente ad una diminuzione delle emissioni oltre ad una lieve diminuzione della pulsazione a cui il dipolo emette con efficienza, anche se non si ha un'eliminazione completa della stessa. La terza risonanza del dipolo, invece, si sposta sempre piú verso le alte frequenze all'aumentare di quella del filtro stesso.

- Sintonizzare perfettamente filtro e dipolo contribuisce ad eliminare il caso peggiore in termini di emissioni, ma avvicina tra loro il secondo ed il terzo picco, causando il rischio di aumentare il campo emesso per frequenze intermedie⁵.

4.3.3 Utilizzo di ferriti a basso coefficiente Q

Una soluzione piú realistica rispetto ai filtri con alto fattore di merito, é rappresentata dalla ferriti a bassa selettività; la caratteristica che le contraddistingue rispetto a quelle introdotte nel precedente paragrafo risiede nel picco di risonanza: molto piú smussato e distribuito su un range piú ampio di frequenze, permette di innalzare l'impedenza del circuito elettrico equivalente in maniera uguale e, teoricamente, senza spostare in maniera troppo pesante le pulsazioni a cui avvengono le risonanze. In corrispondenza della sua f_r , l'impedenza vista ai capi del filtro é totalmente assimilabile ad una resistenza con valori che possono essere pari anche a qualche centinaio di Ohm; in prossimitá del primo picco si puó quindi ridurre efficacemente l'entitá dei disturbi emessi da un antenna a dipolo (per la quale si ha che $R_{rad} = 73 \Omega$ quando risuona).

Tuttavia, se si desidera ridurre drasticamente (se non addirittura eliminare totalmente) una determinata componente spettrale, tale soluzione é forse meno efficace rispetto al filtro con alto coefficiente Q anche se, in quel caso, é necessario agire con attenzione, per non rischiare di sollecitare risonanze secondarie introdotte proprio dal filtro EMI utilizzato.

Per quel che riguarda l'aspetto simulativo, ci si é riferiti al modello elettrico equivalente (proposto in [3]), per la ferrite, leggermente diverso rispetto a prima e che ha consentito di distinguere bene i tre comportamenti *resistivo/induttivo/capacitivo* del componente nei vari range frequenziali.

Il modello introdotto al paragrafo 4.3.1 a pagina 52 si riferiva ad un nucleo di ferrite risonante a 100 MHz; per i casi qui analizzati si é reso necessario modificare i valori di C_b ed L_b al fine di spostare proprio il picco ed ottenere quindi le indicazioni cercate sugli effetti di una buona sintonizzazione del componente filtrante. Il fattore di merito era $Q = 2$ mentre le f_r hanno assunto, di volta in volta, i seguenti valori: 500 MHz, 750 MHz, 1 GHz e 1.5 GHz, dando vita ai diagrammi di figura 4.14 relativi all'impedenza introdotta.

⁵La condizione affinché ciò avvenga prevede che alcune correnti circolanti nel sistema siano esattamente ad una delle frequenze tali per cui il sistema *antenna+filtro* emetta in maniera maggiore della sola *antenna*.

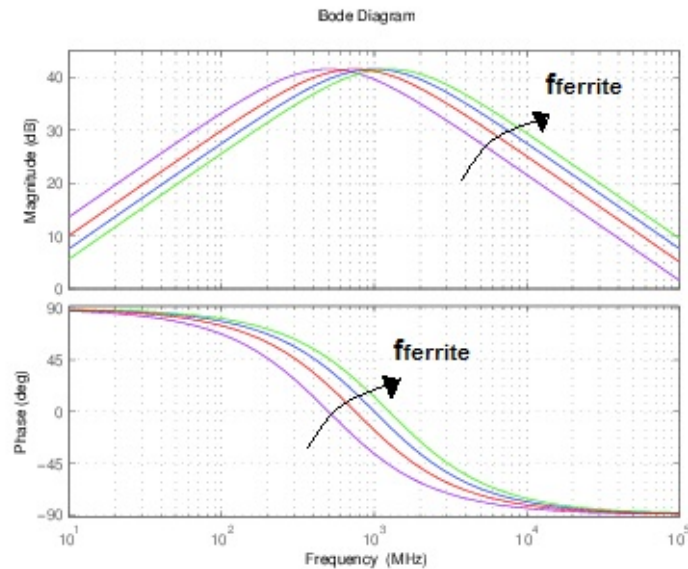


Figura 4.14: Grafici di Bode dell'impedenza simulata della ferrite al crescere della frequenza di risonanza $f_{ferrite}$, rispettivamente a 500 MHz, 750 MHz, 1 GHz ed 1.25 GHz.

Osservazioni

Dalla figura 4.14, é già possibile intuire quelli che dovrebbero essere gli effetti portati dalla ferrite su potenza irradiata ed intensità di campo elettrico nella condizione di antenna a dipolo "filtrata" mediante utilizzo di tale componente:

1. Il fattore di merito Q del filtro, avendo valore poco maggiore di 1, consente di avere comportamento resistivo, da parte di esso, su un range di frequenze ben più esteso rispetto al caso precedente.
2. I contributi frequenziali di campo emesso, associati a pulsazioni prossime a quella di risonanza del filtro, saranno attenuati tutti con efficacia poiché non si ha un decadimento marcato del modulo di impedenza.
3. Mediamente, nello steso range frequenziale analizzato al paragrafo precedente, la funzione di innalzamento di impedenza serie sarà svolta con maggior efficacia, portando quindi ad una buona riduzione dei livelli di emissione verso l'ambiente esterno.
4. L'utilizzo di tale contromisura EMC, se ben "*sintonizzata*" rispetto alle condizioni di lavoro, dovrebbe influire in maniera meno evidente sulle risonanze del sistema: ancora una volta le pulsazioni a cui la

parte reattiva del modello equivalente per l'antenna in esame si annullerà, saranno diverse rispetto al semplice dipolo non filtrato. Tuttavia, nei pressi del picco di impedenza del filtro (dove a dominare è la parte resistiva del medesimo) tali modifiche saranno poco evidenti (come intuibile dai diagrammi riportati in figura 4.15 b)) sia con ferriti risonanti a frequenze più basse che a frequenze più alte rispetto al semplice dipolo.

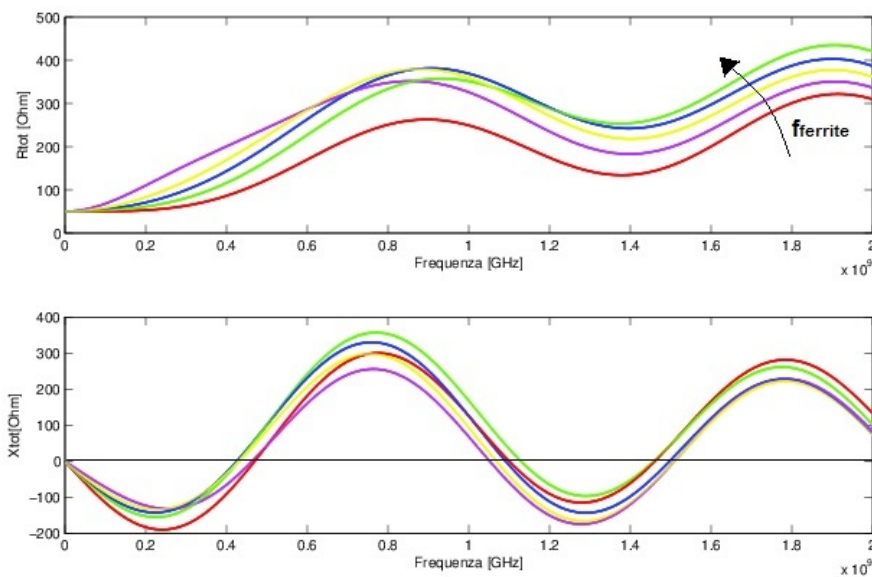


Figura 4.15: a) Resistenza totale ai capi del dipolo al variare della frequenza di sintonizzazione del filtro EMI utilizzato. b) Impedenza totale ai capi del dipolo al variare della frequenza di sintonizzazione del filtro EMI utilizzato.

Ciò che interessa maggiormente, sono le intersezioni delle curve presenti in figura 4.15 b) con l'asse delle ascisse: l'utilizzo di filtri poco selettivi influisce sicuramente sui valori delle pulsazioni alle quali tali intersezioni avvengono, anche se in maniera meno evidente rispetto a prima, rispettando quanto ci si poteva aspettare dai ragionamenti fatti in precedenza; inoltre, il fatto di avere curve di resistenza (figura 4.15 a)) sempre maggiori rispetto a quelle del dipolo sprovvisto di qualsiasi tipo di filtro, evidenzia come il componente contribuisca nel limitare il modulo di corrente e quindi anche le emissioni, come sarà più chiaro a breve.

Concentrandosi sui livelli di potenza irradiata, i risultati simulativi sono riportati in figura 4.16, da cui nuovamente si evince l'efficacia di tale soluzione EMC nel ridurre gli effetti provocati dall'antenna a dipolo nello spazio ad essa circostante.

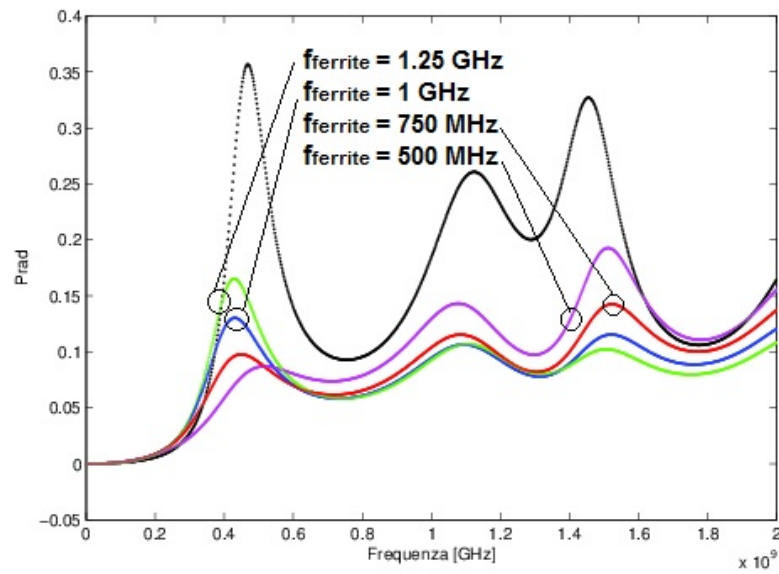


Figura 4.16: Potenza irradiata senza alcun accorgimento EMC e con filtro sintonizzato, rispettivamente, a 500 MHz, 750 MHz, 1 GHz e 1.25 GHz.

La situazione relativa al modulo di campo elettrico al variare della frequenza di lavoro è invece riportata in figura 4.17.

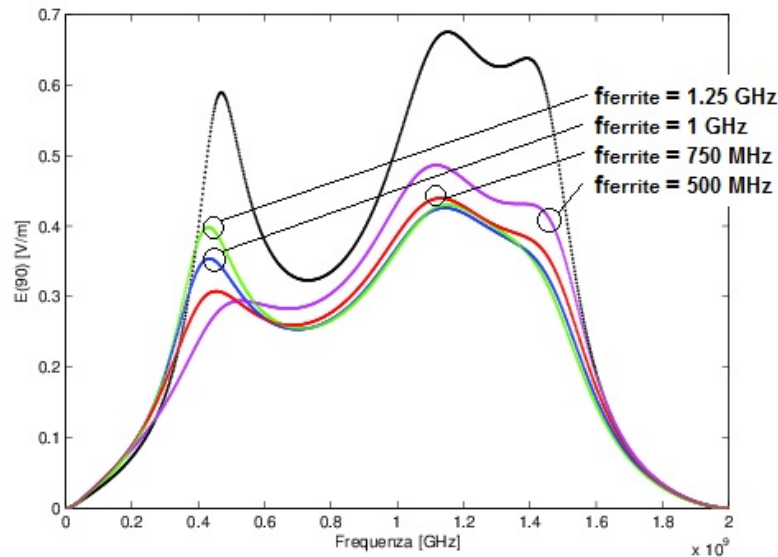


Figura 4.17: Campo elettrico emesso senza alcun accorgimento EMC e con filtro sintonizzato,rispettivamente, a 500 MHz, a 750 MHz, a 1 GHz e 1.25 GHz.

Osservazioni

Dai risultati appena esposti, si possono dedurre le seguenti peculiarità per gli induttori a basso coefficiente Q , descritti dal modello qui utilizzato per realizzare le simulazioni (riportato in precedenza in figura 4.7):

- L'azione di innalzamento dell'impedenza serie è efficace nel ridurre la potenza ed il campo elettromagnetico irradiati dal dipolo su un largo range di frequenze.
- A causa del basso valore di Q , il picco di risonanza del filtro assume valori finiti; di conseguenza non sarà mai possibile eliminare del tutto il contributo legato ad una particolare frequenza.
- Rispetto alla situazione descritta in sezione 4.3.2, in questo caso non si verifica l'insorgenza di nuove risonanze a frequenze intermedie; il livello di potenza e campo irradiato è inferiore, su tutto lo spettro analizzato, rispetto al dipolo sprovvisto di qualsiasi soluzione EMC.

- Lo spostamento delle risonanze "naturali" del dipolo é meno drastico rispetto a quanto descritto in merito agli induttori con alta selettività.
- L'azione di un particolare filtro rispetto agli altri é tanto piú efficiente quanto piú ci si avvicina alle pulsazioni a cui esso risuona: osservando le figure, si nota come le curve si intersechino in almeno un punto, formando quindi range frequenziali in cui il minimo contributo di campo emesso é ottenuto con una particolare ferrite (esattamente quella che risuona nelle piú immediate vicinanze in termini frequenziali).

Anche per gli induttori a basso Q , ci si é poi concentrati sull'effetto di questi ultimi qualora la risonanza si abbia a frequenze qualitativamente molto piú piccole di quella del dipolo analizzato. Inizialmente sono state analizzate le frequenze alle quali la reattanza del *dipolo filtrato* si annulla e alle quali, quindi, ci si aspetta un picco di emissioni: le caratteristiche frequenziali dei filtri simulati durante tale fase erano le seguenti: $Q \cong 2$, f_r rispettivamente a 100 MHz, 200 MHz, 300 MHz e 500 MHz.

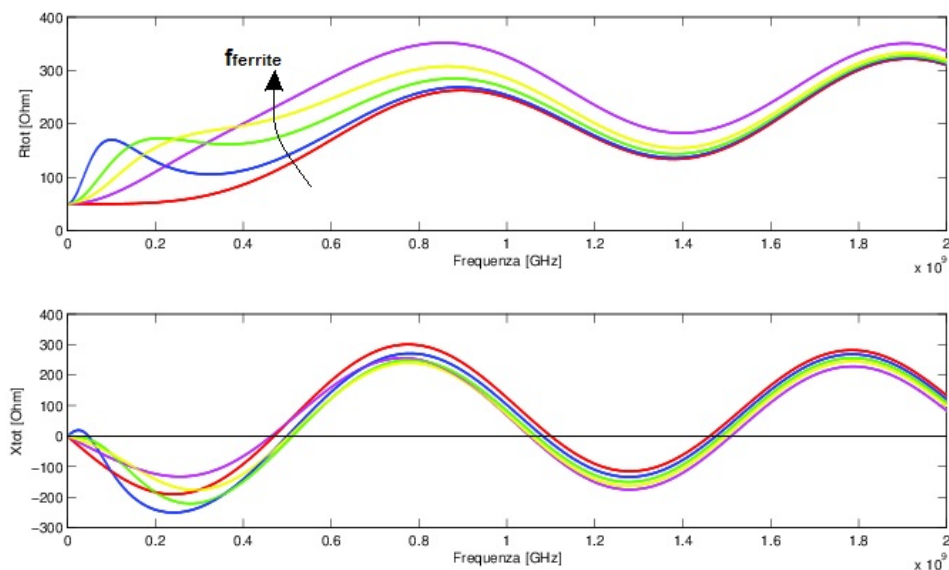


Figura 4.18: a) Resistenza totale ai capi del dipolo al variare della frequenza di sintonizzazione della ferrite usata. b) Impedenza totale ai capi del dipolo al variare della frequenza di sintonizzazione della ferrite usata.

É giá possibile individuare alcune differenze derivanti dall'aver scelto induttori con f_r molto minori rispetto alle frequenze a cui li si fanno lavorare nel caso analizzato: alle frequenze di segnale utile, il comportamento del componente é guidato dalla sola parte capacitiva, che, come ben noto, impone un decadimento di -20 dB/dec del modulo di impedenza del componente;

ciò significa che, lontano dalla risonanza del filtro, l'effetto di *innalzamento di impedenza* sarà progressivamente meno efficace: nel grafico di figura 4.18 a), infatti, le curve relative alla resistenza totale si avvicinano, al crescere della frequenza, a quella rappresentativa del caso ideale di dipolo senza alcuna contromisura EMC (tracciata in colorazione rossa). Nella seconda parte della figura, invece, si nota anche in questo caso lo spostamento introdotto da ciascun induttore sulle intersezioni che la curva della reattanza ha con l'asse a 0 Ohm.

Tali effetti su resistenza e reattanza del modello elettrico equivalente del dipolo, si traducono ovviamente in altri effetti per quel che riguarda potenza irradiata e campo emesso sulla retta a $\theta = \pi/2$, riportati rispettivamente in figura 4.19 e figura 4.20

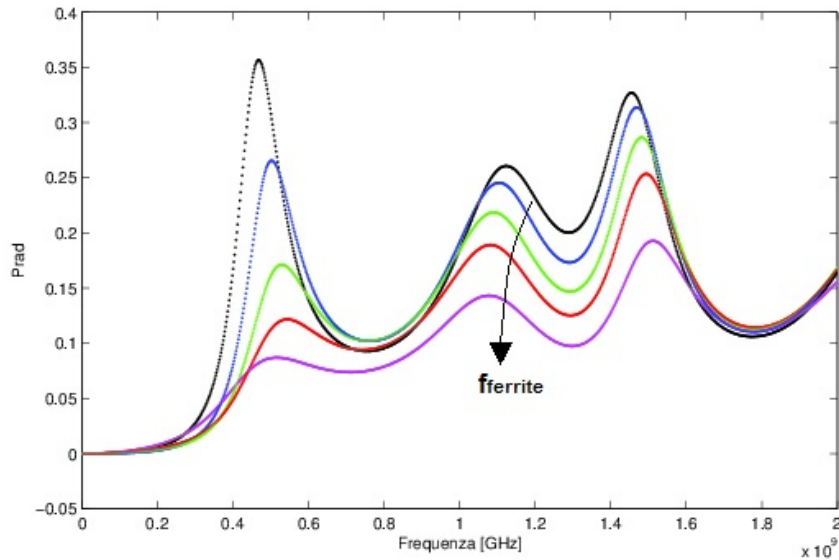


Figura 4.19: Potenza irradiata senza alcun accorgimento EMC (curva superiore), con filtro risonante a frequenza variabile, rispettivamente, a 100 MHz, 200 MHz, 300 MHz e 500 MHz.

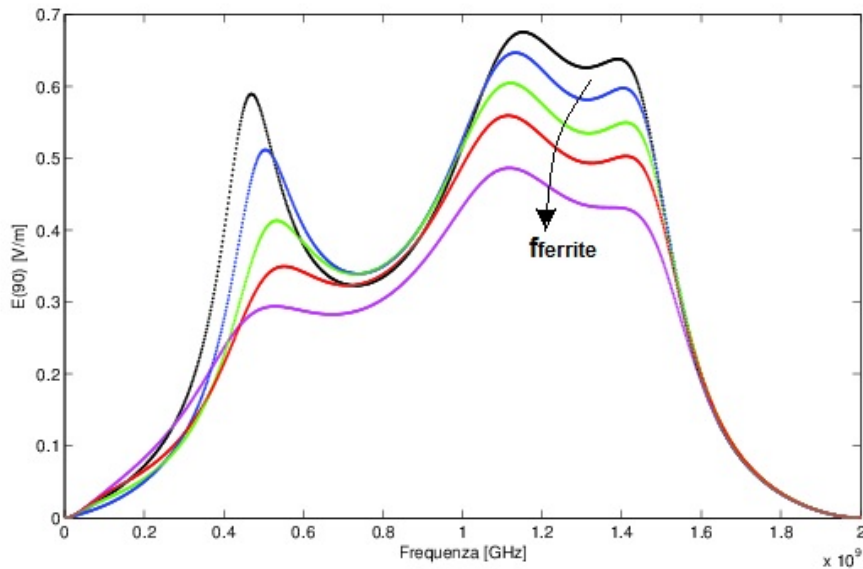


Figura 4.20: Campo elettrico emesso senza alcun accorgimento EMC (curva superiore) e con filtro risonante a frequenza variabile, rispettivamente, a 100 MHz, 200 MHz, 300 MHz e 500 MHz.

Osservazioni

Dall'analisi appena svolta per gli induttori a basso Q , con risonanza molto distante da quella del dipolo, si possono trarre le seguenti conclusioni:

- Mediamente si assiste ad una lieve diminuzione sia in termini di potenza irradiata che di modulo di campo elettrico irradiato in direzione $\theta = \pi/2$.
- La massima riduzione di emissioni si ha, ovviamente, alla risonanza del filtro tuttavia, se essa si trova a frequenze a cui il dipolo emette con poca efficienza, l'utilizzo di tale induttore diventa poco motivato, se non per la leggera riduzione di emissioni alle altre frequenze, come detto al punto precedente.
- La prima e la terza risonanza del dipolo vengono spostate lievemente più ad alta frequenza mentre la seconda viene progressivamente avvicinata alla prima all'aumentare della pulsazione a cui il filtro offre la massima impedenza.
- Man mano che si sintonizza "meglio" l'induttore (avvicinando la sua f_r a quella dell'antenna radiante), l'efficacia di quest'ultimo migliora come ben visibile dalle figure 4.19 e 4.20.

- A bassissima e altissima frequenza, dove cioè l'impedenza è tendente a zero a causa, rispettivamente, di effetto induttivo e capacità parassita, il filtro non è in grado di limitare il livello di emissioni dell'antenna verso l'esterno.

4.4 Analisi ed elaborazione dei risultati

È ora necessario cercare di quantificare, sulla base di questi risultati, l'efficacia delle ferriti a bassa selettività sulle prime tre risonanze dell'antenna a dipolo, in termini sia di riduzione della potenza trasmessa, che di campo elettrico generato.

La procedura seguita, a tal fine, consisteva nel calcolare analiticamente i seguenti parametri critici per questo tipo di studio, ovvero:

1. Frequenze alle quali il dipolo, senza alcuna contromisura EMC, risuonerebbe
2. Resistenza di radiazione del dipolo R_{rad} a tali pulsazioni
3. Modulo dell'impedenza introdotta dalla ferrite a tali frequenze

Punto 1: calcolo delle f_r del dipolo

Il primo passo consisteva nell'individuare quelle pulsazioni alle quali la reattanza tipica dell'antenna a dipolo in questione si annulla: è stato sufficiente analizzare i diagrammi, precedentemente riportati, di impedenza e resistenza del dipolo, individuando le intersezioni dei grafici con l'asse delle ascisse. Per il caso analizzato, le f_r trovate sono state le seguenti: $f_r = 500$ MHz, $f_{2r} \cong 1.09$ GHz e $f_{3r} \cong 1.47$ GHz.

Punto 2: calcolo delle R_{rad}

Attraverso matlab, è stato poi possibile calcolare con precisione il valore della R_{rad} in corrispondenza di f_r , f_{2r} e f_{3r} ; per quel che concerne la reattanza, invece, tale procedura non era necessaria poiché, per definizione di *risonanza*, essa assumeva valore nullo in tutti e tre i casi citati. I valori di R_{rad} ottenuti, sono stati rispettivamente $R_{rad} = 73 \Omega$, $R_{2rad} \cong 175 \Omega$ e $R_{3rad} \cong 98 \Omega$.

Punto 3: calcolo dell'impedenza dalla ferrite a basso Q e della riduzione in dB dei livelli di emissione

La terza ed ultima fase prevedeva di calcolare l'effetto di riduzione delle emissioni, al variare di $f_{ferrite}$: lo scopo era quello di ottenere una funzione che legasse le due grandezze e secondariamente cercare di capire come si modificano gli effetti qualora si sintonizzi il filtro con la prima risonanza, piuttosto che con la seconda o la terza.

Il primo step consisteva nel calcolare il modulo di impedenza introdotto dalle ferriti (ciascuna delle quali sintonizzata ad una frequenza diversa da quella delle altre) in corrispondenza delle 3 pulsazioni "naturali" del dipolo; successivamente si è dovuto calcolare il modulo della corrente che, con

filtro applicato, si generava nel circuito equivalente rappresentativo del sistema analizzato; infine, attraverso il valore assoluto delle equazioni (3.10) e (3.17), si sono potuti calcolare i nuovi valori di campo emesso E_θ e di P_{rad} . Tramite ambiente di calcolo *Excel*, è stato possibile rappresentare per punti l'andamento di tali funzioni, approssimandone poi lo sviluppo algebrico tramite funzioni polinomiali di grado appropriato. I risultati ottenuti sono riportati di seguito, in figura 4.21, dove in ascissa è posta la frequenza di *sintonizzazione* della ferrite mentre in ordinata la riduzione di potenza irradiata espressa in [dB].

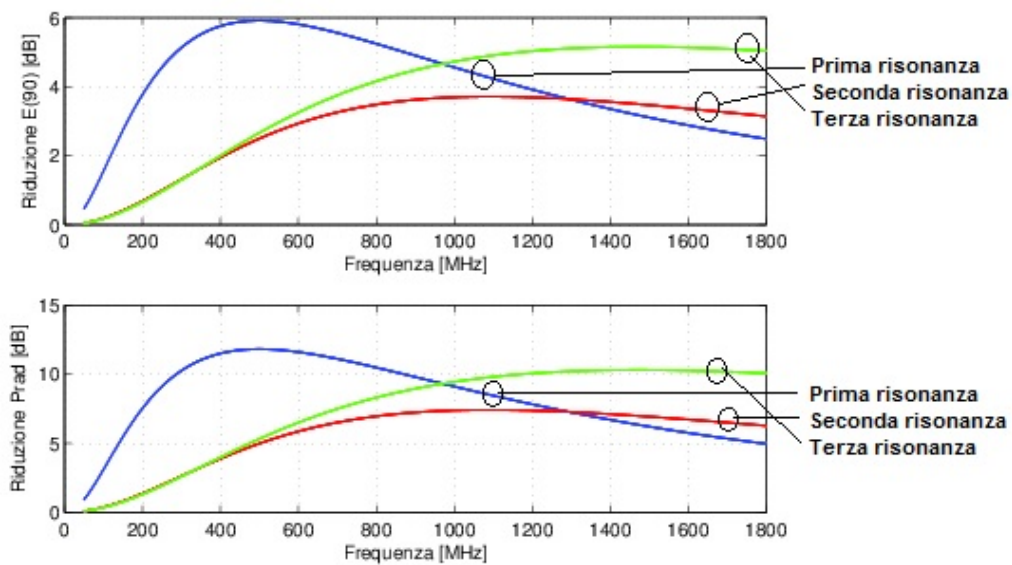


Figura 4.21: Riduzione in dB del primo, del secondo e del terzo picco di risonanza al variare della frequenza di risonanza della ferrite utilizzata.

Le funzioni polinomiali approssimanti l'andamento delle tre curve, sono state calcolate ponendo l'origine del sistema di riferimento in corrispondenza, rispettivamente, di f_r , f_{2r} ed f_{3r} ; le formule riportate di seguito non fanno quindi riferimento alle curve riportate nel sistema di riferimento di figura 4.21, ma bensì ai medesimi sistemi centrati però, rispettivamente, a 500 MHz per la curva blu, a 1.09 GHz per la curva rossa e ad 1.472 GHz per quella verde. Facendo ciò è stato possibile ottenere le formule di funzioni polinomiali che consentissero di ottenere analiticamente la riduzione in dB delle emissioni, in funzione della distanza tra f_r , f_{2r} ed f_{3r} dell'antenna e la frequenza centrale del filtro $f_{ferrite}$.

Le formule ottenute, per il calcolo in dB della riduzione di potenza irradiata sono le seguenti:

$$y = 2 \cdot 10^{-8}x^3 - 2 \cdot 10^{-5}x^2 + 0.0035x + 11.904 \quad (4.9)$$

$$y = 3 \cdot 10^{-3}x^3 - 3 \cdot 10^{-6}x^2 - 0.0001x + 7.4249 \quad (4.10)$$

$$y = 2 \cdot 10^{-9}x^3 - 10^{-6}x^2 - 3 \cdot 10^{-5}x + 10.29 \quad (4.11)$$

dove y é la riduzione in dB del modulo di potenza irradiata ad una distanza di 10 metri dalla sorgente, mentre x é la differenza tra la frequenza di risonanza considerata e la frequenza su cui é "sintonizzata" la ferrite.

Le polinomiali approssimanti la riduzione, in dB, del modulo di campo elettrico, ad una distanza di $r = 10$ m dalla sorgente di onde EM, sono invece le seguenti:

$$y = 8 \cdot 10^{-9}x^3 - 10^{-5}x^2 + 0.0018x + 5.9522 \quad (4.12)$$

$$y = 2 \cdot 10^{-9}x^3 - 10^{-6}x^2 - 7 \cdot 10^{-5}x + 3.7125 \quad (4.13)$$

$$y = 10^{-9}x^3 - 6 \cdot 10^{-7}x^2 - 2 \cdot 10^{-5}x + 5.145 \quad (4.14)$$

dove, ancora una volta, la variabile y individua la riduzione di modulo di campo elettrico, espressa in dB, mentre x é la distanza tra frequenza di risonanza del dipolo (sia essa la prima, la seconda o la terza) e quella centrale del filtro utilizzato.

Attraverso tali espressioni, qualora si decidesse di utilizzare una ferrite con caratteristiche simili a quelle simulate in precedenza, sará possibile stimare, anche se con notevoli approssimazioni, di quanti dB saranno ridotte le emissioni verso l'esterno.

Interpretazione dei grafici

Dall'analisi appena conclusa, si vede che il picco su cui é possibile agire in maniera piú efficace é il primo: per esso infatti, una scelta appropriata della f_r del filtro, puó consentire una riduzione massima della potenza irradiata pari a quasi 12 dB (nel caso di picco a circa 41.6 dB, corrispondente ad un modulo di impedenza introdotta dal filtro di circa 120 Ω), ovvero una diminuzione di 4 volte della potenza emessa, mentre l'effetto sul modulo di campo emesso consiste in un dimezzamento del suo modulo, ovvero circa 6 dB di riduzione. Ovviamente tali valori in dB sono strettamente legati alla massima impedenza che il filtro EMI é in grado di fornire ai suoi capi ed al valore di R_{rad} in corrispondenza della particolare frequenza di lavoro che si sta andando a studiare.

L'effetto filtrante é invece molto meno evidente sul secondo e sul terzo picco di risonanza: per essi infatti, anche sintonizzando alla perfezione la loro f_r (con impedenza al picco di 120Ω), il massimo livello di riduzione ottenibile non supera, rispettivamente, i 7.42 dB ed i 10.3 dB .

Tale risultato, é facilmente spiegabile facendo alcune considerazioni parallele tra quanto appena detto e quanto esposto ai paragrafi 3.4 a pagina 38 e 3.5 a pagina 40: in corrispondenza della prima risonanza, la R_{rad} del dipolo assume un valore circa pari a 73Ω ; ad essa viene aggiunta la resistenza intrinseca del generatore di tensione che é pari a 50Ω . Ora, se si impone in serie ad esse un'impedenza di 120Ω , l'impedenza totale del circuito equivalente risulta essere all'incirca raddoppiata e l'effetto sulla potenza irradiata, quindi, circa quadruplicato, essendo esso legato al quadrato del modulo di corrente (dimezzato dall'utilizzo della ferrite).

Se invece ci si pone sulla seconda risonanza, in questo caso a frequenza pari a $f_{2r} \cong 1.09 \text{ GHz}$, si ha che $R_{rad} \cong 175 \Omega$: se con la ferrite, nell'ipotesi di caso migliore, si aggiungono ancora 120Ω , il modulo di corrente viene sicuramente diminuito, ma "solamente" di un fattore 1.5 poiché l'aumento di impedenza introdotto dalla ferrite ai capi del dipolo é percentualmente meno rilevante rispetto a prima. La diminuzione di potenza irradiata sará quindi di circa 7.42 dB nel caso migliore (ovvero con perfetta sintonizzazione tra dipolo e filtro).

Infine, in corrispondenza della terza risonanza dell'antenna a dipolo, la sua R_{rad} assume valori circa pari a 98Ω : in questo caso, considerando la situazione potenzialmente migliore, l'aumento di impedenza vista ai suoi capi sará di un fattore pari a $\cong 1.8$, con una riduzione di circa 10.31 dB del valore di potenza irradiata.

Se si fosse interessati ad eliminare, ad esempio, la potenza irradiata associata a due picchi differenti, appare evidente come non sia possibile agire su entrambi con uguale efficacia. Diventa quindi di assoluta importanza valutare, preliminarmente, le frequenze delle correnti circolanti nel sistema, in modo da individuare quali di esse potenzialmente causino i problemi di emissione maggiori. Una volta svolta tale analisi, si puó procedere con la scelta del componente da applicare tenendo presente che la seconda risonanza é quella su cui si puó agire con minor efficacia.

Valutazione di un eventuale utilizzo di piú ferriti in serie

Qualora l'effetto ottenuto utilizzando una particolare ferrite, con un propria frequenza centrale f_r , non fosse sufficientemente efficace nel ridurre i livelli di emissioni, prima di cercare un componente diverso potrebbe essere utile valutare l'effetto che due ferriti di quel tipo potrebbero introdurre se utilizzate congiuntamente.

L'effetto di riduzione introdotto da due ferriti in serie, espresso in dB, non sarà mai doppio rispetto al caso di singola ferrite applicata, poiché entrano in gioco anche la resistenza interna del generatore di tensione e quella di radiazione dell'antenna; in altre parole: piú é "grande" l'impedenza del filtro rispetto alla somma delle altre impedenze del circuito equivalente, piú l'effetto di un duplice utilizzo si avvicinerá alla condizione di essere raddoppiato. Per il caso del dipolo, sin qui analizzato, i livelli di riduzione ottenuti raddoppiando le ferriti sono riportati successivamente: in generale l'effetto filtrante migliorava di circa il 60/65 % per ciascun picco di risonanza.

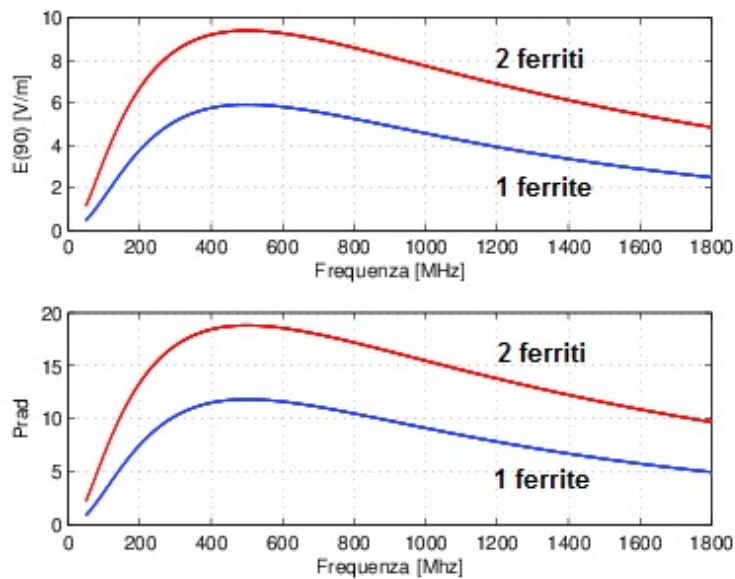


Figura 4.22: Riduzione in dB della prima risonanza del dipolo con una e con due ferriti applicate, al variare di $f_{ferrite}$.

Anche in questo caso, tramite ambiente di lavoro Excel, sarebbe possibile sviluppare per punti tali curve, trovando poi le espressioni di funzioni polinomiali in grado di approssimarne, con accettabile grado di approssimazione, l'andamento. Una procedura analoga é percorribile anche per determinare il rapporto tra il livello di riduzione introdotto con un solo filtro e quello

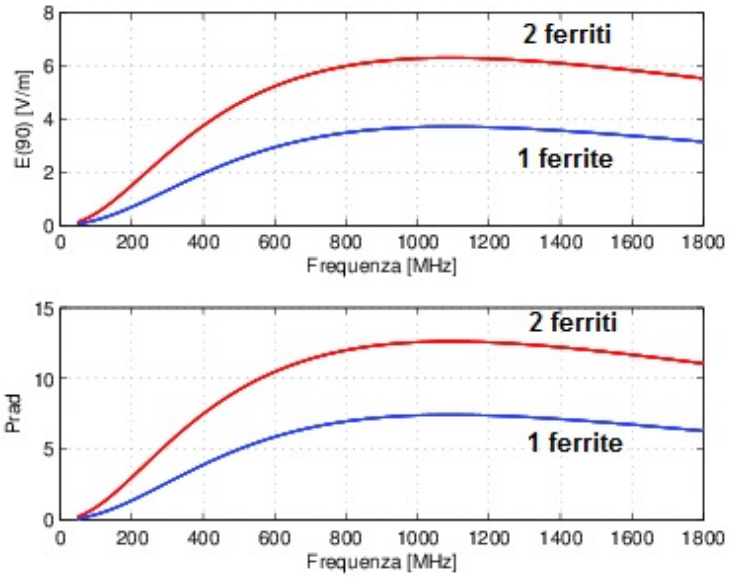


Figura 4.23: Riduzione in dB della seconda risonanza del dipolo con una e con due ferriti applicate, al variare di $f_{ferrite}$.

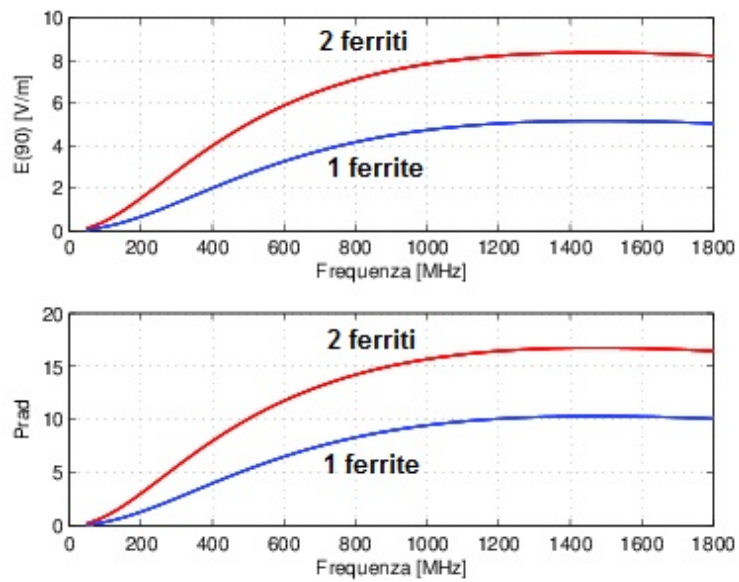


Figura 4.24: Riduzione in dB della terza risonanza del dipolo con una e con due ferriti applicate, al variare di $f_{ferrite}$.

ottenuto mediante due ferriti; tuttavia essa non arricchirebbe di significato la trattazione, poiché i risultati ottenuti sono sempre vincolati al valore di R_G e di R_{rad} .

Si può riassumere il tutto dicendo che, nel momento in cui si decidesse di operare mediante più filtri in serie, indipendentemente dalla buona o cattiva sintonizzazione di quest'ultimi, l'azione da essi introdotta migliora, senza però giungere mai ad un effetto raddoppiato rispetto al caso di singolo componente applicato.

4.5 Comportamento delle ferriti

In seguito all'analisi appena condotta, sono state individuate le peculiarità che contraddistinguono gli induttori ad alto e basso fattore di merito Q .

Per quel che concerne i primi, si può riassumere il loro comportamento fissando i seguenti punti:

1. Se la pulsazione di risonanza dell'induttore è maggiore di quella del dipolo, all'aumentare del valore di $\omega_{ferrite} - \omega_r$, si assiste ad un allontanamento del terzo picco verso le alte frequenze, mentre il primo picco si avvicina a quello "naturale" del dipolo.
2. Se la pulsazione di risonanza dell'induttore è minore di quella del dipolo, al diminuire del valore di $\omega_r - \omega_{ferrite}$, si assiste ad un avvicinamento tra il primo ed il secondo picco, mentre il terzo viene lievemente spostato verso frequenze più alte.
3. Nel caso in cui $\omega_{ferrite} = \omega_r$, il primo ed il secondo picco giungono alla minima distanza, in termini di frequenza, l'uno dall'altro; in tale range frequenziale, qualora vi fossero correnti di tale frequenza, la potenza ed il campo elettrico irradiati assumerebbero valori maggiori di quelli ottenuti senza filtro applicato.
4. Laddove l'induttore risuona, il contributo di emissioni associate a quella particolare frequenza scompare totalmente, grazie all'alto valore di Q che permette di introdurre impedenze di valore molto elevato in corrispondenza di f_r .

Invece, se l'induttore utilizzato ha un picco molto smussato, come diretta conseguenza di un basso valore del fattore di merito Q , le peculiarità che esso manifesta sono le seguenti:

1. Se $\omega_{ferrite} > \omega_r$, mediamente si assiste ad una buona limitazione dei livelli di campo elettrico e potenza irradiata.
2. Se $\omega_{ferrite} < \omega_r$, l'effetto di innalzamento dell'impedenza viene svolto discretamente solo vicino alla prima risonanza del dipolo, mentre diventa totalmente inutile per il secondo ed il terzo picco di emissioni.
3. Indipendentemente dalla frequenza di sintonizzazione del filtro, la massima riduzione delle emissioni è ottenibile in corrispondenza del primo picco mentre il secondo, pur essendo meno problematico in termini di modulo, è quello su cui si può agire con minor efficacia.

4.6 Considerazioni e regole per l'utilizzo di ferriti come EMI

Dall'analisi appena svolta nelle sezioni 4.3.2 e 4.3.3, é apparso evidente come non tutti gli induttori abbiano lo stesso effetto e che, in generale, la scelta di utilizzare un particolare componente puó comunque avere delle potenziali ripercussioni negative sul comportamento del sistema a cui sono applicati.

In generale, in base alla situazione che ci si trova ad affrontare, é bene avere una minima idea degli effetti indesiderati che un particolare induttore, rispetto ad un altro, potrebbe provocare se scelto senza alcuna indagine approfondita su aspetti apparentemente di secondaria importanza.

Nel caso si decida di porre rimedio mediante utilizzo di tali componenti, con il fine di innalzare l'impedenza serie di possibili tratti irradianti, bisogna ricordare le seguenti considerazioni:

- Prima di scegliere un particolare filtro, sia esso molto selettivo o meno, é sempre consigliato analizzare attentamente quelle che sono le frequenze delle correnti circolanti sull'apparecchiatura o sulla scheda elettronica, in modo da individuare quali potrebbero essere i tratti risonanti. Tale fase é inoltre molto importante poiché, se ad un particolare tratto conduttivo si applica un filtro che ne sposta la risonanza in prossimitá della frequenza di una delle correnti su esso circolanti⁶, si finisce per generare livelli di emissioni maggiori rispetto al caso senza filtro.
- Qualora lo spostamento in frequenza dei picchi di emissione da parte del sistema *dipolo+induttore* non rappresenti un problema (poiché, ad esempio, non vi sono correnti in quel range frequenziale), é possibile condurre la scelta del filtro piú appropriato basandosi solamente su ragionamenti legati al modulo di impedenza che il suo utilizzo introdurrebbe.
- In una situazione piú realistica, con tante correnti operanti a frequenze diverse, la soluzione apparentemente migliore é rappresentata da induttori a basso Q che introducono meno variazioni sul comportamento in frequenza del sistema e assicurano una buona azione filtrante su range piú estesi.
- Sebbene l'utilizzo di filtri EMI come induttori e ferriti possa portare a risultati soddisfacenti in termini di riduzione delle emissioni, é evidente come tale tipo di soluzione non sia adatta a filtrare molteplici

⁶Non é raro, infatti, che su di una scheda elettronica si abbiano correnti di clock diversi, afferenti a parti circuitali tra loro slegate, ma passanti sul medesimo sistema di massa.

correnti disturbanti. Se possibile, sarebbe sempre meglio progettare una scheda o apparecchiatura elettronica seguendo dei *criteri EMI*, volti alla riduzione di problemi di emissioni, tra cui si annoverano: tecniche di grounding, studio delle interfacce elettriche, studio delle interfacce meccaniche, progettazione del Layout della scheda, scelta degli alimentatori, dei cavi e/o connettori, accorgimenti a livello software.

Capitolo 5

Prove di emissione

Nelle sezioni precedenti sono state presentate le peculiarità di un'antenna a dipolo in fase di generazione e trasmissione di segnali elettromagnetici; sono stati analizzati, in particolare, i diagrammi di irradiazione, la resistenza di radiazione, l'impedenza di ingresso e si è simulato l'effetto di riduzione che l'utilizzo di una ferrite può avere sui livelli di campo elettrico/magnetico da essa generati, in corrispondenza della condizione di risonanza della stessa.

Giunti a questo punto, si è reso necessario svolgere alcuni test in laboratorio con il fine di confermare quanto esposto, e cercando di ricavarne ulteriori indicazioni per la comprensione globale del fenomeno analizzato: la procedura seguita durante le prove consisteva nell'applicazione di un segnale ad onda quadra, di opportuno modulo ed opportuna frequenza, ai capi di un'antenna trasmittente unipolare; quest'ultima, essendo posta al di sopra di un piano di massa metallico, esibiva il comportamento tipico dell'antenna a dipolo come diretta conseguenza della teoria del piano immagine. Il campo elettrico da essa generato veniva acquisito mediante un'antenna monopolare ricevente, del tutto identica alla precedente, a sua volta posta su di un piano di massa metallico e collegata, tramite cavo coassiale, ad un analizzatore di spettro.

La scelta di sollecitare il monopolino mediante segnale ad onda quadra nasceva dalla necessità di ricreare le condizioni di funzionamento di una qualsiasi parte circuitale presente su una scheda elettronica: la presenza di molteplici segnali di *clock*, infatti, può portare alla comparsa di numerose risonanze (dovute anche a componenti a frequenze multiple della principale) con generazione di campi elettrici tali da rendere l'apparato in questione non conforme con gli standard richiesti.

5.1 Spettro di un segnale di clock

Ogni dispositivo digitale utilizza al suo interno uno o piú segnali di sincronizzazione in tensione, detti per l'appunto *clock*, indispensabili per la sincronizzazione tra processi diversi, e caratterizzati da frequenze solitamente elevate. Idealmente, un segnale di questo tipo presenta una forma d'onda rettangolare, con fronti di salita/discisa istantanei; ovviamente nella realtà un segnale con tali caratteristiche non puó essere ricreato, e la forma d'onda ottenuta risulta essere piú simile a quella riportata in figura 5.1.

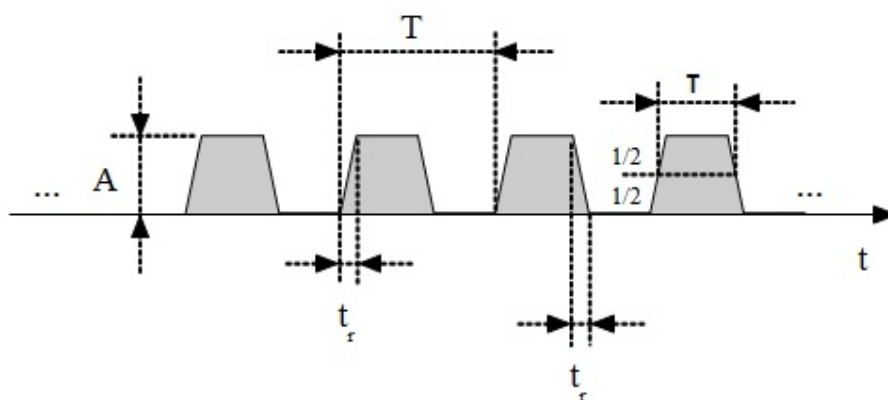


Figura 5.1: Andamento temporale di un generico segnale di *clock*

Lo spettro in frequenza $X(f)$ di un qualsiasi segnale periodico, trapezoidale $x(t)$ presenta una serie di righe spettrali, separate tra loro di una quantità $F = 1/T$ (dove T è il periodo del segnale) e di intensità determinabile attraverso la sua scomposizione in serie di Fourier:

$$x(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} |c_n^+| \cdot \cos(n\omega_0 t + \phi[c_n]) \quad (5.1)$$

$$c_n^+ = 2|c_n| = 2A \frac{\tau}{T} \left| \frac{\sin(n\pi\tau/T)}{n\pi\tau/T} \right| \cdot \left| \frac{\sin(n\pi t_r/T)}{n\pi t_r/T} \right| \quad n \neq 0 \quad (5.2)$$

$$c_0 = A \frac{\tau}{T} \quad (5.3)$$

dove c_0 è il coefficiente relativo all'armonica fondamentale, c_n^+ rappresentano i coefficienti delle armoniche componenti il segnale per frequenze positive e τ è la durata del singolo impulso. Nell'ambito di nostro interesse, la composizione spettrale è fondamentale per interpretare e riconoscere gli andamenti

frequenziali che si misurano in fase di test; tali espressioni, tuttavia, presentano una certa complessità che ne rende articolato l'utilizzo in sede di analisi dei livelli di radiazione generati.

Per il caso da noi analizzato, si è preventivamente condotta un'analisi spettrale del segnale ad onda quadra, del tutto simile ad un segnale di clock presente su una scheda elettronica, con il fine di rappresentare quest'ultimo come somma di segnali a frequenze multiple della fondamentale, e scalate opportunamente. Il risultato ottenuto è riportato in figura 5.2 in cui sono visualizzati, rispettivamente, un segnale ad onda quadra ideale ed il segnale equivalente generato dalla somma di opportuni segnali cosinusoidali a frequenze multiple della fondamentale.

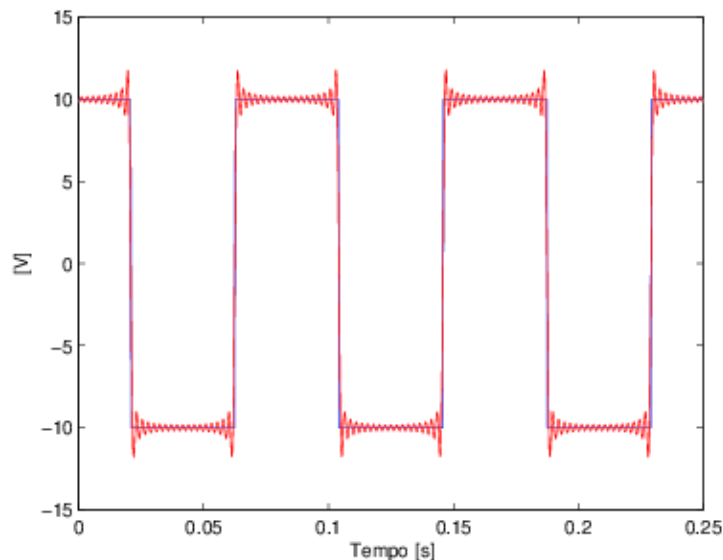


Figura 5.2: Segnale ad onda quadra ideale (blu) e segnale equivalente ottenuto mediante somma dei termini del suo sviluppo in serie di Fourier (rosso)

Tutto ciò dimostra come un generico segnale periodico sia sempre scomponibile/rappresentabile come somma di più segnali sinusoidali (o cosinusoidali) a frequenze multiple della fondamentale ed opportunamente scalati.

Nel nostro caso la scomposizione del segnale di eccitazione in ingresso al monopolo era importante poiché, a causa dei limiti del generatore di forma d'onda a disposizione e a causa delle dimensioni contenute dell'antenna, la condizione di risonanza in cui quest'ultima irradiava con efficacia si aveva in corrispondenza di una armonica di ordine elevato.

Utilizzando l'ambiente di lavoro Matlab é stato possibile stimare l'effetto delle varie armoniche sul valore di campo elettrico emesso alle varie frequenze: benché il modulo delle componenti armoniche abbia andamento inversamente proporzionale all'indice delle stesse, lo stesso non avviene per il valore del campo elettrico emesso da ciascuna di esse, poiché quest'ultimo, oltre che dal modulo di tensione applicato, é influenzato anche dalla resistenza di trasmissione e dalla reattanza dell'antenna.

Da un punto di vista simulativo, il rapporto tra i valori di campo elettrico generato dalle varie armoniche e quello generato proprio dall'armonica corrispondente alla risonanza dell'antenna (nel caso analizzato in laboratorio era la 24esima) assume un andamento simile a quello di figura 5.3, nella quale sull'asse delle ascisse é presente l'indice delle armoniche, mentre in ordinata é riportato il rapporto tra i valori di campo elettrico generati dall'armonica data dalla proiezione sull'asse x del punto considerato, e quello generato dalla 25esima armonica, che nel caso simulato corrispondeva con la frequenza di risonanza dell'antenna.

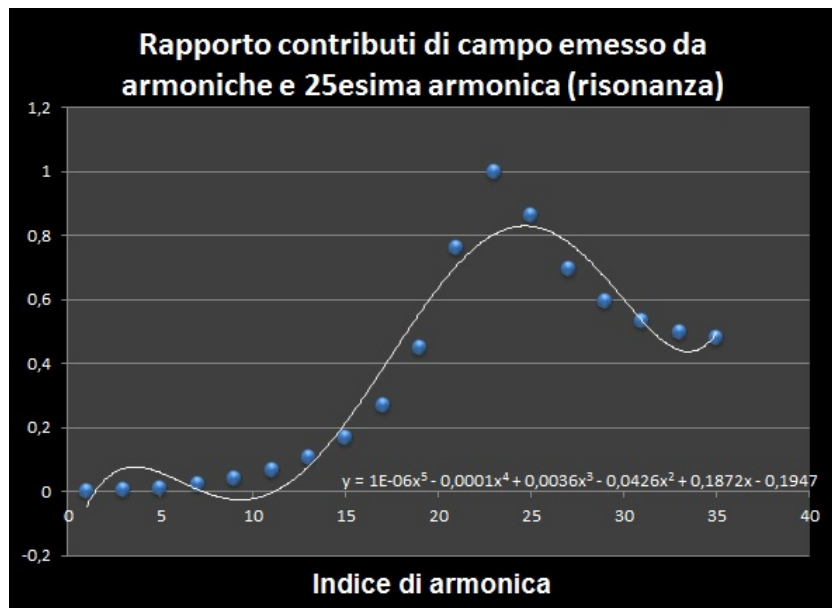


Figura 5.3: Rapporto tra moduli di campo elettrico emesso da ciascuna armonica e quello generato dall'armonica risonante.

Osservazioni

Ciò che si osserva in figura 5.3 rispetta ciò che ci si aspettava in seguito all'analisi simulativa condotta in precedenza: non é necessario che il segnale di sollecitazione si trovi esattamente alla frequenza di risonanza dell'antenna

utilizzata per avere notevoli livelli di campo elettrico emesso; se dall'analisi spettrale del *clock* risulta la presenza di un'armonica di ordine non troppo elevato e ad una frequenza molto prossima a quella di risonanza del tratto conduttivo sollecitato tramite esso, si é sicuri che saranno generati dei picchi di emissione.

In figura é stata poi riportata una curva polinomiale di quinto grado che approssima l'andamento della funzione introdotta, al variare dell'indice di armonica: il massimo della funzione, di valore unitario, si ha ovviamente in corrispondenza dell'armonica risonante; é interessante notare come il decadimento della curva sia piú marcato al decrescere dell'indice di armonica considerato: nonostante il modulo delle armoniche decresca proporzionalmente al loro indice, lo stesso non avviene per il campo elettrico generato, il quale é quindi influenzato pesantemente da altri parametri come ad esempio R_{rad} ed X_m .

La formula analitica approssimante la funzione del caso qui analizzato era la seguente:

$$y = 10^{-6}x^5 - 0.0001x^4 + 0.0036x^3 - 0.0426x^2 + 0.1872x - 0.1947 \quad (5.4)$$

come si nota, la polinomiale riesce ad offrire una buona approssimazione per armoniche lontane da quella risonante trovandosi però in difetto nell'intorno del picco di risonanza.

5.2 Setup sperimentale

Lo scopo delle prove condotte consisteva nel sollecitare un'antenna trasmittente, d'ora in poi abbreviata con Tx , mediante un segnale di tensione ad onda quadra, di opportuni modulo e frequenza, con il fine di verificare l'innescarsi della risonanza alla frequenza circa pari a 288 MHz (legata alle dimensioni dell'antenna a dipolo) mediante l'acquisizione del campo elettrico attraverso un'antenna ricevente Rx , a sua volta collegata ad un oscilloscopio. L'antenna utilizzata era di tipo *monopolare*, per replicare i risultati che si sarebbero ottenuti mediante antenna dipolare si è sfruttata la *teoria del piano immagine*¹.

Il setup allestito per condurre le prove è schematizzato in figura 5.4: il generatore d'onda alimenta l'antenna Tx la quale, sollecitata da un segnale ad alto contenuto armonico, genera in condizioni di risonanza un campo elettrico/magnetico irradiato; quest'ultimo viene misurato dall'antenna ricevente Rx la quale a sua volta è collegata all'analizzatore di spettro analogico (ASA) che svolge l'analisi spettrale vera e propria.

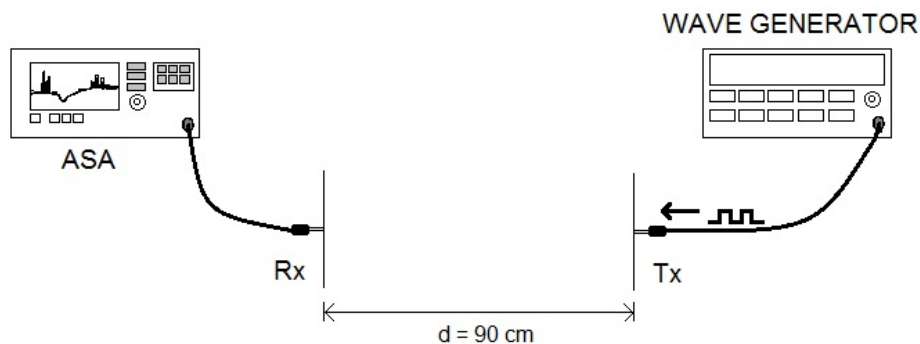


Figura 5.4: Schema del setup utilizzato per l'analisi spettrale e le prove di emissione dell'antenna dipolare.

¹Ogni carica elettrica q genera nello spazio un campo coulombiano, il quale risente della presenza di eventuali piani metallici; in particolare il campo totale emesso è esattamente identico a quello che si avrebbe se suddetto piano fosse rimpiazzato da una carica $-q$ del tutto speculare a quella di partenza. In sostanza, l'antenna monopolare posta su un piano metallico sufficientemente esteso, ha un diagramma di emissioni esattamente identico a quello dell'antenna dipolare.

Il generatore d'onda

La prima fase affrontata in sede di test riguardava l'alimentazione dell'antenna trasmittente; l'obiettivo era quello di sollecitare quest'ultima mediante un segnale in tensione con andamento ad onda quadra di frequenza opportuna: poiché le dimensioni del monopolo utilizzato erano tali da farlo risuonare a circa 288 MHz, e poiché non era possibile generare un segnale di clock a tale frequenza, si è optato per un segnale a frequenza di 12 MHz, la cui 24esima armonica coincideva con la pulsazione di risonanza del dipolo utilizzato. Inizialmente si è realizzato un generatore di clock mediante l'integrato NE 555 in configurazione astabile, secondo lo schema riportato in figura 4.16, dove i valori dei componenti esterni all'integrato erano:

- $R_A = 820 \Omega$;
- $R_B = 8.2 k\Omega$;
- $C = 10 pF$;
- $V_{CC} = 5 V$.

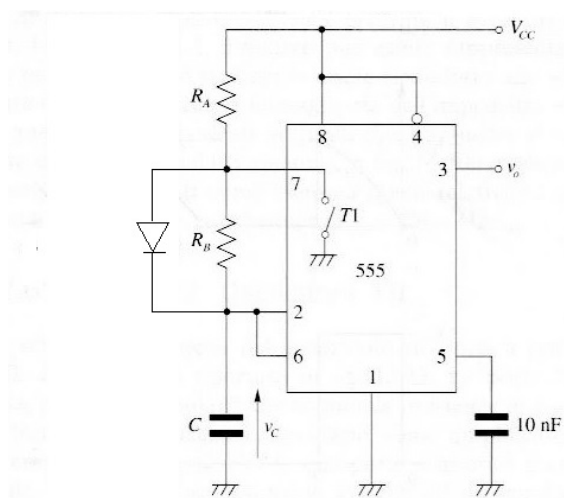


Figura 5.5: Generatore d'onda quadra con NE 555 in configurazione astabile.

Il risultato ottenuto, a causa dei limiti fisici dell'integrato utilizzato, era un'onda quadra la cui frequenza però non superava i 2.8 MHz e che, quindi, non consentiva di sollecitare adeguatamente l'antenna T_x utilizzata, poiché la frequenza di risonanza della stessa sarebbe corrisposta ad un'armonica di ordine troppo elevato, e quindi di modulo troppo piccolo.

Si è quindi optato per l'utilizzo del generatore d'onda come quello riportato in figura 5.6 : in questo caso, è stato possibile alimentare T_x con un'onda quadra alla frequenza di 12 MHz e con un'ampiezza *picco-picco* di 10 V; il problema principale era rappresentato da alcune interferenze, localizzate a circa 300/310 MHz, dovute a qualche risonanza interna al generatore stesso, il cui livello era tale da coprire totalmente il campo generato da T_x ; tuttavia è stato possibile isolare il problema attraverso una schermatura totale di quest'ultimo, realizzata mediante avvolgimento di fogli di alluminio attorno all'intera superficie dello stesso; in questo modo è stato poi possibile visualizzare l'effetto della risonanza dell'elemento irradiante in corrispondenza della 24esima armonica del segnale di sollecitazione.



Figura 5.6: Generatore d'onda utilizzato: Hewlett Packard 33120A

Le caratteristiche del segnale generato in sede di test erano le seguenti:

- Ampiezza picco-picco $V_{pp} = 10$ V;
- Frequenza $f = 12$ MHz;
- Impedenza di uscita del generatore $Z_g = 50 \Omega$.

L'analizzatore di spettro

L'analisi spettrale del campo elettrico/magnetico prodotti da T_x è stata condotta mediante analizzatore di spettro: il collegamento tra quest'ultimo e l'antenna ricevente R_x era realizzato mediante cavo coassiale schermato, che garantiva una sufficiente immunità del segnale ad eventuali interferenze esterne; sebbene i test non siano stati condotti in camera anecoica, si è comunque riusciti ad ottenere un buon isolamento dai segnali esterni localizzati alle frequenze di interesse: grazie alla schermatura applicata al generatore d'onda precedentemente descritto ci si è messi al riparo dagli effetti delle risonanze interne ad esso; impostando poi opportunamente l'intervallo di frequenze visualizzato a display sull'analizzatore di spettro, ci si è concentrati su un preciso range frequenziale.

L'analizzatore di spettro utilizzato era un Agilent CSA Spectrum Analyzer N1996A come riportato in figura 5.7; le impostazioni utilizzate erano state scelte con il fine di ottenere una buona risoluzione frequenziale, in modo da distinguere tutti i contributi di campo attorno alla risonanza; la scala scelta era di tipo lineare, altri parametri impostati erano infine i seguenti:

- Frequency span 500 MHz;
- Start frequency $f_{start} = 0$ MHz;
- Stop frequency $f_{stop} = 500$ MHz;
- Resolution Bandwidth $Res_{BW} = 510$ KHz;

5.3 I risultati ottenuti

Come detto in precedenza, in sede di test si è reso necessario trovare una schermatura efficace per il generatore d'onda a causa delle risonanze interne ad esso che causavano notevoli livelli di emissioni proprio a frequenze prossime a quelle di risonanza del monopolo utilizzato: in particolare, si aveva la presenza di numerosi picchi di risonanza nello spettro in un range di frequenze molto prossime ai 300/310 MHz; oltre a tali contributi, era presente anche un picco di notevole intensità e larghezza alle frequenze comprese tra 88 MHz e 108 MHz, dovuto alle emittenti radiofoniche, come ben visibile in figura 5.8; dopo aver schermato adeguatamente il generatore, i disturbi causati da esso sono stati efficacemente ridotti fino ad ottenere uno spettro simile a quello di figura 5.9.

Come si nota, il problema delle interferenze causate dalle risonanze interne al generatore d'onda utilizzato è stato risolto con buona efficacia, e senza dover ricorrere all'utilizzo di camere schermate.



Figura 5.7: Analizzatore di spettro Agilent CSA Spectrum Analyzer N1996A utilizzato

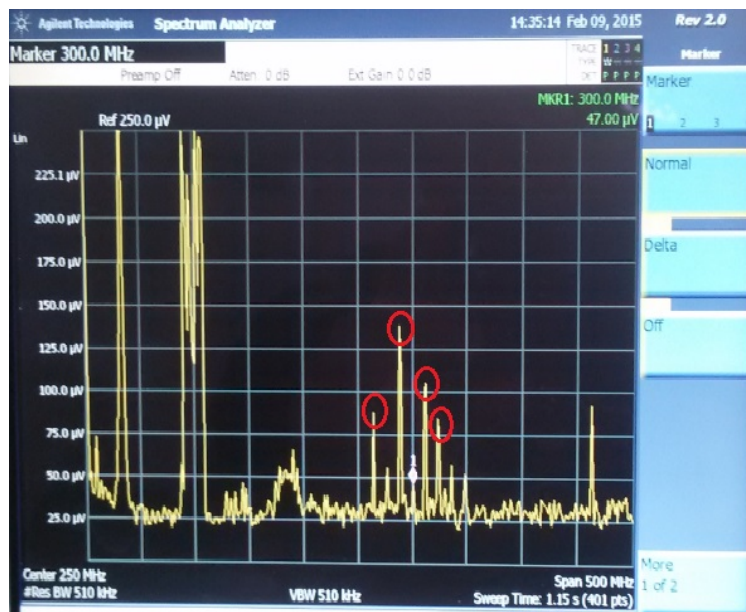


Figura 5.8: Emissioni prodotte dal generatore d'onda non schermato.

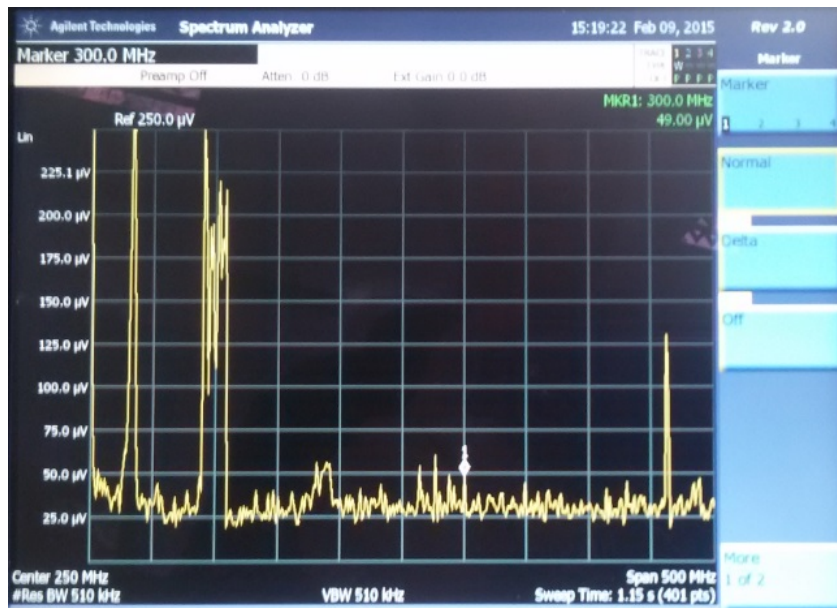


Figura 5.9: Emissioni prodotte dal generatore schermato.

É quindi stato possibile verificare l'insorgere della risonanza del dipolo in corrispondenza della sua frequenza di risonanza, legata alle dimensioni dell'elemento irradiante e sollecitata dalla 24esima armonica componente il segnale ad onda quadra di sollecitazione, senza piú preoccuparsi di eventuali contributi dovuti a fonti esterne.

In figura 5.10 é riportato, lo spettro del campo elettrico ricevuto da R_x , una volta alimentato il monopolo trasmittente T_x (di dimensioni esattamente identiche al ricevente).

Successivamente si é cercato di replicare il comportamento filtrante delle ferriti ponendo in serie all'elemento irradiante una resistenza di valore pari a 120Ω , con il fine di valutare il livello di riduzione ottenuto sul modulo di campo elettrico misurato da R_x ; tuttavia il problema principale risiedeva nel fatto che, a frequenze cosí alte, le caratteristiche resistive del componente non sussistono e l'impedenza effettiva introdotta é molto piccola; a causa di tali effetti non é quindi stato possibile valutare l'effetto filtrante introdotto.

Commenti

Da quanto riportato in figura 5.10, si nota chiaramente la presenza di due picchi di emissioni a frequenze corrispondenti, rispettivamente, alla 22esima e 24esima armonica (picco principale) del segnale ad onda quadra utilizzato per l'alimentazione del monopolo. I valori ottenuti per il campo elettrico

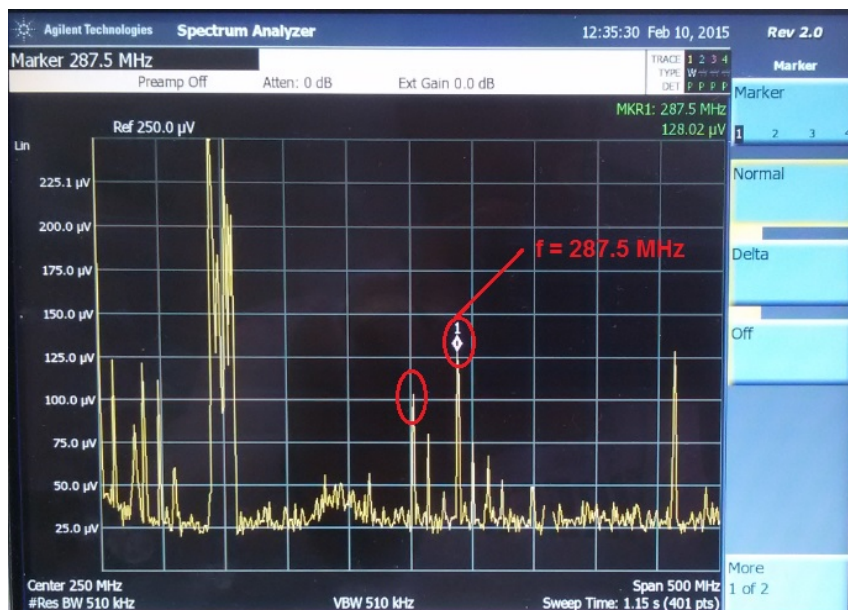


Figura 5.10: Emissioni misurate del monopolo in corrispondenza della 22esima e 24esima armonica (picco principale) del segnale di sollecitazione.

in corrispondenza di tali picchi, risentono delle caratteristiche del monopolo ricevente R_x il quale, essendo un monopolo del tutto identico a T_x , risuonerà proprio attorno a quelle frequenze, amplificando quindi i valori di campo elettrico ricevuti; per avere una piena comprensione dei reali livelli di campo emessi ad ogni frequenza di indagine, sarebbe necessario un'antenna ricevente R_x che risuoni a frequenze sufficientemente lontane da quelle di interesse o che comunque abbia guadagno identico nel range di interesse.

Il risultato principale che viene messo in mostra in questi grafici riguarda il rapporto tra i valori dei picchi; con riferimento a quanto riportato precedentemente in figura 5.3 a pagina 84, il rapporto tra i due picchi visualizzati in figura 5.10 si avvicina molto ai risultati simulativi: nel caso misurato, infatti, il rapporto è circa pari a $100/128 \simeq 0.78$ trovando pieno riscontro con quanto ottenuto dalle simulazioni. Tale risultato è molto importante poiché conferma la bontà del modello simulativo e delle equazioni utilizzate per condurre la nostra analisi; esso inoltre consente ragionevolmente di pensare che anche il comportamento simulato delle ferriti si avvicini molto al caso reale e che il modello circuitale equivalente, descrittivo del filtro, sia sufficientemente accurato.

5.4 Conclusioni

Dall'analisi condotta si possono trarre le seguenti indicazioni:

- Ogni scheda elettronica é composta da parti circuitali a bassa impedenza preposte al passaggio di corrente quali ad esempio piani di massa, afferenti a molteplici parti circuitali presenti sul PCB.
- Sebbene i percorsi di massa afferiscano a circuiti diversi, esisteranno sempre delle interconnessioni tra essi, le quali saranno affette da componenti parassite che ne influenzeranno il comportamento in base alla frequenza dei segnali transitanti su essi.
- A causa di tali fenomeni parassiti, due o piú piani di massa potrebbero essere sottoposti a differenze di potenziale di entitá tale da renderli, di fatto, delle vere e proprie sorgenti di disturbi EMI.
- Per il caso delle masse elettriche, é possibile studiare le emissioni di campo elettrico/magnetico da esse generati attraverso la teoria delle antenne a dipolo; sará tuttavia necessario analizzare accuratamente le frequenze tali per cui queste strutture risuonino poiché, pur essendo assimilabili a dipoli, di fatto avranno delle caratteristiche proprie non riconducibili ad essi.
- Una volta individuate potenziali strutture risonanti, in base anche alle frequenze in gioco nel sistema, é possibile intervenire mediante utilizzo di componenti passivi, quali ad esempio le ferriti, la cui scelta deve essere preceduta da attenta fase di analisi.
- Le ferriti sono dei validi strumenti di filtraggio non solo perché aumentano l'impedenza serie vista ai capi del circuito elettrico equivalente, ma anche perché consentono di spostare la risonanza a frequenze diverse rispetto a quella intrinseca del tratto irradiante che si considera.
- L'efficacia dell'azione di filtraggio delle ferriti, oltre che dal valore di impedenza massima che esse sono in grado di "sviluppare", dipende soprattutto dal valore di R_{rad} : all'aumentare di esso, l'innalzamento di impedenza dato dalla ferrite risulta percentualmente meno marcato e, di conseguenza, anche la riduzione percentuale delle emissioni.
- Sarebbe sempre preferibile risolvere il problema "a monte", mediante un'attenta progettazione degli apparati elettronici anziché porre rimedio una volta che il problema si é manifestato.

5.5 Ricerche future

Tra le attività future riguardanti questo tipo di problematiche, potrebbe essere interessante sviluppare i seguenti campi di indagine:

- Verifica sperimentale degli effetti di riduzione introdotti dall'utilizzo di ferriti vere e proprie, analizzando eventuali scostamenti con i risultati simulativi precedentemente esposti;
- Ricerca di un legame tra frequenza di risonanza dell'antenna a dipolo semplice e di un piano di massa, trovando la correlazione con le dimensioni fisiche di quest'ultima;
- Analisi delle caratteristiche di radiazione di un dipolo composto da elementi irradianti piani anziché filari;
- Tecniche di progettazione per i sistemi di massa all'interno di schede elettroniche stampate.

Bibliografia

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 3rd ed., Hoboken, New Jersey, Wiley-Interscience, 2005.
- [2] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, 2nd ed., Hoboken, New Jersey, Wiley, 2006.
- [3] M.Hulkkonen, T.Veijola, A.Kallio, M.Andersson and M.Valtonen, *Measurement-Based Equivalent Circuit Model for Ferrite Beads*, Helsinki University of Technology, Department of Radio and Engineering, Espoo, Finland, IEEE, 2009.
- [4] M. Leone and V. Navrátil, *On the Electromagnetic Radiation of Printed-Circuit-Board Interconnections*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, vol. 47, no. 2, May 2005.
- [5] M. J. Ammann, *Square planar monopole antenna*, National Conference on Antennas and Propagation: 30 March - 1 April 1999, Conference Publication No. 461 , IEEE, 1999.
- [6] K. Xiao, J. Hock, B. Bissonette and X. Ye, *Unintended Passive Resonant Structures in Interconnect Designs for Multi-Gigabit Signaling*, Electromagnetic Compatibility (EMC), 2012 IEEE International Symposium on, 6-10 Aug. 2012.
- [7] A. Sona, *Interferenze Elettromagnetiche*, online: www.lulu.com, 2013.
- [8] *Ferrite core for EMI Suppression*, Online Available at www.murata.com