

**UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA**

**FACOLTÀ DI INGEGNERIA**

**Corso di Laurea in Ingegneria  
dell'Informazione**

**Compatibilità elettromagnetica: simulazione e  
analisi sperimentale di fenomeni di diafonia**

Relatore: Prof. Alessandro Sona

Tesi di laurea di: Ferrarese Federica

Anno Accademico 2011/2012

# Indice dei contenuti

<b>TITOLO</b> .....	1
<b>INDICE DEI CONTENUTI</b> .....	2
<b>INDICE DELLE FIGURE</b> .....	3
<b>INTRODUZIONE</b> .....	4
<b>CAPITOLO 1 INTRODUZIONE ALL'INTERFERENZA ELETTROMAGNETICA</b> .....	5
1.1 SORGENTI DI INTERFERENZE ELETTROMAGNETICHE .....	6
1.2 MECCANISMI DI PROPAGAZIONE DI INTERFERENZE .....	6
<b>CAPITOLO 2 INTRODUZIONE AI PARAMETRI S</b>	
2.1 COMPORTAMENTO DEI CAVI IN ALTA FREQUENZA: LINEE DI TRASMISSIONE .....	8
2.1.1 <i>Propagazione di un segnale sinusoidale in una linea di trasmissione</i> .....	11
2.1.2 <i>Coefficienti di trasmissione e riflessione</i> .....	12
2.2 PARAMETRI S .....	14
2.3 LA DIAFONIA: ACCOPPIAMENTI CAPACITIVO E INDUTTIVO .....	16
2.3.1 <i>L'accoppiamento capacitivo</i> .....	17
2.3.2 <i>L'accoppiamento induttivo</i> .....	18
<b>CAPITOLO 3 LA STRUMENTAZIONE UTILIZZATA</b> .....	21
3.1 VECTOR NETWORK ANALYZER .....	22
<b>CAPITOLO 4 LA SIMULAZIONE TRAMITE ADS</b> .....	25
<b>CAPITOLO 5 LA MISURAZIONE</b> .....	31
<b>CONCLUSIONI</b> .....	35
<b>RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI</b> .....	39
<b>RINGRAZIAMENTI</b> .....	39

# Indice delle figure

Fig. 1 Elementi di base di un problema di EMC	5
Fig. 2 Linea di trasmissione con perdite	9
Fig. 3 Linea di trasmissione con impedenze disadattate	13
Fig. 4 Quadripolo a bassa frequenza	14
Fig. 5 Quadripolo in alta frequenza	15
Fig. 6 Accoppiamento capacitivo e circuito equivalente	17
Fig. 7 Accoppiamento induttivo	19
Fig. 8 Circuito stampato	21
Fig. 9 Analizzatore di rete Rode&Schwarz	23
Fig 10.a e 10.b Layout della configurazione 1 e 2	27
Fig. 11 Diagrammi di ampiezza e fase dei parametri S12 e S13 per la configurazione 1	29
Fig. 12 Diagrammi di ampiezza e fase dei parametri S12 e S13 per la configurazione 2	30
Fig. 13-14 Risultati della misurazione per la configurazione 1	31-32
Fig 15-16 Risultati della misurazione per la configurazione 2	33-34
Fig 18-19-20 Confronto tra misurazione e simulazione	35-36-37-38

# *Introduzione*

Questa tesi è stata realizzata principalmente durante l'esperienza di studio all'estero nello scorso anno accademico, presso l'Universitat Politècnica de Catalunya. Il corso di Interferencias y Compatibilidad Electromagnética consisteva in lezioni teoriche, seguite da attività pratiche svolte in laboratorio. Avendo a disposizione tutti gli strumenti per lo studio delle interferenze elettromagnetiche si è potuto lavorare su un circuito stampato, oggetto di studio di una delle sessioni pratiche.

L'elaborato si pone due obiettivi principali. Il primo è lo studio degli aspetti teorici riguardanti reti di trasmissione e i relativi fenomeni di interferenza a cui sono soggette. Il secondo è l'apprendimento dell'utilizzo di ADS e degli strumenti di laboratorio (circuiti stampati, *network analyzer*) con i quali si è avuta la possibilità di lavorare.

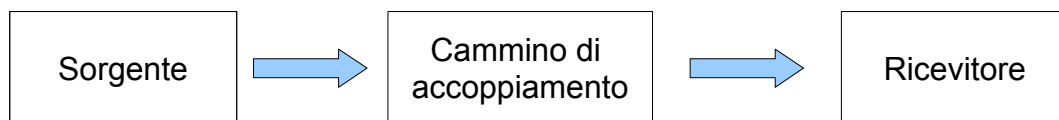
La tesi si articola in cinque capitoli. Il primo introduce una trattazione dal punto di vista teorico delle reti di trasmissione, ponendo una particolare attenzione ai parametri S, grazie ai quali è possibile l'analisi del comportamento delle reti stesse. Il secondo descrive la strumentazione di laboratorio utilizzata. Nel terzo capitolo si articola la simulazione della rete, tramite ADS, nel quarto invece la misurazione dei parametri sulla rete reale. Il quinto espone le conclusioni finali, confrontando i risultati.

# ***CAPITOLO 1***

## ***Introduzione all'interferenza elettromagnetica***

I comuni sistemi elettrici ed elettronici combinano al loro interno circuiti digitali ad alta velocità, circuiti analogici sensibili e sistemi di elettronica di potenza. Il funzionamento di tutti questi componenti in un intorno vicino causa interferenze elettromagnetiche. Per risolvere questi problemi nacque allora un'area dell'ingegneria elettrica ed elettronica chiamata Compatibilità Elettromagnetica (EMC).

In figura 1 è rappresentato lo schema di base degli elementi che intervengono nel problema di EMC. Si parla di interferenza sempre e solo quando si verifica un mal funzionamento nel ricevitore.



*Fig. 1: Elementi di base di un problema di EMC*

La Compatibilità Elettromagnetica implica che un sistema elettrico o elettronico sia capace di funzionare nel proprio intorno senza essere influenzato da interferenze e, allo stesso tempo, senza provocare perturbazioni, superando determinati livelli considerati ammissibili. Così un sistema che soddisfi i criteri di Compatibilità Elettromagnetica:

- non deve interferire con il resto del sistema delle sue vicinanze;
- deve essere immune alle emissioni di altri sistemi nel suo intorno;
- non deve interferire con se stesso.

La EMC nacque a metà del XX secolo, con le prime trasmissioni radio, e vide un

grande sviluppo dell'ultima decade di questo secolo, in concomitanza l'ampia diffusione di circuiti digitali di alta velocità e circuiti di potenza che commutano a frequenze sempre maggiori. Entrambi provocano livelli considerevoli di rumore elettromagnetico (EMI). Allo stesso tempo, i sensori, i circuiti analogici e gli stessi circuiti digitali funzionano con segnali sempre più deboli e pertanto sono più sensibili alla suddetta EMI.

Gli obiettivi attuali sono di realizzare un progetto in accordo con i principi di EMC, tenendo presente due scopi principali:

- minimizzare le emissioni;
- incrementare l'immunità delle presunte “vittime”.

## **1.1 Sorgenti di interferenze elettromagnetiche**

Esistono due tipi di sorgenti di interferenza elettromagnetica, le quali si possono classificare come sorgenti di EMI naturali e sorgenti di EMI causate dall'azione dell'uomo.

Come sorgenti naturali si considerano i fulmini, che possono arrivare a portare scariche fino a 10 kV, oppure effetti solari che riguardano la ionosfera.

Sorgenti dovute all'azione dell'uomo sono le scariche elettrostatiche, i sistemi elettrici ed elettronici, componenti per le telecomunicazioni ed impulsi elettromagnetici, come esplosioni nucleari o correnti dell'ordine dei kA.

## **1.2 Meccanismi di propagazione delle interferenze**

Prendendo in considerazione il mezzo di propagazione che l'interferenza elettromagnetica utilizza per pregiudicare il funzionamento di un'apparecchiatura o la qualità di un segnale, si può classificare il rumore elettromagnetico come EMI di conduzione, EMI capacitiva o induttiva, ed EMI radiata.

Le interferenze di conduzione si propagano attraverso dei cavi di alimentazione, portatori di segnale o posti a massa, con frequenza che non supera i 30 MHz.

Le EMI propagate per accoppiamento capacitivo si generano per effetto del campo elettrico: la fonte principale sono i punti in cui si ha una grande variazione di tensione nel tempo; le interferenze che si propagano per accoppiamento induttivo invece sono causate dal campo magnetico.

Le EMI radiate sono dovute alla generazione di onde elettromagnetiche: si considerano radiate e non accoppiate quando la distanza tra sorgente e vittima è superiore alla metà della lunghezza d'onda dell'interferenza. Il campo di frequenze per questo tipo di disturbi va da 30 Mhz a 1 GHz.

# ***CAPITOLO 2***

## ***Introduzione ai parametri S***

### **2.1 Comportamento dei cavi in alta frequenza: linee di trasmissione**

I circuiti elettrici eccitati da segnali di bassa frequenza si studiano mediante modelli con parametri R, L e C concentrati, ricorrendo alle leggi di Kirchoff. Tuttavia questo modello non è applicabile a circuiti elettrici nei quali si propagano segnali di alta frequenza. Concretamente, non è applicabile quando la dimensione del circuito è significativamente più grande della lunghezza d'onda del segnale. Per questo motivo lo studio deve essere fatto utilizzando modelli di parametri R, L e C distribuiti oppure trattando il circuito come una linea di trasmissione.

Si definisce la linea di trasmissione come un circuito formato da conduttori, la cui lunghezza è molte volte maggiore della lunghezza della onda del segnale che si propaga in esso. Le possibili geometrie del circuito sono molte, ma in realtà quello che interessa per lo studio sono i parametri elettrici per unità di lunghezza, i quali dipendono dalla geometria e dalla permeabilità elettrica e magnetica del mezzo.

Lo schema di figura 2 mostra il circuito equivalente a una linea di trasmissione con perdite, dove

- R è la resistenza serie per unità di lunghezza dx;
- L è l'induttanza serie per unità di lunghezza dx;
- C è la capacità tra conduttori di andata e ritorno per unità di lunghezza dx;
- G è la conduttanza tra conduttori di andata e ritorno per unità di lunghezza dx.



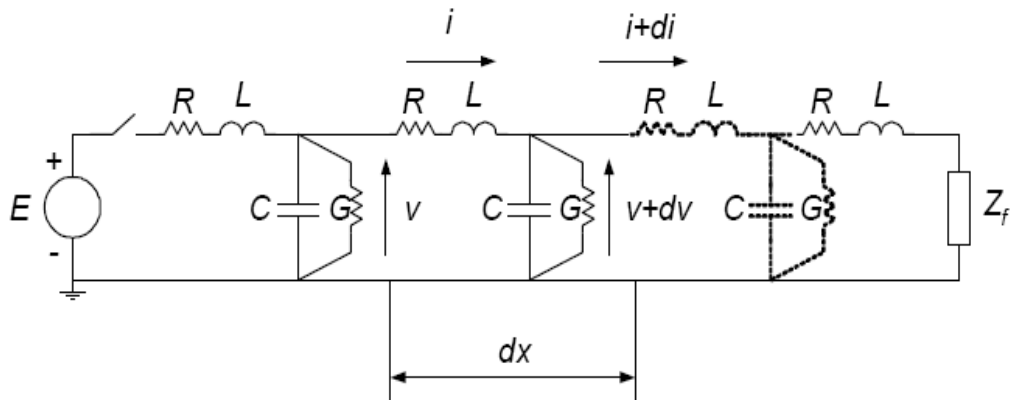


Fig. 2: Linea di trasmissione con perdite

Su questo circuito è possibile impostare le equazioni di Kirchoff sulle maglie e sui nodi per un tratto  $dx$  (1) e (2). Si utilizza la notazione di derivate parziali poiché tanto la tensione  $v$  come la corrente  $i$  sono variabili nello spazio e nel tempo ( $v=v(x,t)$  ;  $i=i(x,t)$ ):

$$\frac{\partial v}{\partial x} = -Ri - L \frac{\partial i}{\partial t} \quad , \quad (1)$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -Gv - C \frac{\partial v}{\partial t} \quad . \quad (2)$$

Per segnali periodici nel tempo, queste equazioni possono essere scritte anche nella forma (3) e (4):

$$\frac{dV(x)}{dx} = -ZI(x) \quad , \quad (3)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -YV(x) \quad , \quad (4)$$

dove  $Z$  e  $Y$  sono rispettivamente impedenza e ammettenza per unità di lunghezza:

$$Z = R + j\omega L \quad , \quad (5)$$

$$Y = G + j\omega C \quad . \quad (6)$$

Si può derivare il sistema di equazioni differenziali (3) e (4), dando luogo alle (7) e (8), e risolversi per determinare  $V(x)$  e  $I(x)$ :

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} - \gamma^2 V(x) = 0 \quad , \quad (7)$$

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} - \gamma^2 I(x) = 0 \quad , \quad (8)$$

dove  $\gamma$  è la costante di propagazione, composta di una parte reale  $\alpha$ , chiamata costante di attenuazione, e  $\beta$ , conosciuta come costante di fase

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad . \quad (9)$$

La soluzione generale delle equazioni (7) e (8) sono le equazioni di  $V(x)$  e  $I(x)$  lungo la linea di trasmissione, in modulo e fase (10), (11) (non si dimentichi che tutte le  $V$  e  $I$  maiuscole sono fasori che rappresentano grandezze periodiche)

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x} \quad , \quad (10)$$

$$I(x) = \frac{1}{Z} \frac{dV}{dx} = \sqrt{\frac{Y}{Z}} (V^+ e^{-\gamma x} - V^- e^{\gamma x}) \quad . \quad (11)$$

Il parametro  $\sqrt{Z/Y}$  è chiamato impedenza caratteristica della linea di trasmissione:

$$\sqrt{\frac{Z}{Y}} = Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad . \quad (12)$$

Si osservi che nell'equazione (10) appaiono i termini  $V^+$  e  $V^-$  che rappresentano rispettivamente le onde propagate nella direzione di  $+x$  e  $-x$ , ovvero onda trasmessa e onda riflessa nella direzione  $x$  di propagazione.

In molti casi, per cavi relativamente corti, si può considerare  $R=0$  e  $G=0$ . Questo è ciò che si denomina come linea di trasmissione senza perdite. In questo caso l'impedenza caratteristica sarà pari a:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad . \quad (13)$$

Se si considera la propagazione nel vuoto o nell'aria, l'induttanza per metro e la capacità per metro conservano la stessa relazione che le rispettive permeabilità

magnetica e dielettrica (14), così ottenendo un'impedenza caratteristica che coincide con l'impedenza intrinseca del mezzo:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi = 377 \Omega \quad . \quad (14)$$

### 2.1.1 Propagazione di un segnale sinusoidale in una linea di trasmissione

L'equazione (10) rappresenta la legge di variazione di tensione nello spazio,  $V(x)$ . Se si suppone che  $V$  vari nel tempo seguendo una legge sinusoidale, si può scrivere l'equazione generale che mostra la variazione spaziale e temporale (15). Di conseguenza la corrente seguirà l'equazione (16):

$$V(x, t) = V(x) e^{j\omega t} = V^+ e^{-\alpha x} e^{j\omega(t - \beta x/\omega)} + V^- e^{-\alpha x} e^{j\omega(t + \beta x/\omega)} \quad , \quad (15)$$

$$I(x, t) = I(x) e^{j\omega t} = \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-\alpha x} e^{j\omega(t - \beta x/\omega)} - V^- e^{-\alpha x} e^{j\omega(t + \beta x/\omega)}) \quad . \quad (16)$$

Queste sono le equazioni con le quali si definisce un'onda che si propaga (“traveling wave”), ovvero un'onda che varia periodicamente nel tempo e nello spazio, nella direzione di propagazione,  $x$ . Si noti che  $e^{j\omega(t - \beta x/\omega)}$  è un termine puramente di fase dell'onda e pertanto si ripete periodicamente, in modo che per punti distanziati tra loro un numero intero di periodi, quindi aventi fase uguale,  $\omega(t + nT) - \beta x$  sarà una costante, potendo così scrivere :

$$\frac{d(\omega(t + nT) - \beta x)}{dt} = \omega - \beta \frac{dx}{dt} = 0 \quad . \quad (17)$$

Dalla (17) si può dedurre la velocità di propagazione dell'onda , che rappresenta la velocità alla quale un punto di fase costante avanza lungo la linea di trasmissione:

$$\frac{dx}{dt} = v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad . \quad (18)$$

Inoltre la lunghezza d'onda  $\lambda$  è la distanza tra due punti che hanno la stessa fase in

un determinato istante  $t$ . Risulta quindi che i termini di fase delle equazioni (15) e (16) verificano:

$$e^{j(\omega t - \beta x)} = e^{j(\omega t - \beta(x + n\lambda))} \quad , \quad (19)$$

dalla quale si deduce:

$$e^{j(\beta n \lambda)} = 1 \quad , \quad \text{la quale implica: } \beta n \lambda = n 2 \pi \quad ; \quad (20)$$

pertanto  $\lambda$  è definita come:

$$\lambda = 2 \pi / \beta \quad . \quad (21)$$

Affinché sia verificata l'equazione spazio = velocità \* tempo, si deduce

$$\lambda = v_p T = v_p / f \quad . \quad (22)$$

Da (21) e (22) si ottiene:

$$v_p = 2 \pi f / \beta = \omega / \beta \quad . \quad (23)$$

## 2.1.2 Coefficienti di trasmissione e riflessione

Si tratti il caso di una linea di trasmissione eccitata da una sorgente  $V_g$  e con un'impedenza interna  $Z_g$ , accoppiata a una linea di trasmissione con impedenza caratteristica  $Z_0$  e terminante con l'impedenza  $Z_L$ .

Le equazioni (10) e (11), che rappresentano i valori di tensione e corrente in un qualsiasi punto della linea, possono essere riscritte nella seguente forma:

$$V(x) = V^+ (e^{-\gamma x} + \frac{V^-}{V^+} e^{\gamma x}) \quad (24)$$

$$I(x) = \frac{1}{Z_0} V^+ (e^{-\gamma x} - \frac{V^-}{V^+} e^{\gamma x}) \quad (25)$$

dove  $V^+$  e  $V^-$  rappresentano rispettivamente le tensioni dell'onda propagata nel senso sorgente-carico e l'onda riflessa (da carico a sorgente).

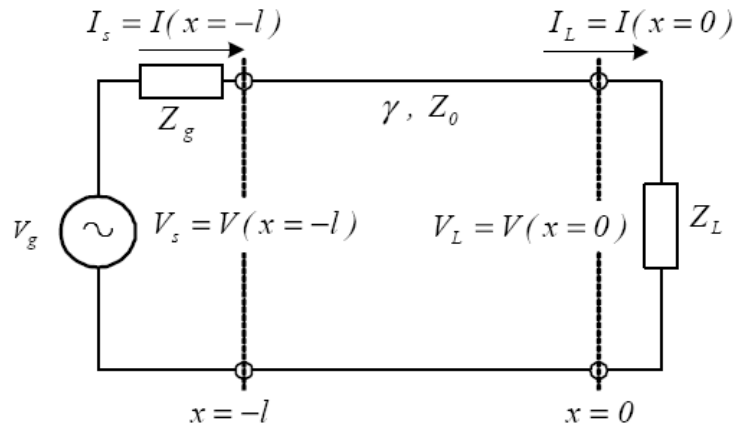


Fig. 3: Linea di trasmissione con impedenze disadattate

La relazione  $\Gamma = V^-/V^+$  esprime il coefficiente di riflessione. Se la linea di trasmissione ha una lunghezza  $l$  e si prende come origine della coordinata spaziale  $x$  il lato di carico, l'origine della linea avrà una coordinata  $x = -l$ . Poiché nel punto  $x = 0$  si deve verificare che  $V_L = Z_L I_L$ , e applicando le (24) e (25) risulta:

$$V(x=0) = Z_L I_L(x=0) \rightarrow V^+(1+\Gamma) = Z_L \frac{1}{Z_0} V^+(1-\Gamma) \quad , \quad (26)$$

dalla quale si deduce:

$$\Gamma = \frac{(Z_L - Z_0)}{(Z_L + Z_0)} \quad , \quad (27)$$

equazione che dà il coefficiente di riflessione nel lato di ricezione dell'onda. Dalla (24) si ricava che:

$$V(x=0) = V^+(1+\Gamma) = V^+ T \quad . \quad (28)$$

Il termine  $(1+\Gamma)$  è chiamato coefficiente di trasmissione o propagazione  $T$ , nel lato di ricezione, che possiamo ottenere combinando (27) e (28)

$$T = \frac{2Z_L}{Z_L + Z_0} \quad . \quad (29)$$

Si può dedurre anche l'impedenza in un punto  $x$  qualsiasi della linea di trasmissione a partire dalle equazioni (24) e (25) e combinandole con la (27) risulta

$$Z(x) = V(x)I(x) = Z_0 \left( \frac{e^{-\gamma x} + \Gamma e^{\gamma x}}{e^{-\gamma x} - \Gamma e^{\gamma x}} \right) = Z_0 \left( \frac{(Z_L + Z_0)e^{-\gamma x} + (Z_L - Z_0)e^{\gamma x}}{Z_L + Z_0 e^{-\gamma x} - (Z_L - Z_0)e^{\gamma x}} \right) \quad (30)$$

Concretamente, per trovare l'impedenza vista dal lato di emissione, basta sostituire  $x = -l$ , con il quale si ottiene l'impedenza d'ingresso  $Z_i$ .

## 2.2 Parametri S

I parametri S sono definiti sulla base della teoria delle linee di trasmissione e caratterizzano le reti alle alte frequenze.

Per quadripoli alimentati con tensioni a bassa frequenza, come quello rappresentato nella figura 3, è frequente impostare le equazioni delle tensioni di ingresso e uscita in funzione delle correnti, ottenendo così un sistema di equazioni del tipo mostrato in (31), dove i parametri  $Z_{ij}$  vengono chiamati parametri di impedenza:

$$\begin{aligned} v_1 &= Z_{11}i_1 + Z_{12}i_2 \\ v_2 &= Z_{21}i_1 + Z_{22}i_2 \end{aligned} \quad (31)$$

Il sistema di equazioni si può impostare anche ponendo come variabili indipendenti le correnti, ottenendo così i parametri "Y", o inoltre scegliere come variabili indipendenti tensione d'ingresso e corrente d'uscita, definendo i parametri ibridi "h".

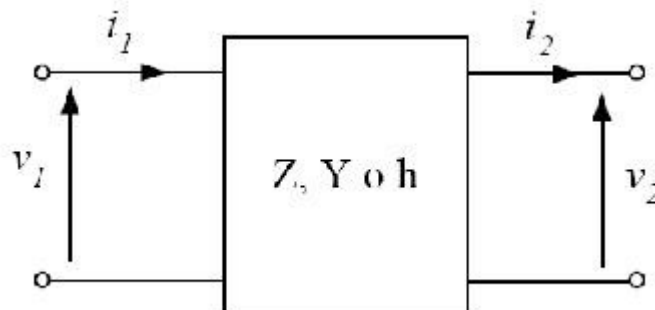


Fig. 4: Quadripolo a bassa frequenza

Nel caso di un quadripolo interessato da segnali ad alta frequenza, è difficile misurare le tensioni e le correnti, poiché si sovrappongono onde che si propagano in un senso e onde riflesse nel senso contrario. Pertanto si deve ragionare in termini di ampiezza delle suddette onde.

Considerando la figura 4, sia  $u_1$  l'ampiezza normalizzata dell'onda entrante della porta 1 e  $v_1$  quella dell'onda uscente dalla medesima porta, similmente siano  $u_2$  e  $v_2$  le ampiezze dell'onda entrante e uscente dalla porta 2.

Le ampiezze normalizzate si definiscono in modo tale che per una qualsiasi porta  $n$ ,  $u_n^2/Z_0$  è la potenza dell'onda entrante nella porta e  $v_n^2/Z_0$  quella dell'onda uscente.

In questo modo le ampiezze normalizzate  $u_n$  e  $v_n$  sono date dalle equazioni:

$$u_n = \frac{V_n^+}{Z_0}; \quad v_n = \frac{V_n^-}{Z_0} \quad (32)$$

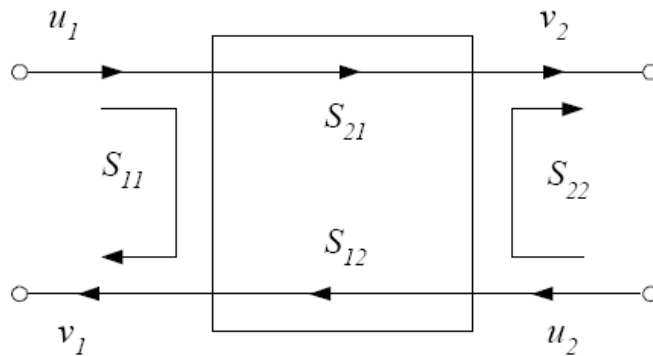


Fig. 5: Quadripolo in alta frequenza

Si può impostare un sistema di equazioni analogo a quello dei quadripoli a bassa frequenza

$$\begin{aligned} v_1 &= S_{11}u_1 + S_{12}u_2 \\ v_2 &= S_{21}u_1 + S_{22}u_2 \end{aligned} \quad (33)$$

Il significato dei parametri  $S_{ij}$  che relazionano le ampiezza delle onde di entrata e uscita sono le seguenti:

$$S_{11} = \left. \left| \frac{v_1}{u_1} \right| \right|_{u_2=0} ; S_{12} = \left. \left| \frac{v_1}{u_2} \right| \right|_{u_1=0} ; S_{21} = \left. \left| \frac{v_2}{u_1} \right| \right|_{u_2=0} ; S_{22} = \left. \left| \frac{v_2}{u_2} \right| \right|_{u_1=0} . \quad (34)$$

$S_{11}$  indica l'ampiezza dell'onda d'uscita della porta 1 dovuta all'onda di entrata della porta 2 quando questa è in cortocircuito,  $u_2=0$  ;

$S_{12}$  indica l'ampiezza dell'onda d'uscita della porta 1 dovuta all'onda di entrata della porta 2 quando questa è in cortocircuito,  $u_1=0$  ;

$S_{21}$  indica l'ampiezza dell'onda d'uscita della porta 2 dovuta all'onda di entrata della porta 1 quando la porta 2 è in cortocircuito,  $u_2=0$  ;

$S_{22}$  indica l'ampiezza dell'onda d'uscita della porta 2 dovuta all'onda di entrata della porta 2 quando la porta 1 è in cortocircuito,  $u_1=0$  ;

## 2.3 La diafonia: accoppiamenti capacitivo e induttivo

É molto comune che circuiti progettati per funzionare in modo indipendente tra loro si influenzino reciprocamente, compromettendo la loro funzionalità e diminuendo così le loro prestazioni. Tali disturbi, causati dall'accoppiamento elettromagnetico indesiderato tra fili e piste di circuiti vicini tra loro, prendono il nome generico di diafonia (crosstalk). Questo fenomeno è dovuto alle correnti e alle tensioni dei conduttori ed è uno tra i più importanti aspetti della progettazione di apparati compatibili dal punto di vista elettromagnetico.

La diafonia tra fili di un cavo oppure tra piste di un circuito stampato rappresenta un fenomeno di interferenza interna di un sistema, ovvero la sorgente e il ricevitore dell'emissione elettromagnetica appartengono allo stesso sistema. Ciò indica appunto l'importanza di progettare un prodotto che non interferisca con se stesso, campo di interesse della compatibilità elettromagnetica.

Prendiamo in esame due delle modalità con le quali avviene l'interferenza tra due circuiti, ovvero l'accoppiamento capacitivo e quello induttivo.



### 2.3.1 Accoppiamento capacitivo

Il principio teorico della diafonia capacitiva si può così riassumere: se il campo elettrico, generato dalla tensione di alimentazione applicata tra i due conduttori, attraversa l'altro conduttore vicino (vittima), verrà indotta su di esso una corrente parassita la quale potrà provocare a sua volta una tensione parassita.

Per analizzare il solo accoppiamento capacitivo si può supporre che sul circuito disturbante 1 di figura 5 si abbia una circolazione di corrente trascurabile. I due conduttori sono sufficientemente vicini in modo che la capacità  $C$  non sia trascurabile; inoltre è presente un sistema di riferimento dei potenziali, che per semplicità si assume essere un piano di massa equipotenziale.

Il conduttore 1 assume potenziale  $V_G$  rispetto a massa in quanto collegato al generatore di tensione. La presenza della capacità  $C$  tra i due conduttori induce sul conduttore 2 un disturbo da parte del sistema a cui appartiene il conduttore 1.

Il circuito equivalente, riportato a destra, consiste in un conduttore d'origine, sottomesso a cambi di tensione, e un circuito vittima, che riceve la corrente di perturbazione, secondo l'equazione

$$i(t) = C \frac{dV}{dt} \quad (35)$$

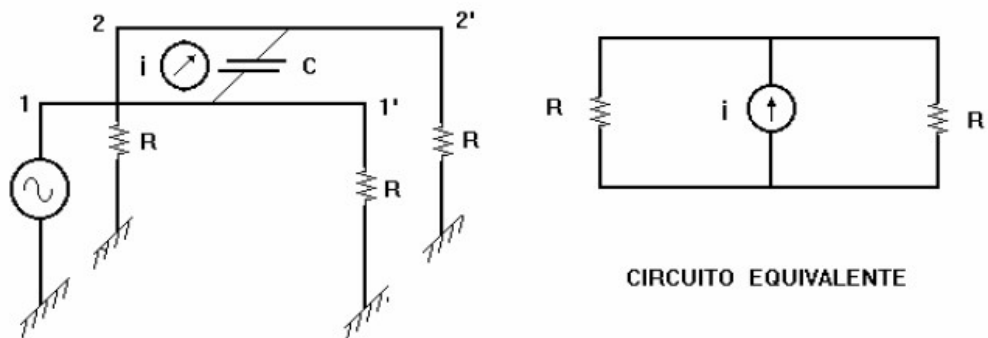


Fig. 6: Accoppiamento capacitivo e circuito equivalente

Il valore della tensione indotta è dato dall'espressione

$$V_I = RC \frac{dV_G}{dt} \quad (36)$$

La tensione indotta sarà maggiore :

- quanto maggiore sarà la variazione rispetto al tempo di  $V_G$ , o quanto maggiore sarà la sua frequenza;
- quanto minore sarà la distanza tra il conduttore sorgente e il conduttore vittima;
- quanto maggiore sarà la lunghezza dei circuiti.

Gli ultimi due punti si deducono dalla formula della capacità di un condensatore piano.

Un modo per ridurre l'accoppiamento capacitivo è utilizzare cavi schermati. Si ricorda che il campo elettrico non attraversa uno schermo conduttore:

$$C = \epsilon \frac{S}{d}, \quad (37)$$

con la superficie  $S$  espressa in  $m^2$ , la distanza in  $m$  e la costante dielettrica  $\epsilon$ , numero puro.

### 2.3.2 Accoppiamento induttivo

Affinchè si produca un'interferenza di tipo induttivo occorre un filo conduttore che porti una corrente, la quale crea un campo magnetico, e una spira, nella quale si generi una forza elettromotrice che provoca una perturbazione. Il principio teorico è la nota legge di Faraday.

Come è noto, una corrente  $I_1$  che circola su un circuito chiuso 1, genera un campo magnetico  $H_1$ . Il flusso  $\Phi_1$  del campo magnetico concatenato col circuito 1 è legato alla corrente  $I_1$  dal coefficiente di autoinduttanza  $L_1$  tramite la relazione  $\Phi_1 = L_1 I_1$ . Tale coefficiente dipende dalle caratteristiche geometriche del circuito e dalle proprietà magnetiche dello spazio ove si manifesta il campo magnetico.

Se nello spazio interessato dal campo magnetico si trova un altro circuito 2, con esso si concatena un flusso  $\Phi_{21}$ , dovuto al campo  $H_1$ .

Si può definire il coefficiente di mutua induzione  $M_{21}$  come:

$$M_{21} = \frac{-d\phi_{21}}{di} \quad (36)$$

Esso permette di definire il flusso concatenato, noto  $\Phi_{21}$ , mediante la relazione:

$$\Phi_{21} = M_{21} I_1 \quad (37)$$

Anche il coefficiente di mutua induzione è funzione dei parametri geometrici dei circuiti interessati, in particolare della loro posizione reciproca.

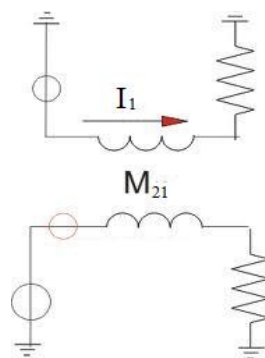
Nel caso in cui il flusso  $\Phi_{21}$  concatenato con il circuito 2 sia variabile, a causa di una variazione della corrente  $I_1$  che lo ha generato, o a causa della variazione della posizione reciproca fra i due circuiti, si genera una forza elettromotrice indotta sul circuito 2, la quale fa circolare una corrente che genera un flusso che si oppone alla sua iniziale variazione. Il circuito 1, considerato come sorgente, genera quindi un disturbo sul circuito 2, dato dalla forza elettromotrice indotta.

Il flusso captato da una spira vittima quindi genera una tensione secondo la legge di Faraday:

$$v(t) = \frac{-d\phi_{12}}{dt} \quad (38)$$

Essa si può esprimere anche in funzione dell'induttanza mutua tra i due circuiti, sorgente e vittima e l'equazione (36) si trasforma in

$$v(t) = M_{12} \frac{di(t)}{dt} \quad (39)$$



*Fig. 7: Accoppiamento induttivo*

Il flusso che attraversa la spira, e di conseguenza la f.e.m., è quindi maggiore

quanto maggiore è:

- il valore della corrente;
- l'area della spira;
- la distanza tra il cavo che crea la perturbazione e la spira.

Dall'altra parte la sua derivata temporale è maggiore quanto maggiore è la frequenza della corrente che genera il campo magnetico.

Alcuni metodi per ridurre l'accoppiamento induttivo sono:

- ridurre l'area della spira, intrecciando il cavo;
- posizionare il più possibile vicini il cavo che porta la corrente e il cavo di ritorno di questa corrente (che andrà del senso opposto); in questo modo si annulla il campo magnetico che si crea;
- se il cavo che produce la perturbazione è perpendicolare alla spira, non si ha flusso  $\Phi_1$  che attraversa quest'ultima e pertanto non si produce la perturbazione.

# CAPITOLO 3

## La strumentazione utilizzata

Per studiare il fenomeno della diafonia si è utilizzato come piano sperimentale un semplice circuito stampato sotto riportato.

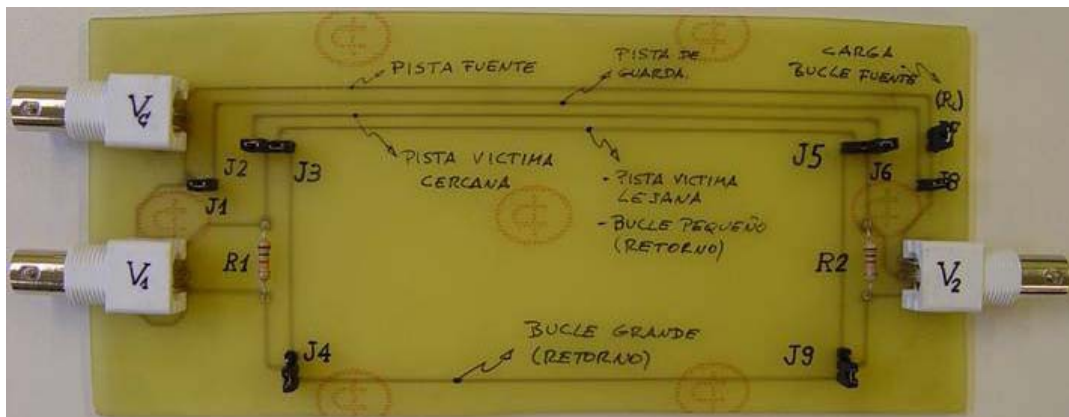
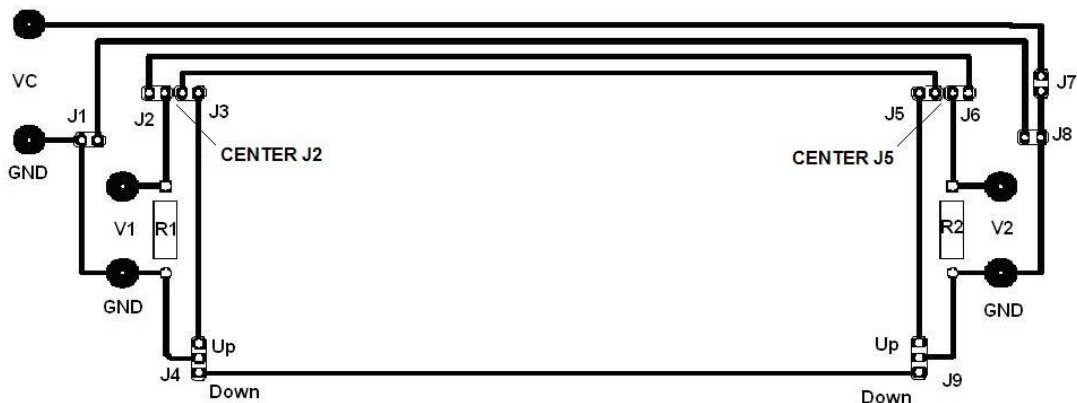


Fig. 8 : Circuito stampato

Questa placca consiste essenzialmente in 2 circuiti. Il primo di questi è alimentato da  $V_c$  con un'onda sinusoidale e si considera come il circuito sorgente della perturbazione. Il secondo, che contiene le resistenze  $R_1$  e  $R_2$ , è il circuito "vittima".

Si può misurare la perturbazione indotta nei connettori V1 e V2.

I jumpers della placca permettono di realizzare differenti configurazioni. Nella seguente tabella compaiono le differenti possibilità di combinazione.

<b>JUMPER</b>	<b>DESCRIZIONE</b>
<b>Vc</b>	Sorgente della perturbazione
<b>V1 o V2</b>	Misurazione della perturbazione accoppiata
<b>J1-J8</b>	Connessione a massa della linea di protezione
<b>J2-J6</b>	Linea vittima vicina alla linea sorgente. Area vittima grande (J2-J6: ON) (J3-J5: OFF)
<b>J3-J5</b>	Linea vittima lontana alla linea sorgente. Area vittima piccola (J3-J5: ON) (J2-J6: OFF)
<b>J7</b>	Controlla il loop sorgente: OFF, aperto (sorgente di alta impedenza); ON, cortocircuitato sopra i 50Ω della sorgente (sorgente di bassa impedenza)
<b>J4-J9 up</b>	Dimensione piccola della linea vittima
<b>J4-J9 down</b>	Dimensione grande della linea vittima

Tab. 1: Descrizione placca

### **3.1 Vector network analyzer**

La misurazione dei parametri di rete è invece stata eseguita tramite il Rohde&Schwarz Vector Network Analyzer - 9kHz....4GHz – ZVRE.

L'analizzatore di rete viene usato per testare sistemi e caratterizzare congegni a radiofrequenza o microonde, in termini di parametri di scattering. Le informazioni che se ne ricavano servono per assicurare che il design di un circuito sia ottimizzato e permettere così di raggiungere la migliore performance.

L'analizzatore di rete è quindi uno strumento essenziale in ambito ingegneristico, poichè permette di avere una visione dei componenti e dei circuiti che nessun altro strumento di misura permette.

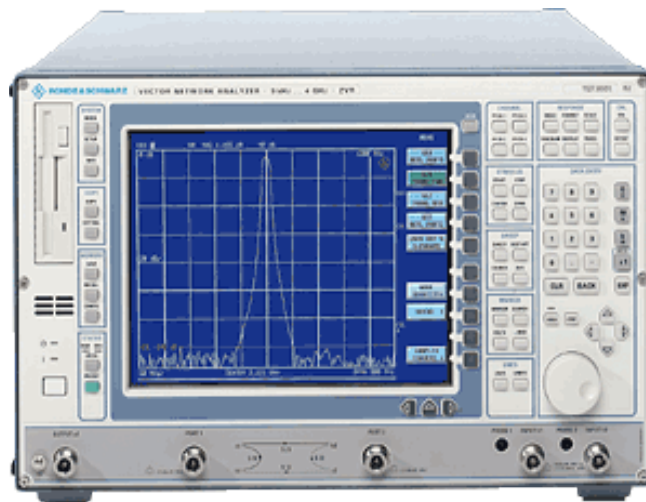


Fig. 9: Analizzatore di rete Rode&Schwarz

Questo strumento è in grado di misurare sia fase che ampiezza del dispositivo testato, per questo viene anche chiamato *gain-phase meter*. L'elemento chiave infatti del VNA (*vector network analyzer*) consiste proprio in questo: effettuare una misura di ampiezza è abbastanza più semplice e spesso è sufficiente, per esempio per caratterizzare il guadagno di un amplificatore in una certa banda, o l'ampiezza della risposta di un filtro. Una misura che include la fase invece permette di scoprire molto di più del dispositivo testato, poichè la fase è un elemento critico nell'analisi di rete. Grazie a un VNA, dalla sola conoscenza di fase e ampiezza è possibile sviluppare modelli di circuiti che consentano una simulazione completa: la caratterizzazione nel dominio del tempo richiede informazioni di ampiezza e fase per il calcolo della trasformata di Fourier e per effettuare correzioni sul vettore d'errore.

Il VNA consiste in un oscillatore, un test set che include due porte, un pannello di controllo, un display e dei cavi per collegare il DUT (*device under test*). Ogni porta del test set include accoppiatori a doppia direzione e un dispositivo di misura.

Prima di cominciare le misure, occorre calibrare lo strumento. Ci sono molte tecniche di calibrazione. Si può scegliere di calibrare per sola riflessione o trasmissione, usando una delle due porte o entrambe contemporaneamente. Nella

maggior parte dei casi vengono calibrate entrambe le porte per riflessione e trasmissione, permettendo così la misura dei parametri di scattering per il DUT.

La calibrazione per la riflessione richiede tre condizioni standard: circuito aperto, cortocircuito e adattamento ad un carico di 50 Ohm. Il set di cavi coassiali usato dipende dalla banda di frequenze che occorre coprire. Occorre assicurarsi di non eccedere i limiti di frequenza per il test set, i cavi, gli adattatori e il kit di calibrazione. Quest'ultimo è molto costoso e per questo si devono coprire i pezzi per la calibrazione con involucri di plastica per evitare che si sporchino, degradando così le future calibrazioni



# ***CAPITOLO 4***

## ***La simulazione tramite ADS***

Il circuito è stato simulato tramite il programma ADS (Advanced Design System), di Agilent, attraverso il quale si possono facilmente ottenere i parametri  $S_{ij}$ , che relazionano le ampiezze della onde di entrata e uscita.

Agilent Advanced Design System è nei fatti il pacchetto CAD più utilizzato per il progetto di sistemi operanti ad alta frequenza, ad esempio telefoni cellulari, reti wireless e sistemi per comunicazioni satellite. In questo sistema è molto sviluppata la parte di simulazione; le suite disponibili considerano come funzionalità di base la parte di progetto del PCB, e consentono di espandere il pacchetto con vari tipi di simulatori. ADS è costituito da un unico programma, in cui il flusso di progetto impone di iniziare dallo schematico e poi passare al layout. Il progettista può partire da uno o dall'altro indifferentemente; quando ha realizzato una parte del layout, ad esempio, può sincronizzare automaticamente il lavoro svolto con lo schematico. Altra peculiarità è la possibilità di inserire nello schema generatori di segnali e sonde virtuali che indicano dove si vuole realizzare una misura o una simulazione. ADS è dotato di un ampio set di librerie i cui componenti vengono regolarmente aggiornati dalle più famose aziende produttrici.

Per la simulazione è fondamentale rispettare le dimensioni e le proporzioni del circuito reale, poiché accoppiamenti induttivi e capacitivi sono fortemente influenzati dalla lunghezza delle linee e dalla loro distanza reciproca.

Dopo aver disegnato il layout del circuito, si è selezionato

*Momentum* → *Simulation* → *S-Parameter*

Nella finestra che compare occorre inserire il range di frequenza (100 MHz-1 GHz).

I parametri analizzati sono :

$$S_{12} = \frac{V_c}{V_1},$$

che rappresenta il rapporto tra la potenza trasmessa in uscita alla porta  $V_c$  sorgente di tensione e la potenza incidente sulla porta 1;

$$S_{13} = \frac{V_c}{V_2},$$

ovvero il rapporto tra la potenza trasmessa in uscita alla porta  $V_c$  sorgente di tensione e la potenza incidente sulla porta 2.

Di entrambi i coefficienti di trasmissione interessa principalmente analizzare modulo e fase in funzione della frequenza. Il modulo è espresso in decibel, mentre la fase in gradi.

Sono state scelte due configurazioni realizzate tramite i “jumpers” mobili, la prima con circuito sorgente ad alta impedenza, quindi con J7 aperto, la seconda a bassa impedenza, tramite la chiusura di J7.

### **Configurazione 1**

Diafonia con circuito sorgente di alta impedenza (J7 aperto).

Configurazione con area di circuito grande e linee sorgente-vittima vicine.

Jumpers ON: J2, J6;

Jumpers OFF: J1, J3, J5, J8, J7;

J4-J9: DOWN.

### **Configurazione 2**

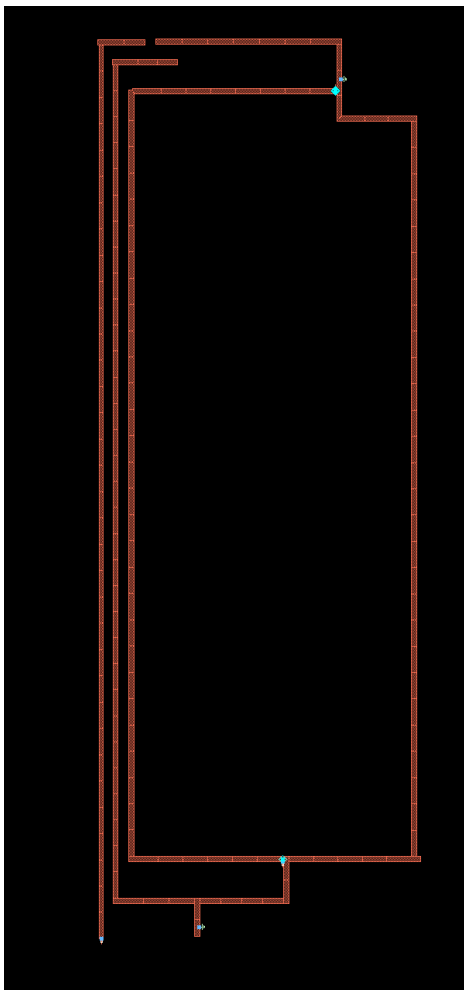
Diafonia con circuito sorgente di bassa impedenza (J7 chiuso)

Configurazione con area di circuito grande e linee sorgente-vittima vicine.

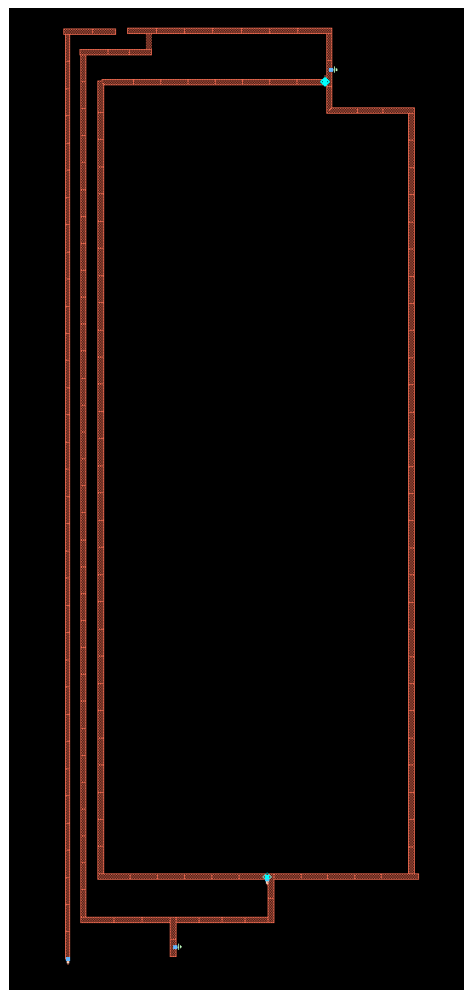
Jumper ON: J2, J6, J7;

Jumpers OFF: J1, J3, J5, J8;

J4-J9: DOWN.



*Fig 10.a: Layout della configurazione 1*



*Fig 10.b: Layout della configurazione 2*

Le figure 11 e 12 riportano i grafici relativi ad ampiezza e fase di  $S_{12}$  e di  $S_{13}$  .

Nella configurazione ad alta impedenza si può notare come, per entrambi i parametri, ci sia un picco di ampiezza ad una frequenza compresa tra 500 e 600 MHz, raggiungendo un valore di circa -16dB e -5dB, rispettivamente per  $S_{12}$  e  $S_{13}$  .

La seconda configurazione invece ha un andamento che presenta, in entrambi i parametri di scattering, una cuspidè, che raggiunge il valore di circa -50dB, alla frequenza di 200MHz per  $S_{12}$  , di 460MHz per  $S_{13}$  .

Il grafico relativo alla fase, tarato in gradi, evidenzia come, una volta completato un giro completo ( $360^\circ$ ), ci sia come una commutazione: una volta raggiunto il limite inferiore di  $-180^\circ$ , la fase passa al valore  $+180^\circ$ .

Fig. 11: Diagrammi di ampiezza e fase dei parametri S12 e S13 per la configurazione 1

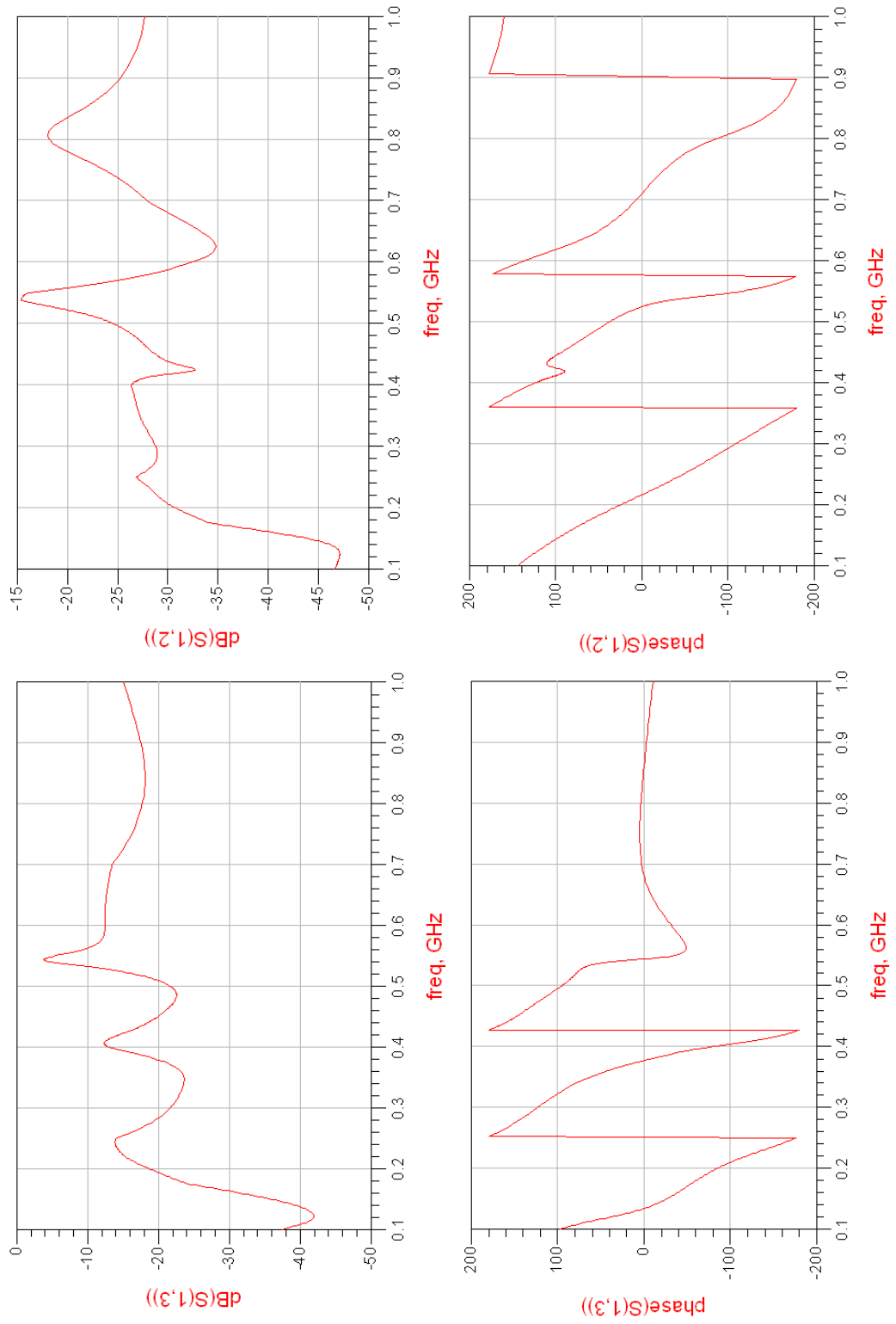
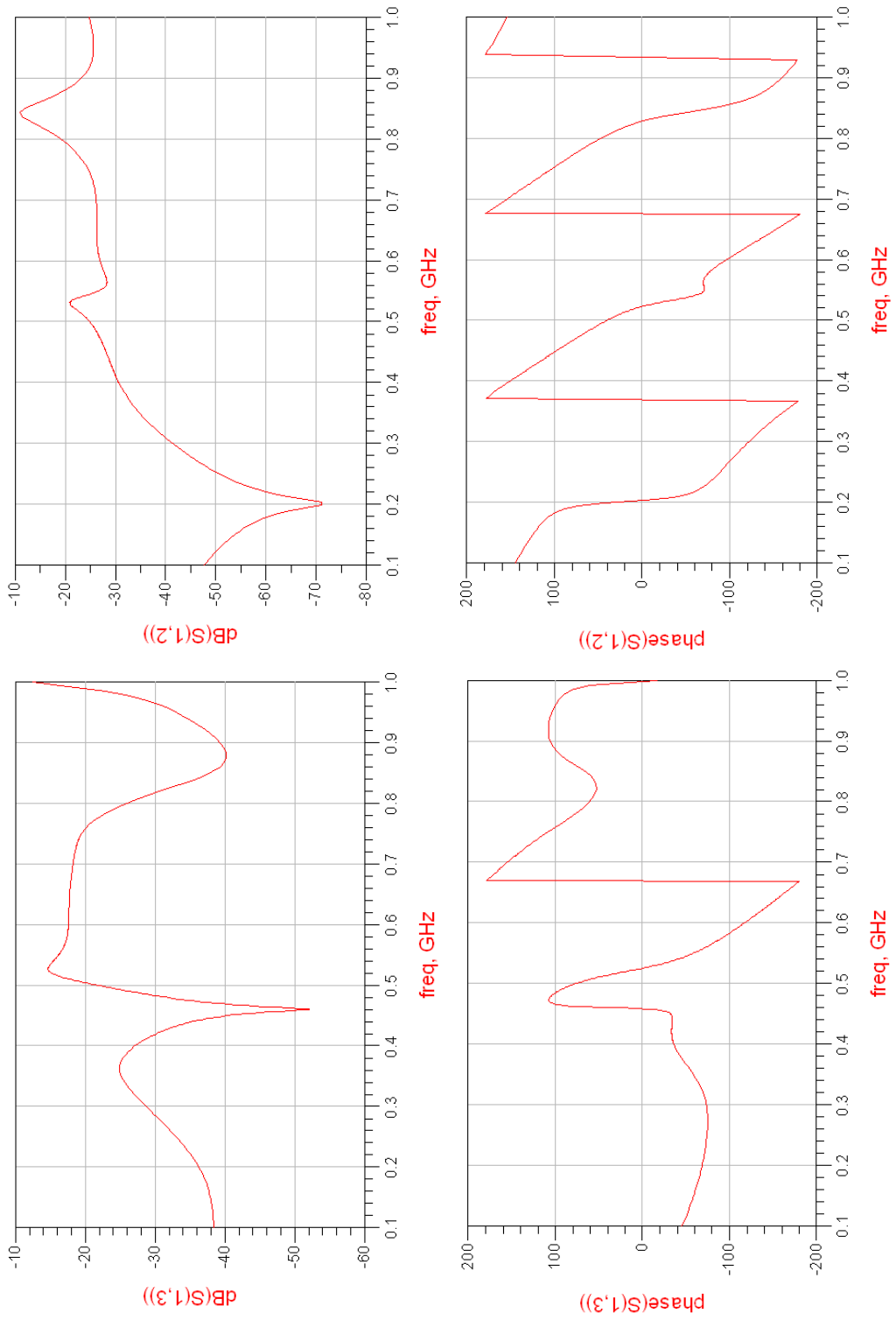


Fig. 12: Diagrammi di ampiezza e fase dei parametri S12 e S13 per la configurazione 2



# ***CAPITOLO 5***

## ***La misurazione***

Dopo aver opportunamente calibrato l'analizzatore di rete, sono state effettuate le misurazioni sul circuito.

I dati sono stati salvati direttamente su un floppy in formato .ASC (file di punti).

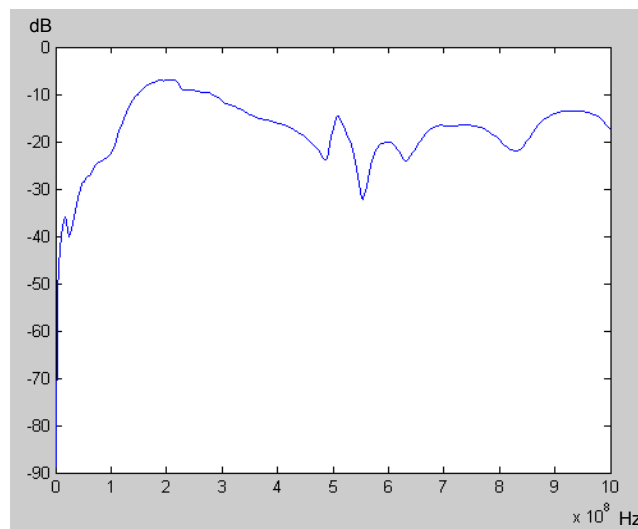
Utilizzando MATLAB sono stati importati i dati e tramite il comando

```
plot(data(:,1), data(:,3))
```

si sono così ottenuti i grafici.

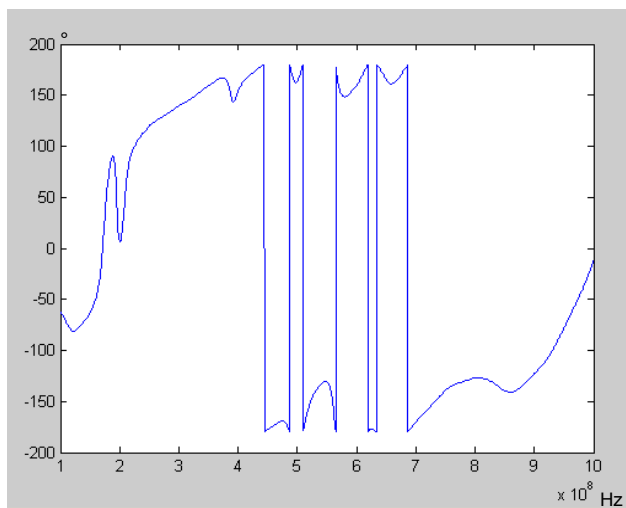
Il modulo è misurato in dB, la fase in gradi, entrambe in funzione della frequenza, il cui range è stato scelto da 100 MHz a 1GHz.

### **Configurazione 1**

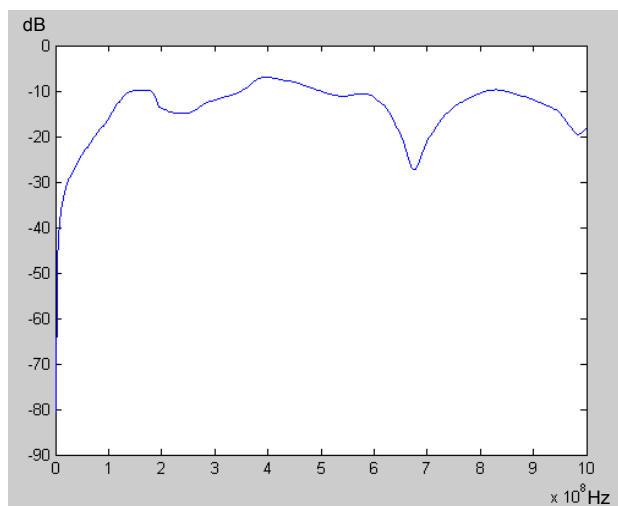


*Fig. 13.a: Modulo di S12*

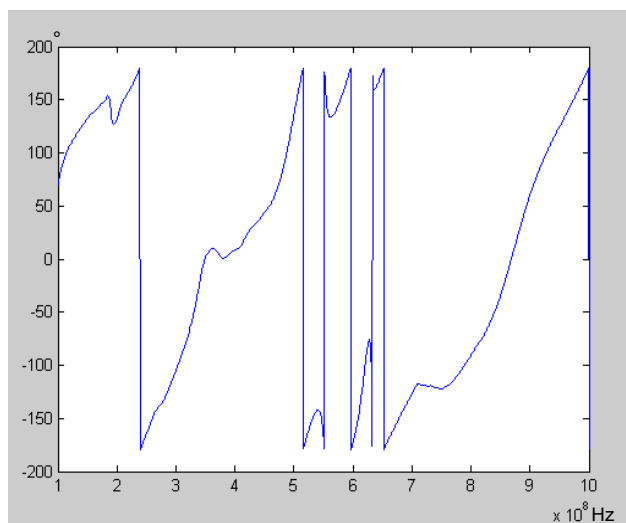
Osservando la figura 13.a, si rileva come l'ampiezza raggiunga il valore massimo di circa -8dB. Per quanto riguarda la fase, si nota la stessa commutazione tra 180° e -180°, già osservata nella simulazione tramite ADS.



*Fig. 13.b: Fase di S12*



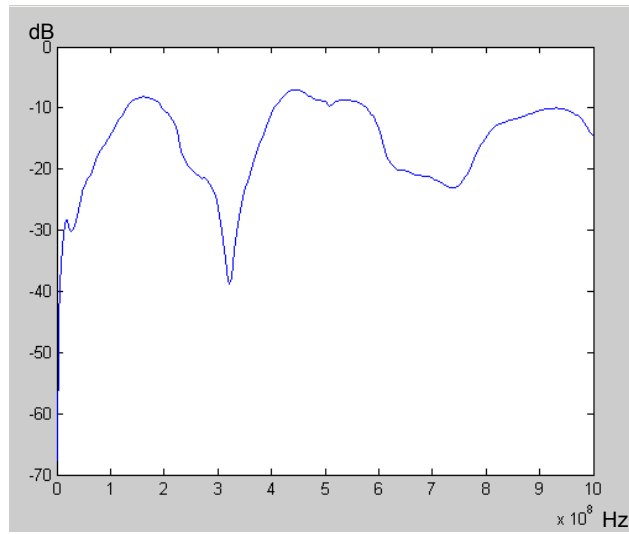
*Fig. 14.a: Modulo di S13*



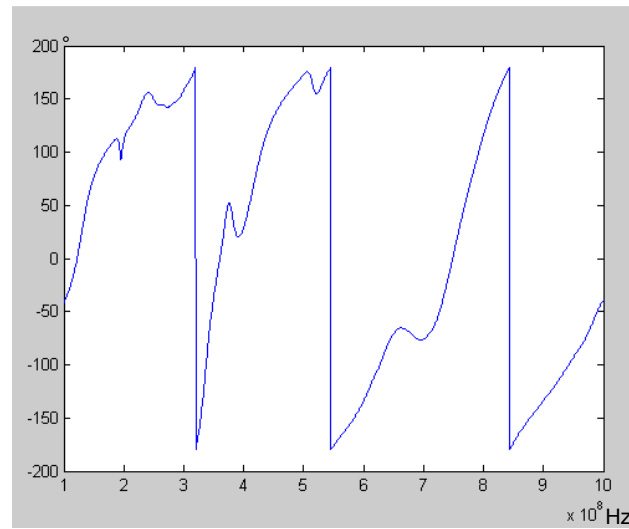
*Fig. 14.b: Fase di S13*



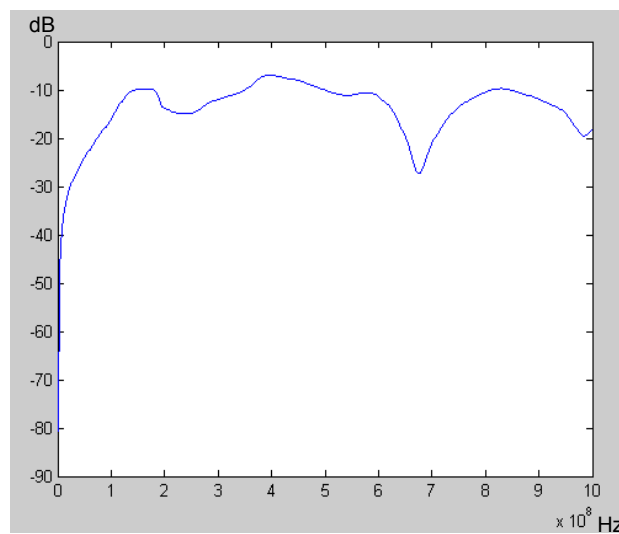
## Configurazione 2



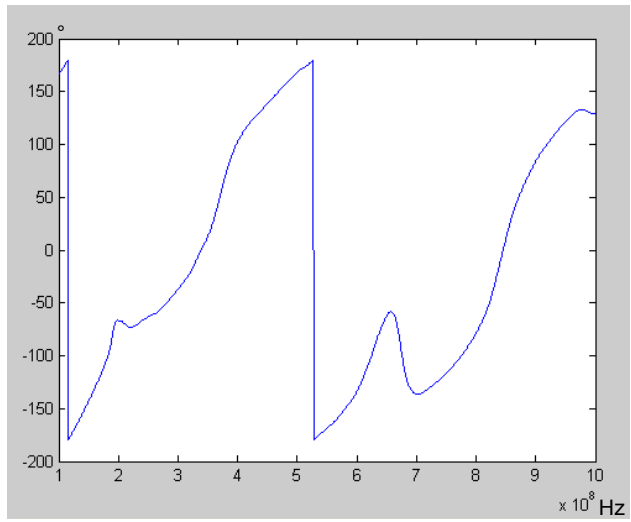
*Fig. 15.a: Modulo di  $S_{12}$*



*Fig. 15.b: Fase di  $S_{12}$*



*Fig. 16.a: Modulo di  $S_{13}$*



*Fig. 16.b: Fase di S13*

# CONCLUSIONI

Nelle seguenti figure sono messi a confronto i grafici delle due configurazioni, ad alta e bassa impedenza. Sono stati sovrapposti i risultati della simulazione ottenuta con ADS (in rosso) e della misurazione (in blu).

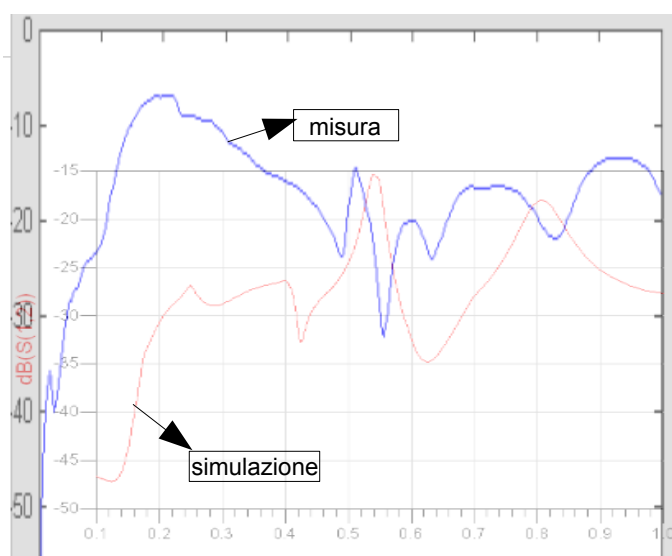


Fig 15.a : Modulo di  $S_{12}$  nella configurazione 1

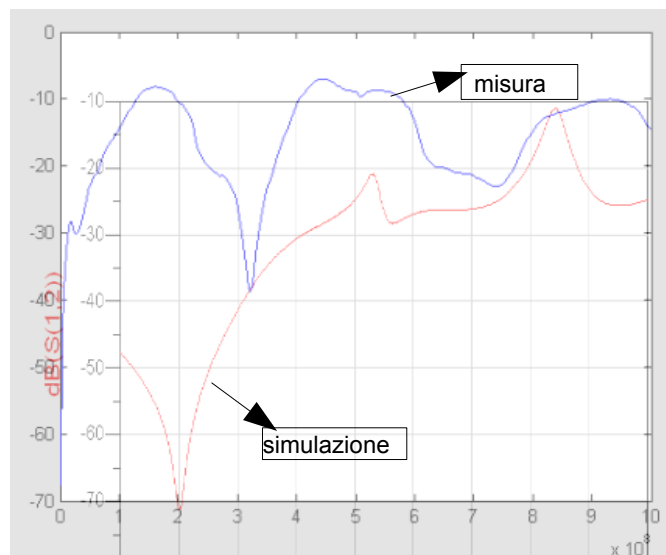


Fig.15.b: Modulo di  $S_{12}$  nella configurazione 2

Si può notare come i grafici seguano pressapoco lo stesso andamento sia nella

simulazione che nella misurazione. Tuttavia i grafici della simulazione sottostimano i valori che realmente si misurano sul circuito: in figura 15.b ad esempio, l'ampiezza raggiunge i -70dB nella simulazione, tramite la misura invece si raggiungono valori minimi di -40dB. Osservando la figura 15.a si nota che la misurazione è abbastanza fedele a quanto si è simulato con ADS; la differenza tra le ampiezze alla medesima frequenza raggiunge il valore massimo di 20dB.

Tale discrepanza è dovuta all'impossibilità di simulare esattamente ciò che avviene nella realtà.

E' importante effettuare una simulazione quanto più accurata possibile, tuttavia essa rimane un'approssimazione della realtà, che non tiene quindi conto di possibili interferenze tra componenti o di perturbazioni provenienti da sorgenti esterne. Inoltre gli errori di misurazione sono inevitabili ed intrinseci nel sistema di misura.

Tuttavia la capacità di progettare e simulare un circuito, analizzandone il comportamento ideale, è un utile strumento che permette di prevedere il funzionamento di apparati e di singoli componenti.

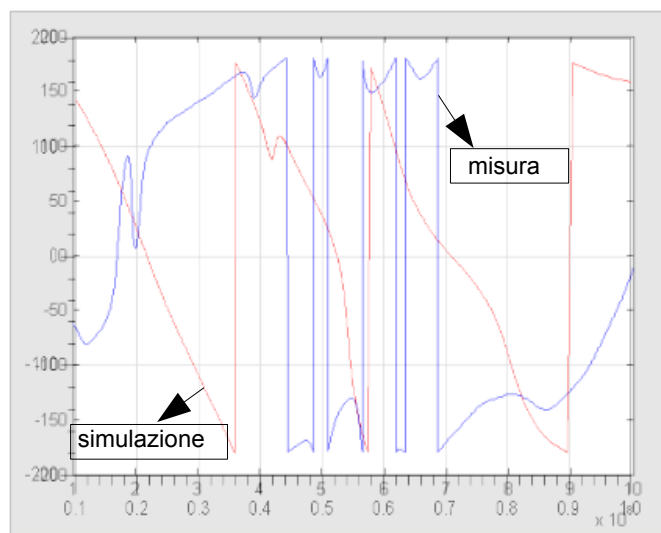


Fig.16.a: Fase di S12 nella configurazione 1

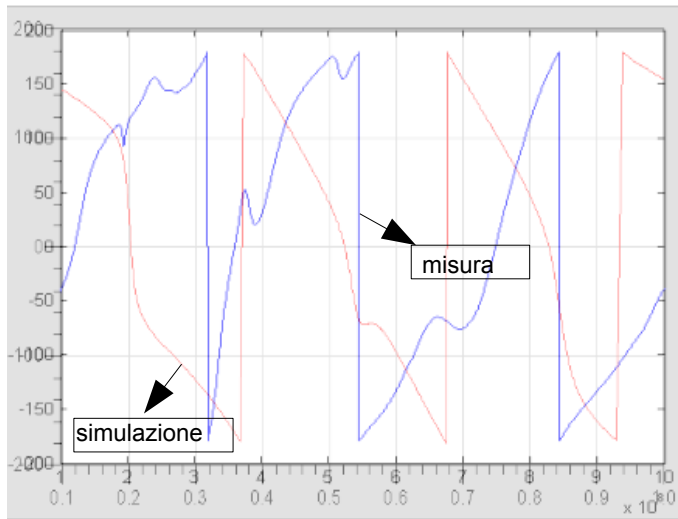


Fig.16.b 1: Fase di S12 nella configurazione 2

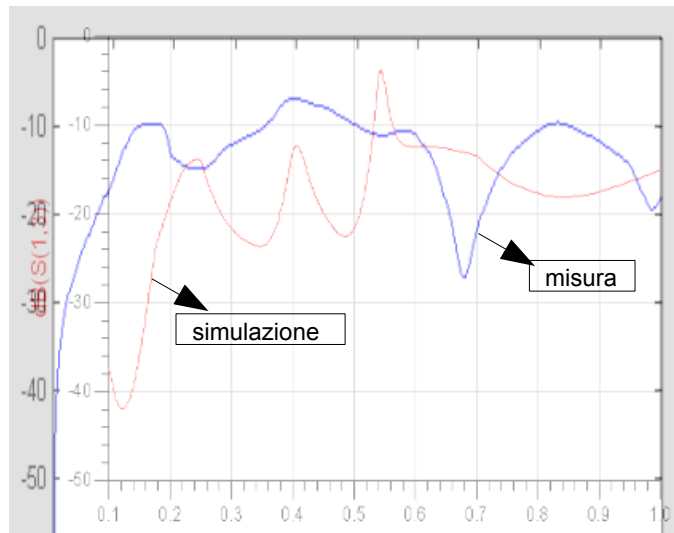


Fig.17.a: Modulo di S13 nella configurazione 1

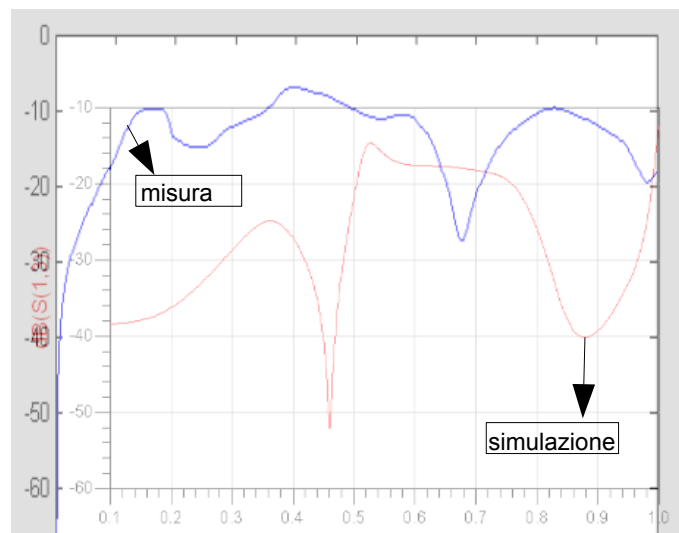
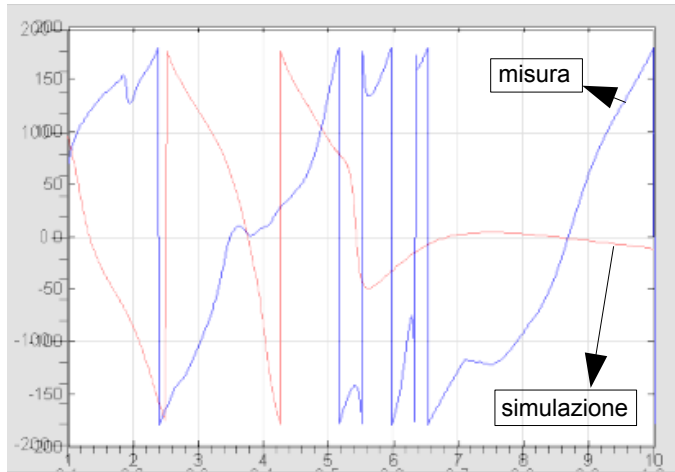
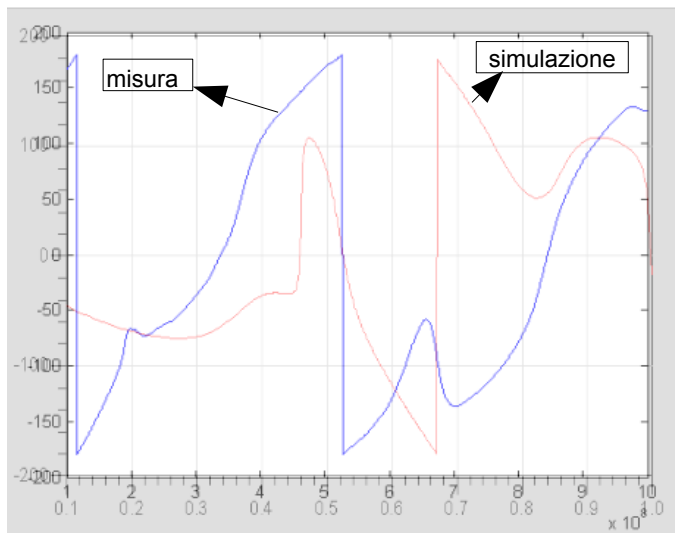


Fig.17.b: Modulo di S13 nella configurazione 2



*Fig.18.a: Fase di S13 nella configurazione 1*



*Fig 18.b: Fase di S13 nella configurazione 2*

# ***Bibliografia***

- [1] M. Bertocco, A.Sona, *Manuale di compatibilità elettromagnetica*, febbraio 2010, Editore Matteo Bertocco.
- [2] Joseph Balcells, Appunti del corso di EMC, a.a. 2010/11, UPC.
- [3] Joseph Balcells, *Interferencias electromagnética en sistemas electrónicos*, Ed. Marcombo.

# ***Ringraziamenti***

Fondamentale per lo sviluppo dell'elaborato è stata l'esperienza all'Universitat Politècnica de Catalunya, in particolare si ringrazia il Dottor Joseph Balcells Sendra e il responsabile del laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica Bogonez Paco Franco, che mi hanno messo a disposizione le apparecchiature del dipartimento di Ingegneria Elettronica della UPC e mi hanno insegnato ad usarle per svolgere questo progetto.