



MINISTERO DELLO SVILUPPO ECONOMICO
DIREZIONE GENERALE PER LA LOTTA ALLA CONTRAFFAZIONE
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI

DOMANDA NUMERO	102007901489127
Data Deposito	31/01/2007
Data Pubblicazione	31/07/2008

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	03	H		

Titolo

CIRCUITO PER ADATTARE L'IMPENDENZA DEL CARICO DI UN DISPOSITIVO ELETTRONICO

DESCRIZIONE

dell'invenzione industriale avente per titolo:

“Circuito per adattare l'impedenza del carico di un dispositivo elettronico”

a nome: STMicroelectronics s.r.l.

* * * *

MI2007 A00 0152

La presente invenzione concerne un circuito per adattare l'impedenza del carico di un dispositivo elettronico.

I circuiti elettronici hanno bisogno di operare su un carico adattato opportunamente per esibire le proprie prestazioni nominali. Ciò diventa particolarmente importante per i circuiti in radio frequenza, soprattutto per gli amplificatori di potenza di trasmettitori radio.

L'utilizzo di adattatori di impedenza è noto nello stato dell'arte. Una soluzione prossima alle esigenze dei sistemi a radio frequenza ad alta integrazione è nota dal brevetto US 379494. Detto brevetto descrive un sintonizzatore o “tuner” per antenna di tipo automatico che comprende circuiti di controllo digitale per selezionare elementi di sintonizzazione reattivi di una rete di accoppiamento di impedenze di antenna. Il sistema tuner prevede rapide trasformazioni di impedenze di un antenna multipla alla resistenza di carico richiesta per trasferire in modo efficace la potenza da un amplificatore di potenza di un trasmettitore radio portatile ad ogni antenna selezionata sopra un largo range di frequenza di ad esempio da 2 a 80 Mhz. La rete di accoppiamento di impedenze comprende serie di elementi induttivi ed elementi capacitivi in una configurazione ad L. Gli elementi induttivi e capacitivi sono aggiustabili in modo incrementale in valore binario e sono aggiustati automaticamente mediante un controllo digitale in risposta alla

sentita impedenza di antenna rilevata per commutare valori di componenti in una sequenza binaria. La sintonizzazione dell'antenna per accoppiarla all'amplificatore di potenza è rilevata da sensori in banda larga ed è continuamente monitorata da un sensore di rapporto di onde stazionarie di tensione (VSWR) che inizializza e controlla la durata dei cicli di sintonizzazione in accordo alla rilevata condizione di accoppiamento di impedenza di antenna.

Un'implementazione simile alla precedente e riguardante sempre un circuito con capacità ed induttanze da interporre tra il carico ed il circuito elettronico e provvisto di interruttori di commutazione a bassa perdita, controllati in modo da riadattare l'impedenza del carico a seguito della variazione del carico stesso, è presente nell'articolo "Reconfigurable RF impedance tuner for match control in broadband wireless devices" di Whatley, R.B.; Zhen Zhou; McIde, K.L., Antennas and Propagation, IEEE Transactions on Volume 54, Issue 2, Part 1, Feb. 2006 Pagine 470 – 478.

Le suddette implementazioni si prestano all'integrazione monolitica (se si utilizzano switch MOS) o su modulo (se si adottano switch MEMS). Tuttavia esse sono afflitte da problemi di diversa natura quali la dimensione del correttore ed il suo costo, la sensibilità in frequenza, la complessità della rilevazione dell'impedenza di carico e della strategia di controllo.

Il primo problema è legato alla necessità di realizzare numerose induttanze di impedenza elevata in modulo, alle frequenze di lavoro, nonché in grado di condurre elevate quantità di corrente se l'applicazione è l'amplificazione di potenza.

Il secondo problema dipende dalla strategia di correzione, che si basa

sull'utilizzo di elementi reattivi la cui impedenza dipende dalla frequenza; volendo quindi utilizzare il correttore per applicazioni multi-banda occorrerà realizzare diversi blocchi distinti, da utilizzare a seconda dell'applicazione. L'utilizzo di reti LC in sistemi a larghissima banda, invece, risulta impossibile.

Il terzo problema dipende dalla necessità di conoscere esattamente l'impedenza di carico, in modulo e fase, costringendo quindi a complessi circuiti di monitoraggio dell'impedenza e articolate strategie di controllo.

In vista dello stato della tecnica, scopo della presente invenzione è quello di fornire un dispositivo per adattare l'impedenza del carico che superi gli inconvenienti suddetti.

In accordo alla presente invenzione, detto scopo viene ottenuto mediante un circuito per adattare l'impedenza del carico di un dispositivo elettronico, detto circuito comprendendo una rete di impedenze, un circuito di controllo atto a variare le impedenze di detta rete ed un sensore accoppiato a detta rete e a detto carico ed atto a rilevare il rapporto fra le onde stazionarie incidente e riflessa nel trasferimento di potenza dal dispositivo elettronico al carico, detto sensore essendo atto a fornire due segnali sostanzialmente proporzionali all'ampiezza delle onde incidente e riflessa a detto circuito di controllo, caratterizzato dal fatto che detta rete di impedenze è una rete di resistenze variabili e detto circuito di controllo è atto a variare il valore delle resistenze per abbassare detto rapporto fra le onde stazionarie incidente e riflessa ad un valore richiesto per garantire il trasferimento di potenza dal dispositivo elettronico al carico.

Le caratteristiche ed i vantaggi della presente invenzione risulteranno

evidenti dalla seguente descrizione dettagliata di una sua forma di realizzazione pratica, illustrata a titolo di esempio non limitativo negli uniti disegni, nei quali:

la figura 1 è uno schema del dispositivo per adattare l'impedenza del carico in accordo alla presente invenzione;

la figura 2 è uno schema del dispositivo per adattare l'impedenza del carico in accordo ad una forma di realizzazione dell'invenzione;

la figura 3 è uno schema del dispositivo per adattare l'impedenza del carico in accordo ad una variante della forma di realizzazione dell'invenzione;

la figura 4 mostra uno schema di realizzazione delle resistenze delle figure 2 e 3;

le figure 5-8 mostrano trasformazioni con VSWR costante nella carta di Smith;

le figure 9-11 mostrano diagrammi della potenza di uscita P_{out} , della corrente assorbita I e della potenza minima P in funzione del rapporto VSWR;

le figure 12 e 13 mostrano i diagrammi della distorsione IM3 in funzione della frequenza f .

Le prestazioni di un dispositivo in condizioni disadattate hanno un impatto che dipende dal livello di disadattamento. Questo viene espresso col rapporto d'onda stazionario o VSWR. Nelle applicazioni radio mobili si richiede usualmente che la trasmissione possa essere garantita per VSWR fino a 6:1, mentre in ogni caso occorre evitare che la corrente d'alimentazione richiesta dai circuiti attivi alla batteria non superi limiti prefissati. Nelle applicazioni moderne è essenziale che sia garantita un'alta linearità dell'amplificazione, al fine di mantenere attiva la comunicazione,

specialmente per comunicazioni ad alto bit-rate.

Il sistema di correzione deve inoltre essere integrabile, piccolo, economico ed il suo consumo deve essere trascurabile, altrimenti i benefici che da esso deriverebbero sarebbero probabilmente inutili.

Infine dato il recente interesse degli utenti per i sistemi multi-banda ed a banda larga, il sistema deve essere il più possibile insensibile alla frequenza.

Nella figura 1 è mostrato un dispositivo per adattare l'impedenza del carico in accordo alla presente invenzione. Detto dispositivo comprende un correttore di disadattamento 1, in particolare di tipo resistivo, un sensore di disadattamento 2 ed un circuito di controllo 3. Il sensore di disadattamento 2 è di tipo noto, è accoppiato alla rete 1 ed al carico 4 ed atto a misurare il rapporto fra le onde stazionarie incidente e riflessa nel trasferimento di potenza dal dispositivo elettronico 5 al carico 4; il sensore è atto a fornire due segnali S_{in} , S_{refl} sostanzialmente proporzionali all'ampiezza delle onde incidente e riflessa. Tali segnali, previo opportuno preconditionamento, vengono utilizzati dal circuito di controllo 3 per impostare il correttore di disadattamento 1, cioè per variare il valore delle resistenze al fine di abbassare detto rapporto fra le onde stazionarie incidente e riflessa ad un valore richiesto per garantire il trasferimento di potenza dal dispositivo elettronico al carico, come meglio definito dalla seguente teoria.

Consideriamo la carta di Smith, come mostrato in figura 5, ed identifichiamo il luogo dei punti a VSWR costante tale da individuare un cerchio tangente alle circonferenze a reattanza e suscettanza (normalizzate) pari ad 1. Tale cerchio, che chiameremo "cerchio limite", corrisponde ad un VSWR pari a circa 2,4. Come è facile intuire, esiste sempre un resistore di

valore opportuno, da collegare in serie o in parallelo, che può trasformare qualsiasi punto P esterno al cerchio limite (indicato dalla circonferenza 10) in un punto appartenente allo stesso (ad esempio i punti sulla circonferenza 11, corrispondenti ad un VSWR pari a 10:1). La connessione del resistore sarà serie o parallelo a seconda della fase dell'impedenza da trasformare. Per avere un sistema di controllo del correttore indipendente dalla fase del carico è possibile utilizzare coppie di trasformazioni. Riferiamoci infatti alla figura 6 ed identifichiamo il luogo dei punti con VSWR pari a 10:1 (curva 12), che rappresenta impedenze molto distanti da quella ottima. Allo stesso modo identifichiamo il luogo dei punti a VSWR pari a 3:1 (curva 13), che è relativo ad impedenze prossime a quella ottima. Un qualsiasi punto G esterno all'area racchiusa dal cerchio 13, può essere riportato al suo interno muovendosi sui cerchi a reattanza/suscettanza costante, con almeno due movimenti consecutivi: il primo su un cerchio a reattanza costante (resistenza serie) ed il secondo su un cerchio a suscettanza costante (resistenza parallelo). Tali trasformazioni sono indipendenti dalla frequenza di lavoro. L'ordine delle due trasformazioni può essere cambiato, senza alterare l'efficacia del metodo; in particolare si può prima aggiungere al carico una resistenza parallelo e poi aggiungere una resistenza in serie.

Una opportuna scelta di valori di resistenza serie e parallelo permette di saltare da un cerchio lontano dall'impedenza ottima ad uno più vicino, in modo indipendente dalla fase dell'impedenza di partenza, come mostrato in figura 7.

A dimostrazione di quanto affermato, si supponga di voler trasformare il cerchio con $VSWR=V$ in quello con $VSWR=V_r$, essendo $V > V_r$

considerando che V sia il valore del rapporto VSWR rilevato dal sensore 2 e V_r il valore richiesto per garantire il trasferimento di potenza dal dispositivo elettronico al carico. Per semplicità, ci si riferisca al caso in cui si aggiunge prima una resistenza serie, cioè una resistenza accoppiata fra il dispositivo elettronico 5 ed il carico 4, e poi una in parallelo al dispositivo elettronico 5, cioè una resistenza accoppiata al dispositivo elettronico ed a massa GND (analoghe espressioni si ottengono scambiando l'ordine dei resistori). Si può facilmente comprendere che le resistenze serie e parallelo (normalizzate) r_s ed r_p soddisfano il seguente sistema:

$$\begin{cases} \frac{1}{r_s + V} + \frac{1}{r_p} = \frac{1}{V_r} \\ \frac{1}{r_s + \frac{1}{V}} + \frac{1}{r_p} = V_r \end{cases}$$

che ha sempre una coppia di soluzioni positive. In particolare, si trova che

$$\begin{cases} r_s = \frac{\sqrt{V^2 - 1} \cdot \left(\sqrt{(V_r^2 - 1) \cdot (V^2(V_r^2 - 1) + 4V \cdot V_r - V_r^2 + 1)} + (V_r^2 + 1) \cdot \sqrt{V^2 - 1} \right)}{2(V^2 \cdot V_r + V(1 - V_r^2) - V_r)} \\ r_p = \frac{\sqrt{V^2 - 1} \cdot \sqrt{(V_r^2 - 1) \cdot (V^2(V_r^2 - 1) + 4V \cdot V_r - V_r^2 + 1)} + (1 - V_r^2) \cdot (V^2 + 1)}{2V(V_r^2 - 1)} \end{cases}$$

Ad esempio, in figura 7, si noti come il cerchio a VSWR 10:1 viene trasformato in un cerchio con VSWR pari a 3:1, avendo scelto $R_s = 13 \Omega$ ed $R_p = 212 \Omega$.

A parità di resistori, se il VSWR di partenza fosse stato più piccolo la trasformazione avrebbe prodotto un cerchio finale ancora più prossimo all'impedenza ottima, come è evidenziato in figura 8, dove i carichi con $VSWR = 2, 6, 10$ vengono tutti trasformati in punti con $VSWR < 3$.

Il correttore vero e proprio è costituito dalla serie di N blocchi dissipativi implementati con un dissipatore serie ed uno parallelo, secondo gli schemi presentati nelle figure 2 e 3. Le resistenze R_{ai} ed R_{bi} con $i=1 \dots N$, sono componenti dissipativi variabili analogicamente o digitalmente. Il valore dei resistori R_{ai} ed R_{bi} può anche essere nullo (corto circuito) o infinito (circuito aperto), a seconda delle esigenze. Le resistenze R_{ai} realizzano la trasformazione su cerchi a suscettanza costante mentre le resistenze R_{bi} realizzano la trasformazione su cerchi a reattanza costante. In generale, il numero di blocchi dipende dalle prestazioni richieste, talvolta essendo sufficiente un unico blocco.

La variabilità delle resistenze consente di evitare la correzione (e le conseguenti perdite) in caso di adattamento sufficientemente buono, di attuare una moderata correzione, a bassa perdita, in caso di disadattamento moderato e di attuare una correzione maggiore per disadattamento ancora più pronunciato.

In particolare, ogni coppia di resistori R_{ai} e R_{bi} nelle figure 2 e 3 può essere realizzata secondo lo schema in figura 4, dove si realizza un controllo digitale tramite interruttori. Più in dettaglio la resistenza R_{ai} è costituita da resistenze $R_{P1} \dots R_{PN}$ aventi un terminale in comune ed accoppiate agli interruttori $S_{P1} \dots S_{PN}$ connessi a loro volta a massa GND e la resistenza R_{bi} comprende le resistenze $R_{S1} \dots R_{SM}$ aventi un terminale in comune R ed accoppiate ai rispettivi interruttori $S_{S1} \dots S_{SM}$ aventi un terminale in comune S ; i terminali R e S sono accoppiati tramite un transistor S_{S0} . Detti interruttori sono pilotati dal circuito di controllo 3.

Si sottolinea che la soluzione proposta può essere utilizzata anche in

combinazione con un tuner non dissipativo. Infatti, la soluzione proposta può farsi carico di una parte dell'adattamento, rendendo più semplice e compatto un ulteriore tuner non dissipativo.

Rispetto ai tuner non dissipativi, le perdite introdotte dalla soluzione proposta sono maggiori. D'altra parte, numerosi vantaggi sono descritti di seguito.

Il circuito della presente invenzione non è sensibile alla frequenza di lavoro, in quanto l'impedenza degli elementi utilizzati non dipende dalla frequenza (come invece accade per elementi reattivi); ciò consente l'uso dello stesso correttore in sistemi multi banda o a larghissima banda.

Lo stesso circuito dell'invenzione è facilmente integrabile in forma monolitica, in maniera economica e senza richiedere molto spazio, né particolari processi tecnologici, in quanto non richiede induttori.

Inoltre sempre il circuito dell'invenzione non richiede la misura della fase dell'impedenza di carico, in quanto la stessa coppia di resistenze riesce a trasformare correttamente qualunque carico caratterizzato da un certo VSWR. La regolazione delle resistenze avviene in funzione del VSWR del carico che può essere monitorato tramite la lettura della sola ampiezza delle uscite di un accoppiatore direzionale.

Un'implementazione del dispositivo in accordo alla presente invenzione si ha migliorando le prestazioni di un amplificatore di potenza lineare. Si presenta l'analisi condotta sugli effetti della connessione del tuner tra un amplificatore adattato a 50 ohm e l'antenna, quando quest'ultima viene disadattata.

L'amplificatore realizzato è in grado di erogare 24 dBm di potenza quando

l'antenna ha un'impedenza pari a 50 ohm.

L'implementazione riportata sfrutta la funzionalità digitale per evitare perdite in condizioni adattate ed utilizza due coppie di resistori: la prima è attivata per VSWR tra 3 e 6; la seconda per VSWR oltre 6.

In figura 9, la curva 20 rappresenta la minima potenza $P_{out}(dbm)$ (al variare della fase) erogata all'antenna in funzione del disadattamento. La curva 21 rappresenta la stessa quantità quando viene interposto il tuner. La caratteristica dissipativa del tuner implica una perdita aggiuntiva di potenza che è contenibile entro 1 dB (curva 23).

Tra i vantaggi sulle prestazioni, dovuti all'utilizzo della soluzione proposta, si ha, come mostrato in figura 10, la minore corrente I_s assorbita dall'amplificatore: si noti che quando è presente il tuner la corrente risulta inferiore al caso in cui non è inserito, cioè alla corrente I_n .

La minore potenza P_{min} , congiunta con una minore corrente assorbita I_s , porta comunque ad una efficienza, in condizioni disadattate, inferiore rispetto all'amplificatore senza tuner (figura 11 in cui l'amplificatore senza tuner ha una potenza P_{nmin}), ma tale perdita di efficienza è contenuta ed usualmente non rilevante, nelle applicazioni.

D'altra parte, è molto importante garantire l'invarianza della linearità rispetto al disadattamento. In figura 12 si mostra l'effetto del disadattamento sulla distorsione di intermodulazione del terzo ordine (IM3) quando non è presente il tuner; la distorsione IM3 degrada anche di 20dB.

In figura 13 si presenta invece il risultato con il tuner del dispositivo per adattare l'impedenza secondo l'invenzione inserito e si nota come la distorsione IM3 degradi di soli 8 dB. Tale prestazione è fortemente richiesta

in tutti i sistemi di trasmissione radio e specialmente per le applicazioni lineari ad alto bit rate.

RIVENDICAZIONI

1. Circuito per adattare l'impedenza del carico di un dispositivo elettronico, detto circuito comprendendo una rete di impedenze (1), un circuito di controllo (3) atto a variare le impedenze di detta rete ed un sensore (2) accoppiato a detta rete e a detto carico ed atto a rilevare il rapporto (VSWR) fra le onde stazionarie incidente e riflessa nel trasferimento di potenza dal dispositivo elettronico (5) al carico (4), detto sensore essendo atto a fornire due segnali (S_{ir} , S_{refl}) sostanzialmente proporzionali all'ampiezza delle onde incidente e riflessa a detto circuito di controllo, caratterizzato dal fatto che detta rete di impedenze è una rete di resistenze variabili (R_{ai} , R_{bi}) e detto circuito di controllo è atto a variare il valore delle resistenze per abbassare detto rapporto fra le onde stazionarie incidente e riflessa ad un valore richiesto per garantire il trasferimento di potenza dal dispositivo elettronico al carico.

2. Circuito secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che detta rete (1) di resistenze variabili comprende almeno una resistenza disposta in serie fra il dispositivo elettronico ed il carico (4) ed almeno una resistenza disposta in parallelo al dispositivo elettronico (5).

3. Circuito secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che il valore (V) di detto rapporto fra le onde stazionarie incidente e riflessa rilevato da detto sensore (2) appartiene ad una prima circonferenza nella carta di Smith, detta prima circonferenza essendo il luogo dei punti con detto valore rilevato costante ed essendo tangente alle circonferenze a reattanza e suscettanza normalizzate e costanti, e che il valore (V_r) di detto rapporto fra le onde stazionarie incidente e riflessa richiesto appartiene ad una seconda

circonferenza nella carta di Smith, detta seconda circonferenza essendo il luogo dei punti con detto valore richiesto costante ed essendo tangente alle circonferenze a reattanza e suscettanza normalizzate e costanti, detto circuito di controllo essendo atto a variare le resistenze di detta rete (2) di resistenze per trasformare un punto appartenente a detta prima circonferenza in un punto appartenente a detta seconda circonferenza muovendosi sulle circonferenze a reattanza e suscettanza normalizzate e costanti sulla carta di Smith.

4. Circuito secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detta rete comprende almeno una resistenza disposte in serie fra il dispositivo elettronico ed il carico (4) ed almeno una resistenza disposta in parallelo al dispositivo elettronico (5), detto circuito di controllo è atto a definire il valore di dette resistenze in accordo al seguente sistema :

$$\begin{cases} \frac{1}{r_s + V} + \frac{1}{r_p} = \frac{1}{Vr} \\ \frac{1}{r_s + \frac{1}{V}} + \frac{1}{r_p} = Vr \end{cases} \text{ avente come soluzione}$$

$$\begin{cases} r_s = \frac{\sqrt{V^2 - 1} \cdot \left(\sqrt{(Vr^2 - 1) \cdot (V^2(Vr^2 - 1) + 4V \cdot Vr - Vr^2 + 1)} + (Vr^2 + 1) \cdot \sqrt{V^2 - 1} \right)}{2(V^2 \cdot Vr + V(1 - Vr^2) - Vr)} \\ r_p = \frac{\sqrt{V^2 - 1} \cdot \sqrt{(Vr^2 - 1) \cdot (V^2(Vr^2 - 1) + 4V \cdot Vr - Vr^2 + 1)} + (1 - Vr^2) \cdot (V^2 + 1)}{2V(Vr^2 - 1)} \end{cases}$$

dove r_s è la resistenza serie normalizzata, r_p è la resistenza parallelo normalizzata, V è il valore del rapporto fra le onde stazionarie incidente e riflessa rilevato dal sensore e Vr è il rapporto fra le onde stazionarie incidente e riflessa richiesto.

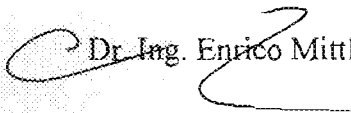
5. Circuito secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che detto

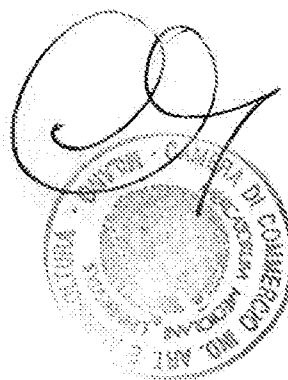
dispositivo elettronico è un amplificatore in radio frequenza e detto carico è un' antenna.

6. Circuito secondo una delle rivendicazioni precedenti da 2 a 5, caratterizzato dal fatto che detta rete comprende una successione di resistenze variabili alcune di esse disposte in serie fra il dispositivo elettronico ed il carico (4) ed altre disposte in parallelo al dispositivo elettronico (5).

7. Circuito secondo una delle rivendicazioni precedenti da 2 a 6, caratterizzato dal fatto che ogni resistenza (R_{ai} , R_{bi}) è realizzata in forma digitale con interruttori dedicati ($S_{p1}...S_{pN}$, $S_{p1}...S_{pM}$).

8. Circuito secondo una delle rivendicazioni precedenti da 2 a 7, caratterizzato dal fatto di comprendere un interruttore (S_{s0}) disposto in parallelo alla resistenza serie ed attivabile quando il disadattamento non è presente.

 Dr. Ing. Enrico Mittler



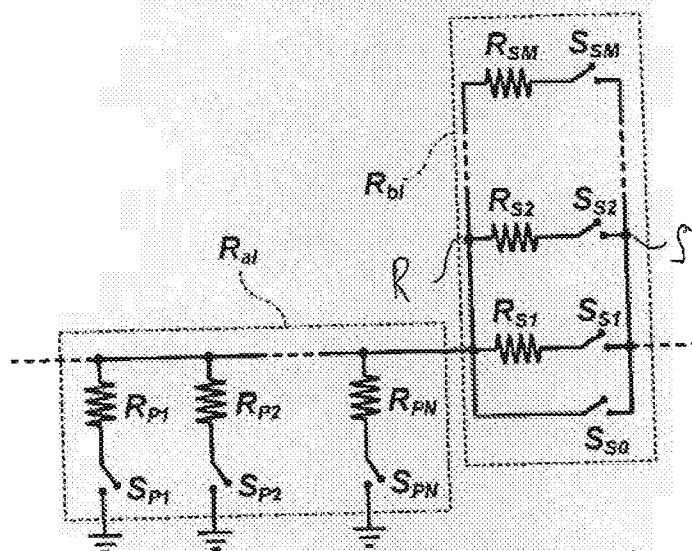


Fig 4

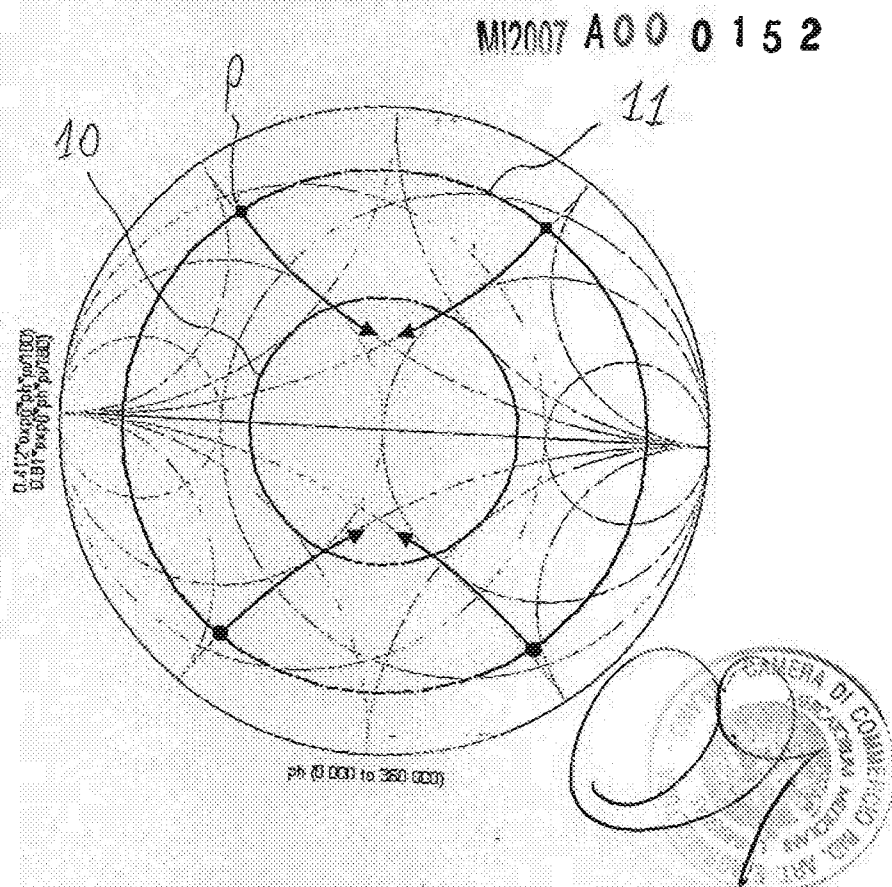


Fig 5

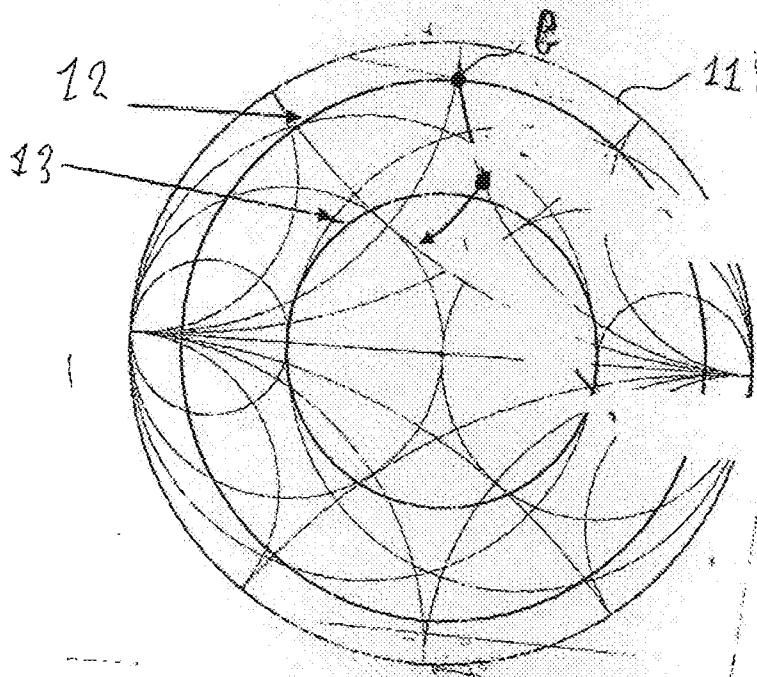


Fig 6

WI2007 A00 0152

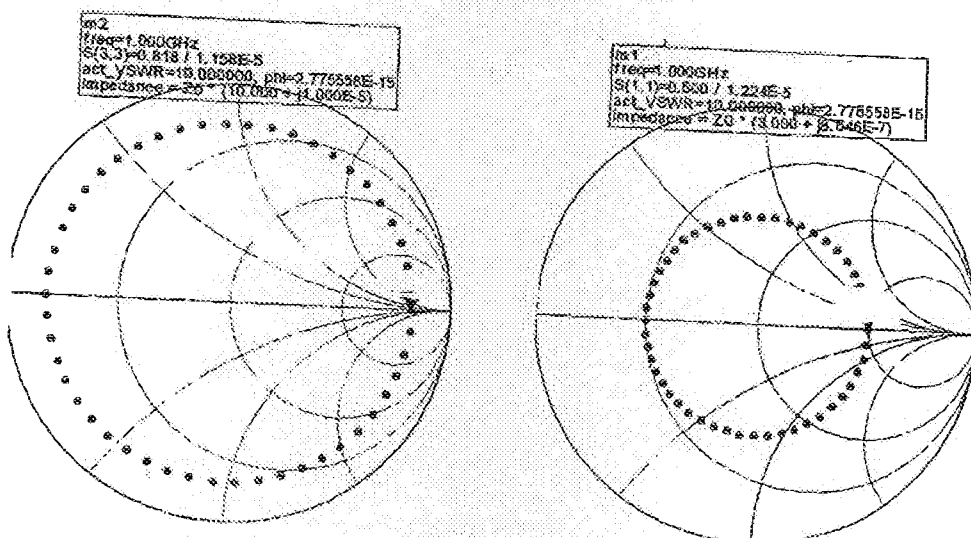
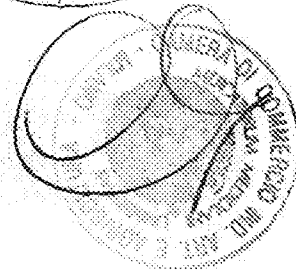
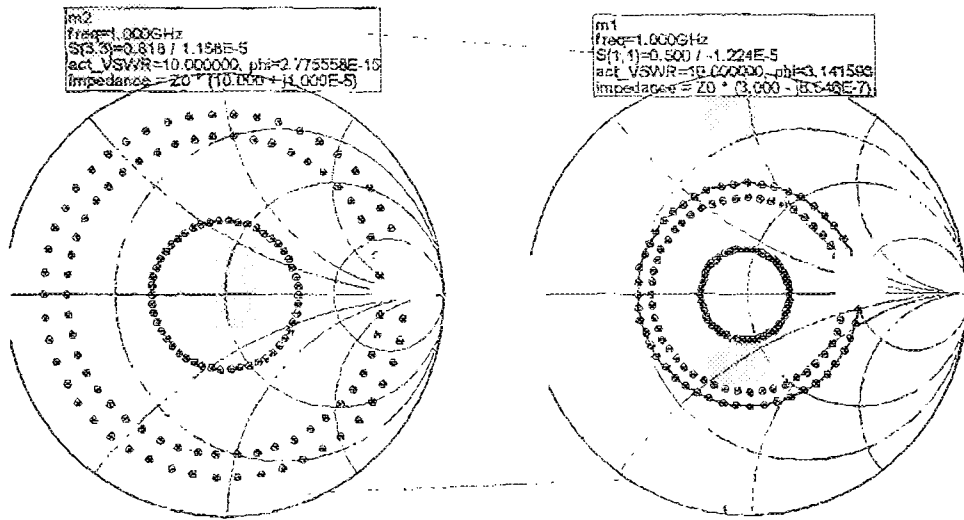


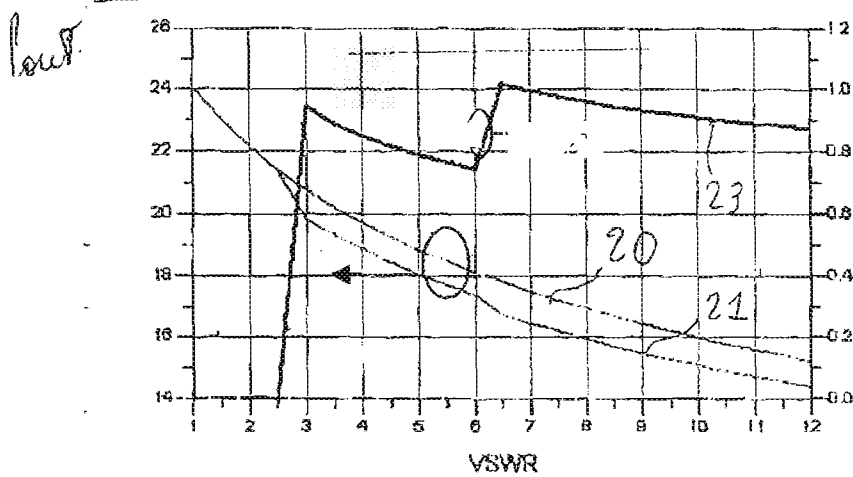
Fig 7



Dr. Ing. Ernst MITTLER

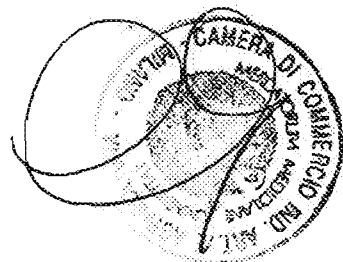


Eig 8



M12007 A00 0152

Eig 9



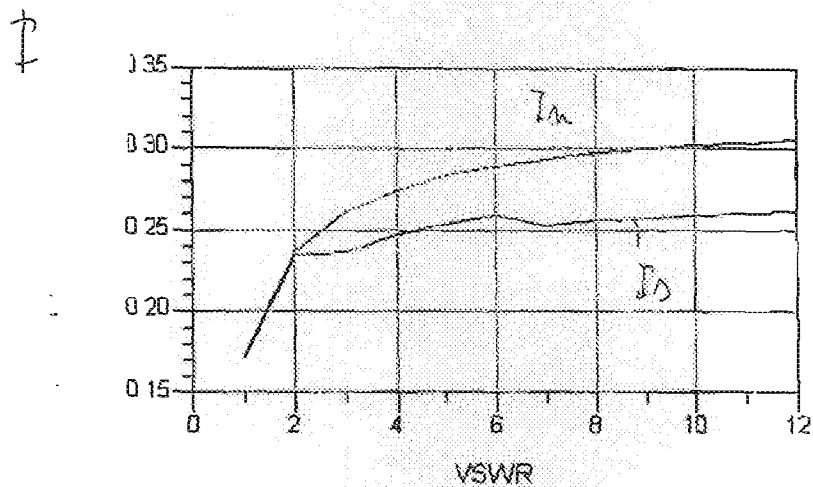


Fig. 10

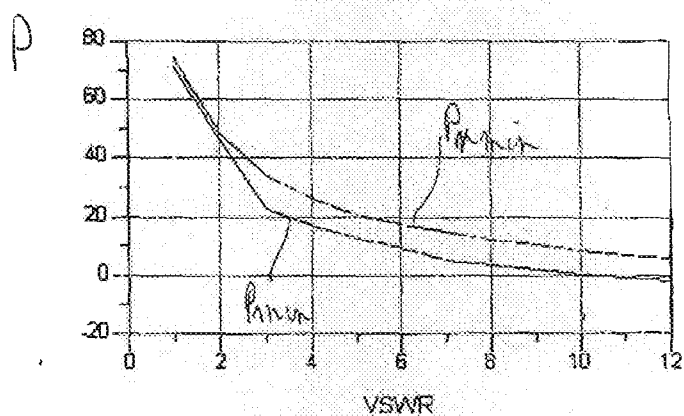
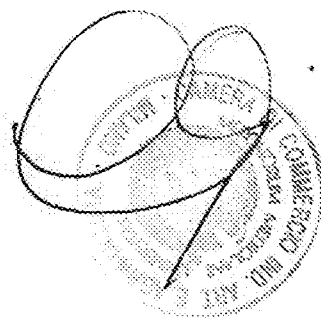


Fig 11

000007 A00 0152



In3

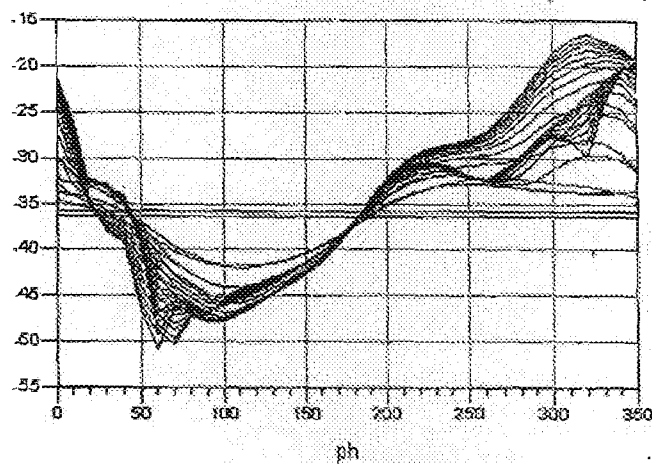


Fig 12)

In3

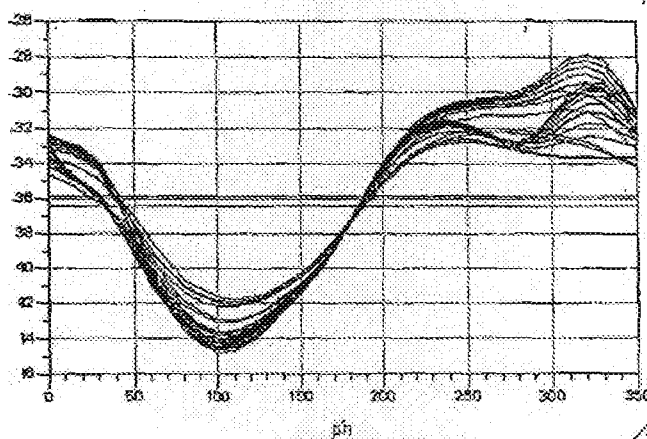


Fig 13

MI2007 A00 0152

