



MINISTERO DELLO SVILUPPO ECONOMICO
DIREZIONE GENERALE PER LA TUTELA DELLA PROPRIETA' INDUSTRIALE
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI

UTBM

DOMANDA NUMERO	101990900133615
Data Deposito	27/07/1990
Data Pubblicazione	27/01/1992

Priorità	388.094
Nazione Priorità	US
Data Deposito Priorità	

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	03	G		

Titolo

EQUALIZZATORE DI GUADAGNO A PENDENZA VARIABILE PER CIRCUITO INTEGRATO MONOLITICO A MICROONDE CON TRANSISTORE FET

48177 A90

SIB 88666

File 10662-5IT

DESCRIZIONE DELL'INVENZIONE INDUSTRIALE dal titolo:
"EQUALIZZATORE DI GUADAGNO A PENDENZA VARIABILE PER
CIRCUITO INTEGRATO MONOLITICO A MICROONDE CON
TRANSISTORE FET"

della ditta statunitense TELEDYNE MEC
con sede in MOUNTAIN VIEW, California, U.S.A.

.....

DESCRIZIONE

BASE TECNICA DELL'INVENZIONE

Questa invenzione si riferisce ad equalizzatori di guadagno in frequenza a microonde, e più particolarmente ad un equalizzatore di guadagno a pendenza variabile per un circuito integrato a microonde di tipo monolitico (MMIC) incorporato in un sistema a linea di trasmissione del tipo microstrip.

L'impiego di una guida d'onda a linea del tipo microstrip, formata come parte di un MMIC in un sistema a microonde che comprende un amplificatore a microonde è nota nella tecnica. La caratteristica di guadagno nominale rispetto alla frequenza di un amplificatore di questo genere in un sistema a

microonde generalmente ha un componente che è indipendente dalla frequenza ma dipendente dalla temperatura, ed un componente che è dipendente sia dalla temperatura sia dalla frequenza. Tipicamente, la caratteristica di dipendenza del guadagno rispetto a frequenza e temperatura (la "pendenza di guadagno") di un tale amplificatore diviene più positiva con il decrescere della temperatura e più negativa con l'aumentare della temperatura.

E' noto nella tecnica impiegare un attenuatore che sia indipendente dalla frequenza per compensare le variazioni di guadagno rispetto alla frequenza e temperatura, che sono indipendenti dalla frequenza. Tuttavia, un attenuatore di questo genere non compensa le variazioni di guadagno dell'amplificatore dipendenti dalla frequenza rispetto alla temperatura. E' quindi desiderabile, compensare le variazioni di pendenza di guadagno dipendenti dalla temperatura inserendo un circuito che segua l'amplificatore per equalizzare le caratteristiche di guadagno rispetto a frequenza e temperatura dell'amplificatore. In un sistema in grado di fornire un guadagno da circa 0 a circa 30 dB, un circuito di questo genere deve presentare una funzione di trasferimento a pendenza variabile

di guadagno rispetto alla frequenza, preferibilmente in un intervallo da circa -0,6 dB/GHz fino a circa +0,2 Db/GHz. La linearità dovrebbe essere entro circa 0,5 dB nell'intervallo che va dalla DC fino a 18 GHz, e il rapporto di onde stazionarie di tensione (VSWR) sulle porte di ingresso e di uscita del circuito deve essere di 2:1 o inferiore.

La richiedente non è a conoscenza di circuiti nella tecnica precedente che presentino tali caratteristiche.

SOMMARIO DELL'INVENZIONE

La presente invenzione fornisce un circuito equalizzatore di guadagno a pendenza variabile con transistor ad effetto di campo a gate Schottky (MESFET) che è integrato, nel substrato semi-isolante tipicamente di GaAs di un circuito integrato monolitico a microonde (MMIC) a linea a microstrip. Viene depositato un piano di terra metallizzato su una prima superficie del substrato ed il circuito equalizzatore di guadagno a pendenza variabile a FET del tipo MMIC comprendente la linea a microstriscia viene realizzato sull'altra superficie.

Una prima forma di realizzazione della

presente invenzione comprende una porta di ingresso di circuito a radio-frequenza al quale viene collegato un segnale di ingresso che deve essere attenuato in modo controllabile in funzione della frequenza, una porta di uscita di circuito RF dalla quale una percentuale attenuata del segnale di ingresso viene erogata su un carico, ed una prima ed una seconda porta di controllo per ricevere prima e seconde tensioni di controllo V_{c1} , V_{c2} , le cui ampiezze variano le caratteristiche di pendenza di guadagno rispetto alla frequenza del circuito.

Primi e secondi dispositivi attivi a conduttanza variabile sono collegati in una configurazione a T sciuntato modificata tra le porte di ingresso e di uscita del circuito RF. Una coppia di elementi attenuatori collegati in serie indipendente dalla frequenza (preferibilmente resistori) formano la testa della "T" e sono collegati tra le porte di ingresso e di uscita del circuito RF, e definiscono un "nodo T" sulla loro giunzione. Il primo dispositivo attivo a conduttanza variabile è collegato tra il nodo a T ed un primo terminale di un primo elemento risonante dipendente dalla frequenza, il cui secondo terminale è collegato alla massa del

segnale. Il primo elemento è essenzialmente un filtro passa banda per derivare a terra segnali sul nodo a T aventi frequenze sostanzialmente inferiori alla frequenza di risonanza del primo elemento. Il secondo dispositivo attivo a conduttanza variabile, è collegato in serie tra le porte di ingresso e di uscita del circuito RF, che sciuntano la testa del "T". Un secondo elemento risonante dipendente dalla frequenza è collegato tra le porte di ingresso e di uscita a RF, in parallelo al secondo dispositivo attivo a conduttanza variabile. Il secondo elemento è essenzialmente un filtro passa banda per sciuntare dalla porta di ingresso alla porta di uscita segnali aventi una frequenza sostanzialmente prossima alla frequenza di risonanza del secondo elemento, e per attenuare le frequenze più basse. Preferibilmente, un terzo elemento risonante dipendente dalla frequenza viene collegato in serie con il secondo elemento risonante dipendente dalla frequenza, ambedue gli elementi collegati in serie essendo in parallelo con il secondo dispositivo attivo a conduttanza variabile. Preferibilmente, l'impedenza di ciascun elemento risonante dipendente dalla frequenza è caratterizzata da due poli, sebbene si possono anche impiegare elementi

più complessi. La frequenza di risonanza di ciascun elemento risonante dipendente dalla frequenza è preferibilmente circa eguale a f_h , la più elevata frequenza di interesse (circa 18 GHz).

In questa prima-forma di realizzazione, le tensioni di comando sono fornite in relazione in "contro-fase" l'una rispetto all'altra al gate o terminale di controllo dei dispositivi attivi a conduttanza variabile. Cosa si intende per "contro-fase" consiste nel fatto che quando V_{c1} varia ad esempio da 0 V al livello V_p , V_{c2} varia da V_p a 0 V. Il variare la ampiezza di V_{c1} e V_{c2} fa in modo che la conduttanza dei dispositivi attivi vari in modo opposto l'uno rispetto all'altra; cioè, il primo dispositivo attivo diviene più conduttore, il secondo dispositivo attivo diventa meno conduttore. Preferibilmente ciascun dispositivo attivo è un FET o MESFET a porta Schottky o metallica del tipo a svuotamento, avente una tensione di interdizione V_p di circa 3 V.

Quando $|V_{c1}| \ll |V_p|$, il primo FET viene portato nella zona attiva e una qualsiasi parte del segnale di ingresso RF dalla porta di ingresso RF è presente sul nodo a T e viene presentato al primo elemento risonante dipendente dalla frequenza.

Componenti di frequenza del segnale di ingresso RF che sono relativamente distanti dalla frequenza di risonanza del primo elemento risonante dipendente dalla frequenza (cioè $f \ll f_h$) verrà sciuntato sulla massa di segnale attraverso il primo elemento risonante dipendente dalla frequenza, mentre frequenze più elevate prossime a f_h non passeranno attraverso il primo elemento. Conseguentemente, quando il primo FET è in zona attiva, il circuito provocherà una maggiore attenuazione alle frequenze più basse.

Dato che i segnali di comando si trovano in relazione in contro-fase, $|V_{c1}| \ll |V_p|$, $|V_{c2}| \approx |V_p|$. Conseguentemente, quando il primo FET viene portato in zona attiva, il secondo FET viene portato in zona disattiva. Con il secondo FET in zona disattiva, il secondo e il terzo (se è presente un terzo) elemento risonante dipendente dalla frequenza attenueranno i segnali di ingresso sulla porta di ingresso RF in funzione della frequenza. Dato che la frequenza risonante del secondo e del terzo (se è presente un terzo) elemento risonante dipendente dalla frequenza è circa f_h , quando il secondo FET è in zona disattiva, saranno attenuate componenti a frequenza

relativamente bassa del segnale di ingresso RF, mentre frequenze prossime a f_h passeranno attraverso e saranno relativamente non attenuate. Conseguentemente, quando il secondo FET è disattivo, il circuito provocherà una maggiore attenuazione alle frequenze più basse.

Al contrario, quando $|V_{c1}| \approx |V_p|$ e quando $|V_{c2}| \ll |V_p|$, il primo FET sarà in interdizione e il secondo FET sarà in zona attiva. Quando il primo FET è in interdizione, il primo elemento risonante dipendente dalla frequenza è sostanzialmente rimosso dal circuito e non contribuirà più alla attenuazione aumentata alle frequenze basse nel circuito. Quando il secondo FET è in zona attiva, il secondo FET sostanzialmente collega assieme le porte di ingresso e di uscita a RF, sciuntando il contributo dei secondi e terzi elementi risonanti dipendenti dalla frequenza. Come risultato, la attenuazione aumentata a bassa frequenza cui contribuiscono i secondi e terzi elementi risonanti dipendenti dalla frequenza non sarà più in circuito.

Conseguentemente, portando i FET in zona attiva, in zona disattiva o in una qualche zona intermedia, il grado di attenuazione dipendente

dalla frequenza introdotta dal circuito viene controllata in funzione delle tensioni di comando V_{c1} , V_{c2} . Inoltre, rendendo le frequenze di risonanza di ciascun elemento risonante dipendente dalla frequenza circa eguali alla più elevata frequenza di interesse f_h ma leggermente diverse l'una dall'altra, la funzione di trasferimento del circuito può essere resa più lineare. Si può mostrare che la funzione di trasferimento del circuito è circa:

$$T(f) = 1 - \frac{[f-\omega_2] \times [f-\omega_3]}{[f-\omega_1]}$$

dove 1, 2, 3 variano in funzione delle tensioni di controllo V_{c1} , V_{c2} e sono proporzionali rispettivamente alle frequenze di risonanza del primo, secondo e terzo elemento risonante dipendente dalla frequenza, ed in cui la frequenza di ingresso a RF è f . Si può vedere che il valore massimo della tensione di trasferimento è $T(f) = 1$ (cioè assenza di attenuazione), ed il valore minimo è $T(f) = 0$ (cioè massima attenuazione). Conseguentemente, la frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF presente sulla porta di ingresso RF del circuito che raggiunge la porta di uscita RF del circuito può essere fatto variare,

idealmente, da 0 a 1 variando le tensioni di comando V_{c1} , V_{c2} .

In pratica, la pendenza della funzione di trasferimento è tipicamente variabile tra circa $+0,22$ dB/GHz ($V_{c1} = V_p$, $V_{c2} = 0$), e circa $-0,67$ dB/GHz ($V_{c1} = 0$, $V_{c2} = V_p$). Preferibilmente viene mantenuto a f_h un grado fisso di perdita di inserzione e la perdita di inserzione alle frequenze più basse viene variata a scendere o salire rispetto alle perdite fisse. Il punto di perdita di inserzione fissa a f_h agisce approssimativamente come fulcro per le pendenze variabili fornite sulla funzione di trasferimento $T(f)$. Il fornire una perdita di inserzione fissa a f_h vantaggiosamente consente alla presente invenzione di fornire una funzione di trasferimento positiva o negativa, senza incorporare uno stadio di guadagno. Quando $V_{c1} \approx 0,75 V_p$, la pendenza è circa 0, cioè assenza di attenuazione dipendente dalla frequenza.

Una seconda forma di realizzazione opera sostanzialmente come sopra descritto, ad eccezione del fatto che una singola tensione di comando V_{c1} viene applicata all'elettrodo di controllo al gate del primo dispositivo attivo a conduttanza

variabile, e al terminale di uscita del secondo dispositivo attivo a conduttanza variabile sul lato della porta di uscita RF del dispositivo. Il terminale di controllo o di gate del secondo dispositivo attivo a conduttanza variabile è collegato ad un livello di riferimento, tipicamente a massa. Condensatori di blocco in corrente continua sono inclusi in serie con la porta di ingresso RF, la porta di uscita RF, tra il nodo T ed il terminale di uscita del primo dispositivo attivo a conduttanza variabile, e tra massa ed il secondo terminale del primo elemento risonante dipendente dalla frequenza. Questi condensatori isolano la DC dai dispositivi attivi a conduttanza variabile. Il secondo terminale del primo elemento è collegato ad una tensione di riferimento V_p , che è sostanzialmente eguale alla tensione di interdizione dei FET. Con tale configurazione, quando $V_{c1} \approx V_p$, il primo FET è attivo ed il secondo FET è disinterdetto, e quando $V_{c1} \approx 0V$, il primo FET è interdetto ed il secondo FET è in zona attiva. A livelli intermedi di V_{c1} , i FET sono a livelli intermedi di conduttività. Conseguentemente, si ottiene la caratteristica di pendenza di guadagno variabile con una unica tensione di controllo V_{c1} ,

che tipicamente varia tra 0 e circa +3 V, (in cui la tensione di interdizione del FET è di circa 3V). La funzione di trasferimento $T(f)$ rimane la stessa ad eccezione del fatto che $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ variano in funzione della singola tensione di comando V_{c1} e sono proporzionali rispettivamente alle frequenze di risonanza del primo, del secondo e terzo elemento. Tuttavia, la presenza dei condensatori di blocco della corrente continua restringe il funzionamento di questa forma di realizzazione a frequenze che vanno da circa 2 a 18 GHz.

Nelle varie forme di realizzazione, viene preferibilmente inclusa una parte di adattamento di impedenza tra la porta di ingresso RF e la sorgente dei segnali a microonde (tipicamente un amplificatore a microonde), e tra la porta di uscita RF e il carico presentato al circuito. Queste reti di adattamento consentono al circuito di avere una impedenza di ingresso e di uscita di circa 50 Ω , tipicamente le impedenze viste dal circuito rispetto alla sorgente del segnale e al carico.

E' uno scopo della presente invenzione quello di fornire un equalizzatore di guadagno a pendenza variabile del tipo MMIC la cui funzione di

trasferimento abbia una pendenza che varia tra circa +0,22 dB/GHz e circa -0,67 dB/GHz con una linearità entro circa $\pm 0,5$ dB.

Un ulteriore scopo della presente invenzione è quello di variare la pendenza di guadagno di un tale MMIC in funzione di due tensioni di controllo in "contro-fase" su un intervallo di frequenza dalla continua a circa 18 GHz, o in funzione di una singola tensione di controllo su un intervallo di frequenze da circa 2 GHz fino a circa 18 GHz.

Ancora un altro scopo della presente invenzione è quello di mantenere il VSWRs di ingresso e di uscita inferiore a circa 2:1 sull'intervallo di frequenze di interesse.

Altre caratteristiche e vantaggi dell'invenzione appariranno dalle seguenti figure e dalla seguente descrizione, in cui viene esposta in dettaglio una forma di realizzazione preferita.

BREVE DESCRIZIONE DEI DISEGNI

Le figure 1(A)-(G) mostrano le caratteristiche di pendenza di guadagno di un amplificatore con e senza la presente invenzione;

la figura 2 è uno schema a blocchi che mostra gli elementi di un equalizzatore di guadagno a pendenza variabile secondo una prima forma di

realizzazione della presente invenzione;

la figura 3 è uno schema di un equalizzatore di guadagno a pendenza variabile secondo una prima forma di realizzazione della presente invenzione;

la figura 4 è una vista in pianta di una realizzazione di chip MMIC di cui allo schema di figura 3;

le figure 5-7 mostrano caratteristiche di lavoro della presente invenzione come mostrata nella figura 3;

la figura 8 è lo schema di una forma di realizzazione alternativa della presente invenzione.

DESCRIZIONE PARTICOLAREGGIATA DELLE FORME DI REALIZZAZIONE PREFERITE

Le figura 1(A) e 1(B) mostrano un amplificatore 2 a microonde e la uscita RF guadagno- rispetto-frequenza dell'amplificatore 2 su un intervallo di frequenze da circa 0 a 18 GHz e su un intervallo di temperature da circa -55°C fino a + 105°C. La figura 1(B) mostra che la caratteristica di guadagno rispetto alla frequenza (la "pendenza di guadagno") dell'amplificatore 2 varia con la temperatura e con la frequenza del segnale di ingresso RF. Con riferimento alla figura

1(B), la pendenza di guadagno ha due componenti, x ed y . La componente x è dipendente dalla temperatura ma indipendente dalla frequenza, mentre la componente y è dipendente sia dalla temperatura sia dalla frequenza. Come si può vedere dalla figura 1(B) la pendenza di guadagno dell'amplificatore 2 tipicamente aumenta con il diminuire della temperatura, e decresce con l'aumentare della temperatura.

Come mostrato nelle figure 1(C) e 1(D), è noto nella tecnica far seguire l'amplificatore 2 da un attenuatore 3 dipendente dalla temperatura ma invariante con la frequenza. L'attenuatore 3 può essere regolato per compensare gli effetti della componente x , con il risultato che la pendenza di guadagno dell'amplificatore 2 varia sostanzialmente linearmente in funzione della frequenza e della temperatura. Come mostrato nella figura 1(D) la pendenza risultante può variare in un grado qualsiasi tra $+m_1$ e $-m_2$. Un'altra domanda di brevetto statunitense in corso degli stessi richiedenti per un "FET MONOLITHIC MICROWAVE INTEGRATED CIRCUIT VARIABLE ATTENUATOR", n° di serie 07/32.625, depositata il 28 marzo 1989, illustra un attenuatore 3 in grado di compensare le

componenti di pendenza di guadagno indipendenti dalla frequenza dell'amplificatore 2. La richiedente si riferisce a e incorpora a titolo di riferimento detta altra domanda in corso.

Le figure 1(E)-1(G) dimostrano il perfezionamento della configurazione della figura 1(C) se viene aggiunto ad un sistema a microonde l'equalizzatore 4 di guadagno a pendenza variabile prima della presente invenzione. La figura 1(F) mostra la funzione di trasferimento $T(f)$ fornita dall'equalizzatore 4 di guadagno a pendenza variabile avente una pendenza n_1 positiva, una pendenza negativa n_2 o una qualsiasi pendenza fra queste due (la pendenza essendo dipendente dalla tensione di controllo). Si deve notare che secondo la presente invenzione, alla più elevata frequenza di interesse f_h vi è una attenuazione fissa eguale ad a . L'equalizzatore 4 di guadagno può essere regolato per compensare queste caratteristiche dipendenti dalla frequenza e dalla temperatura dell'amplificatore 2. Ad esempio, se la pendenza dell'amplificatore 2 in figura 1(D) è, ad esempio m_3 tutto ciò che è necessario in figura 1(E) è di regolare la funzione di trasferimento $T(f)$ dell'equalizzatore 4 (con una tensione di

controllo) per avere una pendenza $n_3 = -m_3$, che compenserà l'amplificatore 2 producendo la caratteristica mostrata in figura 1(G). Il risultato, come mostrato nella figura 1(G) è un amplificatore (oppure sistema) caratterizzato da una caratteristica sostanzialmente piatta di guadagno rispetto alla frequenza, quale che sia la frequenza e/o temperatura. Non è necessario che la presente invenzione venga impiegata in unione ad un attenuatore 3; tuttavia, in tali circostanze la uscita dell'amplificatore 2 può variare, senza compensazione, nell'intervallo $\pm y$.

La figura 2 mostra uno schema a blocchi di un sistema a microonde che comprende un amplificatore 2 (o altra sorgente di segnali a RF) ed un equalizzatore di guadagno a pendenza variabile MMIC 4 secondo la presente invenzione. L'equalizzatore 4 di guadagno a pendenza variabile è costruito su una prima superficie 6 di un substrato 8 semi-isolante, tipicamente di GaAs, avente un piano di massa 10 formato mediante metallizzazione dell'intera superficie della faccia 12 opposta. La figura 2 verrà descritta in riferimento alla forma di realizzazione di figura 3 sebbene, come si vedrà, la figura 2 può essere

considerata con piccole modifiche generica in riferimento alla forma di realizzazione di figura 8.

Un segnale di ingresso RF da attenuare in funzione della frequenza e della temperatura viene collegato alla porta 14 di ingresso del circuito, la quale porta ha una impedenza di ingresso Z_{in} . Generalmente, il segnale di ingresso RF è il segnale di uscita da un amplificatore 2 a microonde o altra sorgente di segnale (non mostrata) avente una impedenza di uscita di sorgente Z_{so} tipicamente di 50Ω . Preferibilmente, una rete 16 di adattamento effettua l'adattamento tra Z_{in} e Z_{so} .

Il circuito 4 permette che una parte (cioè la parte attenuata) del segnale RF presente sulla porta 14 di ingresso compaia sulla porta 18 di uscita del circuito. Nella forma di realizzazione preferita di figura 3, la frazione di attenuazione varia in funzione della prima e seconda delle tensioni di controllo V_{c1} , V_{c2} , collegate, rispettivamente, a prime e seconde porte 20, 22 di tensione di comando e in funzione della frequenza del segnale RF. I segnali di comando V_{c1} , V_{c2} sono forniti da una sorgente variabile (non mostrata in figura 2) in relazione in "contro-fase" in modo che

quando V_{c1} varia da 0 a V_p , V_{c2} varia da V_p a 0. Una forma di realizzazione alternativa mostrata in figura 8 impiega una unica tensione di controllo V_{c1} collegata alla porta 20 per controllare la frazione di attenuazione. La porta 18 di uscita ha una impedenza di uscita pari a Z_0 ed è preferibilmente adattata con una seconda rete 24 di adattamento, alla impedenza Z_1 di ingresso del carico 26.

E' funzione della presente invenzione quella di compensare le caratteristiche di guadagno dipendente dalla frequenza rispetto a frequenza e temperatura nell'amplificatore 2. Nella forma di realizzazione di figura 3, quando V_{c1} e V_{c2} sono fatte variare tra circa 0 e circa 3 volte, la pendenza della funzione di trasferimento guadagno rispetto frequenza del circuito 4 varia da circa 0,67 dB/GHz fino a +0,2 dB/GHz, in un intervallo di frequenza che va dalla corrente continua fino a circa 18 GHz. Nella forma di realizzazione alternativa della figura 8, quando la unica tensione di controllo V_{c1} varia tra circa 0 e circa 3 V, la pendenza della funzione di trasferimento guadagno rispetto frequenza del circuito 4 varia sullo stesso intervallo di attenuazione della forma

di realizzazione di figura 3, sebbene l'intervallo inferiore di frequenza sia limitato a circa 2 GHz dato che il circuito comprende condensatori di bloccaggio della corrente continua.

Il circuito 4 comprende un primo dispositivo 26 attivo a conduttanza variabile, un secondo dispositivo 28 a conduttanza variabile, elementi di attenuazione 30 e 32 con modulo indipendente dalla prima e seconda frequenza, i quali elementi definiscono un "nodo T" sulla loro giunzione, e primi, secondi e terzi elementi 36, 38 e 40 risonanti dipendenti dalla frequenza.

In pratica, i dispositivi attivi 26 e 28 sono preferibilmente transistori ad effetto di campo a gate Schottky a modo a svuotamento (FET) ciascuno avente una tensione di interdizione V_p di circa 3V. I FET 26, 28 possono essere realizzati con gate multipli come descritto nell'altra domanda pendente della richiedente sopra nominata. I FET a gate multiplo, fabbricati in tal modo, presentano una maggiore capacità di gestire potenza senza apprezzabili riduzioni nelle caratteristiche della frequenza superiore. Elementi 30, 32 di attenuazione sono preferibilmente resistenze di equal valore collegate tra le porte 14, 18 di

ingresso ed uscita del circuito per definire i bracci o parte di testa di una configurazione a "T". Il FET 26 è collegato tra il nodo a T 34 ed il primo terminale del primo elemento risonante 36, il secondo terminale del risonatore 36 essendo collegato alla massa di segnale. Il secondo FET 28 ed il secondo e terzo elementi 38, 40 risonanti sciuntano il "T" formato dagli elementi 30, 32, 26 e 36.

Ciascun elemento risonante 36, 38, 40 è sostanzialmente un filtro passa-banda risonante a circa la frequenza di interesse più elevata f_h pari circa 18 GHz. A frequenze più basse, cioè $f \ll f_h$, l'elemento risonante 26 si approssima ad un corto circuito, mentre gli elementi risonanti 38 e 40 ciascuno si approssimano ad un circuito aperto. Per frequenze che si approssimano a f_h , l'elemento 36 risonante è approssimativamente un circuito aperto, mentre gli elementi risonatori 38 e 40 si approssimano ad un corto circuito. Preferibilmente, l'impedenza di ciascun elemento risonante 36, 38, 40 ha una caratteristica a due poli. Si possono impiegare elementi risonatori più complessi aventi tre o più poli, ma la modellazione del circuito diviene più complicata ed un qualsiasi vantaggio

ricavato dalla configurazione più complessa non può essere utilizzato facilmente al completo. Elementi risonatori a polo singolo non operano bene in quanto che non si può realizzare un circuito approssimativamente aperto o una condizione di corto circuito.

Quando il FET 26 viene portato in zona attiva in risposta ad un livello appropriato di V_{c1} sulla porta 20, il FET 28 viene interdetto poichè V_{c2} sulla porta 22 è in relazione in controfase rispetto a V_{c1} . Quando il FET 26 è in zona attiva, il primo elemento 36 risonante deriva a terra i segnali sul nodo 34 la cui frequenza è sostanzialmente inferiore a f_h . Simultaneamente, il FET 28 è in interdizione, permettendo agli elementi risonatori 38 e 40 di attenuare i segnali sulla porta 14 segnali la cui frequenza è sostanzialmente inferiore a f_h . Conseguentemente, quando V_{c1} , V_{c2} fanno in modo che il FET 26 sia in zona attiva ed il FET 28 sia interdetto, il circuito 4 attenua le frequenze più basse per un grado maggiore rispetto alle frequenze più alte.

Quando V_{c1} , V_{c2} fanno in modo che il FET 26 sia interdetto ed il FET 28 sia in conduzione, l'elemento risonante 36 sostanzialmente non è più

in circuito e non introduce più una attenuazione crescente con le frequenze più basse. Simultaneamente, dato che il FET 28 è in zona attiva, i segnali sulla porta 14 di ingresso sono sciuntati dal FET 28 verso la porta 18 di uscita senza sostanziale attenuazione dipendente dalla frequenza causata dagli elementi risonanti 38 e/o 40. Il risultato è che i segnali sulla porta 14 di ingresso passano attraverso il circuito 4 senza sostanziale attenuazione dipendente dalla frequenza.

A livelli intermedi di V_{c1} , V_{c2} , cioè quando il FET 26 e il FET 28 sono ambedue nella zona attiva, si ottengono varie pendenze di attenuazione dipendente dalla frequenza mediante il circuito 4. Quando $V_{c1} \approx 0,75 V_p$, ad esempio, la pendenza di attenuazione del circuito 4 è approssimativamente piatta, cioè indipendente dalla frequenza. Sebbene ci si possa aspettare che per $V_{c1} = V_p$ si avrebbe una funzione di trasferimento a pendenza 0 o piatta, i circuiti reali includono capacità ed induttanze parassite associate ai FET ed agli elementi circuitali. Queste costanti parassite introducono una perdita di inserzione aumentata a f_3 che risulta in una pendenza non-zero per V_{c1}

Vp. La presente invenzione sfrutta vantaggiosamente questo fenomeno includendo la pendenza non-zero per $V_{c1} = V_p$ per aumentare l'intervallo disponibile di controllo di pendenza (cioè, invece di un intervallo di controllo di pendenza di $-0,67$ dB/GHz fino a $0,0$ dB/GHz, questo ora si estende fino a $+0,22$ dB/GHz).

Il circuito 4 presenta impedenze di ingresso e di uscita sostanzialmente costanti così come sono viste sulle porte 14, 18 nell'intervallo di frequenze di interesse. A frequenze relativamente alte (e senza tener conto di quali che siano i livelli delle tensioni di controllo V_{c1} , V_{c2}) gli elementi risonanti 38, 40 sostanzialmente sciuntano le porte 14, 18 assieme con il risultato che Z_{in} sulla porta 14 si avvicina alla impedenza del carico così come è vista sulla porta 18. Dato che il circuito 4 è simmetrico, la impedenza di uscita sulla porta 18 sarà approssimativamente eguale alla impedenza del carico così come è vista sulla porta 14. A frequenze relativamente basse, la impedenza guardando nella porta 14 o nella porta 18 comprenderà un contributo dal FET 26 e dal FET 28. Tuttavia, il FET 26 e il FET 28 sostanzialmente funzionano in controfase per cui quando viene

aumentata la conduttività di un FET, viene fatta decrescere la conduttività dell'altro FET. Conseguentemente è intuitivo che le impedenze di ingresso e di uscita del circuito 4 tenderanno a rimanere ad un certo livello costante anche quando sono modificate le tensioni di controllo V_{c1} , V_{c2} . Mediante un corretto modellamento dei parametri di FET e dei valori dei componenti, è possibile arrivare al circuito di figura 3 avente i valori mostrati dei componenti. Il circuito mostrato in figura 3 presenta impedenza ingresso/uscita sostanzialmente costante sull'intervallo di frequenze di interesse così come mostrato nelle figure 5 e 6.

I circuiti di figura 3 ed 8 sono stati ottenuti mediante analisi a calcolatore e relativa ottimizzazione effettuata con il software di simulazione a microonde "SUPER-COMPACT" (R) prodotto dalla Compact Software di Paterson, N.J. Un tale software ed il suo impiego nella analisi o sintesi di circuiti è ben noto nella tecnica, e l'analisi non verrà descritta in ulteriori dettagli. La domanda di brevetto pendente sopra menzionata della stessa richiedente espone in formazione aggiuntiva riguardante i compromessi di

progettazione e considerazioni riguardo la selezione dei FET e dei componenti nella ottimizzazione dei circuiti.

Passando ora alla figura 3, in questa è mostrato uno schema della prima forma di realizzazione preferita. Si deve comprendere che il circuito di figura 3 è realizzato sulla prima superficie 6 del substrato 8 mostrato in figura 2.

Confrontando la figura 3 con la figura 2, si può vedere che un segnale di ingresso RF (dall'amplificatore 2 od altra sorgente) si collega al terminale 42 di ingresso della prima rete 16 di adattamento. La rete 16 comprende induttori 44, 46 ed un condensatore 48 che sono collegati per formare una rete di adattamento di impedenza a "T" tra il segnale T di ingresso a radio-frequenza e la porta 14 di ingresso del circuito. Si può vedere anche che la seconda rete 24 di adattamento è una simile rete di adattamento di impedenza a "T" comprendente gli induttori 50, 52 ed un condensatore 54. Come mostrato in figura 3, gli induttori 44 e 52 sono ciascuno da circa 0,4 nH, gli induttori 46 e 50 sono ciascuno da circa 0,3 nH, ed i condensatori 48 e 54 sono ciascuno da 0,2 pF. Gli elementi 30, 32 di attenuazione sono

preferibilmente resistenze di valore sostanzialmente eguale, circa 30Ω collegate in serie tra le porte 14 e 18 di ingresso e di uscita.

Il primo FET 26 comprende un terminale di gate o di controllo 56, una sorgente o primo terminale 58 di uscita ed un assorbitore o secondo terminale di uscita 60. Similmente, il secondo FET 28 comprende un terminale 64 di gate o di controllo, un terminale 66 di sorgente o prima uscita ed un terminale 68 di assorbitore o seconda uscita. Il FET 26 ed il FET 28 hanno ciascuno una lunghezza di gate di $0,5 \mu\text{m}$ e una lunghezza di gate di $150 \mu\text{m}$. Il gate 56 del FET 26 è collegato attraverso una resistenza 70 (circa $7 \text{ K}\Omega$) per ricevere la prima tensione di controllo V_{c1} sulla porta 20, mentre il gate 64 del FET 28 è collegato attraverso una resistenza 22 (da circa 7Ω) per ricevere la seconda tensione di controllo V_{c2} sulla porta 22. La sorgente 66 del FET 28 è collegata alla porta 14 di ingresso, mentre l'assorbitore 68 è collegato alla porta 18 di uscita, collocando il FET 28 in derivazione tra le porte 14, 18 di ingresso e di uscita.

L'assorbitore 60 del FET 26 si collega al nodo T 34, mentre la sorgente 68 si collega ad un primo

terminale 74 di un primo elemento 36 risonatore dipendente dalla frequenza. Il secondo terminale 76 dell'elemento 36 risonatore è collegato a massa. L'elemento 36 risonatore dipendente dalla frequenza preferibilmente comprende una induttanza 78 collegata in parallelo ed una capacità 80, selezionata per risuonare a circa f_h . Nelle forme di realizzazione preferite e come mostrato in figura 4, il condensatore 80 è preferibilmente realizzato come linea di trasmissione ad un quarto d'onda avente una capacità equivalente di circa 0,08 pF, mentre l'induttanza 78 è da circa 0,35 nH. La frequenza di risonanza della capacità 80 e della induttanza 78 è di circa 18 GHz.

Il secondo elemento 38 risonatore dipendente dalla frequenza preferibilmente comprende una induttanza 82 collegata in serie con una capacità 84, mentre il terzo elemento 40 risonatore dipendente dalla frequenza preferibilmente comprende una induttanza 86 collegata in serie con una capacità 88. Preferibilmente la induttanza 82 è da circa 0,12 nH, la induttanza 86 è di circa 0,10 nH, e le capacità 84, 88 sono ciascuno da 0,25 pF. La frequenza di risonanza del secondo e terzo degli elementi 38, 40 sono ciascuna uguale a circa f_h , ma

preferibilmente sono intenzionalmente leggermente diverse una dall'altra. Questo piccolo sfalsamento intenzionale delle frequenze di risonanza consente una migliore linearità della funzione di trasferimento del circuito. Per facilità di realizzazione, nelle forme di realizzazione preferite, le induttanze 82 e 86 hanno circa un terzo il valore della induttanza 78, mentre le capacità 84, 88 hanno ciascuna circa 3 volte il valore della capacità 80. Le resistenze 90, 92 sono collegate in parallelo attraverso gli elementi 38, 40 per regolare la pendenza di attenuazione alle frequenze basse e per abbassare il "quadro grande" o selettività dei circuiti risonanti serie formati dalla induttanza 82, capacità 84, ed induttanza 86 e capacità 88. Le resistenze 90, 92 sono ciascuna da circa 320 Ω . Una resistenza 94 (di circa 2 Ω) è preferibilmente collegata in serie tra gli elementi 38 e 40 per abbassare ulteriormente il quadro grande o la selettività degli elementi combinati 38, 40. Le resistenze 90, 92, 94 migliorano la linearità della funzione di trasferimento complessiva del circuito 4. Come sopra descritto, la impedenza di ciascun elemento risonatore 36, 38, 40 è preferibilmente caratterizzata da due poli.

Come mostrato in figura 3, si può ottenere una relazione in controfase tra le tensioni di comando V_{c1} , V_{c2} mediante un amplificatore operazionale 96 il cui ingresso positivo è collegato a una tensione sostanzialmente eguale a $|V_p|$, la tensione di interdizione dei FET 26 e 28, tipicamente pari a 3 V, ed il cui ingresso negativo è configurato come invertitore a guadagno unitario, che riceve V_{c1} come ingresso. Il segnale di uscita di una tale configurazione sarà $V_{c2} = V_p - V_{c1}$, cioè, la relazione desiderata in contro-fase tra V_{c1} e V_{c2} .

Come notato precedentemente, la funzione di trasferimento del circuito 4 è approssimata da

$$T(f) = 1 - \frac{[f-\omega_2][f-\omega_3]}{[f-\omega_1]}$$

dove $T(f) = S_{21} = \frac{\text{tensione di uscita sulla porta 18}}{\text{tensione di ingresso sulla porta 14}}$

ed in cui ω_1 , ω_2 ed ω_3 variano in funzione delle tensioni di comando V_{c1} , V_{c2} e sono rispettivamente proporzionali alle frequenze di risonanza del primo, secondo e terzo degli elementi risonanti dipendenti dalla frequenza, ed in cui la frequenza di ingresso RF è f . Come mostrato nelle figure 2 e 3, sebbene la prima forma di realizzazione preferita impieghi due elementi

risonanti 38 e 40 per migliorare la linearità della funzione di trasferimento complessiva, la presente invenzione sarà operativa se l'una o l'altro di questi elementi viene omesso e sostituito da un corto circuito. In tal caso, la piccola resistenza 94 può essere anche omessa e sostituita con un corto circuito. Tuttavia, la funzione di trasferimento del circuito risultante presenterà una piccola gobba, in prossimità di f_h .

La figura 4 è una vista in pianta di un MMIC che realizza in pratica la forma di realizzazione preferita della figura 3. Le dimensioni del chip in figura 4 sono di circa 1,8 mm x 1,1 mm.

Come mostrato in figura 5, quando $V_{c2} \rightarrow V_p$ ($V_p = -3.0V$ e $V_{c1} \rightarrow 0V$), il circuito presenta una attenuazione di circa 14 dB alle frequenze basse ed una attenuazione di circa 3 dB alla frequenza f_h . La pendenza della funzione di trasferimento di attenuazione è di circa -0,67 dB/GHz ed è lineare entro circa 0,2 dB. La figura 5 mostra anche i coefficienti di riflessione di tensione S_{11} , S_{22} che sono indicativi del VSWR del circuito 4. Questi coefficienti sono definiti come:

$$S_{11} = \frac{\text{tensione riflessa}}{\text{tensione di ingresso}}$$

$$S_{22} = \frac{\text{tensione riflessa}}{\text{tensione di uscita}}$$

Idealmente $S_{11} = S_{22} = 0$, il che definisce un perfetto $VSWR = 1$. Le perdite di ritorno del circuito sono date da $20 \log S_{11}$ oppure $20 \log S_{22}$, con la perdita di ritorno che è infinita nel caso ideale.

La figura 6 mostra le caratteristiche del circuito 4 quando $V_{c1} \rightarrow V_p$ e $V_{c2} \rightarrow 0V$, in cui la pendenza della funzione di trasferimento è di circa $+ 0,2 \text{ dB/GHz}$. La figura 7 mostra il luogo delle pendenze disponibili della funzione di trasferimento per diverse combinazioni delle tensioni V_{c1} , V_{c2} . Si può vedere che quando $V_{c1} \approx 0,75 V_p$, la pendenza della funzione di trasferimento è sostanzialmente piatta. Conseguentemente, variando V_{c1} , V_{c2} , la pendenza del circuito può essere regolata in un qualsiasi punto tra circa $-0,67 \text{ dB/GHz}$ e $+ 0,2 \text{ dB/GHz}$.

La figura 8 mostra una forma di realizzazione alternativa in cui viene presentata una unica tensione di comando V_{c1} sulla porta 20 di controllo per variare la pendenza di guadagno del circuito 4 sostanzialmente come sopra descritto. Confrontando la figura 8 con le figure 2 e 3, diventano evidenti

numerose similarità. La unica tensione di comando V_{c1} viene applicata al terminale 56 di gate o di controllo dell'effetto 26 attraverso la resistenza 70, e anche al terminale 68 di uscita o di sorgente del FET 28 attraverso la resistenza 100. Il terminale 64 di controllo o di gate del FET 28 non è collegato ad una seconda tensione di comando variabile come nelle figure 2 e 3, ma è invece collegato attraverso una resistenza 72 ad un riferimento V_g che è preferibilmente la massa di segnale. Le resistenze 70, 72, 100 sono preferibilmente ciascuna da circa $3K\Omega$.

I condensatori 102 e 104 di bloccaggio della corrente continua sono collegati in serie con l'ingresso della prima rete 16 di adattamento e con l'uscita della seconda rete 24 di adattamento. I condensatori 102, 104 impediscono che una qualsiasi corrente continua presente sui segnali di ingresso RF o di uscita RF raggiungano le porte 14, 18 di ingresso o di uscita dove la corrente continua potrebbe interferire con l'appropriato controllo della conduttanza del FET 28. Condensatori 106, 108 aggiuntivi di bloccaggio della corrente continua sono collegati tra il nodo T 34 ed il terminale 60 di uscita del FET 26, e tra la massa di segnale ed

il terminale 76 del primo elemento risonatore 36 dipendente dalla frequenza. Una tensione di riferimento V_p (preferibilmente eguale al valore assoluto della tensione di interdizione dei FET, tipicamente pari a circa +3 V) viene disposta sulla porta 110 della tensione di riferimento attraverso una resistenza 112 sulla giunzione del condensatore 108 ed un terminale 76 dell'elemento 36 risonante. Il condensatore 106 isola il FET 26 da qualsiasi corrente continua presente sul nodo T 34, mentre il condensatore 108 isola la tensione di riferimento V_p dalla massa di segnale. I condensatori 102, 104, 106, 108 sono ciascuno preferibilmente da 10 pF, e la resistenza 112 è di circa 150 Ω . Dato che il circuito di figura 8 comprende i condensatori di bloccaggio 102, 104, 106, 108, il circuito non è in grado di funzionare fino alla corrente continua, e, al contrario, funziona tra circa 2 GHz e circa 18 GHz. L'aumentare il valore dei condensatori, specialmente dei condensatori 102, 104 abbasserà la frequenza più bassa alla quale funzionerà il circuito di figura 8.

Il circuito di figura 8 è alquanto non convenzionale per il fatto che la tensione V_{c1} di comando viene applicata al gate 56 del FET 26 e

alla sorgente 68 del FET 28. E' più convenzionale per i circuiti modificare la conduttanza dei FET variando la tensione sulla porta del FET, modificando in tal modo il potenziale gate-sorgente. La domanda di brevetto in corso sopra menzionata della richiedente descrive una configurazione di polarizzazione alquanto simile a quella di figura 8 in unione ad un diverso circuito.

Con riferimento alla figura 8, se $V_{c1} \approx +V_p$, il FET 26 viene portato in conduzione poichè il suo gate 56 e la sorgente 58 sono al medesimo potenziale. Contemporaneamente, tuttavia, il FET 28 viene interdetto poichè la sua sorgente 68 è collegata attraverso la resistenza 100 a V_{c1} (oppure $+V_p$) e il suo gate 64 è a massa attraverso la resistenza 72. Come descritto precedentemente in riferimento alla figura 3, il primo elemento risonante 36 deriverà alla massa di segnale i segnali sul nodo 34 la cui frequenza è sostanzialmente inferiore a f_h mentre gli elementi risonanti 38 e 40 attenueranno segnali sulla porta 14 la cui frequenza è sostanzialmente inferiore a f_h .

Si supponga ora che V_{c1} sia pari a 0V. Il FET

26 è ora interdetto, poichè la sua sorgente 58 è più positiva del suo gate 56, e come risultato l'elemento 36 risonante sostanzialmente non è più in circuito e non introduce più una attenuazione crescente alle frequenze più basse. Contemporaneamente, il FET 28 viene portato in conduzione poichè il suo gate 64 e la sorgente 68 sono ambedue al medesimo potenziale, OV. Dato che il FET 28 è in conduzione, questo deriva segnali sulla porta 14 di ingresso verso la porta 18 di uscita senza attenuazione sostanzialmente dipendente dalla frequenza da parte degli elementi risonatori 38 e/o 40. Per livelli intermedi della tensione di controllo pari a $0 \leq V_{c1} \leq V_p$, si forniscono livelli intermedi di pendenza di guadagno. Tenendo conto della limitazione che la più bassa frequenza di interesse sarà di circa 2 GHz piuttosto che 0 GHz, le caratteristiche del circuito di figura 8 saranno sostanzialmente identiche alle caratteristiche del circuito di figura 3, così come mostrato nelle figure 5-7. Nelle figure 3 ed 8, i FET 26, 28 hanno ciascuno una larghezza di gate di circa 150μ ed una lunghezza di gate di circa $0,5 \mu$.

Si possono effettuare variazioni e modifiche

alla forma di realizzazione descritta senza allontanarsi dall'ambito dell'invenzione così come definito dalle rivendicazioni seguenti. Ad esempio, si possono impiegare dispositivi affini a conduttanza variabile che non siano FET, posto che sia disponibile sulla gamma di frequenze di interesse prestazioni del dispositivo identiche od equivalenti. Se le impedenze di carico di ingresso e/o uscita del sistema sono sufficientemente adattate alle impedenze di ingresso o di uscita del circuito, allora si può fare a meno della prima e/o della seconda rete di adattamento. Si possono anche impiegare altre configurazioni per gli elementi risonanti.

RIVENDICAZIONI

1. MMIC, comprendente un circuito per controllare sostanzialmente linearmente la caratteristica di pendenza attenuazione-rispetto-frequenza di un segnale RF a microonde, il circuito comprendendo:

una porta di ingresso di circuito, avente una impedenza di ingresso, per ricevere il segnale di ingresso RF a microonde da una sorgente di segnale avente una impedenza di sorgente; il segnale di ingresso avendo un intervallo di frequenza da circa

alla forma di realizzazione descritta senza allontanarsi dall'ambito dell'invenzione così come definito dalle rivendicazioni seguenti. Ad esempio, si possono impiegare dispositivi affini a conduttanza variabile che non siano FET, posto che sia disponibile sulla gamma di frequenze di interesse prestazioni del dispositivo identiche od equivalenti. Se le impedenze di carico di ingresso e/o uscita del sistema sono sufficientemente adattate alle impedenze di ingresso o di uscita del circuito, allora si può fare a meno della prima e/o della seconda rete di adattamento. Si possono anche impiegare altre configurazioni per gli elementi risonanti.

RIVENDICAZIONI

1. MMIC, comprendente un circuito per controllare sostanzialmente linearmente la caratteristica di pendenza attenuazione-rispetto-frequenza di un segnale RF a microonde, il circuito comprendendo:

una porta di ingresso di circuito, avente una impedenza di ingresso, per ricevere il segnale di ingresso RF a microonde da una sorgente di segnale avente una impedenza di sorgente; il segnale di ingresso avendo un intervallo di frequenza da circa

la corrente continua fino ad una frequenza superiore di circa 18 GHz;

una porta di uscita del circuito, avente una impedenza di uscita, per fornire una frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF a microonde verso un carico avente una impedenza di ingresso di carico;

una prima ed una seconda porta di controllo per ricevere rispettivamente primi e secondi segnali di controllo la cui ampiezza modifica la frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF a microonde nel raggiungere la porta di uscita del circuito;

primi e secondi elementi ad attenuatore collegati assieme in serie tra la porta di ingresso del circuito e la porta di uscita del circuito, la connessione in serie di detti elementi attenuatori definendo un nodo T;

un primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una prima frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più elevata, detto elemento avendo primi e secondi terminali in cui il secondo terminale è collegato a massa, per derivare a massa in funzione della frequenza un segnale sul primo terminale la cui frequenza è

inferiore a quella della prima frequenza di risonanza;

un secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una seconda frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più alta, collegato in serie con la porta di ingresso RF del circuito e la porta di uscita RF del circuito, per derivare in funzione della frequenza verso la porta di uscita RF del circuito un segnale sulla porta di ingresso del circuito RF la cui frequenza è prossima alla seconda frequenza di risonanza e per attenuare in funzione della frequenza tale segnale quando la frequenza di segnale è inferiore alla seconda frequenza di risonanza;

mezzi simmetrici, collegati in derivazione tra le porte di ingresso e di uscita ed in serie tra il primo terminale del primo elemento ed il nodo T, e disposti per ricevere i primi e secondi segnali di controllo, collegando in modo controllabile il primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza tra il nodo T e massa mentre simultaneamente derivano in modo controllabile il secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza in funzione del primo e secondo dei

segnali di controllo, per fare in modo che la attenuazione tra la porta di ingresso a RF del circuito e la porta di uscita a RF del circuito vari in modo sostanzialmente lineare in funzione della frequenza su un intervallo di frequenza dalla continua a circa 18 GHz, la attenuazione essendo controllata da detti mezzi simmetrici e detti segnali di comando;

detti mezzi simmetrici, detti primo e secondo elemento attenuatore e detti primo e secondo elementi risonanti dipendenti dalla frequenza comprendendo grandezze parassite in modo che il circuito fornisca una attenuazione alla frequenza di interesse più elevata che sia sostanzialmente indipendente dai segnali di controllo;

sciuntare in modo controllabile e simultaneamente collegare in modo controllabile con detti mezzi simmetrici facendo in modo che le impedenze di ingresso e di uscita del circuito rimangano sostanzialmente costanti su detto intervallo di frequenze.

2. Circuito della rivendicazione 1, in cui detti mezzi simmetrici comprendono:

un primo FET a porta Schottky a modo a svuotamento avente un primo terminale di uscita

collegato a detto nodo T, un secondo terminale di uscita accoppiato al primo terminale del primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza, ed un terminale di controllo accoppiato in corrente continua direttamente alla prima porta di controllo per ricevere il primo segnale di comando, detto primo FET collegando in modo controllabile il primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza tra detto nodo T e massa in risposta al primo segnale di comando; e

un secondo FET a gate Schottky a modo a svuotamento avente un primo terminale di uscita accoppiato alla porta di ingresso del circuito, un secondo terminale di uscita accoppiato alla porta di uscita del circuito, ed un terminale di controllo accoppiato in continuo direttamente alla seconda porta di controllo per ricevere il secondo segnale di comando, detto secondo FET sciuntando in modo controllabile il secondo elemento risonante dipendente dalla frequenza in risposta a detto secondo segnale di comando;

detti primo e secondo FET avendo caratteristiche sostanzialmente simili;

detti primo e secondo segnale di controllo essendo in relazione in controfase.

3. Circuito della rivendicazione 1, in cui ciascun detto elemento risonatore dipendente dalla frequenza ha una impedenza caratterizzata da almeno due poli.

4. Circuito della rivendicazione 1, in cui il primo e secondo elemento attenuatore sono sostanzialmente indipendenti dalla frequenza.

5. Circuito della rivendicazione 1, in cui il primo e secondo elemento attenuatore sono con resistenze sostanzialmente eguali.

6. MMIC, comprendente un circuito per controllare sostanzialmente linearmente la caratteristica di pendenza attenuazione-rispetto-frequenza di un segnale RF a microonde, il circuito comprendendo:

una porta di ingresso del circuito, avente una impedenza di ingresso, per ricevere il segnale di ingresso RF a microonde da una sorgente di segnale avente una impedenza di sorgente; il segnale di ingresso avendo un intervallo di frequenza tra circa la corrente continua ed una frequenza più elevata di circa 18 GHz;

una porta di uscita di circuito, avente una impedenza di uscita, per fornire una frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF a microonde verso un carico avente una impedenza di ingresso di

carico;

una prima porta di controllo per ricevere un primo segnale di comando;

una seconda porta di controllo per ricevere un secondo segnale di controllo, il secondo segnale di comando essendo in relazione in controfase con il primo segnale di comando;

un primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una prima frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più elevata, detto elemento avendo un primo ed un secondo terminale in cui il secondo terminale è collegato a massa, per derivare a massa in funzione della frequenza un segnale sul primo terminale la cui frequenza è inferiore a quella della prima frequenza di risonanza;

un primo ed un secondo elemento attenuatore collegati assieme in serie tra la porta di ingresso del circuito e la porta di uscita del circuito, il collegamento in serie di detti elementi attenuatori definendo un nodo T;

un primo dispositivo attivo a conduttanza variabile, avente un primo terminale di uscita accoppiato a detto nodo a T, un secondo terminale di uscita accoppiato al primo terminale del primo

elemento risonatore, ed un terminale di controllo accoppiato in continuo direttamente alla prima porta di controllo per ricevere il primo segnale di comando, detto primo dispositivo collegando in modo controllabile il primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza tra detto nodo T e massa in risposta al primo segnale di controllo;

un secondo dispositivo attivo a conduttanza variabile, avente un primo terminale di uscita accoppiato alla porta di ingresso del circuito, un secondo terminale di uscita accoppiato alla porta di uscita del circuito, ed un terminale di controllo accoppiato in continuo direttamente alla seconda porta di controllo per ricevere il secondo segnale di comando, detto secondo dispositivo sciuntando in modo controllabile un segnale dalla porta di ingresso del circuito RF alla porta di uscita del circuito RF in risposta al secondo segnale di comando;

detti primo e secondo dispositivo avendo caratteristiche sostanzialmente simili;

la conduttanza del primo e secondo dispositivo attivo a conduttanza variabile essendo variabile in risposta all'ampiezza di detto primo e secondo segnale di comando, rispettivamente;

un secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una seconda frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più alta, collegato in serie con la porta di ingresso RF del circuito e la porta di uscita RF del circuito, per sciuntare, in funzione della frequenza, verso la porta di uscita RF del circuito un segnale sulla porta di ingresso RF del circuito la cui frequenza è prossima alla seconda frequenza di risonanza e attenuare tale segnale quando la frequenza del segnale è inferiore alla seconda frequenza di risonanza;

la ampiezza del primo e secondo dei segnali di comando facendo in modo che la conduttanza del primo e secondo dispositivo attivo vari simultaneamente in modo tale per cui il primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza sia collegato in modo controllabile tra il nodo T e massa mentre il secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza sia simultaneamente sciuntato in modo controllabile in modo tale per cui la caratteristica di pendenza di attenuazione rispetto alla frequenza del circuito vari in modo sostanzialmente lineare in risposta alla ampiezza del primo e secondo segnale di comando in funzione

della frequenza su un intervallo di frequenza che va dalla continua a circa 18 GHz;

detto primo e secondo dispositivo attivo, detto primo e secondo elemento attenuatore e detto primo e secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza comprendendo elementi parassiti in modo tale per cui il circuito produca una attenuazione ad una frequenza più elevata di interesse che sia sostanzialmente indipendente dai segnali di comando;

il simultaneo collegare in modo controllabile e sciuntare in modo controllabile mediante detto primo e secondo dispositivo attivo facendo in modo che la impedenza di ingresso e di uscita del circuito rimanga sostanzialmente costante su detto intervallo di frequenza.

7. Circuito della rivendicazione 6, comprendente inoltre un terzo elemento risonante dipendente dalla frequenza collegato in serie con il secondo elemento risonante dipendente dalla frequenza, detto terzo elemento risonante dipendente dalla frequenza avendo una terza frequenza di risonanza circa eguale alla frequenza più elevata.

8. Circuito della rivendicazione 6, in cui

ciascun dispositivo attivo a conduttanza variabile è costituito da un FET a porta Schottky a modo a svuotamento.

9. Circuito della rivendicazione 6, in cui ciascun detto elemento risonante dipendente dalla frequenza ha una impedenza caratterizzata da almeno due poli.

10. Circuito della rivendicazione 6, in cui ciascun elemento attenuatore è sostanzialmente indipendente dalla frequenza ed ha una resistenza sostanzialmente eguale.

11. Circuito della rivendicazione 6, in cui il primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza comprende una linea di trasmissione ad un quarto di lunghezza d'onda equivalente ad una desiderata capacità ed induttanza in parallelo.

12. Circuito della rivendicazione 6, in cui la frequenza di risonanza del primo e secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza è leggermente diversa, la differenza essendo prescelta per produrre un desiderato sfalsamento di una funzione di trasferimento del circuito.

13. Circuito della rivendicazione 6, in cui la impedenza di ingresso è circa eguale alla impedenza di sorgente ed in cui la impedenza di uscita è

circa eguale alla impedenza di ingresso del carico.

14. Circuito della rivendicazione 6, ulteriormente comprendente mezzi per adattare la impedenza di ingresso alla impedenza di sorgente.

15. Circuito della rivendicazione 6, ulteriormente comprendente mezzi per adattare la impedenza di uscita alla impedenza di ingresso del carico.

16. In un MMIC, un circuito per controllare in modo sostanzialmente lineare la caratteristica di pendenza di attenuazione rispetto alla frequenza di un segnale RF a microonde, il circuito comprendendo:

una porta di ingresso del circuito, avente una impedenza di ingresso per ricevere il segnale di ingresso del circuito, avente una impedenza di ingresso per ricevere il segnale di ingresso RF a microonde da una sorgente di segnale avente una impedenza di sorgente, il segnale di ingresso avendo un intervallo di frequenza tra circa la corrente continua ed una frequenza più elevata di circa 18 GHz;

una porta di uscita del circuito, avente una impedenza di uscita, per fornire una frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF a microonde

verso un carico avente una impedenza di ingresso di carico;

una porta di controllo per ricevere un primo segnale di comando;

mezzi collegati a detta porta di controllo per generare un secondo segnale di comando in relazione in controfase con il primo segnale di comando;

un primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una prima frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più elevata, detto elemento avendo un primo ed un secondo terminale in cui il secondo terminale è a massa, per sciuntare a massa in funzione della frequenza un segnale sul primo terminale la cui frequenza è inferiore alla prima frequenza di risonanza;

un primo ed un secondo elemento attenuatore collegati assieme in serie tra la porta di ingresso del circuito e la porta di uscita del circuito, il collegamento in serie di detti elementi attenuatori definendo un nodo T;

un primo dispositivo attivo a conduttanza variabile, avente un primo terminale di uscita accoppiato a detto nodo T, un secondo terminale di uscita accoppiato al primo terminale del primo elemento risonatore, ed un terminale di controllo

accoppiato in corrente continua direttamente alla prima porta di controllo per ricevere il primo segnale di comando, detto primo dispositivo controllando in modo controllabile la connessione di detto primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza tra detto nodo T e massa in risposta ad un primo segnale di comando;

un secondo dispositivo attivo a conduttanza variabile, avente un primo terminale di uscita accoppiato alla porta di ingresso del circuito un secondo terminale di uscita accoppiato alla porta di uscita del circuito, ed un terminale di controllo accoppiato in continuo direttamente a detti mezzi per ricevere il secondo segnale di controllo, detto secondo dispositivo sciuntando in modo controllabile un segnale dalla porta di ingresso RF del circuito verso la porta di uscita RF del circuito in risposta al secondo segnale di comando;

detto primo e secondo dispositivo avendo caratteristiche sostanzialmente simili;

detto primo e secondo dispositivo attivo a conduttanza variabile, detto primo e secondo elemento attenuatore e detto primo e secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza

comprendendo elementi parassiti in modo tale che il circuito produca una attenuazione ad una frequenza più elevata di interesse che sia sostanzialmente indipendente dai segnali di comando;

la conduttanza del primo e secondo dispositivo attivo a conduttanza variabile essendo variabile in risposta alla ampiezza del primo e secondo segnale di comando, rispettivamente;

un secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una seconda frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più elevata, collegato in serie con la porta di ingresso RF del circuito e la porta di uscita RF del circuito, per sciuntare in funzione della frequenza verso la porta di uscita RF del circuito un segnale sulla porta di ingresso RF del circuito la cui frequenza è prossima alla seconda frequenza di risonanza e ad un attenuare tale segnale quando la frequenza del segnale è inferiore alla seconda frequenza di risonanza;

la ampiezza del primo e secondo segnale di comando facendo in modo che la conduttanza del primo e secondo dispositivo attivo vari simultaneamente in modo tale per cui il primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza sia

collegato controllabilmente tra il nodo T e massa mentre simultaneamente il secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza è controllabilmente sciuntato in modo tale per cui la caratteristica di pendenza-attenuazione-rispetto frequenza del circuito vari in modo sostanzialmente lineare in risposta alla ampiezza del primo e secondo segnale di comando in funzione della frequenza su un intervallo di frequenza dalla continua a circa 18 GHz;

simultaneamente collegare in modo controllabile e sciuntare in modo controllabile mediante detto primo e secondo dispositivo attivo facendo in modo che le impedenze di ingresso e di uscita del circuito rimangano sostanzialmente costanti su detto intervallo di frequenze.

17. Sistema a microonde, comprendente:

un amplificatore a microonde avente una impedenza di uscita di amplificatore, in grado di amplificare e fornire come segnali RF a microonde di uscita di amplificatore aventi un intervallo di frequenze circa dalla corrente continua fino a 18 GHz;

un circuito su un MMIC a linea a microstriscia per ricevere come segnale di ingresso RF a

microonde la uscita di amplificatore ed attenuare la uscita dell'amplificatore in funzione della frequenza e in funzione di detto primo e secondo segnale di comando, il circuito comprendendo:

una porta di ingresso del circuito, avente una impedenza di ingresso, per ricevere come segnale di ingresso RF a microonde i segnali RF a microonde di uscita dell'amplificatore; il segnale di ingresso avendo un intervallo di frequenze che va dalla continua ad una frequenza più elevata di circa 18 GHz;

una porta di uscita del circuito, avente una impedenza di uscita, per fornire una frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF a microonde verso un carico avente una impedenza di ingresso di carico;

una prima ed una seconda porta di controllo per ricevere rispettivi primi e secondi segnali di comando la cui ampiezza modifica la frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF a microonde che raggiunge la porta di uscita del circuito;

un primo ed un secondo elemento attenuatore collegati assieme in serie tra la porta di ingresso del circuito e la porta di uscita del circuito, il collegamento in serie di detti elementi attenuatori

definendo un nodo T;

un primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una prima frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più elevata, detto elemento avendo un primo ed un secondo terminale in cui il secondo terminale è collegato a massa, per sciuntare a massa in funzione della frequenza un segnale sul primo terminale la cui frequenza è inferiore alla prima frequenza di risonanza;

un secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una seconda frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più elevata, collegato in serie con la porta di ingresso RF del circuito e la porta di uscita RF del circuito per sciuntare in funzione della frequenza verso la porta di uscita RF del circuito un segnale sulla porta di ingresso RF del circuito la cui frequenza è prossima alla seconda frequenza e attenuare tale segnale quando la frequenza del segnale è inferiore alla seconda frequenza di risonanza;

mezzi simmetrici, collegati in derivazione tra le porte di ingresso e di uscita ed in serie tra il primo terminale del primo elemento ed il nodo T e

disposti per ricevere il primo e secondo segnale di controllo, colleganti in modo controllabile il primo elemento risonante dipendente dalla frequenza tra il nodo T e massa mentre simultaneamente sciunta in modo controllabile il secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza in funzione del primo e secondo segnale di comando, per fare in modo che la attenuazione tra la porta di ingresso RF del circuito e la porta di uscita RF del circuito vari in modo sostanzialmente lineare in funzione della frequenza nell'intervallo di frequenza che va dalla continua a circa 18 GHz, la attenuazione essendo controllata da detti mezzi e detti segnali di comando;

detti mezzi simmetrici, detto primo e secondo elemento attenuatore e detti primo e secondo elementi risonatori dipendenti dalla frequenza comprendendo elementi parassiti in modo tale che il circuito produca una attenuazione alla frequenza più elevata di interesse che sia sostanzialmente indipendente dai segnali di comando; il collegare in modo controllabile e lo sciuntare in modo controllabile simultaneo da parte di detti mezzi simmetrici facendo in modo che le impedenze di ingresso e di uscita del circuito rimangano

sostanzialmente costanti in detto intervallo di frequenze.

18. MMIC, comprendente un circuito per controllare sostanzialmente linearmente la caratteristica di pendenza attenuazione-rispetto-frequenza di un segnale RF a microonde, il circuito comprendendo:

una porta di ingresso del circuito accoppiata in corrente alternata, avente una impedenza di ingresso, per ricevere il segnale di ingresso RF a microonde da una sorgente di segnale avente una impedenza di sorgente, il segnale di ingresso avendo un intervallo di frequenza tra circa 2 GHz ed una frequenza più elevata di circa 18 GHz;

una porta di uscita di circuito accoppiata in corrente alternata, avente una impedenza di uscita, per fornire una frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF a microonde verso un carico avente una impedenza di ingresso di carico;

una porta di controllo per ricevere un segnale di comando la cui ampiezza modifica la frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF a microonde che raggiunge la porta di uscita del circuito;

un primo ed un secondo elemento attenuatore collegati insieme in serie tra la porta di ingresso del circuito e la porta di uscita del circuito, il

collegamento in serie di detti elementi attenuatori definendo un nodo T;

un primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una prima frequenza di risonanza sostanzialmente uguale alla frequenza più elevata, detto elemento avendo un primo ed un secondo terminale in cui il secondo terminale è accoppiato in alternata alla massa di segnale, per sciuntare alla massa di segnale in funzione della frequenza un segnale sul primo terminale la cui frequenza è inferiore alla prima frequenza di risonanza;

una porta di riferimento per ricevere una tensione di interdizione di riferimento, detta porta di riferimento essendo collegata a detto secondo terminale di detto primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza;

un secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una seconda frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più elevata, collegato in serie con la porta di ingresso RF del circuito e la porta di uscita RF del circuito, per sciuntare in funzione della frequenza verso la porta di uscita RF del circuito un segnale sulla porta di ingresso RF del circuito la cui frequenza è nell'intorno della seconda

frequenza di risonanza ed attenuare tale segnale quando la frequenza del segnale è inferiore alla seconda frequenza di risonanza;

mezzi simmetrici, collegati in derivazione tra le porte di ingresso e di uscita ed in serie tra il primo terminale del primo elemento ed il nodo T, e disposti per ricevere il segnale di comando e la tensione di riferimento, colleganti in modo controllabile in primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza tra il nodo T e la massa di segnale mentre simultaneamente sciunta in modo controllabile il secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza in funzione del segnale di comando, per fare in modo che la attenuazione tra la porta di ingresso RF del circuito e la porta di uscita RF del circuito vari sostanzialmente linearmente in funzione della frequenza su un intervallo di frequenza tra 2 GHz fino a circa 18 GHz, la attenuazione essendo controllata da detti mezzi simmetrici e da detto segnale di comando;

detti mezzi simmetrici, detto primo e secondo elemento attenuatore e detto primo e secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza comprendendo grandezze parassite in modo tale per cui il circuito produca una attenuazione alla

frequenza di interesse più elevata che è sostanzialmente indipendente dal segnale di comando;

il collegare simultaneo in modo controllabile e lo sciuntare in modo controllabile mediante detti mezzi simmetrici facendo in modo che la impedenza di ingresso e di uscita del circuito rimanga sostanzialmente costante sul detto intervallo di frequenze.

19. Circuito della rivendicazione 18, in cui i detti mezzi comprendono:

un primo FET a porta Schottky avente un primo terminale di uscita collegato in corrente alternata a detto nodo T; un secondo terminale di uscita accoppiato al primo terminale del primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza, ed un terminale di controllo accoppiato in corrente continua direttamente alla porta di controllo per ricevere il segnale di comando, detto primo FET collegando in modo controllabile il primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza tra detto nodo T e la massa di segnale in risposta al segnale di comando; e

un secondo FET a gate Schottky avente un primo terminale di uscita accoppiato alla porta di

ingresso del circuito, un secondo terminale di uscita accoppiato alla porta di uscita del circuito e accoppiato in corrente continua direttamente alla porta di controllo per ricevere il segnale di comando, ed un terminale di controllo accoppiato in corrente continua alla massa di segnale, detto secondo FET sciuntando in modo controllabile il secondo elemento risonante dipendente dalla frequenza in risposta al segnale di controllo;

detto primo e secondo FET avendo caratteristiche sostanzialmente simili.

20. Circuito della rivendicazione 19, in cui la tensione di riferimento è approssimativamente il valore assoluto della tensione di interdizione del primo e secondo FET.

21. Circuito della rivendicazione 18, in cui ciascun detto elemento risonatore dipendente dalla frequenza ha una impedenza caratterizzata da almeno due poli.

22. Sistema a microonde comprendente:

un amplificatore a microonde avente una impedenza di uscita di amplificatore, in grado di amplificare e fornire come uscita di amplificatore segnali RF a microonde aventi un intervallo di frequenza tra circa 2 GHz e circa 18 GHz;

un circuito su un MMIC a linea a microstriscia per ricevere come segnale di ingresso RF a microonde la uscita dell'amplificatore ed attenuare la uscita dell'amplificatore in funzione della frequenza ed in funzione di un segnale di comando, il circuito comprendendo:

una porta di ingresso del circuito accoppiata in corrente alternata, avente una impedenza di ingresso, per ricevere come segnale di ingresso RF a microonde i segnali di uscita RF a microonde dell'amplificatore; il segnale di ingresso avendo un intervallo di frequenza tra circa 2 GHz ed una frequenza più elevata di circa 18 GHz;

una porta di uscita del circuito accoppiata in corrente alternata, avente una impedenza di uscita, per fornire una frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF a microonde verso un carico avente una impedenza di ingresso di carico;

una porta di controllo per ricevere un segnale di comando la cui ampiezza varia la frazione di attenuazione del segnale di ingresso RF a microonde che raggiunge la porta di uscita del circuito;

un primo ed un secondo elemento attenuatore collegati assieme in serie tra la porta di ingresso del circuito e la porta di uscita del circuito, il

collegamento in serie di detti elementi attenuatori definendo un nodo T;

un primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una prima frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più elevata, detto elemento avendo un primo ed un secondo terminale in cui il secondo terminale è accoppiato in alternata alla massa di segnale, per sciuntare verso la massa di segnale in funzione della frequenza un segnale sul primo terminale la cui frequenza è inferiore alla prima frequenza di risonanza;

una porta di riferimento per ricevere una tensione di interdizione di riferimento, detta porta di riferimento collegata a detto secondo terminale di detto primo elemento risonatore dipendente dalla frequenza;

un secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza avente una seconda frequenza di risonanza sostanzialmente eguale alla frequenza più elevata, collegato in serie con la porta di ingresso RF del circuito e la porta di uscita RF del circuito, per sciuntare in funzione della frequenza verso la porta di uscita RF del circuito un segnale sulla porta di ingresso RF del circuito

la cui frequenza è prossima alla seconda frequenza di risonanza ed attenuare tale segnale quando la frequenza del segnale è inferiore alla seconda frequenza di risonanza;

mezzi simmetrici, collegati in derivazione tra le porte di ingresso e di uscita ed in serie tra il primo terminale del primo elemento ed il nodo T, e disposti per ricevere il segnale di comando e la tensione di riferimento, colleganti in modo controllabile il primo elemento risonante dipendente dalla frequenza tra il nodo T e la massa di segnale, mentre simultaneamente sciunta in modo controllabile il secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza in funzione del segnale di comando, per fare in modo che la attenuazione tra la porta di ingresso RF del circuito e la porta di uscita RF del circuito vari sostanzialmente linearmente in funzione della frequenza su un intervallo di frequenze di 2 GHz fino a 18 GHz, la attenuazione essendo controllata da detti mezzi simmetrici e detto segnale di comando;

detti mezzi simmetrici, detto primo e secondo elemento attenuatore e detto primo e secondo elemento risonatore dipendente dalla frequenza comprendendo grandezze parassite in modo tale per

cui il circuito produca una attenuazione alla frequenza più elevata di interesse che sia sostanzialmente indipendente dal segnale di comando;

il collegare in modo controllabile e lo sciuntare in modo controllabile simultanei da parte di detti mezzi simmetrici facendo in modo che le impedenze di ingresso e di uscita del circuito rimangano sostanzialmente costanti su detto intervallo di frequenza.

23. Sistema a microonde secondo la rivendicazione 22, in cui ciascun elemento risonatore dipendente dalla frequenza ha una impedenza caratterizzata da almeno due poli.

p.p. TELEDYNE MEC

Alberto Tonon
(iscr. n. 83)

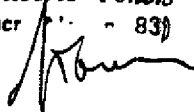




FIG. 1A.

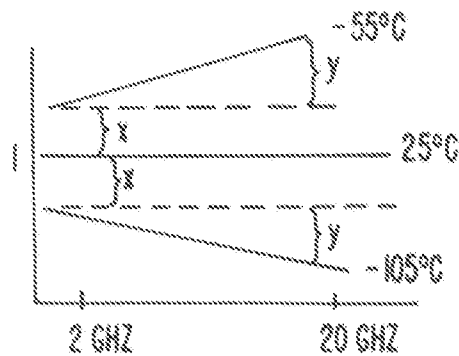


FIG. 1B.

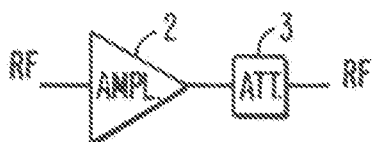


FIG. 1C.

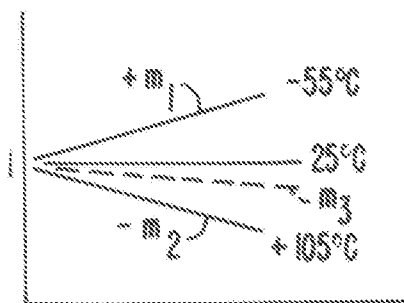


FIG. 1D.

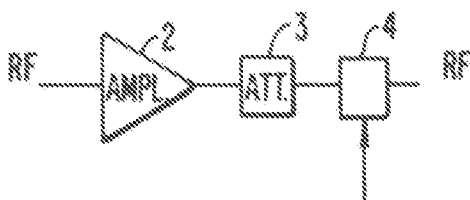


FIG. 1E.

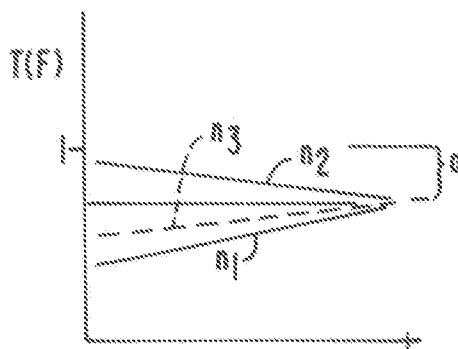


FIG. 1F.

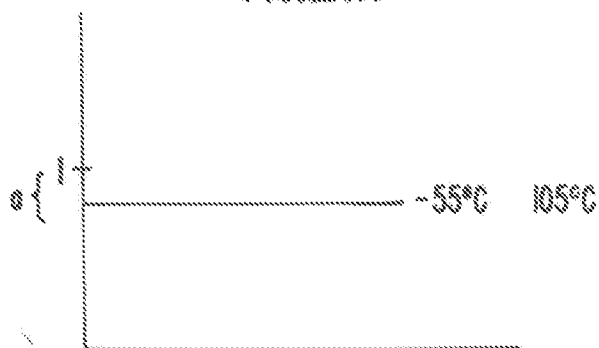
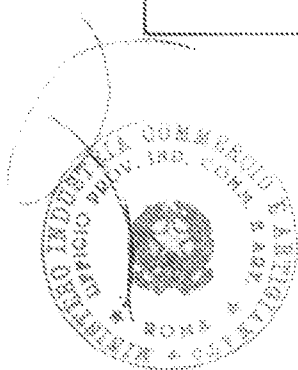


FIG. 1G.



Ontario, Toronto
 (Imp. No. 2-83)

[Handwritten signature]

48 177 A90

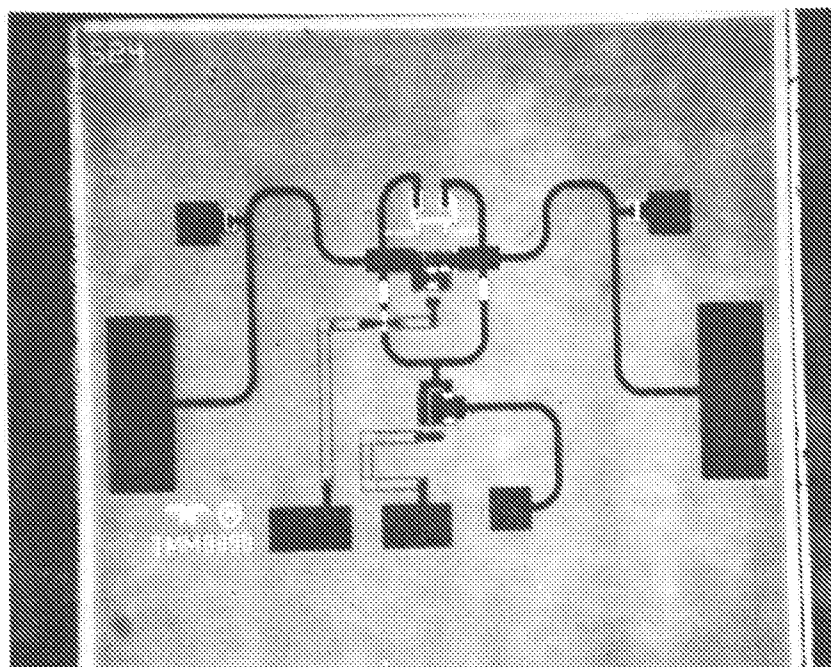


FIG. 4.

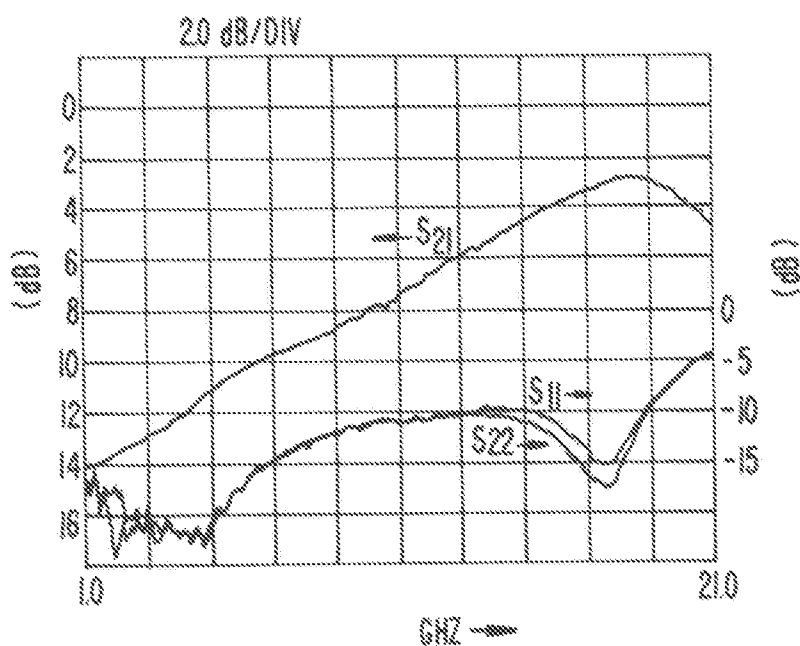
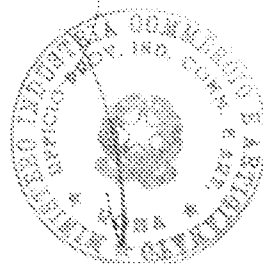


FIG. 5.

V_{C2} = -2.6V

V_{C1} = -0.4V



Giulio Tonon
(Inscr. Albo n. 83)

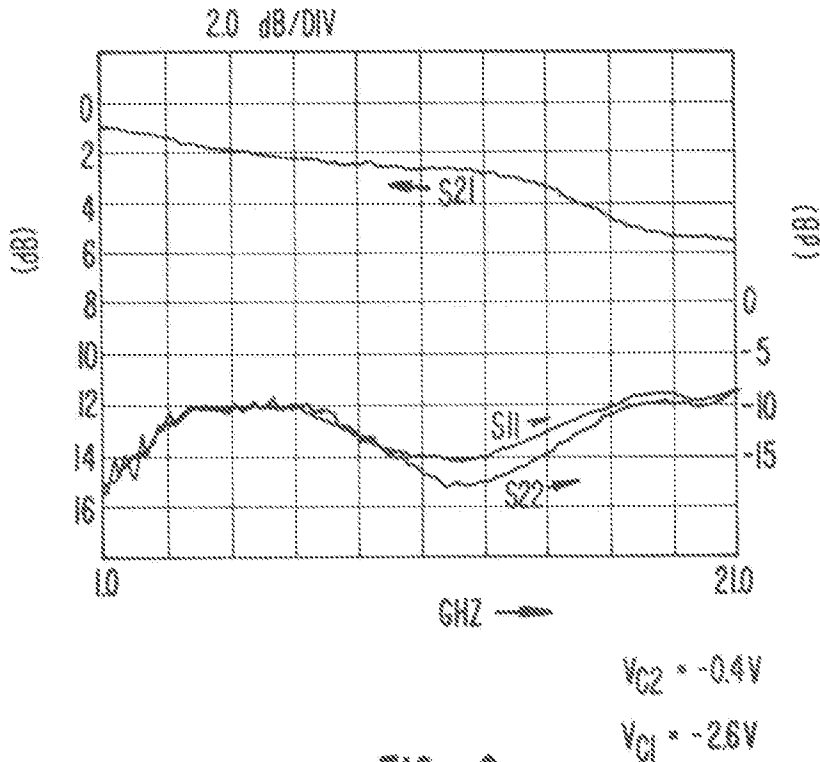


FIG. 6.

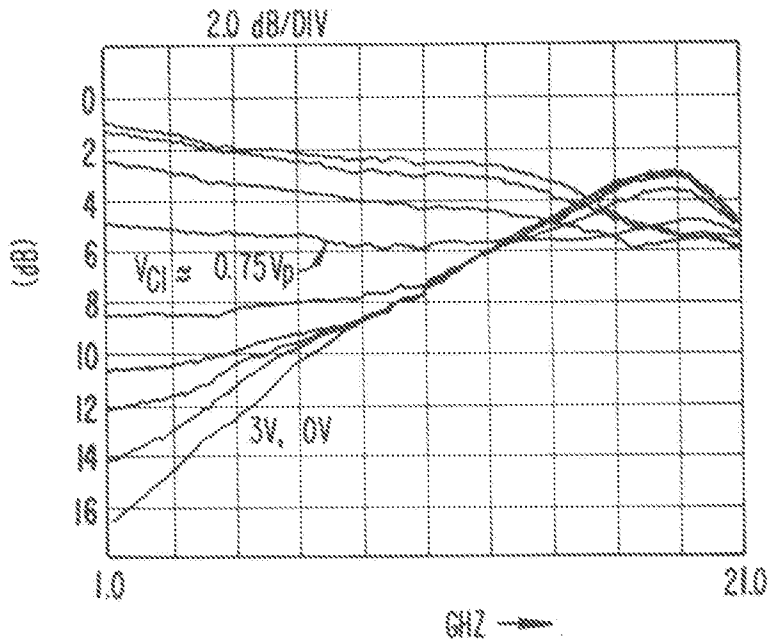
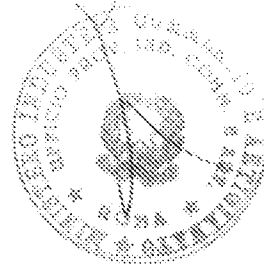


FIG. 7.



Gilberto Tenen
(Matr. n.º 82)

Tenen

48177A90

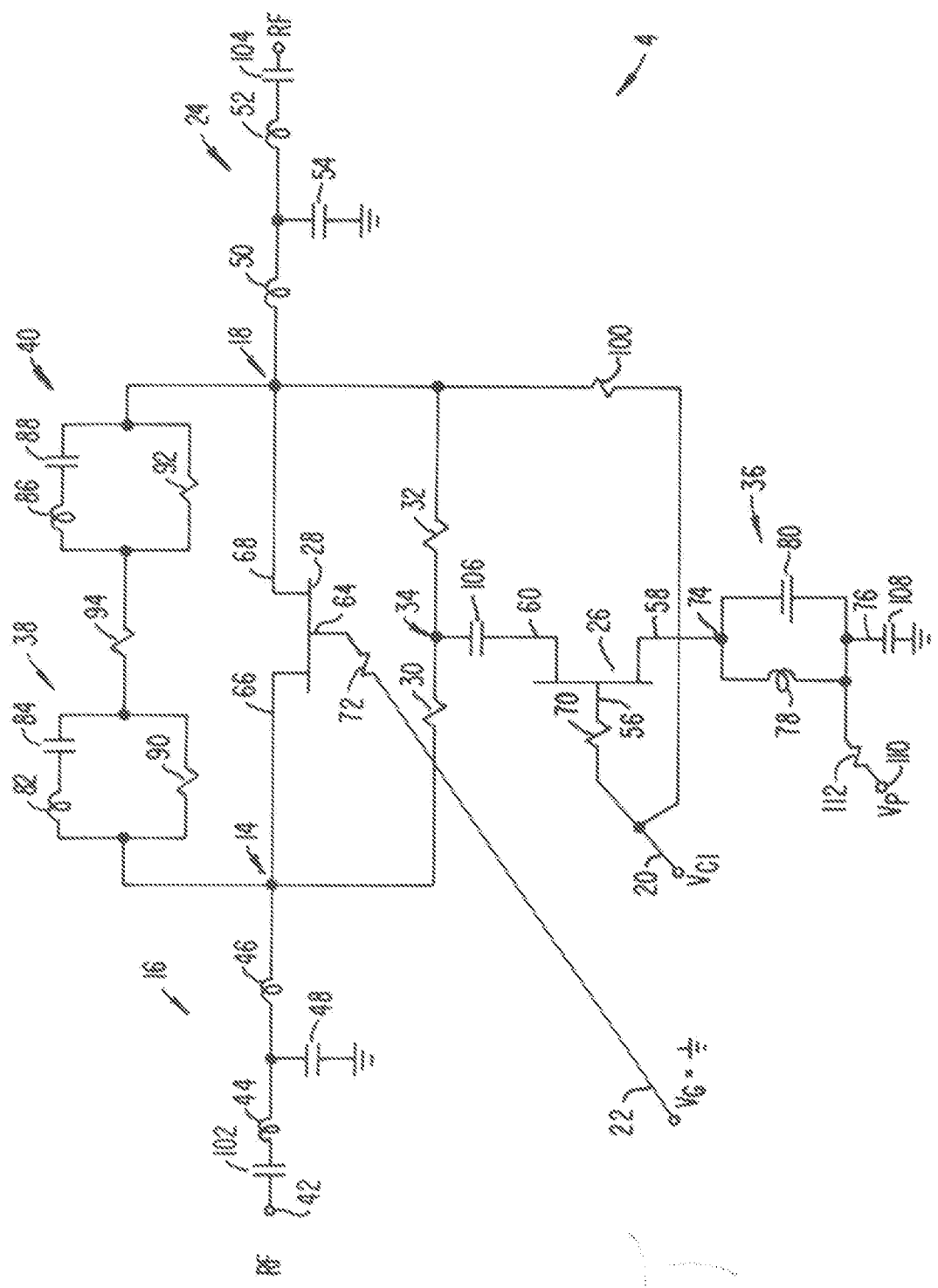
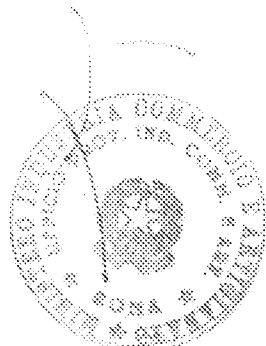


FIG. 8.



Gilberto Torres
(Inventor)
Torres