



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

# UTBM

<b>DOMANDA NUMERO</b>	<b>101996900517553</b>
<b>Data Deposito</b>	<b>13/05/1996</b>
<b>Data Pubblicazione</b>	<b>13/11/1997</b>

<b>Priorità</b>	08/450055
<b>Nazione Priorità</b>	US
<b>Data Deposito Priorità</b>	

<b>Sezione</b>	<b>Classe</b>	<b>Sottoclasse</b>	<b>Gruppo</b>	<b>Sottogruppo</b>
H	03	F		

Titolo

AMPLIFICATORE DI POTENZA LINEARE PER PRESTAZIONI IN MULTI-PORTANTE AD ALTA EFFICIENZA.

DESCRIZIONE

RM96 A000329

a corredo di una domanda di Brevetto d'Invenzione,  
avente per titolo:

"Amplificatore di potenza lineare per prestazioni in mul  
ti-portante ad alta efficienza"

a nome: MOTOROLA, INC.

---

Campo dell'Invenzione

La presente invenzione si riferisce in generale al campo dei sistemi per comunicazioni satellitari, in particolare agli amplificatori di potenza lineari e, in modo più particolare, agli amplificatori di potenza a mi  
croonde per segnali aventi una molteplicità di frequenze portanti.

Precedenti dell'Invenzione

Nei sistemi per telecomunicazioni satellitari, è desiderabile che gli amplificatori di potenza a radio frequenza (RF) amplifichino linearmente i segnali a radio frequenza in maniera altamente efficiente. Tuttavia, bisogna ricorrere a dei compromessi fra l'efficienza mas  
sima e la elevata linearità. L'efficienza o rendimento è generalmente proporzionale al livello di pilotaggio di ingresso ed un elevato rendimento non viene usualmente raggiunto se non quando un amplificatore si approssima alla sua massima potenza di uscita, cosa che non si armo

ING. BARZANO &amp; ZANARDO ROMA S.p.A.

nizza con un funzionamento lineare. Gli amplificatori di tipo Doherty, per esempio, realizzano un vantaggio di rendimento nei confronti dei classici amplificatori in classe AB ed in classe B, in prossimità della potenza di picco, in parte, per effetto di una modulazione istantanea della linea di carico del loro amplificatore portante, quando il livello di ingresso a radio frequenza varia. In altre parole, gli amplificatori di tipo Doherty presentano una relazione più favorevole fra il livello di pilotaggio di ingresso ed il rendimento, poichè la linea di carico dell'amplificatore viene continuamente modificata in modo da mantenere un elevato rendimento quando il livello di pilotaggio di ingresso varia. In aggiunta, la potenza di polarizzazione degli amplificatori di tipo Doherty viene notevolmente ridotta nei confronti dei classici amplificatori operanti in classe AB ed in classe B.

Una elevata linearità viene generalmente dimostrata da un basso livello di prodotti di intermodulazione non lineari. In molte situazioni, i segnali a radio frequenza che necessitano di essere amplificati nei sistemi per telecomunicazioni satellitari comprendono una molteplicità di frequenze portanti distribuite attraverso una estesa larghezza di banda istantanea. Le caratteristiche simili a rumore di questi segnali a portanti multiple

rendono difficile l'amplificazione di tali segnali in ma  
niera lineare.

Un elemento chiave nel funzionamento degli ampli-  
ficatori di potenza lineari a portanti multiple è costi-  
tuito dalla caratteristica simile a rumore dei segnali  
delle portanti multiple. Nel caso di amplificatori di po-  
tenza lineari a singola frequenza, l'amplificatore di po-  
tenza deve soltanto rispondere ad inviluppi costanti o  
approssimativamente costanti. Tuttavia, l'inviluppo di  
ampiezza a radio frequenza di segnali a portanti multi-  
ple simili a rumore varia in funzione del tempo in con-  
formità con la larghezza di banda totale occupata dai se-  
gnali. Gli amplificatori di potenza lineari a portanti  
multiple dovrebbero rispondere a questi inviluppi varia-  
bili allo scopo di realizzare un funzionamento di eleva-  
to rendimento e lineare. Pertanto, vi sono ulteriori re-  
quisiti di progettazione delle reti in relazione agli am  
plificatori di potenza lineari a portanti multiple al di-  
sopra ed oltre i requisiti relativi agli amplificatori  
di potenza lineari a frequenza singola.

Per applicazioni ad alta potenza, gli amplificato  
ri di tipo Doherty sono stati costruiti storicamente uti-  
lizzando tubi a vuoto. Una difficoltà che si incontra  
con i tubi a vuoto è costituita dal fatto che la loro fa  
se di inserimento non viene ben controllata. Altri pro-

blemi che si incontrano con i tubi a vuoto comprendono la loro dimensione ed il loro peso, che sono elementi critici in applicazioni su satelliti. Inoltre, nei sistemi per telecomunicazioni satellitari che utilizzano delle antenne matriciali in relazione di fase, i tubi a vuoto non sono praticamente utilizzabili poichè ne sarebbero richiesti molte centinaia. In aggiunta, i tubi a vuoto generalmente non sono compatibili con le architetture distribuite utilizzate nella maggior parte dei moderni circuiti a microonde. Gli amplificatori di tipo Doherty possono anche essere costruiti con dispositivi bipolari, comunque, la fase di inserimento dei dispositivi bipolari non viene neanche ben controllata.

Al posto dei tubi a vuoto, gli amplificatori di tipo Doherty possono essere costruiti con transistori ad effetto di campo (FET) ad alta potenza. Una difficoltà che si incontra con l'impiego dei transistori ad effetto di campo ad alta potenza è costituita dal fatto che la rete di combinazione Doherty dovrebbe essere adattata all'impedenza di carico ottimale dei transistori ad effetto di campo. In generale, l'impedenza di carico ottimale dei transistori ad effetto di campo per alta potenza è molto bassa ad elevati livelli di potenza, cosa che rende molto difficile la realizzazione della rete di combinazione Doherty.

Perciò, ciò di cui si ha bisogno è un amplificatore di tipo Doherty il quale elimini la necessità di realizzare la rete di combinazione alle basse impedenze di carico ottimali dei transistori ad effetto di campo. Ciò di cui si ha necessità è anche un amplificatore di potenza a radio frequenza il quale amplifichi i segnali simili a rumori a portanti multiple idonei all'impiego in un sistema per comunicazioni satellitari in cui il consumo di potenza rappresenta un fattore critico. Ciò di cui si ha anche necessità è un amplificatore di potenza a radio frequenza il quale sia lineare ed efficiente per segnali simili a rumore a portanti multiple. Ciò di cui si ha ancora necessità è un amplificatore di potenza a radio frequenza avente una circuiteria di polarizzazione adatta a segnali del tipo rumore a portanti multiple. Ciò di cui si ha ancora bisogno è un amplificatore di potenza a radio frequenza il quale sia lineare ed efficiente sia per segnali portanti ad onda continua (CW) sia anche per segnali simili a rumore a portanti multiple. Ciò di cui si ha anche bisogno è un amplificatore di potenza lineare ed efficiente il quale presenti un basso consumo di potenza di polarizzazione e sia leggero e facilmente fabbricabile.

#### Breve Descrizione dei Disegni

L'invenzione verrà puntualizzata con particolari-

tà nelle rivendicazioni allegate. Tuttavia, una più completa comprensione della presente invenzione può essere derivata facendo riferimento alla descrizione dettagliata ed alle rivendicazioni, purchè considerate in combinazione con le figure.

La Figura 1 rappresenta uno schema a blocchi di un amplificatore di potenza ibrido in conformità con la presente invenzione.

La esemplificazione esposta finora illustra una preferita forma di realizzazione dell'invenzione in una sua attuazione e tale esemplificazione non deve essere interpretata per limitare l'invenzione in alcuna maniera.

#### Descrizione Dettagliata dei Disegni

La presente invenzione fornisce, fra le altre cose, un amplificatore di potenza il quale amplifica linearmente segnali a portanti multiple simili a rumore attraverso un ampio intervallo di livelli di potenza. La presente invenzione inoltre fornisce un amplificatore di potenza a radio frequenza ad alto rendimento, idoneo all'impiego in sistemi per telecomunicazioni satellitari. La presente invenzione fornisce anche un amplificatore di potenza a radio frequenza il quale non richiede la realizzazione di una rete di combinazione di tipo Doherty in corrispondenza delle basse impedenze di carico ottimali dei transistori ad effetto di campo (FET) ad alta po-

tenza. La presente invenzione fornisce anche un amplificatore di potenza a radio frequenza il quale riduce le perdite associate all'impiego di elementi concentrati. La presente invenzione fornisce anche un amplificatore di potenza a radio frequenza il quale impedisce lo svilupparsi dei problemi associati alla realizzazione delle reti di adattamento a bassa impedenza per mezzo di elementi concentrati. La presente invenzione fornisce anche un amplificatore di potenza a radio frequenza il quale riduce significativamente la mole delle realizzazioni circuitali sul substrato di arseniuro di gallio (GaAs), fra le altre cose, comportando significativi risparmi di costi.

In generale, gli amplificatori ad alta potenza di tipo Doherty che utilizzano dispositivi come i transistori ad effetto di campo hanno la rete di combinazione Doherty realizzata con una impedenza che è identica alla impedenza di carico ottimale dei dispositivi. Su misura che la potenza di uscita dei dispositivi aumenta, la loro impedenza di carico ottimale diminuisce significativamente fino approssimativamente ad un paio di ohm. La rete di combinazione della configurazione di tipo Doherty tradizionalmente è stata realizzata con questi bassissimi valori di impedenza per adattarsi all'impedenza di carico ottimale dei dispositivi. Tuttavia, è molto diffici

le realizzare reti di combinazione con queste basse impedenze. Come verrà dimostrato nel seguito, la presente invenzione elimina la necessità di costruire reti di combinazione con queste bassissime impedenze.

D'altra parte, i dispositivi a transistori ad effetto di campo a bassa potenza in generale hanno delle impedenze di carico ottimali dell'ordine da 25 a 50 ohm, in dipendenza dal tipo di transistor FET. Questi dispositivi di bassa potenza progettati per operare con una potenza di uscita inferiore ad 1 watt comprendono transistori ad effetto di campo con periferie di gate o di controllo fra 500 e 1.000 micron. Viceversa, un transistor ad effetto di campo progettato per applicazioni di alta potenza può avere una larghezza di gate dell'ordine da 5 a 20 mm (da 5.000 a 20.000 micron). Questi dispositivi di alta potenza molto più grandi generalmente presentano delle impedenze di carico ottimali soltanto di alcuni ohm. Sfortunatamente, è difficile realizzare delle reti di adattamento di uscita con questi bassi valori di impedenza. Gli amplificatori di alta potenza costruiti con tubi a vuoto non avevano questa difficoltà, poichè l'impedenza di uscita dei tubi a vuoto è generalmente molto superiore.

Inoltre, i transistori ad effetto di campo di grandezza maggiore diventano difficili da caratterizzare

nei mezzi di bassa impedenza. Per esempio, basse perdite si verificano quando la rete di uscita è realizzata su allumina con uno spessore di 0,015 pollici (pari a 0,381 millimetri) piuttosto che su GaAs, con uno spessore di 0,004 pollici, pari a 0,104 mm. L'area richiesta per la rete di combinazione aumenta sostanzialmente sull'allumina e diventa ingombrante.

La Figura 1 rappresenta uno schema a blocchi di un amplificatore di potenza ibrido in conformità con la presente invenzione. L'amplificatore 10 comprende una porta di ingresso 12 per ricevere i segnali di ingresso. L'amplificatore portante 14 viene collegato alla porta di ingresso 12. L'amplificatore portante 14 desiderabilmente opera con bassi livelli di potenza del segnale di ingresso. L'amplificatore portante 14 è desiderabilmente realizzato con un transistor ad effetto di campo (FET) e preferibilmente un transistor ad alta mobilità elettronica pseudomorfico (PHEMT). Possono anche essere usati transistori MESFET, transistori ad effetto di campo ad eterostruttura (H-FET), transistori HEMT ed altri dispositivi a tre terminali. L'amplificatore portante 14 convenientemente presenta una larghezza di porta o periferia tra 10 e 20 millimetri e preferibilmente intorno a 15 millimetri. L'amplificatore portante 14 è convenientemente polarizzato in modo da operare come amplificatore

in classe "B" oppure un amplificatore in classe "AB". La risultante impedenza di carico ottimale dell'amplificatore portante 14 ad elevati livelli di potenza di uscita è approssimativamente di 2 ohm.

L'uscita dell'amplificatore portante 14 (vale a dire dalla regione di pozzo o drain) viene collegata ad una rete di trasformazione di impedenza, per esempio la sezione di trasformatore di adattamento di uscita 16. La sezione di trasformatore di adattamento di uscita 16 è preferibilmente costituita da un trasformatore ad un quarto d'onda avente una impedenza  $Z_M$  in cui:

$$Z_M = \sqrt{2Z_0 Z_{opt}}$$

in cui  $Z_{opt}$  rappresenta l'impedenza di carico ottimale dell'amplificatore portante 14 e  $Z_0$  è di 50 ohm. La sezione di trasformatore 16 trasforma l'impedenza di carico ottimale dell'amplificatore portante 14 da approssimativamente 2 ohm a 100 ohm (ovvero  $2Z_0$ ). La sezione di trasformatore 16 viene collegata ad un variatore di fase, per esempio una sezione a semilunghezza d'onda 18. La sezione a semilunghezza d'onda 18 è preferibilmente costituita da una linea di trasmissione a semilunghezza d'onda avente una impedenza di  $2Z_0$ . Coloro che sono esperti nel ramo comprenderanno che la sezione a semilunghezza d'onda 18 può essere fabbricata in molte maniere, con in

clusa la combinazione di due sezioni da un quarto di lunghezza d'onda. Per esempio, la sezione 18 può essere costituita da due sezioni da un quarto di lunghezza d'onda 26 (discusse nel seguito).

L'amplificatore 10 inoltre comprende un secondo variatore di fase, per esempio la sezione ad un quarto di lunghezza d'onda 20 collegata alla porta di ingresso 12. La sezione 20 da un quarto di lunghezza d'onda è preferibilmente una linea di trasmissione ad un quarto d'onda che varia la fase del segnale di ingresso di novanta gradi. Coloro che sono esperti nel ramo comprenderanno che, quando un segnale comprende una gamma di frequenze, alcune frequenze possono essere fatte variare di leggermente più di novanta gradi, mentre altre frequenze possono essere fatte variare leggermente meno di novanta gradi, in dipendenza dalla progettazione della linea ad un quarto d'onda.

La sezione 20 ad un quarto di lunghezza d'onda viene collegata all'ingresso dell'amplificatore di picco 22. La sezione ad un quarto di lunghezza d'onda 20 preferibilmente presenta una impedenza di 50 ohm per adattarsi all'impedenza di ingresso dell'amplificatore di picco 22. L'amplificatore di picco 22 convenientemente opera con elevati livelli di potenza dei segnali di ingresso relativamente a quelli ai quali opera l'amplificatore di

potenza portante 14. Nella preferita forma di realizzazione, l'amplificatore di picco 22 è dello stesso tipo e sostanzialmente identico all'amplificatore portante 14. Preferibilmente, l'amplificatore di picco 22 è adattato all'amplificatore portante 14 e può essere fabbricato con lo stesso lotto di dischetti. Preferibilmente, sia l'amplificatore portante 14 sia l'amplificatore di picco 22 sono costruiti come due buoni amplificatori in classe "B", che operano un conveniente comportamento sotto lo aspetto della efficienza e della intermodulazione ed hanno una indipendente variabilità di polarizzazione. Preferibilmente, la fase di inserimento dell'amplificatore portante 14 e dell'amplificatore di picco 22 è controllata o ben adattata.

L'amplificatore di picco 22, tuttavia, è polarizzato diversamente dall'amplificatore portante 14. Convenientemente, l'amplificatore di picco 22 è preferibilmente polarizzato in maniera simile ad un amplificatore in classe "C". A causa di questa condizione di polarizzazione, l'amplificatore di picco 22 è strozzato (interdetto) a bassi livelli dei segnali e la sua uscita assomiglia ad un circuito aperto e la sua impedenza di uscita è infinita. Coloro che sono di normale esperienza nel settore comprendono il modo in cui progettare dispositivi per gli amplificatori aventi le caratteristiche sopra discus

se. L'uscita dell'amplificatore di picco 22 (vale a dire sulla sua uscita di pozzo o di drain) viene collegata ad una rete di trasformazione di impedenza, per esempio la sezione di trasformatore di impedenza di uscita 24. La sezione di trasformatore di impedenza di uscita 24 è preferibilmente un trasformatore ad un quarto d'onda avente una impedenza  $Z_M$ , in cui:

$$Z_M = \sqrt{2Z_0 Z_{opt}}$$

ed in cui  $Z_{opt}$  rappresenta l'impedenza di carico ottimale dell'amplificatore di picco 22 e  $Z_0$ , l'impedenza caratteristica, è di 50 ohm. La sezione di trasformatore 24 trasforma l'impedenza di carico ottimale dell'amplificatore di picco 22 da approssimativamente 2 ohm a 100 ohm (ovvero  $2Z_0$ ). La sezione di trasformatore 24 viene collegata alla sezione ad un quarto di lunghezza d'onda 26. L'impedenza preferibilmente rimane  $2Z_0$  nella sezione 26. La sezione 26 ad un quarto di lunghezza d'onda è preferibilmente costituita da una linea di trasmissione ad un quarto di lunghezza d'onda avente una impedenza di  $2Z_0$ .

Le uscite delle sezioni 18 e 26 vengono combinate in un combinatore reattivo 28 il quale è collegato alla porta di uscita 30 dell'amplificatore 10. L'impedenza nella porta di uscita 30 è preferibilmente  $Z_0$  che deriva

dalla combinazione di ambedue le impedenze di uscita  $2Z_0$  delle sezioni 18 e 26.

L'amplificatore 10 può essere costruito su un singolo substrato di arseniuro di gallio (GaAs). Nella preferita forma di realizzazione, soltanto l'amplificatore portante 14 e l'amplificatore di picco 22 sono costruiti su un substrato di GaAs. Preferibilmente, i dispositivi usati per gli amplificatori 14 e 22 sono realizzati con alimentazioni rastremate sull'ingresso e/o sulla uscita per agevolare la eliminazione degli effetti distributivi che derivano dalle dimensioni degli amplificatori. La sezione di trasformatore di adattamento di uscita 16, la sezione a semi lunghezza d'onda 18, la sezione di trasformatore 24 e le sezioni ad un quarto di lunghezza d'onda 20 e 26 sono convenientemente realizzate su un substrato separato, per esempio ossido di berillio ( $\epsilon = 6,6$ ), alumina ( $\epsilon = 10$ ) oppure K38. Preferibilmente, l'ossido di berillio viene usato grazie alla sua elevata conduttività termica. Coloro che sono esperti nel ramo comprenderanno che possono essere idonei anche altri substrati.

Il funzionamento dell'amplificatore 10 è meglio compreso in due casi estremi di funzionamento - bassi lillevelli di potenza dei segnali ed alti livelli di potenza dei segnali. Per bassi livelli di potenza, non vi è sufficiente potenza a radio frequenza per attivare l'ampli-

ficatore di picco 22. Per bassi livelli di potenza, l'amplificatore portante 14 eroga la sua potenza al doppio del carico ottimale. Come risultato, l'amplificatore portante 14 si satura ad una metà della potenza massima di uscita, mentre fornisce un elevato rendimento.

A questi bassi livelli di potenza, l'amplificatore di picco 22 viene strozzato e l'uscita dell'amplificatore di picco 22 assomiglia ad un circuito aperto. Come risultato della sezione di trasformatore 24 e della sezione ad un quarto di lunghezza d'onda 26, l'uscita a circuito aperto dell'amplificatore di picco 22 assomiglia ad un circuito aperto nel combinatore reattivo 28. Pertanto, per bassi livelli del segnale, l'impedenza di carico ottimale a circuito aperto dell'amplificatore di picco 22 non influenza il carico per l'amplificatore portante 14. Senza la sezione ad un quarto di lunghezza d'onda 26, l'impedenza di carico ottimale a circuito aperto dell'amplificatore di picco 22 comporterebbe un corto circuito a radio frequenza nel combinatore reattivo 28 e l'amplificatore 10 non opererebbe bene. Perciò, non vi è alcuna inversione dell'impedenza di uscita dell'amplificatore di picco 22 nel combinatore.

Quando vi è una potenza sufficiente per attivare completamente sia l'amplificatore portante 14 sia l'amplificatore di picco 22, ambedue gli amplificatori lavo-

rano con un carico ottimale e viene erogata la massima potenza. Il rendimento di picco viene ancora realizzato a questo punto.

Fra il punto nel quale l'amplificatore portante 14 opera con bassi livelli del segnale a radio frequenza ed il punto al quale l'amplificatore di picco 22 è completamente attivato, l'amplificatore di picco 22 diventa gradualmente attivo con l'aumentare del livello del segnale a radio frequenza. Durante questo tempo, il carico visto dall'amplificatore di picco 14 varia da  $2Z_{opt}$  a  $Z_{opt}$ , in cui  $Z_{opt}$  rappresenta l'impedenza di carico ottimale dell'amplificatore portante ed è approssimativamente di due ohm. Il carico visto dall'amplificatore portante varia poichè l'impedenza di carico ottimale dell'amplificatore di picco gradualmente cambia rispetto ad una condizione di circuito aperto quando il livello di pilotaggio a radio frequenza aumenta e l'amplificatore di picco viene attivato. Quando l'impedenza vista sul combinatore reattivo guardando nell'uscita dell'amplificatore di picco varia da una condizione di circuito aperto, la impedenza dall'amplificatore portante varia anch'essa (vale a dire in parte per effetto della sezione 18) raggiungendo alla fine un valore di  $Z_{opt}$  in corrispondenza della piena potenza. Il risultato del carico variabile è che l'amplificatore portante 14 viene mantenuto sul pun-

to di inizio della saturazione fino a che l'amplificatore di picco sia saturato. Perciò, l'amplificatore 10 in effetti consente 6 dB di amplificazione di potenza oltre il punto al quale l'amplificatore normale in classe "B" comincia a saturarsi e, attraverso questo intervallo, il rendimento rimane prossimo al rendimento massimo.

Il circuito di polarizzazione di drain dei classici amplificatori di potenza lineari spesso è progettato in modo da ottenere correnti di drain che variano quasi proporzionalmente all'ampiezza del segnale a radio frequenza, allo scopo di mantenere un efficiente funzionamento sia per alte sia per basse ampiezze del segnale. Tuttavia, quando dei segnali simili a rumore vengono iniettati in questi amplificatori, la corrente di drain varia con una larghezza di banda simile alla larghezza di banda di radio frequenza. Ciò generalmente si traduce in grandi variazioni della tensione di drain, cosa che pregiudica gravemente la linearità ed il rendimento.

I circuiti di polarizzazione di drain per l'amplificatore portante 14 e per l'amplificatore di picco 22 vengono scelti in modo tale che la componente della corrente di drain nella larghezza di banda del segnale di rumore venga deviata. Con questa configurazione di polarizzazione, la corrente di drain o di pozzo non varia con la larghezza di banda, ma varia più proporzionalmen-

te con il livello dei segnali a radio frequenza. Come risultato, il rendimento viene notevolmente migliorato. Per esempio, una maggiore capacità di accumulazione può essere collocata in prossimità di ciascuna delle regioni di pozzo o drain. Convenientemente, sia la circuiteria di polarizzazione di drain sia la circuiteria di polarizzazione di gate sono progettate per una bassa resistenza in corrente continua e per una bassa impedenza attraverso la larghezza di banda di modulazione. Preferibilmente, la circuiteria di polarizzazione presenta un buon disaccoppiamento a radio frequenza ed a frequenza video. Coloro che sono esperti nel ramo saranno in grado di progettare l'appropriata circuiteria di polarizzazione per soddisfare i principi precedentemente discussi. Nella preferita forma di realizzazione, la polarizzazione di drain viene iniettata attraverso una linea ad un quarto d'onda con un grande condensatore (per esempio 33uF) collegato in parallelo ad un condensatore di derivazione a radio frequenza.

Nella forma di realizzazione precedentemente discussa, l'amplificatore 10 presenta un guadagno fra 7 e 13 dB e preferibilmente fra 10 e 12 dB, con una potenza di uscita fra 3 e 5 watt. Rendimenti del 40% fino al 50% con un livello di potenza di uscita approssimativamente di 3,2 watt sono realizzati impiegando dispositivi

MESFET della Fujitsu. Questi risultati sono realizzati con un rapporto di potenza di rumore approssimativamente di 16 dB. Nella preferita forma di realizzazione, il guadagno dell'amplificatore 10 è compreso fra circa 8,3 dB per bassi livelli dei segnali fino a 10,1 dB per livelli dei segnali di picco. Simili comportamenti sono stati realizzati impiegando dispositivi PHEMT.

Mentre la forma di realizzazione precedentemente discussa è preferibilmente realizzata su GaAs, uno qualsiasi oppure tutti i componenti possono essere costruiti utilizzando elementi concentrati.

Perciò, è stato descritto un amplificatore di potenza il quale è in grado di elaborare segnali a portanti multiple simili a rumore ed è capace di operare efficientemente attraverso un ampio intervallo di livelli di potenza dei segnali. Questo amplificatore di potenza è idoneo all'impiego in sistemi per telecomunicazioni a base satellitare, nei quali il rendimento è critico a causa della limitata potenza delle batterie e di origine solare. Inoltre, questo amplificatore di potenza è conveniente per l'impiego in sistemi per telecomunicazioni cellulari che utilizzano una molteplicità di frequenze portanti distribuite attraverso una grande larghezza di banda istantanea.

La presente invenzione supera problemi specifici

e realizza certi vantaggi relativamente ai procedimenti ed ai meccanismi della tecnica precedente. Per esempio, non è più necessario realizzare delle reti di combinazione di Doherty per bassissime impedenze di carico ottimali (vale a dire adattarsi ai transistori ad effetto di campo). Sono virtualmente eliminate le elevate perdite associate a queste reti realizzate con elementi concentrati. I perfezionamenti nei confronti della tecnologia nota sono significativi. Gli amplificatori di potenza della tecnica precedente non richiedevano l'adattamento a bassissime impedenze di carico ottimali, poichè gli amplificatori di potenza di tipo Doherty della tecnica precedente, per esempio, utilizzavano tubi a vuoto che presentavano una impedenza di carico ottimale significativamente superiore. La presente invenzione, fra le altre cose, elimina la necessità di tubi a vuoto. Le spese, le complessità e gli elevati costi derivanti dall'impiego dei tubi a vuoto sono evitate.

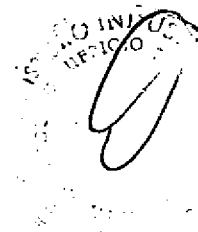
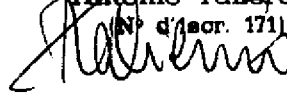
In aggiunta, l'ammontare di effettiva componentistica su un substrato semiconduttore, per esempio GaAs oppure silicio, viene significativamente ridotto poichè le sezioni di trasformatore, le sezioni ad un quarto di onda e le sezioni a semi lunghezza d'onda possono essere costruite su un substrato separato, per esempio biossido di berillio. Come risultato, si realizzano significativi

risparmi di costo.

La precedente descrizione di specifiche forme di realizzazione pertanto rivelerà completamente la natura generale dell'invenzione che altri possono applicando le conoscenze correnti modificare facilmente e/o adattare a varie applicazioni, applicando tali specifiche forme di realizzazione senza staccarsi dai concetti generici, pertanto, tali adattamenti e modificazioni dovrebbero e sono da intendere come comprese nel significato e nella portata degli equivalenti delle descritte forme di realizzazione.

Deve essere sottinteso che la fraseologia o terminologia impiegate hanno soltanto scopo di descrizione e non di limitazione. In accordo con ciò, l'invenzione è destinata a comprendere tutte queste alternative, modificazioni, soluzioni equivalenti e varianti che rientrano nello spirito e nell'ambito generale delle rivendicazioni allegate.

UN MANDATARIO  
per se e per gli altri  
Antonio Taliervo  
N° d'acq. 1711



ING. PIERLUIGI TALIERVO ROMA S.p.A.

RIVENDICAZIONI

RM96A000329

1. Circuito amplificatore di potenza (10) per amplificare linearmente dei segnali, comprendente:

un amplificatore portante (14) per amplificare segnali di bassi livelli e produrre primi segnali;

una prima rete di trasformazione di impedenze (16) collegata ad una uscita dell'amplificatore portante;

un primo variatore di fase (18) collegato alla prima sezione di trasformazione di impedenza per variare la fase di detti primi segnali di una semi lunghezza d'onda;

un secondo variatore di fase (20) per variare la fase di segnali di elevati livelli di un quarto di lunghezza d'onda;

un amplificatore di picco (22) avente un ingresso collegato alla prima sezione ad un quarto di lunghezza d'onda per amplificare detti elevati livelli dei segnali e produrre dei secondi segnali;

una seconda rete di trasformazioni di impedenze (24) collegata ad una uscita dell'amplificatore di picco;

un terzo variatore di fase (26) collegato alla seconda sezione di trasformazione di impedenza per variare la fase di detti secondi segnali di un quarto di lunghezza d'onda; e

un combinatore (28) per combinare detti primi se-

ING. BARZANO & LANARDO ROMA S.p.A.

gnali e detti secondi segnali per produrre un segnale di uscita.

2. Amplificatore di potenza secondo la rivendicazione 1, in cui detto amplificatore portante è polarizzato in modo da fornire una amplificazione di detti segnali a detti bassi livelli di potenza ed in cui detto amplificatore di picco è polarizzato in modo da essere interdetto a detti bassi livelli di potenza e fornire una amplificazione di detto segnale a detti elevati livelli di potenza.

3. Amplificatore di potenza secondo la rivendicazione 1, in cui:

la prima e la seconda rete di trasformazione di impedenze sono costituite da trasformatori di impedenza, il primo variatore di fase è costituito da una sezione ad una semi lunghezza d'onda, il secondo ed il terzo variatore di fase sono costituiti da sezioni ad un quarto di lunghezza d'onda;

i trasformatori di impedenza, la sezione ad una semi lunghezza d'onda e le sezioni ad un quarto di lunghezza d'onda sono realizzati su un substrato di ossido di berillio o di ossido di alluminio; e

l'amplificatore di picco e l'amplificatore portante sono fabbricati su un substrato di arseniuro di gallio (GaAs) oppure di silicio.

4. Amplificatore di potenza secondo la rivendicazione 3, in cui detto amplificatore portante e detto amplificatore di picco sono realizzati per mezzo di dispositivi a transistori ad effetto di campo ad etero struttura (H-FET) aventi una larghezza di gate fra 5,0 e 20,0 millimetri, detto amplificatore portante è polarizzato in modo da diventare attivo per bassi livelli di potenza e detto amplificatore di picco è polarizzato in modo da diventare attivo per detti elevati livelli di potenza ed inattivo per detti bassi livelli di potenza.

5. Amplificatore di potenza secondo la rivendicazione 3, in cui detto amplificatore portante e detto amplificatore di picco sono costituiti con dispositivi a transistori ad elevata mobilità elettronico pseudomorfici (PHEMT) aventi una larghezza di gate fra 5,0 e 15,0 millimetri, detto amplificatore portante è polarizzato in modo da diventare attivo per detti bassi livelli di potenza e detto amplificatore di picco è polarizzato in modo da diventare attivo per detti elevati livelli di potenza ed inattivo per detti bassi livelli di potenza.

6. Amplificatore di potenza secondo la rivendicazione 5, in cui detto amplificatore di potenza presenta un guadagno fra 8 e 10 dB ed una potenza di uscita approssimativamente di 3,5 watt.

7. Procedimento per amplificare un segnale a por-

tanti multiple con bassi ed alti livelli di potenza, comprendente le seguenti operazioni:

(a) amplificare detti bassi livelli di potenza di detto segnale a portanti multiple in un amplificatore portante (14) per produrre un primo segnale;

(b) trasformare detto primo segnale in una sezione di trasformatore (16) ad un quarto d'onda, detta prima sezione di trasformatore ad un quarto d'onda servendo per trasformare una impedenza di carico ottimale di detto amplificatore portante in una impedenza normalizzata;

(c) variare in fase (18) detto primo segnale di una semi lunghezza d'onda;

(d) variare in fase (20) detti elevati livelli di potenza di detto segnale a portanti multiple di un quarto di lunghezza d'onda per produrre un secondo segnale;

(e) amplificare (22) detto secondo segnale in un amplificatore di picco;

(f) trasformare (24) detto secondo segnale in una seconda sezione di trasformatore ad un quarto d'onda, detta seconda sezione di trasformatore ad un quarto d'onda servendo per trasformare una impedenza di carico ottimale di detto amplificatore di picco in una impedenza normalizzata;

(g) variare in fase (26) detto secondo segnale di un quarto di lunghezza d'onda; e

(h) combinare (28) detto primo e detto secondo segnale per produrre un segnale di uscita.

8. Procedimento secondo la rivendicazione 7, in cui detto amplificatore portante e detto amplificatore di picco sono costituiti con dispositivi a transistori ad effetto di campo ad eterostruttura (H-FET) aventi una larghezza di gate fra 5,0 e 15,0 millimetri, detto amplificatore portante è polarizzato in modo da diventare attivo per detti bassi livelli di potenza e detto amplificatore di picco è polarizzato in modo da diventare attivo per detti elevati livelli di potenza ed inattivo per detti bassi livelli di potenza, e

in cui detto amplificatore portante e detto amplificatore di picco sono realizzati con dispositivi a transistori ad elevata mobilità elettronica pseudomorfici (PHEMT) aventi una larghezza di gate fra 5,0 e 15,0 millimetri, detto amplificatore portante è polarizzato in modo da diventare attivo per detti bassi livelli di potenza e detto amplificatore di picco è polarizzato in modo da diventare attivo per detti elevati livelli di potenza ed inattivo per detti bassi livelli di potenza.

9. Circuito amplificatore di potenza (10) per amplificare segnali a portanti multiple avente una porta di ingresso ed una porta di uscita, comprendente:

un amplificatore portante (14) collegato alla por

ING. BARZANO & ZAVARDO ROMA S.p.A.

tenza ed in modo da fornire una amplificazione di detti segnali a portanti multiple per detti elevati livelli di potenza,

detto amplificatore di potenza comprendendo inoltre un combinatore reattivo collegato a detta sezione ad una semi lunghezza d'onda ed a detta seconda sezione ad un quarto di lunghezza d'onda,

in cui la prima e la seconda sezione di trasformazione di impedenza, la sezione ad una semi lunghezza d'onda e la prima e la seconda sezione ad un quarto di lunghezza d'onda sono fabbricate su un substrato di ossido di berillio o di ossido di alluminio e l'amplificatore di picco e l'amplificatore portante sono fabbricati su un substrato di arseniuro di gallio (GaAs) o di silicio.

---

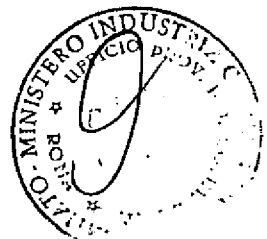
Roma, 13 MAG. 1996

p.p. MOTOROLA, INC.

ING. BARZANO' & ZANARDO ROMA S.p.A.

UN MANDATARIO TA/cc/ec 14181  
per se e per gli altri  
Antonio Taliencio  
(N° d'iscr 171)

*Taliencio*



ING. BARZANO' & ZANARDO ROMA S.p.A.

ta di ingresso;

una prima sezione ad un quarto di lunghezza d'onda (20) collegata alla porta di ingresso;

un amplificatore di picco (22) avente un ingresso collegato alla prima sezione ad un quarto di lunghezza d'onda;

una prima sezione di trasformatore di impedenza (16) collegata ad una uscita dell'amplificatore portante;

una seconda sezione di trasformatore di impedenza (24) collegata ad una uscita dell'amplificatore di picco;

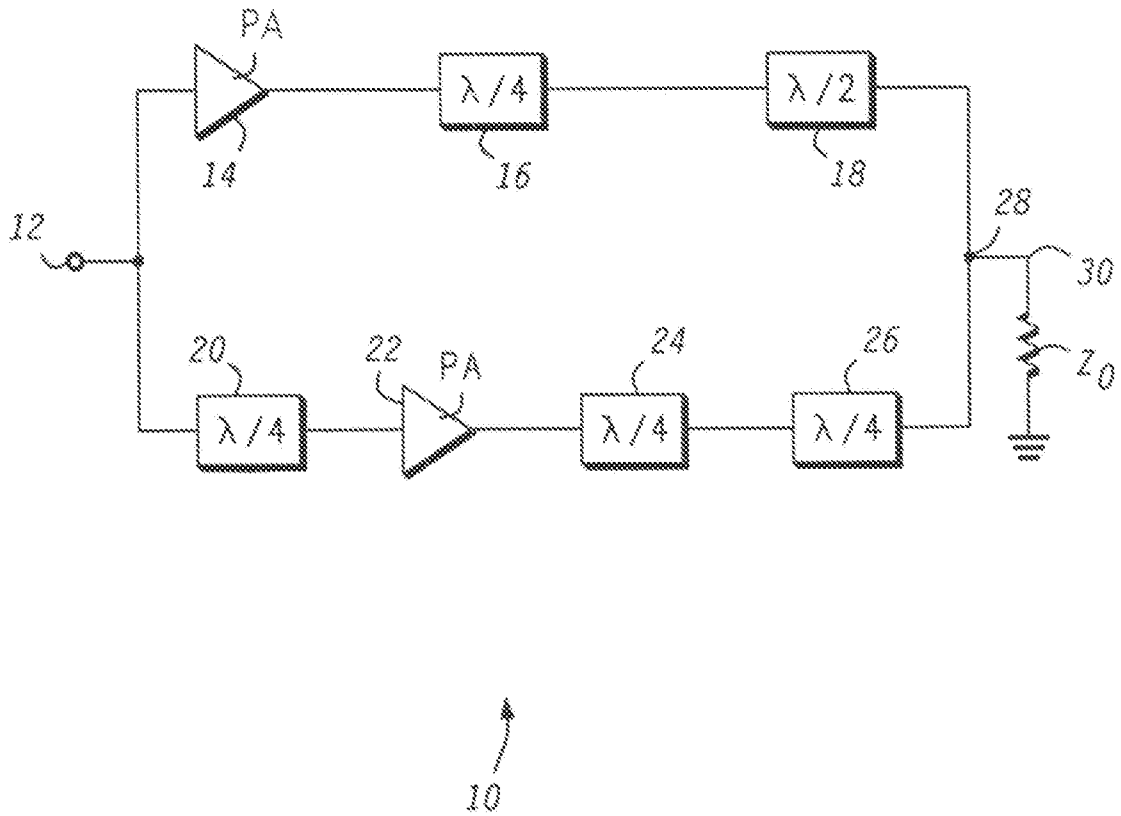
una sezione ad una semi lunghezza d'onda (18) collegata alla prima sezione di trasformatore di impedenza; e

una seconda sezione ad un quarto di lunghezza d'onda (26) collegata alla seconda sezione di trasformatore di impedenza,

in cui la sezione ad una semi lunghezza d'onda e la seconda sezione ad un quarto di lunghezza d'onda sono collegate insieme per formare la porta di uscita (30).

10. Amplificatore di potenza secondo la rivendicazione 9, in cui detto amplificatore portante è polarizzato in modo da fornire una amplificazione di detti segnali a portanti multiple per bassi livelli di potenza ed in cui detto amplificatore di picco è polarizzato in modo da essere disattivato per detti bassi livelli di po-

RM96A000329



UN MANDA *non*  
per se e per gli altri  
Antonio Talerio  
(N° d'iscr. 111)

*Talerio*

D.P.: MOTOROLA, INC.  
ING. BARZANO' & ZANARDO ROMA S.p.A.

