

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3904817号
(P3904817)

(45) 発行日 平成19年4月11日(2007.4.11)

(24) 登録日 平成19年1月19日(2007.1.19)

(51) Int.C1.

F 1

H03F	1/52	(2006.01)	H03F	1/52	Z
H03F	1/30	(2006.01)	H03F	1/30	A
H03F	3/21	(2006.01)	H03F	3/21	
H03F	3/24	(2006.01)	H03F	3/24	

請求項の数 12 (全 11 頁)

(21) 出願番号

特願2000-268368 (P2000-268368)

(22) 出願日

平成12年8月31日 (2000.8.31)

(65) 公開番号

特開2002-76791 (P2002-76791A)

(43) 公開日

平成14年3月15日 (2002.3.15)

審査請求日

平成16年4月26日 (2004.4.26)

(73) 特許権者 503121103

株式会社ルネサステクノロジ

東京都千代田区丸の内二丁目4番1号

(74) 代理人 110000350

ポレール特許業務法人

(74) 代理人 100068504

弁理士 小川 勝男

(74) 代理人 100075096

弁理士 作田 康夫

(72) 発明者 山下 喜市

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(54) 【発明の名称】電力増幅器モジュール

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも増幅素子としてバイポーラトランジスタを含み、入力信号を増幅して出力する信号増幅部と、

電源電圧に接続された電流源を含んでなり、該電流源の出力電流を用いて前記信号増幅部にアイドリング電流を与えるバイアス回路と、

前記バイポーラトランジスタのベース電流が所定値を超えた場合、その超えた分の電流が前記バイアス回路から流れ込むように構成された保護回路と、

入力された出力制御電圧を電流に変換し、前記電流源の前記出力電流を制御する電圧に変換される元となる電流を生成する電圧電流変換回路と、

前記電源電圧を検出し、電流に変換して出力する電源電圧検出回路と、

該電源電圧検出回路の出力電流を入力して電圧に変換し、該電圧が所定の電圧より大きい場合、それ以上の前記出力制御電圧の入力に対して前記電圧電流変換回路の出力電流がほぼ一定となるように前記電圧電流変換回路を制御する電流制御回路とを具備してなり、

前記保護回路に前記ベース電流の前記所定値を超えた分が流れ込むことにより、前記信号増幅部の出力が所定値以下に制限され、

前記電流制御回路が前記電圧電流変換回路を制御することにより、前記電源電圧の変化に伴って前記ベース電流の前記所定値が変化する

ことを特徴とする電力増幅器モジュール。

10

20

【請求項 2】

請求項 1 において、

前記信号増幅部は整合回路を含んでなり、前記バイポーラトランジスタは前記電流源に接続された他のバイポーラトランジスタと共に電流ミラー回路を構成していることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項 3】

請求項 1 において、

前記バイアス回路は電流源およびトランジスタを含んでなり、該トランジスタは前記電流源と直列に接続された他のトランジスタと共に電流ミラー回路を構成していることを特徴とする電力増幅器モジュール。

10

【請求項 4】

請求項 1 において、

前記保護回路は、第 1 のトランジスタと、該第 1 のトランジスタのベースに接続された第 1 の抵抗と、一方の端が前記第 1 のトランジスタのエミッタに接続され他方の端が前記第 1 の抵抗に接続された第 2 の抵抗と、前記第 1 のトランジスタのコレクタに接続された第 2 のトランジスタと、該第 2 のトランジスタと共に電流ミラー回路を構成し且つ前記バイアス回路に接続された第 3 のトランジスタとを含んでなることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 のいずれかにおいて、

20

前記増幅素子と並列に多段接続された電圧クリッピング用ダイオードを具備してなることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項 6】

請求項 1 乃至 5 のいずれかにおいて、

前記増幅素子は GaAs-HBT または SiGe-HBT で構成され、前記保護回路は Si-バイポーラトランジスタまたは SiGe-HBT を含んでなることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項 7】

請求項 1 乃至 5 のいずれかにおいて、

前記増幅素子および前記保護回路は SiGe-HBT または Si-バイポーラトランジスタで構成され、1 チップに集積化していることを特徴とする電力増幅器モジュール。

30

【請求項 8】

請求項 1 乃至 7 のいずれかにおいて、

互いに直列接続された複数段の増幅素子を有し、少なくとも最終段増幅素子は上記保護回路によって保護されていることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項 9】

請求項 8 において、

前記最終段増幅素子は GaAs-HBT で構成され、初段または中段増幅素子の少なくとも一つは Si-MOSFET で構成されていることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項 10】

請求項 8 において、

40

前記最終段増幅素子は GaAs-HBT で構成され、初段増幅素子または保護回路の少なくとも一部は Si-MOSFET で構成されていることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項 11】

少なくとも増幅素子としてバイポーラトランジスタを含み、入力信号を増幅して出力する信号増幅部と、

電源電圧に接続された電流源を含んでなり、該電流源の出力電流を用いて前記信号増幅部にアイドリング電流を与えるバイアス回路と、

前記バイポーラトランジスタのベース電流が所定値を超えた場合、その超えた分の電流が前記バイアス回路から流れ込むように構成された保護回路と、

入力された出力制御電圧を電流に変換し、前記電流源の前記出力電流を制御する電圧に

50

変換される元となる電流を生成する電圧電流変換回路と、

前記電源電圧を検出し、電流に変換して出力する電源電圧検出回路と、

該電源電圧検出回路の出力電流を入力して電圧に変換し、該電圧が所定の電圧より大きい場合、それ以上の前記出力制御電圧の入力に対して前記電圧電流変換回路の出力電流がほぼ一定となるように前記電圧電流変換回路を制御する電流制御回路と
を有し、

前記保護回路に前記ベース電流の前記所定値を超えた分が流れ込むことにより、前記信号増幅部の出力が所定値以下に制限され、

前記電流制御回路が前記電圧電流変換回路を制御することにより、前記電源電圧の変化に伴って前記ベース電流の前記所定値が変化する

10

電力増幅器モジュールを具備してなり、

音声信号を変調し、変調された音声信号を前記電力増幅器モジュールによって増幅し、増幅された信号をアンテナを介して出力する
ことを特徴とする無線通信装置。

【請求項 12】

請求項 11において、

アンテナと、受信フロントエンド部と、周波数シンセサイザと、音声処理部と、変復調器とを更に具備してなることを特徴とする無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

20

【発明の属する技術分野】

本発明は移動体通信システムで使われる携帯端末機用電力増幅器モジュールに関し、特に、大きな負荷変動に対して高破壊耐量が求められるセルラ電話システム用電力増幅器モジュールに関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、セルラ電話システムに代表される移動体通信市場の伸びは著しく、通話時間の拡大を目指して携帯端末機のより一層の高効率化が求められている。この要求を実現するには、携帯端末機を構成する部品の内、最も大きな消費電力を要する電力増幅器の低消費電力化、即ち、高効率化が必須となっている。一方、携帯端末機ではその使用時に電力増幅器モジュールの負荷となるアンテナの破損や金属への接触等が應々にして起こるが、この際に電力増幅器モジュールとアンテナ間の整合条件が破られるので電力反射による大きな定在波が立ち、電力増幅器モジュールが破損し易くなる。このため、電力増幅器を構成する増幅デバイスには大きな破壊耐量が要求される。現在、電力増幅器の増幅デバイスには破壊耐量の大きなSi-MOSFETが主に実用されているが、近年、Si-MOSFET以上の高効率化が可能なGaAs-HBT(Heterojunction Bipolar Transistor)を増幅デバイスとする電力増幅器の開発が活発に進められている。しかし、GaAs-HBTの破壊耐量はSi-MOSFETに比して小さく、実用に供するには負荷変動時の破壊保護が不可欠な課題となっている。従来、Siトランジスタを用いた電力増幅器では、特開平2-135809号公報に開示されているように、負荷の短絡等による増幅デバイスの破壊を避けるため、電力増幅素子のエミッタ側、若しくは、コレクタ側に過電流検出用の回路を挿入する多くの試みがなされている。

30

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、電力増幅素子のエミッタ側、若しくは、コレクタ側に過電流検出用の回路を挿入する方法は電力損失を生じせしめ効率の低下を招くため、高効率が要求されるセルラ電話システム用電力増幅器には適さない。一方、GaAs-HBTを増幅デバイスとして用いた電力増幅器の破壊保護例は殆んど見られない。代表的な例としては、GaAs-HBTのベース電流を電流源から供給すると共に、このベース電流を電源電圧が上昇すると減少するように設定し、出力電力の上昇を抑えて破壊を防ぐ方法が考えられている。

40

【0004】

50

この従来例の最終段増幅部を図3に示す。1、2はそれぞれ入力および出力端子、3はGaAs-HBT、4、5は整合回路、6、7はバイアス抵抗、8は高周波閉塞用インダクタ、9は出力制御端子、10は電流源、11は電源電圧検出回路、12は電源電圧端子である。同図(a)で、GaAs-HBT3の動作点はアイドリング電流（無信号時のコレクタ電流）によって決まる。それ故、動作点を設定するにはこのアイドリング電流と一義的な関係にあるベース電流を所要の値に設定すれば良い。これから、図3(a)の従来例ではベース電流を電流源10から供給する構成になっている。また、出力制御電圧が所定値を越えると電源電圧検出回路11が作動し、電流源10に印加される出力制御電圧を制限してアイドリング電流を一定に保つようになっている。このアイドリング電流の値は電源電圧に応じて設定されており、電源電圧が高い程小さい。図3(b)に上記従来例における出力制御電圧が2.2Vの時の出力電力と電源電圧との関係を示す。出力電力は電源電圧が3.7~4V以上で減少傾向を示すことが本願発明者らによる実験から判明した。これは、電源電圧が上昇するに従って、アイドリング電流が減少するように制御されている結果を反映している。10

【0005】

また、上述した従来例では、図3(b)に示すように出力電力の温度依存性が大きい。これはGaAs-HBT3のベース電流を電流源から供給するため、GaAs-HBT3の電流増幅率や電流源の温度変動の他に製造偏差にも影響を受け易く、高い製品歩留りを実現することは困難となる。

【0006】

本発明の目的は、上記従来技術の問題点を解決し、高効率、高破壊耐量を有すると共にGaAs-HBTやベース電流供給源の製造偏差や温度変動に強い低コストな電力増幅器モジュールを提供することにある。20

【0007】

本発明の他の目的は、負荷変動時に生じる最終段増幅GaAs-HBTのベースに流れる過剰電流を検出・相殺・制限することによって、負荷変動時の広範囲な位相変化に対して電力増幅器モジュールを破壊から保護することにある。

【0008】

本発明の他の目的は、上記過剰電流を検出・相殺・制限する構成に加え、電源電圧に応じたアイドリング電流の遅降機能、またはダイオードのクリッピング機能を併用することによって、GaAs-HBTの更なる破壊耐量の向上を図ることにある。30

【0009】

本発明の他の目的は、ユーザが誤ってアンテナ等を破損し、または金属等へ接触しても、移動体通信機における安定した高品質な信号伝送動作を行わせることができるようになることにある。

【0010】

本発明の他の目的は、GaAs-HBTの電流増幅率の製造偏差や温度変動に対する影響が小さく、高い製造歩留りが得られ、低コスト化に資することができる電力増幅器モジュールを提供することにある。

【0011】

本発明の前記並びにその他の目的と新規な特徴は本明細書の記述及び添付図面から明らかになるであろう。40

【0012】

【課題を解決するための手段】

本願において開示される発明のうち、代表的なものの概要を下記の通り説明する。

【0013】

すなわち、本発明は上記目的を達成するために、電力増幅器が定常状態(例えば50 負荷)で動作している時に所要の出力電力を確保でき、且つ、負荷変動や電源電圧上昇が発生した時に、電力増幅素子であるバイポーラトランジスタに必要以上のベース電流が流れることのないように、予め設定された電流値を越えて過剰電流分が生じた場合、これを検出して電力増幅素子に供給されているベース電流(アイドリング電流)に負帰還し、当初のア50

イドリング電流から過剰電流分を引き抜くことにより、所要の出力電力を確保しつつ電力増幅素子の破壊を防止する手段を提供する。ここで、電力増幅素子であるバイポーラトランジスタとしてはGaAs-HBTを用いることができるが、これに限定されるものではなく、SiGe-HBTなど、他の種類のバイポーラトランジスタを用いてもよい。

【0014】

電力増幅器が定常状態で動作している際には、過剰電流分を検出するための設定値は所要の出力電力を得るのに必要なベース電流より若干高い値に設定しておく。これは定常状態において保護回路が誤って動作状態になるのを防止するためである。そのため、過剰電流分を検出し、アイドリング電流に負帰還するための保護回路は休止状態にあり、負荷変動や電源電圧上昇が生じると電流が増大して設定値を越えると保護回路が動作を始めベース電流の過剰分を相殺する。最終段増幅GaAs-HBTのベース電流供給には電圧源を使用する。10

【0015】

保護回路を構成するトランジスタとしては、バイポーラトランジスタを用いることが好ましいが、これに限定されることではなく、Si-MOSFETを用いてもよい。

【0016】

【発明の実施の形態】

電力増幅器モジュールは一般に2段或いは3段の単位増幅器で構成される。図1に本発明における電力増幅器モジュールの一実施例を示す。本実施例は破壊保護が最も必要とされる最終段増幅部を示したもので、GaAs-HBT21、整合回路4、5とから成る信号増幅系と電流源29、トランジスタ23、24、28、GaAs-HBT22とから成るバイアス系およびトランジスタ24-27、抵抗30、31とから成る保護回路32で構成されている。端子1から入力された信号は整合回路3を介してGaAs-HBT21で電力増幅され、整合回路4を介して端子2に出力される。ここで、GaAs-HBT21、トランジスタ23、24の組とトランジスタ28(ダイオード接続)、GaAs-HBT22の組がカレントミラーを構成しており、GaAs-HBT21には電流源29から供給される電流のミラー比倍のアイドリング電流が流れる。次に破壊保護動作の原理について説明する。信号が入力すると、GaAs-HBT21はアイドリング電流を起点に増幅動作を始める。この時、信号レベルが大きいとGaAs-HBT21は非線形動作をするため、ベースには自己バイアス電流が流れる。動作状態ではこの自己バイアス電流がベース電流として流れ、アイドリング電流に対応するベース電流(無入力時)より大きな電流となる。アイドリング電流は電流源から供給される電流とカレントミラーアクションによって決まるから、自己バイアスによる増分はトランジスタ23、24に流れる。トランジスタ24は過剰電流を検出するのに用いるもので、ベース電流を分流する。分流電流は抵抗30で電圧降下を生じさせ、この抵抗の電圧降下がトランジスタ25の立上り電圧(ベース・エミッタ間電圧)を越えると保護回路32が作動し始める。従って、抵抗30の値はトランジスタ25の立上り電圧と予め設定されている分流電流値によって決められる。実際には、この抵抗値は定常状態に要求される出力電力を得るのに必要なベース電流(自己バイアス電流)より若干高い電流値まで許容できるように設定される。これは定常状態において保護回路が誤って動作状態になるのを防止するためである。ここで定常状態とは、アンテナ等の負荷が本来有する正規のインピーダンスが電力増幅器の負荷としてかかっている状態であり、携帯電話の場合、例えば50Ω負荷となっている。この時、保護回路は休止状態にある。このような状態で負荷変動が生じた場合を考える。負荷変動が生じると、アンテナ端からの反射によって出力端2に大きな定在波が立ち、反射波の位相によって大きなコレクタ電流が流れる。これに対応してベース電流も増大する。この様子を図2に示す。負荷変動時のコレクタ電流およびベース電流は反射波の位相が120度近辺で最大となり、ベース電流は約80mAと大きく増加する。50 負荷時の定常状態のベース電流は30-35mAであるから2倍以上になり、破壊の原因となる。負荷変動時の保護動作は以下の如く行われる。負荷変動が生じると、GaAs-HBT21のベースには50Ω負荷時より過剰な電流が流れる。この電流はトランジスタ24で分流され抵抗30で電圧として取り出される。抵抗30の電圧降下がトランジスタ25の立上り電圧を越えると同トランジスタが始動し、トランジスタ26(ダイオード接続)に検出電流を流し込む。ここで、トランジスタ26と27はカレントミラーとなっているのでトランジスタ27にはミラー比倍50

の電流が流れることになる。従って、電流源29から供給される電流からこの検出電流分を減算すれば、GaAs-HBT21のベース電流の過剰分を相殺できる。図2は定常動作(50負荷)において出力電力35.5dBmが得られる様、ベース電流の制限値を40mAとした例である。これ以上のベース電流が流れると保護回路32が作動し、過剰電流を相殺することによりベース電流を一定値40mAに制限してコレクタ電流の増加を防ぎ破壊を防止する。また、図1の回路を試作し、評価したところ、図10に示すように温度が-30、25、100におけるアイドリング電流の温度変動は5-6%と小さいことが分かった。これは、GaAs-HBT21のベース電流はトランジスタ23、24がエミッタフォロアとして動作し、GaAs-HBT21の電流増幅率の温度依存性を吸収できるためである。尚、図1においてGaAs-HBT21、22を1チップに、また、その他のトランジスタおよび抵抗を1チップに集積化し、後者をSiトランジスタ、或いは、SiGe-HBTで構成しても良い。更に、GaAs-HBT21、22をSiGe-HBTに置換え、1チップで構成しても良い。10

【0017】

図4に増幅部41、42、43が全てGaAs-HBT、若しくは、SiGe-HBTで構成された3段電力増幅器モジュールに関する本発明の一実施例を示す。端子1から入力された信号は初段増幅部41、段間増幅部42および最終段増幅部43においてそれぞれ電力増幅され、端子2から出力される。増幅部41、42、43のアイドリング電流は図1と同様なカレントミラー構成を具備するバイアス回路45によって供給されるが、特に、最終段増幅部43に関してはベース電流制限機能を持つ保護回路44を介して与えられる。出力電力は端子9より入力される出力電力制御電圧に従って増幅部41、42、43の各々の電力利得を制御することによって調整される20。この構成では、負荷変動の影響は電力検出用結合器やアンテナスイッチ、アンテナ等の負荷に接続される最終段増幅部43が最も受け易く、初段増幅部41および段間増幅部42には最終段増幅部43がバッファとして働くので、負荷変動の影響が及び難い。それ故、最終段増幅部43に保護回路44を持たせ、負荷変動による増幅デバイスの破壊を防止している。尤も、初段増幅部41や段間増幅部42に保護回路44と同様の保護回路を持たせてもよい。少なくとも最終段増幅部43には保護回路44を持たせることが必要である。保護回路44の負荷変動に対するデバイス保護動作は図1の場合と同じであるので、ここでは省略する。尚、増幅部41、42の増幅デバイスとしては、少なくとも一つはSi-MOSFETを用いても同じ増幅および保護機能が得られる。30

【0018】

図5に図1における電流源29の出力電流を電源電圧によって制御できる本発明に係わるバイアス回路の一具現化例を示す。電力増幅器の出力電力は一般に電源電圧が高くなるに伴い増加する。このため、高い電源電圧が印加されている時に負荷変動が励起されると最終段の増幅デバイスに電源電圧の3~4倍の反射電圧が加わるので、破壊し易くなる。図5の実施例は破壊保護機能を更に向上させるために電源電圧が高くなるにつれ、図1、或いは、図4に示す増幅部のアイドリング電流を適降させ、出力電力を抑制して破壊を防止するよう構成されている。図5において、端子9から入力される出力制御電圧は電圧-電流変換回路76で電流に、また、出力制御勾配調整回路78で所定の勾配を設定した後に電圧に変換される。電流源29の出力電流はこの電圧によって制御され、端子79から、例えば、図1のGaAs-HBT22等に出力される。一方、電源電圧は電源電圧検出回路75によって検出された後、電流制御回路77に入力される。電流制御回路77は電源電圧に応じて予め設定された値を越えると、それ以上の出力制御電圧については電圧-電流変換回路76の出力電流を一定にする機能を有する。ここで、この出力電流は電源電圧が高くなると適降するように設定される。以上の一連の動作によれば、各増幅部に供給されるアイドリング電流はこの出力電流に比例するので、電源電圧が高くなると増幅部出力が適降するようできる。40

【0019】

図6に電源電圧検出回路75の具現化回路の一実施例を示す。トランジスタ58と抵抗59、トランジスタ57と抵抗60はそれぞれ定電流源を構成し、前者はトランジスタ54に、後者はトランジスタ51、52から成る差動増幅回路に電流を供給する。70は電圧端子であり、トランジスタ58、抵抗59、トランジスタ57、抵抗60により構成される定電流源の電流値を制御す50

る。次に、電源電圧の検出原理を述べる。端子71に印加される電源電圧が変動すると、それに応じてトランジスタ51のコレクタ電圧が変わる。この電圧変動はトランジスタ54を通してトランジスタ51のベースに帰還され、該ベース電圧が端子72の基準電圧に一致するようトランジスタ57から供給される電流の再分配が行われる。即ち、トランジスタ51のベース電圧は常に端子72の基準電圧に一致するようにこの回路は動作するので、抵抗53に掛かる電圧変化は電源電圧の変動に等しくなる。それ故、トランジスタ52に流れる電流は抵抗53に掛かる電圧変化をその抵抗値で除せば決定できる。図6の例ではトランジスタ52に流れる電流は電源電圧が高くなると減少し、その電流値は抵抗53の値を変えることによって任意に設定できる。ここで、トランジスタ55、56は極性反転のためのもので、カレントミラーを構成している。検出された電源電圧は電流値に変換され、検出電流出力端子69から出力される。

【0020】

図7は電流制御回路77および電圧-電流変換回路76の一具現化例を示したものである。図6のトランジスタ56から検出電流出力端子69を介して供給される電流は抵抗64で電圧に変換される。この電圧が上昇するとトランジスタ61は休止状態から動作状態に移り、そのエミッタ電圧が抵抗64の両端の電圧に比例して上昇する。トランジスタ61のエミッタ電圧はトランジスタ62(ダイオード接続)によってレベル変換され抵抗65-1、65-2の接続点80の電位を変化させる。従って、この電位を電源電圧に応じて所定の値に設定すれば、それ以上の出力制御電圧に対しては電圧-電流変換を担うトランジスタ66、67に流れる電流を一定に制限できる。

【0021】

図8に負荷変動時の増幅デバイスの破壊を防止する機能を更に向上させるための一実施例を示す。本実施例は図1のGaAs-HBT21に並列に大きな電流を流すことのできるダイオード群91を接続したもので、所定値以上の電圧に対して導通させダイオードのクリッピング動作によって破壊を防止しようと云うものである。負荷変動時には最終段増幅部のGaAs-HBTのコレクタ電圧は20V近い電圧が掛かる。このような高い電圧がコレクタに掛かるとアバランシェ降服によって破壊が起こる。GaAs-HBT21に並列接続されたダイオード群はこのような高い電圧を制限するので、大きな電流容量が必要となる。移動体通信用携帯電話端末では、ダイオードのクリッピング電圧は10V近辺に設定される場合が多い。

【0022】

図9には、本発明に係わる電力増幅器モジュールが用いられている移動体通信機の一実施例の全体プロック図が示されている。上記移動体通信機は最も代表的な例が前記のような携帯電話器である。アンテナ101で受信された受信信号はフィルタ103、増幅器104、ミキサ105で構成される受信フロントエンド102において増幅され、ミキサ105により中間周波に変換され、中間信号処理回路IF-IC106を通して音声処理回路107に伝えられる。上記受信信号に周期的に含まれる利得制御信号は、特に制限されないが、マイクロプロセッサCPU108においてデコードされて、ここで電力増幅器モジュール109に供給される入力制御電圧が形成される。電力増幅器モジュール109では、上記入力制御電圧に従って利得制御が行われて、送信出力信号を形成する。この送信電力はフィルタ117や電力結合器110等を介してその一部が上記マイクロプロセッサCPU108に帰還されて、上記指定させた電力制御が行われるようにするものである。周波数シンセサイザ111は基準発振回路TCXO112と電圧制御発振回路VC0113およびPLL-IC 114、フィルタ115によって受信周波数に対応した発振信号を形成し、一方において受信フロントエンド102のミキサ105に伝えられる。上記発振信号は他方において変調器116に供給される。上記音声処理回路107では、受信信号はレシーバ118を駆動して音声信号が出力される。送信音声はマイクロホン119で電気信号に変換され、音声処理回路107と変復調器120を通して変調器116に伝えられる。なお、121は端末を送信、或いは、受信状態に切り替えるためのアンテナスイッチである。

【0023】

このような移動通信機では、その使用時に電力増幅器モジュール109の負荷となるアンテナ101を破損させたり、金属等低インピーダンス材料に接触させたりする場合が應々にし

10

20

30

40

50

て起こるため、電力増幅器モジュール109とアンテナ101間の整合条件が破られる、所謂、負荷変動時に電力反射によって大きな定在波が立つので電力増幅器モジュール109が破損しやすくなる。このため、電力増幅器を構成するキーデバイスであるには大きな破壊耐量が要求される。本発明に係わる電力増幅器モジュール109では、負荷変動時に生じる最終段増幅GaAs-HBTのベースに流れる過剰電流を制限できるので、負荷変動時の広範囲な位相変化に対して電力増幅器モジュール109の破壊を保護でき、移動体通信機の信号伝送に不都合を起こすこと無く、使用を可能とする。

【0024】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明の構成によれば負荷変動時に生じる最終段増幅GaAs-HBTのベースに流れる過剰電流を検出、相殺することにより制限できるので、負荷変動時の広範囲な位相変化に対して電力増幅器モジュールの破壊を保護できる。また、電源電圧に応じたアイドリング電流の遮断機能、ダイオードのクリッピング機能を併用することにより、GaAs-HBTの更なる破壊耐量の向上を期待できる。このため、ユーザが誤ってアンテナ等破損や金属等へ接触しても移動体通信機における安定した高品質な信号伝送動作を行わせることができる。また、最終段増幅GaAs-HBTのベース電流供給に電圧源を用いるため、GaAs-HBTの電流増幅率の製造偏差や温度変動に対する影響が小さく、高い製造歩留りが得られるため、低コスト化に資することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の基本実施例を示す図である。

10

【図2】本発明の基本実施例の動作原理を説明する図である。

【図3】従来技術の例を示す図である。

【図4】本発明の一実施例を示す図である。

【図5】本発明の他の一実施例を示す図である。

【図6】本発明から成る電源電圧検出回路の一具現化例を示す図である。

【図7】本発明から成る電流制限回路の一具現化例を示す図である。

【図8】本発明の他の一実施例を示す図である。

【図9】本発明の他の一実施例を示す図である。

【図10】本発明の基本実施例の評価結果を示す図である。

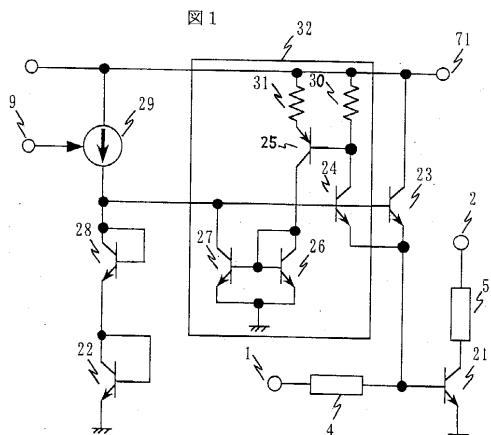
【符号の説明】

30

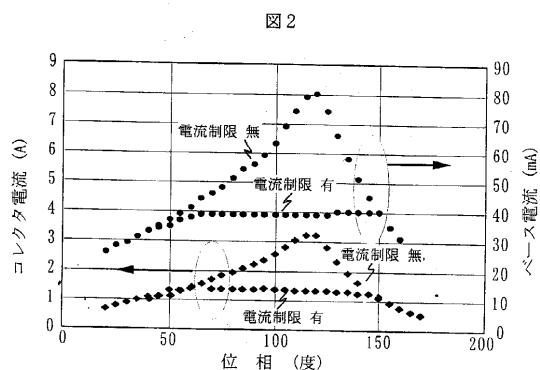
1：入力端子、2：出力端子、3：GaAs-HBT、4、5：整合回路、6、7：抵抗、8：インダクタ、9：出力制御端子、10：電流源、11：電源電圧検出回路、21、22：GaAs-HBT、23、24、26～28：NPNトランジスタ、125：PNPトランジスタ、29：電流源、30、31：抵抗、32：保護回路、41～43：電力増幅器、44：保護回路、45：バイアス回路、51、52、57、58、61、62、66、67：NPNトランジスタ、56、57：PNPトランジスタ、53、59、60、63、64、65-1、65-2：抵抗、68：変換電流出力端子、69：検出電流出力端子、70：電圧端子、72：基準電圧端子、75：電源電圧検出回路、76：電圧-電流変換回路、77：電流制限回路、78：出力制御勾配調整回路、79：電流供給端子、91：保護ダイオード群、101：アンテナ、102：受信フロントエンド、103：フィルタ、104：増幅器、105：ミキサ、106：中間処理信号回路、107：音声処理回路、108：CPU、109：電力増幅モジュール、110：電力結合器、111：周波数シンセサイザ、112：TCXO、113：VCO、114：PLL-IC、115：フィルタ、116：変調器、117：フィルタ、118：レシーバ、119：マイクロホン、120：変復調器、121：スイッチ。

40

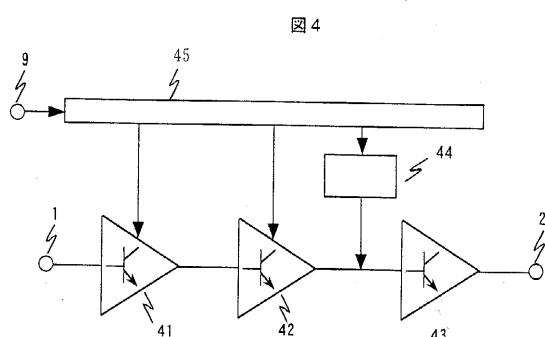
【 図 1 】



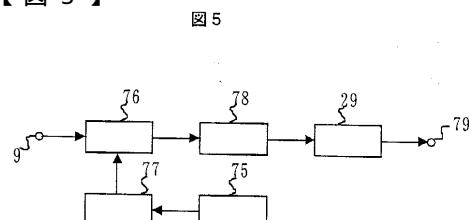
【図2】



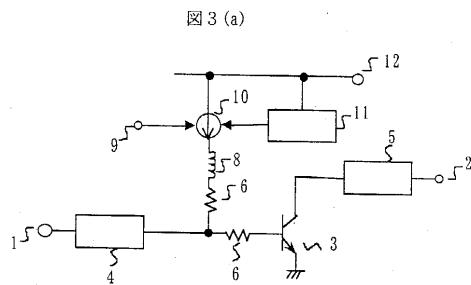
【図4】



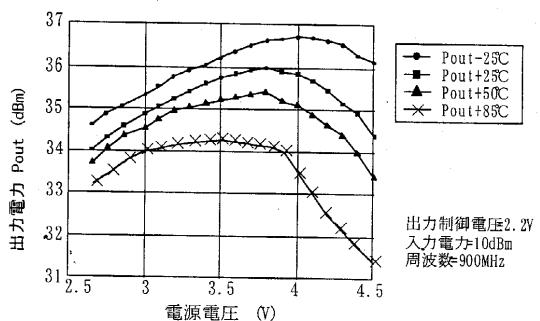
【圖 5】



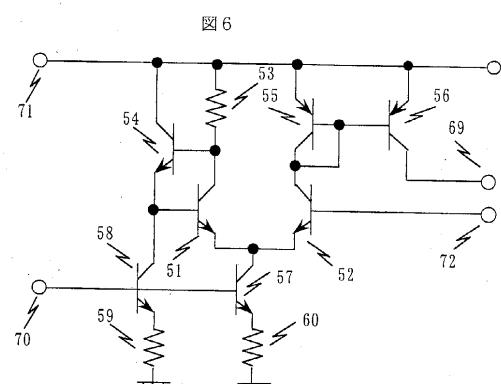
【 図 3 】



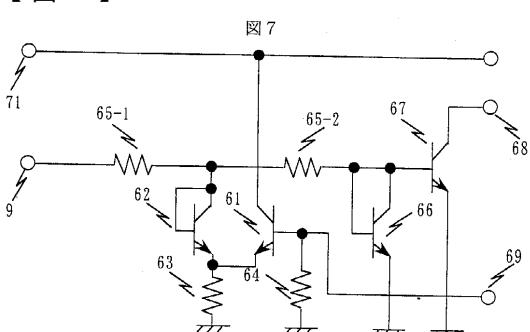
(b)



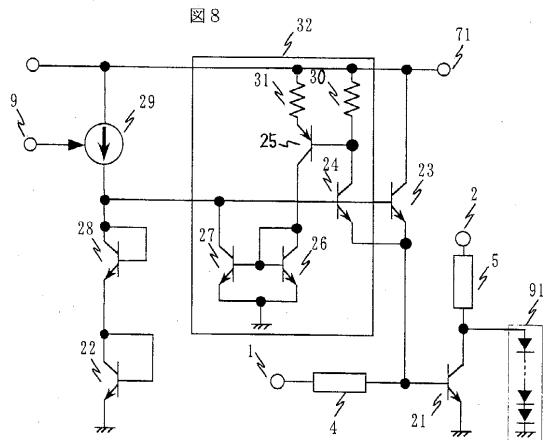
【図6】



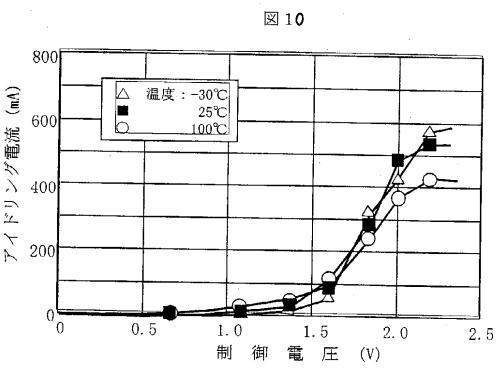
【圖 7】



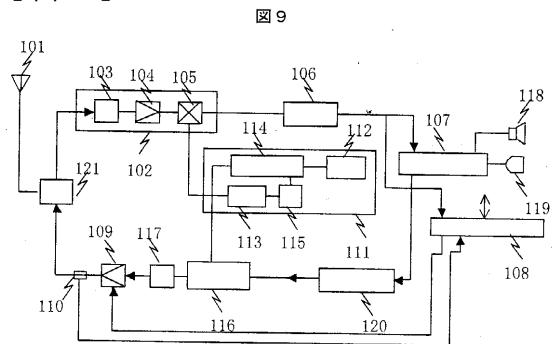
【図8】



【図10】



【図9】



フロントページの続き

(72)発明者 田上 知紀
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内
(72)発明者 大部 功
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内
(72)発明者 関根 健治
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内

審査官 伏本 正典

(56)参考文献 國際公開第99/052192 (WO, A1)
特開平08-507420 (JP, A)
特開昭49-053359 (JP, A)
特開2000-209038 (JP, A)
特開平07-020433 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03F 1/00-3/72