

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3999916号

(P3999916)

(45) 発行日 平成19年10月31日(2007.10.31)

(24) 登録日 平成19年8月17日(2007.8.17)

(51) Int. Cl.	F I
HO 1 L 21/8222 (2006.01)	HO 1 L 27/06 1 O 1 U
HO 1 L 21/8248 (2006.01)	HO 1 L 27/04 G
HO 1 L 27/06 (2006.01)	HO 1 L 27/06 3 2 1 J
HO 1 L 21/822 (2006.01)	HO 1 L 27/06 1 O 1 D
HO 1 L 27/04 (2006.01)	

請求項の数 4 (全 12 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願平11-354476	(73) 特許権者	000221199 東芝マイクロエレクトロニクス株式会社 神奈川県川崎市川崎区駅前本町25番地1
(22) 出願日	平成11年12月14日(1999.12.14)	(73) 特許権者	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(65) 公開番号	特開2001-176982(P2001-176982A)	(74) 代理人	100058479 弁理士 鈴江 武彦
(43) 公開日	平成13年6月29日(2001.6.29)	(74) 代理人	100084618 弁理士 村松 貞男
審査請求日	平成15年10月2日(2003.10.2)	(74) 代理人	100092196 弁理士 橋本 良郎
		(74) 代理人	100091351 弁理士 河野 哲

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 トランジスタのバイアス回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

バイポーラトランジスタと、電界効果トランジスタと、第1、第2の抵抗とを備え、
前記バイポーラトランジスタのエミッタは接地され、
前記バイポーラトランジスタのコレクタとベースは互いに接続され、
前記バイポーラトランジスタのコレクタとベースとの接続点は前記第1の抵抗の一方の端子に接続され、
前記第1の抵抗の他方の端子には制御電圧が印加され、
前記バイポーラトランジスタのコレクタとベースとの接続点は前記電界効果トランジスタのゲートに接続され、
前記電界効果トランジスタのソースは前記第2の抵抗の一方の端子に接続され、
前記第2の抵抗の他方の端子は接地され、
前記電界効果トランジスタのドレインには基準電圧が印加され、
前記電界効果トランジスタのソースと前記第2の抵抗の一方の端子との接続点から高周波電力用バイポーラトランジスタのベースにバイアス電圧が出力されることを特徴とするトランジスタのバイアス回路。

【請求項2】

前記電界効果トランジスタは、デプレッション型電界効果トランジスタであることを特徴とする請求項1に記載のトランジスタのバイアス回路。

【請求項3】

10

20

第 1 及び第 2 のバイポーラトランジスタと、高周波電力用バイポーラトランジスタと、第 1 及び第 2 の抵抗とを備え、

前記第 1 のバイポーラトランジスタのエミッタは接地され、

前記第 1 のバイポーラトランジスタのコレクタとベースは互いに接続され、

前記第 1 のバイポーラトランジスタのコレクタとベースとの接続点は前記第 1 の抵抗の一方の端子に接続され、

前記第 1 の抵抗の他方の端子には制御電圧が印加され、

前記第 1 のバイポーラトランジスタのコレクタとベースの接続点は前記第 2 のバイポーラトランジスタのベースに接続され、

前記第 2 のバイポーラトランジスタのエミッタは前記第 2 の抵抗の一方の端子に接続され、 10

前記第 2 の抵抗の他方の端子は接地され、

前記第 2 のバイポーラトランジスタのコレクタには基準電圧が印加され、

前記第 2 のバイポーラトランジスタのエミッタと前記第 2 の抵抗の一方の端子との接続点から前記高周波電力用バイポーラトランジスタのベースにバイアス電圧が出力され、

前記高周波電力用バイポーラトランジスタの温度特性は前記第 1 のバイポーラトランジスタの温度特性と等しく、

前記第 2 のバイポーラトランジスタのビルトイン電圧は前記第 1 のバイポーラトランジスタ及び高周波電力用バイポーラトランジスタのビルトイン電圧よりも小さいことを特徴とするトランジスタのバイアス回路。 20

【請求項 4】

前記第 1、第 2 のバイポーラトランジスタ及び前記高周波電力用バイポーラトランジスタは、シリコンバイポーラトランジスタであり、前記第 1 のバイポーラトランジスタのベース、コレクタ及びエミッタのいずれか 1 つに、さらに、第 3 の抵抗が接続されることを特徴とする請求項 3 に記載のトランジスタのバイアス回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明はトランジスタのバイアス回路に係り、特に高周波電力増幅用バイポーラトランジスタのベースバイアス回路に使用されるものである。 30

【0002】

【従来の技術】

従来のバイポーラトランジスタのベースバイアス回路の構成について、図を用いて説明する。図 10 に示す従来のベースバイアス回路 5 は、直列に接続された温度補償ダイオード D_i と温度補償抵抗 R からなり、温度補償ダイオード D_i のカソードは接地され、そのアノードと温度補償抵抗 R の一方の端子とは互いに接続され、温度補償抵抗 R の他方の端子には基準電圧 V_{ref} が印加される。

【0003】

温度補償ダイオード D_i と温度補償抵抗 R との接続点からベースバイアス回路 5 の出力電圧 V_{out} が取り出され、図 10 の右側に示す高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q のベース電圧 V_b とベース電流 I_b とを供給する。 40

【0004】

このバイポーラトランジスタ Q のエミッタは接地され、コレクタにはコレクタ電圧 V_c が印加される。ベースには結合容量 C を介して高周波信号 $RFin$ が入力され、この高周波信号 $RFin$ によりバイポーラトランジスタ Q のベース電流 I_b を変調する。

【0005】

高周波変調されたベース電流 I_b は、前記高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q で電流増幅され、コレクタ電流 I_c を大振幅で変調する。この高周波変調されたコレクタ電流 I_c を介して高周波信号が出力される。高周波信号を出力するための具体的な出力回路の構成は本発明に直接関連しないので、図 10 では省略されている。 50

【 0 0 0 6 】

次に、図 1 0 に示すバイアス回路 5 の動作について説明する。ここで、従来から問題になっていた高周波電力増幅用バイポーラトランジスタの熱暴走と、その対策について述べる。バイポーラトランジスタを用いて高出力の高周波信号を得るためには、コレクタ電流を大としなければならないが、コレクタ電流が大であればコレクタ損失によりバイポーラトランジスタの温度が上昇する。一方バイポーラトランジスタのコレクタ電流は、温度が上昇すれば増加するので、温度によるコレクタ電流の増加は、バイポーラトランジスタの温度をさらに上昇させ、コレクタ電流が異常に上昇して熱暴走に至ることがある。

【 0 0 0 7 】

図 1 0 に示す従来のバイアス回路は、温度補償抵抗 R と温度補償ダイオード D_i を用いて、温度上昇による高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q のコレクタ電流 I_c の増加を抑制しようとするものである。温度補償ダイオード D_i の電流電圧特性における順方向の立上がりは、温度上昇と共に低電圧側にシフトするので、その等価抵抗 R_{di} は温度の上昇と共に低下する。

10

【 0 0 0 8 】

一方、バイアス回路 5 の出力電圧 V_{out} は、基準電圧 V_{ref} を温度補償抵抗 R と温度補償ダイオード D_i の等価抵抗 R_{di} とを用いて分圧することにより得られるので、前記出力電圧 V_{out} は温度上昇と共に低下する。この出力電圧 V_{out} の低下により、バイポーラトランジスタ Q のベース電圧 V_b が低下し、ベース電流 I_b の減少を通じて温度上昇によるコレクタ電流 I_c の増加が抑制される。

20

【 0 0 0 9 】

このように、熱暴走の防止を目的として、バイポーラトランジスタのバイアス回路に温度補償ダイオード D_i を挿入し、温度上昇によるコレクタ電流 I_c の増加を抑制する方法が従来から用いられてきた。しかしこの方法は、熱暴走の防止に対しては有効であるが、温度補償抵抗 R を挿入したため、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q の性能としてもっとも重要な、高周波信号 R_{Fin} の入力電力 P_{in} に対する高周波信号の出力電力 P_{out} の伸びが低下するという重大な問題を生じていた。

【 0 0 1 0 】

高周波信号 R_{Fin} を入力し、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q を非線形領域で動作させれば、バイポーラトランジスタ Q の内部を流れる高周波電流が一種の整流作用を受け、結果としてベース電流 I_b を増加させる。このベース電流 I_b の増加はコレクタ電流 I_c を増加させ、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q の非線形性による出力飽和を軽減し、高周波信号の出力電力 P_{out} が増加するという、高周波電力増幅器として極めて望ましい効果が得られる。

30

【 0 0 1 1 】

しかし、図 1 0 に示すバイアス回路 5 が接続されれば、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q の非線形領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加が温度補償抵抗 R を流れる電流 I_r を増加させ、バイアス回路 5 の出力電圧 V_{out} と高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q のベース電圧 V_b を下降させることになり、非線形領域の動作による高周波信号の出力電力 P_{out} の増加の作用が打ち消されるという問題点を生じていた。

40

【 0 0 1 2 】

【 発明が解決しようとする課題 】

上記したように、従来の高周波電力増幅用バイポーラトランジスタのバイアス回路は、温度上昇による熱暴走の防止に対しては有効であるが、一方、非線形領域での動作において、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタが示す一種の整流作用に基づく高周波信号の出力電力の伸びが打ち消されるという、高周波電力増幅器として見過ごすことのできない重大な問題点が含まれていた。

【 0 0 1 3 】

本発明は上記の問題点を解決すべくなされたもので、温度上昇による熱暴走を防止すると同時に、非線形動作領域での高周波信号の出力電力の伸びが打ち消されることのない、高

50

周波電力増幅用バイポーラトランジスタのバイアス回路を提供することを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】

本発明のトランジスタのバイアス回路は、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタを非線形領域で動作させる際、高周波信号入力時におけるベース電流の増加を打ち消すことなく温度補償を行うことが可能な回路を具備することを特徴とする。

【0015】

具体的には本発明のトランジスタのバイアス回路は、バイポーラトランジスタと、電界効果トランジスタと、第1、第2の抵抗とを備え、前記バイポーラトランジスタのエミッタは接地され、前記バイポーラトランジスタのコレクタとベースは互いに接続され、前記バイポーラトランジスタのコレクタとベースとの接続点は前記第1の抵抗の一方の端子に接続され、前記第1の抵抗の他方の端子には制御電圧が印加され、前記バイポーラトランジスタのコレクタとベースとの接続点は前記電界効果トランジスタのゲートに接続され、前記電界効果トランジスタのソースは前記第2の抵抗の一方の端子に接続され、前記第2の抵抗の他方の端子は接地され、前記電界効果トランジスタのドレインには基準電圧が印加され、前記電界効果トランジスタのソースと前記第2の抵抗の一方の端子との接続点から高周波電力用バイポーラトランジスタのベースにバイアス電圧が出力されることを特徴とする。

10

【0018】

また本発明のトランジスタのバイアス回路は、第1及び第2のバイポーラトランジスタと、高周波電力用バイポーラトランジスタと、第1及び第2の抵抗とを備え、前記第1のバイポーラトランジスタのエミッタは接地され、前記第1のバイポーラトランジスタのコレクタとベースは互いに接続され、前記第1のバイポーラトランジスタのコレクタとベースとの接続点は、前記第1の抵抗の一方の端子に接続され、前記第1の抵抗の他方の端子には制御電圧が印加され、前記第1のバイポーラトランジスタのコレクタとベースの接続点は、前記第2のバイポーラトランジスタのベースに接続され、前記第2のバイポーラトランジスタのエミッタは前記第2の抵抗の一方の端子に接続され、前記第2の抵抗の他方の端子は接地され、前記第2のバイポーラトランジスタのコレクタには基準電圧が印加され、前記第2のバイポーラトランジスタのエミッタと前記第2の抵抗の一方の端子との接続点から前記高周波電力用バイポーラトランジスタのベースにバイアス電圧が出力され、前記高周波電力用バイポーラトランジスタの温度特性は前記第1のバイポーラトランジスタの温度特性と等しく、前記第2のバイポーラトランジスタのビルトイン電圧は前記第1のバイポーラトランジスタ及び高周波電力用バイポーラトランジスタのビルトイン電圧よりも小さいことを特徴とする。

20

30

【0020】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。

【0021】

図1は、本発明の第1の実施の形態に係る高周波電力増幅用バイポーラトランジスタのバイアス回路の構成を示す図である。図1に示す本発明のバイアス回路1は、温度補償バイポーラトランジスタQ1と、温度補償抵抗R1と、電界効果トランジスタQ2と、電界効果トランジスタQ2のソースバイアス抵抗R2から構成される。

40

【0022】

温度補償バイポーラトランジスタQ1のエミッタは接地され、ベースとコレクタは温度補償抵抗R1の一方の端子に接続され、温度補償抵抗R1の他方の端子には制御電圧V_{ref1}が印加される。温度補償バイポーラトランジスタQ1のベース及びコレクタと温度補償抵抗R1の一方の端子との接続点は、電界効果トランジスタQ2のゲートに接続され、電界効果トランジスタQ2のソースはソースバイアス抵抗R2を介して接地される。

【0023】

電界効果トランジスタQ2のドレインには基準電圧V_{ref2}が印加され、電界効果トランジ

50

スタのソースとソースバイアス抵抗 R_2 との接続点から、バイアス回路 1 の出力電圧 V_{out} が取り出される。出力電圧 V_{out} は図 1 の右側に示す高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q のベースに接続され、ベース電圧 V_b とベース電流 I_b とを供給する。高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q の回路構成は、先に述べた図 10 と同様であるから説明を省略する。次に、図 1 に示す本発明のバイアス回路 1 の動作を説明する。

【0024】

バイアス回路 1 の温度補償抵抗 R_1 を流れる電流を I_1 、温度補償バイポーラトランジスタ Q_1 のベース電流を I_2 、コレクタ電流を I_3 、電界効果トランジスタのドレイン電流を I_4 、ソースバイアス抵抗 R_2 の電流を I_5 とする。

【0025】

高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q の電流増幅率を β とすれば、そのベース電流 I_b とコレクタ電流 I_c との間には、 $I_b = I_c / \beta$ の関係がある。また、ベース電圧 V_b はベース電流 I_b を流すためベースに加える電圧であり、これらは、いづれも外部回路構成によらず高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q の特性のみに依存する量として定められる。

【0026】

また、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q のベース・エミッタ間抵抗を R_{be} とし、電界効果トランジスタ Q_2 のドレイン・ソース間抵抗を R_{ds} とすれば、バイアス回路 1 の出力電圧 V_{out} を高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q のベース電圧 V_b と等しくするためには、ソースバイアス抵抗 R_2 及びベース・エミッタ間抵抗 R_{be} からなる並列抵抗と、ドレイン・ソース間抵抗 R_{ds} からなる抵抗分圧回路とを用いて、基準電圧 V_{ref2} を分圧すればよい。

【0027】

バイアス回路 1 の出力電圧 V_{out} は、制御電圧 V_{ref1} である程度制御することが可能であるから、 $R_{be} \gg R_2$ なるようにすれば、ドレイン・ソース間抵抗 R_{ds} とソース抵抗 R_2 のみで V_{out} と V_b とを等しくするための抵抗分圧比を決定することができる。

【0028】

高周波信号 R_{Fin} を入力し、バイアス回路 1 を用いて高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q を非線形領域で動作させれば、電界効果トランジスタ Q_2 のゲート・ソース間電圧 V_{gs} 、及び、ドレイン・ソース間電圧 V_{ds} も入力信号レベルに応じて変化するので、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q にベース電流を供給する電界効果トランジスタ Q_2 の作用を一定にするためには、電界効果トランジスタ Q_2 の動作点を電流飽和領域の深いところ（動作点が多少変化してもドレイン・ソース間抵抗 R_{ds} が変化しない位置）に設定しなければならない。また、電界効果トランジスタ Q_2 の電流供給能力は、非線形領域において高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q に流れるベース電流を供給するに十分なゲート幅が必要であることはいうまでもない。

【0029】

温度補償バイポーラトランジスタ Q_1 の温度特性は、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q の温度特性と等しくし、電界効果トランジスタ Q_2 のゲート電圧 $V_g = V_{gs} + V_b$ を電流飽和領域の深い位置に設定する。このゲート電圧 V_g の設定は、温度補償抵抗 R_1 と温度補償バイポーラトランジスタ Q_1 のコレクタ・エミッタ間抵抗 R_{ce1} とを用いて、制御電圧 V_{ref1} を抵抗分割することにより行う。このとき、電界効果トランジスタ Q_2 としてデプレッション型電界効果トランジスタを用いれば、制御電圧 V_{ref1} を $0V$ から V_b までの低い電圧範囲に設定することができる利点がある。第 1 の実施の形態におけるバイアス回路 1 の動作は次のとおりである。

【0030】

先に図 10 において、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q の非線形領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加が、温度補償抵抗 R を流れる電流 I_r を増加させ、このためベース電圧 V_b が低下し、非線形領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加が打ち消されることを説明した。

10

20

30

40

50

【0031】

しかし、図1に示す本発明のバイアス回路1を用いれば、前記ベース電流 I_b の増加が電界効果トランジスタQ2のドレイン・ソース間抵抗 R_{ds} を流れる電流 I_4 を増加させ、このためベース電圧 V_b が下降し、非線形領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加が打ち消されようとするれば、このベース電圧 $V_b (= V_{out})$ の下降により電界効果トランジスタQ2のゲート・ソース間電圧 V_{gs} が大となり、ドレイン電流 I_4 が増加し、このドレイン電流 I_4 の増加が、打ち消されようとしたベース電流 I_b を補うように作用するので、非線形領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加がドレイン・ソース間抵抗 R_{ds} により打ち消される現象を回避することができる。

【0032】

また、温度が上昇すれば、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタQのベース電流 I_b 、コレクタ電流 I_c が増加し、熱暴走の危険性を生じる。しかしこのとき、図1に示す温度補償バイポーラトランジスタQ1のベース電流 I_2 、及びコレクタ電流 I_3 も同様に増加するので、温度補償抵抗 R_1 を流れる電流 I_1 が増加する。したがって、電界効果トランジスタQ2のゲート電圧 V_g が低下し、ドレイン電流 I_4 が減少する。このドレイン電流 I_4 の減少が高周波電力増幅用バイポーラトランジスタQのベース電流 I_b を減少させ、前記温度上昇による I_b の増加を抑制し、コレクタ電流 I_c の増加による高周波電力増幅用バイポーラトランジスタQの熱暴走を防止することができる。

【0033】

次に図2を用いて本発明の第2の実施の形態について説明する。第2の実施の形態におけるバイアス回路2は、第1の実施の形態におけるバイアス回路1の温度補償バイポーラトランジスタQ1を、温度補償ダイオード D_i に置き換えることにより得られる。第2の実施の形態のバイアス回路2の動作は次のとおりである。

【0034】

第1の実施の形態と同様に、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタQの非線形領域での動作で生じたベース電流 I_b の増加が、電界効果トランジスタQ2のドレイン・ソース間抵抗 R_{ds} を流れる電流 I_4 の増加を通じてベース電圧 V_b を低下させ、非線形領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加が打ち消されようとするれば、電界効果トランジスタQ2のゲート・ソース間電圧 V_{gs} が大となってドレイン電流 I_4 が増加し、ベース電流 I_b を補うように作用するので、非線形領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加が打ち消される現象を回避することができる。

【0035】

温度が上昇すれば、温度補償ダイオード D_i の等価抵抗 R_{di} が減少し、電界効果トランジスタQ2のゲート電圧 V_g が低下するので、電界効果トランジスタQ2のドレイン電流 I_4 が減少する。このドレイン電流 I_4 の減少が高周波電力増幅用バイポーラトランジスタQのベース電流 I_b を減少させ、前記温度上昇による I_b の増加が抑制されるので、温度上昇で生じたコレクタ電流 I_c の増加による高周波電力増幅用バイポーラトランジスタQの熱暴走を防止することができる。

【0036】

次に、図3を用いて本発明の第3の実施の形態について説明する。第3の実施の形態におけるバイアス回路3は、第1の実施の形態におけるバイアス回路1の電界効果トランジスタQ2をバイポーラトランジスタQ2に置き換えることにより得られる。第3の実施の形態のバイアス回路3の動作は次のとおりである。

【0037】

高周波電力増幅用バイポーラトランジスタQの非線形領域における動作でのベース電流 I_b の増加が、バイポーラトランジスタQ2のコレクタ・エミッタ間抵抗 R_{ce2} を流れるコレクタ電流 I_4 を増加させ、このためベース電圧 V_b を低下させ、前記非線形領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加が打ち消されようとするれば、このベース電圧 V_b の低下によりバイポーラトランジスタQ2のベース・エミッタ間電圧 V_{be2} が大となり、コレクタ電流 I_4 が増加し、打ち消されようとしたベース電流 I_b を補うように作用するので、非線形

10

20

30

40

50

領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加がコレクタ・エミッタ間抵抗 R_{ce2} により打ち消される現象を回避することができる。

【0038】

また、温度が上昇すれば、温度補償バイポーラトランジスタ Q_1 のベース電流 I_2 、コレクタ電流 I_3 が増加するので、温度補償抵抗 R_1 を流れる電流 I_1 が増加する。したがって、バイポーラトランジスタ Q_2 のベース電圧 V_{b2} が低下し、ベース・エミッタ間電圧 V_{be2} が小となり、バイポーラトランジスタ Q_2 のコレクタ電流 I_4 が減少する。このドレイン電流 I_4 の減少が温度上昇による高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q のベース電流 I_b を減少させ、熱暴走を防止することができる。

【0039】

第3の実施の形態において、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q と温度補償バイポーラトランジスタ Q_1 は、温度特性がほぼ等しいものを用いる必要がある。このため、図3に示す回路を動作させる条件として、バイポーラトランジスタ Q_2 は、 Q 、 Q_1 に比べてエミッタ・ベース間接合のビルトイン電圧の小さいものを用いなければならない。

【0040】

例えば、 Q 、 Q_1 としてシリコンバイポーラトランジスタを用いたとすれば、 Q_2 はシリコンとは材料物性の異なるヘテロバイポーラトランジスタとし、エミッタ・ベース間接合のビルトイン電圧が小さくなるように材料を選択すればよい。もし Q 、 Q_1 、 Q_2 としていづれもシリコンバイポーラトランジスタを用いるのであれば、図3に示す回路において、 Q_1 のベース、コレクタ、エミッタの少なくともいづれか1つに抵抗を挿入しなければなら

【0041】

次に、図4を用いて本発明の第4の実施の形態について説明する。第4の実施の形態におけるバイアス回路4は、第1の実施の形態におけるバイアス回路1の電界効果トランジスタ Q_2 をバイポーラトランジスタ Q_2 に置き換え、かつ温度補償バイポーラトランジスタ Q_1 を、温度補償ダイオード D_i に置き換えることにより得られる。第4の実施の形態のバイアス回路4の動作は、次のとおりである。

【0042】

第3の実施の形態と同様に、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q の非線形領域における動作で生じるベース電流 I_b の増加が、バイポーラトランジスタ Q_2 のコレクタ・エミッタ間抵抗 R_{ce2} を流れるコレクタ電流 I_4 を増加させ、このためベース電圧 V_b を低下させ、前記非線形領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加を打ち消そうとすれば、このベース電圧 V_b の低下によりバイポーラトランジスタ Q_2 のベース・エミッタ間電圧 V_{be2} が大となり、コレクタ電流 I_4 が増加し、打ち消されようとしたベース電流 I_b を補うように作用するので、非線形領域における動作で生じたベース電流 I_b の増加を打ち消す現象を回避することができる。

【0043】

また、温度が上昇すれば温度補償ダイオード D_i の等価抵抗 R_{di} が減少し、バイポーラトランジスタ Q_2 のゲート電圧 V_{b2} が低下し、そのベース・エミッタ間電圧 V_{be2} が小となるので、バイポーラトランジスタ Q_2 のコレクタ電流 I_4 が減少する。このコレクタ電流 I_4 の減少が高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q のベース電流 I_b を減少させるので、前記温度上昇による I_b の増加が抑制され、したがって、コレクタ電流 I_c の増加による高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q の熱暴走を防止することができる。

【0044】

第4の実施の形態において、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q と温度補償ダイオード D_i は、温度特性がほぼ等しいものを用いる必要がある。このため、図4に示す回路を動作させる条件として、バイポーラトランジスタ Q_2 のエミッタ・ベース間接合のビルトイン電圧は、高周波電力増幅用バイポーラトランジスタ Q のエミッタ・ベース間接合、および温度補償ダイオード D_i の接合のビルトイン電圧に比べて小さくなければならない。

10

20

30

40

50

【0045】

例えば、 Q_1 、 D_1 として、それぞれシリコンバイポーラトランジスタ、およびシリコンダイオードを用いたとすれば、 Q_2 はシリコンとは材料物性の異なるヘテロバイポーラトランジスタとし、エミッタ・ベース間接合のビルトイン電圧が小さくなるように材料を選択すればよい。もし Q_1 、 D_1 、 Q_2 としていづれもシリコンを用いたとすれば、図4に示す回路において、 D_1 のアノード、カソードのいづれかに抵抗を挿入しなければならない。

【0046】

次に、図5乃至図9を用いて本発明の第5の実施の形態について説明する。第5の実施の形態では、第1の実施の形態におけるバイアス回路1の出力電圧 V_{out} をベース電圧 V_b として印加した場合の高周波電力増幅用トランジスタ Q_1 の動作特性と、前記ベース電圧 V_b を定電圧にした場合の動作特性と、前記ベース電圧 V_b として従来のバイアス回路5の出力電圧 V_{out} を印加した場合の動作特性とを互いに比較して説明する。第2乃至第4の実施の形態の動作特性については、定性的には第1の実施の形態の動作特性と同様であるから、詳細な説明を省略する。

10

【0047】

高周波増幅用トランジスタ Q_1 の入力電力 P_{in} に対するベース電圧 V_b の依存性を図5に示す。以下、図5乃至図9において、測定に用いた周波数はいずれも1.8GHzである。横軸の入力電力は対数スケールで表示された入力電力 P_{in} の値である。例えば、横軸の数字10は10mW、20は100mW、30は1Wを示す。0、120、180における測定結果がそれぞれ実線、1点鎖線、及び破線で示されている。角印はベース電圧 V_b が定電圧源に接続された場合、丸印はベース電圧 V_b が図10に示す従来のバイアス回路5に接続された場合、三角印はベース電圧 V_b が図1に示す本発明のバイアス回路1に接続された場合の測定結果を示す。

20

【0048】

横軸の数値が15までは、いずれの場合もベース電圧 V_b は入力電力 P_{in} によらず一定であるが、横軸の数値が15乃至20を越えれば、従来例のベース電圧 V_b は、入力電力 P_{in} の増加と共に大幅に低下し、温度補償抵抗 R による V_b 低下の影響が大きいことが示される。これに対して本発明の場合には、ベース電圧 V_b の低下は小さく、ほぼ定電圧源に接続された場合に近い結果が得られる。

【0049】

このことから、第1の実施の形態で述べたように、図1に示すバイアス回路1を用いれば、電界効果トランジスタ Q_2 の作用により、高周波電力増幅用トランジスタ Q_1 の非線形領域における動作でのベース電圧 V_b の低下が回避されることがわかる。

30

【0050】

次に、高周波電力増幅用トランジスタ Q_1 のベース電流 I_b の、高周波信号の入力電力 P_{in} に対する依存性を図6に示す。0、及び180における測定結果が実線と破線で示されている。図5において説明した V_b の低下に対応して、従来例の場合には、非線形領域における動作で生じるベース電流 I_b の増加が打ち消されるが、本発明の場合には、電界効果トランジスタ Q_2 の作用により、高周波電力増幅用トランジスタ Q_1 の非線形領域における動作で生じるベース電流 I_b の増加は、ほぼ定電圧源に接続した場合に近い値に接近することがわかる。

40

【0051】

次に、高周波信号の出力電力 P_{out} の入力電力 P_{in} に対する依存性を図7に示す。測定温度は全て室温である。図5及び図6の結果に対応して、従来例では、非線形領域の動作において、入力電力 P_{in} に対する出力電力 P_{out} の伸びが抑制されるが、本発明の場合には、ほぼ定電圧源に接続した場合に近い値まで出力電力 P_{out} の値が接近することがわかる。

【0052】

次に、図8及び図9を用いて本発明のバイアス回路1の高周波電力増幅用トランジスタ Q_1 に対する熱暴走防止の効果を説明する。図8にベース電流 I_b の温度依存性を示す。測定

50

のパラメータは入力電力 P_{in} であり、図 6 に対応してベース電流 I_b が入力電力 P_{in} と共に増加する傾向を読み取ることができる。

【0053】

本発明のバイアス回路 1 を用いれば、入力電力 P_{in} を大とすれば、ほぼ定電圧の場合に近いベース電流 I_b が得られるが、その温度による増加の程度は定電圧の場合に比べて小さく、熱暴走が抑制されることがわかる。従来例では、温度特性は平坦であり熱暴走の抑制効果は大きい、ベース電流 I_b の値が小さく、非線形領域の動作におけるベース電流 I_b の増加が打ち消されることがわかる。

【0054】

図 9 にコレクタ電流 I_c の温度依存性を示す。先に説明したように、コレクタ電流 I_c の温度変化はベース電流 I_b に比べて、より直接的に高周波電力増幅用トランジスタ Q の熱暴走に影響を与える。ベース電圧が定電圧源に接続された場合には、コレクタ電流 I_c が温度と共に顕著に増加するので熱暴走の危険性が高いが、本発明の場合には、従来例に近いコレクタ電流 I_c のゆるやかな温度依存性が得られるので熱暴走を生じる恐れがない。

10

【0055】

なお、本発明は上記の実施の形態に限定されることはない。例えば前記第 1、第 2 の実施の形態において、電界効果トランジスタ Q2 として、デプレッション型電界効果トランジスタを用いる場合について説明したが、必ずしもこれに限定されるものではない、制御電圧 V_{ref1} の値を高く設定すれば、エンハンスメント型電界効果トランジスタでも同様に用いることができる。

20

【0056】

また、図 1、図 2 において、電界効果トランジスタ Q2 を M E S F E T (Metal- Semiconductor Field Effect Transistor) として図示したが、必ずしも M E S F E T に限定されるものではない。デプレッション型又は、エンハンスメント型の M O S F E T (Metal-Oxide Field Effect Transistor) であっても同様に用いることができる。

【0057】

また、前記第 3、第 4 の実施の形態のバイポーラトランジスタ Q2 として、シリコンバイポーラトランジスタを用いたが、必ずしもシリコンバイポーラトランジスタに限定されるものではない。化合物半導体材料からなる H B T (Hetro- Bipolar Transistor) を用いれば、材料の種類を選定することにより動作電圧を下げるので、シリコンバイポーラトランジスタに比べて、制御電圧 V_{ref1} の値を低くすることができる利点がある。その他本発明の要旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施することができる。

30

【0058】

【発明の効果】

上述したように本発明の高周波電力増幅用トランジスタのバイアス回路を用いれば、高周波信号の入力時における高周波電力増幅用トランジスタの非線形領域での動作におけるベース電流の増加が打ち消されずに、ベース電流及びコレクタ電流の温度補償を行うことができるので、温度上昇による高周波電力増幅用トランジスタの熱暴走を防止すると同時に、非線形領域での動作において、高周波信号の出力電力の伸びが大きい高周波電力増幅用バイポーラトランジスタのベース電圧のバイアス回路を提供することが可能になる。

40

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施の形態に係るバイアス回路の構成を示す図。

【図 2】本発明の第 2 の実施の形態に係るバイアス回路の構成を示す図。

【図 3】本発明の第 3 の実施の形態に係るバイアス回路の構成を示す図。

【図 4】本発明の第 4 の実施の形態に係るバイアス回路の構成を示す図。

【図 5】ベース電圧 V_b の高周波入力電力 P_{in} に対する依存性を示す図。

【図 6】ベース電流 I_b の高周波入力電力 P_{in} に対する依存性を示す図。

【図 7】高周波出力電力 P_{out} の高周波入力電力 P_{in} に対する依存性を示す図。

【図 8】ベース電流 I_b の温度依存性を示す図。

【図 9】コレクタ電流 I_c の温度依存性を示す図。

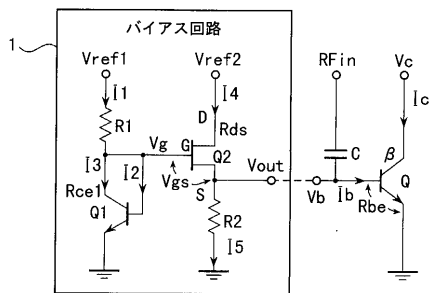
50

【図10】従来のバイアス回路の構成を示す図。

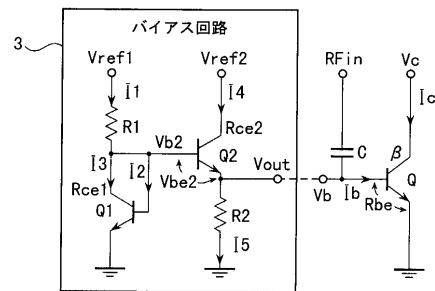
【符号の説明】

- 1 ... 第1の実施の形態におけるバイアス回路
- 2 ... 第2の実施の形態におけるバイアス回路
- 3 ... 第3の実施の形態におけるバイアス回路
- 4 ... 第4の実施の形態におけるバイアス回路

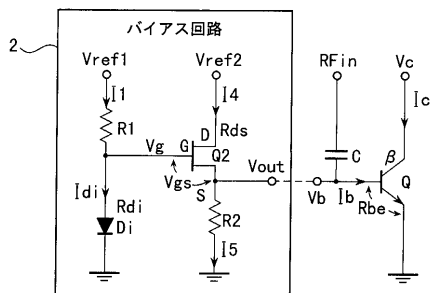
【図1】



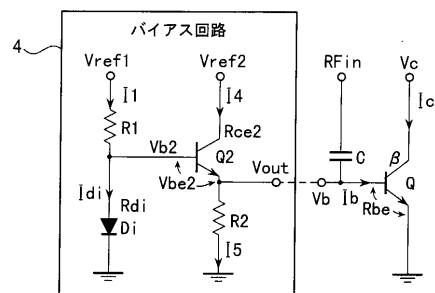
【図3】



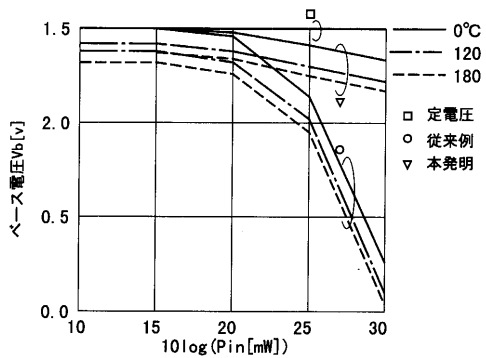
【図2】



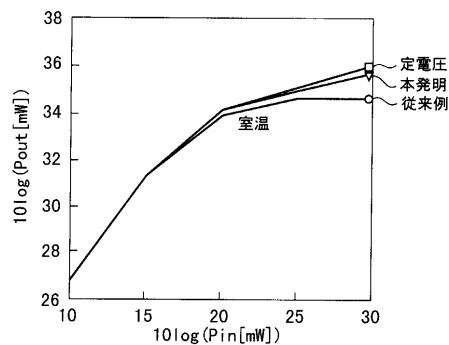
【図4】



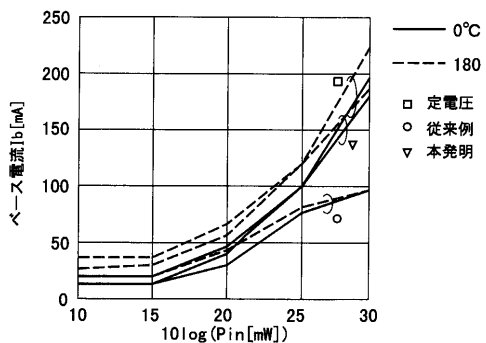
【 図 5 】



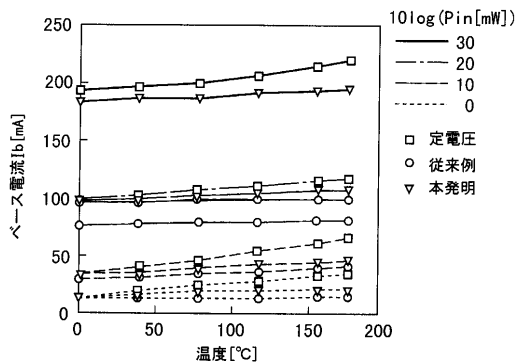
【 図 7 】



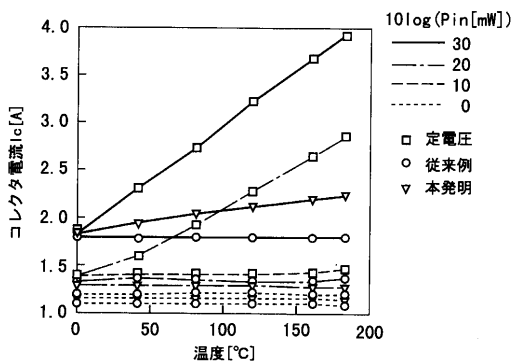
【 図 6 】



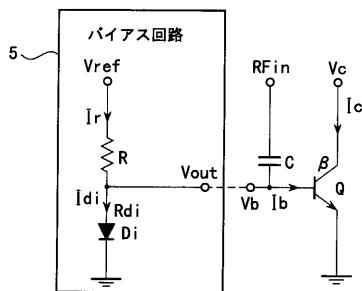
【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I

H 0 1 L 21/8249 (2006.01)

(74)代理人 100088683

弁理士 中村 誠

(74)代理人 100070437

弁理士 河井 将次

(72)発明者 細井 紀男

神奈川県川崎市川崎区駅前本町25番地1 東芝マイクロエレクトロニクス株式会社内

(72)発明者 阿部 寛之

神奈川県川崎市川崎区駅前本町25番地1 東芝マイクロエレクトロニクス株式会社内

審査官 萩原 周治

(56)参考文献 特開昭64-066961(JP,A)

特開平07-135253(JP,A)

特開平03-203264(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)

H01L 21/8222

H01L 21/822

H01L 21/8248

H01L 21/8249

H01L 27/04

H01L 27/06