

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2006-129444

(P2006-129444A)

(43) 公開日 平成18年5月18日(2006.5.18)

(51) Int. Cl.			F I			テーマコード (参考)		
H03F	3/24	(2006.01)	H03F	3/24		5J100		
H03F	3/189	(2006.01)	H03F	3/189		5J500		
H03G	3/10	(2006.01)	H03G	3/10	B	5K060		
H04B	1/04	(2006.01)	H04B	1/04	B			

審査請求 未請求 請求項の数 16 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2005-223902 (P2005-223902)
 (22) 出願日 平成17年8月2日 (2005.8.2)
 (31) 優先権主張番号 特願2004-286998 (P2004-286998)
 (32) 優先日 平成16年9月30日 (2004.9.30)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(71) 出願人 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
 特許業務法人 日東国際特許事務所
 (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 大西 正己
 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 松本 秀俊
 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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波電力増幅器および高周波電力増幅器モジュール

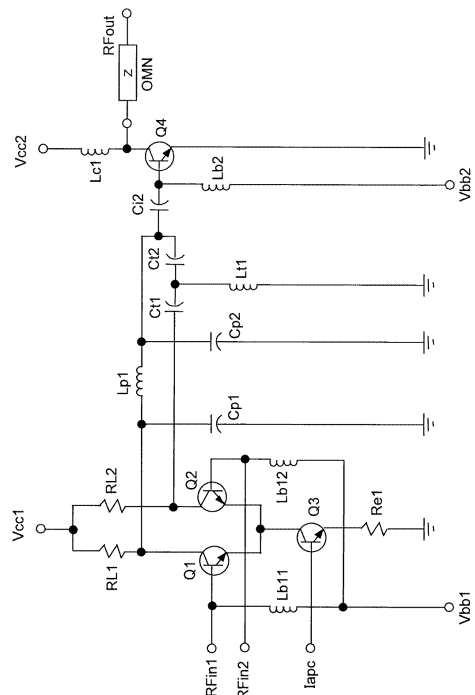
(57) 【要約】

【課題】 従来の電力増幅器と比較して低雑音、高安定で良好な制御特性を有する高周波電力増幅器を提供する。

【解決手段】 電力増幅器の初段をQ1, Q2で構成する差動増幅器とし、初段と2段目との段間にキャパシタCp1, Cp2, Ct1, Ct2とインダクタLp1, Lt1の受動素子からなる平衡-不平衡変換兼段間整合回路を設け、2段目を不平衡シングルエンド型回路とする。差動増幅器の構成をエミッタカップル型として、そのエミッタ電流を決定する電流源電流を変化させることにより初段増幅器の出力制御を行う。

【選択図】 図1

図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

初段増幅器が差動増幅器で構成され、前記初段増幅器と 2 段目増幅器との段間に受動素子で構成された平衡 - 不平衡変換兼段間整合回路が設けられて成り、前記 2 段目が不平衡シングルエンド型回路で構成されることを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 2】

請求項 1 において

前記初段電力増幅器の負荷が、インダクタンスであることを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 3】

請求項 1 において、

前記差動増幅器はエミッタ同士が接続されたエミッタカップル型であり、前記エミッタ同士に接続される電流源電流により前記初段増幅器の出力制御を行うことを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 4】

請求項 1 において、

前記差動増幅器はソース同士が接続されたソースカップル型であり、前記ソース同士に接続される電流源電流により前記の初段増幅器の出力制御を行うことを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 5】

請求項 1 において、

前記初段増幅器と 2 段目増幅器との段間に受動素子で構成された平衡 - 不平衡変換兼段間整合回路は、第 1 および第 2 の段間整合用キャパシタと第 1 の段間整合用インダクタで型接続された段間整合回路と、第 3 および第 4 の段間整合用キャパシタと第 2 の段間整合用インダクタで T 型接続された段間整合回路とで構成されることを特徴とする高周波電力増幅器。

【請求項 6】

初段増幅器が差動増幅器で構成され、前記初段増幅器と 2 段目増幅器との段間に受動素子で構成された平衡 - 不平衡変換兼段間整合回路が設けられて成り、前記 2 段目が不平衡シングルエンド型回路で構成された高周波電力増幅器を具備して成ることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

【請求項 7】

請求項 6 において、

前記初段電力増幅器の負荷が、インダクタンスであることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

【請求項 8】

請求項 6 において、

前記差動増幅器はエミッタ同士が接続されたエミッタカップル型であり、前記エミッタ同士に接続される電流源電流により前記初段増幅器の出力制御を行うことを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

【請求項 9】

請求項 6 において、

前記差動増幅器はソース同士が接続されたソースカップル型であり、前記ソース同士に接続される電流源電流により前記の初段増幅器の出力制御を行うことを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

【請求項 10】

請求項 6 において、

前記平衡 - 不平衡変換兼段間整合回路は、第 1 および第 2 の段間整合用キャパシタと第 1 の段間整合用インダクタで型接続された段間整合回路と、第 3 および第 4 の段間整合用キャパシタと第 2 の段間整合用インダクタで T 型接続された段間整合回路と、前記第 1

10

20

30

40

50

の段間整合用インダクタと前記第4の段間整合用キャパシタに一端が接続されると共に他端が前記2段目増幅器の入力に接続された第5の段間整合用キャパシタとで構成されることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

【請求項11】

請求項10において、

前記差動増幅器を構成する差動対トランジスタ及び電流源抵抗と、前記2段目の増幅器と、前記第5の段間整合用キャパシタとが、同一半導体基板上に集積化されて成るMMICで構成されることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

【請求項12】

請求項11において、

前記MMICは、さらに前記型接続された段間整合回路と、前記T型接続された段間整合回路とが前記半導体基板上に集積化されて成ることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

10

【請求項13】

請求項11において、

前記MMIC以外の回路部品は表面実装形チップ部品、もしくはモジュール基板上の配線層を用いた伝送線路としてモジュール基板上に搭載若しくは形成されて成ることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

【請求項14】

請求項12において、

前記MMIC以外の回路部品は表面実装形チップ部品、もしくはモジュール基板上の配線層を用いた伝送線路としてモジュール基板上に搭載若しくは形成されて成ることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

20

【請求項15】

請求項12において、

前記モジュール基板は、アルミナセラミクス基板であることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

【請求項16】

請求項13において、

前記モジュール基板は、アルミナセラミクス基板であることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は高周波移動体通信用端末に用いられる高周波電力増幅器、およびそれが他の部品と共に単一のモジュール基板上に搭載されて成る高周波電力増幅器モジュールに関し、特に出力雑音電力と出力制御勾配を低減した差動入力の高周波電力増幅器および高周波電力増幅器モジュールに関する。

【背景技術】

【0002】

従来、この種の電力増幅器として、特開2002-76954号公報(特許文献1)に開示される構成が知られている。図4はその回路ブロック図である。電力増幅器10は、差動増幅器11と、シングル増幅器12と、コンデンサ13とで構成され、差動増幅器11の出力側とシングル増幅器12の入力側がコンデンサ13を介して接続されている。なお、図4において、参照符号1はアンテナ、2はフィルタ、3はアイソレータ、4はカプラである。

40

【0003】

また、他の従来の高周波増幅器の構造として、特開2002-164797号公報(特許文献2)に高出力電圧制御発振器が開示されている。図5は、その回路ブロック図である。制御電圧が入力される入力端子110と、この入力端子110に入力された制御電圧

50

が供給される電圧制御発振器 14 と、この電圧制御発振器 14 の出力が供給されるとともに複数個の増幅回路 19 ~ 20 が直列に接続されて形成された電力増幅部 17 と、この電力増幅部 17 の出力が供給される出力端子 18 とを備え、前記電圧制御発振器 14 と前記電力増幅部 17 の少なくとも初段の増幅回路 19 は平衡増幅回路で形成されるとともに前記電力増幅部 17 内に平衡・不平衡変回路を設けた構成である。なお、図 5 において、参照符号 15 は電圧制御発振部出力端子、16 は整合回路、120 は共振回路、130 は平衡増幅回路、22 は電力制御端子、23 はパッケージである。

【0004】

【特許文献 1】特開 2002 - 76954 号公報

【特許文献 2】特開 2002 - 164797 号公報

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

高周波移動体通信端末に用いられる電力増幅器においては、おおむね 0 dBm 前後の前段の増幅器の出力信号をアンテナ出力以上まで増幅する必要がある。特に GSM (Global System for Mobile Communications) 方式の端末に用いられる電力増幅器の場合、33 dBm 程度のアンテナ出力が要求される。電力増幅器とアンテナの間に挿入されるフィルタおよびスイッチの損失が 1 dB 程度以上あることを考慮すると、34 dBm 以上の出力が必要とされる。すなわち、最低でも 34 dB 程度以上の電力利得が必要とされる。さらに、GSM 方式では電力増幅器出力に線形性が要求されないため、一般に効率を向上させるために電力増幅器の出力を飽和させて使用する。従って、電力増幅器の線形利得は最低限必要な 34 dB よりも 5 ~ 10 dB 高い 39 ~ 44 dB 程度とするのが一般的である。そのため、GSM 方式の端末に用いられる電力増幅器は特開 2002 - 164797 号公報にも示されているように、通常 3 段増幅器で構成される。ところが一般的に増幅器の段数が増加するほど増幅器の位相補償が困難となり、発振が生じやすくなる。そのため、GSM 方式で用いられる 3 段増幅器は発振しやすく、また CDMA (Code Division Multiple Access) 方式等に用いられる 2 段増幅器と比較して小型化が困難であるという問題があった。

20

【0006】

また、この様に利得の高い増幅器では出力雑音も増大する。通信端末においては不要輻射、特に端末の受信周波数 (以下 Rx と称する) 帯域における不要輻射を低減する必要から、その最大値が規定されている。GSM 方式の規格では、端末の Rx 帯域の輻射を最大 -79 dBm / 100 kHz 以下と規定している。

30

【0007】

一般に、移動体通信においては、送信周波数 (以下 Tx と称する) は数百 MHz ~ 2 GHz 程度であり、一方、端末の送信周波数 Tx 帯域と Rx 帯域とは数十 MHz 程度 (GSM 方式では 20 MHz) しか離れていない。そのため、端末の Rx 帯域における電力増幅器の増幅器利得と雑音指数 (以下 NF と称する) は Tx 帯域でのそれとほぼ等しい。したがって、電力増幅器の Tx 帯域における電力利得と NF とを掛け合わせる (dB 表示では足し合わせる) ことにより、Rx 帯域において生じる雑音電力の下限が求められる。

40

【0008】

GSM 用電力増幅器の利得は先に述べたように 39 ~ 44 dB 程度であり、室温における熱雑音が -124 dBm / 100 kHz であるので、-79 dBm / 100 kHz の規定を満たすには雑音指数 1 ~ 6 dB (PG = 39 dB の場合、-124 + NF + 39 - 79 から NF = 6 dB となる) が必要となる。この雑音指数は一般の低雑音増幅器のそれ (1 GHz 近辺で 0.5 ~ 2 dB) と比較すると、大きい値であるが、電力増幅器の雑音設計に関しては通常の高雑音増幅器で行われる雑音低減手法は適用困難であり、通常的设计で雑音指数 1 ~ 6 dB を実現するのは容易ではない。

【0009】

通常の高雑音低減手法 (入力を雑音最小となる整合とすること、電流に比例するショット

50

雑音を低減するために初段電流を最小限にすること)が、電力増幅器に適用困難な理由は以下のとおりである。まず、一般に雑音最小の整合と無反射整合とは整合インピーダンスが異なるので、雑音最小となる整合では電力増幅器の初段から前段の増幅器に向けて反射電力が戻るために前段の不安定動作を引き起こす可能性がある。また、初段電流は初段に必要とされる出力で決まり、低雑音増幅器のような低電流動作では十分な初段出力が得られない。

【0010】

このように、GSM方式の電力増幅器のR×帯雑音に関しては、通常の雑音指数で決まる雑音のみでGSM方式の規格値に近い雑音が発生するが、それに加えて、電力増幅器の飽和動作のために、線形増幅器では生じない付加雑音が発生する。以下にこの付加雑音について述べる。増幅器が飽和動作、すなわち非線形動作することで周波数混合器と同様の効果により周波数変換が生じる。具体的には、増幅器の入力端子から入力された高周波信号に対して、トランジスタのバイアス供給回路からの低周波(例えば20MHz)の雑音信号、あるいはトランジスタ自身の低周波雑音信号が混合されて両者の周波数の和、もしくは差の周波数の信号が生じる。

10

【0011】

いま、GSM方式ではT×帯の最高周波数とR×帯の最低周波数との差は先に述べたように20MHzであるので、T×信号と20MHzの雑音信号が和周波数に変換されるとR×帯周波数での雑音となる。したがって、電力増幅器について、この非線形性に基づく周波数変換雑音を低減する必要があるが、従来の増幅器ではこの雑音を低減することが困難であるという問題があった。

20

【0012】

さらに、GSM方式の電力増幅器の出力制御性に関しては、わずかな制御電圧の変化によって出力が大きく変化するという、制御勾配が過大な状態になりやすく、特に3段増幅器のすべての増幅段に対して出力制御を行うと、制御勾配が3倍となって、特に制御勾配過大な状態に陥りやすいという問題点があった。

【0013】

上記の要請に対して、特開2002-76954号公報(特許文献1)では、CDMA方式の信号について、初段を差動増幅器、後段をシングルエンド増幅器で構成して、初段において発生する3次歪と後段における3次歪について、振幅がほぼ等しく符号が逆になるように調整することで歪を低減する技術を開示している。しかしながら、この技術はCDMA方式の線形電力増幅器に関する技術であり、飽和動作するGSM方式を考慮した技術ではない。また、上記の低周波雑音がT×帯の高周波信号と混合されてR×帯の雑音となる機構は、後述するように2次、若しくは4次といった偶数次の効果であり、3次歪の効果ではない。したがって、この従来例はR×帯雑音の低減にはほとんど寄与しない。また、CDMA方式向け電力増幅器は一般に利得一定で使用されるため、上記制御勾配の急峻さとは関係がない。さらに、CDMA方式向け電力増幅器は一般にGSM方式用増幅器よりも低利得であるため、上記発振の問題についても特に示されていない。

30

【0014】

他の従来の高周波増幅器の構造である特開2002-164797号公報(特許文献2)においては、GSM方式の電力増幅器を含む電圧制御発信器が開示されているが、電力増幅器部分は増幅段19, 20, 21を有する3段増幅器であり、また、その各々に制御端子22から制御を行う方式である。したがって、位相補償が困難で発振しやすく、2段増幅器構成と比較して小型化に不利であり、制御勾配が過大な状態に陥りやすいという問題点があった。また、R×帯雑音低減については何も開示されていない。

40

【課題を解決するための手段】

【0015】

本明細書において開示される発明のうち代表的な一つを示せば、次の通りである。すなわち、本発明に係る高周波電力増幅器は、初段増幅器が差動増幅器で構成され、前記初段増幅器と2段目増幅器との段間に受動素子で構成された平衡-不平衡変換兼段間整合回路

50

が設けられて成り、前記２段目増幅器が不平衡シングルエンド型回路で構成されることを特徴とするものである。

【 0 0 1 6 】

また、本発明に係る高周波電力増幅器モジュールは、初段増幅器が差動増幅器で構成され、前記初段増幅器と２段目増幅器との段間に受動素子で構成された平衡 - 不平衡変換兼段間整合回路が設けられて成り、前記２段目が不平衡シングルエンド型回路で構成された高周波電力増幅器を具備して成ることを特徴とする。

【 発明の効果 】

【 0 0 1 7 】

初段を差動増幅器とし、段間に受動素子で平衡 - 不平衡変換回路を構成することで、初段の入出力伝達特性を奇関数にすることができる。これにより、低周波信号を $T \times$ 帯の高周波信号と混合して $R \times$ 帯周波数の信号に変換する効果を抑圧することが可能である。また、平衡 - 不平衡変換回路を用いることで最大 3 dB の電力利得を得ることができるため、電力増幅器を２段で構成でき、小型で発振安定性の確保できた増幅器が得られる。さらに、２段構成の電力増幅器で、初段の出力を電流源電流で制御することにより制御勾配の緩やかな増幅器を実現することができる。本発明の高周波電力増幅器によれば、低雑音、高安定で良好な制御特性を得ることができる。

10

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 1 8 】

以下、添付図面を参照しながら本発明に係る高周波電力増幅器の実施例について詳細に説明する。

20

【 実施例 1 】

【 0 0 1 9 】

まず、図 1 に示した回路構成図を用いて本発明に係る高周波電力増幅器の第 1 実施例の構成を説明する。図 1 において、 $R F i n 1$ および $R F i n 2$ は各々正相および逆相入力端子、 $Q 1$ および $Q 2$ は初段の信号増幅用バイポーラトランジスタ、 $Q 3$ は電流源トランジスタである。

【 0 0 2 0 】

また、 $I a p c$ は初段制御入力端子、 $R L 1$ および $R L 2$ は負荷抵抗、 $R e 1$ は電流源抵抗、 $L b 1 1$ および $L b 1 2$ は初段ベースバイアス供給用インダクタ、 $V b b 1$ および $V b b 2$ は各々初段および出力段のベースバイアス端子である。 $V c c 1$ および $V c c 2$ は各々初段および出力段のコレクタ電源端子、 $C p 1$ 、 $C p 2$ 、 $C t 1$ 、 $C t 2$ 、および $C i 2$ は段間整合用キャパシタ、 $L p 1$ および $L t 1$ は段間整合用インダクタ、 $L b 2$ は出力段ベースバイアス供給用インダクタ、 $Q 4$ は出力段バイポーラトランジスタ、 $L c 1$ は出力段コレクタ電源供給用インダクタ、 $O M N$ は出力整合回路、そして $R F o u t$ は出力端子である。

30

【 0 0 2 1 】

次に、本実施例の動作を説明する。入力端子 $R F i n 1$ および $R F i n 2$ には、前段の差動増幅器（不図示）から互いに位相が 180 度異なる正相および逆相の信号が入力される。トランジスタ $Q 1$ 、および $Q 2$ は差動増幅器を構成し、各々の電流の和が定電流源 $Q 3$ を流れる電流と等しくなるように動作する。キャパシタ $C p 1$ 、 $C p 2$ と、インダクタ $L p 1$ は π 型に接続され、キャパシタ $C t 1$ 、 $C t 2$ と、インダクタ $L t 1$ は T 型に接続される。

40

【 0 0 2 2 】

これらの回路では、正相および逆相の信号の位相が各々 ± 90 度回転し、その結果、段間整合用キャパシタ $C i 2$ との接続部では、正相および逆相の信号が同位相となって $C i 2$ に供給される。すなわち、 $C p 1$ 、 $C p 2$ 、 $L p 1$ 、 $C t 1$ 、 $C t 2$ 、 $L t 1$ で構成される回路は、平衡 - 不平衡変換回路であって、段間整合回路でもある。平衡 - 不平衡変換された信号は段間整合用キャパシタ $C i 2$ を介して出力トランジスタ $Q 4$ に供給され、 $Q 4$ の出力は出力整合回路 $O M N$ を介して出力端子 $R F o u t$ に供給される。

50

【0023】

ここで、初段は差動増幅器であって、その出力は平衡 - 不平衡変換回路で合成されるので、その入出力伝達特性は図3に示すように、バイアス点を中心とした点対称の特性を示す。なお、図3において初段制御入力端子Iapcに入力される制御バイアスは矢印の方向に大きくなる。点対称のグラフは奇関数で表されるので、入出力特性は奇関数で表される。

【0024】

今、入力信号と低周波雑音の周波数をそれぞれ ω_0 、 ω_1 として、トランジスタ Q_1 、 Q_2 に入力される信号電圧 V_{in} を、次の式(1)で表す。

$$V_{in} = \exp(j\omega_0 t) + \exp(j\omega_1 t) \dots (1)$$

ここで、 ω_1 である。

【0025】

出力を V_{out} とすると、入出力伝達特性の比線形性を3次の項まで考慮した場合、次の式(2)となる。

【0026】

$$V_{out} = A \cdot V_{in} + B \cdot P_{in}^3 \dots (2)$$

式(2)に式(1)を代入すると、次の式(3)が得られる。

$$V_{out} = A \{ \exp(j\omega_0 t) + \exp(j\omega_1 t) \} + B \{ \exp(j3\omega_0 t) + 3 \exp(j(3\omega_0 t + \omega_1)t) + 3 \exp(j(\omega_0 t + 3\omega_1)t) + \exp(j(3\omega_1)t) \} \dots (3)$$

ω_0 近傍に現れる周波数成分は $3B \cdot \exp(j(\omega_0 t + 3\omega_1)t)$ のみであるが、この項は ω_1 を含むので、無視できるほど微小な項である。したがって、奇関数で表わされる入出力伝達特性を持った電力増幅器では低周波雑音と信号との混合に起因する R_x 帯雑音の増大は生じない。3次よりも高次の項についても同様の議論が成り立ち、偶数次の項がなければ低周波雑音が信号と混合されて R_x 帯雑音に変換されることはない。

【0027】

本実施例の電力増幅器の R_x 帯雑音を測定したところ、 $-83 \text{ dBm} / 100 \text{ kHz}$ となり、初段に差動段を使わない増幅器の場合の R_x 帯雑音 $-80 \text{ dBm} / 100 \text{ kHz}$ を大きく下回った。

【0028】

また、バイポーラトランジスタの相互コンダクタンス g_m は電流に比例し、電圧増幅率は、「 $g_m \times$ 負荷抵抗」で表される。本実施例の電力増幅器の出力制御特性を測定したところ、出力制御勾配の最大値は $200 \text{ dB} / \text{V}$ となり、初段に差動段を使わない場合の $500 \text{ dB} / \text{V}$ を大きく下回った。

【0029】

さらに、本実施例の2段増幅器で構成された電力増幅器の負荷インピーダンスを、 V_{SWR} (電圧定在波比) 1:9に保ったまま位相角を変化させたところ、発振は生じなかった。一方、ほぼ同じトランジスタを用いて初段増幅器をシングルエンドにして構成した3段構成の電力増幅器では、ある特定の位相角近傍で発振が生じた。すなわち、本実施例の発明では、従来の電力増幅器と比較して低雑音、かつ、高安定で良好な制御特性を得ることができた。

【0030】

なお、本実施例ではバイポーラトランジスタを用いた回路について述べているが本発明の本質は、初段の入出力伝達特性が奇関数になるということである。この条件が満たされれば、増幅素子はMESFET, MOSFETでも本実施例と同様の結果が得られることはいうまでもない。

【0031】

また、段間の整合回路を兼ねたT型、ならびにπ型の回路についても、キャパシタ C_{p2} 、 C_{t1} をそれぞれ除去して、どちらの回路もL型回路に変換した場合でも、周波数帯域は狭くなるものの、適当な定数を選ぶことで平衡 - 不平衡変換を実現できるのも明らか

10

20

30

40

50

である。

【実施例 2】

【0032】

本発明に係る差動入力の高周波電力増幅器の第 2 実施例の構成を、図 2 を用いて説明する。図 2 では、第 1 実施例の電力増幅器の初段負荷を抵抗 $RL1$ および $RL2$ からインダクタ $LL1$, $LL2$ に変えている。その結果、初段の効率が向上し、出力 34 dBm 時の効率が、第 1 実施例の場合の 52% から 55% に向上した。

【実施例 3】

【0033】

実施例 3 の構成を図 6 および図 7 を用いて説明する。図 6 は本実施例の高周波電力増幅器を 1 個のパッケージに構成した高周波電力増幅器モジュールの斜視図であり、図 7 はその回路図である。

10

【0034】

図 6 および図 7 において、 $Lin11$, $Lin12$ は入力整合インダクタ、 $Cin11$ および $Cin12$ は入力整合容量、 $LL1$ および $LL2$ は負荷インダクタ、 $Cc1$ は電源安定化キャパシタ、 $Line1$ および $Line2$ は出力整合用伝送線路、 $Co1$, $Co2$, $Co3$ は出力整合用キャパシタである。また、 202 は増幅用トランジスタ、電流源抵抗 $Re1$, および整合用キャパシタ $ci2$ を集積化した $MMIC$ であり、上記以外の回路部品は図 1 と同様である。図 1 において出力整合回路 OMN として示した部分は、伝送線路 $Line1$, $Line2$ および整合容量 $Co1$, $Co2$, $Co3$ により構成した。

20

【0035】

これらの部品は図 6 に示すように、表面実装形チップ部品、もしくはモジュール基板上の配線層を用いた伝送線路として、モジュール基板 204 上に搭載もしくは形成し、高周波電力増幅器モジュールを構成した。チップ部品は、すべて $0.6 \times 0.3\text{ mm}$ のいわゆる 0603 部品を用いた。増幅用 $MMIC$ 202 の寸法は 1.2 mm 角、モジュール基板 204 は 4 層の多層アルミナセラミクスであり、基板厚さは 0.5 mm 、基板寸法は 6 mm 角である。図 6 には示していないが、モジュールは樹脂封止され、樹脂封止後のモジュール寸法は $6 \times 6 \times 1.5\text{ mm}$ である。

【0036】

本実施例では、図 7 に示すように、増幅器を構成するトランジスタ $Q1 \sim Q4$ と、段間整合回路のうち $ci2$ と電流源抵抗 $Re1$ とを、トランジスタと同一半導体基板上に集積化した $MMIC$ 202 として構成し、部品の実装面積を低減した。さらに、チップ部品として、 0603 部品を用いることで $6 \times 6 \times 1.5\text{ mm}$ と小型の電力増幅器を実現した。

30

【0037】

本実施例の動作は実施例 2 と同様であって、インダクタ負荷の初段が差動増幅動作することでベースバイアス電圧 $Vb1$ 端子から入力される低周波雑音が $R \times$ 帯雑音に変換されるのが抑制されるため、 $-83\text{ dBm} / 100\text{ kHz}$ と低い $R \times$ 帯雑音を実現した。また、実施例 2 と同様に、インダクタ負荷の初段が高効率で動作するために増幅器効率として 55% の高い効率を得た。

【0038】

本実施例の構成に拠れば、 $6 \times 6 \times 1.5\text{ mm}$ と小型で雑音の小さい高周波電力増幅器を提供できる。なお、本実施例では基板材料としてアルミナセラミクスを用いたが、樹脂多層基板等を用いても同様のモジュールが構成可能であるのは勿論である。

40

【実施例 4】

【0039】

実施例 4 の構成を、図 8 および図 9 を用いて説明する。図 8 は本実施例の高周波電力増幅器を 1 個のパッケージに構成した高周波電力増幅器モジュールの斜視図であり、図 9 はその回路図である。

【0040】

本実施例は、実施例 3 における $Cp1$ 、 $Cp2$ 、 $Lp1$ 、 $Ct1$ 、 $Ct2$ 、 $Lt1$ の平

50

衡 - 不平衡変換兼段間整合回路を、図 9 に示すように、MMIC 202 に集積化した。これらの素子は、実施例 3 では図 7 に示すようにチップ部品で構成され、MMIC 202 の外部にあった。これらの素子を MMIC に内蔵とすることにより、増幅用 MMIC 202 の寸法は 1.4 mm 角と実施例 3 の 1.2 mm 角よりも大きくなったが、モジュール基板 204 上に搭載する部品数を 6 個削減した。これによりモジュール基板寸法は 5 × 6 mm と実施例 3 よりもさらに小型化した。

【0041】

本実施例の動作は実施例 2、3 と同様であって、実施例 2、3 と同様に -83 dBm / 100 kHz と低い R x 帯雑音を実現した。また、実施例 2、3 と同様に、増幅器効率として 55% の高い効率を得た。

10

【0042】

本実施例の構成に拠れば、5 × 6 × 1.5 mm と小型で雑音の小さい高周波電力増幅器を提供できる。なお、本実施例では基板材料としてアルミナセラミクスを用いたが、樹脂多層基板等を用いても同様のモジュールが構成可能であるのは勿論である。

【0043】

以上、本発明の好適な実施例について説明したが、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、本発明の精神を逸脱しない範囲内において、種々の設計変更をなし得ることは勿論である。

【図面の簡単な説明】

【0044】

20

【図 1】本発明に係る高周波電力増幅器の第 1 実施例を示す回路図。

【図 2】本発明に係る高周波電力増幅器の第 2 実施例を示す回路図。

【図 3】実施例 1 の増幅器の入出力特性を示す図。

【図 4】電力増幅器の従来例を示すブロック図。

【図 5】電力増幅器の別の従来例を示すブロック図。

【図 6】実施例 3 の高周波電力増幅器モジュールの斜視図。

【図 7】実施例 3 の高周波電力増幅器モジュールの回路図。

【図 8】実施例 4 の高周波電力増幅器モジュールの斜視図。

【図 9】実施例 4 の高周波電力増幅器モジュールの回路図。

【符号の説明】

30

【0045】

Q 1 , Q 2 1 ... バイポーラトランジスタ、Q 3 ... 電流源トランジスタ、I a p c ... 初段制御入力端子、R L 1、R L 2 ... 負荷抵抗、R e 1 ... 電流源抵抗、L b 1 1 , L b 1 2 ... 初段ベースバイアス供給用インダクタ、V b b 1 , V b b 2 ... ベースバイアス端子、V c c , V c c 1 , V c c 2 ... コレクタ電源端子、C p 1 , C p 2 , C t 1 , C t 2 ... 段間整合用キャパシタ、L t 1 , L p 1 ... 段間整合用インダクタ、L b 2 ... ベースバイアス供給用インダクタ、Q 4 ... 出力段バイポーラトランジスタ、L c 1 ... 出力段コレクタ電源供給用インダクタ、O M N ... 出力整合回路、R F o u t ... 出力端子。

【 図 1 】

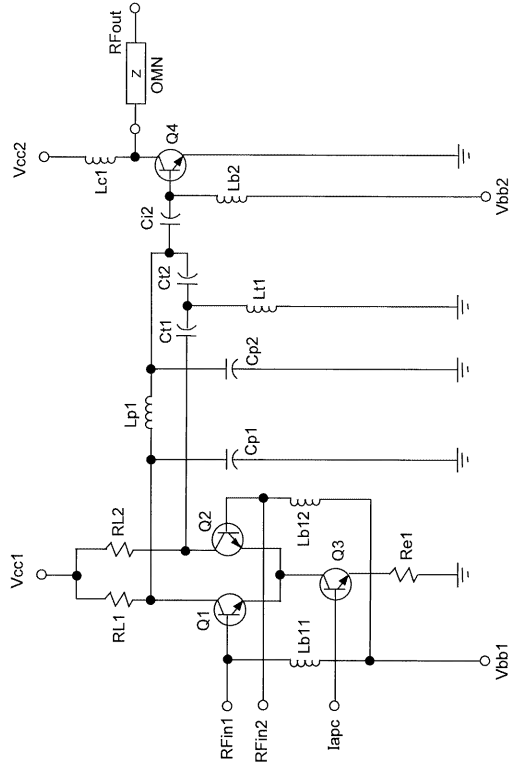


図 1

【 図 2 】

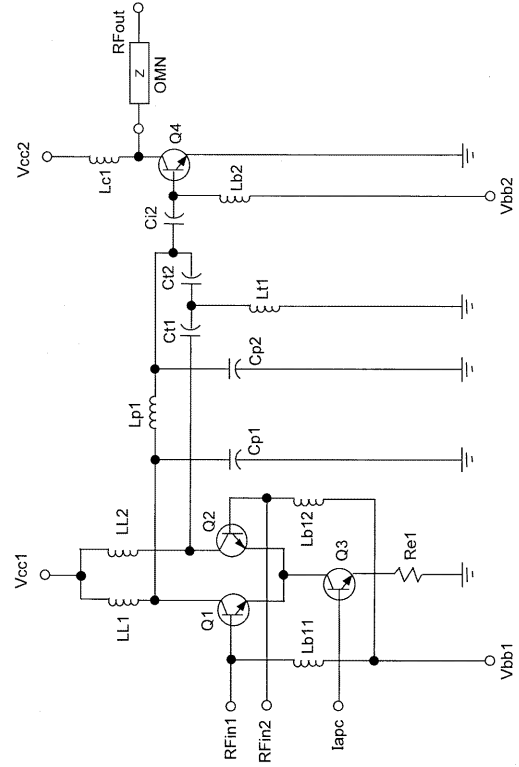


図 2

【 図 3 】

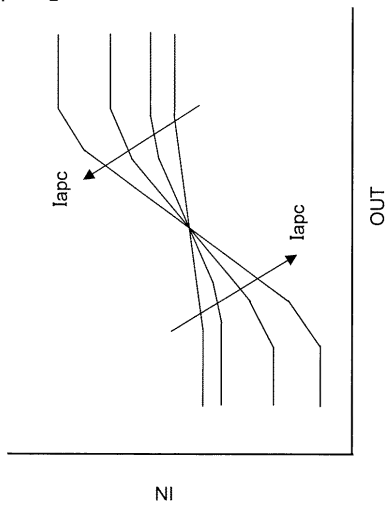


図 3

【 図 4 】

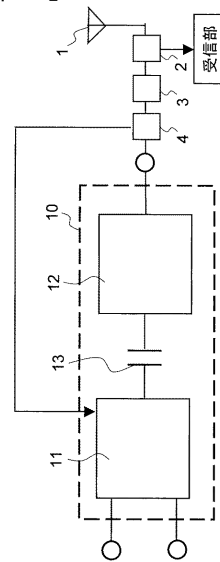


図 4

【 図 5 】

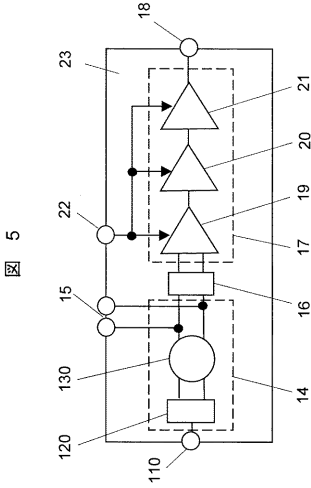


図 5

【 図 6 】

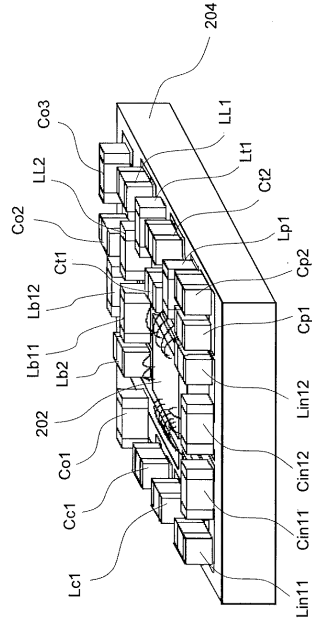


図 6

【 図 7 】

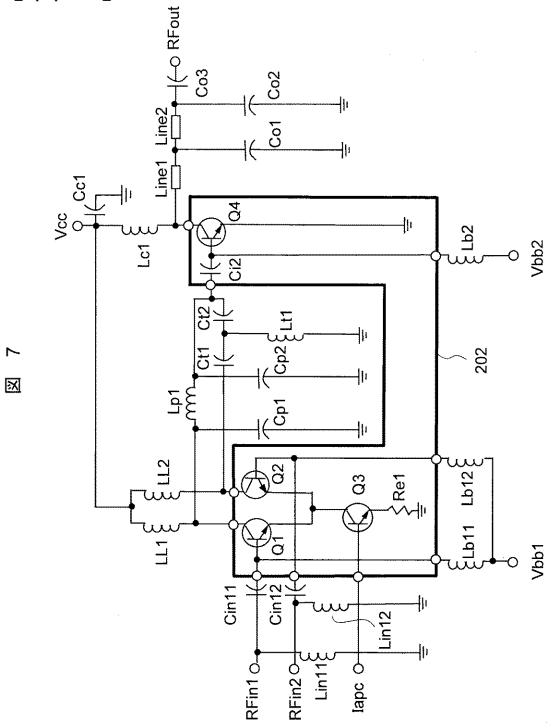


図 7

【 図 8 】

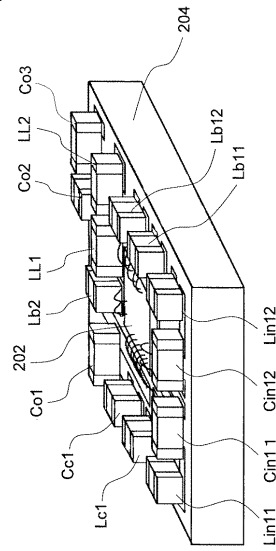
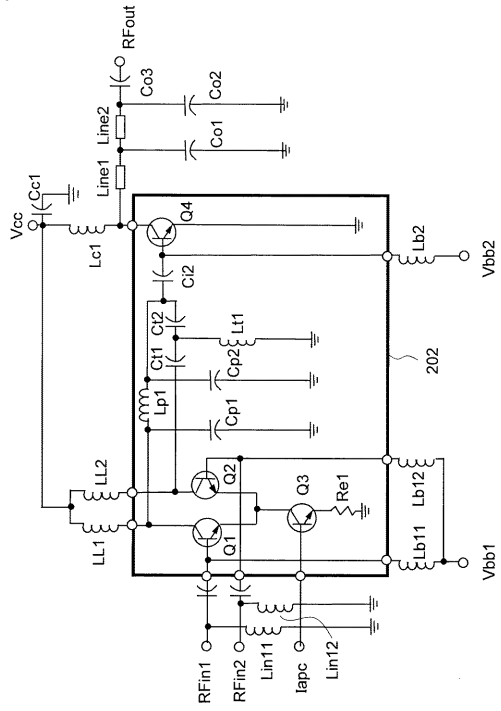


図 8

図 9

【 図 9 】



フロントページの続き

(72)発明者 栗山 哲

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

Fターム(参考) 5J100 AA15 BA05 BB01 BB21 BC02 DA06 EA02 FA01

5J500 AA04 AA41 AC00 AC41 AF00 AH02 AH25 AH29 AH32 AH33

AK00 AK02 AK06 AK29 AK47 AK66 AK68 AM08 AM21 AQ04

AS14 AT01 CK04 WU08

5K060 BB07 CC04 DD04 HH06 JJ02 JJ03 JJ04 JJ08 LL07