

明 細 書

発明の名称：マイクロ波増幅器

技術分野

[0001] この発明は、能動素子を用いるマイクロ波またはミリ波帯などの高周波帯で使用されるマイクロ波増幅器に関する。より詳しくは、異なる周波数の複数の通信キャリアが同時に入力されるマイクロ波増幅器に関する。

背景技術

[0002] 通信用途におけるマイクロ波増幅器では、一定の運用帯域にて異なる周波数の複数の通信キャリアが同時に入力される場合がある。しかし、マイクロ波増幅器においては、異なる周波数の複数の通信キャリアの間で発生するビート信号により、複数通信キャリア間の相互作用が発生しうる。

[0003] 例えば特許文献１は、増幅するマイクロ波信号に多数の通信キャリア周波数が含まれる場合でも歪み特性を改善するマイクロ波増幅器を提案している。特許文献１のマイクロ波増幅器では、ＦＥＴ（電界効果トランジスタ）のドレインに、マイクロ波信号の通信キャリア周波数で高インピーダンスとなり、複数の通信キャリア周波数に起因して発生するビート信号の周波数で低インピーダンスとなるフィルタ回路を接続し、その他端と接地電位（ＧＮＤ）との間にビート信号を短絡するコンデンサを接続する。

[0004] また、特許文献２には、マイクロ波増幅器のマルチ通信キャリア増幅時に問題となる低周波帯での利得を大きく低減させて増幅器入出力側の低周波成分を低減することが記載されている。特許文献２のマイクロ波増幅器は、半導体素子を有するマイクロ波増幅回路と入力側および出力側伝送線路との各接続点に、それぞれ所定の長さを有するバイアス供給線路の一端が接続され、バイアス供給線路の他端にそれぞれコンデンサが接続される。そして、入力側バイアス回路の入力側伝送線路への接続点とマイクロ波増幅回路の入力端子との間に、抵抗とコンデンサとの並列回路が装荷される。

[0005] なお、マイクロ波増幅器において超高周波電力の損失が少なく、かつ低周

波における半導体素子の動作を安定させるため、バイアス供給回路に抵抗を付加することが知られている。例えば、特許文献3の超高周波半導体回路は、バイアス回路中の抵抗に、所要の周波数近傍の超高周波では十分小さなリアクタンスを有し、かつ低周波において大きなリアクタンスを有するような容量値をもつコンデンサを並列に設けるように構成されている。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：特開平11-136045号公報

特許文献2：特開平11-41042号公報

特許文献3：特開昭62-209909号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0007] 特許文献1のマイクロ波増幅器では、LC共振回路を使用し、複数の周波数間で発生するビート信号の周波数において、増幅器から見たインピーダンスを低下させることにより、複数の通信キャリアの間の相互作用を抑制する。しかし、特許文献1に記載されている方法では、LC共振回路を使用するため、低周波領域でも電気長に寄与するインダクタンス成分が存在することとなり、特定の周波数では低インピーダンスを実現しうるものの、運用周波数帯域を拡大した場合には、逆にインピーダンスは高まる場合があった。

[0008] この効果により、広帯域の運用条件下でマイクロ波増幅器に複数通信キャリアを入力した場合、特定のビート信号の周波数条件において、通信キャリア間の相互の影響が増大し、利得低下、歪み量増加といった性能劣化に繋がる問題があった。

[0009] 特許文献2は、低周波領域の入力信号に対する利得を抑制することが目的であって、通信キャリア間の相互の影響による利得低下、歪み量増加といった性能劣化に対処するものではない。また、電源供給回路に抵抗が直列に加えられたため、直流電力の消費量を増大させるデメリットを有する。

[0010] 特許文献3の超高周波半導体回路では、FET単体の利得が高い、低周波

の利得を低下できるので、外乱（ノイズ等）や帰還等による増幅器としての発振等の不安定動作が防止される。しかし、ピート信号は能動素子の出力側で発生するので、特許文献3の技術ではピート信号の影響を抑えることができない。

[0011] この発明は上記の問題点を解決するためになされたものであり、複数通信キャリアを広帯域で入力した場合についても、特定のピート信号の周波数関係に依りて発生する極端な性能劣化を抑制することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0012] 上記目的を達成するため、本発明の観点に係るマイクロ波増幅器は、マイクロ波信号を能動素子を用いて増幅するマイクロ波増幅器であって、能動素子の出力端子とバイアス電圧源との間に接続される、マイクロ波増幅器の増幅対象の周波数における1/4波長の電気長を有する線路、および、その線路のバイアス電圧源に接続する端子とマイクロ波増幅器の基準電位を定める接地との間に接続される第1の容量素子、から構成されるバイアス回路と、線路のバイアス電圧源に接続する端子と接地との間に、直列に接続される抵抗体および第2の容量素子を含む共振回路と、を備える。

発明の効果

[0013] 本発明によれば、広帯域で複数の任意周波数通信キャリアを入力した場合についても通信キャリア間の相互作用を抑制し、通信キャリアの入力数および通信キャリア間の周波数関係によらない安定的な動作を可能とする。

図面の簡単な説明

[0014] [図1]本発明の実施の形態1に係るマイクロ波増幅器の回路図である。
 [図2]一般的なバイアス回路を有するマイクロ波増幅器の回路図である。
 [図3]通信帯域内の2波により生じる相互作用を示す図である。
 [図4]実施の形態1に係るマイクロ波増幅器で使用される第2の容量素子の特性例を示す図である。
 [図5]ピート信号の周波数領域において能動素子から見たインピーダンスを示

す図である。

[図6]複数通信キャリア入力時に共振回路の抵抗の有無による通信キャリアの利得の変化を示す図である。

[図7]本発明の実施の形態2に係るマイクロ波増幅器の回路図である。

[図8]本発明の実施の形態3に係るマイクロ波増幅器の回路図である。

発明を実施するための形態

[0015] (実施の形態1)

図1は、本発明の実施の形態1に係るマイクロ波増幅器の回路図である。

マイクロ波増幅器は、能動素子である増幅器11の出力端子とバイアス電圧源13との間に、マイクロ波増幅器の増幅対象の周波数 λ_g における $1/4$ 波長の電気長 $\lambda_g/4$ を有する線路20が接続される。増幅器11は、例えばFET(電界効果トランジスタ)から構成され、FETのゲートが入力端子であり、ドレインが出力端子である。線路20のバイアス電圧源13が接続される端子とマイクロ波増幅器の基準電位を定める接地10との間に、コネクタ14(第1の容量素子)が接続される。また、線路20のバイアス電圧源13が接続される端子と接地10との間に、抵抗体15およびコネクタ16(第2の容量素子)が直列に接続される。

[0016] ここで、マイクロ波増幅器に複数の周波数の通信キャリアが入力される場

合に、通信キャリアの間の相互作用を説明する。図2は、一般的なバイアス回路を有するマイクロ波増幅器の回路図である。マイクロ波増幅器は、能動素子で構成された増幅器11の出力部に通信キャリアの周波数を取り出す増幅器出力ポート12と、DC電力を供給するためのバイアス電圧源13を接続するポートが設けられている。増幅器11とバイアス電圧源13の間には、プリント基板での波長短縮率も考慮した通信キャリアの波長 λ_g に対応する線路長 $\lambda_g/4$ の線路20が接続されている。そして、その線路20の端部に通信キャリア周波数に対して短絡点を形成するための通信帯域短絡用のコネクタ14で構成されたバイアス回路が設けられている。

[0017] この構成により、理想的には増幅器11に通信キャリアの周波数の損失を

与えることなく、バイアス電圧源 13 から直流電力を供給することができる。なおコンデンサ 14 の代わりに通信帯域に対し短絡と見せるためのオープンスタブを使用する場合や、またバイアス回路の代わりにインダクタ等で代用することも可能である。

[0018] 図 3 は、通信帯域内の 2 波により生じる相互作用を示す図である。図 3 では、増幅器 11 の入力波と出力波の電力の大きさが、それぞれ周波数 $\omega 1$ の信号電力に対する比で表されている。周波数 $\omega 1$ の通信キャリア 1 と周波数 $\omega 2$ の通信キャリア 2 の電力はそれぞれ電力 $P 1$ [W]、 $P 2$ [W] である。増幅器 11 のゲイン G によって、通信キャリア 1 の電力 $P 1$ [W] は、電力 $G \cdot P 1$ [W] に増幅される。増幅器 11 が周波数 $\omega 1$ および周波数 $\omega 2$ を含む周波数範囲で線形利得を有し、通信キャリア 2 の周波数 $\omega 2$ でも同じゲイン G とすれば、通信キャリア 2 の出力波の電力は本来、図 3 の右端の実線矢印とその上の点線矢印 4 の長さを加えた $G \cdot P 2$ [W] になる。

[0019] ところが、通信キャリア 1 ($\omega 1$) および通信キャリア 2 ($\omega 2$) によって、 $(\omega 2 - \omega 1)$ の周波数のビート信号 3 が発生する。ビート信号 3 の周波数 $(\omega 2 - \omega 1)$ において、増幅器 11 から見た出力側のインピーダンス $(R + j X)$ (j : 虚数単位) は有限の値なので、増幅器 11 の出力側にはビート信号 3 の電力 $P b$ に比例した電圧変動 $\delta V b$ が発生する。

$$\delta V b = (P b (R + j X))^{1/2} [V]$$

[0020] その結果、通信キャリア 1 とビート信号 3 のミキシングにより通信キャリア 2 にかかる印加電圧が低下し、通信キャリア 2 の利得が低下する。利得の低下量は以下に依存する。

(1) ビート信号 3 の電力 $P b$ [W]

(2) ビート信号 3 の周波数における増幅器 11 からみたインピーダンス $(R + j X)$ [Ω]

(3) 通信キャリア 1 に対する出力電力 $(G \cdot P 1)$ [W]

すなわち、複数の通信キャリア 1 および通信キャリア 2 の間で発生するビート信号 3 により、複数通信キャリア間の相互作用 (図 3 の点線矢印 4) が

発生する。

[0021] 本実施の形態 1 に係るマイクロ波増幅器では、図 1 に示すように、コンデンサ 14 が接続された箇所に接続される、抵抗体 15 とコンデンサ 16 の直列回路を備える。図 4 は、実施の形態 1 に係るマイクロ波増幅器で使用する第 2 の容量素子の特性例を示す図である。図 1 のマイクロ波増幅器で使用するコンデンサ 16（第 2 の容量素子）は、増幅対象の周波数において最も低い周波数 f_L と最も高い周波数 f_H の間で発生するビート信号の最大周波数 $f_{b\max} (= f_H - f_L)$ が、図 4 に示すように、自己共振周波数 17 以下となるように選定されているものとする。また抵抗体 15 の抵抗値は、例えば、線路の特性インピーダンスが $50\ \Omega$ 系の場合には、寄生抵抗も含め $2\ \Omega \sim 25\ \Omega$ の比較的低いインピーダンスの値を選定し、共振を抑制できる値にする必要がある。

[0022] A. 増幅対象の周波数における動作

コンデンサ 14 は通信帯域短絡用に容量が設定されるので、増幅対象の周波数ではゼロ Ω （短絡）とみなせる。よって、 $1/4$ 波長の線路 20 とコンデンサ 14 との接続点から、バイアス電圧源 13 側の回路は見えてこない。そして、線路 20 と主線路（増幅器 11 の出力側）との接続点から見たバイアス電圧源 13 側のインピーダンスは、無限大とみなせるので、所用の周波数における出力損失は発生しない。この時通信帯域の周波数 f_1 に対してコンデンサ 14 の容量が C_1 であれば、それによるインピーダンスは、虚数単位を j として $1 / (j 2 \pi f_1 \cdot C_1)$ の絶対値に対応し、一般にはその値が $1\ \Omega$ 以下となるようにコンデンサの容量を選定する。

[0023] B. ビート信号の周波数（低周波）における動作

コンデンサ 14 は通信帯域短絡用であるので、ビート信号の周波数ではインピーダンスは有限値となり、 $1/4$ 波長の線路 20 とコンデンサ 14 との接続点からバイアス電圧源 13 側の回路が見えてくる。容量 $= C$ の周波数 f におけるインピーダンス $= 1 / (j 2 \pi f \cdot C)$ によれば、コンデンサ 14 によるインピーダンスは、ビート信号の周波数 f_2 が通信帯域に比して小さく

なれば、そのインピーダンスも (f_1 / f_2) の値に対応して大きくなる。

[0024] そこで、線路20のバイアス電圧源13側に容量 C_2 のコンデンサ16があれば、ビート信号3の周波数 f_2 との関係より、同様に $1 / (j 2 \pi f_2 \cdot C_2)$ に対応するインピーダンスが与えられる。 C_2 の値を大きくすることにより、増幅対象の周波数 f_1 に比べ、小さい周波数 f_2 においても、低インピーダンスを実現できる。コンデンサ16に接続される抵抗体15が $1 / (j 2 \pi f_1 \cdot C_1)$ の絶対値より十分に小さければ、並列に接続されるコンデンサ14の寄与は相対的に小さくなる。

[0025] したがって、 $1/4$ 波長の線路20と主線路（増幅器11の出力側）との接続点から見たバイアス電圧源13側のインピーダンスは、線路20のインダクタンスと、抵抗体15、コンデンサ14、16との合成インピーダンスとなる。ビート信号3の周波数において、線路20（のインダクタンス）、抵抗体15およびコンデンサ16は共振回路を構成する。

[0026] 図5は、ビート信号の周波数領域において能動素子から見たインピーダンスを示す図である。領域18は、抵抗体15を備えない場合の共振回路のインピーダンスの範囲を示す。領域19は、抵抗体15を備える場合の共振回路のインピーダンスの範囲を示す。実施の形態1の構成により、増幅器11より見たインピーダンスを、複数の通信キャリア周波数によって発生する任意のビート信号の周波数について、図5に示す領域18（全反射またはその近傍）を回避でき、実軸近傍の領域19にまとめたインピーダンスのように見せることが可能である。領域19は、スミスチャートにおいて円周より内側の実軸の近傍である。ビート信号3の周波数に対して、抵抗体15とコンデンサ16の寄与を高め、スミスチャート上では図5の領域19のインピーダンスとなるように想定された値に設定することができる。

[0027] ビート信号3は、同時に2つの通信キャリアが増幅器11（FET等）に入力される場合に、増幅器11での相互作用によって発生するので、ビート信号3の抑圧回路は、増幅器11の出力側で構成される。また、ビート信号3による通信キャリア2の利得低下の作用は図3に示すとおりであり、ビー

ト信号 3 の周波数 ($\omega_2 - \omega_1$) における増幅器 11 からみた負荷側インピーダンス ($R + jX[\Omega]$) が影響している。

[0028] ビート信号 3 の周波数に対してインピーダンスを特定の領域 19 に制限することにより、複数の通信キャリア間で発生する相互作用について著しく大きくなる条件を回避することができる。図 5 のスミスチャートで説明すると、抵抗体 15 により、ビート信号 3 の周波数の領域では FET からみたインピーダンスは、スミスチャートの円周上より内側に配されることとなる。

[0029] 図 6 は、複数通信キャリア入力時に共振回路の抵抗の有無によって通信キャリアの利得の変化を示す図である。任意のビート信号の周波数に対してインピーダンスを特定の領域 19 に制限することにより、図 6 に示すように、複数の通信キャリア間で発生する相互作用が著しく大きくなる条件を回避することができる。これにより、通信中に異なる周波数の通信キャリアが追加された場合に通信回線状況を劣化させずに、複数の通信キャリアを同時に使用する際の問題を抑制できる。

[0030] 実施の形態 1 のマイクロ波増幅器によれば、共振回路に抵抗成分を追加することにより、共振回路の Q 値を低下させた効果から、広帯域で複数の任意周波数の通信キャリアを入力した場合についても通信キャリア間の相互作用を抑制する。その結果、通信キャリアの入力数および通信キャリア間の周波数関係によらない安定的な動作を可能とする。なお特許文献 2 でも、諸元およびその配置の選び方によっては、安定的な動作に寄与する効果を期待することができる。それに比べて、本実施の形態 1 では直流電流が流れる経路に直列に挿入される抵抗成分が使用されないため、さらに増幅器自体の高効率性能を維持したままの安定動作が可能となる利点がある。

[0031] (実施の形態 2)

図 7 は、本発明の実施の形態 2 に係るマイクロ波増幅器の回路図である。実施の形態 2 に係るマイクロ波増幅器は、増幅器 21 の出力側と接地 10 との間に直列に接続される、インダクタ 23、コンデンサ 24 および抵抗体 25 を備える。増幅器 21 は、能動素子で構成される。増幅器 21 は通信キャ

リア周波数の電力を伝送し、増幅器出力ポート 22 には直流電力が供給される。

[0032] 実施の形態 2 のインダクタ 23、抵抗体 25 およびコンデンサ 24 は、ビート信号 3 の周波数について、実施の形態 1 の線路 20 の代わりに、線路 20 のインダクタンスに相当するインダクタ 23 を設けた構成になっている。

[0033] この構成により、理想的には増幅器 21 の出力部への通信キャリア周波数および直流電力の損失を最小化しつつ、増幅器 21 から見たビート信号 3 の周波数でのインピーダンスについて、実施の形態 1 と同じくスミスチャートの実軸近傍の領域 19 にまとめることができる。これにより複数の通信キャリア間で発生する相互作用が著しく大きくなる条件を回避することができる。その結果、通信中に異なる周波数の通信キャリアが重畳して追加された場合に通信回線状況を劣化させずに、複数の通信キャリアを同時に使用する際の問題を抑制できる。また増幅器 21 周辺に設けられるバイアス回路等での対策も不要となる。

[0034] (実施の形態 3)

図 8 は、本発明の実施の形態 3 に係るマイクロ波増幅器の回路図である。実施の形態 3 では、実施の形態 1 のマイクロ波増幅器の構成に比較して、図 8 に示すように、バイアス回路とバイアス電圧源 13 との間にインダクタ 36 を追加している。インダクタ 36 は、直流から低周波数の信号を透過し、周波数が高い信号ほど遮断する。インダクタ 36 は、増幅器 11 からバイアス電圧源 13 側を見たインピーダンスに対し、電源回路のインピーダンスの影響を抑制する。実施の形態 3 のマイクロ波増幅器においても、実施の形態 1 と同様に、抵抗体 15 とコンデンサ 16 により、ビート信号 3 の周波数におけるインピーダンス値が決定される。

[0035] 実施の形態 3 のマイクロ波増幅器によれば、実施の形態 1 の効果に加えて、電源回路のインピーダンスの影響を抑制することができる。

[0036] 本発明は、本発明の広義の精神と範囲を逸脱することなく、様々な実施の形態および変形が可能とされるものである。また、上述した実施の形態は、

本発明を説明するためのものであり、本発明の範囲を限定するものではない。本発明の範囲は、実施の形態ではなく、特許請求の範囲によって示される。そして、特許請求の範囲内およびそれと同等の発明の意義の範囲内で施される様々な変形が、本発明の範囲内とみなされる。

[0037] 本出願は、2012年9月25日に出願された、明細書、特許請求の範囲、図、および要約書を含む、日本国特許出願2012-210863号に基づく優先権を主張するものである。日本国特許出願2012-210863号の開示内容は参照により全体として本出願に含まれる。

符号の説明

[0038] 1、2 通信キャリア、3 ビート信号、10 接地、11 増幅器、12 増幅器出力ポート、13 バイアス電圧源、14 コンデンサ（第1の容量素子）、15 抵抗体、16 コンデンサ（第2の容量素子）、17 自己共振周波数、18、19 領域、20 線路、21 増幅器、22 増幅器出力ポート、23 インダクタ、24 コンデンサ、25 抵抗体、36 インダクタ。

請求の範囲

- [請求項1] マイクロ波信号を能動素子を用いて増幅するマイクロ波増幅器であって、
- 前記能動素子の出力端子とバイアス電圧源との間に接続される、前記マイクロ波増幅器の増幅対象の周波数における $1/4$ 波長の電気長を有する線路、および、該線路の前記バイアス電圧源に接続する端子と前記マイクロ波増幅器の基準電位を定める接地との間に接続される第1の容量素子、から構成されるバイアス回路と、
- 前記線路の前記バイアス電圧源に接続する端子と前記接地との間に、直列に接続される抵抗体および第2の容量素子を含む共振回路と、
- を備えるマイクロ波増幅器。
- [請求項2] 前記第1の容量素子は、前記増幅対象の周波数において短絡と見なせるリアクタンスであり、
- 前記第2の容量素子は、前記マイクロ波増幅器の通信帯域において最も低い周波数と最も高い周波数の間で発生するビート信号の最大周波数において、前記線路、前記抵抗体および前記第2の容量素子のインピーダンスが、スミスチャートにおいて円周より内側の実軸の近傍に位置するリアクタンスである、
- 請求項1に記載のマイクロ波増幅回路。
- [請求項3] 前記共振回路の自己共振周波数は、前記マイクロ波増幅器の通信帯域において最も低い周波数と最も高い周波数の間で発生するビート信号の最大周波数以上である、請求項1または2に記載のマイクロ波増幅器。
- [請求項4] 前記線路と前記バイアス電圧源との間に接続される誘導素子を備える、請求項1ないし3のいずれか1項に記載のマイクロ波増幅器。
- [請求項5] マイクロ波信号を能動素子を用いて増幅するマイクロ波増幅器であって、
- 前記能動素子の出力端子と前記マイクロ波増幅器の基準電位を定め

る接地との間に接続される、抵抗体を含むLC共振回路を備える、マイクロ波増幅器。