

(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2005-57745

(P2005-57745A)

(43) 公開日 平成17年3月3日(2005.3.3)

(51) Int.C1.⁷

H03G 1/04
H03G 3/20
H03G 3/30
H04B 1/16

F 1

H03G 1/04
H03G 3/20
H03G 3/30
HO4B 1/16

テーマコード(参考)

5 J 1 O O
5 K O 6 1

B

R

審査請求 未請求 請求項の数 15 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願2004-210169 (P2004-210169)
(22) 出願日 平成16年7月16日 (2004.7.16)
(31) 優先権主張番号 特願2003-277618 (P2003-277618)
(32) 優先日 平成15年7月22日 (2003.7.22)
(33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(71) 出願人 000005821
松下電器産業株式会社
大阪府門真市大字門真1006番地
(74) 代理人 100098291
弁理士 小笠原 史朗
(72) 発明者 熊川 正啓
大阪府門真市大字門真1006番地 松下
電器産業株式会社内
(72) 発明者 中谷 俊文
大阪府門真市大字門真1006番地 松下
電器産業株式会社内
(72) 発明者 足立 寿史
大阪府門真市大字門真1006番地 松下
電器産業株式会社内

最終頁に続く

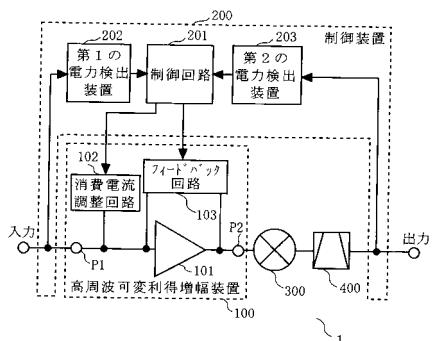
(54) 【発明の名称】高周波可変利得増幅装置、制御装置、高周波可変利得周波数変換装置、および通信機器

(57) 【要約】

【課題】 消費電流を低減しつつ、歪み特性の劣化も防止する、また、妨害波が大きいときに消費電流が増大することなく歪み特性が改善される高周波可変利得増幅装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 高周波可変利得増幅装置100は、制御装置200からの制御信号に応じて、インピーダンスを可変して増幅器101の利得を調整できるフィードバック回路103と、増幅器101の消費電流を調整できる消費電流調整回路102とを備える。制御装置200は、入力電力レベルと妨害波の電力レベルとに基づいて、フィードバックインピーダンスと消費電流とを制御する。入力電力レベルが所定値を超えている場合、制御装置200は、フィードバックインピーダンスを小さくして、フィードバック信号の量を多くすることによって、増幅器101を低利得動作とし、歪み特性の劣化を防ぎ、消費電流を小さくする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

外部からの制御信号に応じて利得を変化させて、入力される高周波信号を増幅するための高周波可変利得増幅装置であって、

前記高周波信号を増幅するための増幅器と、

前記制御信号に応じてインピーダンスが変化し、前記増幅器の出力信号を前記増幅器の入力側に帰還させるフィードバック回路と、

前記制御信号に応じて、前記増幅器の消費電流を調整する消費電流調整回路とを備える、高周波可変利得増幅装置。

【請求項 2】

前記フィードバック回路は、希望波電力レベルの大きさが希望波所定値を超えていることを示す制御信号が入力された場合、フィードバックインピーダンスが大きくなるようにインピーダンスを変化させ、前記希望波電力レベルの大きさが前記希望波所定値を超えていないことを示す制御信号が入力された場合、フィードバックインピーダンスが小さくなるようにインピーダンスを変化させ、

前記消費電流調整回路は、前記希望波電力レベルの大きさが前記希望波所定値を超える状況において、妨害波電力レベルの大きさが妨害波所定値を超えていることを示す制御信号が入力された場合、歪み特性が劣化しないように消費電流を調整し、前記妨害波電力レベルの大きさが前記妨害波所定値を超えていないことを示す制御信号が入力された場合、消費電流が低減されるように調整することを特徴とする、請求項 1 に記載の高周波可変利得増幅装置。

【請求項 3】

さらに、希望波電力レベルの大きさが所定の許容範囲を超えていることを示す制御信号が入力された場合、前記増幅器をオフ動作するためのオフ回路と、

希望波電力レベルの大きさが所定の許容範囲を超えていることを示す制御信号が入力された場合、前記高周波信号を減衰させて前記増幅器の出力側に迂回させるバイパス回路とを備える、請求項 1 に記載の高周波可変利得増幅装置。

【請求項 4】

内蔵されている増幅器の消費電流、および前記増幅器の出力信号を前記増幅器の入力側へ帰還させるためのフィードバック回路のインピーダンスが調整可能な高周波可変利得増幅装置を制御するための制御装置であって、

前記高周波可変利得増幅装置に入力される高周波信号における希望波電力レベルを検出する希望波電力レベル検出手段と、

前記高周波可変利得増幅装置からの出力信号における妨害波の妨害波電力レベルを検出する妨害波電力レベル検出手段と、

前記希望波電力レベル検出手段が検出した前記希望波電力レベルの大きさに応じて、前記高周波可変利得増幅装置におけるフィードバックインピーダンスを制御するフィードバックインピーダンス制御手段と、

前記妨害波電力レベル判断手段が検出した前記妨害波電力レベルの大きさに応じて、前記高周波可変利得増幅装置における消費電流を制御する消費電流制御手段とを備え、

前記フィードバックインピーダンス制御手段は、

前記希望波電力レベルの大きさが希望波所定値を超えている場合、フィードバックインピーダンスが大きくなるように前記高周波可変利得増幅装置を制御し、

前記希望波電力レベルの大きさが前記希望波所定値を超えていない場合、フィードバックインピーダンスが小さくなるように前記高周波可変利得増幅装置を制御し、

前記消費電流制御手段は、前記希望波電力レベルの大きさが前記希望波所定値を超える状況において、

前記妨害波電力レベルの大きさが妨害波所定値を超えている場合、歪み特性が劣化しないように消費電流が減るよう前記高周波可変利得増幅装置を制御し、

前記妨害波電力レベルの大きさが前記妨害波所定値を超えていない場合、消費電流が

10

20

30

40

50

低減するように前記高周波可変利得増幅装置を制御する、制御装置。

【請求項 5】

さらに、前記希望波電力レベルの大きさが所定の許容範囲を超えている場合、前記高周波可変利得増幅装置をオフ動作とさせるオフ手段と、

前記希望波電力レベルの大きさが所定の許容範囲を超えている場合、入力信号を減衰させて前記増幅器の出力側に迂回させるバイパス手段を備える、請求項 4 に記載の制御装置。

【請求項 6】

前記フィードバック回路は、互いに並列に接続されており、インピーダンスが相異なる複数のインピーダンス回路を含み、

各前記インピーダンス回路は、前記制御信号に応じて、オンオフ制御されるスイッチ回路を有する請求項 1 に記載の高周波可変利得増幅装置。

【請求項 7】

各前記インピーダンス回路は、互いに並列に接続される抵抗器とコンデンサとからなり、

各前記インピーダンス回路における前記抵抗器の抵抗値は、相異なっており、

前記抵抗器とコンデンサとの並列回路によって、フィードバック信号の位相が反転されることを特徴とする、請求項 6 に記載の高周波可変利得増幅装置。

【請求項 8】

各前記スイッチ回路は、前記インピーダンス回路の両端に接続されている二つのスイッチからなり、

各前記二つのスイッチは、前記制御信号に応じて、同時にオンオフすることを特徴とする、請求項 6 に記載の高周波可変利得増幅装置。

【請求項 9】

前記フィードバック回路は、可変容量ダイオードからなり、

可変容量ダイオードの逆バイアス電圧を調整することによって、フィードバックインピーダンスが調整されることを特徴とする、請求項 1 に記載の高周波可変利得増幅装置。

【請求項 10】

前記増幅器は、第 1 および第 2 のバイポーラトランジスタを有し、

前記第 1 のバイポーラトランジスタのコレクタと前記第 2 のバイポーラトランジスタのエミッタとが接続され、前記第 1 のバイポーラトランジスタのベースに入力信号が入力され、前記第 2 のバイポーラトランジスタのコレクタから出力信号が出力されることを特徴とする、請求項 1 に記載の高周波可変利得増幅装置。

【請求項 11】

前記消費電流調整回路は、互いに並列に接続されており、インピーダンスが相異なる複数のインピーダンス回路を含み、

各前記インピーダンス回路は、前記制御信号に応じて、オンオフ制御されるスイッチ回路を有する、請求項 1 に記載の高周波可変利得増幅装置。

【請求項 12】

外部からの制御信号に応じて利得を変化させて、入力される高周波信号の周波数を変換するための高周波可変利得周波数変換装置であって、

前記高周波信号の周波数を変換するための周波数変換器と、

前記制御信号に応じてインピーダンスが変化し、前記周波数変換器の出力信号を入力側に帰還させるフィードバック回路と、

前記制御信号に応じて、前記周波数変換器の消費電流を調整する消費電流調整回路とを備える、高周波可変利得周波数変換装置。

【請求項 13】

高周波信号を受信する通信機器であって、

アンテナで受信した高周波信号を増幅して出力する高周波可変利得増幅装置を備え、

前記高周波可変利得増幅装置は、請求項 1 ~ 3 のいずれかに記載の高周波可変利得増幅

装置であることを特徴とする、通信機器。

【請求項 1 4】

さらに、前記高周波可変利得増幅装置からの出力信号を周波数変換する周波数変換器と、

前記周波数変換器からの出力信号の利得を変化させて、一定のレベルに調整する可変利得増幅装置とを備える、請求項 1 3 に記載の通信機器。

【請求項 1 5】

高周波信号を受信する通信機器であって、

アンテナで受信した高周波信号を増幅して出力する高周波可変利得増幅装置と、

前記高周波可変利得増幅装置からの出力信号を周波数変換する高周波可変利得周波数変換装置とを備え、10

前記高周波可変利得周波数変換装置は、請求項 1 2 に記載の高周波可変利得周波数変換装置であることを特徴とする、通信機器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、高周波可変利得増幅装置、制御装置、高周波可変利得周波数変換装置、および通信機器に関し、より特定的には、低利得動作時における歪み特性の劣化を低減するための高周波可変利得増幅装置、制御装置、高周波可変利得周波数変換装置、および通信機器に関する。20

【背景技術】

【0 0 0 2】

携帯電話器に代表される無線通信システムの受信機器において、微弱な希望波信号を受信する場合、初段増幅器には、低雑音特性および高利得特性が要求される。また、大きな希望波信号を受信する場合、初段増幅器には、低利得特性および低歪み特性が要求される。特に近年の移動体通信では、基地局と端末との間の距離の関係に応じて、受信時の電界強度が大きく変化があるので、受信機器には大きなダイナミックレンジが必要となる。したがって、受信フロントエンド部の低雑音増幅器には、利得制御機能が必要となる。30

【0 0 0 3】

このような利得制御機能を有する従来の増幅装置では、消費電流を増減することによって、利得を可変していた（例えば、特許文献 1 参照）。

【0 0 0 4】

図 1 7 は、特許文献 1 に開示されている利得制御機能を持つ従来の受信回路 9 0 0 の構成を示す図である。図 1 7 に示すように、受信回路 9 0 0 は、増幅素子 9 0 1 と、定インピーダンス素子 9 0 2, 9 0 3 と、定インピーダンス素子 9 0 2 に並列に接続された可変抵抗器 9 0 4 とを備える。受信信号レベルが過大である場合、受信回路 9 0 0 は、可変抵抗器 9 0 4 の抵抗値を大きくして、消費電流を減少させることによって、利得を低減する。これにより、同じ入力電力に対して出力電力が低下することとなるので、3 次相互変調歪み（IM3）が低減することとなる。40

【特許文献 1】特開 2002-016462 号公報

【特許文献 2】特開 2002-536859 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0 0 0 5】

このように、従来の受信回路では、IM3 を低減するために消費電流を低減していた。しかし、消費電流を低減することによって受信回路が低利得となり、希望波信号の利得も低下してしまうこととなる。結果、IM3 と希望波信号とを相対的に比較した場合の歪み特性（たとえば、IP3（3 次インターチェプトポイント：3rd Order Intercept Point）50

recept Point)) が劣化することとなる。

【0006】

図18A, Bは、従来の受信回路において、消費電流の低減と共に、OIP3 (3rd Order Output Intercept Point) が低下する様子を示した図である。図18Aにおけるa点からb点への遷移に示すように、従来の受信回路では、消費電流を低減させることによって、利得を低減させていた。しかし、図18Bにおけるa点からb点への遷移に示すように、単に、消費電流を低減させただけでは、OIP3が低下してしまう。したがって、入力電力レベルが大きくなつくると3次歪みも大きくなつてしまい、3次歪みが支配的となつてしまつ。このように、従来の受信回路には、消費電流を低減させることによって、利得は低減するが、歪み特性が劣化してしまうという問題があり、消費電流の低減と歪み特性の劣化の防止とは、両立し得ないものであつた。

【0007】

同様の問題が、増幅素子を含む高周波可変利得周波数変換装置にもあつた。

【0008】

それゆえ、本発明の目的は、消費電流を低減しつつ、歪み特性の劣化も防止できる高周波可変利得増幅装置、制御装置、高周波可変利得周波数変換装置、および通信機器を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記目的を達成するために、本発明は、以下のような特徴を有している。本発明は、外部からの制御信号に応じて利得を変化させて、入力される高周波信号を増幅するための高周波可変利得増幅装置であつて、高周波信号を増幅するための増幅器と、制御信号に応じてインピーダンスが変化し、増幅器の出力信号を増幅器の入力側に帰還させるフィードバック回路と、制御信号に応じて、増幅器の消費電流を調整する消費電流調整回路とを備える。

【0010】

好ましくは、フィードバック回路は、希望波電力レベルの大きさが希望波所定値を超えていることを示す制御信号が入力された場合、フィードバックインピーダンスが大きくなるようにインピーダンスを変化させ、希望波電力レベルの大きさが希望波所定値を超えていないことを示す制御信号が入力された場合、フィードバックインピーダンスが小さくなるようにインピーダンスを変化させ、消費電流調整回路は、希望波電力レベルの大きさが希望波所定値を超える状況において、妨害波電力レベルの大きさが妨害波所定値を超えていることを示す制御信号が入力された場合、歪み特性が劣化しないように消費電流を調整し、妨害波電力レベルの大きさが妨害波所定値を超えていないことを示す制御信号が入力された場合、消費電流が低減されるように調整するとよい。

【0011】

さらに、希望波電力レベルの大きさが所定の許容範囲を超えていることを示す制御信号が入力された場合、増幅器をオフ動作するためのオフ回路と、高周波信号を減衰させて増幅器の出力側に迂回させるバイパス回路とを備えるとよい。

【0012】

たとえば、フィードバック回路は、互いに並列に接続されており、インピーダンスが相異なる複数のインピーダンス回路を含み、各前インピーダンス回路は、制御信号に応じて、オンオフ制御されるスイッチ回路を有するとよい。

【0013】

たとえば、各インピーダンス回路は、互いに並列に接続される抵抗器とコンデンサとからなり、各インピーダンス回路における抵抗器の抵抗値は、相異なつてあり、抵抗器とコンデンサとの並列回路によって、フィードバック信号の位相が反転されるとよい。

【0014】

たとえば、各スイッチ回路は、インピーダンス回路の両端に接続されている二つのスイッチからなり、各二つのスイッチは、制御信号に応じて、同時にオンオフするとよい。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 5 】

たとえば、フィードバック回路は、可変容量ダイオードからなり、可変容量ダイオードの逆バイアス電圧を調整することによって、フィードバックインピーダンスが調整されるとよい。

【 0 0 1 6 】

たとえば、増幅器は、第1および第2のバイポーラトランジスタを有し、第1のバイポーラトランジスタのコレクタと第2のバイポーラトランジスタのエミッタとが接続され、第1のバイポーラトランジスタのベースに入力信号が入力され、第2のバイポーラトランジスタのコレクタから出力信号が出力されるとよい。

【 0 0 1 7 】

たとえば、消費電流調整回路は、互いに並列に接続されており、インピーダンスが相異なる複数のインピーダンス回路を含み、各インピーダンス回路は、制御信号に応じて、オンオフ制御されるスイッチ回路を有するとよい。

【 0 0 1 8 】

また、本発明は、内蔵されている増幅器の消費電流、および増幅器の出力信号を増幅器の入力側へ帰還させるためのフィードバック回路のインピーダンスが調整可能な高周波可変利得増幅装置を制御するための制御装置であって、高周波可変利得増幅装置に入力される高周波信号における希望波電力レベルを検出する希望波電力レベル検出手段と、高周波可変利得増幅装置からの出力信号における妨害波の妨害波電力レベルを検出する妨害波電力レベル検出手段と、希望波電力レベル検出手段が検出した希望波電力レベルの大きさに応じて、高周波可変利得増幅装置におけるフィードバックインピーダンスを制御するフィードバックインピーダンス制御手段と、妨害波電力レベル判断手段が検出した妨害波電力レベルの大きさに応じて、高周波可変利得増幅装置における消費電流を制御する消費電流制御手段とを備え、フィードバックインピーダンス制御手段は、希望波電力レベルの大きさが希望波所定値を超えている場合、フィードバックインピーダンスが大きくなるように高周波可変利得増幅装置を制御し、希望波電力レベルの大きさが希望波所定値を超えていない場合、フィードバックインピーダンスが小さくなるように高周波可変利得増幅装置を制御し、消費電流制御手段は、希望波電力レベルの大きさが希望波所定値を超える状況において、妨害波電力レベルの大きさが妨害波所定値を超えている場合、歪み特性が劣化しないように消費電流が減るよう高周波可変利得増幅装置を制御し、妨害波電力レベルの大きさが妨害波所定値を超えていない場合、消費電流が低減するよう高周波可変利得増幅装置を制御する。

【 0 0 1 9 】

好ましくは、さらに、希望波電力レベルの大きさが所定の許容範囲を超えている場合、高周波可変利得増幅装置をオフ動作とさせるオフ手段と、希望波電力レベルの大きさが所定の許容範囲を超えている場合、入力信号を減衰させて出力側に迂回させるバイパス手段を備えるとよい。

【 0 0 2 0 】

また、本発明は、外部からの制御信号に応じて利得を変化させて、入力される高周波信号の周波数を変換するための高周波可変利得周波数変換装置であって、高周波信号の周波数を変換するための周波数変換器と、制御信号に応じてインピーダンスが変化し、周波数変換器の出力信号を入力側に帰還させるフィードバック回路と、制御信号に応じて、周波数変換器の消費電流を調整する消費電流調整回路とを備えるとよい。

【 0 0 2 1 】

また、本発明は、高周波信号を受信する通信機器であって、アンテナで受信した高周波信号を増幅して出力する高周波可変利得増幅装置を備え、高周波可変利得増幅装置は、上記の高周波可変利得増幅装置であるとよい。

【 0 0 2 2 】

さらに、上記通信機器は、高周波可変利得増幅装置からの出力信号を周波数変換する周波数変換器と、周波数変換器からの出力信号の利得を変化させて、一定のレベルに調整す

10

20

30

40

50

る可変利得増幅装置とを備えるとよい。

【0023】

また、本発明は、高周波信号を受信する通信機器であって、アンテナで受信した高周波信号を増幅して出力する高周波可変利得増幅装置と、高周波可変利得増幅装置からの出力信号を周波数変換する高周波可変利得周波数変換装置とを備え、高周波可変利得周波数変換装置は、上記の高周波可変利得周波数変換装置である。

【発明の効果】

【0024】

本発明に係る高周波可変利得増幅装置、高周波可変利得周波数変換装置、および制御装置を用いると、フィードバックインピーダンスを調整することによって、フィードバック信号の量を調整し、増幅器の利得を調整することができる。フィードバックインピーダンスを大きくして利得を低減することによって、歪み特性が向上する。したがって、利得が低減している間に消費電流を低減しても歪み特性が劣化しないこととなる。ゆえに、消費電流を低減しつつ、歪み特性の劣化を防止できる高周波利得増幅装置が提供されることとなる。また、消費電流を増加させることなく歪特性が改善できる高周波利得増幅装置が提供されることになる。

【0025】

また、高周波可変利得増幅装置にバイパス回路をさらに備えることによって、入力電力レベルが許容範囲を超えると、出力側に入力信号が迂回することとなるので、強入力による飽和が原因の歪みの発生を防止することができる。

【0026】

フィードバック回路は、インピーダンスが相異なる並列に接続された複数のインピーダンス回路とスイッチとによって構成されることにより、スイッチを選択的にオンすることで、フィードバック回路のインピーダンスを調整することができる。また、インピーダンス回路に並列接続されたコンデンサと抵抗器とを用いることによって、フィードバック信号の位相を反転させることができ、妨害波をキャンセルすることができる。また、インピーダンス回路を二つのスイッチの間に配置することによって、熱雑音による影響を低減することができる。また、フィードバック回路を可変容量ダイオードを用いて構成することにより、フィードバックインピーダンスを細かく調整することができる。

【0027】

増幅器にカスコード接続された第1および第2のバイポーラトランジスタを用いることにより、高周波信号の増幅が可能となる。また、第2のバイポーラトランジスタのベース電位をほぼ0にすると、第1のバイポーラトランジスタに強入力電界の信号が入力されても、第2のバイポーラトランジスタを動作させないことができる。

【0028】

消費電流調整回路は、インピーダンスが相異なる並列に接続された複数のインピーダンス回路とスイッチとによって構成されることにより、スイッチを選択的にオンすることで、結果、増幅器の消費電流を調整することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0029】

(第1の実施形態)

図1は、本発明の第1の実施形態に係る増幅回路1の構成を示すブロック図である。図1において、増幅回路1は、いわゆるヘテロダイン方式のシステムであって、高周波可変利得増幅装置100と、制御装置200と、周波数変換器300と、チャネル選択フィルタ400とを備える。

【0030】

高周波可変利得増幅装置100は、入力信号を増幅して出力する。制御装置200は、希望波の電力レベルおよび妨害波の電力レベルに基づいて、高周波可変利得増幅装置100における消費電流および利得を制御する。周波数変換器300は、高周波可変利得増幅装置100から出力される増幅後の信号の周波数を変換して出力する。チャネル選択フィ

10

20

30

40

50

ルタ400は、周波数変換器300から出力される信号の内、希望波を選択して通過させ、妨害波を減衰させる帯域制限フィルタである。

【0031】

高周波可変利得増幅装置100は、入力端子P1と、出力端子P2と、増幅器101と、消費電流調整回路102と、フィードバック回路103とを含む。増幅器101は、トランジスタ等からなっており、入力信号を増幅するための回路である。消費電流調整回路102は、制御装置200から出力される制御信号に応じて、増幅器101における消費電流を調整するための回路である。フィードバック回路103は、増幅器101の出力信号を入力側へフィードバックするための回路である。以下、フィードバック回路103のインピーダンスをフィードバックインピーダンスということにする。フィードバック回路103は、制御装置200から出力される制御信号に応じて、フィードバックインピーダンスを調整する。これによって、高周波可変利得増幅装置100の利得が制御される。

【0032】

制御装置200は、制御回路201と、第1の電力検出装置202と、第2の電力検出装置203とを含む。第1の電力検出装置202は、入力信号の電力レベルを検出するための装置である。第1の電力検出装置202で検出される電力レベルは、高周波可変利得増幅装置100の入力端における希望波の電力レベルと妨害波の電力レベルとの和である。第2の電力検出装置203は、高周波可変利得増幅装置100の出力側の電力を検出するための装置である。第2の電力検出装置203で検出される電力レベルは、高周波可変利得増幅装置100で増幅された希望波の電力レベルとチャネル選択フィルタ400で減衰された妨害波の電力レベルとの和である。

【0033】

制御回路201は、第1および第2の電力検出装置202, 203が検出した電力レベルに基づいて、高周波可変利得増幅装置100の入力端における希望波の絶対値および高周波可変利得増幅装置100の出力側における妨害波の絶対値を計算する。制御回路201は、この計算結果に基づいて、消費電流を制御するための制御信号を消費電流調整回路102に送り、フィードバックインピーダンスを制御するための制御信号をフィードバック回路103に送って、高周波可変利得増幅装置100における消費電流および利得を制御する。

【0034】

図2は、フィードバック回路103の内部構成を示す回路図である。図2において、フィードバック回路103は、第1および第2のスイッチ113a, 113bと、第1および第2の抵抗器123a, 123bとを有する。第1のスイッチ113aと第1の抵抗器123aとは、直列に接続され、一つのインピーダンス回路を構成する。第2のスイッチ113bと第2の抵抗器123bとは、直列に接続され、一つのインピーダンス回路を構成する。これらのインピーダンス回路は、互いに並列に接続されている。端子P3は、増幅器101の入力側に接続される。端子P4は、増幅器101の出力側に接続される。ここで、第1の抵抗器123aのインピーダンス値は、第2の抵抗器123bのインピーダンス値よりも小さいと想定する。

【0035】

制御回路201は、第1および第2のスイッチ113a, 113bのオンオフを制御することによって、フィードバック回路103全体のインピーダンス(フィードバックインピーダンス)を調整する。フィードバックインピーダンスは、三つの段階に調整可能である。以下、第一段階のフィードバックインピーダンスが最も大きく、第二段階、第三段階の順に小さくなるものとする。

【0036】

フィードバックインピーダンスを最大の第一段階にしたい場合、制御回路201は、スイッチ制御端子P6に信号を送って第1のスイッチ113aをオフにすると共に、スイッチ制御端子P7に信号を送って第2のスイッチ113bもオフにする。これにより、フィードバック回路103全体のインピーダンスは、増幅器101の入力インピーダンスに対し

10

20

30

40

50

て非常に大きくなる。よって、増幅器 101 の出力側から入力側への帰還信号（以下、フィードバック信号という）がほとんどなくなるので、増幅器 101 の利得が最も大きくなる。このときの利得を G1 とする。

【0037】

フードバックインピーダンスを第一段階から中間の第二段階にしたい場合、制御回路 201 は、スイッチ制御端子 P6 に信号を送って第 1 のスイッチ 113a をオフにすると共に、スイッチ制御端子 P7 に信号を送って第 2 のスイッチ 113b をオンにする。これにより、フィードバック回路 103 全体のインピーダンスは、第 2 の抵抗器 123b のインピーダンスのみとなる。よって、第一段階に比べて、インピーダンスが小さくなるので、フィードバック信号の量が増え、増幅器 101 の利得が低下する。このときの利得を G2 10 とする。G2 < G1 である。

【0038】

フードバックインピーダンスを第二段階から最小の第三段階にしたい場合、制御回路 201 は、スイッチ制御端子 P6 に信号を送って第 1 のスイッチ 113a をオンにすると共に、スイッチ制御端子 P7 に信号を送って第 2 のスイッチ 113b をオフにする。これにより、フィードバック回路 103 全体のインピーダンスは、第 1 の抵抗器 123a のインピーダンスのみとなる。よって、第二段階に比べて、インピーダンスが小さくなるので、フィードバック信号の量が増え、増幅器 101 の利得が低下する。このときの利得を G3 とする。G3 < G2 < G1 である。

【0039】

図 3 は、増幅器 101 および消費電流調整回路 102 の内部構成を示す回路図である。図 3 において、増幅器 101 は、第 1 のバイポーラトランジスタ T1 と、第 2 のバイポーラトランジスタ T2 と、接地用コンデンサ CS を有する。第 1 のバイポーラトランジスタ T1 のベースは、入力端子 P1 に接続される。第 1 のバイポーラトランジスタ T1 のエミッタは、接地される。第 1 のバイポーラトランジスタ T1 のコレクタは、第 2 のバイポーラトランジスタ T2 のエミッタと接続される。第 2 のバイポーラトランジスタ T2 のコレクタは、出力端子 P2 と接続される。第 2 のバイポーラトランジスタ T2 のベースは、接地用コンデンサ CS を介して高周波的に接地される。このように、第 1 のバイポーラトランジスタ T1 と第 2 のバイポーラトランジスタ T2 とは、カスコード接続されている。

【0040】

なお、第 1 のバイポーラトランジスタ T1 と第 2 のバイポーラトランジスタ T2 のうち、少なくとも 1 つを電界効果トランジスタ（FET）としてもよい。

【0041】

図 3 において、消費電流調整回路 102 は、第 3 のバイポーラトランジスタ T3 と、第 4 のバイポーラトランジスタ T4 と、第 1 ~ 第 4 の抵抗器 R1 ~ R4 と、第 1 のコンデンサ C1 と、第 1 ~ 第 3 の DCスイッチ S1 ~ S3 を有する。ここでは、第 2 の抵抗器 R2 の抵抗値は、第 3 の抵抗器 R3 の抵抗値よりも大きいと想定する。

【0042】

第 1 の抵抗器 R1 の一端は、第 1 のバイポーラトランジスタ T1 のベースと接続される。その他端は、第 4 の抵抗器 R4 の一端および第 4 のバイポーラトランジスタ T4 のエミッタと接続される。第 4 の抵抗器 R4 の他端は、第 3 のバイポーラトランジスタ T3 のベースと接続される。第 3 のバイポーラトランジスタ T3 のコレクタとエミッタとの間には、第 1 のコンデンサ C1 と第 1 の DCスイッチ S1 とがそれぞれ並列に接続される。第 3 のバイポーラトランジスタ T3 のコレクタは、第 4 のバイポーラトランジスタ T4 のベースと接続される。第 3 のバイポーラトランジスタ T3 のコレクタと電源端子 P5との間には、第 2 の抵抗器 R2 および第 2 の DCスイッチ S2 からなる直列回路と第 3 の抵抗器 R3 および第 3 の DCスイッチ S3 からなる直列回路とが並列に接続される。第 1 ~ 第 3 の DCスイッチ S1 ~ S3 は、たとえば、n チャネル FET からなるスイッチである。第 4 のバイポーラトランジスタ T4 のエミッタは、第 1 の抵抗器 R1 と第 4 の抵抗器 R4 との間に接続される。第 50

4 のバイポーラトランジスタ T 4 のコレクタは、電源端子 P 5 に接続される。なお、フィードバック回路 103 の端子 P 3 は、入力端子 P 1 と第 1 のバイポーラトランジスタ T 1 のベースとの間に接続される。端子 P 4 は、出力端子 P 2 と第 2 のバイポーラトランジスタ T 2 のコレクタとの間に接続される。

【 0 0 4 3 】

制御回路 201 は、第 2 および第 3 の DC スイッチ S 2, S 3 のオンオフを制御することによって、増幅器 101 における消費電流を調整する。消費電流は、三つの段階に調整可能である。以下、第一段階の消費電流が最も大きく、第二段階、第三段階の順に小さくなるものとする。なお、初期状態では、消費電流は第二段階であるとする。また、第 1 の DC スイッチ S 1 は、オフとなっている。なお、第 1 の DC スイッチ S 1 はなくてもよい。
10

。

【 0 0 4 4 】

消費電流を最大の第一段階にしたい場合、制御回路 201 は、第 2 の DC スイッチ S 2 をオンにすると共に、第 3 の DC スイッチ S 3 もオンにする。これにより、第 2 および第 3 の抵抗器 R 2, R 3 からなる並列回路のインピーダンスが、それぞれの単体のインピーダンス値よりも小さくなる。インピーダンス値が小さくなることによって、第 1 のバイポーラトランジスタ T 1 のベースに流れる電流量が大きくなるので、増幅器 101 の消費電流を大きくすることができる。

【 0 0 4 5 】

消費電流を第一段階から中間の第二段階にしたい場合、制御回路 201 は、第 2 の DC スイッチ S 2 をオフにすると共に、第 3 の DC スイッチ S 3 をオンにする。これにより、第 2 および第 3 の抵抗器 R 2, R 3 からなる並列回路全体のインピーダンスは、第 3 の抵抗器 R 3 のインピーダンスのみとなる。よって、第一段階に比べて、インピーダンスが大きくなるので、第 1 のバイポーラトランジスタ T 1 のベースに流れる電流量が小さくなる。よって、増幅器 101 の消費電流を小さくすることができる。
20

【 0 0 4 6 】

消費電流を第二段階から最小の第三段階にしたい場合、制御回路 201 は、第 2 の DC スイッチ S 2 をオンにすると共に、第 3 の DC スイッチ S 3 をオフにする。これにより、第 2 および第 3 の抵抗器 R 2, R 3 からなる並列回路全体のインピーダンスは、第 2 の DC 抵抗器 S 2 のインピーダンスのみとなる。よって、第二段階に比べて、インピーダンスが大きくなるので、第 1 のバイポーラトランジスタ T 1 のベースに流れる電流量が小さくなる。よって、増幅器 101 の消費電流を小さくすることができる。
30

【 0 0 4 7 】

図 4 は、第 1 の実施形態における制御回路 201 の動作を示すフローチャートである。図 5 A は、図 4 に示すフローに従って制御された場合の増幅器 101 の利得の遷移を示す図である。図 5 B は、図 4 に示すフローに従って制御された場合の増幅器 101 の OIP3 の遷移を示す図である。なお、図 5 A, B においては、図 18 A, B に示した従来の回路との違いが理解できるように、従来の回路の利得および OIP3 を b 点として示している。また、図 5 A, B において、フィードバックインピーダンスの第一～第三段階を、FI1, FI2, FI3 と表し、フィードバックインピーダンスの大小もあわせて記載している。以下、図 4 および図 5 A, B を参照しながら、高周波可変利得増幅装置 100 の制御方法について説明する。
40

【 0 0 4 8 】

まず、制御回路 201 は、第 1 の電力検出装置 202 が検出した入力側での電力レベル、第 2 の電力検出装置 203 が検出した出力側での電力レベル、増幅器 101 の増幅率、およびチャネル選択フィルタ 400 の減衰率に基づいて、入力側での希望波の電力レベルを算出する。具体的には、制御回路 201 は、入力側での電力レベルに増幅率および減衰率を乗算し、出力側での電力レベルから乗算結果を減算して妨害波の電力レベルを算出し、算出した妨害波の電力レベルに増幅率の逆数および減衰率の逆数を乗算して、入力側での妨害波の電力レベルを逆算し、入力側での電力レベルから逆算された妨害波の電力レベ
50

ルを減算することによって、入力側での希望波の電力レベルを検出する。そして、制御回路 201 は、算出した入力側での希望波の電力レベルが所定値 t_1 以内であるか否かを判断する（ステップ S101）。所定値 t_1 のことを第1の希望波所定値ということにする。所定値 t_1 以内である場合、受信信号は高利得で増幅されなければならないので、制御回路 201 は、増幅器 101 の利得が大きくなるように、フィードバック回路 103 を制御する（ステップ S102）。

【0049】

なお、入力側に希望波のみを通過するフィルタを設けて、第1の電力検出装置 202 が、フィルタを通過する信号の電力レベルを求めることによって、希望波の電力レベルが求められてもよい。

10

【0050】

ステップ S102 において、具体的には、制御回路 201 は、フィードバックインピーダンスが最小の第三段階となるように、フィードバック回路 103 の第1および第2のスイッチ 113a, 113b をオフにするための制御信号を、スイッチ制御端子 P6 および P7 に送る。これにより、増幅器 101 の利得が G1 となる。このときの増幅器 101 の利得および OIP3 は、図 5A, B に示す a 点である。

【0051】

次に、制御回路 201 は、第2の電力検出装置 203 が検出した出力側の電力レベルから、ステップ S101 で算出した希望波の入力電力レベルに増幅器 101 の増幅率を乗算した値を差し引いて、出力側での妨害波（代表的には、3 次相互変調歪み（IM3）のことをいう）の電力レベルを計算し、計算結果が所定値 E1 を超えるか否かを判断する（ステップ S103）。所定値 E1 のことを第1の妨害波所定値ということにする。

20

【0052】

妨害波の電力レベルが所定値 E1 を超える場合、歪み特性を改善するために、制御回路 201 は、増幅器 101 における消費電流が増大するように、消費電流調整回路 102 を制御して（ステップ S104）、ステップ S101 の動作に戻る。

【0053】

ステップ S104 において、具体的には、制御回路 201 は、消費電流が第一段階となるように、消費電流調整回路 102 の第2および第3のスイッチ S2, S3 の両方をオンにする。これにより、増幅器 101 の消費電流が増大するので、歪み特性を向上させることができる。図 5A, B において、このときの増幅器 101 の利得および OIP3 は、g 点である。図 5A, B に示すように、消費電流の増加に伴って利得および OIP3 が大きくなっていることが分かる。

30

【0054】

一方、妨害波のレベルが所定値 E1 を超えていない場合、制御回路 201 は、そのまま消費電流が一定に保たれるように、消費電流調整回路 102 を制御し（ステップ S105）、ステップ S101 の動作に戻る。図 5A, B において、このときの増幅器 101 の利得および OIP3 は、a 点のままである。具体的には、制御回路 201 は、消費電流調整回路 102 における第2および第3のDCスイッチ S2, S3 の状態を維持するように働く。

40

【0055】

ステップ S101 において、希望波の入力側での電力レベルが所定値 t_1 を超えていると判断した場合、制御回路 201 は、希望波の入力側での電力レベルが所定値 t_2 以下であるか否かを判断する（ステップ S106）。所定値 t_2 を第2の希望波所定値ということにする。

【0056】

希望波の入力側での電力レベルが所定値 t_2 以下である場合、制御回路 201 は、増幅器 101 が利得 G2 ($G1 > G2$) となるようにフィードバック回路 103 を制御する（ステップ S107）。具体的には、フィードバックインピーダンスが第二段階となるように、制御回路 201 は、フィードバック回路 103 の第1のスイッチ 113a をオフにし

50

、第2のスイッチ113bをオンにするための制御信号をそれぞれのスイッチ制御端子P6, P7に送る。これにより、第1および第2のスイッチ113aおよび113bの両方をオフにしたときと比べ、大きなインピーダンス値をフィードバック回路103が持つこととなるので、増幅器101の利得をG1よりも小さいG2とすることができます。図5A, Bにおいて、このときの増幅器101の利得およびOIP3は、c点である。図5Bに示すように、フィードバックをかけることによって、OIP3が向上していることが分かる。

【0057】

次に、制御回路201は、妨害波の電力レベルが所定値E2を超えるか否かを判断する(ステップS108)。所定値E2のことを第2の妨害波所定値ということにする。妨害波の電力レベルが所定値E2を超える場合、よりよい歪み特性(OIP3が大きいことをいう)が必要であるので、制御回路201は、消費電流が低減しないように、消費電流調整回路102を制御し(ステップS109)、ステップS101の動作に戻る。具体的には、制御回路201は、消費電流調整回路102における第2および第3のDCスイッチS2, S3の状態を維持するように働く。図5A, Bにおいて、このときの増幅器101の利得およびOIP3は、c点のままである。

【0058】

一方、妨害波の電力レベルが所定値E2を超えない場合、十分よい歪み特性があるので、制御回路201は、消費電流を減らすように、消費電流調整回路102を制御し(ステップS110)、ステップS101の動作に戻る。具体的には、制御回路201は、消費電流が第三段階となるように、第2のDCスイッチS2をオンにし、第3のDCスイッチS3をオフにする。図5A, Bにおいて、このときの増幅器101の利得およびOIP3は、d点である。この場合、図5Aに示すように利得は低下するが、図5Bに示すように、OIP3がa点の場合まで維持されていることが分かる。したがって、第2の抵抗器R2のインピーダンス値は、OIP3のレベルが維持される程度に消費電流の値を低減するようなインピーダンス値を有していればよい。なお、希望波の入力電力が大きい場合、高周波可変利得増幅装置100の利得が低下したとしても、実用上問題は生じない。

【0059】

ステップS106において、希望波の入力側の電力レベルが所定値t2を超えると判断した場合、制御回路201は、増幅器101の利得がG3(G2 > G3)となるようにフィードバック回路103を制御する(ステップS111)。具体的には、制御回路201は、フィードバックインピーダンスが第一段階となるように、フィードバック回路103の第1のスイッチ113aをオンにし、第2のスイッチ113bをオフにするための制御信号をそれぞれのスイッチ制御端子P6, P7に送る。これにより、増幅器101の利得をG3とすることができます。図5A, Bにおいて、このときの増幅器101の利得およびOIP3は、f点である。この場合、図5Bに示すように、OIP3が飛躍的に向上していることが分かる。

【0060】

次に、制御回路201は、妨害波の電力レベルが所定値E3(E2 < E3)を超えるか否かを判断する(ステップS112)。所定値E3のことを第3の妨害波所定値ということにする。妨害波の電力レベルが所定値E3を超える場合、よりよい歪み特性が必要であるので、制御回路201は、消費電流が低減しないように、消費電流調整回路102を制御し(ステップS113)、ステップS101の動作に戻る。具体的には、制御回路201は、消費電流調整回路102における第2および第3のDCスイッチS2, S3の状態を維持するように働く。図5A, Bにおいて、このときの増幅器101の利得およびOIP3は、f点のままである。

【0061】

一方、妨害波の電力レベルが所定値E3を超えない場合、十分よい歪み特性があるので、制御回路201は、消費電流を減らすように、消費電流調整回路102を制御し(ステップS114)、ステップS101の動作に戻る。具体的には、制御回路201は、消費

10

20

30

40

50

電流が第三段階となるように、第2のDCスイッチS2をオンにし、第3のDCスイッチS3をオフにする。図5A, Bにおいて、このときの増幅器101の利得およびOIP3は、e点である。この場合、図5Aに示すように利得は低下するが、図5Bに示すように、OIP3がa点の場合まで維持されていることが分かる。したがって、第2の抵抗器R2のインピーダンス値は、消費電流を第三段階とした後、a点と同じOIP3のレベルが維持される程度に消費電流の値を低減するようなインピーダンス値を有していればよい。

【0062】

このように、第1の実施形態では、受信した希望波の電力レベルに応じて、フィードバックインピーダンスを制御して、増幅器の利得を調整する。さらに、妨害波の電力レベルに応じて、消費電流を制御し、OIP3の値を調整する。

10

【0063】

希望波の受信電力レベルおよび妨害波の電力レベルが共に許容範囲内である場合（すなわち、希望波電力レベルの大きさが第1の希望波所定値t1を超えて、かつ妨害波電力レベルが第1の妨害波所定値E1を超えないことを示す制御信号が制御装置200から高周波可変利得増幅装置100に対して入力された場合）、フィードバック回路103は、フィードバックインピーダンスを小さくすることによって、高周波可変利得増幅装置100の利得を大きくする（図4のステップS105、図5A, Bのa点参照）。

【0064】

希望波の受信電力レベルが許容範囲内であるが、妨害波の電力レベルが許容範囲を超えている場合（すなわち、希望波電力レベルが第1の希望波所定値t1を超えて、かつ妨害波電力レベルが第1の妨害波所定値E1を超えることを示す制御信号が制御装置200から高周波可変利得増幅装置100に対して入力された場合）、フィードバック回路103は、フィードバックインピーダンスを小さくすることによって、高周波可変利得増幅装置100の利得を大きくする。さらに、消費電流調整回路102は、消費電流を大きくすることによって、OIP3の値を大きくする（図4のステップS104、図5A, Bのa点からg点への遷移を参照）。

20

【0065】

希望波の受信電力レベルが許容範囲を超えている場合（すなわち、希望波電力レベルの大きさが第1の希望波所定値t1を超えていることを示す制御信号が制御装置200から高周波可変利得増幅装置100に対して入力された場合）、所望波の受信電力レベルの大きさは、段階的に判断される。

30

【0066】

希望波の受信電力レベルが、第1の希望波所定値t1から第2の希望波所定値t2である（以下、第1の電力状態であるという）場合で、かつ妨害波の電力レベルが第2の妨害波所定値E2を超える場合（すなわち、希望波電力レベルの大きさが第1の希望波所定値t1を超える状況でかつ希望波電力レベルの大きさが第2の希望波所定値t2を超えない状況において、妨害波電力レベルの大きさが第2の妨害波所定値E2を超えることを示す制御信号が制御装置200から高周波可変利得増幅装置100に入力された場合）、フィードバック回路103は、フィードバックインピーダンスを大きくすることによって、高周波可変利得増幅装置の利得を小さくし、OIP3の値を大きくする（図4のステップS109、図5A, Bのc点参照）。これにより、利得の低減が図られながら、歪み特性の改善が図られていることとなる。

40

【0067】

第1の電力状態であり、かつ妨害波の電力レベルが第2の妨害波所定値E2を超えない場合（すなわち、希望波電力レベルの大きさが第1の希望波所定値t1を超える状況でかつ希望波電力レベルの大きさが第2の希望波所定値t2を超えない状況において、妨害波電力レベルの大きさが第2の妨害波所定値E2を超えていないことを示す制御信号が制御装置200から高周波可変利得増幅装置100に入力された場合）、妨害波による影響が小さいので、消費電流を低減することができる。したがって、フィードバック回路103は、フィードバックインピーダンスを大きくすることによって、高周波可変利得増幅装置

50

の利得を小さくする。さらに、消費電流調整回路 102 は、OIP3 の値が許容レベルになるまで消費電流を小さくする（図 4 のステップ S110、図 5 A, B の c 点から d 点への遷移を参照）。これにより、消費電流の低減が図られながら、歪み特性の維持が図られることとなる。

【0068】

希望波の受信電力レベルが第 2 の希望波所定値 t_2 を超えている（以下、第 2 の電力状態であるという）場合で、かつ妨害波の電力レベルが第 3 の妨害波所定値 E_3 を超える場合（すなわち、希望波電力レベルの大きさが第 1 の希望波所定値 t_1 を超える状況でかつ希望波電力レベルの大きさが第 2 の希望波所定値 t_2 を超える状況において、妨害波電力レベルの大きさが第 3 の妨害波所定値 E_3 を超えることを示す制御信号が制御装置 200 10 から高周波可変利得增幅装置 100 に入力された場合）、フィードバック回路 103 は、フィードバックインピーダンスをさらに大きくすることによって、高周波可変利得增幅装置 100 の利得をさらに小さくし、OIP3 の値を大きくする（図 4 のステップ S113、図 5 A, B の f 点参照）。これにより、利得の低減が図られながら、歪み特性の改善が図られていることとなる。

【0069】

第 2 の電力状態であり、かつ妨害波の電力レベルが第 3 の妨害波所定値 E_3 を超えない場合（すなわち、希望波電力レベルの大きさが第 1 の希望波所定値 t_1 を超える状況でかつ希望波電力レベルの大きさが第 2 の希望波所定値 t_2 を超える状況において、妨害波電力レベルの大きさが第 3 の妨害波所定値 E_3 を超えないことを示す制御信号が制御装置 200 20 から高周波可変利得增幅装置 100 に入力された場合）、妨害波による影響が小さいので、消費電流を低減することができる。したがって、フィードバック回路 103 は、フィードバックインピーダンスをさらに大きくすることによって、高周波可変利得增幅装置 100 の利得をさらに小さくする。消費電流調整回路 102 は、OIP3 の値が許容レベルになるまで消費電流を小さくする（図 4 のステップ S114、図 5 A, B の f 点から e 点への遷移を参照）。これにより、消費電流の低減が図られながら、歪み特性の維持が図られることとなる。

【0070】

なお、一般に、受信信号の電力レベルが上がると、IM3 による受信信号への影響は小さくなるので、第 3 の妨害波所定値 E_3 を第 2 の妨害波所定値 E_2 よりも大きくすることができる。よって、 $E_2 < E_3$ の関係であってよい。妨害波が所定値よりも小さい場合、妨害波による影響が小さいので、消費電流を低減することができる。

【0071】

なお、上記実施形態では、ステップ S114 において、消費電流を低減する場合、c 点から d 点への遷移と同様の量だけ消費電流を低減することとしたが、それ以上に消費電流を低減してもよい。なぜなら、図 5 B に示すように、e 点における OIP3 は、十分高い値であるので、消費電流をさらに低減させたとしても、OIP3 が a 点のレベルまで維持されることとなるからである。ただし、この場合、消費電流は四段階に調整される必要があるので、第 2 の DC スイッチ S2 および第 2 の抵抗器 R2 からなる直列回路と第 3 の DC スイッチ S3 および第 3 の抵抗器 R3 からなる直列回路とに並列に接続される DC スイッチおよび抵抗器からなる別の直列回路を設ける必要がある。このときの抵抗器の抵抗値は、第 2 および第 3 の抵抗器 R2, R3 の抵抗値とは相異なるものとする。第 1 の実施形態では、スイッチ 113a とスイッチ 114a とが同時にオンすることは無いとした。しかし、スイッチ 113a とスイッチ 114a とが同時にオンするようにしてもよい。このように同時にオンすることによって、フィードバック回路 103 は、第 1 の抵抗器 123a と第 2 の抵抗器 123b との抵抗回路となる。したがって、そのインピーダンスは、第 1 の抵抗器 123a よりも小さくなるので、フィードバックインピーダンスが第三段階よりも小さくなり、第四段階を実現することができる。このように、同時にオンすることによって、二つのインピーダンス回路および二つのスイッチ回路でフィードバック回路を構成する場合、4 つの段階のフィードバックインピーダンスを実現することができる。

10

20

30

40

50

【0072】

また、DCスイッチおよび抵抗器からなる別の直列回路をさらに設けることによって、消費電流をさらに段階分け（すなわち、五段階以上）することができる。この場合、複数のDCスイッチの内、0個またはいずれか1個、または複数個のDCスイッチが選択的にオンされることによって、小数の素子数でインピーダンスを多数の段階に分けることができる。

【0073】

なお、上記実施形態では、入力電力レベルを二段階（すなわち、第1および第2希望波所定値）に分けて、第2の入力所定値を超える場合は、さらにフィードバックインピーダンスを大きくすることとしたが、入力電力レベルは、第1の入力所定値によって一段階だけに分けるようにしてもよい。逆に、受信電力レベルをさらに細かく段階（すなわち、三段階以上に）分けして、それぞれの段階に応じて、フィードバックインピーダンスを調整するようにしてもよい。この場合、フィードバック回路は、抵抗器とスイッチとの対が複数組あってもよいし、可変抵抗器等によってフィードバックインピーダンスを調整するようにしてもよい。

【0074】

なお、高周波可変利得増幅装置100とチャネル選択フィルタ400との間には、周波数変換器300が挿入されてもよい。

【0075】

なお、チャネル選択フィルタ400は高周波可変利得増幅装置100の出力と周波数変換器300の入力との間にあってもよい。この場合、第2の電力検出装置203で検出される電力レベルは、高周波可変利得増幅装置100で増幅された希望波の電力レベルとチャネル選択フィルタ400で減衰された妨害波の電力レベルとの和である。

【0076】

なお、第1の電力検出装置202は、高周波可変利得増幅装置100の出力端子P2に接続されてもよい。この場合、制御回路201は、チャネル選択フィルタ400の減衰量から高周波可変利得増幅装置100の出力端子P2における希望波の絶対値を計算することができ、この値に基づいて、高周波可変利得増幅装置100を制御してもよい。

【0077】

なお、フィードバック回路の構成としては、図2に示したものに限られない。図6は、フィードバック回路の他の構成例を示す図である。図6に示すように、第1の抵抗器123aと第1のコンデンサ133aとが並列に接続されたインピーダンス回路、および第2の抵抗器123bと第2のコンデンサ133bとが並列に接続されたインピーダンス回路を用いてもよい。このようにすることによって、フィードバック回路は、フィードバック信号の位相を調整することができる。したがって、フィードバック信号の位相と入力信号の位相との差を180°に近づけることができ、これによって、歪み成分をキャンセルでき、歪み特性のさらなる改善を図ることが可能となる。

【0078】

なお、図6に示したフィードバック回路は、抵抗器とコンデンサとからなる並列回路であるが、抵抗器とインダクタとの組み合わせからなる並列回路であってもよい。

【0079】

図7は、フィードバック回路の他の構成例を示す図である。図7に示すフィードバック回路では、並列回路を挟む二組のスイッチ143a, 153aおよび143b, 153bは、同時にオンオフされる。これにより、フィードバック回路の雑音特性が改善される。具体的に、たとえば、第1のフィードバック経路切り換えスイッチ143aと第3のフィードバック経路切り換えスイッチ153aとがオンで、第2のフィードバック経路切り換えスイッチ143bと第4のフィードバック経路切り換えスイッチ153bとがオフである場合、第1の抵抗器123aで発する熱雑音は、スイッチがオフの第4のフィードバック経路切り換えスイッチ153bによって増幅器101の入力端子P3から増幅器101に入力されないので、雑音特性が改善する。

10

20

30

40

50

【0080】

図8は、フィードバック回路の他の構成例を示す図である。図8に示すフィードバック回路は、第1および第2の直流遮断コンデンサ163, 173と、可変容量ダイオード183と、可変電圧源193とを有する。可変容量ダイオード183の両端には、可変容量ダイオードに与える電圧を可変できる可変電圧源193が付加されている。増幅器101の入力端子P1に入力される入力信号の電界強度が微弱である場合、制御回路201は、可変電圧源183に印加する逆バイアス電圧を調整して可変容量ダイオードの容量値を小さくすることによってフィードバック回路のインピーダンスを大きくし、フィードバック信号量を低減し、増幅器101を高利得とする。希望波信号が大きくなるにしたがって、制御回路201は、可変電圧源の電圧を調整して、可変容量ダイオードの容量を大きくしてフィードバック回路のインピーダンスを小さくして、増幅器101の利得を小さくする。直流遮断コンデンサ163, 173が挿入されることによって、増幅器のバイアス電圧と可変容量ダイオードの逆バイアス電圧とを分離することができるので、互いの電圧の影響をなくした安定した動作を実現することができる。

10

【0081】

なお、制御回路201の制御信号を可変電圧にして、直接可変容量ダイオード183が直接駆動されるようにしてもよい。この場合、可変電圧源193は無くてもよい。

【0082】

なお、上記実施形態において、P1～P7の端子は、パッド電極のような端子であってもよいし、配線内の素子の接続点のようなノードであってもよい。

20

【0083】

なお、上記実施形態では、増幅器101において、トランジスタがカスコード接続されているものとしたが、カスコード接続されていないトランジスタを用いてもよい。

【0084】

なお、上記実施形態では、直列接続されたDCスイッチと抵抗器とを二組並列に接続して、消費電流を調整することとしたが、消費電流調整用の回路は、これに限定されるものではない。たとえば、図6、図7、図8に示したような構成を用いて、インピーダンスを調整することによって、消費電流を調整するようにしてもよい。

30

【0085】

なお、上記実施形態において、制御装置は、ステップS101において、入力される希望波の電力レベルの大小を判断することとしたが、希望波のみの電力レベルだけでなく、妨害波が含まれている入力信号の電力レベルの大小を判断して、フィードバックインピーダンスを調整するようにしてもよい。

40

【0086】

(第2の実施形態)

図9は、本発明の第2の実施形態に係る増幅回路2の構成を示すブロック図である。図9において、増幅回路2は、高周波可変利得増幅装置110と、制御装置210と、周波数変換器300と、チャネル選択フィルタ400とを備える。図9において、第1の実施形態における増幅回路1と同様の機能を有する部分については、同一の参照符号を付し、説明を省略する。

40

【0087】

高周波可変利得増幅装置110は、入力端子P1と、出力端子P2と、増幅器111と、消費電流調整回路102と、フィードバック回路103と、モード切替スイッチ114と、減衰器115とを含む。モード切替スイッチ114は、制御回路211からの指示に応じて、増幅器111への入力信号を出力側へ迂回させるためのスイッチである。減衰器115は、入力信号を減衰させて出力側へ迂回させるためのアッテネータである。ボード切替スイッチ114と減衰器115とをあわせて、バイパス回路ということにする。

【0088】

制御装置210は、制御回路211と、第1の電力検出装置202と、第2の電力検出装置203とを含む。制御回路211は、第1および第2の電力検出装置202, 203

50

が検出した電力レベルに応じて、消費電流調整回路 102、フィードバック回路 103、およびモード切替スイッチ 114 を制御する。

【0089】

図 10 は、増幅器 111 および消費電流調整回路 102 の内部構成を示す回路図である。図 10 において、図 3 に示した部分と同様の部分については、同一の参照符号を付し、説明を省略する。

【0090】

図 10 において、増幅器 111 は、第 1 および第 2 のバイポーラトランジスタ T1, T2 と、第 5 ~ 第 7 のバイポーラトランジスタ T5 ~ T7、接地用コンデンサ CS と、第 2 のコンデンサ C2 と、第 5 ~ 第 8 の抵抗器 R5 ~ R8 と、第 4 および第 5 のDCスイッチ S4, S5 とを含む。

【0091】

第 5 のバイポーラトランジスタ T5 のエミッタは、第 8 の抵抗器 R8 を介して接地される。第 5 のバイポーラトランジスタ T5 のコレクタは、第 2 のバイポーラトランジスタ T2 のベース、および第 6 のバイポーラトランジスタ T6 のエミッタと接続される。第 6 のバイポーラトランジスタ T6 のベースは、それぞれ直列に接続された第 5 の抵抗器 R5 と第 6 の抵抗器 R6 との共通端子に接続される。第 5 の抵抗器 R5 の他端子は、第 4 のDCスイッチ S4 を介して電源端子 P5 に接続される。第 6 の抵抗器 R6 の他端子は、第 7 のバイポーラトランジスタ T7 のコレクタに接続される。

【0092】

第 7 のバイポーラトランジスタ T7 のベースは、第 5 のバイポーラトランジスタ T5 のベースと接続される。第 7 のバイポーラトランジスタ T7 のベースとコレクタとは、互いに接続される。第 7 のバイポーラトランジスタ T7 のコレクタとエミッタとの間には、第 7 の抵抗器 R7 を介して、第 2 のコンデンサ C2 と第 5 のDCスイッチ S5 とからなる並列回路が接続される。第 7 のバイポーラトランジスタ T7 のエミッタは、第 7 の抵抗器 R7 を介して接地される。

【0093】

第 4 および第 5 のDCスイッチ S4, S5 は、たとえば、n チャネル FET からなるスイッチである。

【0094】

図 10 に示す回路において、第 1 ~ 第 5 のDCスイッチ S1 ~ S5 のオンオフを制御することによって、第 1 および第 2 のバイポーラトランジスタ T1, T2 の増幅動作とオフ動作とを切り換えることができる。

【0095】

増幅動作にするためには、第 1 および第 5 のDCスイッチ S1, S5 がオンとなり、第 4 のDCスイッチ S4 がオフとなり、第 2 または第 3 のDCスイッチ S2, S3 の少なくとも一方がオンとならなければならない。

【0096】

一方、オフ動作にするためには、第 1 および第 5 のDCスイッチ S1, S5 がオフになり、第 2 ~ 第 4 のDCスイッチ S2 ~ S4 がオフにならなければならぬ。このように、オフ動作にするためのスイッチ回路をオフ回路と呼ぶことにする。

【0097】

以下、増幅動作およびオフ動作について詳しく説明する。

【0098】

増幅動作の場合、上記のようにスイッチングすることによって、第 1 のバイポーラトランジスタ T1 のベースバイアス電圧は約 0.7V となる。また、第 5, 第 6 および第 7 の抵抗器 R5, R6, R7 の抵抗値を、それぞれ r5, r6, r7 とすると、第 2 のバイポーラトランジスタ T2 のベースバイアス電圧 Vb は、以下の式(1)で表すことができる。

$$Vb = (Vcc - 0.7) (r6 + r7) / (r5 + r6 + r7) \dots (1)$$

10

20

30

40

50

なお、ここでは、第3のスイッチS3がオンの場合を想定している。

【0099】

これらのバイアス電圧によって、第1および第2のバイポーラトランジスタT1, T2がオンになるので、増幅器111は、入力信号を増幅して出力することができる。

【0100】

このとき、カスコード接続された第1および第2のバイポーラトランジスタT1, T2によって構成される増幅器を流れる消費電流Iは、第1の抵抗器R1の抵抗値をr1、第4の抵抗器R4の抵抗値をr4、第2の抵抗器R2の抵抗値をRとし、第1および第3のバイポーラトランジスタT1, T3の電流増幅率をhfeとすると、以下の式(2)で表すことができる。

$$I = (r4 / r1) (Vcc - 1.4) / (R + r4 / hfe) \dots (2)$$

ここでは、第2のスイッチS2がオンの場合を想定している。また、バイポーラトランジスタがオン時のベース-エミッタ間の電圧は全て0.7Vで計算している。

【0101】

上記式(2)によると、カスコード接続された増幅器の消費電流は、Rの大きさによって変動することがわかる。したがって、図10に示すように、第2および第3の抵抗器R2, R3を並列に接続することによって、Rの大きさを可変にすることができる。抵抗値Rを選択するために、第2のDCスイッチS2または第3のDCスイッチS3の少なくとも1つがオンにする。たとえば、第2のDCスイッチS2がオンの場合、式(2)のRは、第2のDCスイッチS2に接続されている第2の抵抗器R2の抵抗値になる。第3のDCスイッチS3がオンの場合、式(2)のRは、第3の抵抗器R3の抵抗値になる。第2および第3のDCスイッチS2, S3が共にオンの場合、式(2)のRは、第2および第3の抵抗器R2, R3を並列接続したときの抵抗値となる。このように、第2の抵抗器R2の抵抗値と第3の抵抗器R3の抵抗値とをお互いに異なる値にすることによって、Rを可変にすることができ、消費電流の調整を行うことができる。消費電流を減らすためには、大きなRを持つ抵抗器に接続されている消費電流調整用DCスイッチの方をオンすればよい。

【0102】

オフ動作の場合、オフ回路における第1および第5のDCスイッチS1, S5をオンにし、第2～第4のDCスイッチS2～S4をオフにすることによって、第1のバイポーラトランジスタT1のベースバイアス電圧と第2のバイポーラトランジスタT2のベースバイアス電圧とがほぼ0Vになる。したがって、増幅器111はオフ状態となり、消費電流が発生しない。

【0103】

図11は、第2の実施形態における制御回路211の動作を示すフローチャートである。以下、図11を参照しながら、高周波可変利得増幅装置110の制御方法について説明する。図11において、第1の実施形態の場合と同様の動作を有するステップについては、図4におけるのと同一のステップ番号を付すこととする。

【0104】

まず、制御回路211は、第1の電力検出装置202によって検出された希望波の入力電力レベルが許容値T以下であるか否かを判断する(ステップS201)。希望波での入力電力レベルの求めた方は、第1の実施形態の場合と同様である。

【0105】

許容値T以下であると判断した場合、制御回路211は、増幅器101が増幅動作となるようにスイッチングする(ステップS203)。このように、増幅器101が増幅動作となっていることを高利得動作モードということにする。具体的には、先述のように、第1および第5のDCスイッチS1, S5をオンにし、第4のDCスイッチS4をオフにする。その後、制御回路211は、第1の実施形態と同様にして、受信信号の電力レベルおよび妨害波の電力レベルに応じて、フィードバック回路103および消費電流調整回路102を制御して(S101～S114)、歪み特性の劣化を防ぐ。

10

20

30

40

50

【0106】

一方、許容値 T を超える場合、受信レベルが大きいので、入力信号を増幅する必要がない。したがって、制御回路 211 は、増幅器 101 をオフ動作とすることにし、フィードバック回路 103 がオープンとなるようにし、かつモード切替スイッチ 114 がオンになるように制御し(ステップ S202)、ステップ S201 の動作に戻る。このように、増幅器 101 をオフ動作とし、モード切替スイッチ 114 をオンにして、入力信号を減衰器 115 を介して出力するモードのことを、アンテナモードということにする。

【0107】

具体的には、制御回路 211 は、第 1 および第 5 の DC スイッチ S1, S5 をオンにし、第 2 ~ 第 4 の DC スイッチ S2 ~ S4 をオフにすることによって、増幅器 101 をオフ動作にする。また、制御回路 211 は、第 1 および第 2 のスイッチ 113a, 113b をオフにすることによって、フィードバック回路 103 をオフにする。

【0108】

これにより、入力端子 P1 に入力された希望波信号は、モード切替スイッチ 114 および減衰器 115 を通過して、受信信号よりも減衰された状態で出力端子 P2 から出力されることとなる。

【0109】

このように、第 2 の実施形態では、受信信号の電界強度が許容範囲を超えている場合、増幅器 101 がオフとなるので、増幅器 101 が飽和することにより発生する歪み成分をほぼ 0 にすることができる、さらに受信信号を減衰器 115 によって減衰することによって、高周波可変利得増幅装置 110 に強電界信号入力が入力されても高周波可変利得増幅装置 110 の後段の回路が飽和することによる歪み成分の発生を防ぐことが可能になる。結果、低歪みでダイナミックレンジが大きい可変利得増幅装置を実現することができる。

【0110】

なお、上記第 2 の実施形態においても、フィードバック回路として、図 6、図 7、図 8 のいずれかに示したフィードバック回路を用いてもよい。

【0111】

なお、受信電力が許容値 T よりも大きい場合、増幅することなく入力側から出力側へバイパスするのみの構成であってもよい。

【0112】

なお、バイパス回路を 2 つ以上お互いに並列に接続して、スイッチによるバイパス経路切り換えを行い、バイパスモードにおける減衰量の切り換えを行ってもよい。

【0113】

なお、チャネル選択フィルタ 400 は、高周波可変利得増幅装置 100 の出力と周波数変換器 300 の入力との間にあってもよい。この場合、第 2 の電力検出装置 203 で検出される電力レベルは、高周波可変利得増幅装置 100 で増幅された希望波の電力レベルとチャネル選択フィルタ 400 で減衰された妨害波の電力レベルとの和である。

【0114】

(第 3 の実施形態)

図 12 は、本発明の第 3 の実施形態に係る増幅回路 3 の構成を示すブロック図である。第 3 の実施形態では、図 4 のフローチャートを援用することとする。増幅回路 3 は、ダイレクトコンバージョン方式による増幅回路である。図 12 において、図 1 に示す増幅回路 1 と同様の機能を有する部分については、同一の参照符号を付し、説明を省略することとする。図 11 において、増幅回路 3 は、高周波可変利得増幅装置 100 と、制御装置 220 と、ミキサ 301a, 301b と、ローパスフィルタ 401a, 401b と、90° 移相器 500 と、局部発振器 601 とを備える。制御装置 220 は、制御回路 221 と、第 1 の電力検出装置 202 と、第 1 および第 2 の出力電力検出回路 223a, 223b とを含む。

【0115】

局部発振器 601 の出力信号は、90° 移相器 500 によって、互いに 90 度の位相差 50

を有するローカル信号となり、ミキサ301a, 301bに入力する。ミキサ301a, 301bは、90°移相器500からのローカル信号と高周波可変利得増幅装置100からの出力信号とを乗算して、ローパスフィルタ401a, 401bに入力する。ローパスフィルタ401a, 401bは、ミキサ301a, 301bからの出力信号の内、希望波を選択して通過し、妨害波を減衰させ、直交信号と同相信号とを出力する。

【0116】

第1および第2の出力電力検出回路223a, 223bは、それぞれ、ローパスフィルタ401a, 401bからの出力信号の電力レベルを検出する。制御回路221は、第1の実施形態と同様(図4参照)、第1の電力検出装置202が検出した希望波の受信電力レベル、および第1および第2の出力電力検出回路223a, 223bが検出した出力信号の電力レベルに基づいて計算される妨害波の電力レベルに基づいて、フィードバックインピーダンスおよび消費電流を制御する。

【0117】

(第4の実施形態)

図13は、本発明の第4の実施形態に係る周波数変換回路4の構成を示すブロック図である。図13において、周波数変換回路4は、高周波可変利得周波数変換装置120と、制御装置200と、チャネル選択フィルタ400とを備える。高周波可変利得周波数変換装置120は、周波数変換器800と、入力ポートP1と、出力ポートP2と、ローカル周波数信号入力ポートLOと、フィードバック回路103と、消費電流調整回路102とを含む。

【0118】

図13において、第1の実施形態における増幅回路1と同様の機能を有する部分については、同一の参照符号を付し、説明を省略する。図13において、周波数変換回路4は、第1の実施形態に係る高周波可変利得増幅装置100を高周波可変利得周波数変換装置120に置き換え、周波数変換器300を取り除いた構成である。

【0119】

ローカル周波数信号入力ポートLOからは、ローカル周波数信号が入力される。周波数変換器800は、ローカル周波数信号入力ポートLOから入力されるローカル信号と入力ポートP1から入力される高周波信号とを乗算して、出力ポートP2から出力する。

【0120】

第1の実施形態と同様にして、制御回路201は、フィードバック回路103および消費電流調整回路102に制御信号を入力して、フィードバックインピーダンスおよび周波数変換器800の消費電流を調整する。

【0121】

図14は、周波数変換器800および消費電流調整回路102の内部構成を示す回路図である。図14において、消費電流調整回路102の構成は、第1の実施形態と同様であるので、説明を省略する。周波数変換器800は、バイポーラトランジスタT5と、ローカル周波数信号入力ポートLOと、入力ポートP3と、出力ポートP4とを含む。入力ポートP3から入力される高周波信号は、ローカル周波数信号入力ポートLOから入力されるローカル周波数信号と乗算されて、出力ポートP4から出力される。

【0122】

このように、第4の実施形態では、受信した希望波の電力レベルに応じて、フィードバックインピーダンスが制御され、周波数変換器の利得が調整される。さらに、妨害波の電力レベルに応じて、消費電流が制御され、OIP3の値が調整される。これにより、消費電流を低減しつつ、歪み特性の劣化も防止できる高周波可変利得周波数変換装置が提供されることとなる。

【0123】

なお、上記第4の実施形態では、周波数変換器はシングル型であるとしたが、バランス型の周波数変換器であってもよい。図15は、バランス型の周波数変換器を用いる場合の周波数変換器800、消費電流調整回路102b、利得調整回路102aの内部構成を示

10

20

30

40

50

す回路図である。図15において、バランス型の周波数変換器は、トランジスタT6, T7, T8と、抵抗R7と、入力ポートP3と、出力ポートP4a, P4bと、ローカル周波数信号入力ポートLOとからなる。ローカル周波数信号入力ポートLOには、差動のローカル周波数信号が入力される。差動のローカル周波数信号は、入力ポートP3から入力された高周波信号と、トランジスタT7, T8において乗算され、出力ポートP4a, P4bから出力される。

【0124】

トランジスタT7, T8には、第1の実施形態に示す消費電流調整回路102と同様の回路構成を有する利得調整回路102aが接続される。ただし、抵抗R6, R7, R8は、適切な抵抗値となっている。利得調整回路102aは、抵抗R5を介してトランジスタT8のベースに接続され、抵抗R1を介してトランジスタT7のベースに接続される。

【0125】

トランジスタT6には、第1の実施形態に示す消費電流調整回路102と同様の回路構成を有する消費電流調整回路102bが接続される。ただし、抵抗R2, R3, R4は、適切な抵抗値となっている。消費電流調整回路102bは、抵抗R7を介してトランジスタT6のベースに接続される。

【0126】

この場合、第1のフィードバック回路(図示せず)が、出力ポートP4aと入力ポートP3との間に接続される。第2のフィードバック回路(図示せず)が、出力ポートP4bと入力ポートP3との間に接続される。

【0127】

制御装置200の制御回路201は、利得を変更すべきであると決定した場合(図4のステップS102, S107, S111参照)、第1および第2のフィードバック回路のフィードバックインピーダンスの大きさが第1の実施形態で示したのと同様の方向に変化するように、第1および第2のフィードバック回路のフィードバックインピーダンスを調整すると共に、利得調整回路102aに対して制御信号を入力し、スイッチS5, S6を切り換えて、周波数変換器800の利得を変化させる。トランジスタT7, T8のベース電圧Vb4が変化すると、飽和出力レベルが変化する。飽和出力レベルの変化は最大出力電力の変化となるので、飽和出力レベルを変化させることによって、利得を切り換えることができる。具体的には、利得を大きくしたい場合、トランジスタT7, T8のベース電圧Vb4を小さくしなければならないので、制御回路201は、抵抗R6, R7によって構成される回路全体の抵抗が大きくなるように、スイッチS5, S6を切り換える。一方、利得を小さくしたい場合、トランジスタT7, T8のベース電圧Vb4を大きくしなければならないので、制御回路201は、抵抗R6, R7によって構成される回路全体の抵抗が小さくなるように、スイッチS5, S6を切り換える。ただし、トランジスタT7, T8のベース電圧Vb4が、エミッタ電圧Vc5以下になってはいけない。このように、第1および第2のフィードバック回路のフィードバックインピーダンスの調整および利得調整回路のインピーダンスの調整によって、周波数変換器800の利得が調整される。

【0128】

制御装置200の制御回路201は、消費電流を変更すべきであると決定した場合(図4のステップS104, S110, S114参照)、消費電流調整回路102bに対して制御信号を入力し、スイッチS2, S3を第1の実施形態と同様にして切り換える。これによって、周波数変換器800の消費電流が調整される。

【0129】

このように、周波数変換器はバランス型であってもよく、この場合、利得調整回路をさらに設けることによって、周波数変換器の利得を調整することができる。フィードバックインピーダンスの調整による利得の調整と併せて、利得調整回路によって利得を調整することによって、単に利得を調整するだけでなく、歪みを抑圧することができる。なお、利得調整回路を設けずに、フィードバック回路だけで、利得を調整するようにしてもよい。

【0130】

10

20

30

40

50

(第5の実施形態)

図16は、本発明の第1または第2の実施形態に係る増幅回路1,2,または3を適用した通信機器70の構成を示すブロック図である。増幅回路1,2,3を適用した場合の通信機器の全体構成は、増幅回路3では局部発振器が外部に不要である点以外、同様であるので、以下、代表して増幅回路1を適用した場合の構成について説明する。

【0131】

図16において、通信機器70は、アンテナ600と、増幅回路1と、局部発振器700と、可変利得増幅装置701とを具備する。アンテナ600は、増幅回路1の入力端子に接続される。局部発振器700は、増幅回路1の周波数変換器300に局部発振信号を入力する。この場合、周波数変換器300は、ミキサとして機能する。通信機器70の出力側には、主に、データ処理回路が接続される。

【0132】

アンテナで受信した受信信号は、増幅回路1内の高周波可変利得増幅装置100で増幅される。周波数変換器300から高周波可変利得増幅装置100の出力信号の周波数と局部発振器700の発振周波数との差の周波数を有する差周波信号は、可変利得増幅装置701に入力され、一定のレベルに調整されて通信機器70の出力端子から出力され、データ処理回路に入力される。

【0133】

なお、各回路ブロック間には不要な周波数成分を低減するためのフィルタが設けられてもよい。

【0134】

なお、アンテナで受信した高周波信号を増幅して出力する高周波可変利得増幅装置と、当該高周波可変利得増幅装置からの出力信号を周波数変換する周波数変換装置とを備える通信装置において、当該周波数変換装置が第4の実施形態に係るものであってもよい。

【産業上の利用可能性】

【0135】

本発明に係る高周波可変利得増幅装置、制御装置、高周波可変利得周波数変換装置、および通信機器は、消費電流を低減しても歪特性が劣化しない、または、消費電流を増加しなくても歪特性が改善でき、通信分野等に有用である。

【図面の簡単な説明】

【0136】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る増幅回路1の構成を示すブロック図

【図2】フィードバック回路103の内部構成を示す回路図

【図3】増幅器101および消費電流調整回路102の内部構成を示す回路図

【図4】第1の実施形態における制御回路201の動作を示すフローチャート

【図5A】図4に示すフローに従って制御された場合の増幅器101の利得の遷移を示す図

【図5B】図4に示すフローに従って制御された場合の増幅器101のOIP3の遷移を示す図

【図6】フィードバック回路の他の構成例を示す図

【図7】フィードバック回路の他の構成例を示す図

【図8】フィードバック回路の他の構成例を示す図

【図9】本発明の第2の実施形態に係る増幅回路2の構成を示すブロック図

【図10】増幅器111および消費電流調整回路102の内部構成を示す回路図

【図11】第2の実施形態における制御回路211の動作を示すフローチャート

【図12】本発明の第3の実施形態に係る増幅回路3の構成を示すブロック図

【図13】本発明の第4の実施形態に係る周波数変換回路4の構成を示すブロック図

【図14】周波数変換器800および消費電流調整回路102の内部構成を示す回路図

【図15】バランス型の周波数変換器を用いる場合の周波数変換器800、消費電流調整回路102b、利得調整回路102aの内部構成を示す回路図

10

20

30

40

50

【図16】本発明の第1または第2の実施形態に係る増幅回路1, 2, または3を適用した通信機器70の構成を示すブロック図

【図17】特許文献1に開示されている利得制御機能を持つ従来の受信回路900の構成を示す図

【図18A】従来の受信回路において、消費電流の低減と共に、OIP3が低下する様子を示した図

【図18B】従来の受信回路において、消費電流の低減と共に、OIP3が低下する様子を示した図

【符号の説明】

【0137】	10
1, 2, 3 増幅回路	
4 高周波可変利得周波数変換装置	
70 通信機器	
100, 110 高周波可変利得増幅装置	
101, 111 増幅器	
102 消費電流調整回路	
103 フィードバック回路	
114 モード切替スイッチ	
115 減衰器	
120 高周波可変利得周波数変換装置	20
P1 入力端子	
P2 出力端子	
P3, P4 端子	
P5 電源端子	
P6, P7 スイッチ制御端子	
200, 210, 220 制御装置	
201, 211, 221 制御回路	
202 第1の電力検出装置	
203 第2の電力検出装置	
233a 第1の出力電力検出装置	30
233b 第2の出力電力検出装置	
300 周波数変換器	
301a, 301b ミキサ	
400 チャネル選択フィルタ	
401a, 401b ローパスフィルタ	
500 90°移相器	
600 アンテナ	
601, 700 局部発振器	
701 可変利得増幅装置	
800 周波数変換器	40
113a 第1のスイッチ	
113b 第2のスイッチ	
123a 第1の抵抗器	
123b 第2の抵抗器	
133a 第1のコンデンサ	
133b 第2のコンデンサ	
143a, 143b, 153a, 153b 第1～第4のフィードバック経路切替スイッチ	
163, 173 直流遮断コンデンサ	
183 可変容量ダイオード	50

193 可変電圧源

T 1 ~ T 7 第1 ~ 第7のバイポーラトランジスタ

R 1 ~ R 8 第1 ~ 第8の抵抗器

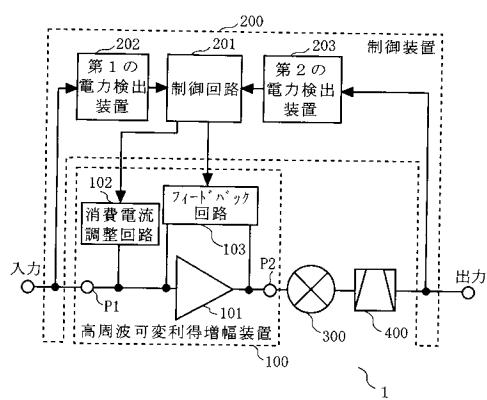
S 1 ~ S 5 第1 ~ 第5のDCスイッチ

C 1 第1のコンデンサ

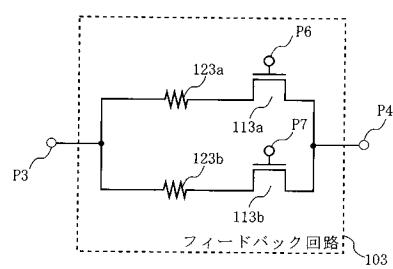
C 2 第2のコンデンサ

C S 接地用コンデンサ

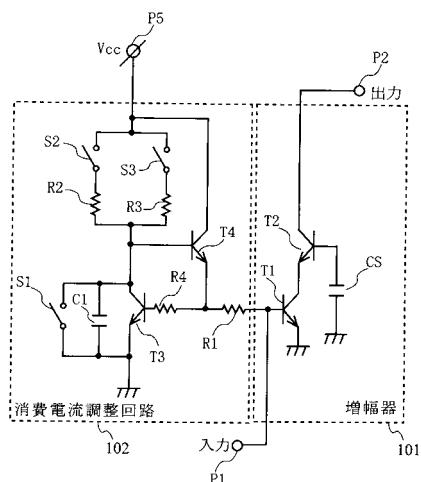
【図1】



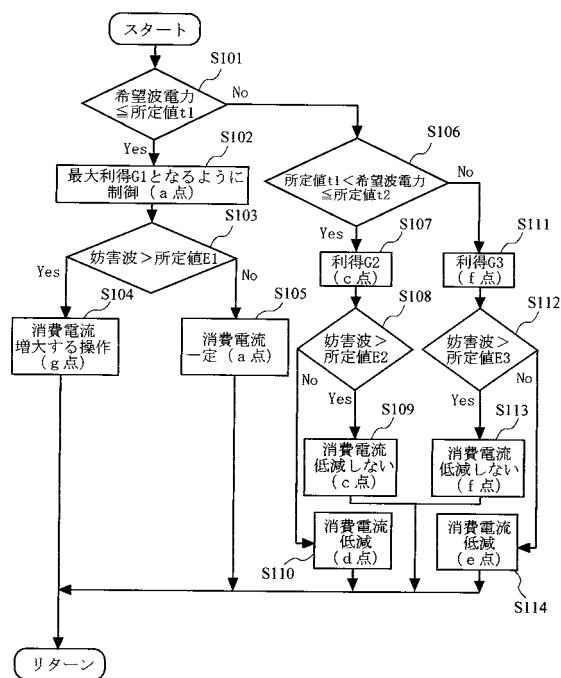
【図2】



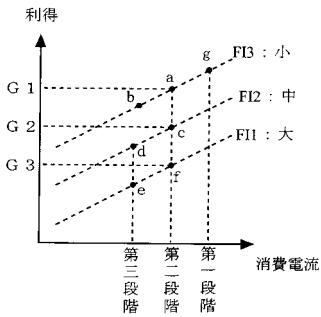
【図3】



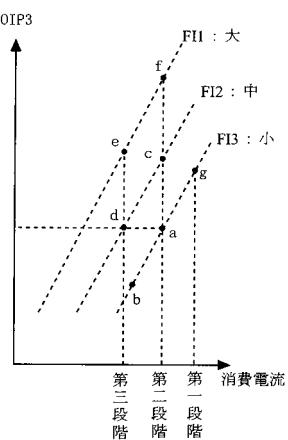
【図4】



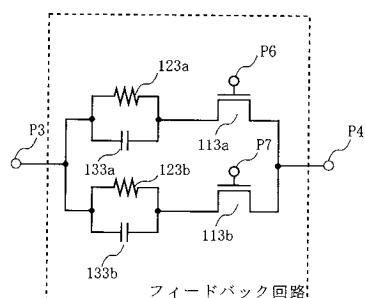
【図5 A】



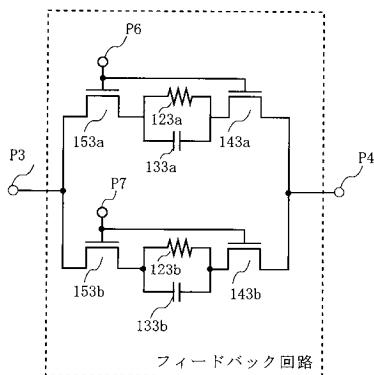
【図5 B】



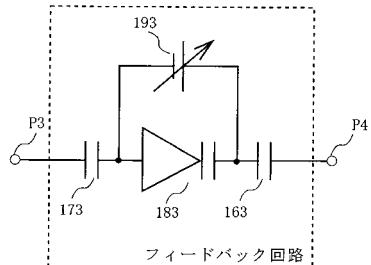
【図6】



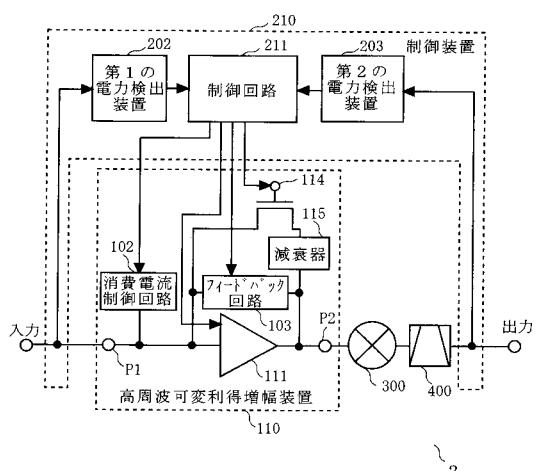
【図7】



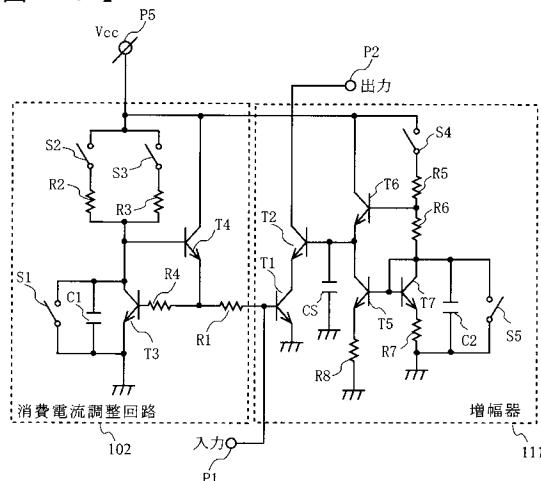
【図8】



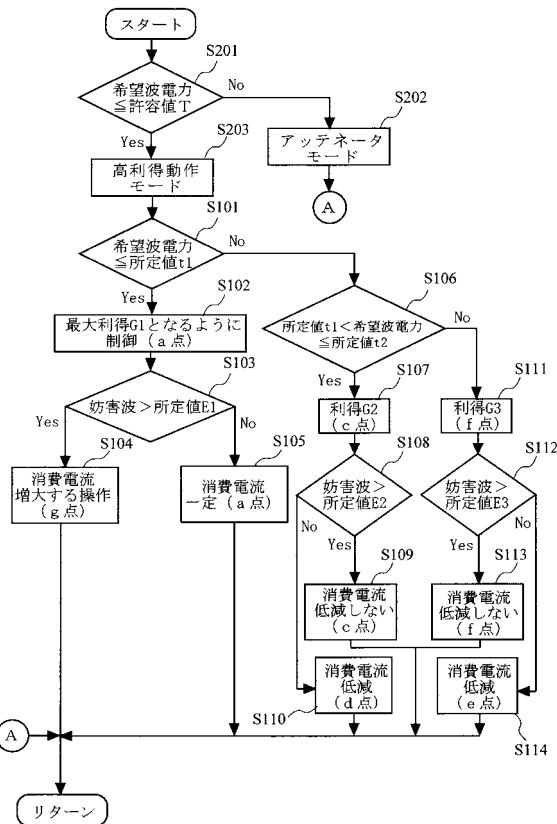
【図9】



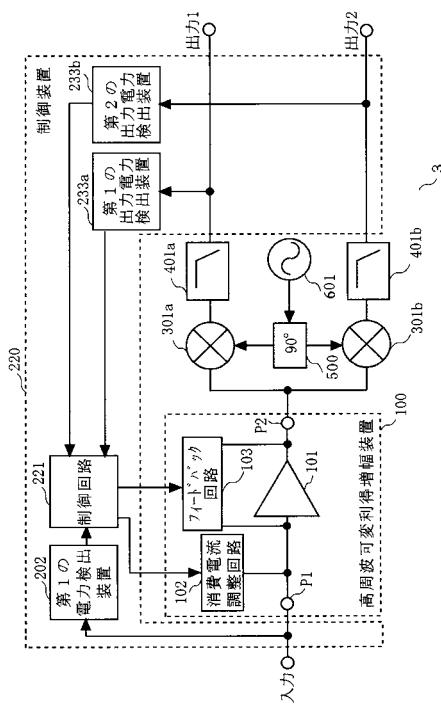
【 図 1 0 】



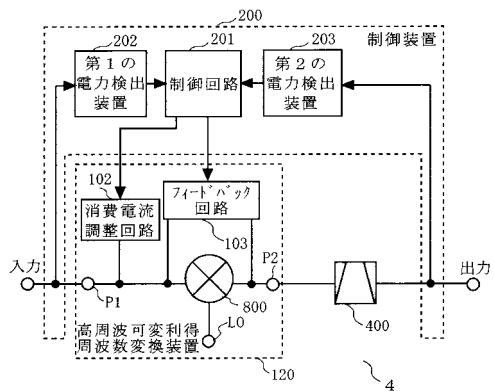
【 図 1 1 】



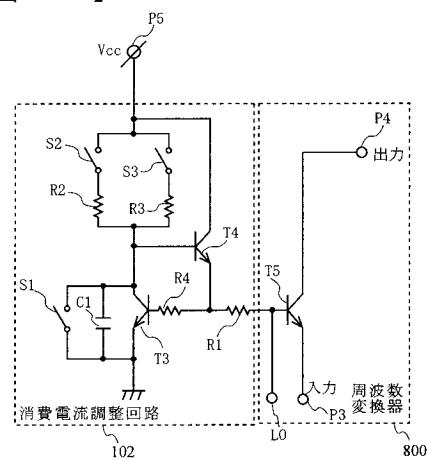
【 図 1 2 】



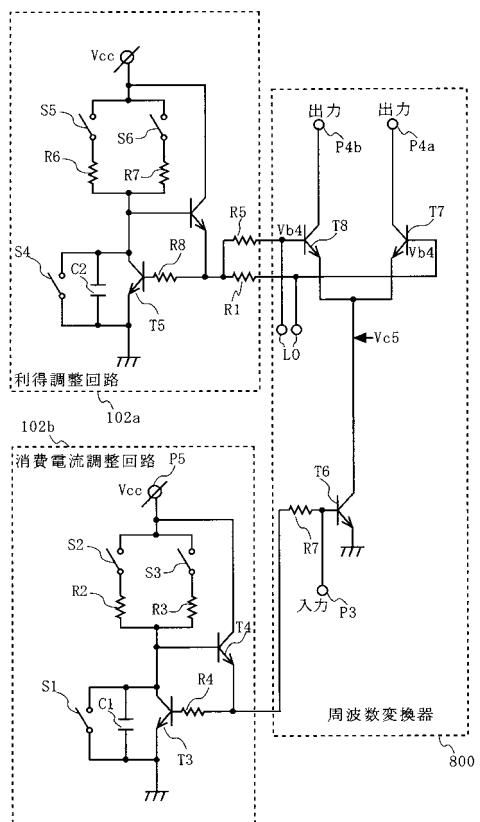
【 図 1 3 】



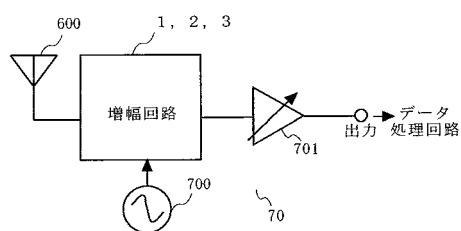
【図14】



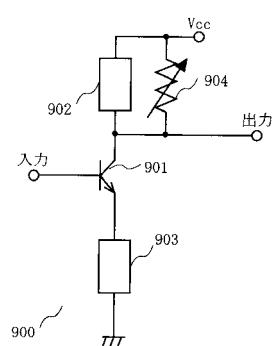
【図15】



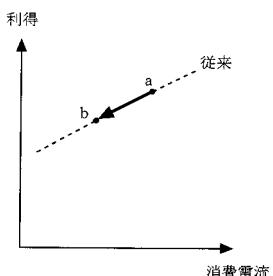
【図16】



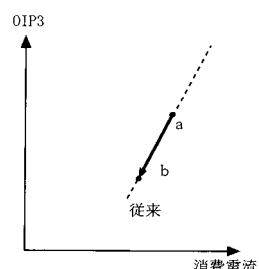
【図17】



【図18 A】



【図18 B】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5J100 AA14 AA26 BA01 BB08 BC05 CA02 CA05 CA07 JA01 QA01
SA02
5K061 AA02 AA11 BB12 CC08 CC11 CC23 CC52

【要約の続き】