

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4527713号  
(P4527713)

(45) 発行日 平成22年8月18日 (2010. 8. 18)

(24) 登録日 平成22年6月11日 (2010. 6. 11)

(51) Int. Cl.		F I	
H03F 3/24	(2006.01)	H03F 3/24	
H03C 3/40	(2006.01)	H03C 3/40	
H04B 1/04	(2006.01)	H04B 1/04	E
H04L 27/36	(2006.01)	H04L 27/00	F

請求項の数 19 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2006-501535 (P2006-501535)	(73) 特許権者	502087507
(86) (22) 出願日	平成16年1月7日 (2004. 1. 7)		ソニー エリクソン モバイル コミュニケーションズ, エービー
(65) 公表番号	特表2006-518955 (P2006-518955A)		スウェーデン国, 221 88 ルンド
(43) 公表日	平成18年8月17日 (2006. 8. 17)	(74) 代理人	100076428
(86) 国際出願番号	PCT/EP2004/000047		弁理士 大塚 康徳
(87) 国際公開番号	W02004/075395	(74) 代理人	100112508
(87) 国際公開日	平成16年9月2日 (2004. 9. 2)		弁理士 高柳 司郎
審査請求日	平成19年1月5日 (2007. 1. 5)	(74) 代理人	100115071
(31) 優先権主張番号	03003830. 1		弁理士 大塚 康弘
(32) 優先日	平成15年2月20日 (2003. 2. 20)	(74) 代理人	100116894
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		弁理士 木村 秀二
		(72) 発明者	フィリモノフ, ニコライ
			ロシア国 モスクワ 111024, ア
			ヴィアモタルナヤ 8エー
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 RF信号の効率的な変調

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

送信されるべき変調されたRF信号(x(t))の出力電力(P<sub>x</sub>(t))を制御する際に、送信されるべき複素ベースバンド入力信号(x<sub>LP</sub>(t))を複素ベースバンドから所望のRFバンドへアップコンバートするために利用されるI/Q変調器(200b)におけるI/Q変調方法であって、

前記複素アナログ・ベースバンド入力信号(x<sub>LP</sub>(t))の同相及び直交のベースバンド成分(i(t)及びq(t))で与えられる直交信号表現を、前記複素ベースバンド入力信号(x<sub>LP</sub>(t))のマグニチュード(|x<sub>LP</sub>(t)|)と、位相(∠x<sub>LP</sub>(t))とで与えられる極座標信号表現に変換する工程と、

前記複素ベースバンド入力信号(x<sub>LP</sub>(t))の前記マグニチュード(|x<sub>LP</sub>(t)|)を表す前記信号の狭帯域の高レベル成分(222)と、広帯域の低レベル成分(224)とを、独立のステージ(204、206)において増幅し、前記狭帯域の高レベルマグニチュード成分(222)を、前記広帯域の低レベルマグニチュード成分(224)の電力レベルを安定化させるために利用する工程と、

送信されるべき変調されたRF出力信号(x(t))を生成するために、前記極座標信号表現において、前記複素アナログ・ベースバンド入力信号(x<sub>LP</sub>(t))のI/Q変調を実行する工程と、

前記複素ベースバンド入力信号(x<sub>LP</sub>(t))の前記広帯域の低レベル成分(224)を、制御信号に基づいて利得が制御される可変利得電力増幅器(206)の入力ポートに供給

する工程と、  
を備え、

前記制御信号は、前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記広帯域の低レベルマグニチュード成分 (224) の前記電力レベルを安定化させるために利用される信号であることを特徴とする方法。

【請求項2】

前記制御信号を、差動増幅器 (202) が供給するエラー信号により DC 電力供給電圧 ( $V_{bat}$ ) を調整することにより生成する工程を更に備え、

前記エラー信号は、前記差分増幅器 (202) の非反転入力ポートに与えられる、前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記狭帯域の高レベルマグニチュード成分 (222) と、送信されるべき変調された RF 信号 ( $x(t)$ ) の反射波の出力電力レベルを表す、前記差動増幅器 (202) の反転入力ポートに与えられる信号との、増幅された差分信号として取得されることを特徴とする請求項1に記載の方法。

10

【請求項3】

前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記位相情報 ( $x_{LP}(t)$ ) で変調された位相変調された正弦波搬送信号 ( $x_p(t)$ ) を、

前記位相変調された搬送信号 ( $x_p(t)$ ) が供給される少なくとも一つの更なる可変利得電力増幅器 (212) の利得制御ポートに、前記可変利得電力増幅器 (206) の前記出力信号 ( $x_{MC}(t)$ ) を供給することにより、

該出力信号 ( $x_{MC}(t)$ ) で振幅変調する工程を更に備えることを特徴とする請求項1に記載の方法。

20

【請求項4】

前記可変利得電力増幅器 (206) の前記出力信号 ( $x_{MC}(t)$ ) は、直列に接続された可変利得電力増幅器 (212、214) のカスケードの利得要素を制御し、

前記直列に接続された可変利得電力増幅器 (212、214) の前記カスケードの最も上流の可変利得電力増幅器 (212) には、前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記位相情報 ( $x_{LP}(t)$ ) を搬送する位相変調された正弦波搬送信号 ( $x_p(t)$ ) が供給される

ことを特徴とする請求項1乃至3のいずれか1項に記載の方法。

【請求項5】

前記直列に接続された可変利得電力増幅器 (212、214) の前記カスケードの少なくとも一つの可変利得電力増幅器 (214) が選択的にバイパス可能であることを特徴とする請求項4に記載の方法。

30

【請求項6】

バイパスされた前記電力増幅器 (214) の前記利得制御信号 ( $x_{MC}(t)$ ) が、選択的に遮断可能であることを特徴とする請求項5に記載の方法。

【請求項7】

前記直列に接続された可変利得電力増幅器 (212、214) の前記カスケードの少なくとも一つの可変利得電力増幅器 (212) の前記利得制御信号 ( $x_{MC}(t)$ ) を、選択的に弱める (R、S1) ことが可能であることを特徴とする請求項4乃至6のいずれか1項に記載の方法。

40

【請求項8】

前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記狭帯域の高レベルマグニチュード成分 (222) は、ベースバンドブロックから前記差動増幅器 (202) の前記非反転入力ポートに供給されるランプ信号 (226) によって表されることを特徴とする請求項2乃至7のいずれか1項に記載の方法。

【請求項9】

送信されるべき変調された RF 信号 ( $x(t)$ ) の出力電力 ( $P_x(t)$ ) を制御する際に、送信されるべき複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) を複素ベースバンドから所望の RF バンドへアップコンバートするために利用される I/Q 変調器 (200b) における I/Q 変調

50

方法であって、

前記複素アナログ・ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の同相及び直交のベースバンド成分 ( $i(t)$  及び  $q(t)$ ) で与えられる直交信号表現を、前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) と、位相 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) とで与えられる極座標信号表現に変換する工程と、

前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記マグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す前記信号の狭帯域の高レベル成分 (222) と、広帯域の低レベル成分 (224) とを、独立のステージ (204、206) において増幅し、前記狭帯域の高レベルマグニチュード成分 (222) を、前記広帯域の低レベルマグニチュード成分 (224) の電力レベルを安定化させるために利用する工程と、

10

送信されるべき変調された RF 出力信号 ( $x(t)$ ) を生成するために、前記極座標信号表現において、前記複素アナログ・ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の I/Q 変調を実行する工程と、

送信されるべき変調された RF 信号 ( $x(t)$ ) の反射波の出力電力レベルを表す信号を、自動出力制御 (APC) ループ (220) を構成するために、前記 I/Q 変調器 (200b) の電力制御入力ポートに選択的にフィードバックする工程と、  
を備え、

前記 APC ループ (220) は、送信されるべき前記変調された RF 出力信号 ( $x(t)$ ) の前記出力電力レベル ( $p_x(t)$ ) が、所定の名目値 ( $P_0$ ) に達した場合に直ちに開放される (S4) ことを特徴とする方法。

20

【請求項 10】

請求項 1 乃至 9 のいずれか 1 項に記載の方法を実行するように設計されていることを特徴する I/Q 変調器。

【請求項 11】

送信されるべき複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) を複素ベースバンドから所望の RF バンドへアップコンバートするために利用される I/Q 変調器 (200b) であって、

前記複素アナログ・ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の同相及び直交のベースバンド成分 ( $i(t)$  及び  $q(t)$ ) で与えられる直交信号表現を、前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) と、位相 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) とで与えられる極座標信号表現に変換する直交・極座標変換モジュール (208) と、

30

前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記マグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す前記信号の狭帯域の高レベル成分 (222) と、広帯域の低レベル成分 (224) とを、並列に増幅し、前記狭帯域の高レベルマグニチュード成分 (222) を、前記広帯域の低レベルマグニチュード成分 (224) の電力レベルを安定化させるために利用する独立の増幅ステージ (202、204、206) と、前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記位相情報 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) で変調された位相変調された正弦波搬送信号 ( $x_p(t)$ ) を、前記広帯域の低レベルマグニチュード成分 (224) を表す電力の安定化されたアナログ信号 ( $x_{MC}(t)$ ) で振幅変調することにより、送信されるべき変調された RF 出力信号 ( $x(t)$ ) を生成するために、前記極座標信号表現において、前記複素アナログ・ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の I/Q 変調を実行する振幅変調器 (212) と、

40

前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記広帯域の低レベル成分 (224) が供給され、制御信号に基づいて利得が制御される可変利得電力増幅器 (206) とを備え、

前記制御信号は、前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記広帯域の低レベルマグニチュード成分 (224) の前記電力レベルを安定化させるために利用される信号であることを特徴とする I/Q 変調器。

【請求項 12】

前記制御信号を、差動増幅器 (202) が供給するエラー信号により DC 電力供給電圧 ( $V_{bat}$ ) を調整することにより生成する DC/DC コンバータ (204) を更に備え、

前記エラー信号は、前記差分増幅器 (202) の非反転入力ポートに与えられる、前記

50

複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記狭帯域の高レベルマグニチュード成分 (22) と、送信されるべき変調された RF 信号 ( $x(t)$ ) の反射波の出力電力レベルを表す、前記差動増幅器 (202) の反転入力ポートに与えられる信号との、増幅された差分信号として取得されることを特徴とする請求項 11 に記載の I/Q 変調器。

【請求項 13】

前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記位相情報 ( $x_{LP}(t)$ ) で変調された位相変調された正弦波搬送信号 ( $x_p(t)$ ) を、前記可変利得電力増幅器 (206) の前記出力信号 ( $x_{MC}(t)$ ) で振幅変調する少なくとも一つの更なる可変利得電力増幅器 (212) であって、前記位相変調された搬送信号 ( $x_p(t)$ ) が供給され、前記可変利得電力増幅器 (206) の前記出力信号 ( $x_{MC}(t)$ ) により利得制御される、少なくとも一つの更なる可変利得電力増幅器 (212) を更に備えることを特徴とする請求項 11 又は 12 に記載の I/Q 変調器。

10

【請求項 14】

前記可変利得電力増幅器 (206) の前記出力信号 ( $x_{MC}(t)$ ) により利得制御される、直列に接続された可変利得電力増幅器 (212、214) のカスケードを更に備え、

前記直列に接続された可変利得電力増幅器 (212、214) の前記カスケードの最も上流の可変利得電力増幅器 (212) には、前記複素ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の前記位相情報 ( $x_{LP}(t)$ ) を搬送する位相変調された正弦波搬送信号 ( $x_p(t)$ ) が供給される

ことを特徴とする請求項 11 乃至 13 のいずれか 1 項に記載の I/Q 変調器。

20

【請求項 15】

前記直列に接続された可変利得電力増幅器 (212、214) の前記カスケードの少なくとも一つの (214) を、選択的にバイパスするためのスイッチ (S3) を備えることを特徴とする請求項 14 に記載の I/Q 変調器。

【請求項 16】

バイパスされた前記電力増幅器 (214) への前記利得制御信号 ( $x_{MC}(t)$ ) を選択的に遮断するためのスイッチ (S2) を備えることを特徴とする請求項 15 に記載の I/Q 変調器。

【請求項 17】

前記直列に接続された可変利得電力増幅器 (212、214) の前記カスケードの少なくとも一つの可変利得電力増幅器 (212) の前記利得制御信号 ( $x_{MC}(t)$ ) を、選択的に弱めるための抵抗 (R) に並列に接続されたバイパススイッチ (S1) を備えることを特徴とする請求項 14 乃至 16 のいずれか 1 項に記載の I/Q 変調器。

30

【請求項 18】

請求項 11 乃至 17 のいずれか 1 項に記載の I/Q 変調器 (200b) を備えることを特徴とする無線送信機。

【請求項 19】

請求項 11 乃至 17 のいずれか 1 項に記載の I/Q 変調器 (200b) を備えることを特徴とする移動体電話通信装置。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】

【0001】

本発明は、変調された RF 信号を処理するために利用されるデジタル通信装置における変調器の構造の分野に全般的に関連する。より詳細には、送信される RF 信号出力電力を制御するための送信ブロックの電力増幅回路に関連する。

【背景技術】

【0002】

無線通信エリアは注目に値すべき成長を遂げており、結果として、無線通信装置に適用される高効率の電力制御回路の需要が劇的に増大している。ポータブル無線環境では、全ての回路は小型のバッテリーから電力を取得しているため、回路設計における最も重要な側

50

面の一つは、電力消費を最適化することである。更に、無線通信装置は、低コスト製品として実現されなければならないため、適用される回路のコストも同様に削減されなければならない。

#### 【 0 0 0 3 】

QAM送信機とQAM受信機からなる従来の無線通信システムの基本的構造は、図1a及び図1bに示される。図1aに示されるシステムの送信機側100aにおける基本的動作は以下ようになる。デジタルデータはまず符号化される( $i_k, q_k$ )。その後、デジタル-アナログ変換器102に入力された後、直交変調器(quadrature modulator)104により、複素直交(complex-valued orthogonal)の同相(in-phase: I)と、直交(quadrature: Q)チャンネルが結合される。結果として得られた信号は、内部ミキシングステージによりRFキャリア周波数にアップコンバートされる。そして、フィルタリングステージを通過して、RF信号は電力増幅器106を駆動する。該電力増幅器106の出力信号 $x(t)$ は、送信(TX)アンテナ108に供給される。アンテナは、信号を大気中に放射し、送信が完了する。図1bに示される受信機側100bでは、単純に逆のことが行われる。但し、弱冠異なる構成要素を使用しなければならない。まず、受信されたRF信号 $x(t)$ は、目的のRFバンドを選択するためにフィルタリングされる。その後、低雑音増幅器112(LNA)に供給される。そして、信号はフィルタリングされ、(ホモダイン受信機の場合には)パスバンドからベースバンドへ直接にダウンコンバートされるか、或いは、(ヘテロダイン又はスーパーヘテロダイン受信機の場合には)1以上の中間周波数(IF)ステージにミックスされる。これにより、最終的なミキシングステージでは、信号をI成分及びQ成分に分割することができる。なお、更に処理を行う前に、ベースバンドにおいて、アナログ-デジタルコンバータ120にI信号及びQ信号が与えられる。

#### 【 0 0 0 4 】

電力増幅器(PA)は、送信されるべき信号を取得し、特定の電力出力レベルでアンテナを駆動するために必要とされるレベルにまで信号を増幅する、システムの構成要素である。ほとんどの無線通信システムにおいて、PAは最大の電力消費源であるが、これは、アンテナ(電力出力)に送られる必要のある電力量自体が非常に大きな為である。この量はPA内において消費される電力の合計を含むものではなく、単にアンテナを駆動するために必要とされる量である。能動的な装置及び周辺回路では、幾ばくかの電力が常に消費されることとなるので、PAで消費される電力の合計は、必然的に電力出力よりも大きくなる。電力出力の詳細(specification)自体はしばしば、RFシステム内の残りのブロックの電力消費よりも大きくなり、そのようなPAの電力消費は、電力出力よりも高いものとなるであろうから、PAは、明らかにシステムにおける主たる電力消費源である。

#### 【 0 0 0 5 】

送信されるべき信号は、PAの出力を負荷装置(load device)に適用することにより、しばしば送信される。該負荷装置は、実際の回路要素、やアンテナ、或いは類似の装置であってもよい。信号を確実に送信するために必要とされる電力レベルは、しばしば極めて高いものであるので、PA内で消費される電力は大量となる。多くの無線アプリケーションにおいて、送信される信号が十分な電力を有すればそれで十分であり、この増幅器による電力消費量は重要な意味を有するものではない。しかしながら、送信手続には不十分な限られた量のエネルギーしか利用可能でない場合、エネルギーを利用可能な期間を最大化するために、全ての装置において消費される電力は最少化されなければならない。

#### 【 0 0 0 6 】

今日使用される電力増幅器の異なるクラスの数は、数え切れないほど莫大なものであり、その範囲は、完全に線形なものから完全に非線形なものまであり、同様に、極めてシンプルなものから異常に複雑なものまでである。PA用語において、"線形(linear)"電力増幅器とは、入力と出力とが線形性を有するものをいう。PAは非線形に動作するトランジスタ(例えば、カットオフと飽和との間で切り替わるFET)を備えていても良いが、それでも線形と見なすことができる。非線形のPAは、比較的高効率であることを特徴とする一方で、(特に、入力のPAへの拡散の要因となるローカル発振器において位相雑音が

10

20

30

40

50

多い場合には、中間変調製品(intermodulation products)の為に)その非線形性により出力信号が拡散してしまう。

【 0 0 0 7 】

電力増幅器は、幾つかのシリアルステージから構成することができる。各ステージは、通常前段のステージよりもパワフルである。零入力電流(quiescent current)の大半は、高電力ステージにおいて流れ、該高電力ステージは無線通信に必要とされる低出力電圧レベルには必要とされない。そこで、高電力ステージが必要とされない場合は、それらをバイパスする手段によりエネルギー消費を大幅に削減することができる。

【 0 0 0 8 】

無線電話機はバッテリーの電力により動作するので、電力を節約し、バッテリー寿命を長持ちさせるために、それらの送信器が可能な限り効率的に動作することは望ましい。UMTS標準により管理されるようなW-CDMAシステムでは、理想的には、電力増幅ステージは高効率で、要求されるダイナミックレンジにおいて線形動作が可能であるべきである。しかしながら、従来技術ではこの理想に近づけていない。多くの無線電話機は電力管理は貧弱なものである。低電力送信の間、不要なカスケード増幅ステージ(cascaded amplifier stages)によって電力が消費されている。そこで、使用されていないステージのバイパスを試みるものである。

【 0 0 0 9 】

通常の動作条件下では、従来の無線送受信装置はAPC回路を利用して、増幅ステージにおける出力電力の制御を行っている。APC回路は、大抵のRF送受信器が、線形の電力増幅器に接続するための外部接続を有することを認識する。最終段の電力増幅器の出力において変調されたRF信号の電力が検知された後、該信号はDC電圧に変換され、最終段の出力電力を長期間に渡って一定に維持するためにバリアブル・ゲイン中間周波数(IF)ステージに戻される。APC電圧生成は、非常に早くに実行されるので、熱ドリフトや動作電圧偏差(operating voltage deviation)等により生ずるゲインドリフトは、回路によって補償されない。別のオプションは、ALC電圧を最終段の増幅器の駆動電力から引き出し、それを、RF送受信器の外部APC入力に与えることである。電力増幅器がオーバードライブ状態になると、送受信器のAPC回路に逆流する負電圧(negative voltage)が生成されることとなる。この電圧は、送受信器の送信ステージにおけるゲインコントロールとして作用し、駆動電力(送受信器の出力電圧)を自動的に低下させ、オーバードライブされたアンプから生ずる歪みを制限する。

【 0 0 1 0 】

図2aは、従来技術に対応する従来の自動電力制御(APC)ループを示す概略的なブロック図である。これは、RF信号生成を行うアナログ回路出力ポートにおける信号レベルを安定化させるために使用される。よって、この回路は、振幅変調を実行するためにも利用することができる。それは、周波数合成ユニット(frequency synthesizing unit: FSU)、変調されたRF出力信号の反射波(reflected wave)をワイドバンド・ディテクタ・ダイオードに供給する駆動体(power driver、例えば方向性結合器(directional coupler))、及び、出力信号を電子的に制御可能なアッテネータ(例えば、PINダイオードにより実現される振幅変調ステージ)に提供される増幅ステージを備える。このRF信号生成器が掃引周波数(sweep-frequency)のアプリケーションに利用される場合、検証されるRFユニットの入力ポートにおける信号レベルを一定に保つために、大抵は外部検出器が適用される。従って、FSUの出力インピーダンスは、APCループに応じて変化することに注意すべきである。

【 0 0 1 1 】

[従来技術の簡単な記述]

米国特許第5,661,434号(特許文献1)には、低電力動作における電力消費を削減するための高効率のマルチ・パワーレベル増幅回路が開示されている。これにより、複数の電力増幅ステージがカスケードされ、複数のレベルの増幅が提供される。少なくとも一つの電力増幅ステージは、低電力動作が期待される場合にスイッチオフされるべき電

10

20

30

40

50

力増幅器の組合せを1通り以上可能とするために、信号切替ネットワーク(signal switching network)を含む。スイッチオフされた電力増幅器は、実質的に電流が電源から流れないようにバイアスされる。

通信信号の増幅のためのシステム及び方法が、米国特許出願公開第2002/0193085号(特許文献9)に開示されている。このシステム及び方法は、独立請求項の序文における特徴を備える。

特許文献9によれば、比較的広帯域の合成信号の少なくとも振幅成分及び位相成分のいずれかの帯域幅が減少される。例えば、CDMA信号増幅の為にEE R増幅器システムは、RF増幅器の制御の為に、振幅信号成分経路に含まれる振幅帯域幅削減モジュールと、位相信号成分経路に含まれる位相帯域幅削減モジュールとを包含する。位相帯域幅削減モジュールは、例えば位相信号の振幅と入力信号の振幅との間に非線形性の関係を形成して、入力信号の位相成分の帯域幅を減少させる。振幅帯域幅削減モジュールは、例えば、RF増幅器に供給される電源と入力信号の振幅との間に非線形性の関係を形成して、入力信号の振幅成分の帯域幅を減少させる。

#### 【0012】

欧州特許出願公開第1229642号(特許文献2)は、入力RF信号を増幅するための移動体送信ユニットの電力増幅回路に関連し、当該電力増幅回路は、入力RF信号を増幅するための増幅経路、増幅経路をバイパスするためのバイパス経路、及び、増幅モードとバイパスモードとの間で電力増幅回路の動作モードを制御するための制御ターミナルとを備える。このように、入力RF信号は、増幅モードにおいて増幅経路により増幅されるか、或いは、バイパスモードにおいてバイパス経路によりバイパスされる。バイパス経路は、増幅モードにおける出力RF送信信号に実質的な影響を与えないように、かつ、バイパス経路の信号経路においてシリアルスイッチが不要となるような方法で設計される。しかしながら、特許文献2は、送信ユニットの最終ステージ、及び、低電力信号の送信時にDCエネルギーをセーブするために最終の電力増幅ステージをバイパスする可能性のみを記述している。

#### 【0013】

少なくとも無線送信機及び受信機の何れか、特に対応する送信ユニット及び受信ユニットを備える携帯電話機の電力消費を削減するための処理が、米国特許出願公開第2002/0010010号(特許文献3)に開示されている。これによれば、電力消費は、かなり不正確な水晶発振器からの基準周波数を受信するフラクショナル分割フェーズロックループ(fractional-division phase locked loops:PLLs)を利用して削減される。送信/受信ステージが不作動状態にある処理ステージの入力に対する発振器の出力を切り替えることにより、電力消費が更に削減される。また、フラクショナル分割PLLsの動作を停止することができる。

#### 【0014】

米国特許出願公開第2002/0018534号(特許文献4)では、乗算器の構成(MUXER)が開示されており、アナログ位相情報と、高周波ローカル発振器(LO)信号とから、高周波位相ベクトルの成分を生成するように、また、加算手段において該成分から位相ベクトルを合成するように適合されている。更に、上記の位相ベクトルを、アナログ位相情報が依存する位相信号の第1のカテゴリの所定の遷移内で、複素平面内の四角形の輪郭と平行な軌跡を有するベクトルとして提供するように適合されている。また、そのような乗算器構成を有する信号変調器と送信機とが記述されている。

#### 【0015】

更に、米国特許第5,003,270号(特許文献5)には、無線周波数(RF)増幅器の出力電力レベルを制御するための、改良された回路が開示されている。これによれば、回路は、RF増幅器の出力をサンプリングする。サンプル値は、予め選択された変調周波数において振幅変調され、検出器(detector)へ伝達される。振幅変調信号に応じて、検出器は、振幅により各RF増幅器の出力電力を表し、周波数により変調周波数を表す信号を生成する。検出器によって生成された信号の振幅は、基準振幅と比較され、差分(エラ

10

20

30

40

50

ー信号)がRF増幅器の利得制御に利用される。

【0016】

デルタ変調及びデルタ変調された電力供給源(delta-modulated power supply)をそれぞれ利用する、クラスD/E電力増幅器の効率を線形化するための方法及び装置が、米国特許第5,847,602号(特許文献6)及び米国特許第5,973,556号(特許文献7)の二つの文献に開示されている。これによれば、デルタ変調されたマグニチュード増幅器(magnitude amplifier)が、エンベロープ除去及び回復(envelope elimination and restoration)を採用するRF電力増幅器のマグニチュード成分(magnitude component)を増幅するために利用される。デルタ変調された増幅器によりもたらされる非線形性は、パルス幅変調に基づく従来のアプローチに比べ最小のものとなる。開示される技術は、標準的なMOS技術においてスイッチト・キャパシタ回路を利用して、二つの外部要素(例えば、インダクタ及びキャパシタ)のみと併せて実現することができる。よって、ここで開示される技術は、効率的で、線形性のあるRF電力増幅器を、低コストのMOS技術を利用して実現を可能とするものである。

10

【0017】

米国特許第6,377,784号(特許文献8)は、所望の振幅変調を実現するために利用される、高効率(例えば、ハードリミッティング(hard-limiting)或いはスイッチモードの)電力増幅器の高効率電力制御について記述する。ある実施形態では、所望の変調の最大周波数とスイッチモードDC/DCコンバータの動作周波数との格差(spread)は、スイッチモードコンバータにアクティブ・リニア・レギュレータを繋げることにより減少する。このレギュレータは、電力増幅器の動作電圧を十分な帯域において制御して、所望の振幅変調波形を正確に再生するように設計されている。線形レギュレータは更に、入力電圧の変動を排斥する(reject)ように設計されている。その一方で、出力電圧は適用された制御信号に応じて変化するようになっている。この排斥は、入力電圧の変動が、制御された出力変動の周波数と均等か、より低い周波数であったとしても行われる。この文献では、振幅変調は、直接的或いは効率的に、電力増幅器の動作電圧を変更することにより、振幅変調が実現されても良い。このとき、初期のDC電力の振幅変調出力信号への変換において高効率が同時に達成される。スイッチモードDC/DCコンバータが、線形レギュレータを横切る電圧降下が低く、かつ、比較的コンスタントなレベルで維持されるように、出力電圧を変化させることにより、さらなる高効率を達成することもできる。時分割多元接続(TDMA)のバースティング・ケーパビリティ(bursting capability)が、組み合わされるされる機能の制御と共に、効率的な振幅変調と組み合わされてもよい。更に、通信システムからのコマンドに従う平均的な出力電力レベルの変動は、同一の構造において結合されても良い。

20

30

【特許文献1】米国特許第5,661,434号明細書

【特許文献2】欧州特許出願公開第1,229,642号明細書

【特許文献3】米国特許出願公開第2,002/001,001号明細書

【特許文献4】米国特許出願公開第2,002/001,854号明細書

【特許文献5】米国特許第5,003,270号明細書

【特許文献6】米国特許第5,847,602号明細書

40

【特許文献7】米国特許第5,973,556号明細書

【特許文献8】米国特許第6,377,784号明細書

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0018】

上記の技術を鑑みれば、本発明の目的は、無線周波数(RF)信号を変調するための特定の効率的及び柔軟な技術を提供することである。

【0019】

本発明は、変調器の異なる増幅ステージにおける最適化を特に扱うものである。

【0020】

50

特許請求の範囲の独立請求項における特徴により、上記の目的は達成されるものである。従属請求項では、本発明の有利な特徴が定義されることとなる。

【課題を解決するための手段】

【0021】

本発明の第1の側面によれば、

$$ax_{LP}(t) = i(t) + j \cdot q(t) = a(t) \cdot e^{j \cdot \theta(t)}$$

$$i(t) := \text{Re}\{x_{LP}(t)\} \quad q(t) := \text{Im}\{x_{LP}(t)\} \quad j := -1$$

$$x(t) = \text{Re}\{x_{LP}(t) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{RF} \cdot t}\} = a(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{RF} \cdot t + \theta(t)) = i(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{RF} \cdot t) - q(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{RF} \cdot t)$$

$$a(t) := |x_{LP}(t)| = \{(i^2(t) + q^2(t))\}^{1/2}$$

$$\theta(t) := \angle x_{LP}(t) = \text{arc tan}\{q(t)/i(t)\}, \quad I/Q \text{変調のための方法が提供される。}$$

【0022】

複素アナログ・ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の同相 (I) 成分と直交 (Q) 成分とは、I/Q変調状態 (I/Q modulation states) ( $x_{LP}(t)$ ) の、マグニチュード (magnitude、以下同じ) ( $|x_{LP}(t)|$ ) と、位相 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) とを表す信号にそれぞれ変換される。

【0023】

そして、エンベロープ (envelope、以下同じ) ( $|x_{LP}(t)|$ ) と位相信号 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) とは、変調された RF 出力送信信号 ( $x(t)$ ) を生成するために結合される。

【0024】

これにより、I/Q変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号の低速の高レベル成分 (slow high-level component、以下同じ) と、高速の低レベル成分 (fast low-level component、以下同じ) とが、独立のステージにおいて増幅されることとなる。

【0025】

I/Q変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) の低速の高レベル成分は、DC/DCコンバータを利用して増幅することができる。

【0026】

I/Q変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) の低速の高レベル成分と、高速の低レベル成分とは、増幅された高レベル成分に基づいて利得が制御される電力増幅器に、低レベル成分を供給することにより結合することができる。

【0027】

結合されたエンベロープ ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) は、I/Q変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) の位相情報 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) で変調された RF 信号 ( $x_p(t)$ ) が与えられる少なくとも一つの更なる電力増幅器の利得を制御することができる。

【0028】

I/Q変調状態のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) は、幾つかのシリアル接続された電力増幅器の利得を制御することができる。ここで、カスケードされた電力増幅器の最も上流の電力増幅器 (212) には、I/Q変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) の位相情報 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) を伝搬する RF 信号 ( $x_p(t)$ ) が与えられる。

【0029】

ここで、カスケードされた電力増幅器の少なくとも一つを、選択的にバイパスすることができる。

【0030】

バイパスされた電力増幅器への電力供給 ( $V_{bat}$ ) は、選択的に遮断することができる。

【0031】

I/Q変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表し、シリアル接続された電力増幅器のうちの一つの利得を制御する信号 ( $x_{MC}(t)$ ) は、選択的に弱めることができる (can be selectively dampened)。

【0032】

I/Q変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) の高レベル成分は、ベースバンドブロックから増幅器へ与えられるランプ信号によって表される。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 3 3 】

本発明の更なる側面によれば、周波数又は I / Q 変調 (frequency or I/Q modulation) を選択的に実行するための方法が提案される。

## 【 0 0 3 4 】

ここでは、複素アナログ・ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の同相 ( I ) 成分と直交 ( Q ) 成分は、I / Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) の、マグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) と、位相 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) とを表す信号にそれぞれ変換される。

## 【 0 0 3 5 】

そして、エンベロープ ( $|x_{LP}(t)|$ ) と位相信号 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) とは、変調された RF 出力送信信号 ( $x(t)$ ) を生成するために結合される。

10

## 【 0 0 3 6 】

これにより、変調された RF 出力送信信号 ( $x(t)$ ) の電力 ( $P_x(t)$ ) が、自動出力制御 (automatic power controlled : APC) ループを構成するために選択的にフィードバックされる。

## 【 0 0 3 7 】

APC ループは、I / Q 変調の場合に、変調された RF 出力送信信号 ( $x(t)$ ) の電力 ( $p_x(t)$ ) が所定の名目値 (defined nominal value) ( $P_0$ ) に達した場合は、直ちに開放される。

## 【 0 0 3 8 】

本発明の更なる側面によれば、上記の方法を実行するように設計された I / Q 変調器が提案される。

20

## 【 0 0 3 9 】

本発明の更なる側面によれば、I / Q 変調器は、

複素アナログ・ベースバンド入力信号 ( $x_{LP}(t)$ ) の同相 ( I ) 成分と直交 ( Q ) 成分とを、I / Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) の、マグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) と、位相 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) とを表す信号にそれぞれ変換する変換部と、

マグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) と位相信号 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) とを、変調された RF 出力送信信号 ( $x(t)$ ) を生成するために結合する結合部とを備え、

該 I / Q 変調器は、I / Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号の低速の高レベル成分と、高速の低レベル成分とを、増幅するための独立のステージを備えることができる。

30

## 【 0 0 4 0 】

DC / DC コンバータは、I / Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) の低速の高レベル成分を増幅することができる。

## 【 0 0 4 1 】

I / Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) の低速の高レベル成分と、高速の低レベル成分とを結合するために、高速の低レベル成分が供給され、増幅された低速の高レベル成分に基づいて利得制御される電力増幅器が存在していてもよい。

## 【 0 0 4 2 】

I / Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) の位相情報 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) で変調された RF 信号 ( $x_p(t)$ ) が与えられ、結合されたエンベロープ ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) により利得制御される、少なくとも一つの更なる電力増幅器が存在していてもよい。

40

## 【 0 0 4 3 】

I / Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) により利得制御される、幾つかのシリアル接続された電力増幅器が存在していてもよい。ここで、カスケードされた電力増幅器の最も上流の電力増幅器には、I / Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) の位相情報 ( $\angle x_{LP}(t)$ ) を伝搬する RF 信号 ( $x_p(t)$ ) が与えられる。

## 【 0 0 4 4 】

ここで、カスケードされた電力増幅器の少なくとも一つを、選択的にバイパスするためのスイッチが与えられてもよい。

50

## 【 0 0 4 5 】

バイパスされた電力増幅器への電力供給 ( $V_{bat}$ ) を選択的に遮断するためのスイッチが与えられても良い。

## 【 0 0 4 6 】

I / Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表し、シリアル接続された電力増幅器のうちの一つの利得を制御する信号 ( $x_{MC}(t)$ ) を、選択的に弱める (selectively dampen) ためのスイッチ (S1) が与えられても良い。

## 【 0 0 4 7 】

本発明に対応する電力増幅回路は、GSM、EDGE 又は UMTS 標準に従う無線信号の送信能力を有する無線通信装置において有利に利用することができる。

10

## 【 0 0 4 8 】

また、本発明の有利な特徴、側面、利点は、以下の記述、特許請求の範囲及び添付図面により明らかとなるであろう。

## 【発明を実施するための最良の形態】

## 【 0 0 4 9 】

以下に、図 2 b に示される本発明の一つの実施形態の詳細について説明する。図 1 a から図 2 b までにおいて参照番号が付されたシンボルの意味は、表 1 に記載の通りである。

## 【 0 0 5 0 】

I / Q 変調器 2 0 0 b において、複素アナログベースバンド入力信号  $x_{LP}(t)$  の同相 (I) 成分及び直交 (Q) 成分は、ベースバンド入力 2 2 8 a から供給され、処理ブロック 2 0 8 において I / Q 変調状態  $x_{LP}(t)$  のマグニチュード  $|x_{LP}(t)|$  及び位相  $\angle x_{LP}(t)$  を表す信号にそれぞれ変換される。

20

## 【 0 0 5 1 】

ここでベースバンド入力は、既に I / Q 変調状態  $x_{LP}(t)$  のマグニチュード  $|x_{LP}(t)|$  及び位相  $\angle x_{LP}(t)$  をそれぞれ表す信号で構成されていてもよく、他の場合においては、変換ブロック 2 0 8 は必ずしも必要ではない。

## 【 0 0 5 2 】

振幅 (amplitude)  $|x_{LP}(t)|$  及び位相  $\angle x_{LP}(t)$  は、別々に処理され、連続する増幅ステージ 2 1 2、2 1 4 において結合され、変調された RF 出力送信信号  $x(t)$  が生成される。

30

## 【 0 0 5 3 】

よって、少なくともベースバンド及び変換部 2 0 8 のいずれかは、低速の高レベル成分のための第 1 の分岐 (branch) 2 2 4 b と、高速の低レベル成分のための第 2 の分岐 2 2 4 a において、I / Q 変調状態  $x_{LP}(t)$  のマグニチュード  $|x_{LP}(t)|$  を表す信号を分割するように設計されている。本発明によれば、これらの二つの分岐は独立に処理される。ランプ信号 2 2 6 において表される低速の高レベル成分 2 2 2 と、I / Q 変調状態  $x_{LP}(t)$  のマグニチュード  $|x_{LP}(t)|$  を表す信号の高速の低レベル成分 2 2 4 とは、独立のステージ 2 0 4、2 0 6 において増幅される。

## 【 0 0 5 4 】

I / Q 変調状態  $x_{LP}(t)$  のマグニチュード  $|x_{LP}(t)|$  を表す信号の低速 (狭帯域) の高レベル成分 2 2 2 は、オペアンプ 2 0 2 (この第 2 の反転入力、後述するようにフィードバック信号が随意的に与えられる) に与えられ、バッテリー DC 電圧 2 0 1 が与えられた DC / DC コンバータ 2 0 4 を利用して最終的に増幅されるランプ信号 (UMTS 及び EDGE の仕様において、この信号自体は知られている) に含まれる。

40

## 【 0 0 5 5 】

I / Q 変調状態  $x_{LP}(t)$  のマグニチュード  $|x_{LP}(t)|$  を表す信号の低速 (狭帯域) の高レベル成分 2 2 2 及び高速 (広帯域) の低レベル成分 2 2 4 a は、低レベル成分 2 2 4 a を、DC / DC コンバータ 2 0 4 の出力により利得が制御され、増幅された高レベル成分 2 2 2 に依存する電力増幅器 2 0 6 に供給することにより、結合される。

## 【 0 0 5 6 】

50

変換ブロック 208 から（或いは、直接にベースバンドにより）出力されるアナログ位相信号  $x_{LP}(t)$  の位相変調は、アップコンバージョン・ミキシング・ステージ（up-conversion mixing stage）210 により実行される。該アップコンバージョン・ミキシング・ステージ 210 は、出力周波数が外部周波数制御回路により制御され、電圧制御発振回路（VCO）210a を備える周波数合成部（FSU）210b と、VCO 210a の位相の不安定さを補償するために利用されるフェーズ・ロック・ループ（PLL）210c とを備える。

【0057】

広帯域増幅器 206 から出力された結合されたエンベロープ信号  $x_{MC}(t)$  は、選択的に弱められ（抵抗 R とスイッチ S1 を参照）、アップコンバージョン・ミキシング・ステージ 210 の出力信号が与えられる、少なくとも一つの更なる電力増幅器 212 の利得を制御する。即ち、RF 信号  $x_p(t)$  は、I/Q 変調状態  $x_{LP}(t)$  の位相情報  $x_{LP}(t)$  により変調されることとなる。このように、変調された RF 送信信号  $x(t)$  は、要素  $x_{MC}(t)$  を表す結合された振幅と、位相変調された RF キャリア  $x_p(t)$  との積により得られる。

10

【0058】

本発明の更なる実施形態によれば、I/Q 変調状態  $x_{LP}(t)$  のマグニチュード  $|x_{LP}(t)|$  を表す信号  $x_{MC}(t)$  は、幾つかの接続された電力増幅器 212、214 の利得を制御する。ここで、カスケードされた電力増幅器 212、214 のうちの最も上流のもの（212）には、I/Q 変調状態  $x_{LP}(t)$  の位相情報  $x_{LP}(t)$  を伝搬する RF 信号  $x_p(t)$  が供給される。よって、カスケードされた電力増幅器 212、214 のうちの少なくとも一つ 214 を、スイッチ S3 により選択的にバイパスすることができる。バイパスを行う場合、バイパスされる電力増幅器への電力供給  $V_{bat}$  を、スイッチ S2 により選択的に遮断することができる。言い換えれば、スイッチ S2 が開放される場合に、スイッチ S3 は制御部（不図示）により閉じられる（また、その反対となる）。

20

【0059】

本発明に対応する電力増幅回路は、以下のように動作する。増幅モード（高出力モード）では、入力 RF 信号が増幅経路 212、214 により増幅される。その一方で、このモードではバイパス経路 215 は、増幅経路の動作に対し影響しない。バイパスモード（低出力モード）ではスイッチ S3 が閉じられ、入力 RF 信号は、バイパス経路 215 を通って電力増幅回路の出力をパスする。このとき、信号電力には考慮すべき変化は起こらない。このモードでは、最後の電力増幅器 214 は、バイパス経路動作に全く影響を与えない。結果として、要求される出力信号の広帯域スペクトルにおいて動作する場合、増幅手段 214 による平均の消費電流を著しく減少させることができる。

30

【0060】

I/Q 変調状態  $x_{LP}(t)$  のマグニチュード  $|x_{LP}(t)|$  を表し、シリアル接続された電力増幅器の一つ（212）の利得を制御する信号  $x_{MC}(t)$  は、スイッチ S1 が開放の場合には抵抗 R により選択的に弱められる。抵抗 R を介した増幅器 212 におけるわずかな“変調”（small modulation）は、高効率のクラス C 増幅器を、増幅器 212 として利用可能とし、低歪みコレクタ（low distortion collector）又はソース振幅変調（source amplitude modulation）を実行するために追加される。

40

【0061】

ここで、スイッチ S3 が閉じられ、後の増幅器 214 がバイパスされる 215 場合であっても、スイッチ S1 を（不図示の制御部により）閉じれば、増幅器 212 の少し弱められた変調を全開値にまで変更されることは注意されたい。

【0062】

APC（automatic power control）ループ 220 について説明する。方向性結合器（directional coupler）218 により抽出される出力信号電力  $P_x(t)$  の小さパート（small part）は、振幅検出器により検出され、増幅され、選択的に（スイッチ S4）オペアンプ 202 の反転入力にフィードバックされ、自動出力制御（APC）ループ 220 が提供される。

50

## 【 0 0 6 3 】

A P C ループ 2 2 0 は、変調手法 ( G S M、Q A M、U M T S 及び E D G E の場合、周波数変調 ) に依存し、送信機の動作状態は以下に説明するとおりである。

## 【 0 0 6 4 】

U M T S や E D G E では、スイッチ S 4 は開放され、これによりオペアンプ 2 0 2 の出力信号には、ベースバンドから到来しランプ信号 2 2 6 に含まれる振幅情報が含まれることになる。しかしながら、E D G E 信号を処理する場合、信号電力が所定の名目値に到達するまで A P C ループを閉じておくことができる。この場合、信号電力が名目値に到達し A P C ループは開放されると、振幅情報は低下する ( detoriated ) 。

## 【 0 0 6 5 】

周波数変調された G S M 信号を送信する場合、A P C ループは閉じられ、既知の G S M ランプ電力制御 ( パワーアップ及びパワーダウン ) が実行される。ここで、振幅変調は実行されない。

## 【 0 0 6 6 】

I / Q 変調器 2 0 0 に関連する本発明の更なる実施形態について説明する。I / Q 変調器 2 0 0 は、複素アナログ・ベースバンド入力信号 (  $x_{LP}(t)$  ) の同相 ( I ) 成分と直交 ( Q ) 成分とを、I / Q 変調状態 (  $x_{LP}(t)$  ) のマグニチュード (  $|x_{LP}(t)|$  ) と、位相 (  $x_{LP}(t)$  ) とをそれぞれ表す信号に変換する変換部 2 0 8 と、振幅 (  $|x_{LP}(t)|$  ) と位相信号 (  $x_{LP}(t)$  ) とを、変調された R F 出力送信信号 (  $x(t)$  ) を生成するために結合する結合部 2 1 2 とを備える。更に、I / Q 変調器 2 0 0 は、I / Q 変調状態 (  $x_{LP}(t)$  ) のマグニチュード (  $|x_{LP}(t)|$  ) を表す信号の低速の高レベル成分 2 2 2 と、高速の低レベル成分 2 2 4 とを、それぞれ増幅するための独立のステージ 2 0 4、2 0 6 を備える。

## 【 0 0 6 7 】

ここで、I / Q 変調状態 (  $x_{LP}(t)$  ) のマグニチュード (  $|x_{LP}(t)|$  ) を表す信号 (  $x_{MC}(t)$  ) の低速の高レベル成分 2 2 2 は、D C / D C コンバータにより増幅される。

## 【 0 0 6 8 】

前段増幅ステージを提供する第 1 の電力増幅器 2 0 6 は、高速の低レベル成分 2 2 4 が供給され、前段増幅された低速の高レベル成分 2 2 2 に基づいて利得制御される。これにより、I / Q 変調状態 (  $x_{LP}(t)$  ) のマグニチュード (  $|x_{LP}(t)|$  ) を表す信号 (  $x_{MC}(t)$  ) の低速の高レベル成分 2 2 2 と高速の低レベル成分 2 2 4 とが結合される。I / Q 変調器 2 0 0 は、少なくとも一つの更なる電力増幅器 2 2 2 を備え、該電力増幅器 2 2 2 は、I / Q 変調状態 (  $x_{LP}(t)$  ) の位相情報 (  $x_{LP}(t)$  ) で変調された R F 信号 (  $x_p(t)$  ) が与えられ、結合されたエンベロープを表す信号 ( the combined envelop-representing signal ) (  $x_{MC}(t)$  ) により利得制御される。

## 【 0 0 6 9 】

本発明の他の実施形態によれば、I / Q 変調状態 (  $x_{LP}(t)$  ) のマグニチュード (  $|x_{LP}(t)|$  ) を表す信号 (  $x_{MC}(t)$  ) により利得制御される、幾つかのシリアル接続された電力増幅器 2 1 2、2 1 4 が採用される。ここで、カスケードされた電力増幅器 2 1 2、2 1 4 の最も上流の電力増幅器 2 1 2 には、I / Q 変調状態 (  $x_{LP}(t)$  ) の位相情報 (  $x_{LP}(t)$  ) を伝搬する R F 信号 (  $x_p(t)$  ) が供給される。

## 【 0 0 7 0 】

効率の最適化のため、カスケードされた電力増幅器 2 1 2、2 1 4 の少なくとも一つ ( 2 1 4 ) を、スイッチ S 3 が閉じられている場合には、バイパス回路 2 1 5 により選択的にバイパスすることができる。バイパスが行われる場合、バイパスされた電力増幅器 2 1 4 への電力供給 (  $V_{bat}$  ) を、他のスイッチ ( S 2 ) により選択的に遮断することができる。バイパスモードは、必要な R F 信号電力が低く、かつ、ドライバ P A 2 1 2 が十分な利得を生成可能な場合に利用されるべきである。ここで、スイッチ S 2 は、幾つかの P A チップがいかなる電力節約モードも有しない場合に、エネルギー消費を減少させるのに役立つ。他の実施形態によれば、スイッチ S 1 は、抵抗 R 及びシリアル接続された電力増幅器 2 1 2、2 1 4 の一方 ( 2 1 2 ) の利得を制御することにより、I / Q 変調状態 (  $x_{LP}(t)$  )

10

20

30

40

50

) のマグニチュード ( $|x_{LP}(t)|$ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) を、選択的に弱める (selectively dampen) ために利用される。全てのスイッチは、PINダイオード又はMOS電界効果トランジスタ (FET) を利用して実現することができる。

## 【0071】

最後に、本発明の他の実施形態は無線送信機及び移動体通信装置に関連するものであり、上述のI/Q変調器200が適用される。

## 【0072】

提案技術は、携帯電話通信システムの異なる標準をサポートする(複数の標準が適用される環境でも構わない)ユニバーサルな送信機を可能とするものである。送信機は、異なる高効率なモードを異なる標準(QAM(CDMA、WCDMA又はEDGE)及びGMSK)に適應させることができる。

## 【0073】

[表1]

番号	技術的特徴又はシステム構成要素
100a	従来のI/Q変調器を利用する従来のQAM送信機を模式的に示すブロック図
100b	従来のI/Q復調器を利用する従来のQAM受信機を模式的に示すブロック図
102	QAM送信機100aにおける送信チェーン内のD/A(デジタル・トゥ・アナログ)変換器
104	QAM送信機100aの送信チェーン内のI/Q変調器
106	QAM送信機100aの送信チェーン内の電力増幅器
108	QAM送信機100aの送信(TX)アンテナ
110	QAM受信機100bの受信(RX)アンテナ
112	QAM送信機100bの受信チェーン内の低雑音増幅器(LNA)
114	QAM送信機100bの受信チェーン内のダウン・コンバージョン・ミキサー
116	QAM送信機100bの受信チェーン内のバンドパスフィルタ(BPF)
118	QAM送信機100bの受信チェーン内のI/Q復調器
120	QAM送信機100bの受信チェーン内のA/D(アナログ・トゥ・デジタル)変換器
122	QAM送信機100bのローカル発振器(LO)
200a	RF信号生成器を実現するアナログ回路の出力ポートにおける信号レベルを安定化させるために使用される、従来の自動レベル制御(ALC)ループを模式的に示すブロック図
200b	本発明に対応する電力増幅回路を備えるI/Q変調器を有する実際のQAM送信機を模式的に示すブロック図
201	QAM送信機200bのI/Q変調器のためのDC電力供給( $V_{bat}$ )
201'	RF信号生成器200aの周波数合成部(FSU)
202	ベースバンドブロックから供給されるランプ信号226により表される、I/Q変調状態( $x_{LP}(t)$ )のマグニチュード( $ x_{LP}(t) $ )を表す信号( $x_{MC}(t)$ )の高レベル成分222が供給されるオペアンプ

10

20

30

40

50

番号	技術的特徴又はシステム構成要素
204	I/Q変調状態 $(x_{LP}(t))$ のマグニチュード $( x_{LP}(t) )$ を表す信号 $(x_{MC}(t))$ の低速 (狭帯域) の高レベル成分を増幅するDC/DCコンバータ
204'	RF信号生成器200aの電子的に制御可能なアッテネータ (例えば、PINダイオードにより実現されるマグニチュード変調ステージ)
206	利得制御される電力増幅器 (VGA) (音声周波数 (AF) において動作し、I/Q変調状態 $(x_{LP}(t))$ のマグニチュード $( x_{LP}(t) )$ を表す信号の高速 (広帯域) の低レベル成分224を増幅するために利用され、増幅された低速 (狭帯域) の高レベル成分222に依存して利得が制御される。) <span style="float: right;">10</span>
208	複素アナログベースバンド入力信号 $(x_{LP}(t))$ の同相 (I) 成分及び直交 (Q) 成分を、I/Q変調状態 $(x_{LP}(t))$ のマグニチュード $( x_{LP}(t) )$ 及び位相 $(\angle x_{LP}(t))$ を表す信号 $x$ に変換する、I/Qからマグニチュード/位相への変換を行う変換器 <span style="float: right;">20</span>
210	周波数合成部 (FSU)、フェーズ・ロック・ループ (PLL) 及び電圧制御発振回路 (VCO) を備える、I/Q変調状態 $(x_{LP}(t))$ の位相情報 $(\angle x_{LP}(t))$ を位相変調するために利用されるアップコンバージョン・ミキシング・ステージ
210a	回路210の電圧制御発振回路 (VCO)
210b	フェーズ・ロックループ (PLL) を有する周波数合成部 (FSU)
212	無線周波数 (RF) により動作し、クラスCドライバPAとして実現され、I/Q変調状態 $(x_{LP}(t))$ の位相情報 $(\angle x_{LP}(t))$ により変調されたRF信号が供給される、利得制御される電圧増幅器 (VGA) <span style="float: right;">30</span>
214	無線周波数 (RF) で動作し、クラスC、D、E、又はFのドライバPAとして実現され、スイッチ $S_3$ が閉じられ同時にスイッチ $S_2$ により電源供給 $V_{bat}$ が遮断された場合に機能するバイパス回路により選択的にバイパスされる、電力増幅器
215	電力増幅器214をバイパスするためのバイパス経路 <span style="float: right;">40</span>
216	アップコンバージョン・ミキシング・ステージ210の周波数合成部 (FSU) 210bのための周波数制御回路

番号	技術的特徴又はシステム構成要素
218	APC ループ 220 に抽出されたフィードバック信号 (RF 信号出力の小さいパート) を供給する出力分割器 (ここでは、方向性結合器)
219	フィードバック信号を検出するための広帯域検出ダイオード
219'	外部電力 APC 検出器
220	時間及び温度の変動に対し、出力電力の良好な安定性を保証する自動出力制御 (APC) ループ
222	I/Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $ x_{LP}(t) $ ) を表す信号の高速 (広帯域) の低レベル成分
224	I/Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $ x_{LP}(t) $ ) を表す信号の低速 (狭帯域) の高レベル成分
226	ベースバンドブロックから増幅器 202 へ供給されるランプ信号
226'	送信されるベースバンド信号を生成するためのアナログベースバンド回路
228a	QAM 送信機のベースバンド入力ポート
228b	QAM 送信機のベースバンド (RF) 出力ポート
228c	外部電力検出器 219' のための入力ポート
R	スイッチ S1 が開放の場合に電力増幅器 212 の利得を表し、選択的に I/Q 変調状態 ( $x_{LP}(t)$ ) のマグニチュード ( $ x_{LP}(t) $ ) を表す信号 ( $x_{MC}(t)$ ) を弱めるための抵抗
S	内部或いは外部の APC 検出器 219' を選択するために利用されるスイッチ
S <sub>1</sub>	電力増幅器 212 の利得を制御するためのスイッチ
S <sub>2</sub>	バイパスされる電力増幅器 214 の電力供給 $V_{bat}$ を選択的に遮断するためのスイッチ
S <sub>3</sub>	一連の電力増幅器 212、214 の少なくとも一つ (214) を選択的にバイパスするためのスイッチ
S <sub>4</sub>	変調された RF 出力送信信号 $x(t)$ が、所定の名目値 $P_0$ に達したら直ちに電力 $p_x(t)$ APC ループ 220 を開放するためのスイッチ

表 1 は、図示された特徴及び対応する参照番号を示す。

【図面の簡単な説明】

【0074】

【図 1 a】従来技術に対応する I / Q 変調器を利用する従来のな QAM 送信機を模式的に示すブロックである。

【図 1 b】従来技術に対応する I / Q 復調器を利用する従来のな QAM 受信機を模式的に示すブロックである。

【図 2 a】RF 信号生成器を実現するアナログ回路の出力ポートにおける信号レベルを安定化させるために使用される、従来の自動レベル制御 (ALC) ループを模式的に示すブロック図である。

【図 2 b】I / Q 変調器を有する QAM 送信機を模式的に示すブロック図である。

【図 1 a】

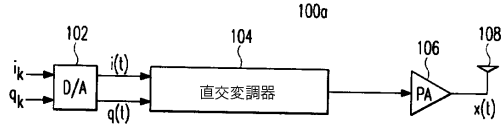


Fig. 1a

【図 1 b】

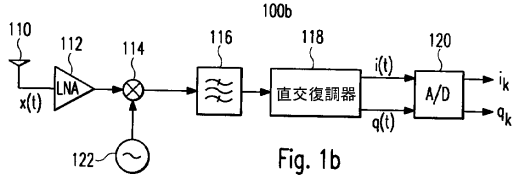


Fig. 1b

【図 2 a】

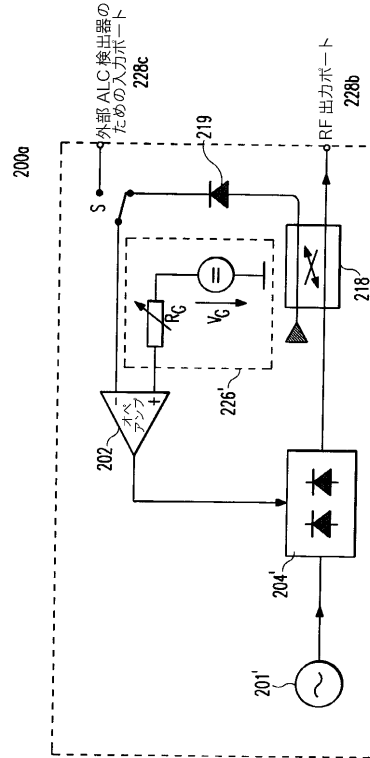


Fig. 2a

【図 2 b】

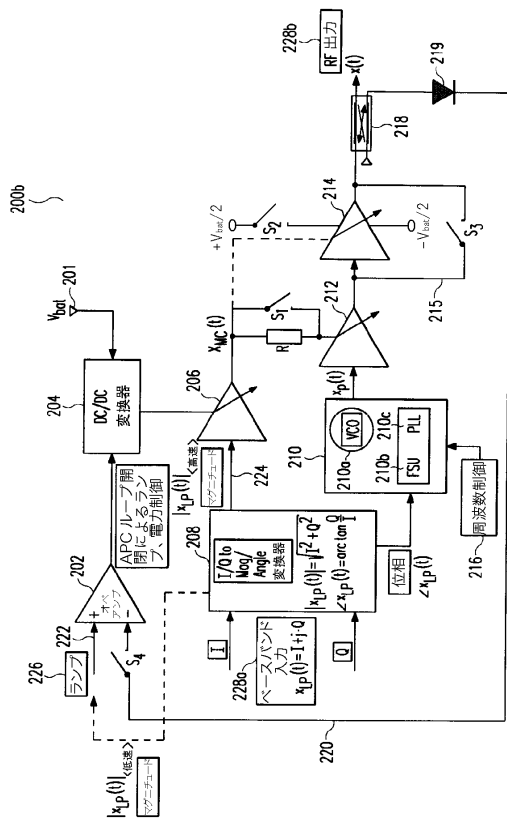


Fig. 2b

---

フロントページの続き

- (72)発明者 ヴァルラモフ, オレグ  
ロシア国 モスクワ 111024, アヴィアモタルナヤ 8エー
- (72)発明者 イトキン, グリゴリー  
ドイツ国 ミュンヘン 81541, エドワード-シューミット-シュトラッセ 17

審査官 儀同 孝信

- (56)参考文献 特表2003-500873(JP,A)  
特開昭60-124127(JP,A)  
米国特許出願公開第2002/0193085(US,A1)  
特開平03-104422(JP,A)  
特開平02-291704(JP,A)  
特開2002-208864(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03C 3/00-99/00、  
H03F 1/00- 3/45、 3/50- 3/52、  
3/62- 3/64、 3/68- 3/72、  
H04B 1/02- 1/04、  
H04L 27/00-27/38