

(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2018-113670  
(P2018-113670A)

(43) 公開日 平成30年7月19日(2018.7.19)

(51) Int. Cl.		F I		テーマコード (参考)
<b>H03F</b>	<b>1/02</b>	<b>(2006.01)</b>	H03F 1/02	5J500
<b>H03F</b>	<b>3/68</b>	<b>(2006.01)</b>	H03F 3/68	Z
<b>H03F</b>	<b>3/24</b>	<b>(2006.01)</b>	H03F 3/24	

審査請求 有 請求項の数 10 O L 外国語出願 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2017-201839 (P2017-201839)	(71) 出願人	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(22) 出願日	平成29年10月18日 (2017.10.18)	(74) 代理人	100108855 弁理士 蔵田 昌俊
(31) 優先権主張番号	15/406, 151	(74) 代理人	100103034 弁理士 野河 信久
(32) 優先日	平成29年1月13日 (2017.1.13)	(74) 代理人	100075672 弁理士 峰 隆司
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100153051 弁理士 河野 直樹
		(74) 代理人	100179062 弁理士 井上 正
		(74) 代理人	100189913 弁理士 鶴飼 健

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 調和同調の負荷被変調増幅器

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 第2高調波終端を有する負荷被変調増幅器を備えた複数の増幅パスにおいて増幅された信号の結合のための結合器を有する増幅器システムを提供する。

【解決手段】 各増幅パスは、増幅器と、増幅器と接合器間に提供されたマッチングネットワークとを備える。個々の増幅器は、結合器を通じて相互に作用することができ、アクティブロードプル効果をもたらす。増幅パスのマッチングネットワークは、マッチングネットワークに接続された増幅器内の電圧と電流の波形間の重なりを減らし、1つまたは複数の増幅器の線形性を向上させる1つまたは複数に構成された高調波終端を備える。

【選択図】 図10

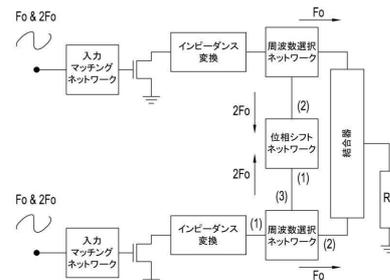


Figure 10

## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

複数の増幅パスにおいて増幅された信号の結合のための結合器に接続された前記複数の増幅パスを有する増幅器システムにおいて、各増幅パスは、増幅器と、前記増幅器と前記結合器間に提供されたマッチングネットワークとを備え、

個々の前記増幅器は、前記結合器を通じて相互に作用することができ、アクティブロードプル効果をもたらし、

前記増幅パスの前記マッチングネットワークは、1つまたは複数に構成された高調波終端を備え、前記高調波終端は：

前記アクティブロードプル動作において、前記マッチングネットワークに接続された前記増幅器内の電圧と電流の波形間の重なりを減らし、

1つまたは複数の前記増幅器の線形性を向上させる増幅器システム。

10

## 【請求項 2】

前記高調波終端は、動的に調整可能である請求項 1 に記載の増幅器システム。

## 【請求項 3】

R F 信号を増幅パスに導入するように構成された R F 信号発生器をさらに備える請求項 2 に記載の増幅器システム。

## 【請求項 4】

他の前記増幅パスの前記増幅器における電圧と電流の波形間の前記重なりを減らす方法で、増幅パスの高調波信号内容が他の増幅分岐に伝達されるように、前記結合器の上流側に増幅パスを接続するようにさらに構成された請求項 3 に記載の増幅器システム。

20

## 【請求項 5】

前記増幅パスは、位相シフトネットワークを介して接続される請求項 4 に記載の増幅器システム。

## 【請求項 6】

異なる増幅器は、異なる動作モードで動作する請求項 1 に記載の増幅器システム。

## 【請求項 7】

入力信号の電力が所定しきい値より下である場合、1つの増幅パスを除いて1つまたは複数または全ての増幅パスを無効にするように構成された請求項 1 に記載の増幅器システム。

30

## 【請求項 8】

入力信号の電力を決定するように構成され、決定された入力電力が所定しきい値より下である場合、前記高調波終端を無効にする請求項 1 に記載の増幅器システム。

## 【請求項 9】

請求項 1 に記載の増幅器システムを備えるシステムにおいて、

前記システムは、基地局、複数の標準基地局、サテライト、モバイルエリアネットワークのノード、および/または無線 LAN のノードであるシステム。

## 【請求項 10】

前記システムは、802.11ac WiFi、LTE、LTE-A および/または DV B - A システムである請求項 9 に記載のシステム。

40

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

ここに記述された実施形態は、一般に第 2 高調波終端を有する負荷被変調増幅器に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

モバイルセルラーの加入は、25兆を超えるデバイスが世界的にワイヤレスネットワークに接続されるとき、2020年までに9.2兆まで成長すると予測されている。容量の要求される増加を達成するために、配置される基地局(BS)数の高密度化が必要となる

50

だろう。予測は、このために、BSによって毎年発生される二酸化炭素排出の量が350百万トンを超えることを示している。

#### 【0003】

基地局エネルギー消費で最大の影響力を有する構成要素は、電力増幅器(PA)である。多少の技法は、PAの効率を向上するために歴史的に採用されている。いくつかの科学技術は、低減されたバイアス角を有する、またはスイッチとして動作する単一終端PAを使用する。しかしながら、ピーク電力で動作しないときにこれらの効率が急激に低下するため、これらPAは、高いPA PRで信号を増幅するとき、低い効率を持つ。エンベロープトラッキング(ET)およびアウトフェーシングと同様なドハティのような効率向上アーキテクチャが、また使用される。ドハティおよびアウトフェーシングのような技法は、高いピーク対平均電力比(PA PR)ワイヤレス通信信号(LTE-A(登録商標)、MCW-CDMA(登録商標)、802.11ac、DVB-T)を増幅するとき、基地局を高い効率で動作させることを可能にする。

10

#### 【0004】

既知のアウトフェーシングシステムでは、2つ以上のPAが一定のエンベロープ信号で駆動される。エンベロープ変調-オリジナル信号に存在する-は、負荷における個々の出力信号のベクトル和によって再構成される。前記和の手順および結果として振幅変調の正確な再生は、各PAパスを通った個々の信号の位相関係によって制御される。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0005】

以下において、実施形態が図面を参照して説明される。

【図1】図1は、従来の2路のアウトフェーシング増幅器を示す。

【図2】図2は、高調波導入アウトフェーシングシステムの異なるプレーンを示す。

【図3】図3は、12dBバックオフの図1のシステムにおける、パス1のプレーンAでの電流と電圧の波形のシミュレーションを示す。

【図4】図4は、最適化された第2高調波インピーダンスを有するのを除いて、図3に示されたのと同様なシミュレーションを示す。

【図5】図5は、2つの分岐におけるマッチングネットワークに対する静的な第2高調波最適化が提供される負荷被変調2重駆動PAシステムを示す。

【図6】図6は、2つの分岐におけるマッチングネットワークに対する静的な第2高調波最適化が提供される負荷被変調PAシステムを示す。

30

【図7】図7は、2つの分岐におけるマッチングネットワークに対する静的な第2高調波最適化が提供される負荷被変調N路駆動PAシステムを示す。

【図8】図8は、外部第2高調波信号導入を有するPAシステムを示す。

【図9】図9は、外部第2高調波信号導入を有する2重駆動PAシステムを示す。

【図10】図10は、2つのPA分岐を接続する静的な位相シフト回路を有する2重駆動PAシステムを示す。

【図11】図11は、2つのPA分岐を接続する動的に同調可能な位相シフト回路を有する2重駆動PAシステムを示す。

【図12】図12は、2つのPA分岐とRF信号分解回路を接続する動的に同調可能な位相シフト回路を有するPAシステムを示す。

40

【図13】図13は、図6の負荷被変調PAシステムの詳細を示す。

【図14】図14は、左に図13に示された回路の理想的なアウトフェーシングおよび負荷変調軌道を、右に上部および下部の分岐負荷の最適なアウトフェーシングを有するPAのクラスB、JおよびJ\*のシミュレートされたCGプレーンインピーダンスを示す。

【図15】図15は、シミュレートされたクレイクス/アウトフェーシングシステムのパス1の図2に示された様々な参照プレーンのインピーダンスを示す。

【図16】図16は、シミュレートされたクレイクス/アウトフェーシングシステムのパス2の図2に示された様々な参照プレーンのインピーダンスを示す。

【図17】図17は、アウトフェーシングインピーダンス軌道のあらゆるポイントにおけ

50

る掃引された第 2 高調波インピーダンスのバックオフに対するアウトフェーシング P A のパス 1 の効率を示す。

【図 1 8】図 1 8 は、アウトフェーシングインピーダンス軌道のあらゆるポイントにおける掃引された第 2 高調波インピーダンスのバックオフに対するアウトフェーシング P A のパス 2 の効率を示す。

【図 1 9】図 1 9 は、補償されていない / 従来 of アウトフェーシング ( )、従来 of アウトフェーシング増幅器

【 0 0 0 6】

【数 1】

( $\infty$ )

【 0 0 0 7】

および実施形態による高調波導入アウトフェーシングシステム ( ) を用いて、理想化された成分を有する P A における P A 効率とクラス B の出力電力との直接的な比較の結果を示す。

【図 2 0】図 2 0 は、第 2 出力高調波インピーダンスを掃引する間の、1 2 d B バックオフに対応する基礎インピーダンスで終端されるアウトフェーシングシステムの上部 P A パスについての P A 効率と出力電力とのシミュレーションを示す。

【図 2 1】図 2 1 は、実施形態の第 2 高調波導入アウトフェーシング P A システムを有する増幅器システムアーキテクチャの基本ブロック図を示す。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 0 8】

実施形態によれば、複数の増幅パスにおいて増幅された信号の結合のための結合器に接続された複数の増幅パスを有する増幅器システムが提供される。各増幅パスは、増幅器と、増幅器と接合器間に提供されたマッチングネットワークとを備える。使用において個々の増幅器は、結合器を通じて相互に作用し、アクティブロードプル効果をもたらす。パスのマッチングネットワークは、アクティブロードプル動作において、マッチングネットワークに接続された増幅器内の電圧と電流の波形間の重なりを減らし、および 1 つまたは複数の増幅器の線形性を向上させる 1 つまたは複数に構成された高調波終端を備える。加えてまたは一方で、高調波終端は、最適化された高調波終端を含まない同等な増幅器システムのバンド幅より大きなバンド幅に亘って、増幅器システムの効率および / または線形性を向上させるように構成され得る。

【 0 0 0 9】

マッチングネットワークは、増幅器に戻す信号の高調波を反射することによって、電圧と電流の波形間の重なりを低減を達成し得る、ここにおいて、それらは、電圧と電流の波形間の重なりを減らす、または削減する方法で、増幅される信号を妨害する。

【 0 0 1 0】

実施形態において、高調波終端は、動的に調整可能である。これは、増幅されるべき信号において、および / または増幅されるべき信号のベースバンドエンベロープにおいて変化に適応することを可能にする。実施形態において、高調波終端は、同調可能なコンポーネントを使用することによって動的に調整可能とされる。

【 0 0 1 1】

1 つの実施形態において、R F 信号を増幅パスに導入するように構成された R F 信号発生器が使用される。R F 信号は、実施形態においてマッチングネットワークに導入される。このようにマッチングネットワークの周波数の選択的な動きは、受信された信号に対して変化され、または最適化されることが可能である。加えておよび / または一方で、高調波周波数内容は、増幅器の上流側の増幅器パスに導入される。適正な高調波信号は、実施形態において、個々の増幅器の出力部にて高調波の分割および導入を増強またはサポートするために、個々の増幅パスの入力部に導入される。

【 0 0 1 2】

実施形態において、増幅器は、さらに、他の増幅パスの増幅器における電圧と電流の波

形間の重なりを減らす方法で、増幅パスの高調波信号内容が別の増幅分岐に伝達されるように、結合器の上流側に増幅パスを接続するように構成される。1つの実施形態において、増幅パスは、位相シフトネットワークを介して接続される。

1つの実施形態において、異なる増幅器は、異なる動作モードで動作する。各増幅器は、所与のノード所定の入力信号特性に対して所望の動作モードで動作するように、その高調波終端を通じて最適化される。

#### 【0013】

既知のアウトフェーシングシステムにおいては、2つ以上の同一の増幅器が使用される。これは、開発コストを減少させ、デザインを簡素化するが、最適以下の状態である。様々なパスが、異なるインピーダンス軌道を有し存在するからである - 2路のアウトフェーシングにおいて、受動的なリアクタンスを有する一方と能動的なリアクタンスを有する他方 - 非対称なデザインまたは非対称に最適化されたPAが提案される。動作のPAモードは、このようにパス1に対するクラスFおよびパス2に対するクラスF<sup>-1</sup>において、またはパス1に対するクラスJおよびパス2に対するクラスJ<sup>-1</sup>において、例えば1つの増幅器動作が動作モードを活用させるように、選択され得る。実施形態において、高調波最適化は、動作のモードが同様であるように、またはそれがアウトフェーシング動作を切り換えるように行われる。

10

#### 【0014】

1つの実施形態において、増幅器は、入力信号の電力が所定しきい値より下である場合、1つの増幅パスを除いて1つまたは複数または全ての増幅パスを無効にするように構成される。

20

#### 【0015】

1つの実施形態において、増幅器は、さらに、入力信号の電力を決定するように構成され、決定された入力電力が所定しきい値より下である場合、前記高調波終端を無効にするように構成される。

#### 【0016】

1つの実施形態において、システムは、基地局、複数の標準基地局、サテライト、モバイルエリアネットワークのノード、および/またはWLANのノードである。

#### 【0017】

1つの実施形態において、前述の増幅器を備えるシステムが提供される。システムは、802.11ac WiFi（登録商標）、LTE（登録商標）、LTE-Aおよび/またはDVB-Aシステムである。

30

#### 【0018】

図1は、従来の2路の非絶縁アウトフェーシング増幅器を示す。このシステムは、2つのPAパス間の相互作用を可能にする。この相互作用は、出力電力バックオフの機能として抵抗性および反応性の負荷変動の両方を見ると、2つのPAにアクティブロードプル効果をもたらす。反応性負荷を持つ従来の増幅器は、デバイスによる高い電力消失に至る、補償のない、非最適な電流と電圧の波形を形づくるリアクタンス、線形性の減損、及び出力電力損失として、効率において減損を示す。

#### 【0019】

さらに、広いバンド幅に亘って動作するドハティ増幅器において、負荷変調軌道は、結合するネットワークの周波数/位相分散のためにシフトすることができる（1/4波長ライン、オフセットライン）。このシフトは、PAを反応性の負荷の下で動作させる。

40

#### 【0020】

図2は、調和同調されるアウトフェーシングシステムの分析の異なるプレーンを示し、以下の記述の部分において参照として使用される。

#### 【0021】

図3は、単なる例として、既知の負荷被変調増幅器システムにおいて限定された効率に対する根拠を図示して提供する。図3は、負荷被変調PAシステム（動作期間において最適化された高調波終端を有する図1に示されたアウトフェーシングシステム）のシミュレ

50

ーションの1つの分岐のプレーンAに存在する電圧と電流の波形を、12dBバックオフで図示する。電流と電圧の波形間の重なりは、PAシステムの効率を減少させる電力消失の原因となる。電流と電圧の波形間のこの重なりの原因となるものは、プレーンAにおけるリアクタンスの存在であることが解った。いくつかの実施形態において、このリアクタンスは、電圧と電流の波形間の重なりを減少または取り除くために、減少され、または取り除かれる、それによって、PAシステムの効率を向上させる。

#### 【0022】

個々の増幅器の出力における高調波内容は、様々な機構の結果であり得る。固有のデバイス非線形性は、例えば、高調波内容を作り出すだろう。図1に示された信号分離器は、例えば、高調波成分を分離された信号に追加するように設計可能である。飽和状態においてPAを動作することは、また調和的な多くの出力を作り出すだろう。発明者は、高調波信号内容が増幅器の性能/効率を最適化するのに使用可能であることが解っている。以下において、第2高調波が所々で作成されることを言及するが、実施形態は第2次高調波の使用を限定するものではなく、異なる次の高調波が最適化のために、代替えおよび/または追加として使用され得る。

10

#### 【0023】

図4は、図3に示されたシミュレーション結果の基礎を形成する同様な回路に対して、最適化された第2高調波の使用を通じて達成された電圧と電流の波形の例を図示する。この場合、1つのPAの出力の第2高調波成分は、PAの下流側に配置された出力マッチングネットワークによって、反射されPAに戻される。そのような動作において、PA内の電流と電圧の波形間の重なりは急激に減少し、PAの効率が向上される。高調波終端は、結果として、アウトフェーシング動作の間に発生する反応性の負荷に対して「補償する」ために使用される。

20

#### 【0024】

以下において、第2高調波最適化の異なる方法が、より詳細に論じられる。

#### 【0025】

動作中に予想される出力負荷における変動と同様に、増幅される入力信号の特性は、増幅器の設計段階にて一般に知られている。第2高調波の最適化は、ここにこの後、論じられるように、実験的なまたは分析的な手段のいずれかによって達成可能である。

#### 【0026】

図5に図示された回路例は、第2高調波信号と一緒に増幅される信号を受信する2重駆動PAシステムを示す。第2高調波信号は、例えば、2つの信号 $F_0$ を発生する信号入力の上流側に配置されたスプリッタ(図示しない)から生じる。増幅器システムの2つの分岐に個々に導入される2つの高調波信号 $2F_0$ は、必ずしも等しくはなく、異なる信号であることが可能なことがわかるだろう。図5に示されたシステムは、さらに、各分岐に、PAと結合器間に出力インピーダンスマッチングネットワークを備える。出力マッチングネットワークは、基礎信号を結合器に単に通過させるように、及び増幅器に戻される信号の第2高調波を反射するように設計される。インピーダンス変換ネットワークの特性を適正に選択することによって、増幅器に存在する基礎インピーダンスの反応性成分は、補償されることが可能である。増幅されるべき信号と反射される高調波信号間の妨害は、負荷変調の影響下においてさえ、電圧と電流の波形間の重なりをさらに減少させる。2つの分岐が異なる負荷変調効果をもつので、マッチングネットワークが、入力信号と予想される出力変調効果に対して独立に最適化されることがわかるだろう。図5に示された実施形態における場合では、第2次高調波は増幅器パスに導入され、導入された高調波は、それらがインピーダンス変換ネットワークと共同して、PA内の電圧と電流の波形間の重なりを減少または削減するのを確実にするように形づけられる。導入される第2次高調波およびインピーダンス変換ネットワークは、実施形態において結果として共に最適化される。図6に示された回路例では、入力される信号RFが使用され、第2高調波信号 $2F_0$ と同様に入力信号 $F_0$ が、RFスプリッタを使用して2つのPA分岐に供給される。RF信号分解回路に入力された第2高調波信号 $2F_0$ は、2つのPA分岐に存在する第2高調波信号

30

40

50

2 F<sub>0</sub>が初期の入力信号 2 F<sub>0</sub>と異なるものとなるように、R F 信号分解回路によって変更される。

#### 【 0 0 2 7 】

個々の P A における電圧と電流の波形間の重なりを減少するために、2 F<sub>0</sub>は、各分岐において P A と結合器間に配置された個々に最適化された出力マッチングネットワークの結合において、再び最適化される。2つのインピーダンスマッチングネットワークは、増幅された信号 F<sub>0</sub>を結合器に向けて再び単に通過させ、第2高調波 2 F<sub>0</sub>を反射して増幅器に戻す。図5に示された回路の場合のように、第2高調波信号 2 F<sub>0</sub>とマッチングネットワークは、所定の予想される信号と同様に、所定のバックアップ範囲において静的に最適化される。

10

#### 【 0 0 2 8 】

図5および6に図示された原理は、2つの P A を備える P A システムにだけ適用されるものではなく、異なる数の P A を有する P A システムにも拡張される。図7は、図5に示されたそれと似たシステムを図示するが、4つの個々の P A に4つの個々に駆動される分岐を備える。実施形態は使用される P A の数によって限定されないこと、およびここに論じた全ての例は、これら分岐の少なくともいくつかが非絶縁状態に結合されている限り、どんな複数の P A 分岐を備えるシステムにも適用可能であることがわかるだろう。

#### 【 0 0 2 9 】

上で論じた静的に設計されたネットワークに加えて、入力信号における変化に基づいて、それらの特性を変化させるネットワークもまた、実施形態で提供される。図8に図示された実施形態は、図6に示されたそれと類似したネットワークを示す。しかしながら、図6の各分岐において P A と結合器間に提供された静的に最適化されたマッチングネットワークは、周波数選択ネットワークが直列に提供されたインピーダンス変換ネットワークによって、図8の各分岐に置き換えられる。周波数選択ネットワークは、インピーダンス変換ネットワークと R F 信号スプリッタに入力された 2 F<sub>0</sub>信号が、P A における電流と電圧の信号間の重なりを減少させると共に、周波数依存インピーダンス変換を提供するように構成される。周波数選択ネットワークは、さらに基本周波数を結合器に通し、第2高調波を反射して増幅器に戻す。

20

#### 【 0 0 3 0 】

周波数選択ネットワークは、外部の高調波導入回路から周波数選択ネットワークへの第2高調波信号を受け取る。周波数選択ネットワークは、接続された P A の出力端子に存在する導入された第2高調波信号を結合器に通さず、代わりに、回路の入力部に受け取られたそのいずれかの第2高調波信号と共に、導入された第2高調波信号を反射し、それぞれの P A に戻す、それによって、増幅器における波形に影響を及ぼし、電圧と電流の波形間の重なりを減少させる。他の実施形態において、高調波導入回路が、周波数選択ネットワークの外部に持たれず、代わりに周波数選択ネットワークと共に形成されることも可能であることが当然わかるだろう。

30

#### 【 0 0 3 1 】

高調波導入回路は、ルックアップテーブルからアナログ信号を受け取る。高調波導入回路は、例えば、周波数選択ネットワークに接続され、適正な高調波を周波数選択ネットワークに提供し、およびルックアップテーブルから受け取ったアナログ入力に基づいて、それがその出力に提供する信号の周波数または複数の周波数を変えるオシレータであり得る。

40

#### 【 0 0 3 2 】

同調におけるこれは、高調波導入回路に、増幅されるべき入力信号の要求に合わせて高調波信号を周波数選択ネットワークに提供させることを可能にする。負荷変調は2つの分岐に異なる影響を及ぼすので、周波数選択ネットワークに導入された高調波は、個々の分岐に対して独立に変更可能であることがわかるだろう。

#### 【 0 0 3 3 】

ルックアップテーブルに代えて、外部の高調波導入に入力を提供する回路は、あるいは

50

入力信号  $F_0$  のベースバンドエンベロープに基づいたアナログ信号を提供し得る。他の代替の実施形態では、高調波導入回路に入力されるパラメータは、ルックアップテーブルにて決定されるのではなく、例えば、代わりに、入力信号情報と、電流入力信号についての高調波導入回路に入力されるパラメータとの間の所定の、記憶された関係に基づいたプロセッサを使用して動作中に計算される。

【 0 0 3 4 】

図 9 は、独立に駆動される P A パスを有することを除いて、図 8 に示された回路と同等の回路を示す。

【 0 0 3 5 】

高調波が動的に導入および制御される実行において、デバイス経時変化 ( device aging ) に適応する機会、効率または線形性のいずれかまたは両方を維持するために起こる。これは、単一入力および 2 重駆動のそれぞれ図 8 および図 9 の両方における場合である。アウトフェーシングシステムおよび最大の効率向上システムは、それらの典型的で統計的な特性を使用して、ある入力信号のもとでの動作に対して最適化されるのに役立つ。提案する増幅器の効率プロファイルは、高調波最適化への適応を通じて再構成されることが可能である。これは、異なる信号、およびコンポーネント特性の変更 / 経時変化に適応可能にする。

【 0 0 3 6 】

図 1 0 - 1 2 は、第 2 高調波最適化を適用するさらに他の方法を示す。図 1 0 から解るように、P A システムの 2 つの分岐の各々は、また図 8 および図 9 に示されたネットワークの場合のように、周波数選択ネットワークを備える。しかしながら、図 1 0 において、2 つの周波数選択ネットワークに導入される信号は、外部の回路によって提供されるのではなく、図 1 0 に示され、2 つの分岐の 2 つの周波数選択ネットワークに接続された位相シフトネットワークを通過することによって変更された、反対側の P A 分岐の第 2 高調波信号である。位相シフトネットワークは、結合器に提供される出力信号から第 2 高調波信号  $2 F_0$  を取り除く間に、電圧と電流の波形間の重なりが減少され、最小化され、また削除されるように、2 つの分岐の間に提供された第 2 高調波を最適化する。2 つの P A のそれぞれの出力における周波数選択ネットワークは、交互の P A へ向かう第 2 高調波を認め、一方、基本電力がリークするのを防ぐ。

【 0 0 3 7 】

図 1 0 に示されたシステムは、既知の、予想される入力信号に対するのと同様に、所定のバックオフ範囲に対して最適化された静的な位相シフトネットワークを備える。図 1 1 に示された代替の回路は、位相シフトネットワークがルックアップテーブルから受け取った入力に基づいて、所定の周波数範囲を超えてその位相シフトを動的に変化させるように適応されることを除いて、図 1 0 に示された回路と同等である。ルックアップテーブルは、その入力で受け取った、信号エンベロープを識別する特定の情報において、信号情報に基づいて位相シフトネットワークに提供されるべきパラメータを決定する。代替の実施形態においては、システムの入力信号の認識に基づいて、およびルックアップテーブルを使用して位相シフトネットワークをデジタルに駆動するのに代えて、位相シフトネットワークは、入力信号のベースバンドエンベロープによって駆動されることが可能である。実施形態において、位相シフトネットワークは、ルックアップテーブル / ベースバンドエンベロープから受け取った入力信号に基づいて同調可能な素子として、MEMS またはバラクターを有する受動フィルタ構成を使用する。

【 0 0 3 8 】

図 1 2 は、2 重の駆動入力を単一駆動および R F 信号分解回路に置き換えるのを除いて、図 1 1 に示されたそれと同等の実施形態を示す。

【 0 0 3 9 】

図 5 から図 1 2 に示された実施形態は、第 2 次高調波の導入を各々含むが、これら図に示された回路のアーキテクチャに基づく他の実施形態では、第 2 次高調波は導入されず、代わりに、回路の成分が、回路の他の成分、特に上で論じられたインピーダンス変換ネッ

10

20

30

40

50

トワーク、周波数選択ネットワーク、および位相シフトネットワークと共同して、最適化された第2次高調波を発生するように設計される。

【0040】

増幅器システムによって送信される信号は、既知の確率密度関数を持つ。このような信号に対する最適な高調波インピーダンスは、分析的に決定されることが可能であり、またはロードプル効果が、システムの効率を最適化するために補償されるPAシステムの種類において測定されることが可能である。以下において、第2高調波最適化パラメータを分析的に決定する方法が、図13を参照して論じられる。損失のない結合を有するアウトフェーシングシステムでは、図13に示されるように、増幅器の上部および下部の分岐の負荷プレーンAに生じる反応性負荷は、Raab (F. Raab, "Efficiency of outphasing RF power-amplifier system," IEEE Transaction on Communications, vol. 33, no. 10, p p 1094-1099, 1985) によって以下のように定義されている。

10

【0041】

【数2】

$$Y_{1,2}(\phi) = R_{load} \frac{2\cos^2\phi}{Z_0^2} \pm jR_{load} \frac{\sin 2\phi}{Z_0^2} \quad (1)$$

【0042】

ここで、 $\Gamma_{load}$  はアウトフェーシングで、出力バックオフ  $\Gamma_{load} = 20 \log_{10}(\cos^2)$  に関する。  $Z_0$  および  $R_{load}$  は、  $Z_0/4$  ラインの特性インピーダンス、および図13に示された負荷インピーダンスである。

20

【0043】

図14は、左に図13に示された回路の理想的なアウトフェーシングおよび負荷変調軌道を、右に上部および下部の分岐負荷の最適なアウトフェーシングを有するPAのクラスB、JおよびJ\*のシミュレートされたCGプレーンインピーダンスを示す。

PAの効率において負荷変調軌道の影響を評価するために、出力マッチングネットワーク(OMN)によって、およびデイス特定の出力寄生によって影響を受けるデバイスのイントリニシクCGプレーンにおける負荷変調が決定される。図13の負荷プレーン'A'からCGプレーン'C'への負荷変調軌道は、アウトフェーシングアングルと、出力マッチングネットワークのS-パラメータとの関数として決定可能であり、デバイスの寄生を線形の2つのポートネットワークに近づける。

30

【0044】

【数3】

$$\Gamma_{PKG}(\phi) = S_{11}^m + \frac{(S_{21}^m)^2 \Gamma_{\phi}}{1 - S_{22}^m \Gamma_{\phi}} \quad (2)$$

【0045】

【数4】

$$\Gamma_{CG}(\phi) = S_{11}^p + \frac{(S_{21}^p)^2 \Gamma_{PKG}}{1 - S_{22}^p \Gamma_{PKG}} \quad (3)$$

【0046】

ここで、 $S^p$  は等価な出力寄生モデルのS-パラメータであり、 $S^m$  は出力マッチングネットワークのS-パラメータであり、 $\Gamma_{PKG}$  は等式1のアドミタンスから決定可能である。

【0047】

動作の所与の連続モードに対する最適なインピーダンスは、K. Mimis and G. T. Watkins, "Design method for harmonically-tuned, dynamic load-modulated power amplifiers," in 2015 German Microwave Conference, pp. 1-4, IEEE, 2015 and L. Xiang, M. Helaoui, and F. Ghannouchi, "Optimal Fundamental Load Modulation for Harmonica

50

Ily Tuned Switch Mode Power Amplifier,” Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International, 2016、に以前に示されているように、バックオフ と、連続的な設計空間パラメータ の異なる値との関数として、CGプレーンにおいて定義可能である。PAのクラスB/J連続モードでは、図13に示された、CG基本および第2高調波インピーダンスは、 $Z_{f_0} = R_{opt} + j R_{opt}$  および  $Z_{2f_0} = -j (3 / 8) R_{opt}$  として定義される。ここで、 $R_{opt} \in [-1, 1]$ 、 $R_{opt}$ は最適な抵抗で、 $R_{opt} = 10^{1/20} R_L$ として定義され、および、 $R_L$ は理想的なクラスBロードライン、 $R_L = 2 (V_{DC} - V_{knee}) / I_{max}$ である。 $R_{opt}$ および  $Z_{f_0}$  に比例する、第2高調波インピーダンスのリアクタンスは、バックオフの関数として変化する。設計空間を横切って動くため、固定の第2高調波終端を有する最適な動作を許す基本負荷変調軌道を見つけることは可能である。 $R_{opt} = 0$ である場合、最適な基本負荷変調軌道は、 $Z_{opt} = R_{opt} + j R_{opt}$ として定義可能である。ここで、 $Z_{opt}$ は、新しい設計空間パラメータであり、出力バックオフおよび初期の設計空間  $Z_{opt} = 10^{1/20}$  によって決定される。モデルJおよびJ\* に対する最適な基本負荷変調は、図14の左側に示された複合軌道をたどる。クラスBの場合だけ、 $Z_{opt} = 0$ を有する増幅器は、基本負荷変調が実軸上にとどまる。アウトフェーシング軌道は、各分岐における  $Z_{opt}$  の適正值を選択することによって、および各増幅器の出力マッチングネットワークによりもたらされる位相シフトを最適化することによって、調和的に同調される増幅器に対して最適な負荷変調をたどるように設計される。

10

#### 【0048】

20

1つの実施形態において、下部および上部分岐の負荷軌道の凸面および凹面は、動作の共役モードの最適な負荷変調プロファイルをたどるために、利用されることが可能である。凹面の上部分岐軌道は、クラスJ ( $\alpha = 1$ ) 最適な基本負荷変調を支持し、一方、凸面の下部分岐プロファイルは、図14に明示されるように、クラスJ\* PA ( $\alpha = -1$ ) の最適な基本軌道に一致する。 $Z_{opt}$  の値が選択されると、 $Z_{opt}$ として以前にもたらされた最適な負荷変調軌道は、両方の分岐に対して算出され、目標として設定されることが可能である。各PAの出力マッチングネットワークの  $S_{m_{11}}$  は、 $R_L$ および  $Z_{opt}$  の選択による動作のモードによって決定される。デバイス出力寄生の知識と、相互の仮定と、損失のない出力マッチングネットワークを含み、等式3は、 $S_{m_{21}}$ の変数、各出力マッチングネットワークによってもたらされる位相シフトがただ知られていないものとして留まるように、再配列が可能である。位相シフトは、 $\theta_{CG}(\omega)$  と、最適な目標インピーダンス軌道との間のベクトル距離を最小にするように選択される。

30

#### 【0049】

最適なインピーダンスを定義した後、高調波終端は、その後、パッシブな複数の高調波出力マッチングネットワークを有する両方の増幅器パスにおいて合成される - その分野でよく知られた技法である。

#### 【0050】

図13に示された回路の効率の最大化において最適に使用されるパラメータの上記の分析的な導出は、特定の例だけに関連すること、および類似の導出は他の回路アーキテクチャに役立てられることがわかるだろう。アウトフェーシング負荷変調軌道の分離した複数のポイントにおけるシステムの動きをシミュレートすることによって、あらゆるポイントにおいて効率を最大化する第2高調波インピーダンス(大きさおよび位相によって定義された)の値を見つけることが可能である。アウトフェーシング軌道の各ポイントにおいて、第2高調波インピーダンスの全ての値を、同調器を使用して試験することが可能である。第2高調波は反射され増幅器に戻るため、反射係数の大きさは通常固定され、位相だけが変更される。これが、スミスチャートの端部上の0から360度までの第2高調波インピーダンス値の掃引において結果として生じる。

40

#### 【0051】

以下において、シミュレーションを使用して最適設計パラメータを得る方法の例が記述される。

50

## 【 0 0 5 2 】

この開示にある全てのシミュレーションでは、10W GaN HEMT ( Cree CGH40010F ) の信頼される非線形モデルが使用され、それは、単に簡単で基本的な、ハイパスL-セクション出力マッチングネットワークを有するクラスBにおいてバイアスされたPAを備える。これは、高調波 - 典型的に反射されPAに戻る - 図10から図12に示される方法で、通過され、および交互のアウトフェージングパスに導入可能である - のアーキテクチャの好結果な動作に対して有用である。

## 【 0 0 5 3 】

最適な第2高調波を実験的に決定するシミュレーションは、既知の上部のアウトフェージング軌道から決定された多数の異なる負荷インピーダンスが備えられたPA上で行われることが可能である。異なる負荷インピーダンスの各々は、アクティブロードブルの異なる量を提供する。異なる負荷インピーダンスの各々では、第2高調波終端の可能な全ての値を含むシミュレーションは、PAの出力に示される。異なる負荷インピーダンスの各々では、最も良い効率を生じる第2高調波の値が、最も適切な第2高調波として選ばれる。同様な手順が、下部のアウトフェージング軌道に対して繰り返される。

10

## 【 0 0 5 4 】

各PA出力に合成されたアウトフェージング増幅器の起動を模倣する基本負荷インピーダンスが、図15および図16にプロットされている。各軌道は、図2に示された参照プレーンの異なる1つに対応する。図15および図16からわかるように、これらシミュレーションに基づき上で論じた方法で、各アウトフェージングインピーダンスに対するプレーンAにおける最適な第2高調波を得ることが可能である。シミュレーションは、これら反応性成分を減少させ、最小化させ、または削除もするために、決定されたリアクタンスに基づいて、第2高調波最適化がない場合のプレーンAに存在する基礎インピーダンスの反応性成分を決定することを可能にする。高調波の導入効果をエミュレートするために、高調波同調器は、アウトフェージング軌道における各ポイントの高調波負荷を掃引するために使用される。PA効率における第2高調波掃引の効果が、図17および図18にプロットされている。これら2つの図からわかるように、重要なことは、実施形態で達成可能な最大の効率は、従来のアウトフェージングと比較して18dBの出力電力バックオフ範囲が可能である電力追加効率 ( PAE ) の条件において、性能向上を有する実施形態を使用しないアウトフェージング増幅器の効率を超えることである。その上に、PAEは、10dBの出力電力バックオフより大きな定数に維持される。

20

30

## 【 0 0 5 5 】

図2に示されたプレーンAにおける最適な第2高調波インピーダンス終端から、増幅器寄生の知識に基づいて、図2のプレーンBにインピーダンス変換を行うことが可能である、それにより、出力マッチングネットワークによって存在するべき要求されるインピーダンスを決定する。これは、システムに導入されるべき、または出力マッチングネットワークとシステムに導入するための第2高調波をコデザイン ( 協調設計 ) するのに必要な要求される第2高調波を決定するための基礎を提供する。

## 【 0 0 5 6 】

上記に論じた技法のいくつかは、単一のおよび2重の入力駆動のそれぞれの場合について、パッシブ高調波終端ネットワーク ( 静的な場合について ) を設計するために、または位相シフトネットワークまたは外部高調波導入を駆動するために使用されることが可能である。設計において、上記の明確に定義された設計手法を使用することによって、負荷被変調増幅器 / 個々のパスのアウトフェージングシステムPAが、出力の電力結合器と共に、コデザインされ、および最適化されることが可能である。結合 ( 損失のない、補償サセプタンスを有するクレイクス )、またはマッチングネットワーク ( 集中した、分散された ) の異なる選択とトポロジは、さらに好適な設計空間を達成するために利用可能な自由度を提供する。実施形態と共同した、エンベロップトラッキングおよび動的なゲート調整のような他の効率向上技法の使用は、バックオフにおいてさらに効率を向上させる可能性がある。

40

50

## 【 0 0 5 7 】

図 19 は、補償されていない / 従来のアウトフェーシング ( 三角形のシンボル )、従来のアウトフェーシング増幅器 ( 砂時計形状のシンボル ) および実施形態による高調波導入アウトフェーシングシステムを用いて、理想化された成分を有する P A における P A 効率とクラス B の出力電力との直接的な比較の結果を示す。この図からわかるように、実施形態の増幅器は、他の増幅器より大幅に性能がすぐれている。この図からわかるように、実施形態の利点は、電力出力が増加するのに従って、増加することである。1 つの実施形態では、第 2 高調波の最適化は、所定の出力電力レベルより上を印加されるだけであり、一方で、この出力レベルより下で同位相の増幅を当てにする、このように混成のモードシステムとして動作する。

10

## 【 0 0 5 8 】

実施形態による他の混成のモードシステムは、30 dB より下のバックオフに対して無効な 1 つの P A と共に、上述された高調波導入技法の 1 つを使用して動作される。

## 【 0 0 5 9 】

大きな動的な範囲では、パスの 1 つは、極度な出力電力のバックオフにおいて不活性化される。

## 【 0 0 6 0 】

図 20 は、第 2 出力高調波インピーダンスを掃引する間の、12 dB バックオフに対応する基礎インピーダンスで終端されるアウトフェーシングシステムの上部 P A パスについての P A 効率と出力電力とのシミュレーションを示す。高調波の導入によって、12 dB の出力電力バックオフにおいて、1 - 2 dB 出力電力をゲインすること、および 60 % より上の P A 効率を達成することが可能である。

20

## 【 0 0 6 1 】

図 21 は、実施形態の第 2 高調波導入アウトフェーシング P A システムを有する増幅器システムアーキテクチャの基本ブロック図を示す。システムは、前に記述されたように、デジタルフロントエンド、RF スモール信号モジュール、および高調波導入増幅器モジュールを備える。デジタルフロントエンドフィルタリングでは、補間およびデジタルプレディストーションが行われる。高調波導入増幅器モジュールの部分として示すコンポーネントに加えて、追加信号処理ブロックが提供される。この信号処理ブロックは、信号を分解する機能 ( 例えば、CORDIC を使用して )、および前に記述された最適な第 2 高調波インピーダンス終端の算出のためのアルゴリズムから成る。

30

## 【 0 0 6 2 】

高調波導入 ( H I ) または調和的に最適化された ( H O ) アウトフェーシング-ベースのアーキテクチャの他の変更は、デジタルよりもむしろ RF において、信号成分分解 ( S C D ) を実施することである。これは、2 つの別の I Q 変調器、および成分分離器に必要な D S P を使用する要求を避け、コストおよび電力の両方の省力化を引き出す。

## 【 0 0 6 3 】

上記議論は、増幅器システムの効率を最適化することに焦点を当てている。上に記述された高調波最適化方法は、しかしながら、あるいは個々の増幅器の線形性および故に全システムをも最適化する、または少なくとも向上させるのに使用可能である。線形性の向上に必要とされる高調波は、振幅および位相において、最大効率のために要求されるこれらと異なる。明細書要件によって、最大効率、最大線形性、またはそれら 2 つの間のトレードオフは、適正な高調波を使用することによって結果的に達成可能である。

40

## 【 0 0 6 4 】

前に言及したように効率最適化の場合では、要求される高調波信号 / 終端は、実験的にまたは分析的にいずれかで決定可能である。増幅器線形性の向上に要求される高調波は、アウトフェーシング軌道上で最良な高調波終端を決定するため、IMD3 または ACLR のような線形性測定基準に頼ることを除いて、上に記述されたのと同様な方法でマルチトーンまたは他の変調された信号励振の下で、シミュレーションまたはロードプル測定を通じて実験的に決定可能である。同様な測定は、それがマルチトーンまたは変調された信号

50

で駆動される間に、PAに導入された高調波の振幅および位相を変更することによって実行可能である。

#### 【0065】

これら測定の結果に基づいて、導入された信号 - 動的な場合において - またはパッシブな高調波終端ネットワーク - 静的な場合について - は、線形性および/または効率に関して、アプリケーション要求に応じるように設計される。言い換えると、動的な場合では、導入される信号の要求される位相および振幅は、外部高調波導入ネットワークまたは位相シフトネットワークを駆動するために、決定され、および使用されるであろう。

#### 【0066】

上に記述された高調波最適化方法は、しかしながら、さらにあるいは広い周波数に亘って、図8から図12に関して上で論じた動的に調整可能なシステムの効率および/または線形性を最適化する、または少なくとも向上させるのに使用可能である。既に論じたように、負荷 - 変調効果のため与えられる反応性負荷は、増幅器の性能を低下させる。これは、システム(トランジスタの寄生、結合器、インピーダンス変換ネットワーク等)における全ての成分の周波数依存反応のため、動作の中央周波数からの距離の増加で悪化する。この周波数依存は、負荷リアクタンスをアウトフェーシング軌道上で変化させるだけでなく - 前に強調したように - 周波数上でも変化させる、すなわち、負荷リアクタンスは、出力電力バックオフおよびアウトフェーシング軌道の機能だけでなく、動作の周波数の機能もまた有する。この可変リアクタンスは、適正に補償されないならば、PA性能をさらに低下させる。

#### 【0067】

実施形態のアーキテクチャの使用を通じて、負荷のリアクタンスを最小化する、または削除する代わりに - いずれの場合にも存在し、完全に除去できない - 適正な高調波信号が個々のPAパスに導入される - 図8から図12に関して上で論じられた1つにおいて、この可変リアクタンスを動的に補償する。この方法では、増幅器のバンド幅を増大する既知の方法の欠点、例えば性能低下または複雑性の増加などは避けることが可能である。導入されるべき高調波信号の振幅および位相は、目標周波数に対応するインピーダンス軌道を使用することによって実験的にまたは分析的にいずれかで算出が可能である。動作の中央周波数から離れて動いていくと、PAパスに存在する負荷軌道は、位相がシフトされることを除いて、図15および図16に示されているように同様な一般的形状を持つ、言い換えると、軌道上にあるリアクタンスに影響を及ぼす。いくつかの周波数に対する新しい軌道は、それらが領域で良く知られたパッシブなネットワークから成るとき、測定、シミュレーション、または分析的な算出を通じて決定可能である。これらの新しい軌道が決定されると、前に記述された同様な方法が、最適な高調波終端を引き出すために進められることが可能である。

#### 【0068】

本発明のいくつかの実施形態を説明したが、これらの実施形態は、例として提示したものであり、発明の範囲を限定することは意図していない。その上、本明細書に記載された新規な装置、および方法は、様々な他の形態で実施されることが可能であり、さらに、発明の要旨を逸脱することなく、本明細書に記載された装置、方法、および製品の形態において種々の省略、置き換え、および変更を行うことができる。添付の特許請求の範囲およびそれらの均等の範囲は、発明の範囲や要旨に含まれる形態や変形を含むことを意図している。

【 図 1 】

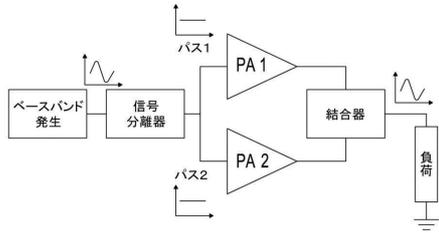


Figure 1

【 図 2 】

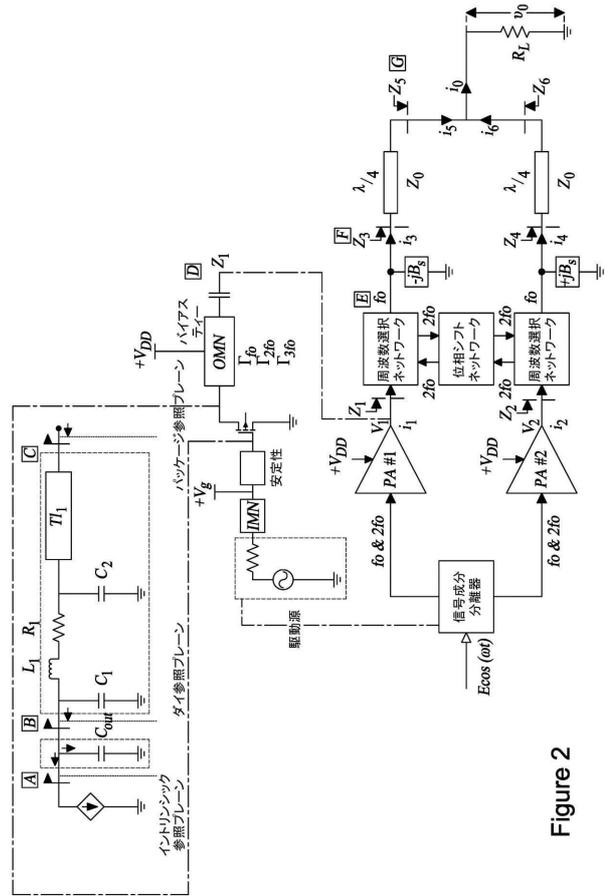


Figure 2

【 図 3 】

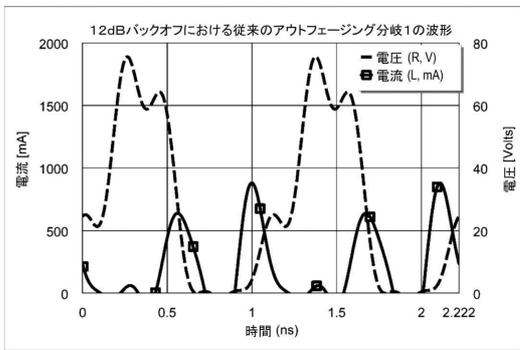


Figure 3

【 図 5 】

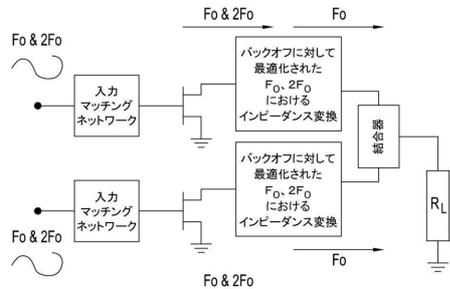


Figure 5

【 図 4 】

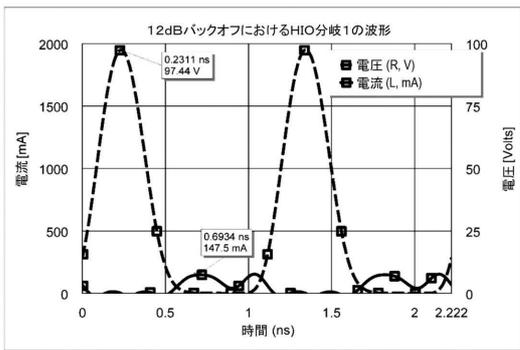


Figure 4

【 図 6 】

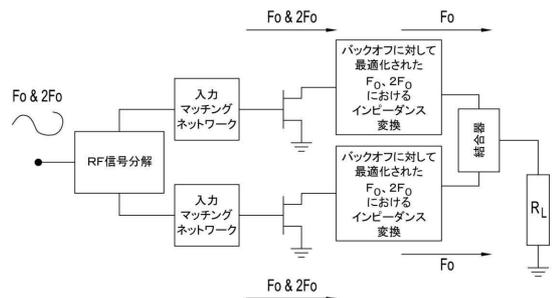


Figure 6

【 図 7 】

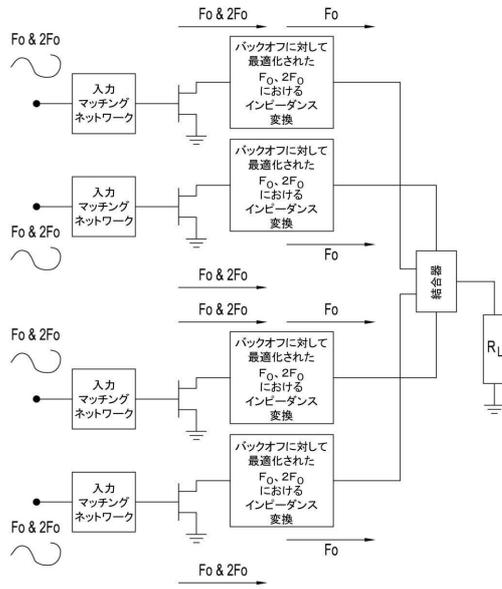


Figure 7

【 図 8 】

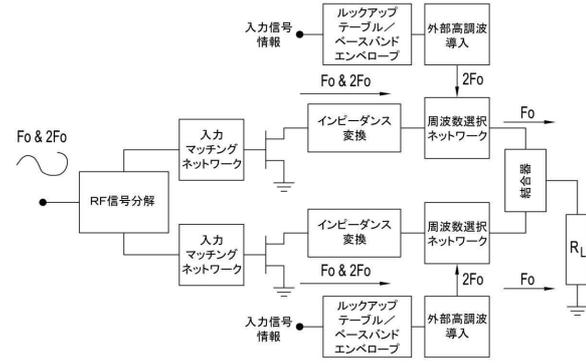


Figure 8

【 図 9 】

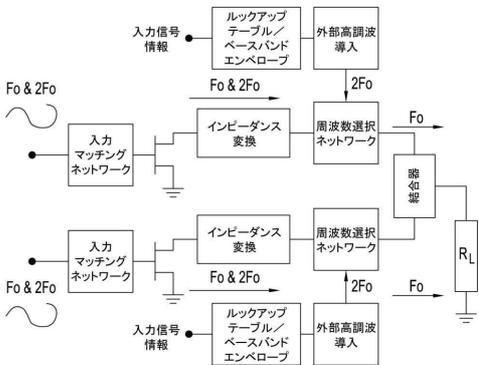


Figure 9

【 図 1 1 】

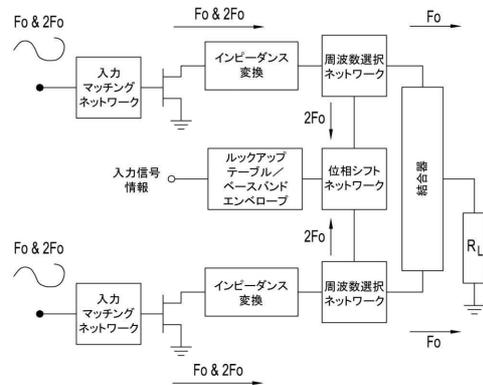


Figure 11

【 図 1 0 】

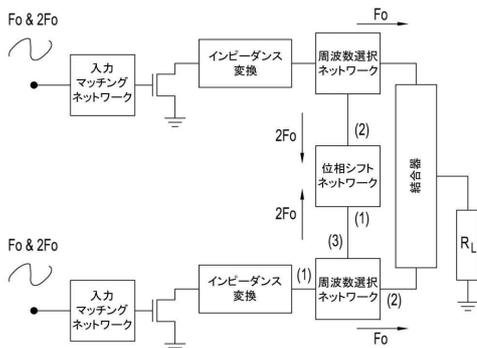


Figure 10

【 図 1 2 】

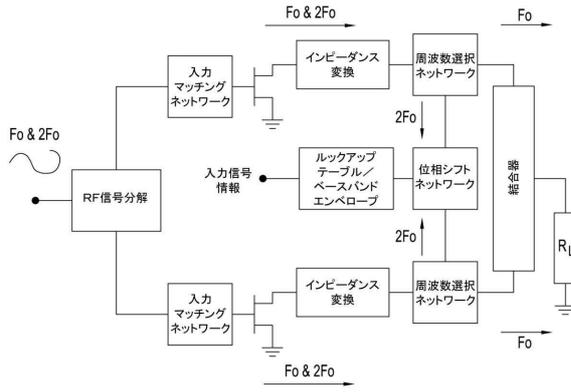


Figure 12

【 図 1 4 】

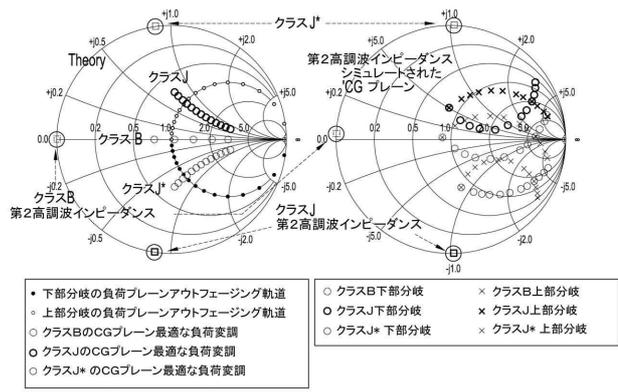


Figure 14

【 図 1 3 】

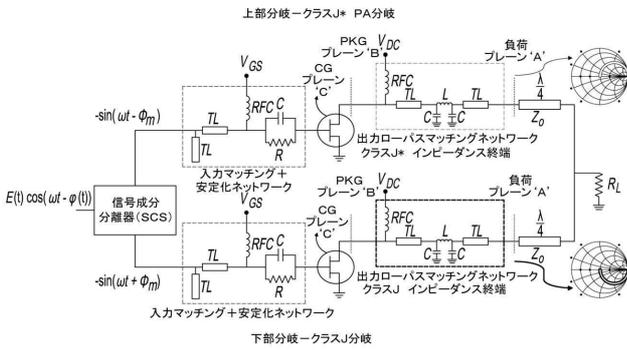


Figure 13

【 図 1 5 】

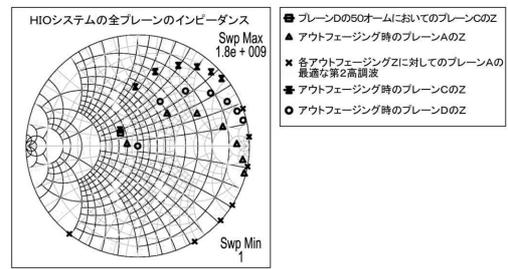


Figure 15

【 図 1 6 】

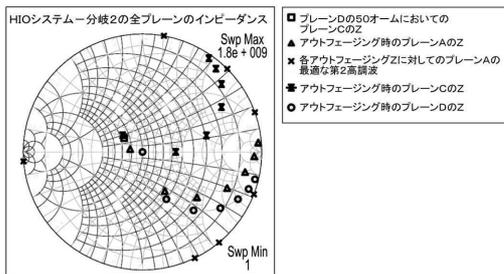


Figure 16

【 図 1 7 】

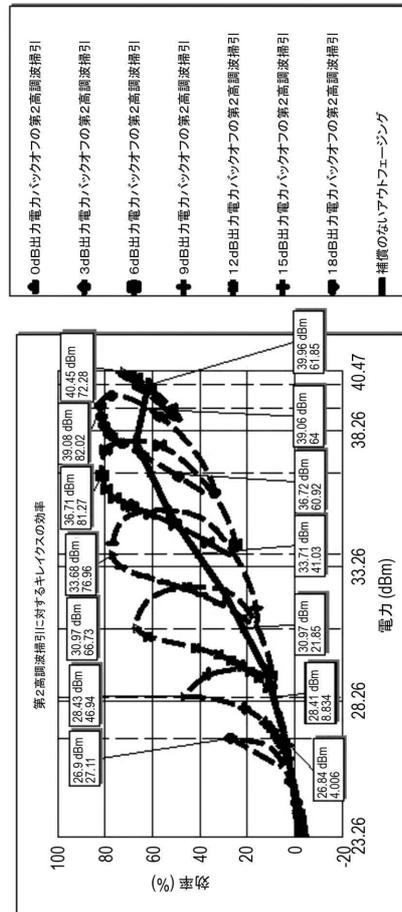


Figure 17

【図18】

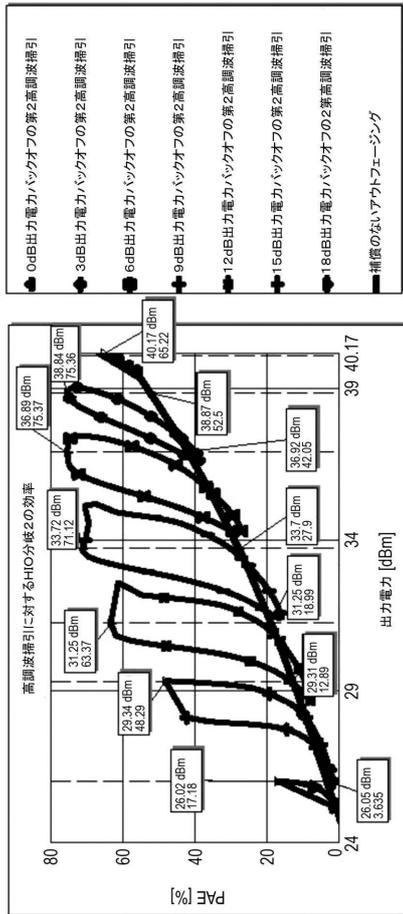


Figure 18

【図19】

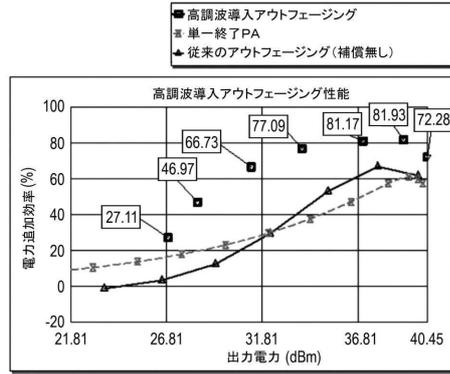


Figure 19

【図21】

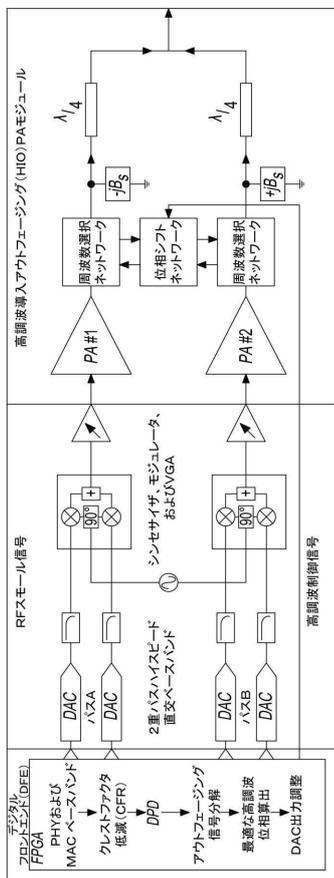


Figure 21

【図20】

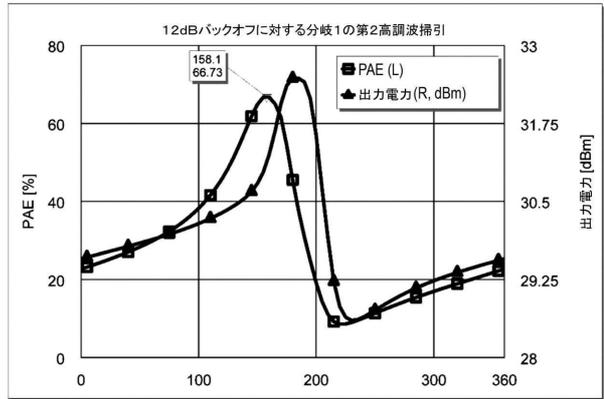


Figure 20

## フロントページの続き

- (72)発明者 パオロ エンリコ デ ファルコ  
イギリス国、 ビーエス1・4エヌデー、 ブリストル、 クウィーン・スクエア 3 2、 トー  
シバ・リサーチ・ヨーロッパ・リミテッド内
- (72)発明者 ワトキンス ギャビン  
イギリス国、 ビーエス1・4エヌデー、 ブリストル、 クウィーン・スクエア 3 2、 トー  
シバ・リサーチ・ヨーロッパ・リミテッド内
- (72)発明者 コンスタンティノス ミミス  
イギリス国、 ビーエス1・4エヌデー、 ブリストル、 クウィーン・スクエア 3 2、 トー  
シバ・リサーチ・ヨーロッパ・リミテッド内
- (72)発明者 ケビン エー モリス  
イギリス国、 ビーエス1・4エヌデー、 ブリストル、 クウィーン・スクエア 3 2、 トー  
シバ・リサーチ・ヨーロッパ・リミテッド内
- (72)発明者 ソウヘイル ベン スミダ  
イギリス国、 ビーエス1・4エヌデー、 ブリストル、 クウィーン・スクエア 3 2、 トー  
シバ・リサーチ・ヨーロッパ・リミテッド内

F ターム(参考) 5J500 AA01 AA04 AA41 AA64 AA67 AC36 AF15 AH09 AH25 AH29  
AH33 AK26 AK29 AK68 AM15 AS14 AT01 AT05 CK03 CK06  
CK07

【外国語明細書】  
2018113670000001.pdf