

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6452623号
(P6452623)

(45) 発行日 平成31年1月16日(2019.1.16)

(24) 登録日 平成30年12月21日(2018.12.21)

(51) Int.Cl.

H03F 1/06 (2006.01)
H03F 3/68 (2006.01)

F 1

H03F 1/06
H03F 3/68

Z

請求項の数 6 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2015-555733 (P2015-555733)
 (86) (22) 出願日 平成26年1月31日 (2014.1.31)
 (65) 公表番号 特表2016-505230 (P2016-505230A)
 (43) 公表日 平成28年2月18日 (2016.2.18)
 (86) 國際出願番号 PCT/EP2014/051967
 (87) 國際公開番号 WO2014/118347
 (87) 國際公開日 平成26年8月7日 (2014.8.7)
 審査請求日 平成29年1月16日 (2017.1.16)
 (31) 優先権主張番号 1301852.8
 (32) 優先日 平成25年2月1日 (2013.2.1)
 (33) 優先権主張国 英国(GB)

(73) 特許権者 500480274
 スナップトラック・インコーポレーテッド
 アメリカ合衆国、カリフォルニア 921
 21, サンディエゴ、モアハウス
 ドライブ 5775
 (74) 代理人 100108453
 弁理士 村山 靖彦
 (74) 代理人 100110364
 弁理士 実広 信哉
 (74) 代理人 100133400
 弁理士 阿部 達彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】包絡線追跡変調器の線形増幅器の改善された効率

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

基準信号に基づいて変調電源電圧を発生するように構成された包絡線追跡電源であって

、
前記基準信号における低周波数変動を追跡するための第1の経路と、
前記基準信号における高周波数変動を追跡するための第2の経路であって、
前記第2の経路は、出力ノードに結合された出力段を含む線形増幅器を備え、
前記出力段は、電流源および電流シンクを備え、
前記電流源は、前記出力ノードと、第1の電圧源との間に結合され、かつ、
前記電流シンクは、前記出力ノードと、電気的接地との間に結合される、第2の経路

と、
前記電流シンクに関連付けられた電力と、前記電流源に関連付けられた電力との間の電力差に基づいてDCオフセット電流を発生させるように第2の電圧源を発生させるためのスイッチモード変換器と、

前記第2の電圧源と前記出力ノードとの間に結合され、前記出力ノードにおいて前記DCオフセット電流を供給するためのインダクタと
を備える、包絡線追跡電源。

【請求項 2】

前記DCオフセット電流は、前記線形増幅器の前記出力段において散逸される電力を最小化するために選択されるか、又は、

10

20

前記DCオフセット電流は、前記電流源に結合された前記第1の電圧源の電圧よりも低い電圧を有する前記第2の電圧源から導かれる、請求項1に記載の包絡線追跡電源。

【請求項3】

前記DCオフセット電流を発生させるための前記第2の電圧源の電圧、前記出力ノードでの出力電圧、ソース電流、およびシンク電流を測定するように構成された信号処理ユニットをさらに備える、請求項1に記載の包絡線追跡電源。

【請求項4】

基準信号に基づいて変調電源電圧を発生するように構成された包絡線追跡電源のための方法であって、

第1の経路において、前記基準信号における低周波数変動を追跡するステップと、
第2の経路において、前記基準信号における高周波数変動を追跡するステップであって
、前記第2の経路は、出力ノードに結合された線形増幅器を備える、ステップと、
前記出力ノードにソース電流を供給するステップと、
前記出力ノードからシンク電流を供給するステップと、
前記ソース電流に関連付けられた電力と、前記シンク電流に関連付けられた電力との間の電力差を検知するステップと、
検知された前記電力差に少なくとも基づいて、前記出力ノードと第1の電圧源との間に結合されたインダクタを介して、前記出力ノードにおいてDCオフセット電流を提供するステップと
を含む、方法。
10

【請求項5】

前記線形増幅器は、前記ソース電流および前記シンク電流を供給するための出力段を備え、前記DCオフセット電流は、前記線形増幅器の前記出力段において散逸される電力を最小化するために選択されるか、又は、

前記DCオフセット電流は、前記ソース電流を供給するための電流源に結合された第2の電圧源の電圧よりも低い電圧を有する前記第1の電圧源から導かれる、
請求項4に記載の方法。
20

【請求項6】

前記電力差を検知するステップは、前記DCオフセット電流を発生させるための前記第1の電圧源の電圧、前記出力ノードでの出力電圧、前記ソース電流、および前記シンク電流を測定するステップを含む、請求項4に記載の方法。
30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線周波電力増幅器用途に適した包絡線追跡変調電源に関する。特に、本発明は、基準信号が低周波数経路および高周波数経路への入力として使用されると共に、各経路が、電源電圧を形成するために結合される別個の出力を発生させる上記のような電源に関する。

【背景技術】

【0002】

無線周波電力増幅器用の包絡線追跡電源は当業界において周知である。典型的には、基準信号は、増幅される入力信号の包絡線に基づいて発生される。包絡線追跡電源は、基準信号を追跡する電力増幅器用の電源電圧を発生させる。
40

【0003】

図1は、周波数分割器12が、線10における入力包絡線基準信号を線14における高周波数(HF)経路信号と線16における低周波数(LF)経路信号とに分割することに使用される従来技術の包絡線追跡(ET)変調器構成を示す。周波数分割器12は、低周波数経路に低域フィルタ18を含むことができると共に高周波数経路に高域フィルタ20を含むことができる。線16のLF経路における信号は、効率的なスイッチモード増幅器22によって増幅され、線14のHF経路における信号は、広帯域線形増幅器24によって増幅される。周波数選択結合器26は、増
50

幅後のLF経路およびHF経路における信号を結合するために使用される。図1において、結合器26は、低周波数経路における低周波数結合要素(および高周波数ブロック要素)28ならびに高周波数経路における高周波数結合要素(および低周波数ブロック要素)30を含むように図示されている。線32における結合器26からの結合信号は、例示目的のために抵抗器として図示されている負荷34に給電を提供する。典型的な用途において、負荷は電力増幅器(PA)であり、基準信号は、電力増幅器によって増幅される入力信号から導かれる。

【0004】

図1に図示されているような電源構成を組み込んでいる電力増幅器システムの例は、「Band Separation and Efficiency Optimisation in Linear-Assisted Switching Power Amplifiers」、Yousefzadeh et al、[IEEE Power Electronics Specialists Conference 2006]にて見出すことができる。10

【0005】

図2は、周波数選択結合器26がインダクタ-コンデンサ(LC)結合器である、代替的な従来技術の構成を示す。低周波数結合要素はインダクタ28aであり、高周波結合要素はコンデンサ30aである。この構成において、帰還経路36は、線32における結合器(または変調器)出力からの信号を線形増幅器24の入力へと取り出す。帰還経路36の信号は、線形増幅器24への入力を提供するために、減算器38によって線14における高周波数経路の信号から減じられる。帰還経路36を含むことによって、図1の構成と比べて改善された追跡精度を達成する。20

【0006】

図2に図示されているような電源構成を組み込んでいる電力増幅器システムの例は、「Efficiency Optimisation in Linear-Assisted Switching Power Converters for Envelope Tracking in RF Power Amplifiers」、Yousefzadeh et al、[IEEE Symposium on Circuits and Systems 2005]にて見出すことができる。20

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0007】

【非特許文献1】「Band Separation and Efficiency Optimisation in Linear-Assisted Switching Power Amplifiers」、Yousefzadeh et al、[IEEE Power Electronics Specialists Conference 2006]30

【非特許文献2】「Efficiency Optimisation in Linear-Assisted Switching Power Converters for Envelope Tracking in RF Power Amplifiers」、Yousefzadeh et al、[IEEE Symposium on Circuits and Systems 2005]

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

図1および図2の構成のような従来技術に対して改善を提供する包絡線追跡変調電源を提供することが本発明の目的である。

【課題を解決するための手段】

【0009】

本発明は、基準信号に基づいて変調電源電圧を発生するように構成された包絡線追跡電源であって、基準信号における低周波数変動を追跡するための第1の経路と、線形増幅器を含み、基準信号における高周波数変動を追跡するための第2の経路と、を備え、線形増幅器の出力段が、高周波数出力に接続された電流源および電流シンクを備え、高周波数出力においてDCオフセット電流がさらに供給される、包絡線追跡電源を提供する。40

【0010】

DCオフセット電流は、線形増幅器の出力段において散逸される電力を最小化するために選択することができる。

【0011】

DCオフセット電流は、出力段の電圧源よりも低い別の電圧源から導くことができる。50

【0012】

DCオフセット電流は、別の電源と高周波数出力との間に接続されたインダクタを介して供給することができる。

【0013】

包絡線追跡電源は、出力における電力差を検知することと、DCオフセット電流を発生させるように第2の電源電圧を発生させるためのスイッチモード変換器を制御するために、検知された電力差を積分することと、をさらに含むことができる。電力差を検知することは、DCオフセット電流を発生させるための電源電圧、出力電圧、ソース電流およびシンク電流を測定することを含むことができる。

【0014】

10

ターゲットDCオフセット電流は、入力波形電圧と、入力波形電圧の最大電圧レベルと最小電圧レベルの合計の2分の1との差に基づいて決定することができる。ターゲットDCオフセット電流と測定されたDCオフセット電流との誤差は積分され、DCオフセット電流を発生させないように第2の電源電圧を発生させるためのスイッチモード変換器を制御するために使用することができる。

【0015】

RF増幅器は、包絡線追跡電源を含むことができる。

【0016】

モバイル通信システム用モバイルデバイスは、包絡線追跡電源を含むことができる。

【0017】

20

モバイル通信システム用設備要素は、包絡線追跡電源を含むことができる。

【0018】

本発明は、基準信号に基づいて変調電源電圧を発生するように構成された包絡線追跡電源のための方法であって、基準信号における低周波数変動を追跡するための第1の経路を提供するステップと、線形増幅器を含み、基準信号における高周波数変動を追跡するための第2の経路を提供するステップと、を含み、線形増幅器の出力段は、高周波数出力に接続された電流源および電流シンクを備え、当該方法が、高周波数出力においてDCオフセット電流を供給するステップをさらに含む、方法をさらに提供する。

【0019】

ここで、本発明は、添付の図面を参照して例として説明される。

30

【図面の簡単な説明】**【0020】**

【図1】高周波数経路および低周波数経路を有する、従来技術の包絡線追跡変調電源を示す図である。

【図2】高周波数経路に帰還を組み込んでいる、従来技術の包絡線追跡変調電源を示す図である。

【図3】図1または図2の構成による線形増幅器の出力についての変更された実施を示す図である。

【図4（a）】図3の構成における電流を示す図である。

【図4（b）】図3の構成における電流を示す図である。

40

【図4（c）】図3の構成における電流を示す図である。

【図5】図1または図2の構成における線形増幅器の出力について本発明の実施形態による実施を示す図である。

【図6（a）】図5の構成における電流を示す図である。

【図6（b）】図5の構成における電流を示す図である。

【図6（c）】図5の構成における電流を示す図である。

【図7（a）】図3および図5の構成における波形プロットを示す図である。

【図7（b）】図3および図5の構成における波形プロットを示す図である。

【図8】図1または図2の構成における線形増幅器の出力について本発明の例示的実施形態による実施を示す図である。

50

【図9】図1または図2の構成における線形増幅器の出力について本発明の別の例示的実施形態による実施を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0021】

以下の説明において、本発明は、例示的実施形態および実施を参照して説明される。本発明は、本発明を理解する目的のために提供される、記述されているようないずれかの構成の特定の詳細に限定されるものではない。

【0022】

本発明の実施形態は、高周波数経路における線形増幅器用の異なる帰還構成に適用可能である。本発明およびその実施形態は、高周波数経路における特別な帰還構成に限定されない。たとえば、前述の図2の図示においては、線形増幅器が結合器の出力からの帰還を受信する構成が図示されている。本発明は、たとえば、結合器への入力における線形増幅器の出力から線形増幅器が帰還を受信すると共に、線形増幅器を含む経路が図2におけるフィルタ20などの高周波フィルタを含まず、線形増幅器経路が全周波数域基準信号を受信する構成にも適用可能である。

【0023】

一般に、図2に図示されているようなハイブリッド包絡線追跡変調器(すなわち、スイッチモード増幅器および線形増幅器を使用する構成)において、全変調器電力散逸の大部分は線形増幅器の出力段において起こる。

【0024】

このことは、線形増幅器24のB級出力段の例示的実施を図示する図3を参照して理解することができる。図示するように、電流源250は電源電圧 V_{SUPPLY} と共にノード254との間に接続され、電流シンク252は共通ノード254と電気的接地 V_{GND} との間に接続される。瞬時ソース電流 I_{SRC} は電流源要素250に流れ、瞬時電流 I_{SNK} は電流シンク要素252に流れ。任意のある瞬間ににおいて、電流はソースデバイス250またはシンクデバイス252のいずれかを流れ、アクティブではないデバイスにおける電流はゼロである。出力電圧 V_{EA} はノード254で形成される。図2の結合器コンデンサ30aはノード254と結合器の出力との間に接続されるように図示されている。電流 I_{EA} は結合器コンデンサ30aに流れ。

【0025】

例示目的のために、図3の構成は、結合器前の線形増幅器の出力から線形増幅器の入力への帰還を表す帰還経路40を示す。帰還は、本発明の一部を形成しないので、本明細書においてはより詳細には説明していない。帰還経路における電流は、無視されるほど十分に低いと仮定される。

【0026】

DC電流は、結合器コンデンサ30aを通ることができない。したがって、図3の従来技術の構成において、電流源250からの平均ソース電流 I_{SRC} の値は、電流シンク252からの平均シンク電流 I_{SNK} の値と等しくなければならない。

【0027】

一般に、線形増幅器24によって供給される必要変調器出力電圧は、典型的には、相当な非対称を呈示可能となり、この結果、続いて線形増幅器24の出力電流 I_{EA} が非対称となる。

【0028】

このことは、時間に対する出力電流 I_{EA} のプロットを示す図4(a)の波形によって図示されている。ゼロレベル302よりも高い電流は、ソーストランジスタ250に流れる出力正電流を表し、ゼロレベル302よりも低い電流は、シンクトランジスタ252に流れる出力負電流を表す。結合されたソース電流およびシンク電流は出力電流 I_{EA} を表す。

【0029】

平均ソース電流 I_{SRC} および平均シンク電流 I_{SNK} の各々の値は、時間に対するソース電流およびシンク電流のプロットを示す図4(b)および図4(c)に示されているように等しい。

【0030】

10

20

30

40

50

図4(b)における線304はソースデバイス250における平均電流を示し、図4(c)における線306はシンクデバイス252における平均電流を示す。ソースデバイス250における平均電流は、シンクデバイス252における平均電流に等しい。

【0031】

しかしながら、示されているような例において、上側のデバイス(電流源250)において散逸された電力は、下側のデバイス(電流シンク252)において散逸された電力よりもかなり大きい。電力散逸におけるこの不均衡は、波形の非対称性によるものであり、この結果、上側の(ソース)デバイスにかかる電圧はかなり高くなる。

【0032】

したがって、図3の出力トポロジについて平均シンク電流および平均ソース電流を等しくさせる必要性は不利益であると認めることができる。

10

【0033】

本発明の好ましい実施形態によれば、付加的な電圧源が、インダクタを介して線形増幅器24の出力ノードにDC(または低周波数)オフセット電流を追加するために使用される。したがって、平均ソース電流と平均シンク電流とを等しくさせる必要性はもはやない。

【0034】

図5は、そのような変更されたトポロジを示す。図3の構成は、第2の電源電圧 $V_{SUPPLY2}$ とノード254との間にインダクタ256が含まれるように変更される。インダクタ256は、電源電圧 $V_{SUPPLY2}$ からインダクタ256に流れるオフセット電流 I_{OS} を供給する。

【0035】

電流源250における瞬時電流は I_{SRC} に変更され、電流シンク252における瞬時電流は I_{SNK} である。出力電流 I_{EA} は出力コンデンサ30aに流れ、出力電圧 V_{EA} はノード254において形成される。

20

【0036】

図6(a)の波形は線形増幅器24の出力電流 I_{EA} を示し、図4(a)に示したものと同じである。したがって、本発明によれば、線形増幅器の出力電流 I_{EA} は変化していない。図6に図示されているように、線602よりも高い出力電流の一部はソーストランジスタ250によって供給される。線602よりも低い出力電流の一部はシンクトランジスタ252によって供給される。

【0037】

30

図6(b)および図6(c)は、それぞれ、電流源要素250および電流シンク要素252からの変更ソース電流 I_{SRC} および変更シンク電流 I_{SNK} を示す。示された例において、変更ソース電流 I_{SRC} はオフセット電流 I_{OS} によって減少され、変更シンク電流はオフセット電流 I_{OS} によって増大される。図6(b)および図6(c)のそれれにおける線604および線606は、ソーストランジスタおよびシンクトランジスタのそれぞれに流れる変更平均電流を表す。

【0038】

図示されているように、図4(b)および図4(c)と図6(b)および図6(c)とを比較すると、インダクタ256を介して供給される付加的なオフセット電流 I_{OS} の効果は、平均ソース電流を I_{SRC} から I_{SRC}' へ I_{OS} 減少させ、平均シンク電流を I_{SNK} から I_{SNK}' へ I_{OS} 増大させることである。これにより、電流源250において散逸される電力が減少し、電流シンク252において散逸される電力が増大する。

40

【0039】

図7(a)は、図5の構成によるオフセット電流 I_{OS} の関数として、出力段ソース電流デバイス250および出力段シンク電流デバイス252のそれぞれにおける散逸702、704、ならびに全散逸706を示す。

【0040】

図示されている特別の波形にとって、図7(a)における最小散逸は、オフセット電流がない場合の散逸よりも約20%小さいと認めることができる。散逸についてのこの差異は、波形の非対称性に強く依存し、より非対称な波形においてより大きくなる。

【0041】

50

ソース出力デバイス250およびシンク出力デバイス252における瞬時電力散逸は、直接測定することは容易にできないが、ソースデバイス250およびシンクデバイス252を通る平均電流ならびに平均出力電圧はすべて容易に測定することができる。したがって、これらの平均パラメータを使用する散逸電力の代用として「検知」電力を計算することができる。

【0042】

図7(b)は、ソースデバイスの検知電力710、シンクデバイスの検知電力708および総検知電力712を示す。

【0043】

インダクタ256は、理論的には、ゼロDC抵抗を有するので、インダクタ256の両端におけるDC電圧は同じである。

10

【0044】

図5を参照すると、検知ソース電力は以下のように計算することができる：

$$\text{avg}(V_{\text{SUPPLY}} - V_{EA}) \times \text{avg}(I_{SRC})$$

【0045】

検知シンク電力は以下のように計算することができる：

$$\text{avg}(V_{EA}) \times \text{avg}(I_{SNK})$$

【0046】

ここで

V_{SUPPLY} =給電インダクタに印加される電源電圧、

V_{EA} =段の出力電圧、

20

$\text{avg}(I_{SRC})$ =平均ソース電流、および

$\text{avg}(I_{SNK})$ =平均シンク電流

である。

【0047】

総検知電力の最小化は、図7に示すように、最小散逸電力と同じオフセット電流値で起こるので、検知電力を最小化することは、電源変調器の効率を最大化する。

【0048】

図5の附加的な電源電圧 $V_{\text{SUPPLY}2}$ は、高効率電力変換器を使用して発生されると仮定され、給電インダクタ256における電力損失は最小であると仮定される。

30

【0049】

図8は、誤差を積分して第2の電源の出力電圧 $V_{\text{SUPPLY}2}$ に対して小さな調節を加えることによって、2つの検知電力間の差を最小化することによって総検知電力を最小化するために負の帰還ループを使用することができるオフセット電流を発生させるための直接法を示す。

【0050】

図8は、電流源250、電流シンク252を備え、コンデンサ30aとDC電流オフセット給電インダクタ256とを結合する誤差増幅器の出力段を示す。電源電圧 $V_{\text{SUPPLY}2}$ は、参照数字814によって指示された電源電圧 V_{SUPPLY} に接続されたスイッチモード変換器810によって供給される。

【0051】

スイッチモード変換器810への入力は、積分器816によって供給される。積分器816への入力は、第2の電源電圧 $V_{\text{SUPPLY}2}$ 、平均出力電圧 V_{EA} 、ならびにソース電流の平均 I_{SRC} およびシンク電流の平均 I_{SNK} に基づいて、積分器816の入力への、線818における検知電力の差を表す信号を発生させる信号処理ブロック820によって供給される。

40

【0052】

オフセット電流を制御する間接法は、必要とされるオフセット電流が波形の非対称性に依存する事実を利用する。波形が対称である場合、平均電圧は、波形の最小値と最大値との中間に存在する。平均電圧が波形の最小値と最大値との中間よりも低い場合、正のオフセット電流が、出力段電力散逸を最小化するために必要とされる。同様に、平均電圧が波形の最小値と最大値との中間よりも高い場合、負のオフセット電流が、出力段散逸を最小

50

化するために必要とされる。

【0053】

図9は、この間接概念を実施するための制御ループを示す。

【0054】

制御ループは、出力段の電流源250および電流シンク252、結合コンデンサ30a、ならびにDC電流オフセット給電インダクタ256を含む。インダクタ256は、電流検知抵抗器800を介してノード254に接続される。

【0055】

電源電圧 V_{SUPPLY_2} は、参照数字804によって指示された電源電圧 V_{SUPPLY} に接続されたスイッチモード変換器802によって供給される。10

【0056】

スイッチモード変換器への入力は、積分器806によって提供される。積分器への第1の入力は、入力波形の最小値と最大値との中間である電圧($(V_{max}+V_{min})/2$)に等しい)と、入力波形 V_{in810} との線812における差異を提供する減算器808によって提供され、積分器806への第1の入力において線814におけるオフセット電流ターゲットの電圧代表値を与える。積分器806への第2の入力は、抵抗器800における電流を測定すると共にオフセット電流に相当する電圧を供給する電圧源816によって提供される。

【0057】

線814における電流オフセットターゲットは、上述のように平均波形電圧と中間波形電圧との差として設定される。ターゲットと測定されたオフセット電流との誤差は、積分器806によって積分され、インダクタ256を介して線形増幅器出力段へオフセット電流を供給する第2の電源電圧 V_{SUPPLY_2} を発生させるスイッチモード変換器802を制御するために使用される。20

【0058】

オフセット電流および第2の電源電圧の生成は、多くの方法によって、間接的および直接的の両方で、達成することができ、本発明は、いずれかの特定の技術に限定されない。

【0059】

上述のように、本発明は、図1または図2の線形増幅器などの変調電源の補正経路における線形増幅器の出力に適用することができる。

【0060】

そのような変調電源は、図1または図2の負荷を備えることができるRF増幅器に変調電源を提供するために使用することができる。30

【0061】

RF増幅器は、モバイル通信システム、ワイヤレスデバイスおよびワイヤレス設備において使用される。

【0062】

本発明およびその実施形態は、無線周波(RF)電力増幅器への包絡線追跡(ET)の適用に関し、携帯端末、無線設備、およびマイクロ波周波数までの高周波数における軍用電力増幅器用途を含む広範囲の実施に適用可能である。

【0063】

本発明は、実施形態を参照して例として本明細書に説明されている。本発明は、説明された実施形態に限定されなければ、実施形態における特徴の特定の組合せにも限定されない。変更は、本発明の範囲内において実施形態に対して行うことができる。本発明の範囲は添付の特許請求の範囲によって画定される。40

【符号の説明】

【0064】

10 線

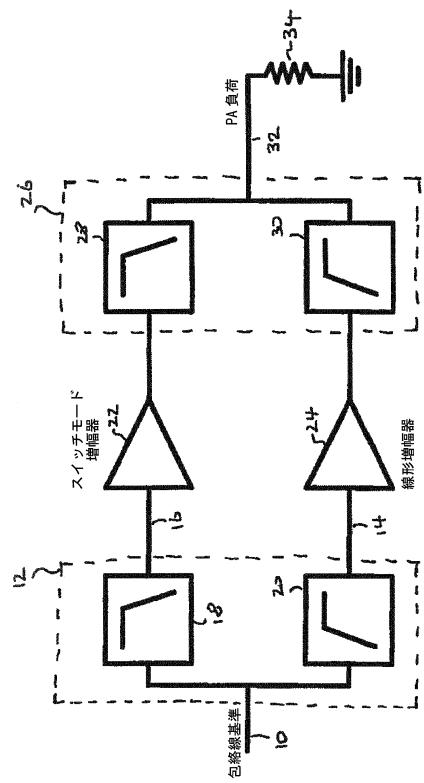
12 周波数分割器

14 線

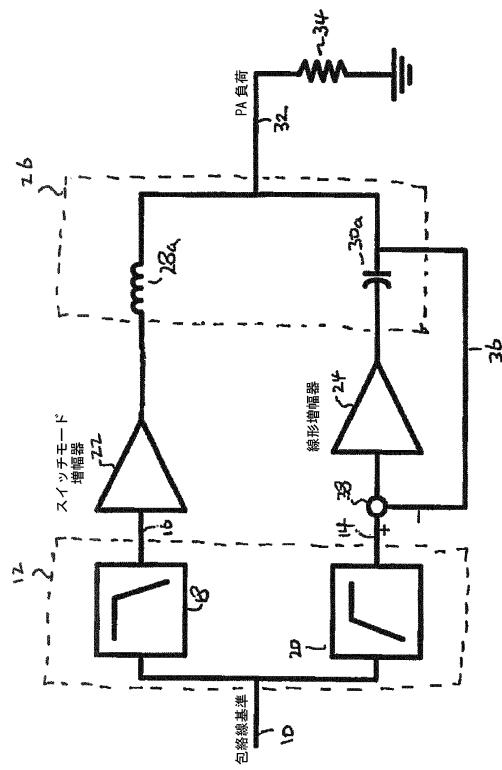
16 線

18	低域フィルタ	
20	高域フィルタ	
22	スイッチモード増幅器	
24	広帯域線形増幅器	
26	周波数選択結合器	
28	低周波数結合要素	
28a	インダクタ	
30	高周波結合要素	
30a	コンデンサ	
32	線	10
34	負荷	
36	帰還経路	
38	減算器	
40	帰還経路	
250	電流源、電流源要素、ソースデバイス、ソーストランジスタ、出力段ソース電流デバイス、ソース出力デバイス	
252	電流シンク、電流シンク要素、シンクデバイス、シンクトランジスタ、出力段シンク電流デバイス、シンク出力デバイス	
254	共通ノード	
256	インダクタ	20
302	ゼロレベル	
304	線	
306	線	
602	線	
604	線	
606	線	
702	散逸	
704	散逸	
706	全散逸	
708	シンクデバイスの検知電力	30
710	ソースデバイスの検知電力	
712	総検知電力	
800	電流検知抵抗器	
802	スイッチモード変換器	
804	電源電圧	
806	積分器	
808	減算器	
810	スイッチモード変換器、入力波形 V_{in}	
812	線	
814	電源電圧 / 線	40
816	積分器、電圧源	
818	線	
820	信号処理ブロック	

【図1】



【図2】



【図3】

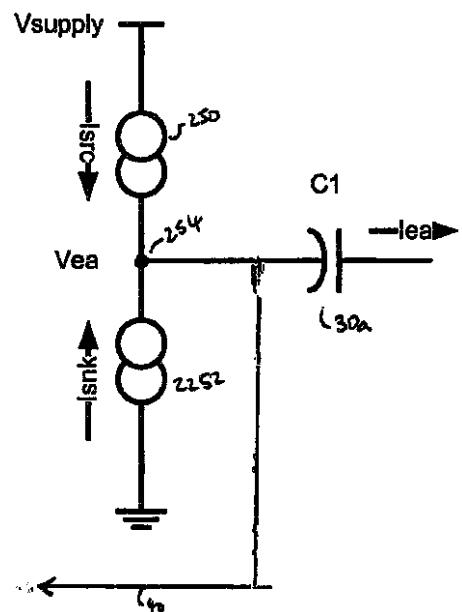
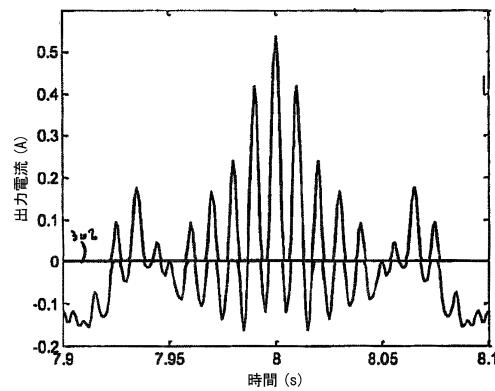
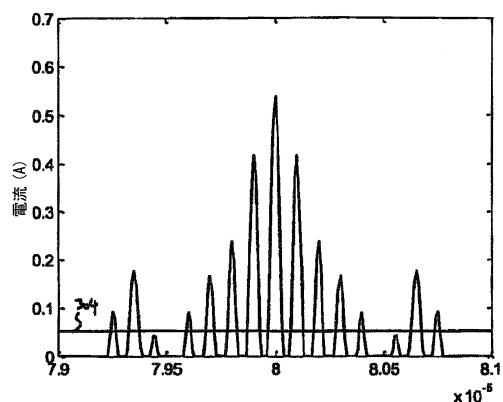


Fig 3

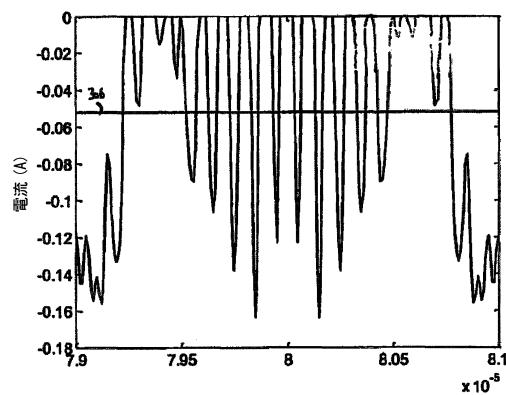
【図4(a)】



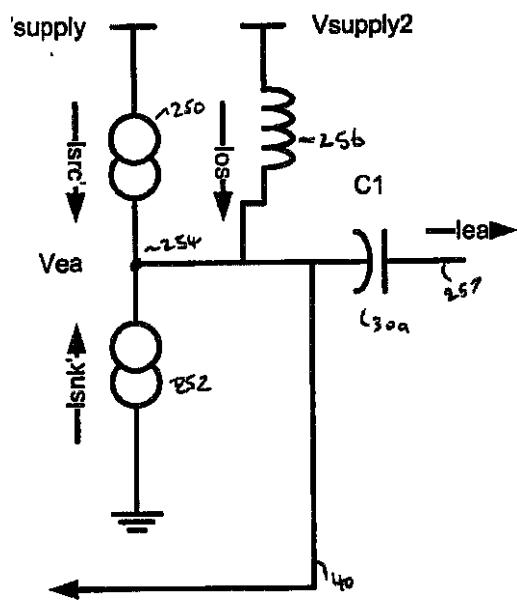
【図 4 (b)】



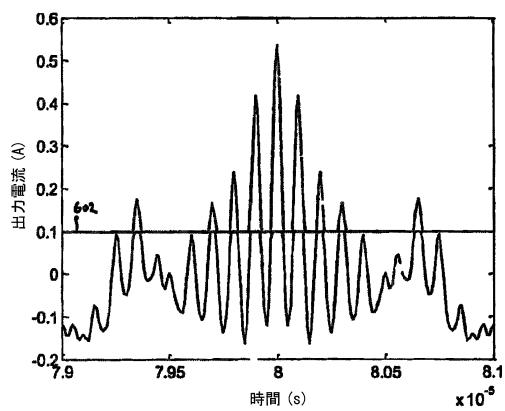
【図 4 (c)】



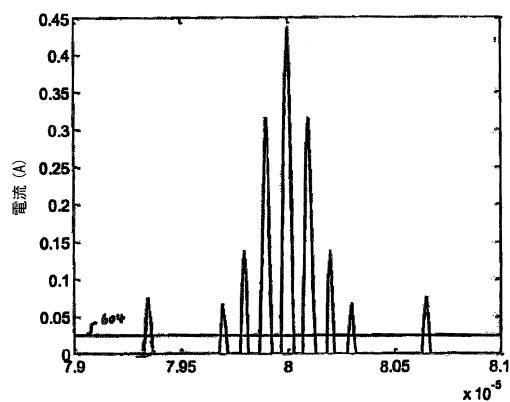
【図 5】

Fig.5

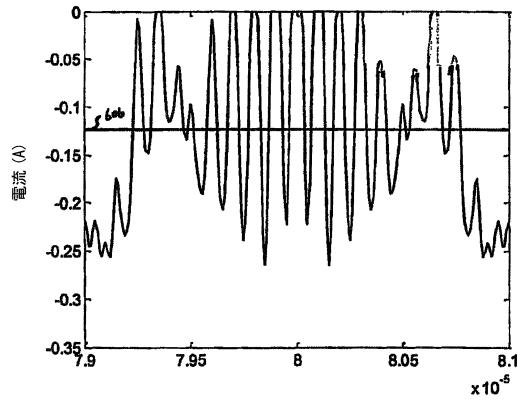
【図 6 (a)】



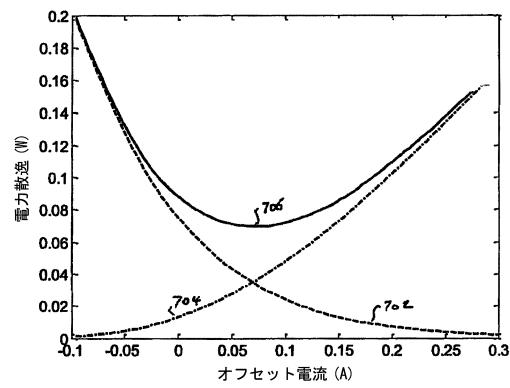
【図 6 (b)】



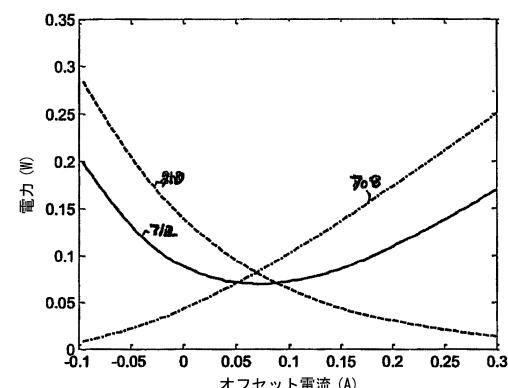
【図 6 (c)】



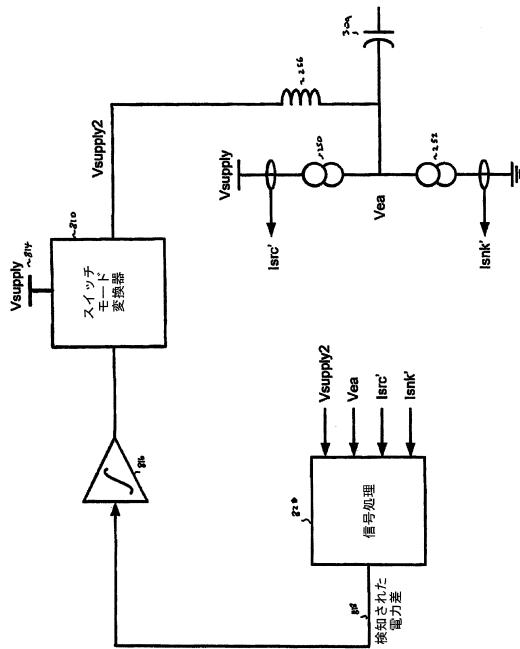
【図 7 (a)】



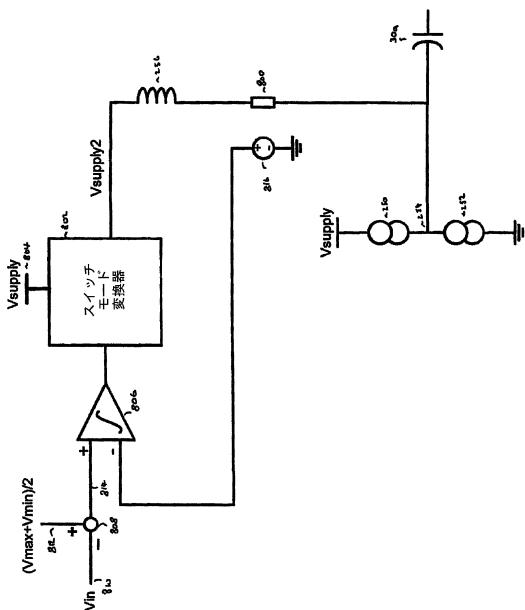
【図 7 (b)】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

(72)発明者 ジェラード・ワインペニー

イギリス・ケンブリッジシャー・C B 2 3 · 6 D P · ケンブリッジ・キャンボーン・(番地なし)
・キャンボーン・ビジネス・パーク・ビルディング・1 0 1 0 ・ヌジラ・リミテッド内

審査官 小林 正明

(56)参考文献 国際公開第2 0 1 3 / 1 1 5 0 3 9 (WO , A 1)

特開2 0 1 1 - 0 0 9 9 2 3 (JP , A)

特開2 0 1 0 - 2 1 3 2 2 7 (JP , A)

国際公開第2 0 0 8 / 1 0 5 0 7 3 (WO , A 1)

CHIN HSIA , Digitally Assisted Dual-Switch High-Efficiency Envelope Amplifier for Envelope-Tracking Base-Station Power Amplifiers , IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES , 米国 , IEEE SERVICE CENTER , 2 0 1 1 年 1 1 月 1 日 , V59 N11 , p.p.2943-2952

V. Yousefzadeh; E. Alarcon; D. Maksimovic , Efficiency optimization in linear-assisted switching power converters for envelope tracking in RF power amplifiers , 2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems , 米国 , 2 0 0 5 年 , Vol. 2 , Pages: 1302 - 1305

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H 0 3 F 1 / 0 6

H 0 3 F 3 / 6 8