

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6199414号
(P6199414)

(45) 発行日 平成29年9月20日(2017.9.20)

(24) 登録日 平成29年9月1日(2017.9.1)

(51) Int.Cl.

F 1

H02M 3/07 (2006.01)
H03F 1/02 (2006.01)H02M 3/07
H03F 1/02

請求項の数 13 (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2015-555730 (P2015-555730)
 (86) (22) 出願日 平成26年1月31日 (2014.1.31)
 (65) 公表番号 特表2016-511623 (P2016-511623A)
 (43) 公表日 平成28年4月14日 (2016.4.14)
 (86) 國際出願番号 PCT/EP2014/051962
 (87) 國際公開番号 WO2014/118342
 (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27日 (2017.1.27)
 (31) 優先権主張番号 1301854.4
 (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

早期審査対象出願

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 E T変調器のための改善された電圧ブースト

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力供給電圧と、

前記入力供給電圧の第1の端子と第2の端子との間に前記入力供給電圧と並列に接続されている、直列に接続された第1のスイッチおよび第2のスイッチと、

前記第1のスイッチと並列に接続されている、直列に接続された第3のスイッチおよびキャパシタと、

前記第3のスイッチと前記キャパシタとの接続部と出力との間に接続された第4のスイッチと、

前記出力と前記入力供給電圧の端子との間に接続された第5のスイッチと、

前記第3のスイッチと前記キャパシタとの前記接続部とさらなる出力との間に接続された第6のスイッチと、

前記さらなる出力と前記入力供給電圧の前記端子との間に接続された第7のスイッチとを備える電圧供給段であって、

動作の第1段階では、前記第1、前記第4、および前記第6のスイッチが閉じられ、前記第2、第3、第5、および前記第7のスイッチが開き、

動作の第2段階では、前記第2、第3、第5、および前記第7のスイッチが閉じられ、前記第1、第4、および前記第6のスイッチが開き、

前記第1段階および第2段階のデューティサイクルが、前記出力および前記さらなる出力のそれぞれの平均電圧が0ボルトと前記入力供給電圧の2倍との間で変わるように制御され

10

20

る、電圧供給段。

【請求項 2】

ピーク電流モードスイッチャを備える請求項1に記載の電圧供給段。

【請求項 3】

第1、第2、および第3のスイッチが前記第4および第5のスイッチまたは前記第6および第7のスイッチによってイネーブルおよびディスエーブルにされる請求項1に記載の電圧供給段。

【請求項 4】

降圧のみの動作モードでは、動作の前記第1段階と第2段階の両方で、前記第2および第3のスイッチが閉じられ、前記第1のスイッチが開き、

10

前記動作の第1段階および第2段階で残りのスイッチの前記デューティサイクルが、前記出力および/または前記さらなる出力の前記平均電圧が0ボルトと前記入力供給電圧との間で変わるように制御される請求項1に記載の電圧供給段。

【請求項 5】

降圧動作モードをイネーブルにするおよびディスエーブルにするための制御信号が提供される請求項4に記載の電圧供給段。

【請求項 6】

前記出力もしくは前記さらなる出力のうちの1つまたは低周波基準信号をしきい値レベルと比較し、それに応じて前記制御信号をセットまたはリセットするための回路をさらに備える請求項5に記載の電圧供給段。

20

【請求項 7】

基準信号に応じて変調された供給電圧を生成するように構成され、前記基準信号における低周波変動を追跡するためのおよび請求項1に記載の電圧供給段を含むスイッチドモード電源を含む低周波経路と、前記基準信号における高周波変動を追跡するためのおよび線形増幅器を含む補正経路と、前記スイッチドモード電源の前記出力と前記線形増幅器の前記出力とを結合させて、変調された供給電圧を生成する結合器とを備える、包絡線追跡変調電源。

【請求項 8】

前記補正経路の前記線形増幅器が前記基準信号中の周波数の全スペクトルを含む信号を增幅するように、前記線形増幅器の出力から前記線形増幅器の入力へのフィードバック経路が設けられる、請求項7に記載の包絡線追跡変調電源。

30

【請求項 9】

さらなる出力が前記補正経路の電源を提供する、請求項7に記載の包絡線追跡変調電源。

【請求項 10】

前記低周波経路がピーク電流モードスイッチャを備える、請求項7に記載の包絡線追跡変調電源。

【請求項 11】

請求項1に記載の電圧供給段を含むRF増幅器。

【請求項 12】

請求項1に記載の電圧供給段を含むワイヤレス通信システム。

40

【請求項 13】

請求項1に記載の電圧供給段を含むワイヤレスモバイルデバイス。

【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。本発明は、詳細には、基準信号が低周波経路および高周波経路への入力として使用され、各経路が、供給電圧を形成するように結合する別々の出力を生成するような電源に関わる。

【背景技術】

50

【0002】

無線周波電力増幅器のための包絡線追跡電源は、当技術分野でよく知られている。典型的には、増幅される入力信号の包絡線に基づいて基準信号が生成される。包絡線追跡電源は、基準信号を追跡する、電力増幅器のための供給電圧を生成する。

【0003】

図1は、周波数スプリッタ12を使用して、線路10の入来する包絡線基準信号を線路14の高周波(HF)経路信号と線路16の低周波(LF)経路信号とに分割する従来技術の包絡線追跡(ET)変調器アーキテクチャを示す。周波数スプリッタ12は、低周波経路に低域通過フィルタ18および高周波経路に高域通過フィルタ20を含むことができる。線路16のLF経路の信号は、効率的なスイッチドモード増幅器22によって増幅され、線路14のHF経路の信号は、広帯域の線形増幅器24によって増幅される。周波数選別結合器26を使用して、増幅後のLF経路の信号とHF経路の信号とを結合させる。図1では、結合器26は、低周波経路に低周波結合素子28および高周波経路に高周波結合素子30を含むものとして示されている。線路32の結合器26からの結合信号は、負荷34に供給され、この負荷34が典型的な用途では電力増幅器(PA)である。典型的には、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も取り出される。

10

【0004】

図1に示すような電源アーキテクチャを組み込む電力増幅器システムの一例は、Yousefzadehらによる「Band Separation and Efficiency Optimisation in Linear-Assisted Switching Power Amplifiers」、[IEEE Power Electronics Specialists Conference 2006]に見出すことができる。

20

【0005】

図2は、周波数選別結合器26がインダクタキャパシタ(LC)結合器である代替の従来技術の構成を示す。低周波結合素子は、インダクタ28aであり、高周波結合素子は、キャパシタ30aである。この構成では、フィードバック経路36が線路32の結合器(または変調器)出力からの信号を線形増幅器24の入力に導く。フィードバック経路36の信号は、減算器38によって線路14の高周波経路の信号から引き去られて、線形増幅器24への入力が行われる。フィードバック経路36を含むことによって、図1の構成と比較して、トラッキング精度の改善が実現される。

30

【0006】

図2に示すような電源アーキテクチャを組み込む電力増幅器システムの一例は、Yousefzadehらによる「Efficiency Optimisation in Linear-Assisted Switching Power Converters for Envelope Tracking in RF Power Amplifiers」、[IEEE Symposium on Circuits and Systems 2005]に見出すことができる。

【0007】

電源の出力を入力電圧(たとえば、バッテリの電圧)よりも高くすることができる昇圧および昇降圧コンバータは、当技術分野で知られている。しかしながら、ほとんどの知られている昇圧技法は、結果として狭い帯域幅を有するコンバータとなり、また高レベルの広帯域のノイズを有する出力信号が生じる。

40

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0008】

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

【非特許文献2】Yousefzadehら、「Efficiency Optimisation in Linear-Assisted Switching Power Converters for Envelope Tracking in RF Power Amplifiers」、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】

50

【0009】

改善された電圧ブーストスキームを組み込む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】

【0010】

入力供給電圧と、入力供給電圧の第1の端子と第2の端子との間で入力供給電圧と並列に接続されている、直列に接続された第1のスイッチ(102)および第2のスイッチ(104)と、第1のスイッチ(102)と並列に接続されている、直列に接続された第3のスイッチ(106)およびキャパシタと、第3のスイッチとキャパシタとの接続部と出力との間に接続された第4のスイッチ(108)と、出力と入力供給電圧の端子との間に接続された第5のスイッチ(110)と、10を備える電圧供給段であって、動作の第1段階では、第1および第4のスイッチが閉じられ、第2、第3、および第5のスイッチが開き、動作の第2段階では、第2、第3、および第5のスイッチが閉じられ、第1および第4のスイッチが開き、第1段階および第2段階のデューティサイクルが、出力の平均電圧が0ボルトと入力供給電圧の2倍との間で変わるように制御される、電圧供給段が提供される。

【0011】

電圧供給段は、ピーク電流モードスイッチャを備えるのが好ましい。

【0012】

電圧供給段は、第3のスイッチ(106)とキャパシタとの接続部とさらなる出力との間に接続された第6のスイッチ(118)、およびさらなる出力と入力供給電圧の端子との間に接続された第7のスイッチ(116)をさらに備えることができ、動作の第1段階では、第6のスイッチが閉じられ、第7のスイッチが開き、動作の第2段階では、第6のスイッチが開き、第7のスイッチが閉じられ、第1段階および第2段階のデューティサイクルが、さらなる出力の平均電圧が0ボルトと入力供給電圧の2倍との間で変わるように制御される。20

【0013】

第1、第2、および第3のスイッチは、第4および第5のスイッチまたは第6および第7のスイッチとともにイネーブルおよびディスエーブルにされ得る。

【0014】

降圧のみの動作モードでは、動作の第1段階と第2段階の両方で、第2のスイッチ(104)および第3のスイッチ(106)が閉じられ、第1のスイッチ(102)が開き、動作の第1段階および第2段階で残りのスイッチのデューティサイクルが、出力および/またはさらなる出力の平均電圧が0ボルトと入力供給電圧との間で変わるように制御される。30

【0015】

降圧動作モードをイネーブルおよびディスエーブルにするための制御信号が提供され得る。

【0016】

電圧供給段は、出力もしくはさらなる出力のうちの1つまたは低周波基準信号をしきい値レベルと比較し、それに応じて制御信号をセットまたはリセットするための回路をさらに備えることができる。

【0017】

基準信号に応じて変調された供給電圧を生成するように構成され、基準信号における低周波変動を追跡するためのおよび請求項のいずれか一項に規定された電圧供給段を含むスイッチドモード電源を含む低周波経路と、基準信号における高周波変動を追跡するためのおよび線形増幅器を含む補正経路と、スイッチドモード電源の出力と線形増幅器の出力を結合させて、変調された供給電圧を生成する結合器とを備える、包絡線追跡変調電源。40

【0018】

補正経路の線形増幅器が基準信号中の周波数の全スペクトルを含む信号を増幅するように、線形増幅器の出力から線形増幅器の入力へのフィードバック経路が設けられる。

【0019】

出力は、第1の経路の電源を提供することができる。さらなる出力は、第2の経路の電源

50

を提供することができる。

【0020】

第1の経路は、ピーク電流モードスイッチャを備えることができる。

【0021】

RF増幅器は、電圧供給段を含むことができる。ワイヤレス通信システムは、電圧供給段を含むことができる。ワイヤレスモバイルデバイスは、電圧供給段を含むことができる。

【0022】

本発明は、ここで添付の図面を参照して例として説明される。

【図面の簡単な説明】

【0023】

10

【図1】高周波および低周波経路を有する従来技術の包絡線追跡変調電源である。

【図2】高周波経路にフィードバックを組み込む従来技術の包絡線追跡変調電源である。

【図3】本発明の実施形態が有利に組み込まれ得る、高周波経路のフィードバックと、低周波経路のスイッチャリップル電流除去と、スイッチドモード電源の好ましい実施態様とを組み込む、改善された包絡線追跡変調電源である。

【図4(a)】本発明の実施形態による降圧および昇圧スイッチドモード電源である。

【図4(b)】本発明の実施形態による降圧および昇圧スイッチドモード電源である。

【図4(c)】図4(a)および図4(b)のスイッチドモード電源によって生成された電圧波形である。

【図5(a)】本発明のさらなる実施形態による降圧および昇圧スイッチドモード電源である。

20

【図5(b)】本発明のさらなる実施形態による降圧および昇圧スイッチドモード電源である。

【図5(c)】図5(a)の実施形態によるデュアル出力の降圧および昇圧スイッチドモード電源において同時に生成され得る電圧波形である。

【図5(d)】図5(a)の実施形態によるデュアル出力の降圧および昇圧スイッチドモード電源において同時に生成され得る電圧波形である。

【図6】図3による包絡線追跡変調電源アーキテクチャでの、図5(a)の実施形態によるデュアル出力の降圧および昇圧スイッチドモード電源の実施態様である。

【図7】昇圧動作モードの自動イネーブルを行うための改善された図6のデュアル出力の降圧および昇圧スイッチドモード電源である。

30

【図8】図7の自動イネーブルを有する図4(a)による降圧および昇圧スイッチドモード電源を組み込む、改善された包絡線追跡変調電源である。

【発明を実施するための形態】

【0024】

以下の説明において、本発明は、例示的な実施形態および実施態様を参照して説明される。本発明は、述べられるようないかなる構成の特定の詳細にも限定されず、本発明を理解する目的のために提供される。

【0025】

本発明の実施形態は、高周波補正経路の線形増幅器のための特定のフィードバックアーキテクチャに適用する文脈において、以下の説明において説明される。しかしながら、本発明およびその実施形態は、図示するような高周波補正経路の特定のフィードバック構成に必ずしも限定されない。

40

【0026】

図3を参照して、図2に示すような包絡線追跡アーキテクチャが示され、スイッチドモード電力増幅器22の例示的な実施態様が追加されている。

【0027】

また、図3のスイッチドモード増幅器は、スイッチドモード増幅器22のスイッチングの結果としてインダクタ28aを流れることがある三角形のリップル電流に対処する構成を含むのが好ましい。このリップル電流は、結合器出力での、したがって変調器出力での不必要な

50

電圧誤差の生成を回避するために、キャパシタ30aを介して線形増幅器24の出力段を通してシャントされなければならない。線形増幅器24の出力を通って流れる結果として生ずるリップル電流は、線形増幅器24の効率を低下させる。

【0028】

図3は、したがって、図2の周波数結合器26が追加のキャパシタ28cおよびインダクタ28bを含むようになされた好ましい構成を示す。インダクタ28aとインダクタ28bとの間の結合係数の大きさは、0~1の範囲にあってもよい。インダクタ28bは、スイッチドモード増幅器22の出力とインダクタ28aとの間に接続される。キャパシタ28cは、インダクタ28aとインダクタ28bとの共通の接続部と電気的アースとの間に接続される。

【0029】

スイッチドモード増幅器22によるリップル電流は、ここで、インダクタ28bを流れて、次にキャパシタ28cを介してアースにシャントされる。インダクタ28aを流れ、線形出力段を通過するリップル電流に関連付けられた損失は、こうして回避される。

【0030】

スイッチドモード電力増幅器の例示的な実施態様に関しては、好ましい構成において、LF経路のスイッチドモード増幅器22が、広帯域スイッチドモード電源を実装するための公知の従来技術の技法であるピーク電流モード降圧コンバータとして実装されるのが好ましい。

【0031】

図3に示すように、スイッチドモード増幅器22は、線路56の制御信号を受け取り、1対のスイッチ52aおよびスイッチ52bを制御するパルス幅変調器(PWM)50を含む。スイッチ52aは、供給電圧と共通ノード54との間に接続され、スイッチ52bは、共通ノードと電気的アースとの間に接続される。供給電圧は、バッテリによって提供され、Vbatで表される。パルス幅変調器50は、線路56の制御信号に応じて、結合器26に低周波経路の出力を提供するようスイッチ52aおよびスイッチ52bを制御する。スイッチド電源と組み合わせたパルス幅変調器の構成は、当技術分野で知られている。

【0032】

スイッチドモード増幅器22は、内部電流制御フィードバックループおよび外部電圧制御フィードバックループを含む。

【0033】

内部電流制御フィードバックループは、スイッチ52aまたはスイッチ52bの電流を検知することによって、インダクタ電流を直接または間接的に検知し、結合器61へのフィードバック経路58を提供する。結合器61は、フィードバック信号と線路63の補償ランプとを結合する。結合器61の出力は、増幅器59の反転入力に入力を提供する。増幅器59は、その非反転入力で増幅器60からの出力を受け取る。増幅器59は、線路56の制御信号を生成する。

【0034】

外部電圧制御フィードバックループは、インダクタ28bの第2の端子からの電圧フィードバック経路62を提供し、第2の端子は、インダクタ28aおよびキャパシタ28cに接続する。フィードバック経路は、増幅器60の反転入力にフィードバック信号を提供する。増幅器60は、その非反転入力で線路16の低周波経路信号を受け取る。

【0035】

インダクタ28bは、フィードバック経路58によって提供される内部電流フィードバックループの動作により電流源として振る舞う。補償ランプは、この内部電流フィードバックループの線路63に提供され、高デューティサイクルで周波数が半分になるのを防ぐために使用される。

【0036】

フィードバック経路62によって提供される外部電圧フィードバックループは、インダクタ28bと、インダクタ28aと、キャパシタ28cとの接合部の電圧を制御するために使用される。

【0037】

10

20

30

40

50

図3に示すようなピーク電流モード降圧コンバータは、全体的に、以下のように動作する。

【0038】

低域通過フィルタ18は、基準信号における低周波変動を表わす信号を生成する。次いで、線路16のこの信号は、スイッチ52aおよびスイッチ52bを備える降圧スイッチャのためのパルス信号に対する制御信号を含み、このパルス信号が制御信号によって決定されるデューティサイクルを有し、それによって、降圧スイッチャの出力の電圧が線路16の信号、すなわち基準信号における低周波変動を追跡する。

【0039】

しかしながら、加えて、線路16のこの制御信号は、内部フィードバック制御ループおよび外部フィードバック電圧制御ループによって修正される。

【0040】

外部フィードバック電圧制御ループは、最初に増幅器60の制御信号を調節する。制御信号(すなわち、低周波基準信号)は、フィードバック経路62のフィードバック信号が除去されている。フィードバック経路62のフィードバック電圧は、低周波経路の出力の電圧を表し、線路16の低周波信号からこの電圧を除去することによって、出力電圧と基準電圧との間の誤差を表す信号が得られる。

【0041】

次に、内部フィードバック制御ループが増幅器59の制御信号を調節する。第2の調節された制御信号(増幅器59からの出力)は、フィードバック経路58の信号が除去されている。フィードバック経路58のフィードバック信号は、出力電流を表す。

【0042】

電源変調器22の出力電圧は、バッテリ供給電圧Vbatに接続された、スイッチ52a、52bから形成された降圧スイッチャによって提供される。線形補正経路がAC結合キャパシタ30aを介して降圧スイッチャ出力に加えられ、低周波出力に対する高周波補正を行う。補正電圧と結合する結果として、変調された電源は、供給電圧Vbatよりも高い短期の出力電圧をしたがって線路32に提供することができる。しかしながら、線路32の平均出力電圧は、Vbatよりも大きくなり得ない。

【0043】

平均出力電圧が電源(バッテリ)電圧を上回ることができないことが問題となり得るいくつかの状況がある。このことは、たとえば、低いピーク対平均電力比(PAPR: peak-to-average-power ratio)信号を有する消耗されたバッテリによって動作する場合、平均出力電圧がバッテリ電圧よりも高い必要がある場合があるため、問題となることがある。したがって、平均出力電圧を、バッテリ電圧Vbatを上回るレベルにまで昇圧するために、スイッチドモード電源22が降圧と昇圧の両方の動作を行うことができる望ましい。

【0044】

従来の昇圧モードコンバータは、それらの応答特性における右半面(RHP)のゼロ点のために安定化させるのが難しいことが当技術分野においてよく知られている。その結果として、そのようなコンバータが降圧コンバータよりも所与のスイッチング周波数に対してはるかに低い閉ループ帯域幅を示すことになる。昇圧能力を組み込むほとんどの従来技術のコンバータは、この不都合を欠点として有する。

【0045】

本発明は、入力供給電圧を備える電圧供給段を提供することによって、従来技術の問題に対処する。第1および第2のスイッチは、直列に接続され、この第1および第2の直列に接続されたスイッチが、入力電圧源と並列に接続される。第3のスイッチおよびキャパシタは、第1のスイッチと並列に接続される。第4のスイッチは、第3のスイッチとキャパシタとの接続部と出力との間に接続される。第5のスイッチは、出力と電気的アースとの間に接続される。動作の第1段階では、第1および第4のスイッチは閉じられ、第2、第3、および第5のスイッチは開いている。動作の第2段階では、第2、第3、および第5のスイッチは閉じられ、第1および第4のスイッチは開いている。動作段階のデューティサイクルは、出

10

20

30

40

50

力の平均電圧が0ボルトと入力供給電圧の2倍との間で変わるように、制御される。このことが、次に、以下の図に関連してより完全に説明される。

【0046】

図4(a)および図4(b)は、本発明の実施形態による、スイッチがすべて同期して駆動される、降圧出力段とカスケードにされたスイッチドキャパシタ倍電圧器を示す。本実施形態は、従来の降圧コンバータと同一の制御特性を共有するが、ほとんどの昇降圧コンバータトポロジが遭遇する帯域幅制限を欠点として有さない。例示的な構成は、入力電圧源を提供するためのバッテリを含む。

【0047】

図4(a)および図4(b)の降圧出力段は、バッテリ100、スイッチ102、104、106、108、110、およびキャパシタ112を備える。バッテリ100は、ノード101とノード105との間に接続される。スイッチ102は、ノード101とノード103との間に接続される。スイッチ104は、ノード103とノード105との間に接続される。スイッチ106は、ノード101とノード107との間に接続される。キャパシタ112は、ノード103とノード107との間に接続される。スイッチ108は、ノード107とノード111との間に接続される。スイッチ110は、ノード105とノード111との間に接続される。ノード105は、電気的アースに接続される。ノード111は、出力電圧が生成される出力線路114に接続される。

【0048】

図4(a)は、スイッチングサイクルの動作の第1段階(段階1)を示し、図4(b)は、スイッチングサイクルの動作の第2段階(段階2)を示す。

【0049】

図4(a)に示すように、動作の第1段階では、スイッチ102およびスイッチ108は閉じられ、スイッチ104、106、および110は開いている。矢印202は、図4(a)の構成における電流の流れを表す。

【0050】

図4(b)に示すように、動作の第2段階では、スイッチ104、106および110は閉じられ、スイッチ102および108は開いている。矢印204および206は、図4(b)の構成における電流の流れを表す。

【0051】

図4(a)および図4(b)に示されないコントローラは、動作の第1段階と動作の第2段階との間のスイッチングを制御する。動作の第1段階と動作の第2段階との間のスイッチング、および各段階がアクティブである期間(すなわち、デューティサイクル)を制御することによって、供給電圧は、0ボルトとバッテリ電圧の2倍との間で変わることができる。

【0052】

ノード107の、出力降圧スイッチ108、110に対する電源レールは、電圧V_{bat}と2xV_{bat}との間で変わるが、この段の平均出力電圧は、波形のデューティサイクルに応じて0Vと2V_{bat}との間の任意の値に設定され得る。

【0053】

図4(c)に示すように、線路114の出力電圧は、0Vと2xV_{bat}との間でスイッチングするパルスを備える。第1段階と第2段階との間のスイッチングのデューティサイクルは、0ボルトと2xV_{bat}との間の所望の平均電圧を提供するように変えることができる。

【0054】

図4(a)および図4(b)のトポロジは、右半面の0点を示さず、したがって従来技術の問題を被らず、広い閉ループ帯域幅が可能である。

【0055】

図5(a)は、各々が0ボルトと2xV_{bat}との間の値を有する2つの出力電圧を出力することができる2出力の昇降圧コンバータを提供する、図4(a)および図4(b)を参照して説明された原理の拡張を示す。

【0056】

図5(a)に示すように、図4(a)および図4(b)の回路は、さらなるスイッチ116およびスイ

10

20

30

40

50

ツチ118含むように拡張されている。スイッチ116は、ノード105とノード113との間に接続される。スイッチ118は、ノード107とノード113との間に接続される。ノード113は、第2の出力電圧が生成される出力線路115に接続され、線路114の出力電圧は、ここで第1の出力電圧と呼ばれる。

【0057】

降圧および昇圧動作では、図5の回路は、図4(a)および図4(b)の回路の制御と同様に制御され得る。図5は、動作の第1段階のスイッチを示し、図4(a)と一致している。動作の第2段階では、図5のスイッチは、図4(b)に示す位置にスイッチされ得て、スイッチ118が開き、スイッチ116が閉じられる。スイッチ対108/110およびスイッチ対118/116のデューティサイクルを別々に制御することによって、第1の電圧および第2の電圧に対して異なる電圧が実現される。より低い電圧出力は、低電圧降圧出力段のパルス幅を短縮することによって生成される。10

【0058】

図5(b)のスイッチの構成は、降圧の動作モードのみを示し、出力電圧が単に0VとVbatとの間で変わることができる。このモードでは、スイッチ106およびスイッチ104は、恒久的に閉じられ、スイッチ102は、恒久的に開いている。スイッチ108およびスイッチ110は、動作の第1段階および第2段階でトグルされ、出力波形のデューティサイクルを変動させ、0ボルトとVbatとの間の平均電圧を実現する。

【0059】

したがって、昇圧動作が必要とされない場合、スイッチドキャパシタ倍電圧器は、図5(b)に示すように固定された「スルー」モードに設定され得て、0とVbatとの間のスイッチングのみが低電圧降圧出力段に生じ、それによって両方の段に関連付けられた損失を低減させる。20

【0060】

例示的な実施態様が図3に示される、低周波経路においてピーク電流モード制御スイッチがスイッチドモード増幅器22として使用される場合、電流フィードバックの動作がインダクタを理想的な電流源として振る舞わせることになるので、ループのダイナミクスは、降圧出力段に供給する電源レール電圧の突然の変化に影響されない。

【0061】

図5(c)および図5(d)は、昇降圧動作における2つの供給電圧の生成を示す。30

【0062】

図5(c)に示すように、第1の出力電圧Vout1に対して、パルス幅変調器は、高い平均電圧を維持するようにスイッチを制御し、それによって、本例では、第1の出力電圧Vout1がVbatよりも高い平均値を有する。

【0063】

図5(d)に示すように、第2の出力電圧Vout2に対して、パルス幅変調器は、より低い平均電圧を維持するようにスイッチを制御し、それによって、本例では、第2の出力電圧Vout2がVbatよりも低い平均値を有する。

【0064】

図6は、図2に示すような例示的な包絡線追跡変調器の有利な文脈において適用された図5(a)のデュアル出力昇降圧アーキテクチャを示す。図を簡単にするために、スイッチャのスイッチングを制御するためのパルス幅変調器50を含む低周波経路は、図6に示されていない。40

【0065】

参照数字123は、図5(a)の昇降圧スイッチド供給段を表し、この電圧供給段は、図3の構成のスイッチ52a、52bを置き換えている。矢印125は、昇降圧スイッチド供給段のスイッチに対する制御信号を表し、これらのスイッチが(図3のパルス幅変調器50などの)パルス幅変調器によって提供され、基準信号における低周波変動を表す信号の制御の下で動作する。

【0066】

主電源は、図5(a)の第2の出力電圧に対応する線路115に設けられ、変調器出力の低周波部分を提供するために使用される。

【0067】

線路115の低周波電圧出力、またはスイッチド出力電圧は、図3と同様にノード54に印加され、インダクタ28aから構成された低周波結合素子に低周波入力を提供する。

【0068】

より低電力の補助電源は、図5(a)の第1の出力電圧に対応する線路114に設けられ、補正経路の線形出力増幅器24に電源レールを提供するために使用される。より低電力の補助電源は、インダクタ120およびキャパシタ122によって提供されるインダクタキャパシタフィルタ構成を介して線形増幅器24に設けられ、この構成は、低周波経路のインダクタ28bおよびキャパシタ28cによって提供されるインダクタキャパシタフィルタ構成を反映する。

10

【0069】

図6を参照して、線形増幅器24に対するフィードバック経路が、結合器の出力ではなく、線形増幅器の出力から直接取られる補正経路の有利な構成が示されている。加えて、図3の構成の高域通過フィルタ20は、省かれている。その結果、図1および図2の構成のように、低周波成分が除去された信号ではなく、基準信号の全スペクトル表現が経路14上に現れる。そのような構成によって、線形増幅器24のピークトゥピークの供給電圧が最小化にされ得るため、従来技術に対して効率の向上がもたらされる。本発明の実施形態は、そのような構成で実装されるのが好ましいが、本発明の実施形態は、そのような有利な構成に限定されない。本発明は、そのようなアーキテクチャにおいて有利に適用される。

20

【0070】

図6にさらに示すように、2つのスイッチコントローラ、すなわち、第1のPWMピーク電流モードコントローラ124および第2のPWMピーク電流モードコントローラ126が設けられる。

【0071】

コントローラ124およびコントローラ126の各々は、入力として低周波基準信号(または包絡線信号)、たとえば、図3の線路16の信号(またはそこから取り出された信号)を受け取る。第1のPWMピーク電流モードコントローラ124は、線路115のスイッチチャ出力電圧を生成するために使用されるスイッチ118およびスイッチ116を制御し、第2のPWMピーク電流コントローラ126は、第1のコントローラと周波数および位相を同期させ、線路114の、線形増幅器に対する電源を生成するために使用されるスイッチ108およびスイッチ110を制御する。したがって、PWMピークモードコントローラ124およびPWMピークモードコントローラ126の各々は、全体的な制御信号125aおよび制御信号125bを提供するように示され、これらの制御信号がスイッチド供給段123への制御信号125の一部を形成する。

30

【0072】

倍電圧器のスイッチ102、104、および106は、第1または第2のコントローラのPWM波形のどちらがより大きなデューティサイクルを有していても、スイッチ108またはスイッチ118が入ったときに両方のハーフブリッジ段(スイッチ108、110および118、116)への入力が確実に2Vbatとなるように第1または第2のコントローラのPWM波形によって制御される。スイッチ102、104、および106を制御するPWM波形は、コントローラ1およびコントローラ2のPWM波形の論理「和」演算と等価である。

40

【0073】

線路115の主出力電源は、変調されるのに対して、補助出力電源、すなわち線路200の、線形増幅器24への供給電圧は、固定電圧であっても、またはタイムスロットに基づく通信システムにおけるスロットごとベースのRF信号の平均電力によって設定される電圧であつてもよい。

【0074】

バッテリ電圧を2倍にするように出力電圧を増加させる昇圧モードの作動は、たとえば、RF電力レベル、ピーク対平均電力比、およびタイムスロット内のバッテリ電圧のいずれか1つまたはそれらの組合せに応じて、たとえば、スロットごとベースで、ベースバンドコントローラによって直接制御され得る。ベースバンドコントローラは、PWMピーク電流

50

モードコントローラ124およびPWMピーク電流モードコントローラ126を制御することができる。

【0075】

あるいは、昇圧設定の自律制御は、スイッチャ出力電圧またはスケーリングされた基準電圧を、図7に示すような現在のバッテリ電圧の割合として規定されてもよいしきい電圧と比較することによって可能である場合がある。これによって、ベースバンドコントローラのファームウェアの負担が低減する。

【0076】

図7を参照して、参照数字132によって全体的に示される、スイッチ104、102、106およびキャパシタ112によって提供される倍電圧回路をイネーブル/ディスエーブルにするための線路130の制御信号を生成するコンパレータ128が導入されている。

10

【0077】

コンパレータ128は、インダクタ28aとインダクタ28bとの接合部のノードで検出され、コンパレータ128への第1の入力として提供されるスイッチド出力の出力電圧を、コンパレータ128への第2の入力のしきい値と比較するように構成される。しきい電圧は、抵抗器134と抵抗器136との接合部で提供され、抵抗器134のもう一方の端子は、Vbatに接続され、抵抗器136のもう一方の端子は、電気的アースに接続される。

【0078】

倍電圧回路132がディスエーブルにされる場合、出力電圧は、従来の降圧段のようにスイッチド対108/110およびスイッチド対116/118を備えるそれぞれの出力段によって生成される。これによって、それぞれの出力電圧が0VとVbatとの間でスイッチングすることができる。イネーブルにされたときは、倍電圧回路132によって、それぞれの出力電圧が0Vと2xVbatとの間でスイッチングすることができる。

20

【0079】

コンパレータ128での比較に応じて、倍電圧器回路132は、制御線130によってイネーブルまたはディスエーブルにされる。

【0080】

図7の自動イネーブル昇降圧スイッチャを含む、包絡線追跡変調電力のブロックレベルのアーキテクチャが、補正経路の有利なフィードバックアーキテクチャの文脈において図8に示されている。図8では、線形増幅器への供給電圧は、図を簡単にするために示されておらず、したがって、デュアル出力のスイッチド電源は、示されていない。しかしながら、線形増幅器24に電源を提供するために、図8の構成において、図6および図7のデュアルモードスイッチド電源がどのように利用され得るかは、明らかであろう。

30

【0081】

さらに図8を参照して、効率を最大化するために、線形増幅器24のレール間動作が可能となるDCオフセットが入力信号に加えられるのが好ましい。DCオフセット電圧の値は、できるだけ低い供給電圧を線形増幅器24に使用することができるよう減算器42の出力のDC電圧を位置決めするように選ばれる。

【0082】

線形増幅器24は、できる限り低い供給電圧で常に動作するのが好ましく、これは、効率的なスイッチドモード電源によってもたらされる。図8には示されていないが、線形増幅器への供給電圧は、図7の構成によって提供されるのが好ましい。

40

【0083】

図8では、低周波経路のスイッチャに連付けられたいかなる遅延も、遅延素子19によって表わされるような、線形増幅器を含む高周波経路の遅延整合素子を使用して、任意選択で補償され得る。

【0084】

図8では、コンパレータ128がしきい電圧を低周波経路の出力電圧と比較することが示されている。しかしながら、低周波経路の出力電圧は、基準電圧の低周波部分から取り出され、しきい電圧は、基準電圧の低周波部分から取り出された任意の信号と比較され得る。

50

たとえば、図8の構成において、しきい電圧は、低周波経路の出力ではなく線路16の信号と比較されてもよい。

【0085】

本発明およびその実施形態は、包絡線追跡(ET)無線周波数(RF)電力増幅器への適用に関し、セルラーハンドセット、ワイヤレスインフラ、およびマイクロ波周波数までの高周波の軍用増幅器用途を含む広範囲の実施態様に適用可能である。

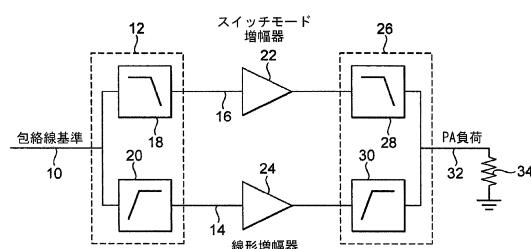
【符号の説明】

【0086】

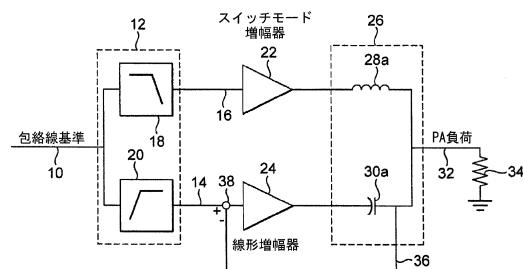
10	線路	
12	周波数スプリッタ	10
14	線路	
16	線路	
18	低域フィルタ	
19	遅延素子	
20	高域フィルタ	
22	スイッチドモード増幅器	
24	線形増幅器	
26	結合器	
28	低周波結合素子	
28a	インダクタ	20
28b	インダクタ	
28c	キャパシタ	
30	高周波結合素子	
30a	キャパシタ	
32	線路	
34	負荷	
36	フィードバック経路	
38	減算器	
42	減算器	
50	パルス幅変調器	30
52a	スイッチ	
52b	スイッチ	
54	ノード	
56	線路	
58	フィードバック経路	
59	増幅器	
60	増幅器	
61	結合器	
62	フィードバック経路	
63	線路	40
100	バッテリ	
101	ノード	
102	スイッチ	
103	ノード	
104	スイッチ	
105	ノード	
106	スイッチ	
107	ノード	
108	スイッチ	
110	スイッチ	50

111	ノード	
112	キャパシタ	
113	ノード	
114	線路	
115	線路	
116	スイッチ	
118	スイッチ	
120	インダクタ	10
122	キャパシタ	
123	スイッチド供給段	
124	コントローラ	
125	矢印	
125a	制御信号	
125b	制御信号	
126	コントローラ	
128	コンパレータ	
130	線路	
134	抵抗器	
136	抵抗器	
200	線路	20
202	矢印	
204	矢印	
206	矢印	

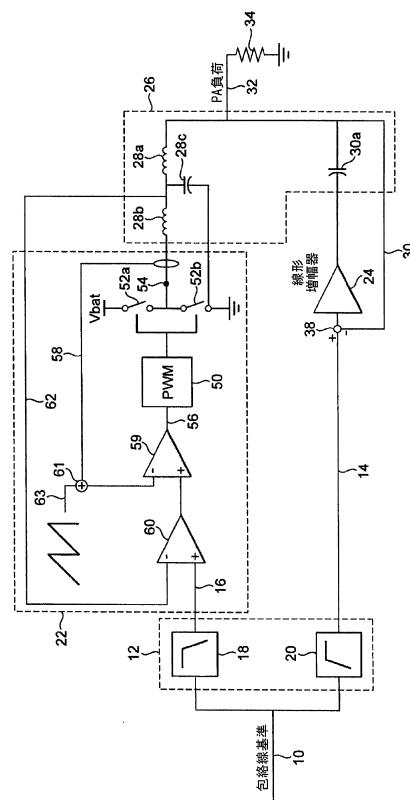
【図1】



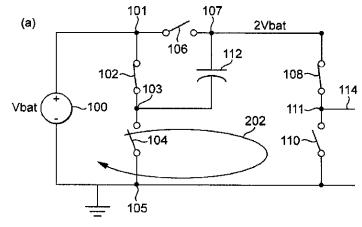
【図2】



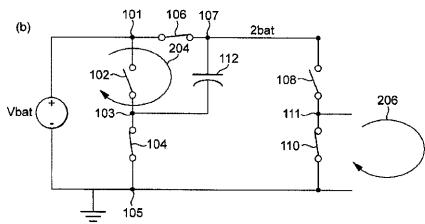
【図3】



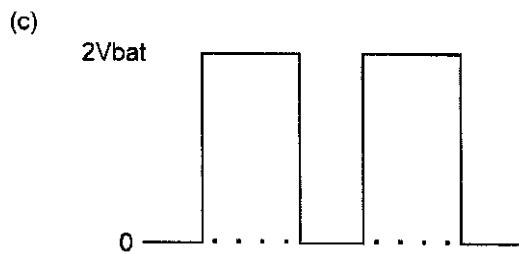
【図 4 (a)】



【図 4 (b)】



【図 4 (c)】



【図 5 - 2】

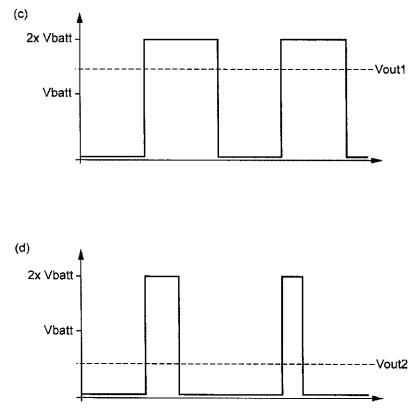


FIG. 5 Cont'd

【図 5 - 1】

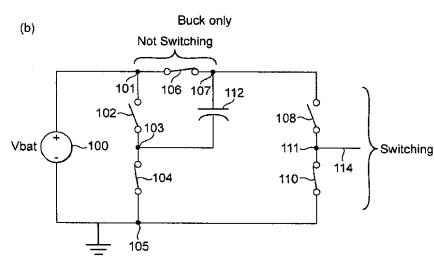
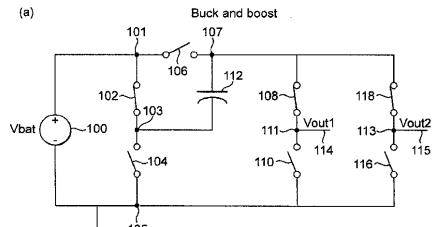
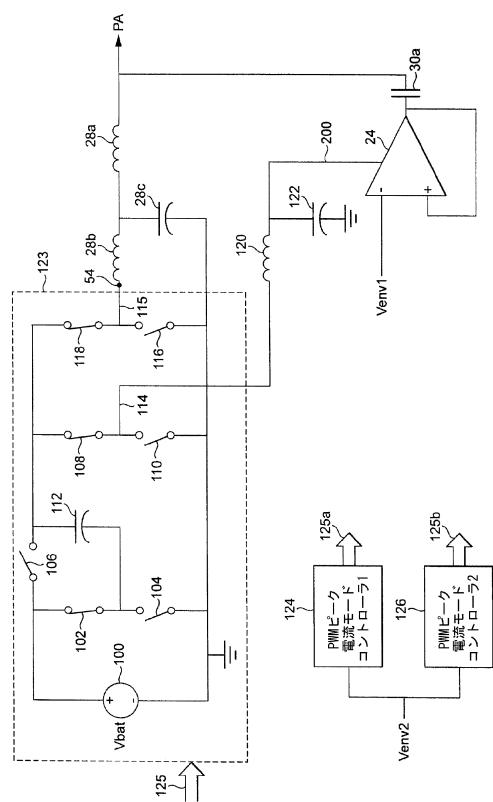
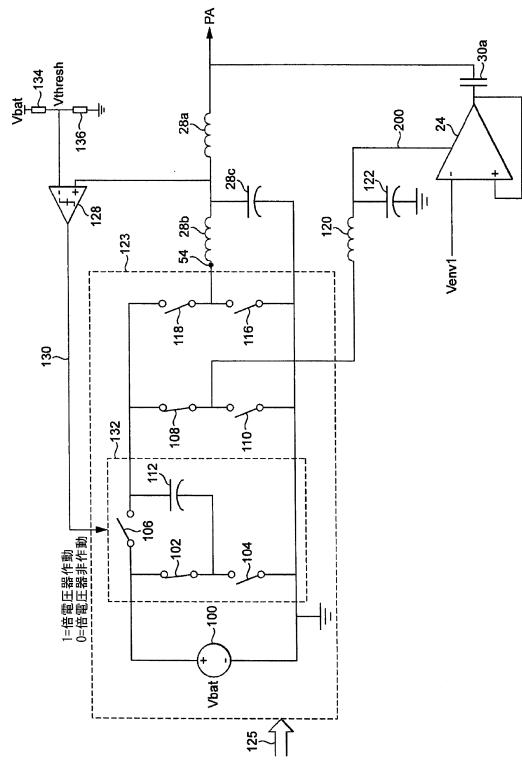


FIG. 5

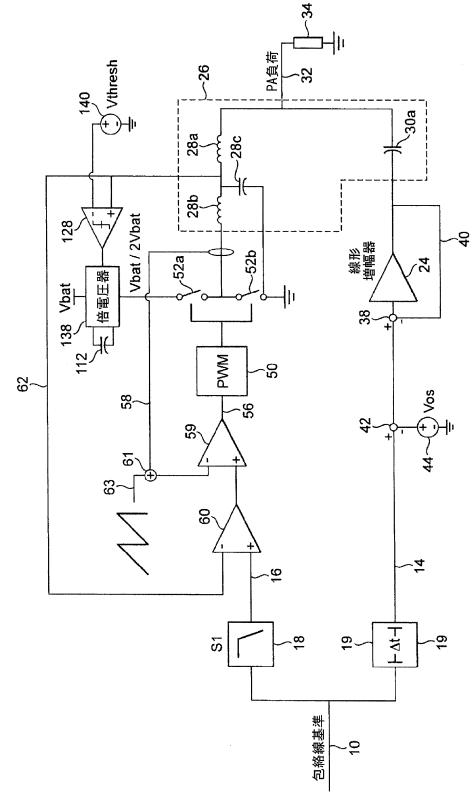
【図 6】



【図7】



【 図 8 】



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 栗栖 正和

(56)参考文献 国際公開第2008/082582 (WO, A1)

国際公開第2012/163875 (WO, A1)

国際公開第2012/044391 (WO, A1)

特許第4397936 (JP, B2)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 02 M 3 / 07

H 03 F 1 / 02