

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3727064号
(P3727064)

(45) 発行日 平成17年12月14日(2005.12.14)

(24) 登録日 平成17年10月7日(2005.10.7)

(51) Int. Cl.⁷

F I

H O 2 M 3/155

H O 2 M 3/155

F

H O 4 B 1/04

H O 2 M 3/155

U

H O 4 B 1/04

P

請求項の数 12 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平8-500607
 (86) (22) 出願日 平成7年5月31日(1995.5.31)
 (65) 公表番号 特表平9-501300
 (43) 公表日 平成9年2月4日(1997.2.4)
 (86) 国際出願番号 PCT/IB1995/000417
 (87) 国際公開番号 W01995/034121
 (87) 国際公開日 平成7年12月14日(1995.12.14)
 審査請求日 平成14年5月28日(2002.5.28)
 (31) 優先権主張番号 94201588.4
 (32) 優先日 平成6年6月3日(1994.6.3)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁(EP)

(73) 特許権者
 コーニンクレッカ フィリップス エレクトロニクス エヌ ヴィ
 オランダ国 5621 ペーアー アイン
 ドーフェン フルーネヴァウツウェッハ
 1
 (74) 代理人
 弁理士 杉村 興作
 (72) 発明者
 アベルタンス クン エミール ヨゼフ
 オランダ国 5621 ペーアー アイン
 ドーフェン フルーネヴァウツウェッハ
 1

審査官 川端 修

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 向上した効率の電源及びこのような電源を具える送信器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力電圧を受信する入力端子及び負荷に接続する出力部と、
 コイルと、
 オンタイム中前記入力端子とコイルとの間の導電路を確立するとともに、オフタイム中前記入力端子とコイルとの間の導電路を遮断する切替手段と、
 前記入力端子と前記コイルとの間の導電路を遮断すると前記コイルを流れる電流の導電路を持続する持続手段と、
 前記負荷の両端間の出力電圧と第1基準電圧との間の差に応じて前記切替手段のオンタイムとオフタイムとの間の比を変動させる変動手段とを具える電源において、
 前記変動手段は、前記出力電圧が前記第1基準電圧より大きい場合には前記比を減少させ、前記第1基準電圧より小さい値の第2基準電圧より前記出力電圧が小さい場合には前記比を増大させ、前記出力電圧が前記第1基準電圧と前記第2基準電圧との間にある場合前記比を一定に維持し、前記第1及び第2基準電圧が電圧窓を形成する手段を含むことを特徴とする電源。

【請求項 2】

前記変動手段は、前記出力電圧が前記第1基準電圧より大きい場合連続導電モードから不連続導電モードに切り替える手段を含むこと特徴とする請求の範囲1記載の電源。

【請求項 3】

前記変動手段は、前記コイルを流れる電流が零まで減少した後前記出力電圧が第3基準電

圧より低い場合前記不連続導電モードから連続導電モードに切り替える手段を含むことを特徴とする請求の範囲 2 記載の電源。

【請求項 4】

前記変動手段は、前記不連続導電モード中、前記オフタイムを第 1 時間間隔に制限するとともに、この第 1 時間間隔内の出力電圧が前記第 3 基準電圧より低く、かつ、前記オンタイムが所定の値に等しくない場合前記オンタイムを減少させる手段を含むことを特徴とする請求の範囲 2 又は 3 記載の電源。

【請求項 5】

前記変動手段は、前記連続導電モードから前記不連続導電モードへの遷移で得られた減少した比を記憶する手段を含むことを特徴とする請求の範囲 2 , 3 又は 4 記載の電源。

10

【請求項 6】

前記第 3 基準電圧を前記第 1 基準電圧と等しくしたことを特徴とする請求の範囲 3 , 4 又は 5 記載の電源。

【請求項 7】

前記変動手段は、前記連続導電モード中、前記出力電圧が前記第 2 基準電圧より低い場合前記比を第 1 の値から第 2 の値に増大し、この第 1 の値に前記第 1 及び第 2 の値の間の差より小さい量を増加し、前記出力電圧が前記第 2 基準電圧を超えるとすぐに前記オンタイムを前記第 2 の値から前記第 1 の値に変化させ、前記出力電圧が第 2 時間間隔に対して前記第 2 の基準電圧よりも小さい場合前記入力端子とコイルとの間の導電路を遮断する手段を含むことを特徴とする請求の範囲 1 から 6 のうちのいずれかに記載の電源。

20

【請求項 8】

前記変動手段は、
クロックパルスを発生させる手段と、
これらクロックパルスの数を表す番号を記憶する記憶手段と、
クロックパルスを計数するとともにクロックパルスが所定の数に到達すると停止信号を発生させる計数手段と、
前記出力電圧と前記第 1、第 2 及び第 3 基準電圧のうちの少なくとも一つとの比較に応じて比較信号を発生させる電圧比較手段と、
前記停止信号に応じて、前記記憶手段からの番号を前記計数手段にロードし、ロードすべき前記番号を、以前にロードされた番号及び前記比較信号に応じて前記記憶手段に記憶された番号から選択し、前記ロードされた番号及び比較信号に応じて前記切替手段を制御する制御手段とを含むことを特徴とする請求の範囲 1 から 7 のうちのいずれかに記載の電源。

30

【請求項 9】

前記持続手段は、ダイオード及びスイッチの並列配置を具えることを特徴とする請求の範囲 1 から 8 のうちのいずれかに記載の電源。

【請求項 10】

前記切替手段と前記スイッチのうちの少なくとも一方を MOS トランジスタとしたことを特徴とする請求の範囲 1 から 9 のうちのいずれかに記載の電源。

【請求項 11】

40

前記電源は、前記基準電圧のうちの少なくとも一つを出力電圧制御信号によって制御する手段を具えることを特徴とする請求の範囲 1 から 10 のうちのいずれかに記載の電源。

【請求項 12】

電力出力段を具え、電力制御信号に応答して前記電力出力段の電力を制御する制御可能な電源に結合した電源端子を前記電力出力段が有する送信器において、前記電源を請求の範囲 11 記載の電源とし、前記電力制御信号を、前記電源の出力電圧制御信号としたことを特徴とする送信器。

【発明の詳細な説明】

本発明は、入力電圧を受信する入力端子及び負荷に接続する出力端子と、
コイルと、

50

オンタイム中前記入力端子とコイルとの間の導電路を確立するとともに、オフタイム中前記入力端子とコイルとの間の導電路を遮断する切替手段と、

前記入力端子と前記コイルとの間の導電路を遮断すると前記コイルを流れる電流の導電路を持続する持続手段と、

前記負荷の両端間の出力電圧と第1基準電圧との間の差に応じて前記切替手段のオンタイムとオフタイムとの間の比を変動させる変動手段とを具える電源に関するものである。

このような電源は一般に、所望の値に維持された出力電圧を負荷に供給するのに好適である。

本発明はまた、電力出力段を具え、電力制御信号に応答して前記電力出力段の電力を制御する制御可能な電源に結合した電源端子を前記電力出力段が有する送信器に関するものである。

10

このような電源は、1992年10月15日に刊行されたエレクトロニックデザイン(Electronic Design)のVol.40, No.21の104頁から既知である。これには、切替手段のオンタイムとオフタイムとの間の比を変動させる連続導電モードで出力電圧を制御する電源が記載されている。連続導電モードは、コイルを流れる電流が零にならないことを意味する。このような電源の欠点は、負荷がほとんど又は全く変化しない、その結果出力電圧もほとんど又は全く変化しない場合出力電圧はオンタイムとオフタイムとの間の比を制御することにより維持されるという点である。この制御は、制御を必要としない状態で電流を消費し、したがって電源の電力の不要な消失が発生する。その結果、電源の効率は、制御が厳格に必要な場合に比べて低くなる。

20

本発明の目的は、向上した効率の電源を提供することである。

このために、本発明によれば、冒頭で規定したタイプの電源は、前記変動手段は、前記出力電圧が前記第1基準電圧より大きい場合には前記比を減少させ、前記第1基準電圧より小さい値の第2基準電圧より前記出力電圧が小さい場合には前記比を増大させ、前記出力電圧が前記第1基準電圧と前記第2基準電圧との間にある場合前記比を一定に維持し、前記第1及び第2基準電圧が電圧窓を形成する手段を含むことを特徴とするものである。

本発明は、第1及び第2基準電圧によって規定された電圧窓内の連続導電モードで出力電圧の変動を許容することにより、負荷に供給された電力が、オンタイムとオフタイムとの間で一定の比を有する負荷変動に自動的に適合されるという事実の認識に基づく。この結果、比の制御は、大きな負荷変動が生じた場合のみ行われ、したがって小さい負荷変動の場合には制御を不作動にすることができ、この制御で消費される平均電流を減少させる。これは、負荷がほぼ一定値の間で変動する特定の状況では特に好適である。これの一例をラジオ/カセットプレーヤとし、この場合、ラジオとしての使用は電源に対して小負荷を形成し、カセットとしての使用は電源に対して大負荷を形成する。本発明によれば、既知の電源に比べて電力消費が少なく、その結果既知の電源に比べて高い効率を有する出力電圧制御の電源が得られる。

30

本発明による電源の他の例は、前記変動手段は、前記出力電圧が前記第1基準電圧より大きい場合連続導電モードから不連続導電モードに切り替える手段を含むこと特徴とするものである。

不連続導電モードの切替サイクルでは、コイルを流れる電流は所定の値まで上昇し、次いで零まで減少する。その後、出力電圧が制限値より下に減少するまで次のサイクルを開始させない。この結果、出力電圧制御がパルス周波数変調により行われる。小負荷の場合、不連続導電モードでのパルス周波数変調による制御は、連続導電モードの制御に比べてより効率がよい。連続導電モードから不連続導電モードに切り替えることにより、小負荷に対しても電源を高効率にすることができ、その結果広電力範囲で高効率の電源を実現することができる。

40

本発明による電源の他の例は、前記変動手段は、前記コイルを流れる電流が零まで減少した後前記出力電圧が第3基準電圧より低い場合前記不連続導電モードから連続導電モードに切り替える手段を含むことを特徴とするものである。コイルを流れる電流が零になった直後出力電圧が第3基準電圧より下に降下すると、負荷が非常に大きくなり、電源を連続

50

導電モードに切り替える必要がある。この場合より大きい電力を負荷に供給することができる。

本発明による電源の他の例は、前記変動手段は、前記不連続導電モード中、前記オフタイムを第1時間間隔に制限するとともに、この第1時間間隔内の出力電圧が前記第3基準電圧より低く、かつ、前記オンタイムが所定の値に等しくない場合前記オンタイムを減少させる手段を含むことを特徴とするものである。

これらのステップの結果、電源に接続された回路の音声帯域に干渉を発生させる周波数を有する出力電圧のリップルを生じさせることなく出力電圧を制御する。大電流パルスに対して、出力電圧にリップルを発生させる電流パルスの最小周波数を制限する。オンタイムが予め設定された小さい値を有し、その結果電流パルスが比例的に小さい値を有する場合、出力電圧のリップルは非常に小さく、可聴範囲内のリップル周波数は問題でなく、周波数制限は必要でない。

10

自己学習の性質を有する本発明の一例は、前記変動手段は、前記連続導電モードから前記不連続導電モードへの遷移で得られた減少した比を記憶する手段を含むことを特徴とするものである。自己学習の性質は、出力電圧が非常に高く、不連続導電モードへの切替が行われる際、連続導電モードのオンタイムとオフタイムとの間の比を減少させることにある。この結果、連続導電モードで供給される電力をより良好に負荷に適合させる。この結果、不連続導電モードと連続導電モードとの間の切替が頻繁に生じなくなる。

出力電圧が電圧窓より下に降下する場合同様な自己学習の性質を有する例は、前記変動手段は、前記連続導電モード中、前記出力電圧が前記第2基準電圧より低い場合前記比を第1の値から第2の値に増大し、この第1の値に前記第1及び第2の値の間の差より小さい量を増加し、前記出力電圧が前記第2基準電圧を超えるとすぐに前記オンタイムを前記第2の値から前記第1の値に変化させ、前記出力電圧が第2時間間隔に対して前記第2の基準電圧よりも小さい場合前記入力端子とコイルとの間の導電路を遮断する手段を含むことを特徴とするものである。比を第1の値から第2の値に増大することにより、例えば第2の値を第1の値より著しく大きくすることによる負荷の増大に対する急速な応答を得ることができる。負荷が非常に大きい、すなわち出力電圧が第2時間間隔で第2基準電圧より低いままである場合、電源は非作動状態になる。第2時間間隔に制限されたときに対してのみ電流が最大限に増大しうるので、有効な電流制限が達成される。その結果、コイルを流れる電流を制限するために電流を感知する必要がない。既知の電源では、電流の感知を、測定すべき電流が流れる抵抗の両端間の電圧降下を測定することにより行う。この抵抗は電力を損失する。この際この抵抗を省略するので、電源の効率は、電流の感知に使用する電源の効率に比べて増大する。

20

30

本発明による電源の一例は、前記変動手段は、
クロックパルスを発生させる手段と、

これらクロックパルスの数を表す番号を記憶する記憶手段と、

クロックパルスを計数するとともにクロックパルスが所定の数に到達すると停止信号を発生させる計数手段と、

前記出力電圧と前記第1、第2及び第3基準電圧のうちの少なくとも一つとの比較に応じて比較信号を発生させる電圧比較手段と、

40

前記停止信号に応じて、前記記憶手段からの番号を前記計数手段にロードし、ロードすべき前記番号を、以前にロードされた番号及び前記比較信号に応じて前記記憶手段に記憶された番号から選択し、前記ロードされた番号及び比較信号に応じて前記切替手段を制御する制御手段とを含むことを特徴とするものである。

これらステップにより、MOS技術で実現する場合低電流消費で集積に適したデジタル制御となる。

より良好な効率を有する本発明による電源の一例は、前記持続手段は、ダイオード及びスイッチの並列配置を具えることを特徴とするものである。

ダイオードが導通している周期にスイッチを閉じると、この周期でのダイオードの損失を取り除き、これにより電源の効率が向上する。

50

電源の一例は、前記切替手段と前記スイッチのうちの少なくとも一方をM O S トランジスタとしたことを特徴とするものである。M O S トランジスタは集積に好適であり、低い順方向抵抗を有する。このステップにより、集積に好適な電源となる。このような電源を、別個に集積できるだけでなく、他の回路を電源に接続できる同一半導体材料上に別の回路とともに集積することもできる。

本発明による電源の一例は、前記電源は、前記基準電圧のうちの少なくとも一つを出力電圧制御信号によって制御する手段を具えることを特徴とするものである。

この手段により、電源の出力電圧の外部制御が可能となる。

電力出力段を具え、電力制御信号に応答して前記電力出力段の電力を制御する制御可能な電源に結合した電源端子を前記電力出力段が有する送信器において、前記電源を請求の範囲 1 1 記載の電源とし、前記電力制御信号を、前記電源の出力電圧制御信号としたことを特徴とする送信器。

10

制御可能な出力電圧を有する本発明による電源は、電力出力段の出力電力を電力制御信号によって制御する送信器に使用するのに特に有利である。電力出力段の電源電圧を調整することによって出力電力を制御することにより、有効な電力制御が得られる。

本発明を、添付図面を参照して詳細に説明する。

図 1 は既知のブーストコンバータを示す。

図 2 は既知のバック - ブーストコンバータを示す。

図 3 は既知のバックコンバータを示す。

図 4 はブーストコンバータに基づく本発明による電源を示す。

20

図 5 は、不連続導電モードの切替サイクル中本発明による電源の動作を説明するダイアグラムである。

図 6 は、連続導電モードの切替サイクル中本発明による電源の動作を説明するダイアグラムである。

図 7 は、本発明による電源の出力電圧範囲を表すダイアグラムである。

図 8 は、ブーストコンバータとバックコンバータとの結合を示す。

これら図面では、同一素子に同一符号を付す。

図 1 , 2 及び 3 は、本発明による電源に使用するのに好適な既知の電源の幾何学的配置を示す。これら幾何学的配置において、T 回路網を、コイル 1 と、ダイオード 3 と、本例ではスイッチ 2 として構成された切替手段とによって構成する。この T 回路網を、入力端子 2 0 , 2 1 と出力端子 3 0 , 3 1 との間に配置し、平滑化キャパシタ 1 2 を、これら出力端子 3 0 , 3 1 の両端間に配置する。図 1 のブーストコンバータは、コイル 1 に結合された入力端子 2 0 と、ダイオード 3 のカソードに結合された出力端子 3 0 とを有し、スイッチ 2 は、T の垂直枝路を形成するとともに、入力端子 2 1 及び出力端子 3 1 に結合される。図 2 のバックブーストコンバータは、スイッチ 2 に結合された入力端子 2 0 と、ダイオード 3 のアノードに結合された出力端子 3 0 とを有し、コイル 1 は T の垂直枝路を形成する。図 3 のバックコンバータは、スイッチ 2 に結合された入力端子 2 0 と、コイル 1 に結合された出力端子 3 0 とを有し、ダイオード 3 は、T の垂直枝路を形成するとともに、コイル 1 及びスイッチ 2 に結合されたカソードを有する。

30

例えば、図 4 は、図 1 のブーストコンバータに基づく本発明による電源を示す。この幾何学的配置は、入力電圧より高い出力電圧を発生させるのに好適である。スイッチ 2 を N M O S トランジスタとして構成する。本例では、持続手段を、ダイオード 3 と P M O S トランジスタの形態の追加のスイッチ 1 1 との並列配置によって構成する。このスイッチ 1 1 は本発明には必須でない。N M O S トランジスタの代わりに P M O S トランジスタを使用することは、このトランジスタをターンオンするための電源の出力電圧よりゲート電圧が大きい必要がないという利点がある。電源は、出力端子 3 0 , 3 1 の両端間に配置した平滑化キャパシタ 1 2 と、出力端子 3 0 , 3 1 の両端間に配置した負荷 5 とを具える。変動手段 4 は以下のものを含む。

40

- 周期 T のクロックパルスを発生させるクロックパルス発生器 6 。

- 指数 i (i = 1 ... 5) 及び j (j = 1 ... 4) を有する番号 N_{ij} を記憶する記憶手段 7

50

。これらの番号のうち番号 N_{41} を制御手段 10 によって変更することができる。ここで、クロック周期 T の単位として表現する。

- N_{i1} をスイッチ 2 のオンタイムとする。
- N_{i2} をスイッチ 11 のオンタイムとする。
- N_{i3} を、不連続導電モードでコイルを流れる電流を零にしうるのに必要な第 1 待機時間とする。
- N_{i4} を、不連続導電モードでの第 2 及び最大待機時間とする。
- クロックパルスを計数するダウンカウンタ 8。これは、計数が零になると停止信号を発生させる。

- 第 1 基準電圧 (V_1) 及び第 2 基準電圧 (V_2) と出力電圧との比較に応答して比較信号を発生させる電圧比較回路 9。第 2 基準電圧 V_2 の値を第 1 基準電圧 V_1 の値より小さくする。これら二つの基準電圧は電圧窓を形成する。

- 停止信号に応答して記憶手段 7 からの番号をダウンカウンタ 8 にロードするとともにロードされた番号に応じてスイッチ 2 及び 11 を制御する制御手段 10。制御手段 10 は、電源の瞬時状態 i 及び状態 i の瞬時位相 ϕ_{ij} の計数をそれぞれ保持する状態カウンタ及び位相カウンタを含む。状態カウンタの計数 i を、値 1, 2, 3, 4 又は 5 と仮定することができる。不連続導電モードに相当する状態 $i = 1, 2, 3$ では、位相カウンタの計数 j は 1 から 4 と続き、その後 1 に戻る。連続導電モードに相当する状態 $i = 4, 5$ では、位相カウンタの計数は 1 から 2 に変化し、その後 1 に戻る。制御手段 10 は状態カウンタの計数 i を次のようにして制御する。

- 状態 1, 2, 3 において、
- 位相 ϕ_{i3} の終了時に出力電圧が第 1 基準電圧より低い場合には 1 増分する。
- 位相 ϕ_{i4} の終了時でダウンカウンタ 8 が零の計数に到達すると、状態 $i = 2, 3$ の場合には 1 減分する。
- 状態 4 において、位相 ϕ_{i2} の終了時には、
- 出力電圧が第 1 基準電圧 V_1 より高い場合には 1 減分する。
- 出力電圧が第 2 基準電圧 V_2 より低い場合には 1 増分する。
- 状態 5 において、位相 ϕ_{i2} の終了時には、出力電圧が第 2 基準電圧 V_2 より低い場合には 1 減分する。

状態カウンタの計数 i が変化する場合、位相カウンタの計数 j は 1 になる。それ以外の場合には、状態カウンタの計数 i は変化しないままであり、位相カウンタの計数 j は、最大値 (状態 1, 2, 3 では 4 であり、状態 4, 5 では 2 である。) に既に到達していない場合には各位相の終了時に 1 増分する。この場合計数は 1 となる。

二つのカウンタの計数 i 及び j の助けをかりて、制御手段 10 は各位相の開始時に番号 N_{ij} を選択する。この際、ダウンカウンタ 8 の計数は、零の計数に到達するまで各クロック周期後 1 減分する。この後、ダウンカウンタ 8 が停止するとともに、位相 ϕ_{ij} の終了時を表す停止信号を発生させる。この例外は、 $i = 1, 2, 3$ での位相 ϕ_{i4} である。 $i = 2, 3$ での位相 ϕ_{i4} も、ダウンカウンタ 8 の計数が零となる前に出力電圧が第 1 基準電圧 V_1 より下に降下する場合その瞬時に終了する。位相 ϕ_{i4} は制限を有しない。この位相は、出力電圧が第 1 基準電圧 V_1 より下に減少する瞬時のみに終了する。その結果、状態 2 及び 3 で制限する周波数での状態 1, 2, 3 のパルス周波数変調となる。

制御手段 10 は、位相 ϕ_{i1} 中信号 A をハイにすることにより位相 ϕ_{i1} ($j = 1$) でのみスイッチ 2 をターンオンし、かつ、位相 ϕ_{i2} 中信号 B をローにすることにより位相 ϕ_{i2} ($j = 2$) でのみスイッチ 11 をターンオンする。他の位相では、信号 A 及び B をそれぞれロー及びハイにすることにより、スイッチ 2 及び 11 をターンオフする。ハイは出力電圧にほぼ等しいことを意味する。ローは零ボルトにほぼ等しいことを意味する。この目的は、位相 ϕ_{i1} 及び位相 ϕ_{i2} でそれぞれスイッチ 2 及び 11 をターンオンするとともに、他の位相ではこれらスイッチをターンオフすることである。この方法はこの目的を達成する方法の一例にすぎず、これに限定されるものではない。

より大きな電力をより大きな番号の状態の負荷に供給しうるように番号 N_{ij} を選択した。

10

20

30

40

50

これを、例えば、 i が増加するにしたがって番号 N_{i1} 及び N_{i2} を大きくするように選択することにより達成する。さらに、番号の値の選択は、入力電圧の大きさ、出力電圧の大きさ、所望の切替周波数並びに予期される最大及び最小負荷の値によって特に影響を受ける。

図 5 は、不連続導電モード（状態 $i = 1, 2$ 及び 3 ）の切替サイクルを示す。図 5 において、コイル 1 を流れる電流を時間に対してプロットする。状態 $i = 1, 2$ 及び 3 は、値 N_{i1} 及び N_{i2} がより大きな数を有する状態でより大きくなるという点で互いに相違する。

位相 ϕ_{i1} では、スイッチ 2 を閉じるとともに、スイッチ 1 1 を開く。その結果、入力電圧がコイル 1 に印加され、コイル 1 を流れる電流が形成される。位相 ϕ_{i2} では、スイッチ 2

を開くとともに、スイッチ 11 を閉じる。その結果、入力電圧と反対の符号で入力電圧と出力電圧との間の差に等しい大きさの電圧がコイル 1 に印加される。コイル 1 を流れる電流を遮断することができないので、電流はスイッチ 11 から負荷 5 及びキャパシタ 12 の

並列配置に流れる。コイル 1 の両端間の電圧が負であるので、電流は減少する。位相 ϕ_{i3} では、スイッチ 2 及び 1 1 の両方が開放される。この際電流は、零になるまでダイオード 3 及び負荷 5 を流れる。ダイオード 3 により電流が負になることができないようにする。

位相 φ_{i2} の開始時にスイッチ 2 がターンオンされるとともにスイッチ 1 1 がまだターンオンしていない場合、ダイオード 3 も電流路を付与する。位相 φ_{i4} の開始時すなわち時間間

隔 ($N_{i1} + N_{i2}$) * T の後、スイッチ 2 を開いた後に出力電圧を第 1 基準電圧 V_1 と比較する。出力電圧が第 1 基準電圧 V_1 より低い場合、制御手段は状態に 1 増分し、かつ、切

替サイクルをより長い第 1 位相 $\varphi_{(i+1)1}$ で開始させる。この場合、コイル 1 を流れる電流はより大きな値となる。出力電圧が第 1 基準電圧 V_1 より高い場合、出力電圧が第 1 出力

電圧より下に減少するまで待機時間を観察し、その後位相 ϕ_{i+1} が始まり、切替サイクルが繰り返される。状態 $i = 2, 3$ において、出力電圧が、零の計数に到達する前に第 1 基準電圧より下に減少した場合は、制御手段 1-3 は、必ずしも必ずしも、零の計数に到達した

電圧より下に減少しない場合、制御手段 10 は、タウソフカウンタ 8 が零の計数に到達した
後状態から 1 減分し、かつ、新たな切替サイクルを、より短い第 1 位相 $\phi_{(i-1)1}$ の小さい
番目を付した状態で開始させる。状態 $i=2, 3$ において、合従機時間は、電の計数に到

画与を付した状態で開始とする。状態 $i = 2, 3$ において、主待機時間は、零の計数に到達するダウンカウンタによって制限される。これは、状態 $i = 2, 3$ のスイッチ 2 のオフタイムの最大持続時間が $(N_{i2} + N_{i3} + N_{i4}) * T$ に制限され、次いで切替サイクルの最

最大持続時間が $(N_{i1} + N_{i2} + N_{i3} + N_{i4}) * T$ に制限される。このようにして、最小切替周波数が得られる。既に説明したような状態となるようにこの最小切替周波数を選定する

ことにより、切替により生じるおそれのある可聴周波数の干渉が、電源に接続された回路によって聞こえなくなる。スイッチ 2 のオンタイムが非常に短い状態 $i = 1$ では、出力電

圧が第 1 基準電圧 V_1 より下に降下するまで待機時間が観察され、その後新たな切替サイクルが位相 ϕ_{i1} で開始する。この状態では周波数制限が必要でない。その理由は電流パルスが非常に小さいので可聴な干渉が生じないからである。

図 6 は、連続導電モード（状態 $i = 4, 5$ ）の切替サイクルを示す。図において、コイル 1 を流れる電流を時間に対してプロットする。状態 $i = 4, 5$ の位相 φ_{i1} 及び φ_{i2} は、関

連の番号の値に対して相違する以外は状態 $i = 1, 2$ 及び 3 の位相 φ_{i1} 及び φ_{i2} と類似する。本例では、位相 φ_{i3} 及び φ_{i4} は使用されない。その理由は、状態 $i = 4, 5$ の特徴は

、零になる電流に対する待機が生じないからである。他の相違は、電圧の比較が位相 φ_{i3} の終了時の代わりに位相 φ_{i2} の終了時に行われる点である。状態 $i = 4$ の位相 φ_{42} の終了

時では、制御手段 10 は、図 7 に示すように出力電圧の値に応じて位相 ϕ_{31} 、 ϕ_{41} 及び ϕ_{51} のうちの一つに切り替えることができる。出力電圧が第 1 基準電圧 V_1 より大きい範囲では、制御手段 10 はより低い状態に切り替える。その理由は、電源が非常に

1 では、制御手段 10 はより低い状態 $i = 3$ に切り替える。その理由は、電源が非常に大きな電力を負荷 5 に供給するからであり、その結果出力電圧は非常に高くなる。さらに、制御手段 10 は N_{max} の値から 1 減分する。このステップにより、状態 $i = 4$ のオンタイム

制御手段 1 は N_{41} の値から 1 減分する。このステップにより、状態 $i = 4$ の平均電流は 1 クロック周期によって減少され、したがってこの状態 $i = 4$ の平均電流は減少する。その結果、状態 $i = 4$ に居る際に電源から供給される電力がより良好に負荷に適合される。

ようになり、状態 $i = 3$ と $i = 4$ との間の切替の繰返しを除去することができる。基準電圧 V_1 及び V_2 によって規定された電圧窓内に出力電圧が存在する領域 II では、オンタ

イム及びオフタイムしたがって N_{41} は一定のままである。オンタイム中（位相 ϕ_{41} ）、スイッチ2が閉じたコイル1の両端間に定電圧が得られる。その結果、位相 ϕ_{41} 中にコイル1を流れる電流は、位相 ϕ_{42} でスイッチ2を開くとともにスイッチ11を閉じるまで、時間関数としてほぼ線形的に増加する。位相 ϕ_{42} では、コイル1を流れる電流は、スイッチ2を閉じるとともにスイッチ11を開くまで減少し、その後サイクルが再び開始する。負荷5に供給される電力は、スイッチ11のオンタイム中の負荷5の両端間の電圧及び負荷5を流れる電流の積となる。電流の減少は出力電圧に比例する。これは、出力電圧が増加すると、出力電圧が減少するときに比べて電流がより急速に減少することを意味する。これは、出力電圧の変動に対して好適な応答である。その理由は、出力電圧が増大することは、電流消費の少ない小負荷であることを示すからである。これにより、制御をアクティブにすることなく出力電圧の小さな負荷変動の影響に対する補償を行う出力電圧制御が行われる。この際、この制御を非作動にすることさえ可能となり、これにより電流を省略し、その結果電源の効率を向上させる。この補償は、電圧窓の大きさ及び切替周波数によって特に制限される。実際には、出力電圧の変動が許容される範囲を、例えば5Vの平均出力電圧に対して100mVの目安とする。小さな負荷変動を、（100kHz又はそれ以上の目安の）十分に高い切替周波数によって十分に補償する。範囲IIIでは、出力電圧は第2基準電圧 V_2 より下に減少する。これは、一定のオンタイム及びオフタイムでは急速に十分な電圧を負荷5に供給することができないことを意味する。この際、状態が $i = 5$ まで増分し、スイッチ2のオンタイムが相当長くなり、番号 N_{51} を、番号 N_{41} より大きくなるように選択する。その結果、平均電流が急速に増大して余分な電力を負荷5に供給し、その結果負荷の増大に対する急速な応答が得られる。さらに、制御手段10は、1クロック周期により N_{41} で表されたオンタイムを延ばすことにより状態 $i = 4$ におけるオンタイムとオフタイムとの間の比を増大させる。この結果電流の平均値が増大するので、供給すべき電力が増大し、したがって連続導電モードのセッティングを負荷5に対してより良好に適合させる。状態 $i = 4$ に戻ると、この N_{41} に適合させるには、状態 $i = 4$ と $i = 5$ との間でより少ない周波数切替しか要求されない。位相 ϕ_{52} の終了時に状態 $i = 4$ に戻ると、出力電圧が再び第2基準電圧 V_2 を超える。したがって、状態 $i = 5$ では、位相 ϕ_{52} の終了時において、出力電圧の値に応じて位相 ϕ_{41} 及び ϕ_{51} への遷移が可能になる。

- 出力電圧が第2基準電圧 V_2 より高い場合、状態を $i = 4$ に変化させる。

- 出力電圧が第2基準電圧 V_2 より低い場合、状態は同一のままである。

状態 $i = 5$ では、電源が状態 $i = 5$ のサイクルが何サイクル連続しているかを計測することにより制限を得ることができる。この数が制限値を超えている場合、これは、負荷が非常に高く、かつ、電源が所望の電力を発生できないことを表す。次いで、制御手段10は導電路を遮断することができる。状態 $i = 5$ では、電流が最大限に増大し、この状態は時間的に制限され、この時間的な制限は有効な電流制限を構成する。その結果、もはや電流を制限する目的で電流を測定する必要がない。電流を測定する従来の方法では、電流が流れる抵抗の両端間の電圧を測定している。しかしながら、この抵抗は電力を消失し、電源の効率に悪影響を及ぼす。電流測定を省くことにより、電源の効率を一層向上させることができる。

要約すれば、これは以下のことを意味する。

- 領域Iでは、切替が不連続導電モード（状態 $i = 3$ ）に対して行われ、状態 $i = 4$ のオンタイムとオフタイムとの間の比が減少する。

- 連続導電モード（状態 $i = 4$ ）の領域IIでは、何も変化しない。

- 連続導電モード（状態 $i = 5$ ）の領域IIIでは、オンタイムが増大し、出力電圧が第2基準電圧 V_2 より低い間オンタイムはそのままであり、状態4のオンタイムとオフタイムとの間の比が増大する。

不連続導電モード（ $i = 1, 2, 3$ ）では、出力電圧は常に領域I内にある。出力電圧がこの領域のままである又はこの領域のままである傾向にある瞬時は、瞬時の状態に関連して、切替が要求されるか否か及び要求される場合にはどの状態に切り替えるかを決定する。負荷をより良好に出力電力に適合させるための電源の自己学習の性質は、領域IIから領

10

20

30

40

50

域Ⅰ又は領域Ⅲに切り替わると番号 N_{41} をそれぞれ増大又は減少させることにある。

図8は、ブーストコンバータ及びバックコンバータの結合を示す。スイッチ S_1 及び S_2 を、入力端子20と21との間に直列に配置する。スイッチ S_4 及び S_3 を、出力端子30と31との間に直列に配置する。ダイオード14をスイッチ S_2 に並列に配置し、このダイオードは、入力端子21に接続されたアノードを有する。ダイオード3をスイッチ S_4 に並列に配置し、このダイオードは、出力端子30に接続されたカソードを有する。コイル1を、一方の側でスイッチ S_1 及び S_2 の接続部に接続するとともに、他方の側でスイッチ S_3 及び S_4 の接続部に接続する。キャパシタ12を出力端子30及び31に接続する。

スイッチ S_3 を開いたままでスイッチ S_4 を閉じる場合、スイッチ S_1 及び S_2 をスイッチ11及び2として動作させることができ、これにより、入力端子20及び21に印加された入力電圧を入力電圧より低い出力電圧にダウンコンバートする図3に示すようなバックコンバータを実現することができる。スイッチ S_1 を閉じると共にスイッチ S_2 を開く場合、スイッチ S_3 及び S_4 をスイッチ2及び11としてそれぞれ動作させることができ、これにより、入力端子20及び21に印加される入力電圧を入力電圧より高い出力電圧にアップコンバートする図4に示すようなブーストコンバータを実現することができる。スイッチ S_1 及び S_4 を閉じるとともにスイッチ S_2 及び S_3 を開くことにより別の形態を得ることができる。この際、入力端子20及び21に印加される入力電圧を出力端子30及び31に直接結合する「直接」コンバータを実現する。利用できる入力電圧及び要求される出力電圧に応じて、図8の回路を、ある形態から、利用される入力電圧に応じない要求される出力電圧を発生させる他の形態に切り替えることができる。

三つのあり得る形態間の切替を、入力電圧と出力電圧との比較に基づくようにすることができる。入力電圧が出力電圧より高い場合、回路はバックコンバータの形態をとる。入力電圧が出力電圧とほぼ等しい場合、回路は直接コンバータの形態をとる。入力電圧が出力電圧より低い場合、回路はブーストコンバータの形態をとる。

三つのあり得る形態間の切替を決定する他の方法はデューティサイクルの測定に基づかせることができる。デューティサイクルの値が所定の値を超える又は所定の値より下に降下する場合、ある形態から他の形態への切替が行われる。例えば、バックコンバータ形態の場合、デューティサイクルが状態 $i = 4$ で所定の値（例えば95%）を超え、これは、電源が出力電圧を所望の値に維持するのが困難であることを意味する。この場合、形態は直接コンバータに切り替えられる。出力電圧が、基準電圧 V_1 及び V_2 により決定された窓の範囲内のままである場合、この形態は維持される。しかしながら、出力電圧が低い方の基準電圧 V_2 より下になると、コンバータはブーストコンバータ形態に切り替えられる。直接コンバータモードの出力電圧が高い方の基準電圧 V_1 より上に上昇すると、コンバータはバックコンバータ形態に切り替えられる。したがって直接コンバータ形態では、ある形態から他の形態への切替を出力電圧の値のみに基づかせることができる。ブーストコンバータ形態の場合、デューティサイクルは所定の値例えば5%より下に降下し、直接コンバータ形態への切替が行われる。

デューティサイクルの測定及び入力電圧と出力電圧との比較の結合に基づいて切替を決定することができる。

したがって、入力電圧に依存しない一定出力電圧を発生させるよう利用できる入力電圧を形態に適合させるコンバータを実現する。このようにして、同一回路を広範囲の入力電圧に対して使用することができる。例えば、入力電圧が堅実に減少する事態に直面すると、バックコンバータから直接コンバータ及び最終的にはブーストコンバータに切り替えることにより出力電圧を所望のレベルに維持することができる。これは、電池によってゆっくり流出される入力電圧を発生させる用途に特に有利である。

本発明による電源を、出力端子30及び31の両端間の可変すなわち制御可能な出力電圧を発生させるよう容易に適合させることができる。これを、出力電圧制御信号に応じて第1及び第2基準電圧 V_1 及び V_2 を形成することにより配置することができる。例えば、基準電圧 V_1 及び V_2 を、変動させうる他の基準電圧に比例するようにすると、変動手段

10

20

30

40

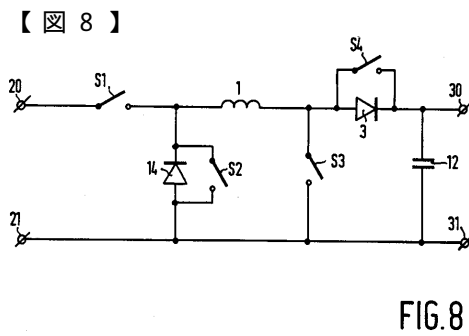
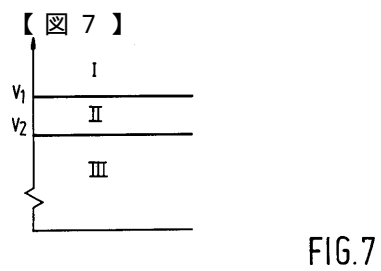
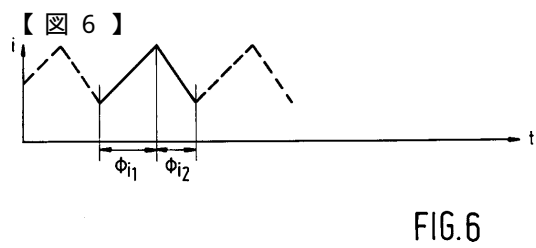
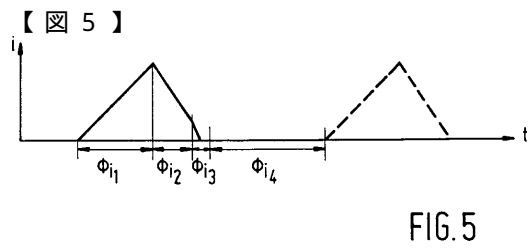
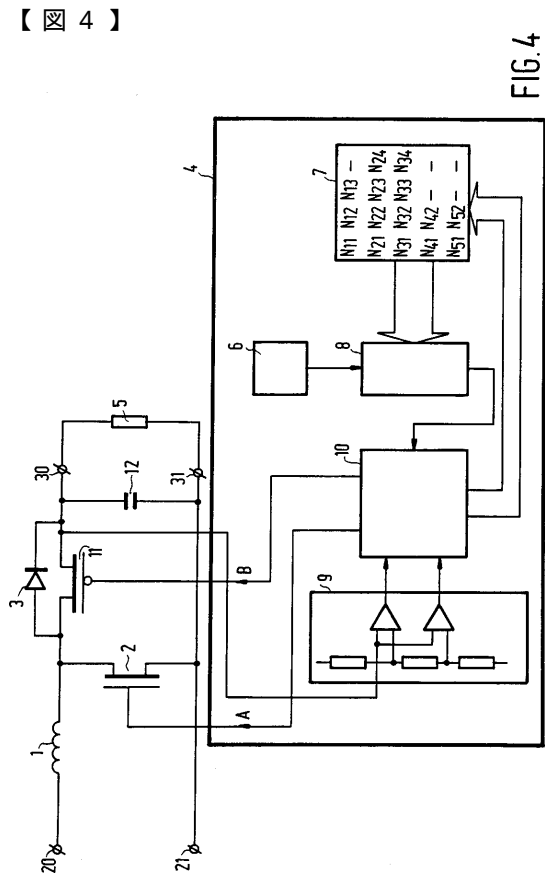
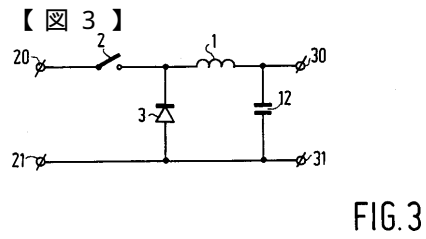
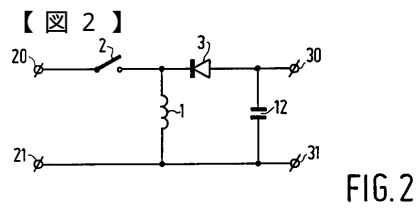
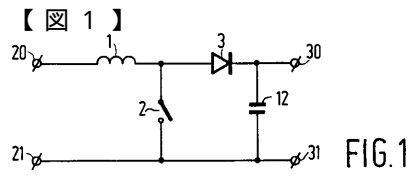
50

により、出力電圧は、状態 4 及び 5 では、基準電圧 V_1 及び V_2 によって決定される窓に存在したままであり、状態 1, 2 及び 3 では、既に説明したように基準電圧 V_1 に近くなるようになる。これら基準電圧 V_1 及び V_2 が他の基準電圧に比例するので、出力電圧は前記他の基準電圧に比例する。

当業者には、前記従属関係を実現する多数の方法がある。他の基準電圧に依存する両基準電圧 V_1 及び V_2 を形成することができ、したがって窓のサイズも他の基準電圧に比例する。この従属関係をアレンジして窓のサイズを一定のままにするとともに、他の基準電圧に依存しないようにすることもできる。

制御可能な出力電圧を有する電源を多数の用途に使用することができる。あり得る用途は、送信器の電力出力段に給電する電源の使用である。前記電力出力段の電源電圧を変化させることにより、送信器の出力電力はそれに応じて変動される。通常、電力出力段の出力電力は、トランジスタ増幅段のバイアス電流を変動させることにより制御されるが、この結果低出力電力で低効率となる。電力出力段の電源電圧の制御による電力制御は、電力を減少させても電力出力段の効率を高い状態にするという重要な利点を有する。送信器の電力出力段の電源電圧を制御する電源の使用は、送信器が電池によって給電される場合、効率が良くなるにしたがって電池の寿命が長くなるという特別の利点がある。このような送信器を、GSM規格に基づく移動局で見つけることができる。このような移動局は送信器及び受信器を具え、コードレス電話器として使用される。電話の呼び出し中、移動局は基地局とワイヤレス通信し、この基地局を例えば電話線に結合する。GSM規格では、特定の「移動局電力制御」メッセージを、基地局から移動局への信号送信のために付与する。このメッセージを用いて、基地局は、基地局によって指定された所定のレベルに出力電力を設定するよう移動局に伝えることができる。移動局と共同する送信器の電力出力段に電源電圧を供給する制御可能な出力電圧を有する電源を具える移動局では、「移動局電力制御」メッセージを、前記電源用出力電圧制御信号を得るのに使用することができる。したがって、送信器の出力電力を、「移動局電力制御」メッセージに応答して出力電圧制御信号を適切なレベルに設定することにより設定することができる。移動局の電力出力段に給電する本発明による電源を用いることにより、電力効率のより優れた移動局を実現することができ、その結果、連続的な充電の間すなわち移動局の電池の交換の間の時間を著しく長くすることができる。

ここに開示した実施の形態は本発明の一例として与えただけであり、これに限定されるものではない。本発明の範囲内の多数の方法が当業者には明らかである。例えば、図 4 に示す変動手段 4 を、図 2 及び 3 に示すコンバータと共に使用することもでき、この場合番号 N_{ij} を適切な方法で適合させることができる。図 4 に示す例の番号 N_{ij} の値を、電源が動作する周波数範囲及び負荷に対して適合させることができる。さらに、状態の数を 5 に限定する必要はない。この番号を、考察された負荷の変動及び所望の制御特性に応じて増減させることができる。原理的には、位相 ϕ_{i1} 及び ϕ_{i2} の長さを電流測定により制限することもできる。この場合位相 ϕ_{i3} を省略することができる。オンタイムとオフタイムとの間の比を、出力電圧と第 1 及び第 2 基準電圧との比較に基づく電流の値の制限に影響を及ぼすことにより変化させることができる。さらに、制御手段をアナログタイプとすることもできる。状態 $i = 1, 2, 3$ の基準電圧が第 1 基準電圧 V_1 に等しい必要はなく、例えば第 1 基準電圧 V_1 と第 2 基準電圧 V_2 との間にある値を有することもできる。番号 N_{41} で示された状態 4 におけるオンタイムの増減は制限を意図するものではない。オンタイムとオフタイムとの間の比を正確に変化させる場合、番号 N_{42} によって表されたオフタイムを増減すなわち両方の数に変化させることができる。スイッチ 2 及び 11 を MOS トランジスタ又はバイポーラトランジスタとして構成することができ、したがって電源を簡単に集積することができる。所望の場合には、ダイオードに並列な第 2 スwitch 11 を省略することもでき、これにより状態 1, 2 及び 3 の位相 ϕ_{i2} 及び ϕ_{i3} を単一位相に結合することができる。



フロントページの続き

- (56)参考文献 米国特許第05216351(US,A)
米国特許第05161097(US,A)
米国特許第04967138(US,A)
特開平01-088612(JP,A)
実開平05-060188(JP,U)

- (58)調査した分野(Int.Cl.⁷,DB名)

H02M 3/155

H04B 1/04