(19)日本国特許庁(JP)　(12)公表特許公報(A)　(11)特許出願公表番号
特表2017-517236
(P2017-517236A)
(43)公表日　平成29年6月22日(2017.6.22)

(51)Int.Cl.		F I			テーマコード（参考）
H02M 3/28	(2006.01)	H02M	3/28	L	5H730

審査請求 未請求　予備審査請求 未請求　（全 24 頁）

(21)出願番号　特願2016-569656 (P2016-569656)
(86)(22)出願日　平成27年5月29日 (2015.5.29)
(85)翻訳文提出日　平成28年12月29日 (2016.12.29)
(86)国際出願番号　PCT/EP2015/061945
(87)国際公開番号　WO2015/181351
(87)国際公開日　平成27年12月3日 (2015.12.3)

(71)出願人　516351290
パワー　インテグレーションズ　リミテッド
英国領ケイマン諸島　ケイワイ１－１２０９　グランド　ケイマン、　エルジン　アヴェニュー、　クリケット　スクエア、　センチュリー　ヤード　第４フロア
(74)代理人　100100181
弁理士　阿部　正博
(72)発明者　レフェドジャイエフ　エイドリアン
英国　エスジー１９　３エヌジー　サンディー　ベッドフォードシャー、　ガムリンゲイ、　グリーン　エイカーズ、　ホーソーン　エンド　１２

最終頁に続く

(54)【発明の名称】同期整流

(57)【要約】
本発明は、概して、同期整流器を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ）用の同期整流器制御装置、ＳＭＰＳ、及びＳＭＰＳの同期整流器を制御する方法に関する。例えば、同期整流器を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ）用の同期整流器制御装置であって二次側における信号を検出することによりスイッチのオフ切り替えを検出する検出器と、検出に応答して、同期整流器の制御端子を同期整流器の閾値電圧を上回る電圧まで充電して同期整流器により二次巻線の電流を流すことを可能にする電荷供給源と、同期整流器にかかる電圧と増幅器基準値との間の差分に応じて制御端子から電流を引き込む出力を有する線形増幅器と、を備え、同期整流器にかかる電圧が、二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧であり、それにより、線形増幅器が、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に達するまで閾値電圧を上回る電圧からの制御端子の放電を抑制するように構成されている、同期整流器制御装置。

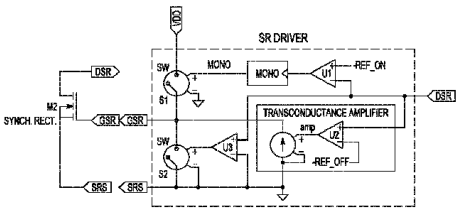


FIG. 5

【特許請求の範囲】
【請求項１】
同期整流器を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ：ｓｗｉｔｃｈｅｄ　ｍｏｄｅ　ｐｏｗｅｒ　ｓｕｐｐｌｙ）用の同期整流器制御装置であって、
前記ＳＭＰＳが、電力入力とスイッチと変圧器と出力コンデンサと電力出力とを含み、
前記変圧器が、前記電力入力と前記スイッチとに接続された前記ＳＭＰＳの一次側における一次巻線と、前記電力出力と前記出力コンデンサとに接続された前記ＳＭＰＳの二次側における二次巻線と、を有し、
前記スイッチが、ドライブ信号に応答して前記一次巻線への電力をスイッチングし、
前記ＳＭＰＳが、前記二次巻線における電圧を検出する前記一次側における検出回路をさらに備え、
前記ＳＭＰＳが、少なくとも前記検出された電圧に従って前記ドライブ信号を制御する一次側検出制御装置を有し、
前記同期整流器が、前記出力コンデンサから前記二次巻線への電流を阻止し、
当該同期整流器制御装置が、
前記二次側における信号を検出することにより前記スイッチのオフ切り替えを検出する検出器と、
前記検出に応答して、前記同期整流器の制御端子を前記同期整流器の閾値電圧を上回る電圧まで充電して、前記同期整流器により前記二次巻線の電流を流すことを可能にする電荷供給源と、
前記同期整流器にかかる電圧と前記増幅器基準値との間の差分に応じて前記制御端子から電流を引き込む出力を有する線形増幅器と、
を備え、
前記同期整流器にかかる前記電圧が、前記二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧であり、
それにより、前記線形増幅器が、前記同期整流器にかかる前記電圧が前記増幅器基準値に達するまで、前記閾値電圧を上回る前記電圧からの前記制御端子の放電を抑制するように構成されている、
同期整流器制御装置。
【請求項２】
前記線形増幅器は、前記同期整流器にかかる前記電圧が前記増幅器基準値と異なっていることにより前記線形増幅器が有効である場合、前記同期整流器の前記閾値電圧まで前記制御端子を放電して、前記同期整流器にかかる前記電圧が前記増幅器基準値に対して安定化するように構成されている、
請求項１の同期整流器制御装置。
【請求項３】
前記電荷供給源は、充電パルスの伝達をもたらすことにより前記閾値電圧を上回る前記電圧まで前記制御端子を充電する単安定回路を備える、
請求項１の同期整流器制御装置。
【請求項４】
前記線形増幅器が、相互コンダクタンス増幅器を備える、
請求項１の同期整流器制御装置。
【請求項５】
前記線形増幅器が、前記同期整流器にかかる前記電圧が前記増幅器基準値未満であるとき、高い出力インピーダンスをもつように構成されており、
前記高い出力インピーダンスが、前記制御端子の放電を抑制する、
請求項１の同期整流器制御装置。
【請求項６】
前記検出器が、前記二次側における電流または電圧をオフ切り替え基準値と比較する比

較器を備える、
請求項１の同期整流器制御装置。
【請求項７】
前記線形増幅器が、前記同期整流器を通る電流がゼロであるときに低い出力インピーダンスをもつように構成されている、
請求項１の同期整流器制御装置。
【請求項８】
前記同期整流器にかかる前記電圧を基準電圧と比較する比較器と、
前記同期整流器を通る電流がゼロであるときに前記基準電圧を前記制御端子に接続するスイッチと、
をさらに備える、請求項７の同期整流器制御装置。
【請求項９】
前記増幅器基準値の大きさが、前記同期整流器のボディダイオードの順電圧降下の大きさ以下であり、
前記増幅器基準値の大きさが、好ましくは、約０．３～約０．４Ｖの範囲内である、
請求項１の同期整流器制御装置。
【請求項１０】
前記オフ切り替え基準値の大きさが、ゼロより大きく、好ましくは、約０．０４～約０．０６Ｖの範囲内である、
請求項６の同期整流器制御装置。
【請求項１１】
請求項１の前記同期整流器制御装置を備える、
スイッチング電源（ＳＭＰＳ）。
【請求項１２】
前記ＳＭＰＳが、不連続電流モードで動作可能なフライバック変換器である、
請求項１１のＳＭＰＳ。
【請求項１３】
前記同期整流器を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ）用の同期整流器制御装置であって、
前記ＳＭＰＳが、電力入力とスイッチと変圧器と出力コンデンサと電力出力とを有し、
前記変圧器が、前記電力入力と前記スイッチとに接続された前記ＳＭＰＳの一次側における一次巻線と、前記電力出力と前記出力コンデンサとに接続された前記ＳＭＰＳの二次側における二次巻線とを有し、
前記スイッチが、ドライブ信号に応答して前記一次巻線への電力をスイッチングし、
前記ＳＭＰＳが、前記二次巻線における電圧を検出する前記一次側における検出回路をさらに備え、
前記ＳＭＰＳが、少なくとも前記検出された電圧に従って前記ドライブ信号を制御する一次側検出制御装置を有し、
前記同期整流器が、前記出力コンデンサから前記二次巻線への電流を阻止し、
当該同期整流器制御装置が、
前記同期整流器にかかる電圧と増幅器基準値との間の差分に応じて前記同期整流器の制御端子から電流を引き込む出力を有する線形増幅器、
を備え、
前記同期整流器にかかる前記電圧が、前記二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧であり、
前記線形増幅器は、前記同期整流器にかかる前記電圧が前記増幅器基準値と異なっていることにより前記線形増幅器が有効である場合、前記同期整流器にかかる前記電圧が前記増幅器基準値に近づくように前記同期整流器の前記閾値電圧まで前記制御端子を放電するように構成されている、

同期整流器制御装置。
【請求項１４】
前記二次側における信号を検出することにより前記スイッチのオフ切り替えを検出する検出器と、
前記検出に応答して、前記同期整流器の前記閾値電圧を上回る電圧まで前記制御端子を充電して、前記同期整流器により前記二次巻線の電流を流すことを可能にする、電荷供給源と、
前記差分に応じて前記制御端子から電流を引き込む前記出力を有することにより、前記同期整流器にかかる前記電圧が前記増幅器基準値に達するまで、前記閾値電圧を上回る前記電圧からの前記制御端子の放電を抑制するように構成される線形増幅器と、
をさらに備える、請求項１３の同期整流器制御装置。
【請求項１５】
請求項１３の前記同期整流器制御装置を備える、
スイッチング電源（ＳＭＰＳ）。
【請求項１６】
前記ＳＭＰＳが、不連続電流モードで動作可能なフライバック変換器である、
請求項１５のＳＭＰＳ。
【請求項１７】
スイッチング電源（ＳＭＰＳ）の同期整流器を制御する方法であって、
前記ＳＭＰＳが、電力入力とスイッチと変圧器と出力コンデンサと電力出力とを有し、
前記変圧器が、前記電力入力と前記スイッチとに接続された前記ＳＭＰＳの一次側における一次巻線と、前記電力出力と前記出力コンデンサとに接続された前記ＳＭＰＳの二次側における二次巻線とを有し、
前記スイッチが、ドライブ信号に応答して前記一次巻線への電力をスイッチングし、
前記ＳＭＰＳが、前記二次巻線における電圧を検出する前記一次側における検出回路をさらに備え、
前記ＳＭＰＳが、少なくとも前記検出された電圧に従って前記ドライブ信号を制御する一次側検出制御装置を有し、
前記同期整流器が、前記出力コンデンサから前記二次巻線への電流を阻止し、
当該方法が、
前記スイッチのオフ切り替えを検出することと、
前記検出に応答して、前記同期整流器の制御端子に電荷を供給することにより、前記同期整流器の前記閾値電圧を上回る電圧まで前記制御端子を充電して、前記同期整流器により前記二次巻線の電流を流すことを可能にすることと、
前記二次巻線における電流を減らしながら、前記電荷供給後の期間中、前記閾値電圧を上回る前記電圧に充電されたまま前記制御端子を維持することと、
前記同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に達した場合を検出することにより、前記閾値電圧までの前記制御端子の放電を開始することであって、
前記同期整流器にかかる前記電圧が前記二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧である、
当該開始することと、
前記制御端子を基準電圧に接続して前記制御端子をさらに放電することと、
を含み、
前記閾値電圧までの前記放電が、前記同期整流器にかかる前記電圧が前記増幅器基準値に近づくように前記制御端子への電流を制御することを含む、
ＳＭＰＳの同期整流器を制御する方法。
【請求項１８】
前記スイッチのオフ切り替えを前記検出することが、前記同期整流器にかかる前記電圧をオフ切り替え基準値と比較することを含む、
請求項１７の方法。

【請求項１９】
前記電荷を供給することが、単安定回路により前記制御端子に充電パルスの伝達をもたらすことを開始することを含む、
請求項１７の方法。
【請求項２０】
前記同期整流器が、電界効果装置を備え、
前記閾値電圧を上回るように前記制御端子を前記充電することが、前記電界効果装置のボディダイオードから前記電界効果装置のチャンネルまで前記二次巻線電流の伝達をもたらす、
請求項１７の方法。
【請求項２１】
前記制御端子を充電されたまま維持することが、前記制御端子を浮遊させることにより実行される、
請求項１７の方法。
【請求項２２】
前記制御端子を充電されたまま維持することが、前記線形増幅器の出力を通って流れる電流を抑制することを含む、
請求項１７の方法。
【請求項２３】
前記同期整流器にかかる前記電圧を前記増幅器基準値とオフ切り替え基準値と比較することにより、前記同期整流器にかかる前記電圧が前記増幅器基準値と前記オフ切り替え基準値との間であるときに前記抑制を実施することを含む、
請求項２２の方法。
【請求項２４】
前記同期整流器にかかる前記電圧を前記基準電圧と比較することと、
前記スイッチを制御して、前記同期整流器を通る電流がゼロであるときに、前記基準電圧を前記制御端子に印加することと、
を含む、請求項１７の方法。
【請求項２５】
前記ＳＭＰＳが、不連続電流モードで動作可能なフライバック変換器である、
請求項１７の方法。

【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、概して、同期整流器を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ：ｓｙｎｃｈｒｏｎｏｕｓ　ｒｅｃｔｉｆｉｅｒ　ｃｏｎｔｒｏｌｌｅｒ）用の同期整流器制御装置、ＳＭＰＳ（特に、不連続電流モードで動作して一次側検出を使用するフライバックスイッチング電力変換装置）、及びＳＭＰＳの同期整流器を制御する方法に関する。
【背景技術】
【０００２】
一般的に、スイッチング電源（ＳＭＰＳ）では、ＳＭＰＳの入力側から出力側まで電力を伝達するため、変圧器またはインダクタなどの磁気エネルギー貯蔵装置が使用される。電力スイッチは、エネルギー貯蔵装置の一次側への電力をスイッチングし、この期間中、電流と磁場とが直線的に増加する。スイッチが開状態のとき、出力側の負荷により電力が引き込まれるのに伴って、磁場（及び、二次側電流）が実質的に直線的に減少する。
【０００３】
ＳＭＰＳは、不連続導通モード（ＤＣＭ：ｄｉｓｃｏｎｔｉｎｕｏｕｓ　ｃｏｎｄｕｃｔｉｏｎ　ｍｏｄｅ）と連続導通モード（ＣＣＭ：ｃｏｎｔｉｎｕｏｕｓ　ｃｏｎｄｕｃ

ｔｉｏｎ　ｍｏｄｅ）とのいずれか、または、これら２つの境界における臨界導通モードで動作し得る。本明細書では、概して、ＤＣＭ動作モードについて説明しており、ＤＣＭ動作モードでは、スイッチング装置がオフに切り替えられた場合、変圧器の二次側における電流は、出力電流が実質的にゼロとなる点に達するまで、着実かつ徐々に減少する。従来のＳＭＰＳにおけるいくつかの形態では、インダクタまたは変圧器は、いわゆる待機段階中または中断中に、共振し始め得る。共振の期間は、回路のインダクタンスと寄生容量とにより決定される。

【０００４】

ここで図９を参照すると、これは、一次側検出を行う例示的なＳＭＰＳ回路を示す。電源は、電源の入力側に直流電源を提供するブリッジ整流器１４に接続された交流配電線入力を備える。この直流電源は、一次スイッチ（電力スイッチ）２０、この例では絶縁ゲートバイポーラトランジスタ（ＩＧＢＴ：ｉｎｓｕｌａｔｅｄ　ｇａｔｅ　ｂｉｐｏｌａｒ　ｔｒａｎｓｉｓｔｏｒ）によって、変圧器１８の一次巻線１６の両端でスイッチングされる。変圧器１８の二次巻線２２は、整流された交流出力電圧を提供して直流出力２４を提供し、補助巻線２６は、二次巻線２２における電圧に比例したフィードバック信号電圧を提供する。このフィードバック信号は、入力電圧、例えば、ＶＤＤにより給電される一次側検出制御装置２８に入力を提供する。制御システムは、電力スイッチング装置２０に駆動出力３０を提供し、パルス幅及び／またはパルス周波数を変調して、変圧器１８を通した電力の伝達を調節し、その結果として直流出力２４の電圧を調節する。実施形態において、電力スイッチ２０と制御装置２８とは、単一の電力集積回路に一体化され得る。見てわかるように、図９の一次側制御ＳＭＰＳは、高い電圧信号を防ぐため、補助巻線を使用して、変圧器の一次側からフィードバック情報を引き出し、この電圧は、変圧器の巻数比により低減される。一次側検出の代替技術（例えば、一次巻線の電圧を検出するものであり、好ましくは、一次巻線１６への破線による接続と共に、差し込まれた図９の例示的な回路により示されるように、制御装置のグランドを基準として分圧器を使用して低減され得るように接続されたコンデンサ）と、その結果として図１の補助巻線とが、省略され得る。

【０００５】

配電線絶縁スイッチング電力変換装置（ＳＭＰＣ：Ｓｗｉｔｃｈｅｄ　Ｍｏｄｅ　Ｐｏｗｅｒ　Ｃｏｎｖｅｒｔｅｒ）における一次側検出制御装置（ＰＳＳＣ：Ｐｒｉｍａｒｙ　Ｓｉｄｅ　Ｓｅｎｓｉｎｇ　Ｃｏｎｔｒｏｌｌｅｒ）は、一般的に、一次参照フィードバック（ＦＢ：ｆｅｅｄｂａｃｋ）巻線W_{FB}を使用して、変換器スイッチングサイクルにおける二次導通期間中、絶縁変圧器の制御された二次巻線Ｗ２からＦＢ巻線に反映される電圧V_{FB}をサンプリングする。次に、制御ループによりサンプルが使用されて、変換器出力量を基準レベルに等しく維持するため、ループ内の制御量を変化させる。ＰＳＳＣを使用した例示的な非同期フライバック変換器の全体的な回路図を図１に示す。

【０００６】

電圧V_{FB}は、次式のように、変換器出力電圧Ｖｏに関係する。

【数１】

$$V_{FB} = \frac{N_{FB}}{N2} \cdot \left(Vo + V_F \right)$$

【０００７】

式中、Ｎ２は、二次巻線の巻き数であり、N_{FB}は、ＦＢ巻線の巻き数であり、Ｖｏは、出力電圧であり、V_Fは、整流器を通した順電圧降下である。出力電圧Ｖｏをサンプリングすることと制御することとが目標とされる場合に、V_Fが、エラー源になり得るという不利益がある。

【０００８】
一般的に、V_Fは、２つの成分をもつ。第１のV_{SER}は、整流器の直列抵抗、あらゆるボンドワイヤの抵抗、などに起因し、その結果として、整流器を通る電流に応じて決まる。第２の成分は、整流器の温度と性質とに応じて決まる。V_{SER}に起因したエラーを最小化するため、変換器は、不連続電流モード（ＤＣＭ）で動作され、V_{FB}は、理想的には、整流器を通る電流がゼロに落ちる時点でサンプリングされる。ＰＳＳＣは、二次電流における直接的な情報を含まないので、V_{FB}は、変圧器における待機発振の開始時にサンプリングされ、この時点で整流器電流がゼロに達する。通常、V_{FB}波形におけるこの時点を検出するため、傾き検出器が使用される。従って、正確なサンプリングを達成するため、サンプリング時点の近傍で、V_{FB}が単調な時間関数であることが望ましい。ダイオード整流器を使用するＤＣＭフライバック変換器の典型的な波形を図２に示す。
【０００９】
ＰＳＳＣと共に同期整流が使用される場合、前述のサンプリング方法では、同期整流器が高速にオフに切り替わるときに、不利益が発生し得る。同期フライバック変換器と対応するＤＣＭ波形とを、それぞれ、図３と図４とに示す。
【００１０】
図４から、同期整流器（ＳＲ：ｓｙｎｃｈｒｏｎｏｕｓ　ｒｅｃｔｉｆｉｅｒ）の急速なオフへの切り替えが、次の２つの望ましくない事象を引き起こすことがわかる。
ａ）ＭＯＳＦＥＴ（Ｍ２）チャネルからそのボディダイオードへの二次電流i_2（ｔ）がスイッチングされ、その結果、フィードバック（ＦＢ）電圧の段階的な増加をもたらす。
ｂ）ＳＲの出力キャパシタンスとあらゆる直列インダクタンスとを巻き込んで、共振過渡状態が励起される。
【００１１】
これらは、傾き検出器の所望の動作に関して不利益をもたらし、サンプリングエラーを引き起こす可能性がある。異なる観点で見ると、前述の過渡プロセスは、変換器により生成される電磁妨害（ＥＭＩ：ｅｌｅｃｔｒｏｍａｇｎｅｔｉｃ　ｉｎｔｅｒｆｅｒｅｎｃｅ）を増加させ得る。
【００１２】
本発明の理解に使用するため、次の開示を参照する。
・ｈｔｔｐ：／／ｗｗｗ．ｎｘｐ．ｃｏｍ／ｐｒｏｄｕｃｔｓ／ｐｏｗｅｒ＿ｍａｎａｇｅｍｅｎｔ／ａｃ＿ｔｏ＿ｄｃ＿ｓｏｌｕｔｉｏｎｓ／ｓｅｃｏｎｄａｒｙ＿ｓｉｄｅ＿ｃｏｎｔｒｏｌｌｅｒｓ／ＴＥＡ１７６１Ｔ．ｈｔｍｌにおける、ＴＥＡ１７６１Ｔ　Ｇｒｅｅｎ　Ｃｈｉｐ同期整流器制御装置のＮＸＰデータシート。
【００１３】
スイッチング電力変換装置の技術分野では、効率を高める必要が絶えず発生しており、例えば、ＰＳＳＣが実装されている場合、出力調節の良好な正確さ、及び／若しくは安定性を実現すること、並びに／または電磁妨害（ＥＭＩ）の放射を低減することを実現すると同時に、効率を高める同期整流を提供する必要がある。
【発明の概要】
【００１４】
本発明の第１の実施形態によると、同期整流器を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ）用の同期整流器制御装置が提供され、ＳＭＰＳが、電力入力と、スイッチと、変圧器と、出力コンデンサと電力出力とを有し、変圧器が、電力入力とスイッチとに接続されたＳＭＰＳの一次側における一次巻線と、電力出力と出力コンデンサとに接続されたＳＭＰＳの二次側における二次巻線とを有し、スイッチが、ドライブ信号に応答して、一次巻線への電力をスイッチングし、ＳＭＰＳが、二次巻線における電圧を検出する一次側における検出回路をさらに備え、ＳＭＰＳが、少なくとも検出された電圧に従ってドライブ信号を制御する一次側検出制御装置を有し、同期整流器が、出力コンデンサから二次巻線への電流を阻止し、同期整流器制御装置が、二次側における信号を検出することによりスイッチのオフ切り替えを検出する検出器と、検出に応答して、同期整流器の閾値電圧を上回る電圧

まで同期整流器の制御端子を充電して、同期整流器により二次巻線の電流を流すことを可能にする電荷供給源と、同期整流器にかかる電圧と増幅器基準値との間の差分に応じて制御端子から電流を引き込む出力を有する線形増幅器と、を備え、同期整流器にかかる電圧が、二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧であり、それにより、線形増幅器は、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に達するまで、閾値電圧を上回る電圧からの制御端子の放電を抑制するように構成されている。

【００１５】

実施形態は、二次側における電流のハードなオフ切り替えを避け得、二次電流が著しく減少するまで、同期整流器のオフ切り替えが発生しない。従って、このような一実施形態において、発振が低減され得、実質的に（例えば、厳密に）発振しない時点でサンプリングされた検出された信号に一次側検出制御が基づくようにすることにより、電磁妨害を低減し、及び／または、ＳＭＰＳ調節を改善する。これは、好ましくは、単安定パルス出力を使用して、一時的に同期整流器をオンに駆動し、それにより、二次電流がゼロに達する少し前にソフトなオフ切り替えを実施する前に同期整流器制御端子を浮遊させることにより達成され得、例えば、その有効範囲で動作する線形（例えば、相互コンダクタンス）増幅器によるオフ切り替えが、同期整流器にかかる電圧を維持する。これは、別様には、同期整流器の急速なオフ切り替えと、同期整流器のチャネルから同期整流器のボディダイオードへの二次電流の関連するスイッチングとをもたらすような、制御端子の瞬間的な引き下げを避け得る。制御端子の放電を抑制することにより、制御端子は、好ましくは、電荷供給源（例えば、単安定動作されるスイッチを備える）による充電後の期間中、電圧（例えば、制御端子がゲートである電界効果ＳＲのＶｇｔｈ）を上回る電圧に充電されたまま維持される。抑制は、線形増幅器（例えば、演算相互コンダクタンス増幅器（ＯＴＡ：ｏｐｅｒａｔｉｏｎａｌ　ｔｒａｎｓｃｏｎｄｕｃｔａｎｃｅ　ａｍｐｌｉｆｉｅｒ））が飽和することにより、すなわち、高い出力インピーダンスの状態で、その有効（一般的に、線形）領域を上回って動作することにより達成され得る。

【００１６】

検出回路のため、検出巻線などの誘導要素が、一次側検出に使用され得る（代替的に、図９に示すような、前述のコンデンサ接続回路が使用され得る）。このような検出巻線は、例えば、一次巻線と二次巻線とを有する絶縁変圧器の補助巻線を備え得る。検出回路における電流信号または電圧信号を検出することにより、スイッチドライブ信号が引き出されて、ＳＭＰＳの出力電圧を調節し得る。

【００１７】

二次側における信号検出は、二次側における電圧をオフ切り替え基準値と比較することを含み得る。信号は、電流または電圧、例えば、同期整流器にかかる電圧、または、二次巻線における電流を示す何らかの他の電圧であり得る。オフ切り替え検出は、例えば、十分に拡張された電界効果（例えば、ＭＯＳ）同期整流器のドレイン・ソース電圧が閾値を上回ったか、または閾値をまたいだ場合を知る比較器を使用して、二次巻線または同期整流器を通って流れる電流を検出することに基づき得る。同期整流器にかかる電圧、すなわち、二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧は、同様に、このようなドレイン・ソース電圧であり得る。

【００１８】

線形増幅器が、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値と異なっていることにより線形増幅器が有効である場合、同期整流器の閾値電圧まで制御端子を放電することにより、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に対して安定化されるように構成されている、同期整流器制御装置がさらに提供され得る。好ましくは、放電は、同期整流器にかかる電圧が実質的に（例えば、厳密に）増幅器基準値に等しく維持されるように、実行される。安定化は、増幅器基準値との比較のため、線形増幅器の入力への、ＳＲにかかる電圧のフィードバックにより達成され得る。

【００１９】

従って、一実施形態は、同期整流器にかかる電圧を電界効果（例えば、ＭＯＳ）同期整

流器の例えば、ドレイン・ソース電圧に維持する線形増幅器へのフィードバックにより達成される制御されたゲート放電を可能にし得る。電圧のこのような維持は、このような同期整流器のチャネルの変調を伴い得る。一実施形態において、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値を越えた場合、または、増幅器基準値を上回っている場合に、制御された放電が発生し得る。従って、線形増幅器は、好ましくは、理想的な相互コンダクタンス増幅器の形態をとる線形増幅器の場合、出力電流が電圧入力間の差分に比例するような、その有効動作領域にある（すなわち、飽和状態にない）。

【００２０】

電荷供給源は、充電パルスの伝達をもたらすことにより閾値電圧を上回る電圧まで制御端子を充電する単安定回路を備える同期整流器制御装置がさらに提供され得る。例えば、単安定は、スイッチを制御する電圧パルスを出力して、対応する電荷が制御端子に伝達されるようにし得る。この場合、制御端子は、閾値電圧を十分に上回る、例えば、少なくとも１～２Ｖ上回るように駆動されなければならない。電界効果同期整流器は、好ましくは、整流器をピンチオフ状態に留めて（一般的に、ボディダイオードは、すべての電流を伝達し得る）、十分に拡張されるように、過励振される。チャネルが十分に拡張されると、チャネルは、実質的に固定の抵抗値をもち得、従って、オーミックに動作し得る。同期整流器は、同期整流器の電流及び／または電流の検出を可能にする検出抵抗として使用され得る。このような検出は、チャネル電圧が、その有効範囲において動作する線形増幅器へのフィードバックにより制御されるとき、同期整流器のソフトなオフ切り替え段階の開始のタイミングを判定するのに使用され得る。

【００２１】

線形増幅器は、相互コンダクタンス、電圧または電流増幅器であり得る。このような増幅器は、一般的に、その有効範囲において、例えば、指数関数的ではない。有効範囲において、出力は、入力に線形に相関する（すなわち、入力の実質的に定数倍である）。

【００２２】

線形増幅器が、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値未満であるとき、高い出力インピーダンス（例えば、１０メガオームを上回る、または、１００メガオームを上回る）をもつように構成されており、高い出力インピーダンスが、実質的に制御端子の放電を抑制する、同期整流器制御装置がさらに提供され得る。高い出力インピーダンスは、好ましくは、線形増幅器の飽和状態のものであり、増幅器からの出力電流が実質的に抑制されることにより、制御端子を浮遊させる。これは、電荷供給源による充電後の期間中、閾値電圧を上回る電圧に制御端子を充電されたまま維持し得る。

【００２３】

検出器が、二次側における電流または電圧をオフ切り替え基準値と比較する比較器を備える、同期整流器制御装置がさらに提供され得る。検出器は、好ましくは、単安定制御されるスイッチの形態の電荷供給源を制御して、同期整流器を駆動する電流をオンに切り替え得ることにより、整流器における導通が、ＳＲのボディダイオードからＳＲのチャネルに伝達される。同期整流器電流は、それにより、滑らかに、好ましくは、直線的に低減し得、チャネル電圧が、その有効範囲において動作する線形増幅器へのフィードバックにより制御されるとき、同期整流器のソフトなオフ切り替え段階の開始のタイミングを判定するのに使用され得る。

【００２４】

同期整流器を通る電流が実質的にゼロであるとき、線形（例えば、相互コンダクタンス）増幅器は、低い出力インピーダンス（例えば、１００ミリオーム未満、または１０ミリオーム未満）をもつように構成されている、同期整流器制御装置がさらに提供され得る。これは、ＳＲの制御端子を（ＳＲのソースに対して）０ボルト（０Ｖは、グランド電圧であり得る）まで十分に放電し得る。この段階においてＳＲを通る電流は、実質的にゼロである。一実施形態において、このような低い出力インピーダンスは、増幅器の入力にフィードバックされるＳＲにかかる電圧が、それが比較される基準値を上回っているときに、例えば、一次スイッチがオフに切り替わる前に、並びに／または、一次スイッチがオフで

あり、かつ、ＳＲ制御端子が整流器閾値電圧に既に達しているときに、発生し得る。

【００２５】

同期整流器にかかる電圧を基準電圧（例えば、０Ｖまたはグランド、好ましくは、電界効果（例えば、ＭＯＳ）ＳＲのＳＲソース電圧）と比較する比較器と、同期整流器を通る電流が実質的にゼロであるときに基準電圧を制御端子に接続するスイッチとを備える、同期整流器制御装置がさらに提供され得る。これは、同期整流器にかかる電圧が基準電圧を上回っている（または、他の実施形態において、未満である）場合を検出したことに応答して、スイッチを接続することにより達成され得る。このような比較器とスイッチ構成とは、ＳＲの制御端子とソースとを短絡し得、従って、ＳＲ制御端子の十分な放電を補助する。これは、例えば、線形（例えば、相互コンダクタンス）増幅器の出力インピーダンスが同期整流器制御端子のハードなプルダウンを提供できない場合に利点であり得る。別様には、二次電流がゼロに達した後の二次巻線電圧における何らかの混信または待機共振がＳＲをオンに切り替えるように戻し得かねないが、一実施形態は、ノイズ耐性を改善し得る。

【００２６】

増幅器基準値の大きさが、同期整流器のボディダイオードの順電圧降下の大きさ以下であり、増幅器基準値の大きさが、好ましくは、約（例えば、厳密に）０．３～約０．４Ｖの範囲内である、同期整流器制御装置がさらに提供され得る。

【００２７】

オフ切り替え基準値の大きさが、ゼロより大きく、好ましくは、約０．０４～約０．０６Ｖの範囲内である、同期整流器制御装置がさらに提供され得る。同期整流器における小さいが制御可能な電流を検出できるように、この値は、ゼロの近くに設定され得る。（０ボルトは、一般的に、ＳＲのソース、例えば、ＭＯＳＦＥＴなどの電界効果ＳＲのソース端子の電圧である）。

【００２８】

同期整流器制御装置を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ）が提供され得る。

【００２９】

ＳＭＰＳがさらに提供され得、ＳＭＰＳは、不連続電流モードで動作可能なフライバック変換器である。

【００３０】

本発明の第２の実施形態によると、同期整流器を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ）用の同期整流器制御装置が提供され、ＳＭＰＳが、電力入力とスイッチと変圧器と出力コンデンサと電力出力とを有し、変圧器が、電力入力とスイッチとに接続されたＳＭＰＳの一次側における一次巻線と、電力出力と出力コンデンサとに接続されたＳＭＰＳの二次側における二次巻線とを有し、スイッチが、ドライブ信号に応答して一次巻線への電力をスイッチングし、ＳＭＰＳが、二次巻線における電圧を検出する一次側における検出回路をさらに備え、ＳＭＰＳが、少なくとも検出された電圧に従ってドライブ信号を制御する一次側検出制御装置を有し、同期整流器が、出力コンデンサから二次巻線への電流を阻止し、同期整流器制御装置が、同期整流器にかかる電圧と増幅器基準値との間の差分に応じて同期整流器の制御端子から電流を引き込む出力を有する線形増幅器を備え、同期整流器にかかる電圧が、二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧であり、線形増幅器は、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値と異なっていることにより線形増幅器が有効である場合、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に近づくように同期整流器の閾値電圧まで制御端子を放電するように構成されている。

【００３１】

好ましくは、放電は、同期整流器にかかる電圧を実質的に（例えば、厳密に）増幅器基準値に等しく維持することにより制御される。これは、放電中、効果的に、電界効果同期整流器のチャネルの変調と、その結果として、制御されたオフ切り替えとをもたらし得る。

【００３２】

二次側における信号を検出することによりスイッチのオフ切り替えを検出する検出器と、検出に応答して、同期整流器の閾値電圧を上回る電圧まで制御端子を充電して同期整流器により二次巻線の電流を流すことを可能にする電荷供給源と、差分に応じて制御端子から電流を引き込む出力を有することにより同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に達するまで閾値電圧を上回る電圧からの制御端子の放電を抑制するように構成された線形増幅器と、を備える、同期整流器制御装置がさらに提供され得る。

【００３３】

同期整流器制御装置を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ）がさらに提供され得る。

【００３４】

ＳＭＰＳが不連続電流モードで動作可能なフライバック変換器であるＳＭＰＳがさらに提供され得る。

【００３５】

本発明の第３の実施形態によると、スイッチング電源（ＳＭＰＳ）の同期整流器を制御する方法が提供され、ＳＭＰＳが、電力入力とスイッチと変圧器と出力コンデンサと電力出力とを有し、変圧器が、電力入力とスイッチとに接続されたＳＭＰＳの一次側における一次巻線と、電力出力と出力コンデンサとに接続されたＳＭＰＳの二次側における二次巻線とを有し、スイッチが、ドライブ信号に応答して一次巻線への電力をスイッチングし、ＳＭＰＳが、二次巻線における電圧を検出する一次側における検出回路をさらに備え、ＳＭＰＳが、少なくとも検出された電圧に従ってドライブ信号を制御する一次側検出制御装置を有し、同期整流器が、出力コンデンサから二次巻線への電流を阻止し、当該方法が、スイッチのオフ切り替えを検出することと、検出に応答して、同期整流器の制御端子に電荷を供給することにより同期整流器の閾値電圧を上回る電圧まで制御端子を充電して、同期整流器により二次巻線の電流を流すことを可能にすることと、二次巻線における電流を減少させながら、電荷供給後の期間中、閾値電圧を上回る電圧に制御端子を充電されたまま維持することと、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に達した場合を検出することにより、閾値電圧までの制御端子の放電を開始することであって、同期整流器にかかる電圧が二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧である、当該開始することと、制御端子を基準電圧に接続して制御端子をさらに放電することと、を含み、閾値電圧までの放電が、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に近づくように制御端子への電流を制御することを含む。

【００３６】

好ましくは、同期整流器制御の制御された放電により、同期整流器にかかる電圧が、実質的に（例えば、厳密に）増幅器基準値に等しく維持される。これは、放電中、効果的に、電界効果同期整流器のチャネルの変調、その結果として、段階的なオフ切り替えをもたらし得る。

【００３７】

好ましくは、充電の供給後の期間中、二次巻線と同期整流器とを通って流れる電流は、徐々に、例えば、直線的に減少する。従って、同期整流器は、二次電流が低減するまで、オフに切り替えられない。さらに、整流器のオフ切り替えは、線形（例えば、相互コンダクタンス）増幅器へのフィードバックを使用して徐々に進行するように制御され得、フィードバックが、整流器の導電チャネルの変調をもたらすことにより、整流器にかかる電圧を基準値の近くに維持する。その結果、ハードなオフ切り替えが避けられ得る。

【００３８】

スイッチのオフ切り替えを検出することが、同期整流器にかかる電圧をオフ切り替え基準値と比較することを含む方法がさらに提供され得る。これは、例えば、電界効果ＳＲのドレイン・ソース電圧が閾値を上回った場合を検出する比較器を使用して、二次巻線及び／または同期整流器を通って流れる電流を検出することにより達成され得る。

【００３９】

電荷を供給することが、単安定回路が制御端子に充電パルスの伝達をもたらすことを開始させることを含む方法がさらに提供され得る。

【００４０】
同期整流器が、電界効果装置を備え、閾値電圧を上回るように制御端子を充電することが、電界効果装置のボディダイオードから電界効果装置のチャンネルへの二次巻線電流の伝達をもたらす方法がさらに提供され得る。
【００４１】
制御端子を充電されたまま維持することが、制御端子を浮遊させることにより実行される方法がさらに提供され得る。
【００４２】
制御端子を充電されたまま維持することが、相互コンダクタンス増幅器などの線形増幅器の出力を通って流れる電流を抑制することを含む方法がさらに提供され得る。
【００４３】
同期整流器にかかる電圧を増幅器基準値とオフ切り替え基準値と比較することにより、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値とオフ切り替え基準値との間であるときに抑制を実施することを含む方法がさらに提供され得る。
【００４４】
同期整流器にかかる電圧を基準電圧と比較することと、同期整流器を通る電流が実質的にゼロであるとき、スイッチを制御して基準電圧を制御端子に印加することとを含む方法がさらに提供され得る。
【００４５】
ＳＭＰＳが不連続電流モードで動作可能なフライバック変換器である方法がさらに提供され得る。
【００４６】
（本明細書で「上回る」と「未満」と、という記載は、いずれも、例えば本明細書の実施形態に適用されるもの、例えば、ｐチャネル電界効果同期整流器を使用した一実施形態の場合と比較して逆極性の電源で動作する実施形態の場合、「未満」と「上回る」とに変化されない場合があり得る。さらに、例えば、「抑制」または「等しい」という記載は、それぞれ、実質的に（例えば、完全に）抑制、または、実質的に（例えば、厳密に）等しいことを意味し得る。）
【００４７】
好ましい実施形態は、付記した従属請求項において定義される。
【００４８】
任意の１つ以上の上記の実施形態、及び／または、好ましい実施形態における上記の任意選択的な特徴の任意の１つ以上が、任意の組み合わせで一体化され得る。
【００４９】
ここで、本発明をよりよく理解するため、及び、本発明がどのように実現され得るかを示すため、例示として、次の添付図面を参照する。
【図面の簡単な説明】
【００５０】
【図１】図１は、非同期フライバック変換器を示す。
【図２】図２は、不連続電流モードフライバック変換器の波形を示す。
【図３】図３は、同期フライバック変換器を示す。
【図４】図４は、同期フライバック変換器の波形を示す。
【図５】図５は、同期整流器駆動装置の実施形態を示す。
【図６】図６は、同期整流器駆動装置の実施形態の波形を示す。
【図７】図７は、図６の時間ｔ２～ｔ３をさらに詳細に示す。
【図８】図８は、方法の実施形態のフローチャートを示す。
【図９】図９は、一次側検出を行う例示的なＳＭＰＳ回路を示す。
【発明を実施するための形態】
【００５１】
概して、本実施形態は、電界効果（例えば、ＭＯＳＦＥＴ）ＳＲなどの同期整流器（Ｓ

Ｒ）のソフトなオフ切り替えの方法と、その方法を実装した回路とを提供する。本方法は、一次側検出（ＰＳＳ：Ｐｒｉｍａｒｙ　Ｓｉｄｅ　Ｓｅｎｓｉｎｇ）制御装置におけるサンプリングエラーを除去することと、ＳＭＰＳから放射されるＥＭＩを低減することとを行い得、こうした事象は、従来のハード駆動同期整流器により発生し得る。有利なことに、不連続同期フライバック変換器では一実施形態が利用される。

【００５２】

本実施形態は、スイッチング電力変換装置（ＳＭＰＣ）で使用されるＰＳＳに適合する手法でＳＲ、好ましくは、ＭＯＳＦＥＴ　ＳＲを駆動する方法と、その方法の回路による実装とを提供する。（本実施形態は、直流－直流変換器と交流－直流電源とに適用可能であるので、本明細書では、ＳＭＰＣとＳＭＰＳ（スイッチング電源）とを交換可能に使用する）。

【００５３】

同期整流器（ＳＲ）制御装置、すなわちＳＲ駆動装置は、ＤＣＭで動作する単一スイッチフライバック変換器での使用のために特別に設計されたＭＯＳＦＥＴ駆動装置であり得る。変換器の構成を図３に示しており、図３は、電力入力＋Ｖｉｎと、出力ＤＲからのドライブ信号により駆動されるスイッチＭ１と、変圧器ＴＸと、出力コンデンサＣｏと、電力出力＋Ｖｏと、一次側検出制御装置Ｕ１とを示す。変圧器ＴＸは、一次巻線Ｗ１と二次巻線Ｗ２とのそれぞれと、検出回路、例えばフィードバック巻線W_{FB}とを備え、検出巻線は、本実施形態における検出回路を形成する。ＳＲ制御装置の例示的なブロック図を後述の図５に示す。ブロック図は、図３の回路における二次側制御回路Ｕ２の少なくとも一部を示す。駆動装置の動作を図６の波形で示す。

【００５４】

すべての電圧は、ＳＲのソース（ＳＲＳ）を基準とする。駆動装置は、２つの電圧比較器Ｕ１と電圧比較器Ｕ３と、ＳＲのチャネルにかかる電圧を２つの固定レベル－ＲＥＦ＿ＯＮと－ＲＥＦ＿ＯＦＦと比較する相互コンダクタンス増幅器とを備え（示した例において－ＲＥＦ＿ＯＮと－ＲＥＦ＿ＯＦＦとは、負値であり、すなわち、ＲＥＦ＿ＯＮは、－ＲＥＦ＿ＯＮの大きさである）、ＲＥＦ＿ＯＦＦ＜ＲＥＦ＿ＯＮである。－ＲＥＦ＿ＯＦＦは、増幅器基準値と呼ばれ得、これに対し、－ＲＥＦ＿ＯＮは、オフ切り替え基準値と呼ばれ得る。ＲＥＦ＿ＯＮは、ＳＲボディダイオードの順電圧降下（典型的には、０．３Ｖ～０．４Ｖ）よりわずかに小さい。ＲＥＦ＿ＯＦＦは、４０ｍＶ～６０ｍＶである。この点で、本実施形態では、相互コンダクタンス増幅器について説明するが、あらゆる線形増幅器、例えば、線形電圧増幅器または線形電流増幅器が使用され得ることに留意されたい。

【００５５】

比較器Ｕ３とスイッチＳ２とは、V_{DSR}＞０（V_{DSR}は、ＳＲにかかる電圧である）の場合に、ＳＲチャネルがピンチオフ状態（V_{GSR}＝０）において駆動されることと、ＳＲ　ＦＥＴ　Ｍ２（好ましくは、ｎチャネルＭＯＳＦＥＴ）が正電圧をサポートすることとを確実にする。整流期間は、一次スイッチＭ１（図３）がオフに切り替えられるｔ０において始まる。この時点において、V_{GSR}＝０であり、ＳＲ（Ｍ２）のボディダイオードが導通し始め、二次電流i_2（ｔ）の全体を伝達する。ＳＲにかかる電圧がＲＥＦ＿ＯＮを上回り（－ＶＲＥＦ＿ＯＮ未満に立ち下がり）、比較器Ｕ１の形態の検出器が状態を変化させる。これは、単安定ＭＯＮＯ（ｔ＝ｔ１）を始動させ、これが、所定の持続期間の制御パルスをスイッチＳ１（電力線ＶＤＤに接続されており、その結果として、図５の単安定ＭＯＮＯにより制御可能な電荷供給源を効果的に形成する）に出力する。（電荷供給源が効果的に電流源を表すと考え得るが、ソースがオンに制御される間の充電電流の振幅は、制御対象外であり得る）。ＳＲの入力キャパシタンスが、閾値電圧、この場合、ＦＥＴゲート閾値電圧V_{TH}を上回って急速に充電される。これは、ボディダイオードからＳＲのチャネルへの二次電流の急速な伝達を引き起こす。Ｍ２チャネルが十分に拡張されて、ＳＲにかかる電圧が、次のように二次電流に比例し始める。

【数２】

$$v_{DSR}(t) = R_{DSon} \cdot i_2(t)$$

【００５６】
Ｍ２がオンにゲート制御された（ｔ＝ｔ１）直後、二次電流は、次のように十分大きい。
【数３】

$$-REF_ON < V_{DSR}(t1) = R_{DSon} \cdot i_2(t1) < -REF_OFF$$

【００５７】
その結果、相互コンダクタンス増幅器が飽和し、電流を出力しない。Ｍ２ゲートの形態の制御端子は、V_{TH}を上回るように充電されたまま維持される。二次電流は、時間ｔ２において相互コンダクタンス増幅器が有効となるまで、直線的に減少する。時間ｔ＝ｔ２において、次式となる。
【数４】

$$V_{DSR}(t2) = -R_{DSon} \cdot i2(t2) = -REF_OFF$$

【００５８】
この時点において相互コンダクタンス増幅器は、V_{DSR}を－ＲＥＦ＿ＯＦＦと等しく保つため、ＳＲのゲートを放電し始める。（Ｕ２は、電圧制御される電流源を駆動して、－ＲＥＦ＿ＯＦＦを基準とする相互コンダクタンス増幅器を形成する）。増幅器における負のフィードバックは、ＳＲ（Ｍ１）のチャネルにかかる電圧をこの基準と等しく保ち得る。（一実施形態において、相互コンダクタンス増幅器（その有効または線形領域、すなわち、非飽和で動作する）は、ＳＲのゲートへの相互コンダクタンス増幅器の出力を介したV_{DSR}の制御と、－ＲＥＦ＿ＯＦＦと比較される相互コンダクタンス増幅器の入力へのV_{DSR}のフィードバックとを伴う閉じた負のフィードバックループにあるとみなされ得る）。効果的に、Ｍ２チャネルは、そこにかかる小さな負の電圧を保つように変調されている。この段階的な変調は、減少する二次電流i_2（ｔ）により駆動され、これは、時間ｔ３においてゼロに達する。この時点において相互コンダクタンス増幅器の出力が飽和し、効果的に、Ｍ２のゲートをそのソースに短絡させる。（理想的には、相互コンダクタンス増幅器は、一方向において飽和したとき出力インピーダンスがゼロでなければならず（大電流）、逆方向に飽和したとき無限大の出力インピーダンスをもたなければならない（ゼロ電流）。実際には、大電流で飽和したとき、その出力インピーダンスは、ゼロより大きい（実際の値は、個々の設計に応じて決まる）。比較器Ｕ３（V_{DSR}を基準電圧、本明細書ではソース電圧V_{SRS}と比較する）とスイッチＳ２とが、任意選択的に追加されて、実際の相互コンダクタンス増幅器の不完全さ、すなわち、非ゼロの出力インピーダンスを埋め合わせる。典型的にはＳ２は、飽和した相互コンダクタンス増幅器の静的な出力抵抗より何桁か小さなオン抵抗をもつ。Ｓ２とＵ３とは、例えば、ロバスト性のために追加される保護機能である。相互コンダクタンス増幅器は、アナログ制御段である）。
【００５９】
一実施形態において、同期整流の開始時に、Ｓ１を通してＳＲゲートに固定量の電荷が

伝達され得、この量は、Ｓ１のオン抵抗とＳＲの入力キャパシタンスとＶＤＤの値と単安定パルスの持続期間とによって定まる。そのパルスの後、駆動装置の出力インピーダンスは、ｔ２まで高く（好ましくは、無限大に）保たれ得、この時、次式となる。

【数５】

$$V_{DSR}(t2) = -R_{DSon} \cdot i2(t2) = -REF_OFF$$

【００６０】

ＭＯＮＯからのパルスの終了時点から、ｔ２まで、駆動装置は、事実上、無効であり得る。これは、ＳＲゲートをどの固定電圧レベルにも接続しない。相互コンダクタンス増幅器が有効となったとき、グランドに対する駆動装置出力インピーダンスは、ｔ２において有限になり得る。

【００６１】

一実施形態において、整流期間中におけるドレイン電流の定常的な減少は、電力変換装置の構成のみにより支配され得る。整流期間の終わりにおける調節状態の間、ＳＲのゲート静電容量は、相互コンダクタンス増幅器により制御される速度で放電され得る。ＳＲのゲート・ソース電圧V_{GS}は、ゲート閾値V_{TH}に達するまで徐々に減少し得る。相互コンダクタンス増幅器は、その後、ドレイン電流がゼロに達するまで、負の基準－ＲＥＦ＿ＯＦＦの周囲でV_{DS}を安定化するように機能し得る。その後相互コンダクタンス増幅器は、ゲート閾値V_{TH}未満にV_{GS}を駆動し得る。最終的に、相互コンダクタンス増幅器は、制御範囲から外れ得、V_{GS}がゼロに達する。対象のＳＲゲートは、V_{DS}がゼロに達する前に、グランドに引かれない場合があり得る。比較器Ｕ３は、V_{DSR}が正になった場合にのみ、ＳＲゲートを引き下げ得る。これは、ＳＲが出力フィルタコンデンサを放電することを防止し得る。

【００６２】

一実施形態において、V_{FB}は、整流器電流がゼロに達した時点で、サンプリングされ得る。この時点は、V_{FB}波形を受信（好ましくは、直接）する傾き検出器を使用して検出され得る。

【００６３】

上記事項を考慮して、実施形態は、フライバック変換器の二次導通期間の終わりにおいて、ＳＲの段階的なオフ切り替えを促進し得る。直線的に減少する二次電流i_2（ｔ）がゼロに達する少し前に、一定のドレイン・ソース電圧を維持するため、ＳＲ ＭＯＳＦＥＴのチャネルを変調することにより、段階的なオフ切り替えが達成され得る。これは、従来の（ハードな）オフ切り替えにおいて起こり得るような、ＳＲのチャネルからＳＲのボディダイオードへの整流された変圧器二次電流i_2（ｔ）のスイッチングを避け得る。

【００６４】

従って、実施形態は、ＳＭＰＣにおいて使用されるＰＳＳＣに適合するような手法で、同期整流器（ＳＲ）半導体スイッチ、好ましくは、ＭＯＳＦＥＴを駆動する方法と、不連続、同期、単一スイッチフライバック変換器に適用可能な方法の回路実装とを提供し得る。より詳細には、このような方法と回路とは、二次導通期間（整流）の終わりにおけるＳＲの段階的な（ソフトな）オフ切り替えを促進し得、従って、従来のＳＲのハードなオフ切り替えの場合に発生し得るような、ＭＯＳＦＥＴチャネルからＭＯＳＦＥＴボディダイオードへの整流された電流のスイッチングを避け得る。これは、検出巻線電圧における急速な増加、及び／または、結果として得られる共振過渡状態を除去し得、その結果、実施形態において、それらの事象により発生するＰＳＳにおけるサンプリングエラーを除去または低減する。さらに、ＳＲのソフトなオフ切り替えは、伝達及び放射されるＥＭＩをより小さくすることを促進し得る。

【００６５】

おそらく、当業者は、多くの他の効果的な代替例を思いつくと考えられる。本発明が説明した実施形態に限定されないことと、本明細書に添付した請求項の趣旨及び範囲内に入る当業者にとって明らかな変更を包含することと、が理解される。

【００６６】

例示的な実施形態

１．同期整流器を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ）用の同期整流器制御装置であって、ＳＭＰＳが、電力入力とスイッチと変圧器と出力コンデンサと電力出力とを備え、変圧器が、電力入力とスイッチとに接続されたＳＭＰＳの一次側における一次巻線と、電力出力と出力コンデンサとに接続されたＳＭＰＳの二次側における二次巻線とを含み、スイッチが、ドライブ信号に応答して一次巻線への電力をスイッチングし、ＳＭＰＳが、二次巻線における電圧を検出する一次側における検出回路をさらに備え、ＳＭＰＳが、少なくとも検出された電圧に従ってドライブ信号を制御する一次側検出制御装置を備え、同期整流器が、出力コンデンサから二次巻線への電流を阻止し、

同期整流器制御装置が、

二次側における信号を検出することによりスイッチのオフ切り替えを検出する検出器と、

検出に応答して、同期整流器の閾値電圧を上回る電圧まで同期整流器の制御端子を充電して同期整流器により二次巻線の電流を流すことを可能にする電荷供給源と、

同期整流器にかかる電圧と増幅器基準値との間の差分に応じて制御端子から電流を引き込む出力を有する線形増幅器と、

を含み、

同期整流器にかかる電圧が、二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧であり、

それにより、線形増幅器は、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に達するまで、閾値電圧を上回る電圧からの制御端子の放電を抑制するように構成されている、

同期整流器制御装置。

【００６７】

２．線形増幅器は、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値と異なっていることにより線形増幅器が有効である場合、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に対して安定化するように、同期整流器の閾値電圧まで制御端子を放電するように構成されている、第１の例に記載された同期整流器制御装置。

【００６８】

３．電荷供給源が、充電パルスの伝達をもたらすことにより閾値電圧を上回る電圧まで制御端子を充電する単安定回路を備える、先行するいずれか１つの例に記載された同期整流器制御装置。

【００６９】

４．線形増幅器が、相互コンダクタンス増幅器を備える、先行するいずれか１つの例に記載された同期整流器制御装置。

【００７０】

５．線形増幅器は、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値未満であるとき、高い出力インピーダンスをもつように構成されており、高い出力インピーダンスが制御端子の放電を抑制する、先行するいずれか１つの例に記載された同期整流器制御装置。

【００７１】

６．検出器が、二次側における電流または電圧をオフ切り替え基準値と比較する比較器を備える、先行するいずれか１つの例に記載された同期整流器制御装置。

【００７２】

７．線形増幅器は、同期整流器を通る電流がゼロであるときに低い出力インピーダンスをもつように構成されている、先行するいずれか１つの例に記載された同期整流器制御装置。

【００７３】

８．同期整流器にかかる電圧を基準電圧と比較する比較器と、
同期整流器を通る電流がゼロであるときに基準電圧を制御端子に接続するスイッチと、
を備える、第７の例に記載された同期整流器制御装置。
【００７４】
９．増幅器基準値の大きさが、同期整流器のボディダイオードの順電圧降下の大きさ以下であり、
増幅器基準値の大きさが、好ましくは、約０．３～約０．４Ｖの範囲内である、
先行するいずれか１つの例に記載された同期整流器制御装置。
【００７５】
１０．オフ切り替え基準値の大きさが、ゼロより大きく、好ましくは、約０．０４～約０．０６Ｖの範囲内である、第６の例に記載された同期整流器制御装置。
【００７６】
１１．先行するいずれか１つの例に記載された同期整流器制御装置を備える、スイッチング電源（ＳＭＰＳ）。
【００７７】
１２．ＳＭＰＳが、不連続電流モードで動作可能なフライバック変換器である、第１１の例に記載のＳＭＰＳ。
【００７８】
１３．同期整流器を備えるスイッチング電源（ＳＭＰＳ）用の同期整流器制御装置であって、
ＳＭＰＳが、電力入力とスイッチと変圧器と出力コンデンサと電力出力とを有し、変圧器が、電力入力とスイッチとに接続されたＳＭＰＳの一次側における一次巻線と、電力出力と出力コンデンサとに接続されたＳＭＰＳの二次側における二次巻線とを有し、スイッチが、ドライブ信号に応答して一次巻線への電力をスイッチングし、ＳＭＰＳが、二次巻線における電圧を検出する一次側における検出回路をさらに備え、ＳＭＰＳが、少なくとも検出された電圧に従ってドライブ信号を制御する一次側検出制御装置を有し、同期整流器が、出力コンデンサから二次巻線への電流を阻止し、
同期整流器制御装置が、
同期整流器にかかる電圧と増幅器基準値との間の差分に応じて同期整流器の制御端子から電流を引き込む出力を有する線形増幅器であって、
同期整流器にかかる電圧が、二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧である、
当該線形増幅器、
を備え、
線形増幅器が、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値と異なっていることにより線形増幅器が有効である場合、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に近づくように同期整流器の閾値電圧まで制御端子を放電するように構成されている、
同期整流器制御装置。
【００７９】
１４．二次側における信号を検出することによりスイッチのオフ切り替えを検出する検出器と、
検出に応答して、同期整流器の閾値電圧を上回る電圧まで制御端子を充電して、同期整流器により二次巻線の電流を流すことを可能にする電荷供給源と、
差分に応じて制御端子から電流を引き込む出力を有することにより同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に達するまで、閾値電圧を上回る電圧からの制御端子の放電を抑制するように構成された線形増幅器と、
を備える、第１３の例に記載された同期整流器制御装置。
【００８０】
１５．第１３の例または第１４の例に記載の同期整流器制御装置を備える、スイッチング電源（ＳＭＰＳ）。

【００８１】
１６．ＳＭＰＳが、不連続電流モードで動作可能なフライバック変換器である、第１５の例に記載のＳＭＰＳ。
【００８２】
１７．スイッチング電源（ＳＭＰＳ）の同期整流器を制御する方法であって、
ＳＭＰＳが、電力入力とスイッチと変圧器と出力コンデンサと電力出力とを有し、変圧器が、電力入力とスイッチとに接続されたＳＭＰＳの一次側における一次巻線と、電力出力と出力コンデンサとに接続されたＳＭＰＳの二次側における二次巻線とを有し、スイッチが、ドライブ信号に応答して一次巻線への電力をスイッチングし、ＳＭＰＳが、二次巻線における電圧を検出する一次側における検出回路をさらに備え、ＳＭＰＳが、少なくとも検出された電圧に従ってドライブ信号を制御する一次側検出制御装置を有し、同期整流器が、出力コンデンサから二次巻線への電流を阻止し、
当該方法が、
スイッチのオフ切り替えを検出することと、
検出に応答して、同期整流器の制御端子に電荷を供給することにより、同期整流器の閾値電圧を上回る電圧まで制御端子を充電して、同期整流器により二次巻線の電流を流すことを可能にすることと、
電荷供給後の期間中、閾値電圧を上回る電圧に制御端子が充電されたまま維持しながら、二次巻線における電流を減らすことと、
同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に達した場合を検出することにより、閾値電圧までの制御端子の放電を開始することであって、
同期整流器にかかる電圧が、二次巻線の電流のための制御可能な伝導路にかかる電圧である、
当該開始することと、
制御端子を基準電圧に接続して制御端子をさらに放電することと、
を含み、
閾値電圧までの放電が、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値に近づくように制御端子への電流を制御することを含む。
【００８３】
１８．スイッチのオフ切り替えを検出することが、同期整流器にかかる電圧をオフ切り替え基準値と比較することを含む、第１７の例に記載の方法。
【００８４】
１９．電荷を供給することは、単安定回路が制御端子に充電パルスの伝達をもたらすことを開始することを含む、第１７の例から第１８の例までのいずれか１つに記載の方法。
【００８５】
２０．同期整流器が、電界効果装置を備え、
閾値電圧を上回るまで制御端子を充電することが、電界効果装置のボディダイオードから電界効果装置のチャンネルまで二次巻線電流の伝達をもたらす、
第１７の例から第１９の例までのいずれか１つに記載の方法。
【００８６】
２１．制御端子を充電されたまま維持することが、制御端子を浮遊させることにより実行される、第１７の例から第２０の例までのいずれか１つに記載の方法。
【００８７】
２２．制御端子を充電されたまま維持することが、線形増幅器の出力を通って流れる電流を抑制することを含む、第１７の例から第２１の例までのいずれか１つに記載の方法。
【００８８】
２３．同期整流器にかかる電圧を増幅器基準値とオフ切り替え基準値と比較することにより、同期整流器にかかる電圧が増幅器基準値とオフ切り替え基準値との間である場合に、抑制を実施することを含む、第２２の例に記載の方法。
【００８９】

２４．同期整流器にかかる電圧を基準電圧と比較することと、同期整流器を通る電流がゼロであるときにスイッチを制御して基準電圧を制御端子に印加することとを含む、第１７の例から第２３の例までのいずれか１つに記載の方法。

【００９０】

２５．ＳＭＰＳが、不連続電流モードで動作可能なフライバック変換器である、第１７の例から第２４の例までのいずれか１つに記載の方法。

【図１】

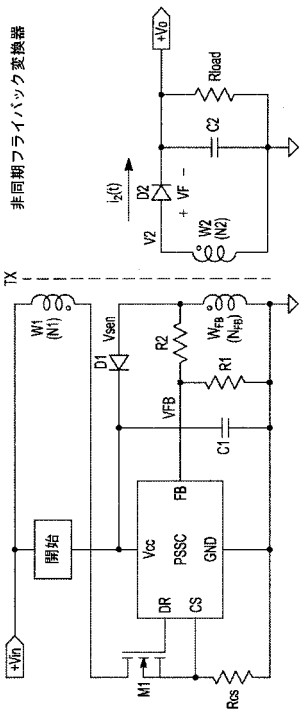


FIG. 1

【図２】

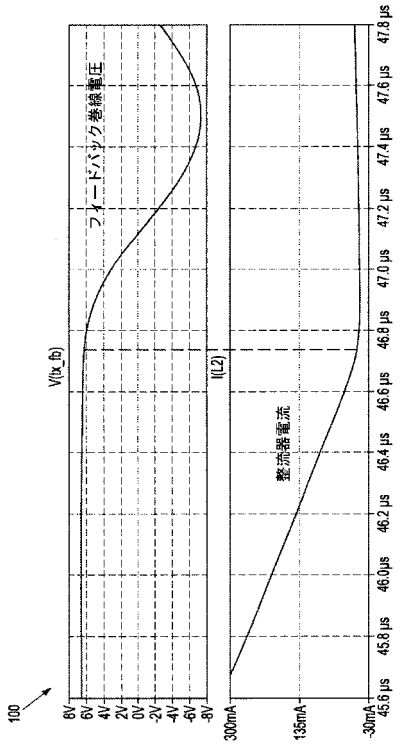


FIG. 2

【図３】

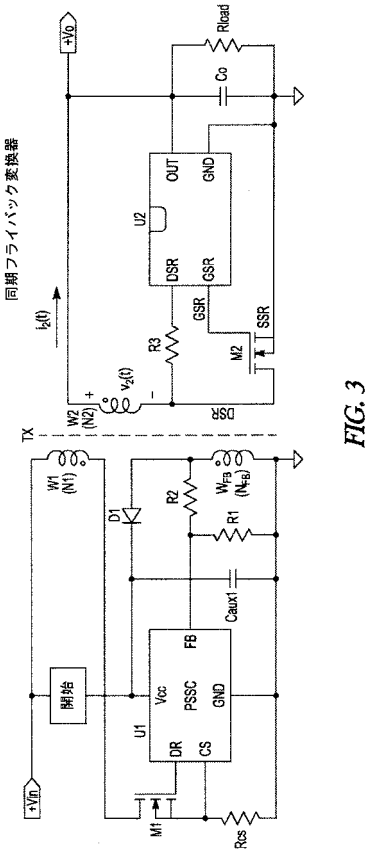
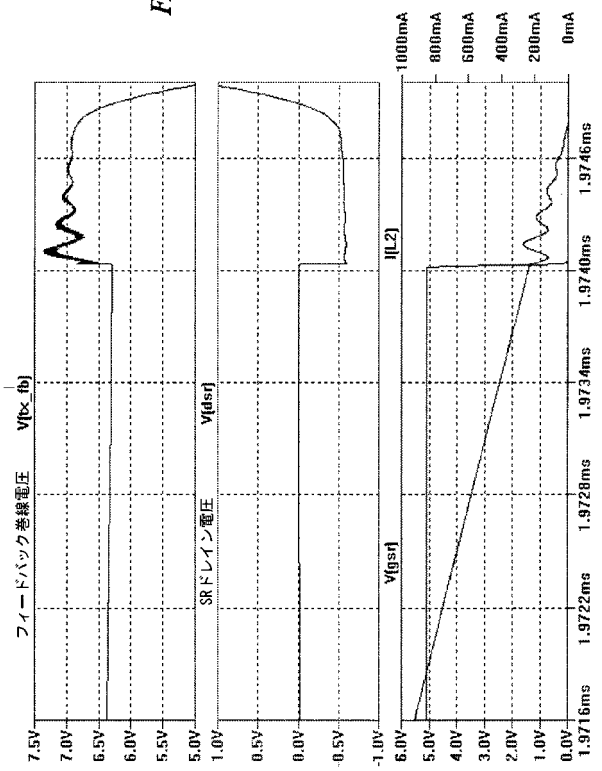


FIG. 3

【図４】

FIG. 4



【図５】

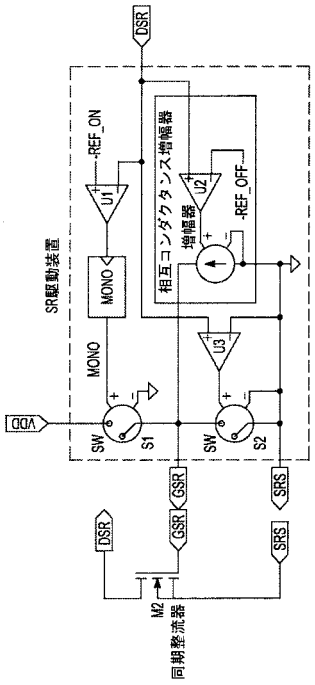
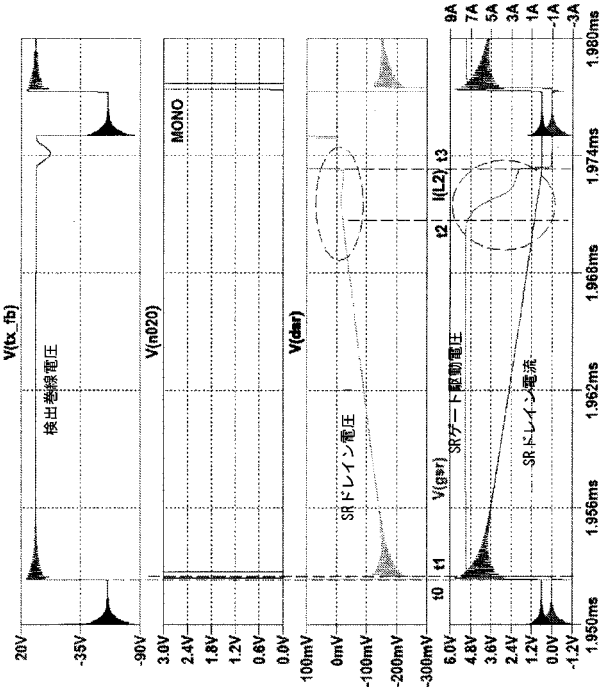


FIG. 5

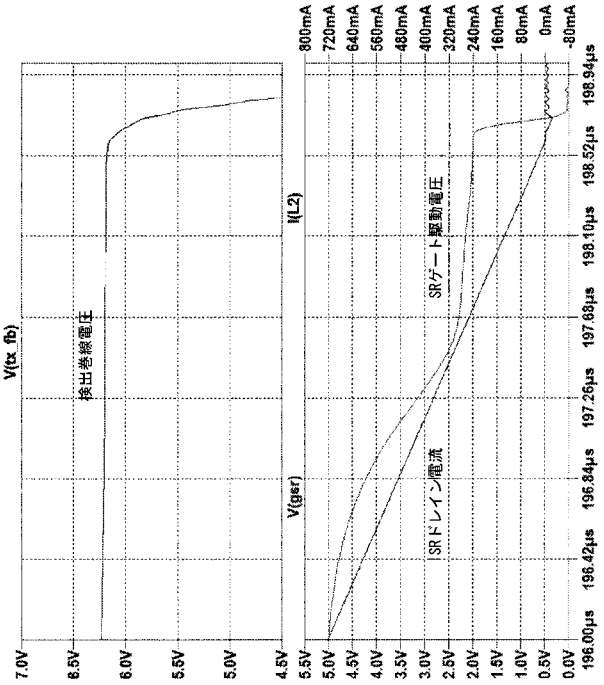
【図６】

FIG. 6



【図７】

FIG. 7



【図８】

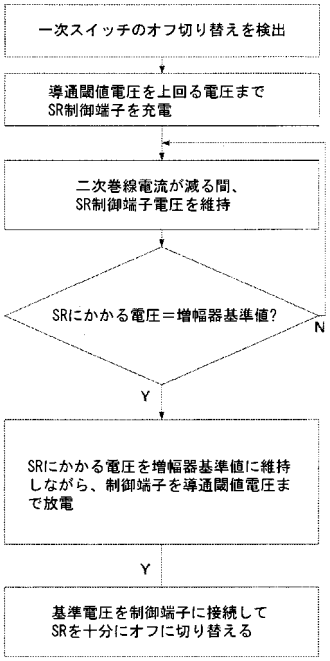


FIG. 8

【図９】

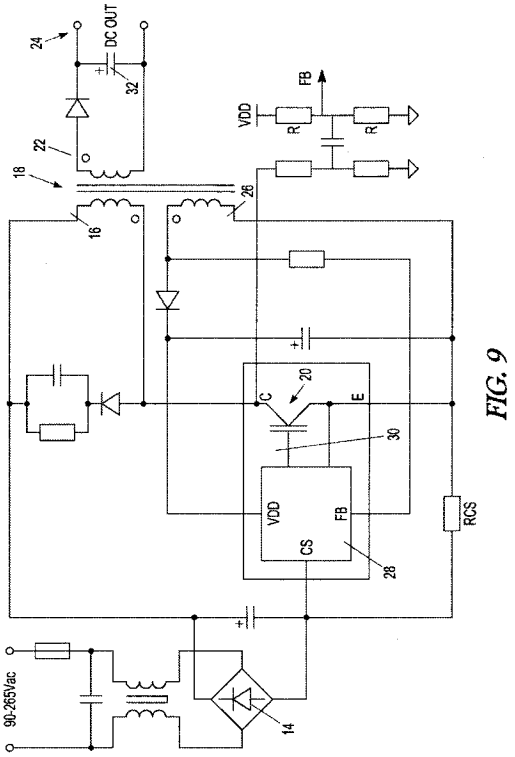


FIG. 9

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2015/061945

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. H02M3/335
ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	"TEA1761TGreenChip synchronous rectifier controller", NXP B.V. 2007 , 25 April 2007 (2007-04-25), XP002745080, Retrieved from the Internet: URL:http://www.nxp.com/documents/data_sheet/TEA1761T.pdf [retrieved on 2015-09-10] paragraph [0007]; figures 1,3,5 ----- -/--	1-25

[X] Further documents are listed in the continuation of Box C. [ ] See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
25 September 2015	10/12/2015

Name and mailing address of the ISA/	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016	Segaert, Pascal

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (April 2005)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2015/061945

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	ERIC JANSSEN ED - DAVIS HARBOUR W ET AL: "GreenChip SR: Synchronous Rectifier controller IC", INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2007. ISIE 2007. IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON, IEEE, PI, 1 June 2007 (2007-06-01), pages 2319-2325, XP031156504, ISBN: 978-1-4244-0754-5 figure 4	1-25
A	"AN10580 GreenChip TEA1761 synchronous rectification and feedback controller", NXP B.V. 2008 , 19 March 2008 (2008-03-19), XP002745079, Retrieved from the Internet: URL:http://www.nxp.com/documents/application_note/AN10580.pdf [retrieved on 2015-09-10] paragraph [0007]; figure 1	1-25

2

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (April 2005)

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW,GH,GM,KE,LR,LS,MW,MZ,NA,RW,SD,SL,ST,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,RU,TJ,TM),EP(AL,AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HR,HU,IE,IS,IT,LT,LU,LV,MC,MK,MT,NL,NO,PL,PT,RO,RS,SE,SI,SK,SM,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,KM,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AO,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BH,BN,BR,BW,BY,BZ,CA,CH,CL,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DO,DZ,EC,EE,EG,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,GT,HN,HR,HU,ID,IL,IN,IR,IS,JP,KE,KG,KN,KP,KR,KZ,LA,LC,LK,LR,LS,LU,LY,MA,MD,ME,MG,MK,MN,MW,MX,MY,MZ,NA,NG,NI,NO,NZ,OM,PA,PE,PG,PH,PL,PT,QA,RO,RS,RU,RW,SA,SC,SD,SE,SG,SK,SL,SM,ST,SV,SY,TH,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,US

(72)発明者 ウェルナー トワン
英国 シービー４ １エヌエル ケンブリッジシャー、 ケンブリッジ、 ハイ ストリート １８９

Ｆターム(参考) 5H730 AA14 AS01 BB43 DD04 EE07 EE19 EE58 EE59 FD08 FD51 FF01 FG01 VV01