

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6682652号  
(P6682652)

(45) 発行日 令和2年4月15日(2020.4.15)

(24) 登録日 令和2年3月27日(2020.3.27)

(51) Int.Cl. F I  
**HO2M 3/28 (2006.01)** HO2M 3/28 Q

請求項の数 14 (全 24 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2018-553366 (P2018-553366)                  (86) (22) 出願日 平成29年4月11日 (2017.4.11)                  (65) 公表番号 特表2019-511897 (P2019-511897A)                  (43) 公表日 平成31年4月25日 (2019.4.25)                  (86) 国際出願番号 PCT/EP2017/058660                  (87) 国際公開番号 W02017/178478                  (87) 国際公開日 平成29年10月19日 (2017.10.19)                  審査請求日 平成30年10月11日 (2018.10.11)                  (31) 優先権主張番号 16165365.4                  (32) 優先日 平成28年4月14日 (2016.4.14)                  (33) 優先権主張国・地域又は機関                  欧州特許庁 (EP)</p> <p>早期審査対象出願</p>	<p>(73) 特許権者 516043960                  シグニファイ ホールディング ビー ヴ                  イ                  SIGNIFY HOLDING B. V                  .                  オランダ国 5656 アーエー アイン                  トホーフェン ハイ テク キャンパス                  48                  High Tech Campus 48                  , 5656 AE Eindhoven,                  The Netherlands</p> <p>(74) 代理人 100163821                  弁理士 柴田 沙希子</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ハーフブリッジ共振コンバータ、前記ハーフブリッジ共振コンバータを用いた回路、及び対応する制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

バス電圧を供給するように構成された、高電圧ライン及び低電圧ラインを含む1対のDC電圧ラインと、

前記高電圧ラインと前記低電圧ラインとの間に直列の、ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを含むハーフブリッジインバータであって、前記ハーフブリッジインバータの出力が前記ハイサイドスイッチと前記ローサイドスイッチとの間のスイッチノードから定義される、ハーフブリッジインバータと、

前記ハーフブリッジインバータの前記出力に結合された共振回路と、

前記ハイサイドスイッチのスイッチングを制御するためのゲート駆動信号を生成するための第1の制御回路であって、平均スイッチノード電圧が前記バス電圧の一部より低い場合に前記ハイサイドスイッチのオン時間を増大させることにより、かつ前記平均スイッチノード電圧が前記バス電圧の前記一部より高い場合に前記ハイサイドスイッチの前記オン時間を減少させることにより、前記ハイサイドスイッチのデューティサイクルを制御するように構成された、第1の制御回路と、

電氣的フィードバックパラメータに基づいて、前記ローサイドスイッチのスイッチングを制御するためのゲート駆動信号を生成するための、第2の制御回路と、を備えるハーフブリッジ共振コンバータ。

【請求項2】

前記第1の制御回路が、前記ローサイドスイッチがオフにされて不動時間が経過した後

で前記ハイサイドスイッチをオンにするように構成された、請求項 1 に記載のハーフブリッジ共振コンバータ。

【請求項 3】

前記第 2 の制御回路が、前記ハイサイドスイッチがオフにされて不動時間が経過した後で前記ローサイドスイッチをオンにするように構成された、請求項 1 又は 2 に記載のハーフブリッジ共振コンバータ。

【請求項 4】

前記第 2 の制御回路が、前記ローサイドスイッチを制御することにより前記ハーフブリッジ共振コンバータの出力電力及びノ又は力率を制御するように構成された、請求項 1 乃至 3 のいずれか一項に記載のハーフブリッジ共振コンバータ。

10

【請求項 5】

前記第 1 の制御回路が、

入力として前記高電圧ラインを有する、前記ハイサイドスイッチを第 1 の状態に切り替えるための第 1 の制御信号を生成するための第 1 の勾配終了検出回路と、

前記ハイサイドスイッチを前記第 1 の状態に切り替えるように前記第 1 の制御信号によってトリガされる第 1 のラッチ要素と、

前記ハイサイドスイッチを第 2 の状態に切り替えるための第 2 の制御信号を生成するための第 1 の信号発生器と、を含む、請求項 1 乃至 4 のいずれか一項に記載のハーフブリッジ共振コンバータ。

【請求項 6】

20

前記第 1 の信号発生器が、前記第 1 の状態の持続時間を制御するための基準入力を有する、請求項 5 に記載のハーフブリッジ共振コンバータ。

【請求項 7】

前記第 2 の制御回路が、

入力として前記スイッチノードを有する、前記ローサイドスイッチを第 1 の状態に切り替えるための第 3 の制御信号を生成するための第 2 の勾配終了検出回路と、

前記ローサイドスイッチを前記第 1 の状態に切り替えるように前記第 3 の制御信号によってトリガされる第 2 のラッチ要素と、

前記ローサイドスイッチを第 2 の状態に切り替えるための第 4 の制御信号を生成するための第 2 の信号発生器と、を含む、請求項 1 乃至 6 のいずれか一項に記載のハーフブリッジ共振コンバータ。

30

【請求項 8】

前記第 2 の信号発生器が、前記電氣的フィードバックパラメータに基づいて前記第 1 の状態の持続時間を制御するためのフィードバック制御入力を有する、請求項 7 に記載のハーフブリッジ共振コンバータ。

【請求項 9】

前記電氣的フィードバックパラメータが、前記ハーフブリッジ共振コンバータによって負荷に供給される出力電流に依存する電圧を含む、請求項 1 乃至 8 のいずれか一項に記載のハーフブリッジ共振コンバータ。

【請求項 10】

40

前記共振回路が、LLC回路を含む、請求項 1 乃至 9 のいずれか一項に記載のハーフブリッジ共振コンバータ。

【請求項 11】

前記第 1 及び第 2 の制御回路がそれぞれ、集積回路、例えば、同じタイプの集積回路を含む、請求項 1 乃至 10 のいずれか一項に記載のハーフブリッジ共振コンバータ。

【請求項 12】

請求項 1 乃至 11 のいずれか一項に記載のハーフブリッジ共振コンバータと、

出力負荷と、を備える、装置。

【請求項 13】

前記出力負荷が、1つ以上のLEDのLED装置である、請求項 12 に記載の装置。

50

## 【請求項14】

バス電圧を供給するDC高電圧ラインとDC低電圧ラインとの間のハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを含み、ゲート駆動信号を使用し、前記ハイサイドスイッチと前記ローサイドスイッチとの間のスイッチノードから出力を供給するハーフブリッジインバータを動作させるステップと、

前記ハーフブリッジインバータの前記出力を共振回路に供給するステップと、

平均スイッチノード電圧が前記バス電圧の一部より低い場合に前記ハイサイドスイッチのオン時間を増大させることにより、かつ前記平均スイッチノード電圧が前記バス電圧の前記一部より高い場合に前記ハイサイドスイッチの前記オン時間を減少させることにより、前記ハイサイドスイッチのデューティサイクルを制御するように、前記ハイサイドスイッチのスイッチングを制御するためのゲート駆動信号を、第1の制御回路を用いて生成するステップと、

電氣的フィードバックパラメータに基づいて、前記ローサイドスイッチのスイッチングを制御するためのゲート駆動信号を、第2の制御回路を用いて生成するステップと、を含む変換方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、ハーフブリッジ共振コンバータの使用に関する。例として、そのような共振コンバータは、AC/DC変換を提供するために、DC/DC変換を提供するために、力率補正を有するAC/DC変換を提供するために、又はDC/AC変換、すなわち、逆変換を提供するために、電力コンバータの一部を形成するために使用されてもよい。

## 【背景技術】

## 【0002】

いわゆる共振コンバータは共振回路を有し、この共振回路は直列又は並列又は直並列共振回路とすることができる。コンバータを構成するとき、1つの目標は、損失を低く保つことである。例えば、2つのインダクタンス及び1つのキャパシタンスを有するLLC直並列共振回路を備える共振コンバータは、周知である。そのようなコンバータは、相対的に低いスイッチング損失を有するエネルギー効率のよい動作が可能であるという利点を有する。

## 【0003】

LEDドライバ内での使用のための共振LLCコンバータは、よく知られている。コンバータは、定電流源又は定電圧源として構成又は動作されることができる。定電流源は、LED装置を直接駆動するために使用されることができ、したがって、一段ドライバを可能にする。定電圧源は、例えば、定電圧源によって供給される出力電圧から所定の電流でのLEDへの対応する電力供給を確実にするために更なるドライバ電子機器を有するLEDモジュール用に使用されることができる。

## 【0004】

LLCコンバータは、変換動作を制御するための(ゲート駆動装置とともに、一般にインバータと呼ばれる)スイッチング装置を備え、スイッチングは、必要とされる出力を生成するためにフィードバック制御又はフィードフォワード制御を用いて制御される。

## 【0005】

主電源(又は他のAC)電力を供給される電力コンバータ内に実装される別の機能は、力率補正(power factor correction)(PFC)である。AC電力システムの力率は、回路内の負荷に流れる有効電力と皮相電力の比として定義される。1未満の力率は、電圧及び電流の波形が同相でないことを意味し、2つの波形の瞬間的積を低減する。有効電力は、回路の、特定の時間内の仕事実施容量である。皮相電力は、回路の電流と電圧との積である。負荷に蓄積され供給源に戻されるエネルギーに起因して、又は供給源から引き込まれる電流の波形を歪ませる非線形負荷に起因して、皮相電力は、有効電力より大きいことになる。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 0 6 】

電源が低い力率で動作している場合、負荷は、より高い力率の場合と比べて、伝送される同じ量の有用な電力のために、より多くの電流を引き込むことになる。

## 【 0 0 0 7 】

力率は、力率補正を用いて増大されることができる。線形負荷に対して、これは、コンデンサ又はインダクタの受動回路網の使用を伴ってもよい。非線形負荷は、典型的には、歪みを抑制して力率を上昇させるために、アクティブ力率補正を必要とする。力率補正は、反対符号の無効電力を供給すること、負荷の誘導又は容量効果を相殺するように機能するコンデンサ又はインダクタを追加することにより、AC電源回路の力率を1に近づける。

10

## 【 0 0 0 8 】

アクティブPFCは、電力電子機器を利用して、負荷によって引き込まれる電流の波形を変更して、力率を改善する。アクティブPFC回路は、例えば、バック、ブースト、又はバックブーストスイッチドモードコンバートポロジに基づいてもよい。アクティブ力率補正は、一段又は多段とすることができる。

## 【 0 0 0 9 】

スイッチドモード電源の場合では、PFCブーストコンバータは、例えば、ブリッジ整流器と主電源蓄積コンデンサとの間に挿入される。ブーストコンバータは、線間電圧と常に同相かつ同じ周波数の電流を引き込みながら、その出力において一定DCバス電圧を維持するように試みる。電源内部の別のスイッチドモードコンバータは、DCバスから所望の出力電圧又は電流を生成する。

20

## 【 0 0 1 0 】

それらの非常に広い入力電圧範囲により、アクティブPFCを有する多くの電源は、例えば、約110V~277VのAC電力において動作するように自動的に調整することができる。

## 【 0 0 1 1 】

力率補正は、例えば、(主)電源とスイッチドモード電力コンバータとの間に配置される、専用の(プリレギュレータと呼ばれる)力率補正回路内に実装されてもよく、その場合、前記スイッチドモード電力コンバータが、負荷を駆動する。これは、二段システムを形成し、これは、(例えば25Wより大きな)高出力LEDの用途用の典型的な構成である。代わりに、力率補正は、スイッチドモード電力コンバータに一体化されてもよく、その場合、これは、一段システムを形成する。

30

## 【 0 0 1 2 】

この場合では、単一の共振タンク及びスイッチング装置が存在し、その場合、これは、負荷に供給される所望の出力(LEDドライバの場合では電流)を維持するために、力率補正並びに入力と出力との間の変換比の制御の両方を実施する。

## 【 0 0 1 3 】

LLC DC/DCコンバータは、DC供給電圧(例えば、電気通信又はデータセンタの用途では48V)で動作される、又はフロントエンド段(力率補正プリレギュレータ)が、力率補正を提供し、また、LLC用のDC入力電圧を形成する安定化されたバス電圧を生成する二段LEDドライバ若しくは主電源の第2段として使用される。

40

## 【 0 0 1 4 】

共振AC/DCコンバータの一実施例が図1に示される。

## 【 0 0 1 5 】

回路は、第1の電力スイッチ28及び第2の電力スイッチ30を有するハーフブリッジに接続する、(図1及び他のすべての図でBとラベル付けされる)DC入力端子2を備える。第1のスイッチ及び第2のスイッチは、同一とすることができ、ハーフブリッジは、例えば、対称の50%のデューティサイクルで動作されてもよい。これらのスイッチは、電界効果トランジスタの形態とすることができる。

## 【 0 0 1 6 】

50

共振タンク回路 25 は、2つのスイッチ 28 と 30 との間の、図 1 及び他のすべての図で X とラベル付けされるスイッチノードに接続される。

【0017】

それぞれのスイッチは、そのゲート電圧によって制御された、その動作タイミングを有する。この目的のために、(低電圧供給を含む)制御ブロック 31 が存在する。ブロック 31 は、ゲート電圧を制御するための制御信号 CTRL 及び供給電圧 SUP を受信する。フィードバック(図示されない)は、スイッチ 28、30 の制御のタイミングを決定するために使用される。共振タンク回路 25 の出力は、整流器 32 に、次に、平滑コンデンサ  $C_{DC}$  と並列に負荷に、接続する。

【0018】

コンバータの動作中、コントローラ 31 は、特定の周波数で、かつ相補的にスイッチを制御する。

【0019】

図 2 は、図 1 の回路のもう 1 つの詳細な実施例を示す。

【0020】

この実施例では、共振タンク 25 は、LLC 共振回路の形態であり、PFC 段を形成するために使用されてもよい。したがって、回路は、制御された出力電圧を有することにより、PFC プリレギュレータとして使用されてもよい。制御された出力電流を有することにより、一段 LED ドライバとして使用されることもできる。

【0021】

回路は、出力に高周波数フィルタコンデンサ 14 を有する整流器ブリッジ 12 が後に続く、主電源入力 10 を備える。これは、図 1 の入力端子 2 (ノード B) 用の供給を生成する。

【0022】

この実施例は、絶縁された出力を有するコンバータを示す。この目的のために、コンバータは、一次側回路 16 及び二次側 18 を備える。一次側回路 16 と二次側 18 との間に電氣的絶縁が存在する。絶縁用に、一次コイル 20 及び二次コイル 22 を備える変圧器が設けられる。変圧器は、直列 LLC 共振回路のインダクタンスのうちの一つとしても機能する磁化インダクタンス 20 を有する。LLC 共振回路 25 は、第 2 のインダクタンス 24 及び(この実施例では 2 つのコンデンサ 26 及び 27 として形成された)キャパシタンスを有する。

【0023】

LLC 回路では、インダクタンス及びコンデンサは、任意の直列順序であってよい。インダクタは、個別構成要素を備えてもよく、又は、変圧器の漏れインダクタンスとして実装されてもよい。

【0024】

一次側回路 16 は、ハーフブリッジ 28、30 及び共振タンク回路 25 を含む。

【0025】

制御ブロック 31 は、2つの電圧源を含むとして、概略的に示される。

【0026】

二次側 18 は、二次コイル 22 の下流に接続され、かつ、例えば、ダイオード 32a 及び 32b の第 1 のダイオード構成並びにダイオード 34a 及び 34b の第 2 のダイオード構成によって形成されることができ、整流器 32 を有する。

【0027】

図 2 は、フルブリッジ整流器、及びその端部で整流器回路に結合する単一の二次コイルを示す。低周波数(例えば、100 Hz)蓄積コンデンサ  $C_{DC}$  は、整流器の出力の間に接続される。LED 負荷又は他の出力段は、この図では抵抗器によって表現される。それは、LED 又は複数の LED を含む。

【0028】

したがって、図 2 に示される回路は、AC 入力 10 と、整流器 12 と、ハイサイドスイ

10

20

30

40

50

ッチ（第1の電力スイッチ28）及びローサイドスイッチ（第2の電力スイッチ30）を含むハーフブリッジインバータとを備え、出力がスイッチ間のスイッチノードXから定義される、AC/DC PFCコンバータである。自励振動LLC回路20、24、26、27は、出力に結合される。

【0029】

図3は、（DC/DC変換を示す）図2の修正形態として、二次コイル22がセンタータップを有し、次に全波整流器32が2つのダイオードによって実装される代替のLLCハーフブリッジトポロジを示す。LLCコンデンサもまた、単一の構成要素35として示される。

【0030】

上記に示されるハーフブリッジコンバータは、AC/DC（一段）PFCコンバータ、又はDC/DCコンバータ、又は力率補正を実装することなくAC/DCコンバータに使用されてもよい。DC/DCコンバータの場合では、整流器ブリッジ12及びフィルタコンデンサ14は、図1及び図3のように、単に省略される。ハーフブリッジコンバータはまた、DC/ACコンバータ、すなわち、共振ハーフブリッジインバータに使用されてもよい。共振タンク回路25はまた、他のタイプであってもよく、本発明は、LLC回路に限定されない。

【0031】

DC/AC変換の場合では、負荷は、共振タンク回路の出力に接続され、DC/DC又はAC/DC変換の場合では、負荷は、能動又は受動整流器回路網を介して共振タンク回路に接続される。

【0032】

ハーフブリッジ共振コンバータは、照明用途用のDC/ACコンバータ、例えば、低圧及び高圧放電ランプ回路、並びにDC/DCコンバータ、例えば、DC電源及びLEDドライバのような多くの用途に既に使用されている。

【0033】

制御ブロック31は、交互シーケンスでオン及びオフを行なうように、2つの電力スイッチ28、30を駆動し、電力スイッチのクロスコンダクションを回避するために短い非導電位相（不動時間）が使用される。高ゲート駆動信号は、一方のスイッチをオンにし、他方のスイッチをオフにし、低ゲート駆動信号は、一方のスイッチをオフにし、他方のスイッチをオンにする。共振ハーフブリッジコンバータを用いる利点は、スイッチノードXに流れ込む電流がスイッチノード電圧 $V_x$ に対して位相遅れを有し、スイッチがオンに切り替えられることになる前にスイッチの（寄生）出力キャパシタンスを放電するように機能することができることである。

【0034】

この方法は、ゼロ電圧スイッチング（Zero Voltage Switching）（ZVS）と呼ばれ、寄生出力キャパシタンスに起因するゼロスイッチング損失を意味する。出力電流が十分大きくない又はゼロでさえあり、かつ（ハーフブリッジ、出力、及び共振コンデンサ電圧に関して）更に動作条件に依存する場合、寄生出力キャパシタンスの放電は、電力スイッチによって部分的に又は更には完全に実現されることになり、これは、ハードスイッチングとなる。これは、スイッチング周波数、スイッチの寄生出力キャパシタンス、及びスイッチオン時の寄生キャパシタンスにわたる電圧に依存するスイッチング損失をもたらす。スイッチング損失を低減するために、スイッチにそれにわたる最小電圧でスイッチオンさせる、バレースイッチング（Valley Switching）（VS）が適用されることができる。バレースイッチングは、勾配終了検出メカニズムによって実施されることができる。ゼロ電圧スイッチングは、前記電圧が最小電圧かつゼロである、バレースイッチングの特別な場合である。

【0035】

スイッチターンオンの危険なタイミングを回避するために、バイポーラ接合トランジスタが使用される場合、電力スイッチ28、30に逆並列にダイオードが配置されることが

10

20

30

40

50

できる。この逆並列ダイオードは、MOSFETに対しては、それが既にボディダイオードを内部に有するため、省略されてもよい。逆並列ダイオードは、スイッチにわたる電圧の放電が行われた直後にスイッチがオンに切り替えられない場合に導電を開始することになり、その後、スイッチは、最終的にオンにされると、わずかに後に引き継ぐことができる。

#### 【0036】

ゼロ電圧スイッチングは、スイッチがオンに切り替えられることになる前にスイッチにわたる電圧がゼロであることを確実にし、そのようにして、スイッチング損失をなくして、これにより高周波数 (high frequency) (HF) 動作を可能にする。HF動作は、共振タンク回路に使用される容量性構成要素及び誘導性構成要素のサイズの低減を可能にし、これにより、より小さくかつより安価な設計を可能にする。

10

#### 【0037】

これらの回路では、整流された主電源 (又は他のDC入力) に接続された第1の電力スイッチ28は、オン及びオフに切り替えるために端子2で、接地から高い整流された主電源電圧 (又は他のDC電圧) までにわたることができるスイッチノード電圧 $V_x$ に近くなければならない駆動信号を必要とする。これは、レベルシフト機能が必要とされることを意味する。

#### 【0038】

図4は、この目的のためのドライバ変圧器を示す。電力スイッチ28、30の対応する1つのソース及びドレインにわたってそれぞれ接続された2つの二次コイル40、42が存在する。二次コイル40は、スイッチノードXに対する第1の電力スイッチ28のゲート電圧を設定し、二次コイル42は、接地に対する第2の電力スイッチ30のゲート電圧を設定する。二次コイルは、相補的スイッチングを提供するために反対の極性を有する。

20

#### 【0039】

図5は、レベルシフトユニット52、並びに第1及び第2の電力スイッチ28、30用のゲートドライバ回路54、56を有する高電圧レベルシフト集積回路50を示す。

#### 【0040】

例として、1MHzの高さ又は更により高いスイッチング周波数を、かつ375Vの最大の整流された主電源電圧で実施することが所望されてもよい。この電圧レベルは、主電源のサージの間のスイッチ及び駆動回路の損傷を依然防止しながら、少なくとも500Vまで上昇されることができなければならない。

30

#### 【0041】

示された2つのレベルシフトの実装形態は、欠点を有する。

#### 【0042】

変圧器レベルシフトは、低周波数及び高周波数動作の両方に使用されることができ、500Vの絶縁電圧は、実際に実現されることができ、しかし、それは、電力スイッチのゲート電荷を供給するために必要とされるより4倍多くの電力を引き出し、変圧器内の不可避の漏れインダクタンスは、リングングを引き起こす。低周波数用途の場合では、余分の散逸は問題ではない場合があるが、高周波数用途に対して、更なるワット損は、問題となるであろう。加えて、必要とされ得るリングング抑制手段は、高周波数動作において許容できない場合がある著しいターンオン/オフ遅延を引き起こす。

40

#### 【0043】

高電圧ICレベルシフトは、現在、約1MHzより高くない低周波数動作のみ入手可能である。

#### 【発明の概要】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0044】

本発明は、上述された問題に対処するための、ハーフブリッジコンバータの電力スイッチへの制御信号を生成して適用するためのシステムの改良に関する。

#### 【課題を解決するための手段】

50

## 【0045】

本発明は、請求項によって定義される。

## 【0046】

本発明の第1の態様による実施例は、ハーフブリッジ共振コンバータであって、バス電圧を供給するように構成された、高電圧ライン及び低電圧ラインを含む1対のDC電圧ラインと、

高電圧ラインと低電圧ラインとの間に直列の、ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを含むハーフブリッジインバータであって、ハーフブリッジインバータの出力がハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のノードから定義される、ハーフブリッジインバータと、

10

ハーフブリッジインバータの出力に結合された共振回路と、

ハイサイドスイッチのスイッチングを制御するためのゲート駆動信号を生成するための第1の制御回路であって、平均スイッチノード電圧がバス電圧の一部より低い場合にハイサイドスイッチのオン時間を増大させることにより、かつ平均スイッチノード電圧がバス電圧の一部より高い場合にハイサイドスイッチのオン時間を減少させることにより、ハイサイドスイッチのデューティサイクルを制御するように構成された、第1の制御回路と、

電氣的フィードバックパラメータに基づいて、ローサイドスイッチのスイッチングを制御するためのゲート駆動信号を生成するための、第2の制御回路と、を備えるハーフブリッジ共振コンバータを提供する。

## 【0047】

20

第1及び第2の制御回路は、インバータの一部として考えられてもよい。

## 【0048】

このコンバータは、インバータの2つの電力スイッチ用のゲート駆動信号を生成するために、それぞれそれら自体の電圧領域を有する別個の回路を用いる。このようにして、回路は、主に、低電圧構成要素を使用することができ、高電圧構成要素の数が最小限まで減らされる。

## 【0049】

一方の回路は、接地に参照付けられ、他方は、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードに参照付けられる。これにより、ドライバ変圧器又は高電圧集積回路の必要性を取り除く。2つの制御回路は、可能な場合常にスイッチング損失を除去又は低減するために、可能な場合ゼロ電圧スイッチングを、又は可能でない場合バレースイッチングを提供するように設計されてもよい。

30

## 【0050】

コンバータは、ローサイドスイッチがオフにされて不動時間が経過した後でハイサイドスイッチをオンにするように構成された、第1の制御回路を更に備えてもよい。

## 【0051】

ハイサイドスイッチのターンオンは、ローサイドスイッチがオフになって不動時間が経過した後に設定される。これにより、容易なスイッチング制御の実施が可能になる。

## 【0052】

コンバータは、ハイサイドスイッチがオフにされて不動時間が経過した後でローサイドスイッチをオンにするように構成された、第2の制御回路を更に備えてもよい。

40

## 【0053】

ローサイドスイッチのターンオンは、ハイサイドスイッチがオフになって不動時間が経過した後に設定される。これにより、容易なスイッチング制御の実施が可能になる。

## 【0054】

コンバータは、ローサイドスイッチを制御することによりハーフブリッジ共振コンバータの出力電力及び/又は力率を制御するように構成された、第2の制御回路を更に備えてもよい。

## 【0055】

本出願で提案されるような制御トポロジは、出力電力を制御する及び/又は高力率を提

50

供するための容易な実施のために特に適合される。

【0056】

コンバータは、好ましくは、高電圧ラインから及びハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードでの電圧から第1の供給電圧を生成するための第1の生成回路と、低電圧ラインから及びハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードでの電圧から第2の供給電圧を生成するための第2の生成回路とを更に備える。

【0057】

このようにして、それぞれの制御回路用の高供給電圧は、2つの供給電圧及びハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードでの電圧から導出される。生成回路は、高電圧構成要素を使用してもよいが、次に、生成された供給電圧は、制御回路が低電圧回路として形成されることを可能にする。

10

【0058】

生成回路は、振動が安定する前の回路の始動中にのみ使用されてもよい。回路が振動し始めると、生成回路の一部は、無効にされてもよい。

【0059】

第1の生成回路は、

(i) ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードと(ii) 共振回路との間の電圧を受信するための第1の入力と、

第1の入力でのAC電圧をDC電圧に変換して、それを第1の供給電圧での第1の生成回路の出力として第1の出力コンデンサ上に蓄積するためのチャージポンプ回路と、

20

高電圧ラインと第1の生成回路の出力との間の供給トランジスタと、を含んでもよい。

【0060】

供給トランジスタは、必要とされる唯一の高電圧構成要素であってよい。それは、始動中の電源を提供するために使用される。その場合、共振回路からのフィードバック電圧、すなわち、第1の入力が、ハーフブリッジスイッチングを制御するための電源を提供するために使用されることができる。

【0061】

第2の生成回路は、

共振回路と低電圧ラインとの間の電圧を受信するための第2の入力と、

第2の入力でのAC電圧をDC電圧に変換して、それを第2の供給電圧での第2の生成回路の出力として第2の出力コンデンサ上に蓄積するためのチャージポンプ回路と、

30

(i) ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードと(ii) 第2の生成回路の出力との間の供給トランジスタと、を含んでもよい。

【0062】

ここでも、供給トランジスタは、必要とされる唯一の高電圧構成要素であってよく、始動中の電源を提供するために使用される。その場合、共振回路からのフィードバック電圧、すなわち、第1の入力が、ハーフブリッジスイッチングを制御するための電源を提供するために使用されることができる。

【0063】

第1及び第2の生成回路は、(1つが使用される場合に)変圧器に追加された専用の補助巻線を用いてもよい。これらは、対応する第2の端子が電圧領域を供給する整流器ダイオードに接続される一方で、第1の端子で接地(第1の生成回路用の)又はスイッチノード(第2の生成回路用の)のいずれかに接続された浮遊高周波AC供給電圧として考えられることができる。

40

【0064】

第1の制御回路は、

入力として高電圧ラインを有する第1の勾配終了検出回路と、

勾配終了検出回路によってトリガされる、ハイサイドスイッチを第1の状態に切り替えるための第1の制御信号を生成する第1のラッチ要素と、

ハイサイドスイッチを第2の状態に切り替えるための第2の制御信号を生成するための

50

第1の信号発生器と、を含んでもよい。

【0065】

この回路では、第1の状態は、オン状態であってよい。したがって、オン遷移は、勾配終了検出によって引き起こされ、これにより、スイッチが確実にその寄生出力キャパシタンスにわたる最小電圧でオンにされることになるようにする。これにより、ZVS又はVSが実施されることを可能にする。

【0066】

第1の信号発生器は、第1の状態の持続時間を制御するための基準入力を有してもよい。この基準入力は、高電圧ラインと低電圧ラインとの間の抵抗分割によって生成されてもよい。それは、ハイサイドスイッチのオン時間を制御する。

10

【0067】

第2の制御回路は、  
入力としてスイッチノードを有する第2の勾配終了検出回路と、  
勾配終了検出回路によってトリガされる、ローサイドスイッチを第1の状態に切り替えるための第3の制御信号を生成する第2のラッチ要素と、  
ローサイドスイッチを第2の状態に切り替えるための第4の制御信号を生成するための第2の信号発生器と、を含んでもよい。

【0068】

ここでも、第1の状態はオン状態であってもよく、次に第2の状態はオフ状態である。第2の信号発生器は、例えば、電氣的フィードバックパラメータに基づいて第1の状態の持続時間を制御するためのフィードバック制御入力を有する。

20

【0069】

電氣的フィードバックパラメータは、例えば、コンバータによって負荷に供給される出力電流に依存する電圧を含む。

【0070】

変圧器は、共振回路と出力負荷との間に設けられてもよい。これにより、出力の絶縁が可能になる。共振回路は、例えば、LLC回路を含む。

【0071】

本発明はまた、  
上記で定義されたようなコンバータと、  
出力負荷と、を備える装置を提供する。

30

【0072】

出力負荷は、1つ以上のLEDのLED装置であってもよい。

【0073】

本発明の別の態様による実施例は、  
DC高電圧ラインとDC低電圧ラインとの間のハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを含み、ゲート駆動信号を使用し、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードから出力を供給するハーフブリッジインバータを動作させるステップと

、  
ハーフブリッジインバータの出力を共振回路に供給するステップと、  
電氣的フィードバックパラメータに基づいてハイサイドスイッチのスイッチングを制御するために、第1の制御回路を用いてゲート駆動信号を生成するステップであって、第1の制御回路がその基準電圧供給としてハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードでの電圧、及びハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードでの電圧より高い第1の供給電圧を有する、ステップと、

40

電氣的フィードバックパラメータに基づいてローサイドスイッチのスイッチングを制御するために、第2の制御回路を用いてゲート駆動信号を生成するステップであって、第2の制御回路がその基準電圧供給として低電圧ライン及び低電圧ラインでの電圧より高い第2の供給電圧を有する、ステップと、を含む変換方法を提供する。

【0074】

50

この方法は、インバータの2つの電力スイッチ用のゲート駆動信号を生成するために、それぞれそれら自体の電圧領域を有する別個の回路を用いる。このようにして、回路は、主に、低電圧構成要素を使用することができ、高電圧構成要素の数が最小限まで減らされる。

【0075】

本発明の別の態様による方法の別の実施例は、バス電圧を供給するDC高電圧ラインとDC低電圧ラインとの間のハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを含むハーフブリッジインバータを、ゲート駆動信号を用いて動作させ、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードから出力を供給するステップと、

ハーフブリッジインバータの出力を共振回路に供給するステップと、

平均スイッチノード電圧がバス電圧の一部より低い場合にハイサイドスイッチのオン時間を増大させることにより、かつ平均スイッチノード電圧がバス電圧の一部より高い場合にハイサイドスイッチのオン時間を減少させることにより、ハイサイドスイッチのデューティサイクルを制御するために、第1の制御回路を用いてゲート駆動信号を生成するステップと、

電氣的フィードバックパラメータに基づいて、ローサイドスイッチのスイッチングを制御するために、第2の制御回路を用いてゲート駆動信号を生成するステップと、を含む、変換方法を提供する。

【0076】

方法は、高電圧ラインから及びスイッチ間のスイッチノードでの電圧から第1の供給電圧を生成するステップと、低電圧ラインから及びスイッチ間のスイッチノードでの電圧から第2の供給電圧を生成するステップと、を更に含んでもよい。

【図面の簡単な説明】

【0077】

ここで、本発明の実施例が、添付図面を参照して詳細に説明される。

【図1】ハーフブリッジ共振コンバータの一般的な構成を示す。

【図2】PFC段を形成する共振AC/DCコンバータに使用されるハーフブリッジ共振コンバータの或るより特定の実施例を示す。

【図3】共振DC/DCコンバータに使用されるハーフブリッジ共振コンバータの別のより特定の実施例を示す。

【図4】ゲート駆動信号を生成するための第1の既知のレベルシフト装置を示す。

【図5】ゲート駆動信号を生成するための第2の既知のレベルシフト装置を示す。

【図6】本発明による回路の一実施例を概略的形態で示す。

【図7】本発明による回路の一実施例をより詳細に示す。

【図8】ハイサイド制御回路の実装形態の一実施例を示す。

【図9】図8の回路の動作のためのタイミング図を示す。

【図10】ローサイド制御回路の実装形態の一実施例を示す。

【図11】図10の回路の動作のためのタイミング図を示す。

【図12】ハイサイド供給生成回路の実装形態の一実施例を示す。

【図13】ローサイド供給生成回路の実装形態の一実施例を示す。

【図14】本発明のコンバータを使用してもよいAC/DC LLCコンバータ回路の別の実施例を示す。

【図15】単一閾値電圧実装のための図14のコントローラをより詳細に示す。

【発明を実施するための形態】

【0078】

本発明は、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードから定義された出力を有する、ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを有するハーフブリッジインバータを備えるハーフブリッジ共振コンバータを提供する。出力は、共振回路に接続する。電氣的フィードバックパラメータに基づいてハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチのスイッチングを制御するためのゲート駆動信号を生成するための、それぞれ異

10

20

30

40

50

なる基準電圧供給を有する別個の制御回路が存在する。

【0079】

図6は、LLC共振タンク回路25及び2つのローカル制御回路によって制御された全波整流器32を有する、ハーフブリッジトポロジを用いるコンバータを示す。

【0080】

コンバータは、DC高電圧ライン60（ノードB）及び低電圧ライン62、例えば、接地を含む1対のDC電圧ラインによって供給される。上記の実施例のように、ハーフブリッジインバータは、高電圧ライン60と低電圧ライン62との間に直列にハイサイドスイッチ28及びローサイドスイッチ30を含む。ハーフブリッジインバータの出力は、ハイサイドスイッチとローサイドスイッチとの間のスイッチノードXから定義される。

10

【0081】

第1の制御回路64は、（後述されるように）電氣的フィードバックパラメータに基づいて、ハイサイドスイッチ28のスイッチングを制御するためのゲート駆動信号を生成する。第1の制御回路64は、その基準電圧供給としてスイッチノードXでの電圧及びスイッチノードXでの電圧より高い第1の供給電圧65を有する。後述されるように、第1の供給電圧は、回路が振動する前は主電源から生成されるが、振動中には共振回路からのフィードバックによって生成され、それによって、電力を節約する。

【0082】

第2の制御回路66は、左記と同様に電氣的フィードバックパラメータに基づいてローサイドスイッチ30のスイッチングを制御するためのゲート駆動信号を生成し、第2の制御回路66は、その基準電圧供給として低電圧ライン62及び低電圧ラインでの電圧より高い第2の供給電圧67を有する。ここでも、第2の供給電圧は、回路が振動する前は主電源から生成されるが、振動中には共振回路からのフィードバックによって生成され、それによって、電力を節約する。

20

【0083】

フィードバックは、スイッチのうちの1つのみのタイミングを直接制御してもよい。しかし、その場合、それは、2つのスイッチの間にスイッチングシーケンスが存在するという点で、他方を間接的に制御することになる。したがって、全体制御ブロック31は、制御回路64及び66の組み合わせであると考えられてもよく、（入力FBとして示される）フィードバック制御は、コントローラによって使用される。スイッチング周波数は、典型的には、周波数制御回路に基づいて、又は自励振動共振タンク回路25の閾値検出に基づいて、のいずれかで制御される。

30

【0084】

この構成は、レベルシフト変圧器の必要性を回避し、また、両方のスイッチにローカルで接続された別個の低電圧回路を用いることにより高周波数動作を可能にする。

【0085】

図7は、回路の実装形態をより詳細に示す。

【0086】

第1の生成回路70は、高電圧ライン60から及びスイッチノードXでの電圧から第1の供給電圧65を生成するために使用される。第2の生成回路72は、低電圧ライン62から及びスイッチノードXでの電圧から第2の供給電圧67を生成するために使用される。

40

【0087】

第1の生成回路70は、スイッチノードX（ $V_X$ ）と共振回路との間の電圧 $SUP_{HS}$ を受信するための第1の入力71を有する。図に示されるように、このハイサイド供給電圧 $SUP_{HS}$ は、直列出力コンデンサ74と共振回路との間のスイッチノードから導出される。

【0088】

コンデンサ74及び76は、共振コンデンサ $C_S$ に対して容量性分圧器として機能する。例えば、 $C_S$ にわたるピーク・トゥ・ピーク電圧が500Vであり、かつ $C_S$ が1nF

50

である場合、供給に対して約 25 V の最大電圧降下を実現するために、コンデンサ 74 は、約 20 nF であってよく、これは、実際的には、チャージポンプインピーダンス（チャージポンプは、図 12 を参照して後述される）及び負荷に依存して、第 1 の供給電圧 65（ $V_{HS}$ ）でのより低い値になる。電圧  $V_{SUP_{HS}}$  は、スイッチノード X に対して AC 電圧である。

【0089】

この電圧は、回路が振動し始めるとハイサイドスイッチのスイッチングを制御するための電力供給を生成するために使用される。

【0090】

第 2 の生成回路 72 は、共振回路と低電圧ライン 62 との間のローサイド供給電圧  $V_{PLS}$  を受信するための第 2 の入力 73 を有する。具体的には、このローサイド供給電圧  $V_{PLS}$  は、共振回路とローサイド直列コンデンサ 76 との間のスイッチノードから導出され、このコンデンサは、その場合、低電圧ライン 62 に接続する。

10

【0091】

この電圧は、回路が振動し始めるとローサイドスイッチのスイッチングを制御するための電力供給を生成するために使用される。

【0092】

この構成は、より詳細に後述されるように、勾配終了トリガアクションを用いることによりバレースイッチングを実現する。これは、高電圧ライン 60 と第 1 の制御回路 64 との間のコンデンサ 78（ $C_{ON_{HS}}$ ）及びスイッチノード X とローサイド制御回路 66 との間のコンデンサ 79（ $C_{ON_{LS}}$ ）を用いて実施される。

20

【0093】

ハイサイド制御回路 64 は、コンデンサ 74 によって共振タンク回路から、及び第 1 の生成回路 70 から電力を受信し、ローサイド制御回路 66 は、コンデンサ 74 及び第 2 の生成回路 72 によって共振タンク回路から電力を受信する。両方のローカル供給は、振動の開始が起こる前は代替手段によって電力を供給される必要があり、これは、それぞれ用の高電圧トランジスタを必要とする。これらの高電圧トランジスタは、以下に示されるように、生成回路 70、72 の内部に存在する。

【0094】

説明されるすべての回路は、勾配終了感知コンデンサ 78、79 及びそれぞれの生成回路内部の高電圧供給トランジスタを除いて、低電圧個別構成要素、低電圧 IC、又は両方の組み合わせを用いて実装されてもよい。

30

【0095】

コンデンサ装置（ $C_{ON_{HS}}$ 、 $C_{ON_{LS}}$ ）は、電力スイッチがそれ自体の（寄生）出力キャパシタンスにわたる最小電圧でオンに切り替えられることになることを確実にするために使用される。これは、相補的電力スイッチのスイッチオフの時点で十分大きな電流が存在するとき、ゼロ電圧スイッチングを意味する。

【0096】

ハイサイド駆動回路とローサイド駆動回路との間の通信は、スイッチノード電圧（ $V_X$ ）情報を用いて及び抵抗器  $R_{SS1}$  及び  $R_{SS2}$  によって確立される。これらは、高電圧ラインと低電圧ラインとの間の分圧器を形成し、端子 B での電圧の 1:2 分割を提供する。出力は、平均スイッチノード電圧が比較される基準として使用され、したがって、平均は、ノード B での電圧の半分であるように制御される。これにより、平衡制御を提供する。

40

【0097】

オン信号は、直接送信されないが、前のオフ信号は、スイッチノードコミュテーションを引き起こし、これは、他方の電圧領域によって感知される。次に、スイッチノード平均電圧は、一方の領域によって明示的に制御され、これは、他方の領域と同じオン時間だが、電圧領域間のいかなるオン時間信号の直接送信もないことを意味する。

【0098】

50

図示される実施例では、抵抗器  $R_{SS1}$  及び  $R_{SS2}$  によって生成される電圧は、ハイサイドスイッチ 28 のオン時間を制御するために使用される。その場合、下方のスイッチのオン時間は、フィードバックシステムによって制御される。フィードバック電圧  $V_{CTRL}$  は、誤差ベースのフィードバック制御を提供するために基準レベル  $V_{SET}$  と比較される。この実施例では、フィードバック電圧  $V_{CTRL}$  は、コンバータの出力電流  $I_{OUT}$  に比例する。出力電流  $I_{OUT}$  は、LED+ と LED- との間に接続された LED 列、及び 100 Hz リプル低減を提供する出力フィルタコンデンサ  $C_{DC}$  に供給する。

【0099】

下方のスイッチ及び上方のスイッチの制御の役割は、交換されてもよいことに留意されたい。

【0100】

フィードバック電圧は、出力電流  $I_{OUT}$  に応じて出力抵抗器  $R_{OUT}$  にわたる電圧であり、電圧  $V_{CTRL}$  は、基準  $V_{SET}$  と等しいように制御される。したがって、この制御ループは、コンバータの出力電流  $I_{OUT}$  を制御する。

【0101】

これらのローカル駆動回路を使用することの利点は、それぞれの電力スイッチにわたる数 pF の小型かつ安価なコンデンサ、例えば、500 V コンデンサ（すなわち、コンデンサ 78、79）を除いて、安価かつ高速な低電圧構成要素のみがローカル電力スイッチを制御して駆動するために必要とされることである。これにより、両方の電力スイッチに対して自動 ZVS（ゼロ電圧スイッチング）又は VS（バレースイッチング）となる。加えて、簡単かつ安価なローカル補充低電圧供給が、低電圧構成要素を使用して共振タンク回路から導出される。次に、振動開始前の初期供給電圧は、例えば、数 mA に対応することができる低コストな 500 V の BJT（Bipolar Junction Transistor）（バイポーラ接合トランジスタ）を介して供給されることができ、代わりに MOSFET が使用されてもよい。

【0102】

いくつかの高電圧構成要素を除き、ローカル制御回路は、定電圧 IC プロセス（例えば、10 V ~ 25 V）を用いて集積されることができ、ハイサイド及びローサイドのゲートを駆動するために、同じ IC が 2 回使用されてもよい。それぞれの制御タスクは、例えば、外部構成要素を介して、選択されることができ、

【0103】

図 8 は、ハイサイド（第 1 の）制御回路 64 の実装形態を示し、図 9 は、波形を用いて動作を示す。

【0104】

第 1 の制御回路は、入力として高電圧ライン（ノード B）を有する、ハイサイドスイッチを第 1 のオン状態に切り替えるための第 1 の制御信号 HS\_ON を生成するための第 1 の勾配終了検出回路 80 を含む。第 1 のラッチ要素 82 は、この実施例では D 型フリップフロップの形態であるが、ハイサイドスイッチを第 1 のオン状態に切り替えるように第 1 の制御信号 HS\_ON によってトリガされる。それは、フリップフロップのクロック入力に提供される。

【0105】

第 1 の信号発生器 84 は、ハイサイドスイッチを第 2 の状態に切り替えるための第 2 の制御信号 HS\_OFF を生成するために使用される。その逆信号が、フリップフロップ 82 の（逆）リセット入力に提供される。第 1 の信号発生器 84 は、第 1 の状態の持続時間を制御するための抵抗分割器  $R_{SS1}$ 、 $R_{SS2}$  からの基準入力を有する。

【0106】

このようにして、ハイサイド制御回路 64 は、コンデンサ 78 及びダイオード及び抵抗器回路（ $D_{NEG}$ 、 $D_{POS}$ 、 $D_{OFF}$ 、及び  $R_{CLK}$ ）によって形成された勾配終了検出メカニズムを使用し、これは、 $V_{B,x}$ （すなわち、 $V_x$  に対する  $V_B$ ）の負の勾配の終了時に正エッジトリガフリップフロップ 82 をオンにトリガし、フリップフロップ 82

10

20

30

40

50

からの出力  $GATE\_HS$  を介してハイサイド電力スイッチ 28 をオンに切り替える。

【0107】

ハイサイド電力スイッチ 28 は、平衡を提供するやり方で制御信号  $HS\_OFF$  によってオフに切り替えられる。

【0108】

図 9 は、回路に発生する制御信号を示す。

【0109】

$V_{B, X}$  の第 1 の正パルスはハイサイドオフ及びローサイドオンの状態であり、 $V_X$  がローサイドスイッチによってプルダウンされ、したがって、 $V_B$  が  $V_X$  より高い。ローサイドスイッチは、図に示されるように、ハイサイドスイッチがオフにされた後にのみオンにされる。

10

【0110】

(ローサイドをオフにすること、 $LS\_OFF$  により引き起こされる) 電圧  $V_{B, X}$  の負の勾配の開始は、 $HS\_ON$  を (スイッチノード X での電圧に対して) プルダウンし、次の立ち上がりエッジは、勾配の終了時にのみ発生する。ハイサイドスイッチがオンであると、電圧  $V_{B, X}$  のゼロへの電圧低下が存在する。

【0111】

図 10 は、ローサイド (第 2 の) 制御回路 66 の実装形態を示し、図 11 は、波形を用いて動作を示す。

【0112】

20

第 2 の制御回路は、入力としてスイッチノード X を有する、ローサイドスイッチを第 1 のオン状態に切り替えるための第 3 の制御信号  $LS\_ON$  を生成するための第 2 の勾配終了検出回路 90 を含む。先と同様に正エッジトリガ D 型フリップフロップの形態である第 2 のラッチ要素 92 は、ローサイドスイッチを第 1 のオン状態に切り替えるように第 3 の制御信号  $LS\_ON$  によってトリガされる。

【0113】

第 2 の信号発生器 94 は、ローサイドスイッチを第 2 の状態に切り替えるための第 4 の制御信号  $LS\_OFF$  を生成するために使用される。その逆信号が、フリップフロップ 92 の (逆) リセット入力に提供される。第 2 の信号発生器 94 は、フィードバックに基づいて第 1 のオン状態の持続時間を制御するためのフィードバック制御入力  $V_{CTRL}$  を受信する。

30

【0114】

したがって、ローサイド制御回路 66 もまた、コンデンサ 79 及びダイオード及び抵抗器回路 ( $D_{NEG}$ 、 $D_{POS}$ 、 $D_{OFF}$ 、及び  $R_{CLK}$ ) によって形成された勾配終了検出メカニズムを使用し、これは、スイッチノード電圧  $V_X$  における負の勾配の終了時に正エッジトリガフリップフロップをオンにトリガし、フリップフロップ出力  $GATE\_LS$  を介してローサイド電力スイッチ 30 をオンに切り替える。

【0115】

図 11 は、回路に発生する制御信号を示す。

【0116】

40

$V_X$  の第 1 の電圧低下はハイサイドオフ及びローサイドオンの状態であり、 $V_X$  がローサイドスイッチによってプルダウンされる。

【0117】

(ハイサイドをオフにすること、図 9 に見られる  $HS\_OFF$  により引き起こされる) 電圧  $V_X$  の負の勾配の開始は、 $LS\_ON$  をプルダウンし、次の立ち上がりエッジは、勾配の終了時にのみ発生する。ローサイドスイッチがオンであると、電圧  $V_X$  のゼロへの電圧低下が存在する。スイッチノード X での電圧の立ち上がりは、第 2 の信号発生器 94 によって実施されるフィードバック制御に基づくタイミングで、ローサイドスイッチをオフにする  $LS\_OFF$  信号によってトリガされる。

【0118】

50

図12は、第1の(ハイサイド)生成回路を示す。それは、高電圧ライン(ノードB)と第1の生成回路の出力 $L V_{H S}$ との間の供給トランジスタ120を含む。チャージポンプ回路122は、第1の入力でのAC電圧 $S U P_{H S}$ をDC電圧に変換して、それを第1の供給電圧での第1の生成回路の出力として第1の出力コンデンサ $C o$ 上に蓄積するために使用される。回路用の低電圧レールは、スイッチノードXである。

【0119】

第2の(ローサイド)生成回路は、同じであるが、異なる電圧領域で動作する。それは、スイッチノードXと第2の生成回路の出力 $L V_{L S}$ との間の供給トランジスタ130を有する。

【0120】

チャージポンプ回路132は、第2の入力でのAC電圧 $S U P_{L S}$ をDC電圧に変換して、それを第2の供給電圧での第2の生成回路の出力として第2の出力コンデンサ $C o$ 上に蓄積するために使用される。回路用の低電圧レールは、低電圧ライン62である。

【0121】

したがって、両方の場合で、ローカル電源は、振動開始が起こる前に出力コンデンサ $C o$ を充電する高電圧低電流トランジスタ(BJT又はMOSFET)を有する。トランジスタへのゲート信号 $G A T E_{L S}$   $G A T E_{H S}$ は、振動が開始するとトランジスタをオフに切り替えるように制御される。

【0122】

このようにして、トランジスタは、始動のための一次供給であると考えられてもよく、共振回路からのフィードバックは、回路が振動状態であると使用される二次供給を提供する。

【0123】

チャージポンプは、入力コンデンサ( $C_{S L}$ 又は $C_{S H}$ )にわたるACピーク・トゥ・ピーク電圧を $C o$ にわたるDC電圧に変換する。ダイオード124、134によって表現されるツェナー機能は、過剰供給の場合に出力電圧を制限する。

【0124】

上述されたように、コンバータは、AC/DCコンバータ、DC/DCコンバータ、又はDC/ACコンバータ内に使用されてもよい。それは、フロントエンドPFC回路に使用されてもよい。

【0125】

LLCコンバータのフロントエンドPFC用途は、インバータスイッチ装置のフィードバック制御に関するいくつかの問題を呈しており、この問題は、従来の周波数制御手法によって克服されることができない。これは、主に高ゲイン比要件で対処しなければならない。ゲイン比は、最大ゲインと最小ゲインとの間の比である。

【0126】

ゲイン比問題は、スイッチング周波数の代わりに、LLC状態変数に対する閾値が入力電流を制御するための操作変数として使用される場合に、緩和されることができる。例えば、閾値電圧が、LLCタンクのコンデンサにわたるコンデンサ電圧に対して設定されてもよい。あるいは、変圧器電圧又は変圧器入力電流も使用されることができる。

【0127】

図14は、制御変数としてコンデンサ電圧を用いるAC/DC LLCコンバータ回路を示す。

【0128】

図1のように、回路は、整流器12が後に続くAC主電源入力10を有する。ハーフブリッジインバータのスイッチ28、30は、コントローラ142によって制御されるゲートドライバ140によって制御される。コントローラは、ゲート駆動信号GSを出力する。

【0129】

コントローラは、この実施例では閾値(又は基準)コンデンサ電圧 $v C_{r e f}$ である

10

20

30

40

50

閾値が提供される。コントローラ 142 は、測定された量、すなわち、実際の共振コンデンサ電圧  $v_C$  を受信して、ゲートドライバ 140 に対するスイッチングスキームを処理し、ゲートドライバ 140 は次に、インバータ 28、30 及びスイッチノード電圧  $V_x$ 、すなわち、ハーフブリッジインバータの出力での電圧を制御する。

【0130】

したがって、コントローラは、この実施例では出力電圧  $v_o$ 、並びに入力電圧及び電流  $v_m$ 、 $i_m$  に基づいて電氣的フィードバックパラメータ（コンデンサ電圧）の閾値レベルを設定するための外部制御ループ 144、及びゲート駆動信号を導出するために電氣的フィードバックパラメータを閾値と比較するための内部制御ループ 142 を有する。

【0131】

外部制御ループ 144 は、PFC を実施するとともに出力制御を実施し、内部制御ループ 142 は、スイッチング制御信号を導出する。

【0132】

図 15 は、コントローラ 142 をより詳細に示す。測定されたコンデンサ電圧  $v_C$  は、コンパレータ 150 によって基準  $v_{C\_ref}$  と比較され、比較結果は、ゲートドライバ 140 用の出力を生成するフリップフロップ 152 をリセットするために使用される。遅延要素 154 は、リセット動作が（フリップフロップのクロック速度の関数である）固定された持続時間を有するように遅延された設定パルスを提供する。

【0133】

このフィードバックシステムは、内部制御ループ 142 によって実装された高周波数制御ループを含む。

【0134】

外部低周波数コントローラ 144 は、主電源電圧  $v_m$ 、実際の主電源電流  $i_m$ 、並びに出力電圧  $v_o$  及びその設定値  $v_{o\_ref}$  を受信して、力率ニーズに従って、スイッチングユニットに対する  $v_{C\_ref}$  の操作値を処理する。

【0135】

この実施例では、状態変数（ここでは  $v_C$ ）と比較される 1 つの閾値（ $v_{C\_ref}$ ）のみが存在する。状態変数が閾値を上回る場合、コントローラ 142 内のフリップフロップ 152 は、リセットされ、インバータは、ゲートドライバを介してオフに切り替えられる、すなわち、スイッチノード電圧は、その最小値に設定される。

【0136】

インバータは、スイッチオフイベントの特定の時間後に再度オンに切り替えられる。この時間は、対称動作、すなわち、0.5 のスイッチノードのデューティサイクルとなるように適合される。

【0137】

コンデンサ電圧は、インバータスイッチングの制御用の制御入力として使用される状態変数の 1 つの例である。代替の状態変数は、変圧器電圧である。スキームは同様だが、符号は変更されなければならない。例えば、閾値を上回る場合、コントローラ 142 内のフリップフロップ 152 は、オンに切り替えられなければならない。

【0138】

別のスキームでは、2 つの閾値が存在する。インバータは、状態変数が第 1 の上側閾値を上回るとオフ（オン）に切り替えられ、インバータは、状態変数が第 2 の閾値を通過する場合にオン（オフ）に切り替えられる。ここで、第 2 の閾値は、第 1 の閾値及び入力電圧の関数である。

【0139】

このようにして、制御回路は、ゲート駆動信号をオンにするための電氣的フィードバックパラメータの第 1 の閾値、及びゲート駆動信号をオフにするための電氣的フィードバックパラメータの第 2 の閾値を設定するように適合される。

【0140】

変圧器を絶縁手段として使用する代わりに、絶縁コンデンサもまた使用されてもよい。

10

20

30

40

50

例えば、インバータスイッチノードと変圧器との間に追加の絶縁（例えば、DC阻止）コンデンサ、及び他の一次側巻線端子と共振コンデンサの中間点との間にもう1つを使用することにより。

【0141】

あるいは、構成要素を節約するために、共振コンデンサはまた、主電源電圧から絶縁するために設計されることができる（Yコンデンサ）。ここで、上述された状態変数（ $v_c$ ）は、もはや直接アクセスされることはできないが、絶縁コンデンサへの電流を測定して積分することにより導出されることができる。

【0142】

これらの構成のいずれにおいても、変圧器は、絶縁している必要はなく、回路の最終用途に応じて簡略化されることができる。

10

【0143】

ハイサイド及びローサイドのスイッチを駆動するために使用されてもよい様々な駆動スキームが存在する。更に、共振器は、自励振動であってもよく、又は周波数制御回路によって駆動されてもよい。

【0144】

一般的に、制御スキームは、出力電圧又は電流が特定の所望の値又は値の範囲に調整されるように、スイッチ28、30をそれらのオン及びオフ状態に駆動するために必要とされ、かつPFC回路が力率補正を実施するためにも必要とされる。

【0145】

20

パワートレインを最良に活用するため、及び最大効率を実現するために、（少なくとも全負荷時には）対称にコンバータを動作させること並びに二次側の変圧器及び整流器に等しく負荷を加えることが所望される。巻数比及び漏れに関して対称なセンタータップ出力巻線を有する変圧器の場合では、二次側の対称性は、ハーフブリッジ（すなわち、そのスイッチノード）のデューティサイクルが50%に保持される場合に確実にされることができる。

【0146】

基本的に、制御スキームが対応しなければならない4つの遷移が存在する。

1. ハイサイドMOSFET28のターンオン、
2. ローサイドMOSFET30のターンオン、
3. ハイサイドMOSFET28のターンオフ、
4. ローサイドMOSFET30のターンオフ。

30

これを実現するために使用されてもよい、いくつかの既知のスキームが存在する。

【0147】

A.  $V_{on} - V_{off}$ は、なんらかの状態変数が特定の閾値電圧（ $V_{on}$ ）を横切ると遷移番号4が開始される制御スキームである。これに続いて、制御は、遷移1を開始する前に特定の時間（すなわち、不動時間）の間待つ。この不動時間により、クロスコンダクション又はシュートスルー（shoot-through）が起こらないことを確実にする。ハーフブリッジは、ここでオン状態にある。最終的に、同じ又は異なる状態変数のいずれかが、第2の閾値（ $V_{off}$ ）を横切り、遷移番号3が開始されることになる。ハーフブリッジオン状態への遷移と同様に、次に、遷移番号2が開始される前に不動時間が存在することになる。ハーフブリッジは、ここでオフ状態にあり、次に、手順は、開始からもう1度継続する。2つの閾値の実際の値は、正確な出力を得るために外部制御ループによって決定される。これは、電圧閾値がスイッチングオン及びオフを制御する $V_{on} - V_{off}$ スキームである。

40

【0148】

B.  $V_{on} - T_{on}$ は、なんらかの状態変数が特定の閾値電圧（ $V_{on}$ ）を横切ると遷移番号4が開始される制御スキームである。ケースAのように、遷移番号1を開始する前に不動時間が経過することが可能にされる。遷移番号3は、特定の時間間隔が経過することに基づいて開始される。これは、固定された間隔又は制御された間隔であってよい。

50

その後、不動時間が経過した後で、遷移番号2が開始され、次に、手順は、開始からもう1度継続する。電圧閾値の実際の値は、正確な出力を得るために外部制御ループによって決定され、時間閾値は、固定であるか、又は動的に制御されてもよい。これは、電圧閾値が(不動時間後に)ターンオンを制御し、次にハーフブリッジのオン期間の持続時間が制御されるVon-Tonスキームである。

**【0149】**

C. Voff-Toffは、電圧及び時間閾値がハーフブリッジのオフ及びオン遷移をそれぞれ定義することを除き、ケースBと同様である。なんらかの状態変数が特定の閾値電圧(Voff)を横切ると遷移番号3が開始される。遷移番号2を開始する前に不動時間が経過することが可能にされる。遷移番号4は、特定の時間間隔が経過することに基づいて開始される。その後、不動時間が経過した後で、遷移番号1が開始され、次に、手順は、開始からもう1度継続する。ケースBのように、電圧閾値の実際の値は、正確な出力を得るために外部制御ループによって決定され、時間閾値は、固定であるか、又は動的に制御されてもよい。これは、電圧閾値がターンオフを制御し、ハーフブリッジのオフ期間の(すなわち、ハイサイドMOSFETのターンオフと、持続時間及び不動時間の後のその再度のターンオンとの間の)持続時間が制御されるVoff-Toffスキームである。

**【0150】**

ケースB及びCでは、ほとんどの場合、オン又はオフ時間を、それがオフ又はオン時間それぞれに一致するように制御することが望ましい、すなわち、上述されたように50%デューティサイクルで動作させることが通常有益である。レベルシフト、ゲート駆動変圧器、又は第1及び第2のローカル制御回路の第1の電圧領域及び第2の電圧領域の間で同期信号を送信することができるいかなる他の手段も存在しない。一定デューティサイクル動作を更に可能にするために、第1の制御回路(64)は、平均スイッチノード電圧(Vx)を、例えば、バス電圧の一部に、好ましくは半分に制御することにより、デューティサイクルを制御する。これは、測定されフィルタをかけられたスイッチノード電圧(x)がバス電圧の半分より低い場合にハイサイドスイッチのオン時間を増大し、測定されフィルタをかけられたスイッチノード電圧(x)がバス電圧の半分より高い場合にハイサイドスイッチのオン時間を減少することにより、実現される。

**【0151】**

要約すると、サイクルごとに生成されなければならない4つのスイッチング信号は、2つのグループに分割されることができる。2つのターンオン信号は、2つの「マスタ」(すなわち、ターンオフ)信号に応じて生成される「スレーブ」信号として考えられてもよい。ハイサイドスイッチのターンオンは、特定の不動時間の後でローサイドスイッチのターンオフに続き、ローサイドスイッチのターンオンは、特定の不動時間の後でハイサイドスイッチのターンオフに続く。同期は、勾配終了検出回路によってスイッチノード電圧遷移を観測することにより実現される。対照的に、ハイサイドスイッチのスイッチングを制御するための第1の制御回路の「マスタ」信号は、フィルタをかけられた(平均)スイッチノード電圧(Vx)に基づいて生成される。したがって、Vxは、2つの電圧領域のスイッチングを同期させるために、2つのやり方で、2つの過渡事象(高から低へ、及び低から高へ)及びVxの平均値に関して、使用される。第2の「マスタ」信号(したがって、残りの第4の必要とされるスイッチング信号)は、ローサイドスイッチのスイッチングを制御するための第2の制御回路(84)によって生成され、コンバータの力率及び/又は出力電圧若しくは電流の制御を提供するために、コンバータ入力又は出力からの電気的フィードバックパラメータに基づく。この信号は、周波数制御の場合に明示的に、又は自励振動共振タンク回路の閾値検出の場合に暗黙的にいずれかで生成される、スイッチング周波数を決定する。

**【0152】**

他の場合では、コンバータが対応することができる出力電圧又は電流ウィンドウを拡大するために、50%とは異なる定義されたデューティサイクルで動作させることが有益で

10

20

30

40

50

ある。

【0153】

(自励振動LLCコンバータなどの) 閾値ベースの共振コンバータに関しては、発振器は回路内に存在しない。閾値ベースのスイッチングは、例えばLLC PFCなどのように、広範囲の入力及び出力動作条件をカバーするためにコンバータを使用するとき、伝達関数の線形性に関して特定の利点を有し、そのような場合には、容易には対応されることができないゲインの過度の変動により周波数制御は実現可能でない。

【0154】

上述されたようなハイサイド及びローサイド電力スイッチを切り換えるために必要とされる電圧の生成の手法は、これらの状況のすべてに使用されてよい。

10

【0155】

本発明は、LEDドライバ全般、特に、スタンドアロンドライバ(屋内及び屋外)、とりわけ小型化された又は平坦なタイプ、トラック照明用オフラインドライバ、非常時照明ドライバ、及び小型の絶縁一段LEDドライバ用のフロントエンド(絶縁)コンバータなどの、様々な用途に使用されてもよい。コンバータはまた、固定された出力電圧用の一段の分離された超低電圧(separated extra low voltage)(SELV)電力コンバータに使用されてもよく、ラップトップコンピュータ用アダプタなどの家庭用及び事務用電子機器用途において広く使用されてもよい。

【0156】

図面、本開示、及び添付の請求項の検討によって、開示される実施形態に対する他の変形形態が、当業者により理解され得、また、特許請求される発明を実施する際に実行され得る。請求項では、単語「備える(comprising)」は、他の要素又はステップを排除するものではなく、不定冠詞1つの(a)」又は「1つの(an)」は、複数を排除するものではない。特定的手段が、互いに異なる従属請求項内に列挙されているという単なる事実は、これらの手段の組み合わせが、有利に使用され得ないことを示すものではない。請求項中のいかなる参照符号も、範囲を限定すると解釈されるべきではない。

20

【 図 1 】

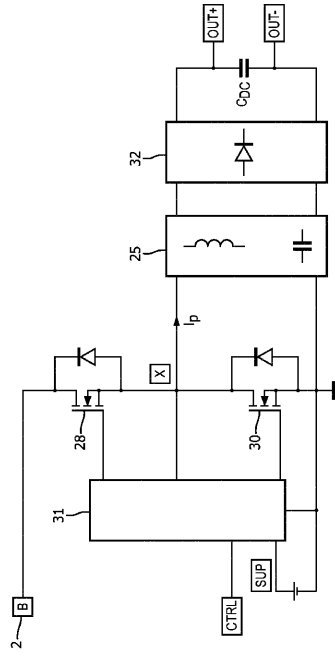


FIG. 1

【 図 2 】

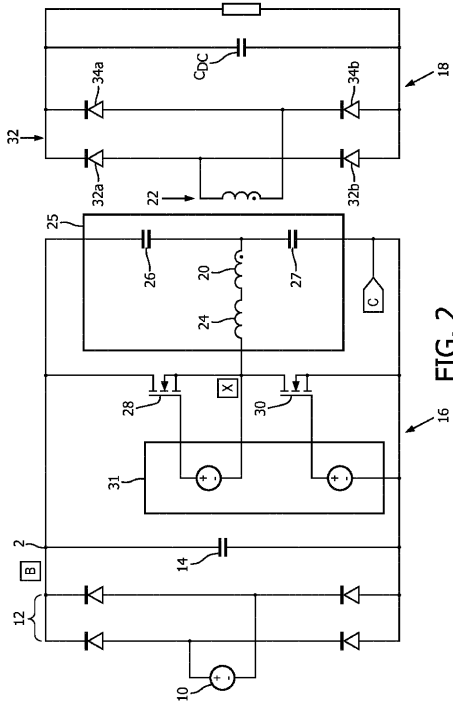


FIG. 2

【 図 3 】

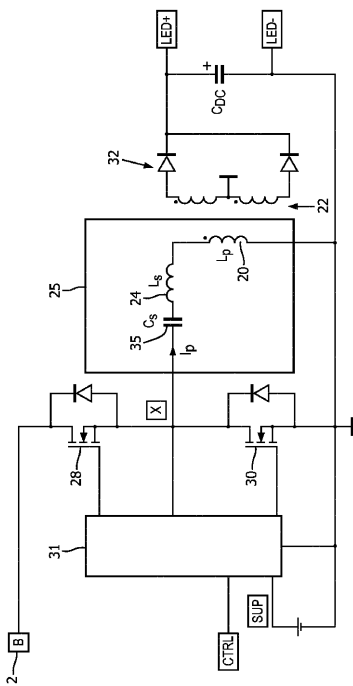


FIG. 3

【 図 4 】

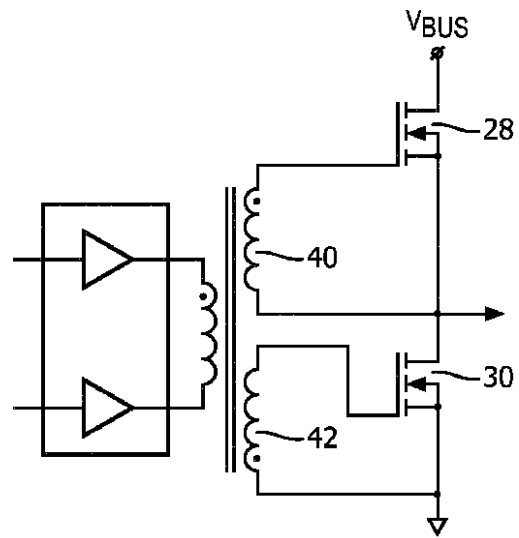


FIG. 4

【 5 】

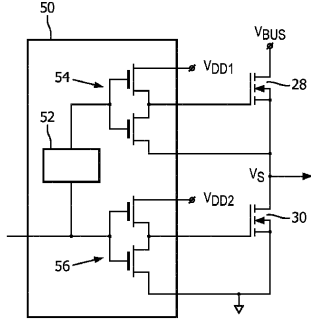


FIG. 5

【 6 】

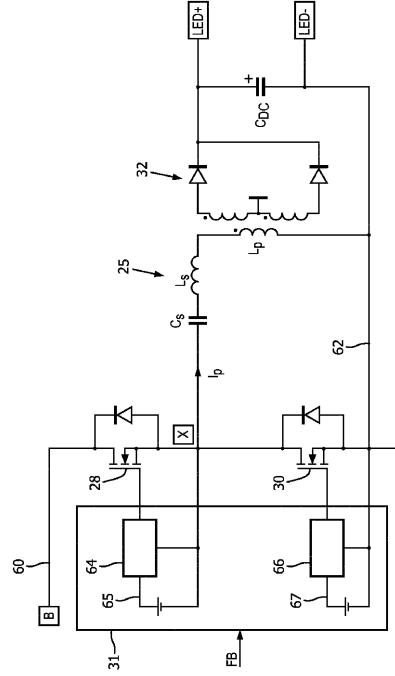


FIG. 6

【 7 】

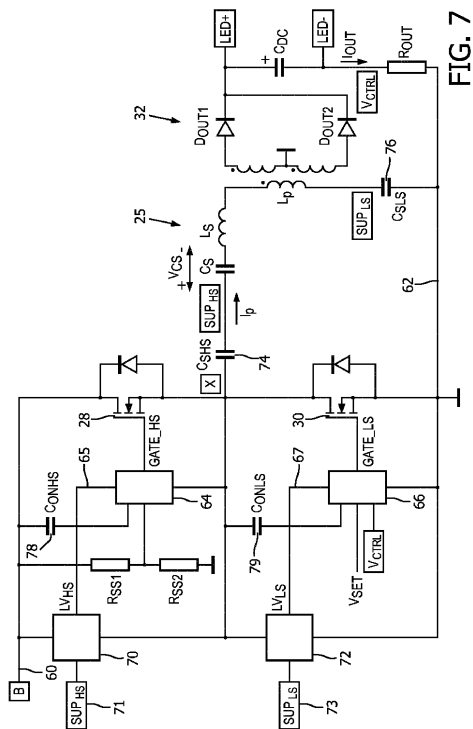


FIG. 7

【 8 】

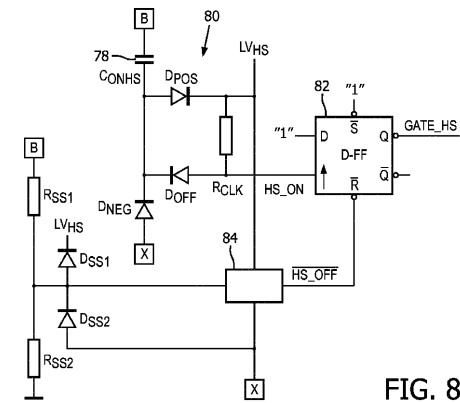


FIG. 8

【 9 】

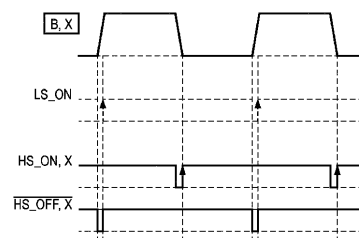


FIG. 9

【図10】

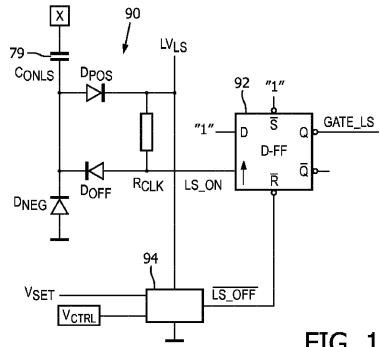


FIG. 10

【図11】

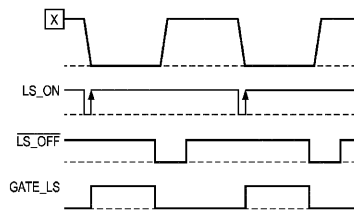


FIG. 11

【図12】

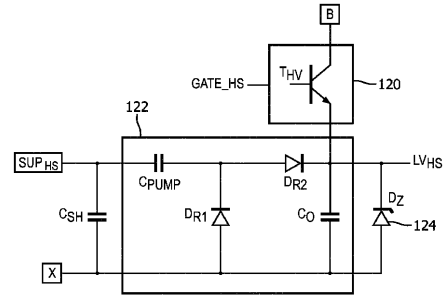


FIG. 12

【図13】

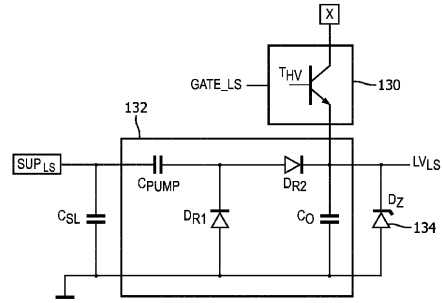
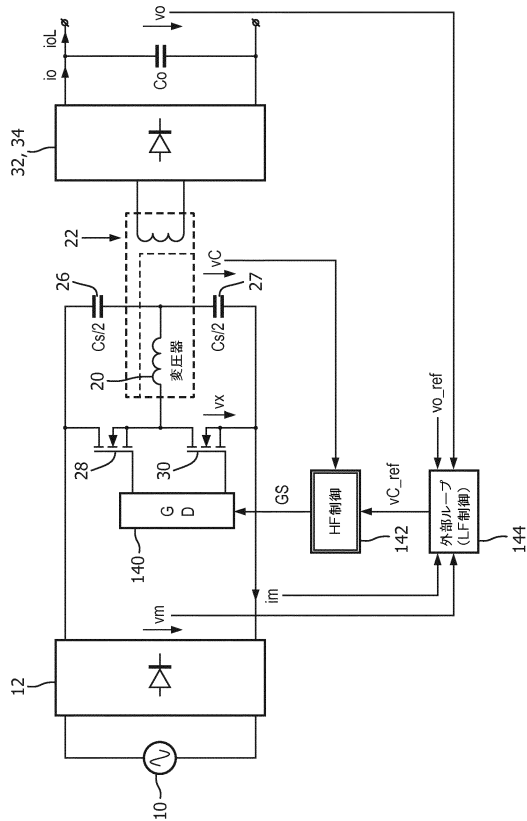
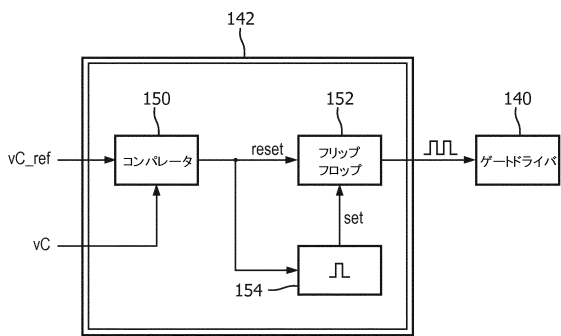


FIG. 13

【図14】



【図15】



## フロントページの続き

- (72)発明者 オブ ヘット ヴェルド ヨハンネス フーベルトゥス ヘラルドゥス  
オランダ国 5656 アーエー アイントホーフェン ハイ テク キャンパス 45
- (72)発明者 ジョン デイビッド レウエリン  
オランダ国 5656 アーエー アイントホーフェン ハイ テク キャンパス 45
- (72)発明者 エルフェリッヒ ラインホルト  
オランダ国 5656 アーエー アイントホーフェン ハイ テク キャンパス 45
- (72)発明者 ヤンス ヴィリアム ペーテル メヒティルディス マリー  
オランダ国 5656 アーエー アイントホーフェン ハイ テク キャンパス 45

審査官 白井 孝治

- (56)参考文献 特開2013-198313(JP,A)  
特開2012-004786(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02M 3/00~ 3/44  
H02M 1/00~ 1/44