

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6932131号  
(P6932131)

(45) 発行日 令和3年9月8日(2021.9.8)

(24) 登録日 令和3年8月19日(2021.8.19)

(51) Int.Cl.

F 1

H02M 3/28 (2006.01)

H02M 3/28

H02M 7/48 (2007.01)

H02M 7/48

H02M 7/5387 (2007.01)

H02M 7/5387

Q

P

Z

請求項の数 14 (全 26 頁)

|                    |                               |
|--------------------|-------------------------------|
| (21) 出願番号          | 特願2018-530825 (P2018-530825)  |
| (86) (22) 出願日      | 平成28年12月16日 (2016.12.16)      |
| (65) 公表番号          | 特表2019-503160 (P2019-503160A) |
| (43) 公表日           | 平成31年1月31日 (2019.1.31)        |
| (86) 國際出願番号        | PCT/EP2016/081573             |
| (87) 國際公開番号        | W02017/103201                 |
| (87) 國際公開日         | 平成29年6月22日 (2017.6.22)        |
| 審査請求日              | 令和1年12月13日 (2019.12.13)       |
| (31) 優先権主張番号       | 16158883.5                    |
| (32) 優先日           | 平成28年3月7日 (2016.3.7)          |
| (33) 優先権主張国・地域又は機関 | 歐州特許庁 (EP)                    |
| (31) 優先権主張番号       | PCT/CN2015/097674             |
| (32) 優先日           | 平成27年12月17日 (2015.12.17)      |
| (33) 優先権主張国・地域又は機関 | 中国 (CN)                       |

|           |  |
|-----------|--|
| (73) 特許権者 | 590000248<br>コーニングレッカ フィリップス エヌ<br>ヴェ<br>KONINKLIJKE PHILIPS<br>N. V.<br>オランダ国 5656 アーヘー アイン<br>ドーフェン ハイテック キャンパス 5<br>2 |
| (74) 代理人  | 110001690<br>特許業務法人M&Sパートナーズ   |
| (72) 発明者  | ワグナー ベルンハルト<br>オランダ国 5656 アーヘー アイン<br>ドーフェン ハイ テック キャンパス<br>5  |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】共振コンバータを制御するための制御回路及び方法、並びに共振コンバータと制御回路とを含む電力インバータ

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

フルブリッジ構成を備える共振コンバータを制御するための制御回路であって、前記フルブリッジ構成が 2 つの並列スイッチングブランチを備え、前記 2 つのスイッチングブランチの各々が 2 つの直列接続されたスイッチ部材を備え、一方のスイッチングブランチのスイッチ部材と他方のスイッチングブランチのスイッチ部材とのそれぞれが対角対を形成し、前記制御回路は、

前記共振コンバータの出力電圧を制御するための電圧制御信号を供給するための出力電圧コントローラと、

前記共振コンバータの共振電流のゼロ交差予測事象を示すゼロ交差予測信号を供給するためのゼロ交差予測器であって、各ゼロ交差予測事象が、前記共振電流のそれぞれのゼロ交差より所定の前進時間間隔だけ進んでいる、ゼロ交差予測器と、

前記スイッチ部材のスイッチング事象を制御するためのスイッチエンコーダとを備え、

前記スイッチエンコーダが、前記共振電流の複数の周期の各半周期の間、対角対が導通している初期状態から開始して、

前記電圧制御信号に基づいて前記対角対の第 1 のスイッチ部材をターンオフし、

前記第 1 のスイッチ部材の前記ターンオフの後、前記第 1 のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材を、前記共振電流のゼロ交差より前の半周期においてターンオンし、

前記第 1 のスイッチ部材の前記ターンオフの後、前記対角対の第 2 のスイッチ部材を、

10

20

前記ゼロ交差予測信号に基づいて前記ゼロ交差より進んでいるゼロ交差予測事象においてターンオフし、

前記第2のスイッチ部材の前記ターンオフの後、前記第2のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材を、前記ゼロ交差より前にターンオンする、制御回路。

**【請求項2】**

前記スイッチエンコーダが、さらに、前記ゼロ交差予測信号に基づいて、前記第1のスイッチ部材に直列接続された前記スイッチ部材をターンオンする、請求項1に記載の制御回路。

**【請求項3】**

遅延ゼロ交差予測事象を示す第1の遅延信号を供給するための第1の遅延ユニットであって、各遅延ゼロ交差予測事象が、対応するゼロ交差予測事象より第1の所定の遅延時間だけ遅れ、前記共振電流の対応するゼロ交差より前にある、第1の遅延ユニットをさらに備え、

前記スイッチエンコーダが、さらに、前記第1の遅延信号に基づいて、前記第2のスイッチ部材に直列接続された前記スイッチ部材を遅延ゼロ交差予測事象においてターンオンする、請求項1に記載の制御回路。

**【請求項4】**

前記第1の遅延ユニットが、前記ゼロ交差予測信号を遅延させることによって前記第1の遅延信号を供給する、請求項3に記載の制御回路。

**【請求項5】**

前記スイッチエンコーダが、さらに、前記第1の遅延信号に基づいて、遅延ゼロ交差予測事象において前記第1のスイッチ部材に直列接続された前記スイッチ部材をターンオンする、請求項3に記載の制御回路。

**【請求項6】**

前記第1のスイッチ部材の前記ターンオフのタイミングから第2の所定の遅延時間だけ遅れ、かつ、前記ゼロ交差より前にある事象を示す第2の遅延信号を供給するための第2の遅延ユニットをさらに備え、

前記スイッチエンコーダが、さらに、前記第2の遅延信号に基づいて、前記第1のスイッチ部材に直列接続された前記スイッチ部材をターンオンする、請求項1に記載の制御回路。

**【請求項7】**

前記第2の遅延ユニットが、前記電圧制御信号を遅延させることによって前記第2の遅延信号を供給する、請求項6に記載の制御回路。

**【請求項8】**

前記共振電流の第1の周期において前記電圧制御信号に基づいて最初にターンオフされる前記スイッチ部材が、前記第1の周期と異なる前記共振電流の第2の周期において前記電圧制御信号に基づいて最初にターンオフされる前記スイッチ部材と異なる、請求項1に記載の制御回路。

**【請求項9】**

前記スイッチエンコーダが、

前記ゼロ交差予測信号に基づいて鋸波信号を供給するための同期鋸波発生器と、

前記電圧制御信号及び前記鋸波信号に基づいて位相信号を供給するための比較器と、

前記位相信号に基づいて駆動信号を各スイッチ部材に供給するためのデジタルエンコーダとを備える、請求項1に記載の制御回路。

**【請求項10】**

前記スイッチエンコーダが、

前記ゼロ交差予測信号及び前記共振電流の前記ゼロ交差に基づいて同期信号を供給するためのゼロ交差予測器と、

前記電圧制御信号及び前記同期信号に基づいて位相信号を供給するためのカウンタと、

前記位相信号に基づいて駆動信号を各スイッチ部材に供給するためのデジタルエンコー

10

20

30

40

50

ダとを備える、請求項 1 に記載の制御回路。

**【請求項 1 1】**

フルブリッジ構成を備える共振コンバータを制御する方法であって、前記フルブリッジ構成が 2 つの並列スイッチングブランチを備え、前記 2 つのスイッチングブランチの各々が 2 つの直列接続されたスイッチ部材を備え、一方のスイッチングブランチのスイッチ部材と他方のスイッチングブランチのスイッチ部材とのそれぞれが対角対を形成し、前記方法が、

前記共振コンバータの出力電圧を制御するための電圧制御信号を供給するステップと、

前記共振コンバータの共振電流のゼロ交差予測事象を示すゼロ交差予測信号を供給するステップであって、各ゼロ交差予測事象が、前記共振電流のそれぞれのゼロ交差より所定の前進時間間隔だけ進んでいるステップと、10

前記共振電流の複数の周期の各半周期の間、対角対が導通している初期状態から開始するステップと、

電圧制御信号に基づいて前記対角対の第 1 のスイッチ部材をターンオフするステップと、

前記第 1 のスイッチ部材の前記ターンオフの後、前記第 1 のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材を、前記共振電流のゼロ交差より前の半周期においてターンオンするステップと、

前記第 1 のスイッチ部材の前記ターンオフの後、前記対角対の第 2 のスイッチ部材を、前記ゼロ交差予測信号に基づいて前記ゼロ交差より進んでいるゼロ交差予測事象においてターンオフするステップと、20

前記第 2 のスイッチ部材の前記ターンオフの後、前記第 2 のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材を、前記ゼロ交差より前にターンオンするステップとを有する、方法。

**【請求項 1 2】**

共振コンバータと、前記共振コンバータを制御するための請求項 1 に記載の制御回路とを備える電力インバータであって、

前記共振コンバータがフルブリッジ構成と共振回路とを備え、

前記フルブリッジ構成が 2 つの並列スイッチングブランチを備え、前記 2 つのスイッチングブランチの各々が 2 つの直列接続されたスイッチ部材を備え、一方のスイッチングブランチのスイッチ部材と他方のスイッチングブランチのスイッチ部材とのそれぞれが対角対を形成し、30

前記共振回路が前記 2 つのスイッチングブランチの各々に属する前記 2 つの直列接続されたスイッチ部材の接続点間に接続された、電力インバータ。

**【請求項 1 3】**

前記スイッチ部材のうちの 1 つ又は複数が、スナバキャパシタに並列に接続される、請求項 1 2 に記載の電力インバータ。

**【請求項 1 4】**

請求項 1 2 に記載の電力インバータと、前記電力インバータの入力部に接続された DC 電圧源と、前記電力インバータの出力部に接続された X 線管とを備える、X 線発生器。40

**【発明の詳細な説明】**

**【技術分野】**

**【0 0 0 1】**

本発明は、共振コンバータに関し、特に、共振コンバータを制御するための制御回路及び方法に関する。

**【背景技術】**

**【0 0 0 2】**

X 線発生器の高電圧源では、フルブリッジ（すなわち、H ブリッジ）構成の共振コンバータが有用なトポロジであることが分かっている。より一般的には、フルブリッジ構成の共振コンバータは、DC 電流を AC 電流に又はその逆に変換することができ、それにより50

、電力インバータ又は制御可能な整流器として使用される。

#### 【0003】

図1は、フルブリッジ構成の共振コンバータを含む例示的な高電圧源を示す。フルブリッジ構成は、2つの並列なスイッチングブランチ（ハーフブリッジ又はスイッチングレグとも呼ばれる）を含み、一方は2つの直列接続されたスイッチ部材S1及びS2を含み、他方は2つの直列接続スイッチ部材S3及びS4を含む。各スイッチは、任意の好適なタイプの電力半導体デバイスとすることができる、図1には逆導通ダイオードをもつIGBTトランジスタとして例示的に示されている。電流は、概して、DC電圧源V<sub>dc\_in</sub>とフルブリッジとの間で伝導される。DCリンクキャパシタC<sub>in</sub>又は1組のそれらのキャパシタは、スイッチングレグの両端のDC電圧を平滑化するためにインバータ入力電流のAC成分を伝導するのに使用される。共振回路は、スイッチングブランチの各自におけるスイッチ部材の接続点Aと接続点Bとの間に、変圧器Tの移送前部の(transformer former)一次(低電圧)巻線と直列に接続される。共振タンクとも呼ばれる共振負荷回路は、フルブリッジインバータによって駆動される。例えば、それは、直列共振回路(すなわち、LC回路)又はLCC回路である。共振要素の他の組合せが可能である。例えば、キャパシタC<sub>res</sub>と、インダクタL<sub>res</sub>と、変圧器Tの二次(高電圧)巻線から生じる固有寄生キャパシタンスC<sub>p</sub>とが、LCC回路を形成する。フルブリッジのスイッチング事象は、共振回路を駆動するAC電圧V<sub>tank</sub>にDCリンク電圧を変換するように、制御回路(図示せず)の110、112、114、116によって制御される。次いで、生じたAC電流は、変圧器Tによって高電圧レベルに変換され、次いで、整流され、出力キャパシタC<sub>out</sub>によって平滑化される。固有寄生変圧器キャパシタンスC<sub>p</sub>は、電流整流の間好ましい条件を作り出し、出力電圧を上げるために使用される。出力電圧は、X線管などの任意の種類の負荷Lに供給される。

#### 【0004】

フルブリッジのスイッチング事象を制御するためのいくつかの制御方式が存在する。主な目的は、出力電圧のリップルを低減し、構成要素のコスト及びサイズを最小にするために、高い動作周波数を可能にする方式を規定することである。これは、電力半導体損失がゼロ電圧スイッチング(ZVS)及びゼロ電流スイッチング(ZCS)によって最小にされる場合にのみ達成される。ZVSは、図1で分かるように、それぞれ、スイッチングデバイスに並列に接続されているスナバキャパシタC<sub>s1...Cs4</sub>を使用することによってサポートされる。さらに、スナバキャパシタC<sub>s1...Cs4</sub>は、電磁干渉を軽減し、接地漏洩電流を低減するのに役立つ。

#### 【発明の概要】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0005】

よく知られている制御方式はパルス周波数変調(PFM)である。これは、移送される出力電力がインバータの制御された動作周波数によって決ることを意味する。最も頻繁に使用される制御方法は、図1の回路による主リアクタンス要素L<sub>res</sub>及びC<sub>res</sub>の直列共振周波数より上に設けられた範囲内の可変周波数を用いた動作である。この制御は、一般に、無負荷から全負荷までの動作の範囲をカバーするには広い周波数変化を必要とする。さらに、共振リアクタンスからDC入力キャパシタC<sub>in</sub>に電力がフィードバックされる動作状態が存在する。この電力フィードバックは、対角対のダイオード、すなわち、D1及びD4、又はD2及びD3のいずれかが電流を伝導するときにアクティブとなる。その結果、既存のPFM制御技法の欠点は、大きいサイズ及び低い効率である。

#### 【0006】

パルス幅変調(PWM、米国特許第5719759号を参照)などの他の制御方式は、両方の種類のハードスイッチング事象(ターンオフ及びターンオン)をいかなる半導体スイッチにも適用しており、それは、スナバキャパシタなどの簡単なスナバ回路の使用を困難にしている。ハードスイッチング事象により、高レベルのスイッチング損失が引き起こされ、したがって、半導体デバイスの熱放散能力に応じて動作周波数が制限される。

## 【0007】

位相シフト制御と呼ばれる別の制御方式（米国特許出願公開第2011222651号、米国特許第6178099号を参照）は、異なる電力範囲で異なるモードを使用する。進みレッグハーフブリッジ（leading leg half-bridge）及び遅れレッグは、異なるスイッチング作用で動作する。軽負荷又は無負荷条件の下では、ZVS状態はもはや存在しない。高電力では、ZCS条件は保持することが困難である。したがって、位相シフトスイッチング方法がソフトスイッチングで働かない動作点が存在する。スイッチング損失は、その箇所でかなり大きくなり、望ましくない冷却の努力又はさらにデバイスの過熱に至る。

## 【0008】

それゆえに、共振コンバータのための新規の制御方式を提供することは有利である。

10

## 【課題を解決するための手段】

## 【0009】

本発明の第1の態様の一実施形態によれば、フルブリッジ構成を備える共振コンバータを制御するための制御回路が提案される。フルブリッジ構成は、2つの並列スイッチングブランチを備える。2つのスイッチングブランチの各々は、2つの直列接続されたスイッチ部材を備える。一方のスイッチングブランチのスイッチ部材と他方のスイッチングブランチのスイッチ部材とのそれぞれは、対角対を形成する。制御回路は、共振コンバータの出力電圧を制御するために電圧制御信号を供給するための出力電圧コントローラと、スイッチ部材のスイッチング事象を制御するためのスイッチエンコーダとを備え、スイッチエンコーダは、共振コンバータの共振電流の複数の周期の各半周期の間、対角対が導通している初期状態から開始して、電圧制御信号に基づいて対角対の第1のスイッチ部材をターンオフし、第1のスイッチ部材のターンオフの後、第1のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材を、共振電流のゼロ交差より前にゼロ交差事象に基づいて、ターンオンし、第1のスイッチ部材のターンオフの後、対角対の第2のスイッチ部材を、ゼロ交差より前にゼロ交差事象に基づいて、ターンオフし、第2のスイッチ部材のターンオフの後、第2のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材を、共振電流のゼロ交差事象より前にゼロ交差事象に基づいて、ターンオンするように構成される。

20

## 【0010】

既存の制御方式とまったく異なり、提案する制御回路は、共振電流の半周期の1サイクル内でスイッチング事象を制御することができる。共振電流の周期は共振周期とも呼ばれる。特に、スイッチ部材の対角対が導通している初期状態から開始して、共振周期の二分の一周期の間に、2つの当初導電性のスイッチ部材がターンオフされ、他の2つの当初非導電性のスイッチ部材がターンオンされることが提案される。既存の制御方式のどれもこの新規のスイッチングシーケンスを使用していない。

30

## 【0011】

提案する制御方式により、すべてのターンオンスイッチング事象は無損失となる。特に、第1のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材は、第1のスイッチ部材のターンオフの後ターンオンされる。簡単のために、2つの直列接続されたスイッチ部材（すなわち、同じブランチの2つのスイッチ部材）の一方のスイッチ部材は、以下、他方のスイッチ部材の相補的スイッチ部材とも呼ばれる。第1のスイッチ部材がターンオフされた後、第1のスイッチ部材の相補的スイッチ部材のダイオードが導通となり、共振電流が、ブリッジレッグの両端の駆動DCリンク電圧と反対の方向に相補的スイッチ部材を通って流れる。その結果、相補的スイッチ部材は、負の電流で、又は言い換えればそのダイオードが導通しているとき、ターンオンされ、それにより、そのようなターンオン事象は、ZCS事象であり、無損失である。同様に、第2のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材はやはり第2のスイッチ部材のターンオフの後ターンオンされ、そのようなターンオン事象はやはり無損失である。

40

## 【0012】

一実施形態によれば、制御回路は、共振電流のゼロ交差予測事象を示すゼロ交差予測信

50

号を供給するためのゼロ交差予測器をさらに備え、各ゼロ交差予測事象は、共振電流のそれぞれのゼロ交差より所定の前進時間間隔 (pre determined advancing time interval) だけ進んでおり、スイッチエンコーダは、さらに、ゼロ交差予測信号に基づいてゼロ交差予測事象において第2のスイッチ部材をターンオフするように構成される。

#### 【0013】

所定の前進時間間隔は比較的小さい時間間隔である。好ましくは、所定の前進時間は共振周期の5%から15%である。このようにして、共振電流のゼロ交差に近い時点で第2のスイッチ部材をターンオフすることが提案される。第2のスイッチ部材はゼロ交差予測事象においてターンオフされるので、第2のスイッチ部材は小さい共振電流でターンオフされ、それにより、ターンオフスイッチング損失も低い。一般に、所定の前進時間が小さいほど、ゼロ交差予測事象における共振電流は小さくなり、スイッチング損失は低くなる。  
10

#### 【0014】

一実施形態によれば、スイッチエンコーダは、ゼロ交差予測信号に基づいて、第1のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材をターンオンするようにさらに構成される。一例では、第1のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材、すなわち、第1のスイッチ部材の相補的スイッチ部材は、ゼロ交差予測事象においてターンオンされる。別の例では、第1のスイッチ部材の相補的スイッチ部材は、ゼロ交差予測事象に隣接して、ゼロ交差予測事象より一定の所定の時間間隔だけ進んで又は遅れて、ターンオンされる。  
20

#### 【0015】

一実施形態によれば、制御回路は、ゼロ交差予測事象を示す第1の遅延信号を供給するための第1の遅延ユニットであって、各遅延ゼロ交差予測事象が、対応するゼロ交差予測事象より第1の所定の遅延時間だけ遅れ、共振電流の対応するゼロ交差より前にある、第1の遅延ユニットをさらに備え、スイッチエンコーダは、第1の遅延信号に基づいて、第2のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材を遅延ゼロ交差予測事象においてターンオフするようにさらに構成される。

#### 【0016】

このようにして、第2のスイッチ部材はゼロ交差予測事象においてターンオフされ、第2のスイッチ部材の相補的スイッチ部材は、ゼロ交差予測事象まで遅延された時点で、しかしながら、ゼロ交差事象の前にターンオンされる。好ましくは、第1の所定の遅延時間は、スイッチ部材の不感時間以上となるように設定される。このようにして、ハーフブリッジの制御信号は、少なくとも、ハーフブリッジの1つのスイッチ部材のターンオフトリガと、相補的スイッチ部材のターンオントリガとの間に不感時間を含む。不感時間は、相補的スイッチ部材が導通となる前に、一方のスイッチ部材が完全にターンオフされていることを保証する。言い換えれば、不感時間は、DCリンク電圧の一時的短絡を意味する半導体電力スイッチの両方の同時ターンオン状態を防止する。  
30

#### 【0017】

一実施形態によれば、第1の遅延ユニットは、ゼロ交差予測信号を遅延させることによって第1の遅延信号を供給するように構成される。  
40

#### 【0018】

一実施形態によれば、スイッチエンコーダは、第1の遅延信号に基づいて、第1のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材を遅延ゼロ交差予測事象においてターンオンするようにさらに構成される。このようにして、第1のスイッチ部材の相補的スイッチ部材及び第2のスイッチ部材の相補的スイッチ部材の両方は、遅延ゼロ交差予測事象において、しかしながら共振電流のゼロ交差より前にターンオンされる。

#### 【0019】

一実施形態によれば、制御回路は、第1のスイッチ部材のターンオフを第2の所定の遅延時間だけ遅らせかつゼロ交差事象より前にある事象を示す第2の遅延信号を供給するための第2の遅延ユニットをさらに備え、スイッチエンコーダは、第2の遅延信号に基づい  
50

て、第1のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材をターンオンするようにさらに構成される。このようにして、第1のスイッチ部材の相補的スイッチ部材のターンオンは、第1のスイッチ部材のターンオフから第2の所定の遅延時間だけ遅れる。好ましくは、第2の所定の遅延時間は、スイッチ部材の不感時間以上となるように設定される。

#### 【0020】

一実施形態によれば、第2の遅延ユニットは、電圧制御信号を遅延させることによって第2の遅延信号を供給するように構成される。

#### 【0021】

一実施形態によれば、共振電流の第1の周期の電圧制御信号に基づいて最初にターンオフされるスイッチ部材は、第1の周期と異なる共振電流の第2の周期において電圧制御信号に基づいて最初にターンオフされるスイッチ部材と異なる。提案するスイッチングシーケンスによれば、2つの当初導電性の対角対が、半共振周期の間に順次ターンオフされ、次いで、前述の導電性のスイッチに対する相補的スイッチが、次の半共振周期の間にターンオンされる。早い時間にターンオフされたスイッチ部材（進みスイッチ部材（leading switch member）と呼ばれる）、すなわち、電圧制御信号に基づいてターンオフされるスイッチ部材は、後の時間にターンオフされるスイッチ部材（遅れスイッチ部材（lagging switch member）と呼ばれる）と比べて高いスイッチング損失を被る。対角対の一方のスイッチ部材を1つの共振周期における進みスイッチ部材とし、他方のスイッチ部材を別の共振周期における進みスイッチ部材とすることによって、スイッチング損失は、すべての4つのスイッチ部材に均一に分配される。

10

#### 【0022】

各対角対の進みスイッチ部材の交替は、様々なやりかたで実施される。一例では、進みスイッチ部材の変更又は交替は一つおきの共振周期とすることができます。すなわち、複数の連続する共振周期の間、所与の対角対の2つのスイッチ部材は、交互に、進みスイッチ部材（すなわち、電圧制御信号に基づいて最初にターンオフされるスイッチ部材）として働く。例えば、対角対の一方のスイッチ部材は、第1及び第3の連続する共振周期において進みスイッチ部材として働き、対角対の他方のスイッチ部材は、第2及び第4の連続する共振周期において進みスイッチ部材として働く。別の例では、進みスイッチ部材の変更又は交替は、例えば、2つ、3つなどの所定の数の共振周期ごととすることができます。さらに、1つの対角対の進みスイッチの変更又は交替は、他の対角対のものと同じでも異なっていてもよい。

20

#### 【0023】

スイッチエンコーダは、個別のアナログ回路、個別のデジタル回路、例えば、デジタル信号処理若しくはプログラマブルロジック又はそれらの組合せなどで実施される。

#### 【0024】

一実施形態によれば、スイッチエンコーダは、ゼロ交差予測信号に基づいて鋸波信号を供給するための同期鋸波発生器と、電圧制御信号及び鋸波信号に基づいて位相信号を供給するための比較器と、位相信号に基づいて駆動信号を各スイッチ部材に供給するためのデジタルエンコーダとを備える。

#### 【0025】

一実施形態によれば、ゼロ交差予測信号及び共振電流のゼロ交差に基づいて同期信号を供給するための同期信号発生器、電圧制御信号及び同期信号に基づいて位相信号を供給するためのカウンタ、及び位相信号に基づいて駆動信号を各スイッチ部材に供給するためのデジタルエンコーダが提供される。

30

#### 【0026】

本発明の第2の態様の一実施形態によれば、フルブリッジ構成を備える共振コンバータを制御する方法が提案される。フルブリッジ構成は、2つの並列スイッチングブランチを備える。2つのスイッチングブランチの各々は、2つの直列接続されたスイッチ部材を備える。一方のスイッチングブランチのスイッチ部材と他方のスイッチングブランチのスイッチ部材とのそれぞれは、対角対を形成する。この方法は、共振コンバータの共振電流の

40

50

複数の周期の各半周期の間、対角対が導通している初期状態から開始して、電圧制御信号に基づいて対角対の第1のスイッチ部材をターンオフするステップと、第1のスイッチ部材のターンオフの後、第1のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材を、共振電流のゼロ交差より前にターンオンするステップと、第1のスイッチ部材のターンオフの後、対角対の第2のスイッチ部材を、ゼロ交差より前にターンオフするステップと、第2のスイッチ部材のターンオフの後、第2のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材を、共振電流のゼロ交差事象より前にターンオンするステップとを有する。

#### 【0027】

本発明の第3の態様の一実施形態によれば、電力インバータが提案される。電力インバータは、共振コンバータと、共振コンバータを制御するための制御回路とを備え、共振コンバータはフルブリッジ構成と共振回路とを備える。フルブリッジ構成は、2つの並列スイッチングブランチを備え、2つのスイッチングブランチの各々は2つの直列接続されたスイッチ部材を備え、一方のスイッチングブランチのスイッチ部材と他方のスイッチングブランチのスイッチ部材とのそれぞれは、対角対を形成する。共振回路は、2つのスイッチングブランチの各々に属する2つの直列接続されたスイッチ部材の接続点間に接続される。

10

#### 【0028】

一実施形態によれば、スイッチ部材のうちの1つ又は複数は、スナバキャパシタに並列接続される。スナバキャパシタは、ターンオフスイッチング事象の損失を低減するのに有用であるが、ターンオンスイッチング事象の損失を増加させることが知られている。すべてのターンオンスイッチング事象が負電流で生じ、それにより、無損失であることのおかげで、簡単なスナバキャパシタが、ターンオフスイッチング損失を低減するために極めて適切に使用される。

20

#### 【0029】

本発明の第4の態様の一実施形態によれば、X線発生器が提案される。X線発生器は、電力インバータと、電力インバータの入力部に接続されたDC電圧源と、電力インバータの出力部に接続されたX線管とを備える。

30

#### 【0030】

前記X線発生器に加えて、提案する電力インバータは、溶接、工業用誘導加熱、又は排ガス洗浄用静電集塵器を備える様々な分野にも適用可能である。

#### 【0031】

本発明の他の目的及び利点は、添付図面と組み合わせてなされる説明を参照して一層明らかになり、容易に理解されるであろう。

#### 【0032】

本発明が、実施形態と組み合わせて及び図面を参照して以下でより詳細に記載及び説明される。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0033】

【図1】先行技術によるフルブリッジ構成の共振コンバータを含む例示的な高電圧源を示す図である。

40

【図2A】例示的なスイッチ部材を示す図である。

【図2B】例示的なスイッチ部材を示す図である。

【図2C】例示的なスイッチ部材を示す図である。

【図3】例示的なハーフブリッジを示す図である。

【図4】フルブリッジ構成を含む例示的な共振コンバータを示す図である。

【図5】本発明の一実施形態によるフルブリッジ構成を含む共振コンバータを制御する方法を示す図である。

【図6】図5の方法による半共振周期におけるターンオフスイッチング事象のシーケンス、ターンオンスイッチング事象の時間間隔、及び電流ゼロ交差事象を示す図である。

【図7】本発明の一実施形態によるタンク電圧及び共振電流の曲線と一緒に複数の共振周

50

期におけるスイッチング事象のシーケンスを示す図である。

【図 8】本発明の第 1 の実施形態によるフルブリッジ構成を含む共振コンバータを制御するための制御回路を示す図である。

【図 9】本発明の第 2 の実施形態によるフルブリッジ構成を含む共振コンバータを制御するための制御回路を示す図である。

【図 10】本発明の第 3 の実施形態によるフルブリッジ構成を含む共振コンバータを制御するための制御回路を示す図である。

【図 11】本発明の一実施形態によるゼロ交差予測器によって発生される信号を示す図である。

【図 12】図 11 の信号を発生するための例示的なゼロ交差予測器を示す図である。 10

【図 13】本発明の一実施形態による図 8、図 9、又は図 10 のスイッチエンコーダ及び第 1 の遅延ユニットを実施する第 1 の例示的な回路を示す図である。

【図 14】本発明の一実施形態による同期鋸波発生器によって発生される鋸波信号を示す図である。

【図 15】図 14 の鋸波信号を発生するための例示的な鋸波発生器を示す図である。

【図 16】本発明の一実施形態によるデジタルエンコーダによって発生される駆動信号を示す図である。

【図 17】図 16 の駆動信号を発生するための例示的なデジタルエンコーダを示す図である。

【図 18】本発明の別の実施形態によるデジタルエンコーダによって発生される駆動信号を示す図である。 20

【図 19】図 18 の駆動信号を発生するための例示的なデジタルエンコーダを示す図である。

【図 20】本発明の一実施形態による図 8、図 9、又は図 10 のスイッチエンコーダ及び第 1 の遅延ユニットを実施する第 2 の例示的な回路を示す図である。

【図 21】図 20 の第 2 の例示的な回路の例示的なシーケンシング及びタイミング動作を示す図である。

【図 22】図 21 と比べて代替のシーケンシング及びタイミング動作を示す図である。

#### 【発明を実施するための形態】

##### 【0034】

図中の同じ参照符号は、同様の又は対応する特徴及び / 又は機能を示す。 30

##### 【0035】

本発明は、特定の実施形態に関して及び特定の図面を参照して説明されるが、本発明は、それに限定されるのではなく、特許請求の範囲によってのみ限定される。記載された図面は概略に過ぎず、限定ではない。図面において、要素のうちのいくつかに関するサイズは、例示目的のために誇張されており、原寸に比例して描かれていない。

##### 【0036】

最初に、いくつかのよく知られている用語を、図 2 A、図 2 B、図 2 C、図 3、及び図 4 を参照して簡単に説明する。

##### 【0037】

スイッチ部材は、1つ又は複数の並列接続及び / 又は直列接続されたスイッチ（例えば、IGBT、MOSトランジスタ、又は別の半導体スイッチ）と、1つ又は複数のスイッチに並列に接続されるか、又はMOSFETのボディダイオードとして固有の機能を実行することが分かっている逆ダイオード（reverse diode）とを含む組合せを示す。一般に、スイッチ部材は、互いに並列に接続された2つの基本構成要素、すなわち、電力スイッチ及び逆ダイオードによって機能的に表され、電力スイッチは、1つ又は複数の並列接続及び / 又は直列接続されたスイッチを含み、外部信号によってターンオン及びターンオフされ、ターンオフ状態で電圧を遮断し、ターンオン状態で順電流を伝導することができ、逆ダイオードは、スイッチング機能の順電圧を遮断することができ、前述の並列の電力スイッチと逆である導電方向に電流が注入されている場合に導通となる。 40

## 【0038】

図2A、図2B、及び図2Cは、例示的なスイッチ部材を示す。図2Bは、逆導電性電力スイッチの機能表現を示す。図2Bを参照すると、逆導電性電力スイッチは、2つの基本要素、すなわち、制御電力スイッチ及び並列逆ダイオードによって表される。電力スイッチは、任意の種類の好適な半導体電力スイッチである。図2Cは、逆ダイオードと組み合わせた一方向IGBTを示す。図2Aは、ボディダイオードによって逆導通を可能にするパワーMOSFETを示す。

## 【0039】

図3は、例示的なハーフブリッジを示す。ハーフブリッジ又はスイッチレグは、直列に接続された2つのスイッチ部材を含み、それは以下の3つの端子をもたらす。

10

D C電圧の正電位V<sub>p</sub>に接続されるべきハイサイドスイッチ部材、

D C電圧の負電位V<sub>n</sub>に接続されるべきローサイドスイッチ部材、

スイッチの出力ポールV<sub>a c</sub>、すなわち、共振負荷回路に接続されるべき、2つのスイッチ部材の接続点。

## 【0040】

したがって、ハーフブリッジ、又はいわゆるスイッチングレグ若しくはスイッチングブランチは、DC電流をAC電流に又はその逆に変換することができ、電力インバータ又は制御可能整流器として使用される。

## 【0041】

図4は、フルブリッジ構成を含む例示的な共振コンバータを示す。共振コンバータは、DC電圧源V<sub>d c</sub>と共振回路400とに接続される。フルブリッジ構成は、2つの並列スイッチングブランチを含む。一方のスイッチングブランチは2つの直列接続されたスイッチ部材S1及びS2を含み、他方のスイッチングブランチは2つの直列接続されたスイッチ部材S3及びS4を含む。各スイッチ部材は、同じスイッチングブランチの他方のスイッチ部材の相補的スイッチ部材である。例えば、S1はS2の相補的スイッチ部材であり、逆もまた同様である。ハイサイドスイッチ部材S1及びS3はDC電圧源の正電位V<sub>p</sub>に接続され、ローサイドスイッチ部材S2及びS4はDC電圧源の負電位V<sub>n</sub>に接続される。対角対は、異なるスイッチングブランチに配置されている2つのスイッチ部材によって形成され、対角対を介して、負荷はDC電圧源の低電位端子及び高電位端子に接続される。図4を参照すると、S1及びS4は対角対を形成し、S2及びS3は同様に対角対を形成する。共振回路400は、2つのスイッチングブランチの2つの連結部V<sub>a c 1</sub>、V<sub>a c 2</sub>間に接続される。

20

30

## 【0042】

図5は、本発明の一実施形態によるフルブリッジ構成を含む共振コンバータを制御する方法を示す。図6は、図5の方法による半共振周期におけるターンオフスイッチング事象のシーケンス、ターンオンスイッチング事象の時間間隔、及びゼロ交差事象を示す。図6の曲線600は、時間tに関して共振電流の絶対値を表す。図5を参照すると、図示の方法は、対角対のフルブリッジが導通している初期状態500から開始して共振電流の半周期の間にスイッチング事象のシーケンスを引き起す。図5及び図6を参照すると、510において、当初導電性の対角対の第1のスイッチ部材が、電圧制御信号に基づいてターンオフされる（スイッチング事象E1として表されている）。520において、第1のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材が、第1のスイッチ部材のターンオフの後であるが共振電流のゼロ交差（ゼロ交差事象E5として表される）より前にターンオンされる（スイッチング事象E2として表される）。530において、当初導電性の対角対の第2のスイッチ部材が、第1のスイッチ部材のターンオフの後であるが共振電流のゼロ交差より前にターンオフされる（スイッチング事象E3として表される）。540において、第2のスイッチ部材に直列接続されたスイッチ部材が、第2のスイッチ部材のターンオフの後であるが共振電流のゼロ交差より前にターンオンされる（スイッチング事象E4として表される）。この時点までに、当初導電性の対角対がターンオフされ、他方の対角対のスイッチ部材が、ターンオンされ、それにより、導通となる。その結果、2つの対角対は、

40

50

交互に、連続する半共振周期において当初導電性の対角対になる。言い換えれば、図6を参照すると、

当初導電性の対角対の2つのスイッチ部材は、事象E1及びE3において続いてターンオフされ、

スイッチング事象E2（すなわち、第1のスイッチ部材の相補的スイッチ部材のターンオン）は、スイッチング事象E1（すなわち、第1のスイッチ部材のターンオフ）と事象E5（すなわち、共振電流のゼロ交差）との間の時間間隔T1のどの時点で生じてもよく、

スイッチング事象E4（すなわち、第2のスイッチ部材の相補的スイッチ部材のターンオン）は、スイッチング事象E3（すなわち、第2のスイッチ部材のターンオフ）と事象E5（すなわち、共振電流のゼロ交差）との間の時間間隔T2のどの時点で生じてもよい。

#### 【0043】

半共振周期において、当初導電性の対角対は、S1及びS4、又はS2及びS3である。当初導電性の対角対の第1のスイッチ部材は、当初導電性の対角対の2つのスイッチ部材のうちの任意のものとすることができる。したがって、どの対角対が当初導通しているか、及び当初導電性の対角対のどのスイッチ部材がスイッチング事象E1においてターンオフされる第1のスイッチ部材であるかに応じて4つの異なるシナリオがある、表1は、行ごとに、シナリオに応じて、スイッチング事象E1からE4の各々に対応するスイッチ部材を提示している。

表1：図5の方法による半共振周期における4つの例示的なスイッチングシーケンス

#### 【表1】

| 行 | E1のスイッチ<br>部材 | E2のスイッチ<br>部材 | E3のスイッチ<br>部材 | E4のスイッチ<br>部材 |
|---|---------------|---------------|---------------|---------------|
| 1 | S4            | S3            | S1            | S2            |
| 2 | S1            | S2            | S4            | S3            |
| 3 | S2            | S1            | S3            | S4            |
| 4 | S3            | S4            | S2            | S1            |

#### 【0044】

行1及び行2では、当初導電性の対角対は、S4及びS1によって形成される対角対を含む。行3及び行4では、当初導電性の対角対は、S2及びS3によって形成される対角対を含む。スイッチング事象E1においてターンオフされる第1のスイッチ部材は、行1ではS4及び行2ではS1である。スイッチング事象E1においてターンオフされる第1のスイッチ部材は、行3ではS2及び行4ではS3である。行1を例にとると、二分の一共振周期の間に、S1及びS4が導通していることから開始して、S4が、最初に、電圧制御信号に基づいてターンオフされ、S3が、S4のターンオフの後であるがゼロ交差より前にターンオンされ、S1が、S4のターンオフの後であるがゼロ交差より前にターンオフされ、次いで、S2が、S1のターンオフの後であるがゼロ交差より前にターンオンされる。

#### 【0045】

本発明の一実施形態によれば、スイッチング事象E3、すなわち、当初導電性の対角対の第2のスイッチ部材のターンオフが、ゼロ交差予測事象において生じ、ゼロ交差予測事象は、共振電流のそれぞれのゼロ交差より所定の前進時間間隔だけ進んでいる。特に、ゼロ交差予測器は、共振電流のゼロ交差予測事象を示すゼロ交差予測信号を供給するよう

10

20

30

40

50

構成され、スイッチング事象 E 3 は、ゼロ交差予測信号に基づいてトリガされる。

#### 【 0 0 4 6 】

所定の前進時間間隔は比較的小さい時間間隔である。好ましくは、所定の前進時間は共振周期の 5 % から 15 % である。すなわち、共振電流のゼロ交差に近い時点で第 2 のスイッチ部材をターンオフすることが提案される。第 2 のスイッチ部材はゼロ交差予測事象においてターンオフされるので、第 2 のスイッチ部材は小さい共振電流でターンオフされ、したがって、スイッチング損失も低い。一般に、所定の前進時間が小さいほど、ゼロ交差予測事象における共振電流が小さくなり、スイッチング損失は低くなる。

#### 【 0 0 4 7 】

図 7 は、本発明の一実施形態によるタンク電圧  $V_{tank}$  及び共振電流  $I_{res}$  の曲線と一緒に複数の連続する共振周期 P 1、P 2 のスイッチング事象の例示的なシーケンスを示す。電圧制御信号 CTRL は、スイッチング事象 E 1、すなわち、当初導電性の対角対の第 1 のスイッチのターンオフをトリガすることによって共振コンバータの出力電圧を制御するために供給される。図 7 を参照すると、電圧制御信号は、スイッチング事象 E 1 を、そのエッジで、より詳細には、正の共振電流の場合には立上りエッジで、負の共振電流の場合には立下りエッジでトリガする。他の実施形態では、電圧制御信号は、スイッチング事象 E 2 を、異なるやりかたで、例えば、立上りエッジのみ又は立下りエッジのみでトリガする。ゼロ交差予測信号 PRED は、スイッチング事象 E 3、すなわち、当初導電性の対角対の第 2 のスイッチのターンオフをトリガするために供給される。図 7 を参考すると、ゼロ交差予測信号 PRED は、スイッチング事象 E 3 を、そのエッジで、より詳細には、正の共振電流の場合には立下りエッジで、負の共振電流の場合には立上りエッジでトリガする。言い換えれば、ゼロ交差予測信号 PRED は、レベル変化によって共振電流のゼロ交差予測事象を示す。他の実施形態では、ゼロ交差予測信号 PRED は、異なるやりかたで、例えば、立下りエッジのみ又は立上りエッジのみによって共振電流のゼロ交差予測事象を示す。図 7 において、S 1、S 2、S 3、及び S 4 は、それぞれのスイッチ部材の状態を示し、D 1、D 2、D 3、及び D 4 は、スイッチ部材のそれぞれのダイオードの状態を示す。より詳細には、ハイレベルはターンオン又は導電状態を示し、ローレベルはターンオフ又は遮断状態を示す。タンク電圧  $V_{tank}$  は、共振コンバータのフルブリッジのスイッチの出力ポール  $V_{ac1}$  及び  $V_{ac2}$  を横切る電圧である。対角対が導通している初期状態では、電圧タンク  $V_{tank}$  は、対角対の一方がスイッチング事象 E 1 でターンオフされるまで増加し続ける。

#### 【 0 0 4 8 】

P 1 の第 1 の半周期において、S 1 及び S 4 によって形成される対角対は当初導通しており、スイッチ部材 S 4 は、電圧制御信号 CTRL によってトリガされたとき最初にターンオフされ、次いで、スイッチ部材 S 1 は、ゼロ交差予測信号 PRED によってトリガされたときターンオフされ、スイッチ部材 S 2 及び S 3 は、スイッチング事象 E 3 と共振電流のゼロ交差との間にターンオンされる。スイッチ部材 S 3 は、さらに、スイッチ部材 S 3 が、S 4 のターンオフの後であるが共振電流のゼロ交差よりも前にターンオンされるならば、異なる時間にターンオンされてもよい。

#### 【 0 0 4 9 】

S 2 及び S 3 のターンオン事象は両方とも無損失である。S 1 のターンオフ事象のスイッチング損失はまた、S 1 が共振電流のゼロ交差に近い時点でターンオフされ、したがって、低い共振電流でターンオフされるので低い。S 4 のターンオフ事象のスイッチング損失は、S 1 のターンオフ事象と比べて高い。言い換えれば、第 1 の半周期における第 1 のスイッチ部材 S 4 は、制御パターンが、ZVS 条件を与えるスナバキャパシタによってスイッチング損失の低減を可能にするとしても、大きいスイッチング損失を被る。上述で説明したように、当初導電性の対角対のスイッチのうちの任意の 1 つを、電圧制御信号に基づいてターンオフされる最初のスイッチとすることができます。第 2 の期間 P 2 の第 1 の半周期を参照すると、S 1 及び S 4 によって形成される対角対は第 1 の周期の第 1 の半周期と同様に当初は導通しているが、スイッチ部材 S 4 ではなくスイッチ部材 S 1 が、電圧制

10

20

30

40

50

御信号 C T R L によってトリガされたとき最初にターンオフされる。言い換えれば、高いスイッチ損失をもつスイッチング事象 E 1 は、第 1 の周期 P 1 ではスイッチ部材 S 4 で生じるが、第 2 の周期 P 2 ではスイッチ部材 S 1 で生じる。同様に、第 1 の周期 P 1 及び第 2 の周期 P 2 の第 2 の半周期を参照すると、高いスイッチ損失をもつスイッチング事象 E 1 は、それぞれ、スイッチ部材 S 2 及び S 3 で生じる。高いスイッチ損失をもつスイッチング事象 E 1 が同じスイッチ部材で常に生じる場合と比較して、スイッチ損失は、4 つのスイッチ部材にわたって均一に分配される。

#### 【 0 0 5 0 】

図 7において、スイッチング事象 E 1 は、繰り返し可能な順序 S 4 - S 3 - S 1 - S 2 でスイッチ部材において生じる。他の実施形態では、スイッチング事象 E 1 は、異なる順序でスイッチ部材において生じる。例えば、スイッチング事象 E 1 は、繰り返し可能な順序 S 4 - S 2 - S 1 - S 3 でスイッチ部材で生じる。これらの 2 つの場合において、当初導電性の対角対の第 1 のスイッチは、共振周期ごとに S 4 と S 1 との間又は S 2 と S 3 と間で交互になる。代替として、当初導電性の対角対の第 1 のスイッチは、2 つ、3 つ、又は任意の数の連続する共振周期ごとに交互になつてもよい。例えば、それが連続する 2 つの共振周期ごとに交互になる場合、スイッチング事象 E 1 は、繰り返し可能な順序 S 4 - S 2 - S 4 - S 2 - S 1 - S 3 - S 1 - S 3 でスイッチ部材で生じる。上述の場合において、2 つの対角対の交替は同様である。代替として、一方の対角対 S 1 及び S 4 の交替と、他方の対角対 S 2 及び S 3 の交替とは、異なることも可能である。例えば、2 つのスイッチ部材の間のスイッチング事象 E 1 の交替は、一方の対角対では共振周期ごとであり、他方の対角対では 2 つの共振周期ごとである、すなわち、その結果、スイッチング事象 E 1 は、繰り返し可能な順序 S 4 - S 2 - S 1 - S 2 - S 4 - S 3 - S 1 - S 3 でスイッチ部材において生じる。

#### 【 0 0 5 1 】

図 8、図 9、及び図 10 は、それぞれ、フルブリッジ構成を含む共振コンバータを制御するためのいくつかの例示的な制御回路を示す。

#### 【 0 0 5 2 】

図 8 は、共振コンバータの 4 つのスイッチ部材 S 1 から S 4 を制御するための第 1 の例示的な制御回路 8 0 0 を示す。制御回路 8 0 0 は、4 つのスイッチ部材 S 1、S 2、S 3、S 4 をそれぞれ駆動する 4 つの駆動信号 8 1 0、8 1 2、8 1 4、8 1 6 を供給することによって 4 つのスイッチ部材 S 1 から S 4 のスイッチング事象を制御する 4 つの駆動信号を供給するように構成される。制御回路 8 0 0 は、共振コンバータからの電流フィードバック信号 8 2 0 を受け取るようにさらに構成される。電流フィードバック信号 8 2 0 は、共振コンバータの測定された共振電流 I\_res を表す。例えば、電流フィードバック信号 8 2 0 は電流センサ 8 2 2 によって供給される。

#### 【 0 0 5 3 】

制御回路 8 0 0 は出力電圧コントローラ 8 3 0 を含む。出力電圧コントローラ 8 3 0 は、1 つ又は複数の入力信号に基づいてスイッチング事象 E 1 をトリガするために前述の電圧制御信号 C R T L を供給するように構成される。共振コンバータの負荷が X 線管である一例では、1 つ又は複数の入力信号は、管電圧の設定点 8 3 4\_1 と、管電流の設定点 8 3 4\_2 と、管電流の測定された実際の値 8 3 4\_3 と、共振コンバータからフィードバックされた共振キャパシタの測定された実際の電圧 8 3 4\_4 とを含み、それらは出力電圧コントローラ 8 3 0 にとって有用な入力である。

#### 【 0 0 5 4 】

制御回路 8 0 0 は、共振電流のゼロ交差予測事象を示すゼロ交差予測信号 P R E D を供給するためのゼロ交差予測器 8 5 0 をさらに含む。各ゼロ交差予測事象は、共振電流のそれぞれのゼロ交差より所定の前進時間間隔だけ進んでいる。ゼロ交差予測信号 P R E D は、スイッチング事象 E 3 をトリガするために使用される。

#### 【 0 0 5 5 】

制御回路 8 0 0 は、第 2 の遅延信号 8 4 2 を供給するための第 2 の遅延ユニット 8 4 0

10

20

30

40

50

をさらに含む。第2の遅延信号842は、第2の所定の遅延時間だけ第1のスイッチ部材のターンオフを遅らせる事象を示し、ゼロ交差事象より前にある。第2の遅延信号842は、スイッチング事象E2をトリガするために使用される。一実施形態では、第2の遅延ユニット840は、電圧制御信号CTR Lを第2の所定の遅延時間だけ遅延させることによって第2の遅延信号842を供給するように構成される。

#### 【0056】

制御回路800は、遅延ゼロ交差予測事象を示す第1の遅延信号862を供給するための第1の遅延ユニット860をさらに含み、各遅延ゼロ交差予測事象は、対応するゼロ交差予測事象より第1の所定の遅延時間だけ遅れ、共振電流の対応するゼロ交差より前にある。第1の遅延信号862は、スイッチング事象E4をトリガするために使用される。一実施形態では、遅延ユニット860は、ゼロ交差予測信号PREDを第1の所定の遅延時間だけ遅延させることによって第1の遅延信号を供給するように構成される。10

#### 【0057】

制御回路800は、4つの駆動信号810、812、814、816を供給するためのスイッチエンコーダ870をさらに含む。スイッチエンコーダ870は、電圧制御信号CTR L、ゼロ交差予測信号PRED、第1の遅延信号862、及び第2の遅延信号842に基づいて4つの駆動信号810、812、814、816を発生するように構成される。各駆動信号は、それぞれのスイッチ部材のターンオン、ターンオフを駆動するために使用される。一実施形態では、駆動信号はそれぞれのスイッチ部材のゲートに接続され、スイッチ部材は、駆動信号がロー信号レベルからハイ信号レベルに変わるとときにターンオンされ、駆動信号がロー信号レベルに変わるとときにターンオフされる。20

#### 【0058】

図9は、共振コンバータの4つのスイッチ部材S1からS4を制御するための第2の例示的な制御回路900を示す。図9の第2の例示的な制御回路900は、図9の出力電圧コントローラ930、ゼロ交差予測器950、第1の遅延ユニット960が図8のものと同じであるという点で、図8の第1の例示的な制御回路800と類似している。図9の第2の例示的な制御回路900は図8の第2の遅延ユニット840のような遅延ユニットを含まないという点で相違がある。第1の遅延信号及びゼロ交差予測信号PREDが、それぞれ、スイッチング事象E2及びE3をトリガするために使用される図8と異なり、図9のゼロ交差予測信号PREDは、スイッチング事象E2とスイッチング事象E3の両方をトリガるために使用される。したがって、スイッチエンコーダ970は、電圧制御信号CTR L及びゼロ交差予測信号PREDに基づいて4つの駆動信号910、912、914、916を発生するように構成される。30

#### 【0059】

図10は、共振コンバータの4つのスイッチ部材S1からS4を制御するための第3の例示的な制御回路1000を示す。図10の第3の例示的な制御回路1000は、図10の出力電圧コントローラ1030、ゼロ交差予測器1050、第1の遅延ユニット1060が図9のものと同じであるという点で、図9の前述の例示的な制御回路900と類似している。図9ではゼロ交差予測信号がスイッチング事象E2をトリガするために使用されているが、図10では第1の遅延信号1062がスイッチング事象E2をトリガするために使用されるという点で相違がある。言い換えれば、第1の遅延信号1062は、図10のスイッチング事象E2とスイッチング事象E4の両方をトリガするために使用される。この実施形態は、図7に示したようなスイッチング事象のシーケンスをトリガすることができる駆動信号1010、1012、1014、1016のシーケンスをもたらす。40

#### 【0060】

上述で説明したように、スイッチング事象E2は、第1のスイッチ部材のターンオフと共振電流のゼロ交差との間のどの時点でトリガされてもよい。したがって、スイッチング事象E2のトリガリングは上述の実施形態に限定されない。すなわち、スイッチング事象E2は、図8の第2の遅延信号によって、図9のゼロ予測信号PREDによって、及び図10の第1の遅延信号によってトリガされるが、スイッチング事象E2は、異なる実施形50

態では他のやりかたでトリガされてもよい。

**【0061】**

図11は、本発明の一実施形態によるゼロ交差予測器によって発生される信号を示す。

図12は、図11の信号を発生するための例示的なゼロ交差予測器を示す。

**【0062】**

図11を参照すると、ゼロ交差予測器によって発生される信号S I G N、P R E D、及びS Y N Cが、共振電流I\_r e sに対して示されている。信号S I G Nは、そのエッジで共振電流のゼロ交差を示す。信号のP R E Dは、そのエッジでゼロ交差予測事象を示す。各ゼロ交差予測事象は、対応するゼロ交差より所定の前進時間間隔1110だけ進んでいる。S Y N Cは、共振電流のゼロ交差をその立下りエッジによって示し、ゼロ交差予測事象をその立上りエッジによって示す。  
10

**【0063】**

図12を参照すると、ゼロ交差予測器は、測定された共振電流を受け取るための入力端子1210と、S I G N信号、P R E D信号、及びS Y N C信号を出力するための3つの出力端子とを有する回路として具現される。いくつかの実施形態では、ゼロ交差予測器はS Y N C信号を発生しない。いくつかの他の実施形態では、ゼロ交差予測器はS Y N C信号のみを出力する。

**【0064】**

スイッチエンコーダ、第1の遅延ユニット、及び第2の遅延ユニットは、様々なやりかたで実施される。例示目的のために、図10のスイッチエンコーダ及び第1の遅延ユニットのいくつかの例示的な実施態様を本明細書で説明する。しかしながら、本発明の保護範囲はこれらの詳細な実施態様に限定されない。  
20

**【0065】**

図13及び図20は、それぞれ、本発明のいくつかの実施形態による図8、図9、又は図10のスイッチエンコーダ及び第1の遅延ユニットの2つの例示的な実施態様を示す。電圧コントローラに関しては、現在知られているか又は将来開発される任意の好適な実施態様が適用可能である。

**【0066】**

図13は、図8、図9、又は図10のスイッチエンコーダ及び第1の遅延ユニットを実施する第1の例示的な回路を示す。例示的な回路1300は、同期鋸波発生器1310と、比較器1320と、デジタルエンコーダ1330とを含む。同期鋸波発生器1310は、ゼロ交差予測信号P R E Dから鋸波信号V t r iを導き出すように構成される。代替として、同期鋸波発生器1310は、信号S Y N Cから鋸波信号V t r iを導き出すように構成される。比較器1320は、電圧制御信号及び鋸波信号に基づいて位相信号1322を供給するように構成される。デジタルエンコーダ1330は、位相信号1322及びS Y N C信号に基づいて駆動信号1310、1312、1314、1316を各スイッチ部材に供給するように構成される。代替として、同期信号S Y N Cは、いくつかの実施態様では、ゼロ交差信号S I G N及びゼロ交差予測信号P R E Dで置き換えることができる。いくつかの他の実施態様では、ゼロ交差信号S I G Nは、同期信号S Y N Cに加えて供給される(図12を参照)。  
40

**【0067】**

図14は、本発明の一実施形態による同期鋸波発生器によって発生される鋸波信号を示す。図14を参照すると、鋸波信号V t r iは、S Y N C信号及び共振電流I\_r e sに対して示されている。

**【0068】**

図15は、図14の鋸波信号を発生するための例示的な鋸波発生器を示す。理想的な鋸波発生器は、線形電圧傾斜を駆動するので電流源を含む。より容易な実施態様では、非線形上昇傾斜をもたらす電圧源で十分である。放電抵抗器R d i sは充電抵抗器R c h aよりもはるかに小さくする必要があることに留意されたい。

**【0069】**

50

図16は、本発明の一実施形態によるデジタルエンコーダによって発生される駆動信号を示す。図17は、図16の駆動信号1610、1620、1630、1640を発生するための例示的なデジタルエンコーダを示す。この実施形態では、スイッチング事象E1のスイッチング損失は、4つのスイッチ部材間で等しく分配されず、駆動信号1610及び1620によって駆動されるスイッチ部材のみが、スイッチング事象E1のターンオフ損失を消費する。

#### 【0070】

図16を参照すると、スイッチ部材S1、S2、S3、S4をそれぞれ駆動するための駆動信号1610、1620、1630、1640は、鋸波信号Vtri及び電圧制御信号CTRLから導き出される。電圧制御信号CTRLのレベルは、共振コンバータの最大出力電圧を表す。  
10

#### 【0071】

共振電流のゼロ交差事象において、鋸波電圧Vtriは、ゼロから増加し始める。鋸波電圧Vtriが電圧制御信号CTRLの電圧レベルを横切る点で、スイッチング事象E1はトリガされる。鋸波電圧は、ゼロ交差予測事象を示すSYNC信号の立上りエッジまで増加し続ける。この事象は、Vtri信号のゼロへのリセットをトリガし、それにより、スイッチング事象E3をトリガする。さらに、この事象は不感時間期間tdだけ遅延され、それにより、スイッチング事象E2及びE4をトリガする。

#### 【0072】

図16の駆動信号1610、1620、1630、及び1640は、図10で示した実施形態に事実上対応し、スイッチング事象E2及びE4は両方とも遅延されたゼロ交差予測事象によってトリガされる。同様に、いくつかの他の実施形態では、デジタルエンコーダは、発生される駆動信号が図8又は図9で示した実施形態に対応するように実施される。  
20

#### 【0073】

図16を参照すると、スイッチング事象E1は、各対角対の同じスイッチ部材S3、S4で常に生じることが分かる。したがって、スイッチ損失は4つのスイッチ部材の間で均衡していない。

#### 【0074】

図18は、本発明の別の実施形態によるデジタルエンコーダによって発生される駆動信号を示す。図19は、図18の駆動信号1810、1820、1830、1840を発生するための例示的なデジタルエンコーダを示す。図18において、信号ps1、ps2、ps3、ps4は、図17のものと同じであり、電圧制御信号CTRL及び鋸波信号Vtri2016に基づいて発生される。  
30

#### 【0075】

図16の実施形態と異なり、4つのスイッチング部材S1、S2、S3、S4をそれぞれ制御する駆動信号1810、1820、1830、及び1840によって、スイッチング事象E1が4つのスイッチ部材すべてで生じ、したがって、スイッチ損失が、4つのスイッチ部材間で等しく分配され、そのために、十分に均衡することが可能になる。

#### 【0076】

図20は、本発明の一実施形態による図8、図9、又は図10のスイッチエンコーダ及び第1の遅延ユニットを実施する第2の例示的な回路2000を示す図である。そのような実施態様は、出力電圧コントローラ及びパルスパターン発生器の両方が単一のプログラマブルデバイスで動作され非常に経済的な解決策をもたらすので特に有利である  
40

#### 【0077】

例示的な回路2000は、カウンタ2010と、デジタルエンコーダ2020と、遅延ユニット2030とを含む。遅延ユニット2030は、短い時間間隔tdだけ入力信号SYNCを遅延させる。出力電圧コントローラ2300は、電圧制御信号CTRLをデータストリームVcとしてカウンタ2010に供給する。カウンタ2010は、4つの入力部2011、2012、2013、2014と、1つの出力部2015とを有する。入力部  
50

2011はクロック信号 C L K を受け取る。入力部 2012はデータストリーム V c をデータ入力として受け取る。入力部 2013は、カウントダウンをトリガするために S Y N C 信号を受け取る。入力部 2014は、カウンタをロードするために遅延 S Y N C 信号を受け取る。出力部 2015は、位相信号 2016をデジタルエンコーダ 2020に送出する。デジタルエンコーダ 2020は、デジタルエンコーダ 1330と同様に、位相信号 2016、S Y N C 信号、及び遅延 S Y N C 信号に基づいてスイッチ部材 S 1 から S 4 のための4つの駆動信号 2110、2112、2114、2116を発生するように構成される。オプションとして、ゼロ交差信号 S I G N が、いくつかの実施態様では同期信号 S Y N C (図 20 を参照)に加えて供給される。代替として、同期信号 S Y N C は、いくつかの他の実施態様では、ゼロ交差信号 S I G N 及びゼロ交差予測信号 P R E D で置き換えることができる。10

#### 【0078】

第2の例示的な回路 2000の例示的なシーケンシング及びタイミングが図 21 に示される。図 22 は、図 21 と比べて代替のシーケンシング及びタイミングを示す。図 21において、スイッチング事象 E 2 及び E 4 は、ゼロ交差予測事象とゼロ交差事象との間の時点で同時に生じる。図 22 では、スイッチング事象 E 4 は、依然として、ゼロ交差予測事象 E 3 とゼロ交差事象 E 5との間の時点で生じるが、スイッチング事象 E 2 は、並列逆ダイオードが導通となったわずかに後で及びゼロ交差予測事象 E 5より前に生じる。

#### 【0079】

図 21 及び図 22 において、参照符号 A 1 から A 6 は以下のものを表す。20

- A 1 : 並列逆ダイオードが導通している間に Z C S ターンオンする (E 4 )、
- A 2 : スイッチが、共振電流ゼロ交差で電流を伝導し始める (E 5 )、
- A 3 : Z V S ターンオフする (E 1 )、ダイオードへの伝達、
- A 4 : 並列逆ダイオードが導通している間に Z C S ターンオフする (E 2 、 E 4 )、
- A 5 : Z V S ターンオフする (E 3 )、ダイオードへの伝達、
- A 6 : スイッチが、共振電流ゼロ交差で電流を伝導し始める (E 5 )。

#### 【0080】

図 21 には、同期信号 S Y N C 、ゼロ交差信号 S I G N 、カウンタ 2010 の入力 2014 (すなわち、遅延 S Y N C 信号) 、カウンタ 2010 の出力 2015 、及び制御データ V c のためのデータ有効信号 2110 が、4つのスイッチング部材のスイッチ S 1 から S 4 及び並列ダイオード D 1 から D 4 の状態、並びに共振コンバータの出力電圧 V\_tank 及び共振電流 I\_res と一緒に示されている。スイッチ及びダイオードの状態を説明するために、網掛けバーは、それぞれのスイッチ又はダイオードがアクティブである (すなわち、ターンオンされている) が、アクティブスイッチの電流が、並列ダイオードによってアクティブスイッチと逆の方向に伝導されるので依然としてゼロである状態を示す。前述のように、スイッチ部材は、スイッチと、並列接続された逆ダイオードとによって表すことができる (図 2B)。簡単のために、スイッチ部材とスイッチ部材のスイッチとは、図 21 及び対応する説明では同じ参照符号 (S 1 、 S 2 、 S 3 、又は S 4 ) で示されている。30

#### 【0081】

図 21 を参照すると、「カウントダウン」位相は、対角対がどれくらいの時間導通するかを示す。それがゼロに達すると、すなわち、時点 t 4 において、所望の位相角が満たされる。位相角信号の負エッジは、移送される出力電力を制御するのに重要なスイッチング事象 E 1 をトリガする。スイッチング事象 E 1 の後、S Y N C 信号の立上りエッジ、すなわち、時点 t 7 において、スイッチング事象 E 3 、すなわち、残りの導電性のスイッチ (ここでは S 4 ) のターンオフ事象をトリガするまで、駆動タンク電圧 V\_tank は (ほとんど) ゼロのままである。次いで、正の共振電流がダイオード D 3 に転流される。別の不感時間の後 (すなわち、時点 t 9 において) 、 S 2 及び S 3 がターンオンされ (すなわち、スイッチング事象 E 4 ) 、ゼロ交差の後、電流を伝導し始める。次の V c 制御デ4050

ータが、カウンタによって新しい設定点として採用される。カウントダウンが、再び、電流のゼロ交差事象によってトリガされる。

**【0082】**

図21のシーケンシング及びタイミングをより詳細に以下で説明する。

**【0083】**

図21を参照すると、送信された制御データ $V_c$ は、時点 $t_0$ 、すなわち、SYNC信号の立上りエッジにおいて安定にされ有効にされるべきである。この例では、同じ時点にスイッチング事象 $E_3$ が生じる、すなわち、導電性の対角対の第2のスイッチ部材（ここではスイッチ $S_2$ ）がSYNC信号の立上りエッジでターンオフされる。

**【0084】**

いくつかの実施形態では、スナバキャパシタが、ターンオフ事象のためのZVS状態を作り出すために各スイッチ部材に並列に接続される。所与のスイッチ部材に関して、このスイッチ部材に並列接続されたスナバキャパシタは、スイッチング部材のスイッチの導電相と相補的スイッチング部材のダイオードとの間でギャップの間電流を伝導する。これは、ターンオフスイッチ部材の両端の電圧上昇の傾斜が低減され、それにより、ターンオフスイッチング損失が減少することを意味する。例えば、時点 $t_0$ と $t_1$ との間の期間の間、スイッチ部材 $S_2$ のスナバキャパシタは電流を伝導する。言い換えれば、時点 $t_0$ と $t_1$ との間の期間は、スイッチ（ここではスイッチ $S_2$ ）が既にターンオフされた後で、電流が相補的ダイオード（この場合 $D_1$ ）に転流する前の期間を表す。

**【0085】**

この例では、 $t_2$ において、すなわち、時点 $t_0$ からの短い不感時間（例えば、数百ナノ秒から数マイクロ秒までの）の後、したがって、入力2014における信号の立上りエッジにおいて、制御データ $V_c$ は、値 $V_c$ がカウンタの出力2015で有効になるようにカウンタによって引き継がれバッファされる（すなわち、ロードされる）。同じ時点に、スイッチング事象 $E_2$ 及び $E_4$ が生じる、すなわち、これまで導電性であった対角対の相補的スイッチ $S_1$ 、 $S_4$ がターンオンされる（A1を参照）。両方のスイッチ $S_1$ 、 $S_4$ は、共振電流のゼロ交差 $E_5$ が生じる時点 $t_4$ まで電流を伝導しない（A2を参照）。

**【0086】**

代替として、スイッチング事象 $E_2$ 及び $E_4$ は、異なる時間に生じ得る。例えば、図22では、スイッチング事象 $E_2$ 及び $E_4$ は、それぞれ、時点 $t_6$ 及び $t_9$ に生じる。

**【0087】**

時点 $t_3$ において、すなわち、SYNC信号（共振電流のゼロ交差 $E_5$ を表す）の立下りエッジにおいて、カウンタはカウントダウンし始める。

**【0088】**

時点 $t_4$ において、カウンタの出力は0になり、それにより、スイッチング事象 $E_1$ がトリガされる、すなわち、導電性の対角対（ここでは $S_1$ 、 $S_4$ ）の第1のスイッチ部材（ここでは $S_1$ ）がターンオフされる。時点 $t_4$ と $t_5$ との間の期間は、 $S_1$ がターンオフされるときに始まり電流が相補的ダイオード $D_2$ に転流されるときに終わる期間を表す。言い換えれば、その期間は、 $S_1$ 及び $S_2$ に並列なスナバキャパシタが電流を伝導し、それらの両端の電圧が変化する期間である（A3を参照）。

**【0089】**

時点 $t_6$ において、スイッチング事象 $E_2$ が生じる、すなわち、前にターンオフされた $S_1$ の相補的スイッチング部材 $S_2$ がターンオンされる（A4を参照）。時点 $t_6$ におけるスイッチ部材 $S_2$ のターンオン事象 $E_2$ は、時点 $t_4$ に開始され、それにより時点 $t_6$ に終了する固定した遅延期間によってトリガされる。スイッチ $S_2$ は、時点 $t_{10}$ における共振電流の次のゼロ交差 $E_5$ まで電流を伝導し始めない。

**【0090】**

時点 $t_0$ と同様に、時点 $t_7$ において（すなわち、SYNC信号の立上りエッジにおいて）、送信された制御データ $V_c$ は、スイッチング事象 $E_3$ が生じる、すなわち、導電性の対角対の第2のスイッチ部材（ここではスイッチ $S_4$ ）がターンオフされるとき、安定

10

20

30

40

50

にされ有効にされる（A 5 を参照）。

【0091】

時点  $t_1$  と同様に、時点  $t_8$ において、スイッチ  $S_4$  のターンオフは、スナバキャパシタ  $C_{s3}$  及び  $C_{s4}$ （図1を参照）が電流を伝導する時間ギャップ（ $t_7$  から  $t_8$ ）の後相補的スイッチング部材のダイオード  $D_3$  に伝達される。

【0092】

時点  $t_2$  と同様に、時点  $t_9$ において、制御データ  $V_c$  は、値  $V_c$  がカウンタの出力 2015 で有効になり、スイッチング事象  $E_2$  及び  $E_4$  が生じる、すなわち、前にターンオフされたスイッチ部材  $S_1$  及び  $S_4$  の相補的スイッチ部材  $S_2$  及び  $S_3$  がターンオンされるように、カウンタによって引き継がれバッファされる（すなわち、ロードされる）（A 10 4 を参照）。スイッチ部材  $S_2$  及び  $S_3$  は、時点  $t_{10}$ における共振電流の次のゼロ交差  $E_5$  まで電流を伝導し始めない。

【0093】

$t_3$  と同様に、時点  $t_{10}$ において、カウンタは再びカウントダウンし始める。

【0094】

図22は、上述で説明したスイッチング事象  $E_2$  及び  $E_4$  の発生に関してしか図21と異なるので、図22では、簡単のためにさらには説明しない。

【0095】

共振電流のゼロ交差事象より前にスイッチ部材がターンオン / ターンオフされるのを確実にするために、スイッチ部材は、ゼロ交差事象に基づいて、すなわち、ゼロ交差事象の時間に関連する信号に基づいて、ターンオン / ターンオフされる。スイッチング部材のスイッチ動作のトリガは、ゼロ交差事象の時間に依存する。 $S Y N C$  信号、 $P R E D$  信号、 $S I G N$  信号、駆動信号などのようなゼロ交差事象の時間に関連する信号の多数の実施形態を上述した。

【0096】

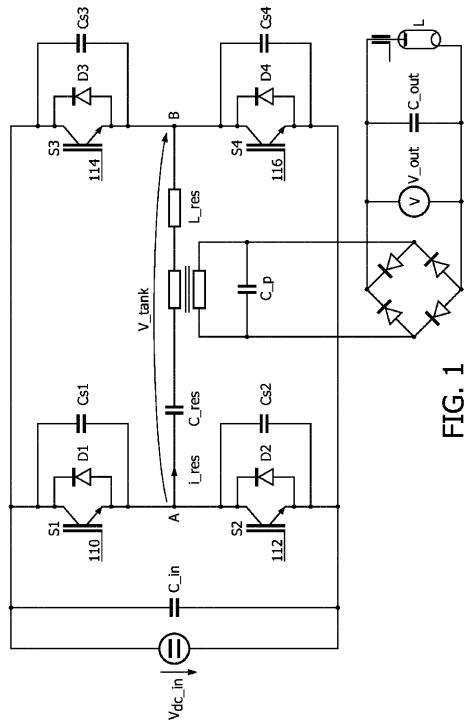
上述した内容には、1つ又は複数の実施形態の例が含まれている。勿論、前述の実施形態を説明する目的で構成要素又は手法のすべての考え得る組合せを記載することは不可能であるが、当業者は、様々な実施形態の多くのさらなる組合せ及び置換が可能であることを認識されよう。したがって、説明した実施形態は、添付の特許請求範囲の趣旨及び範囲内にあるすべてのそのような改変、変形、及び変更を包含するように意図される。さらに、「含む（incudes）」という用語が詳細な説明又は特許請求の範囲のいずれかで使用される範囲内で、そのような用語は、「含むこと（comprising）」が請求項において移行語として利用されるときに解釈されるような「含むこと（comprising）」という用語と同様に包括的であることが意図される。

10

20

30

【図 1】



【図 2 A】

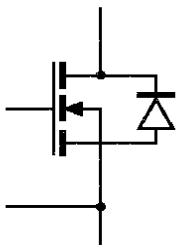


FIG. 2A

【図 2 B】

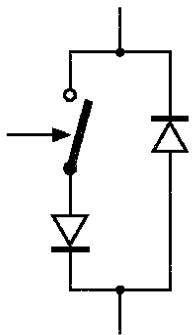


FIG. 2B

【図 2 C】

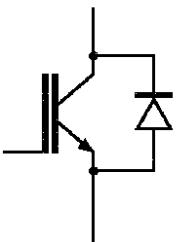


FIG. 2C

【図3】

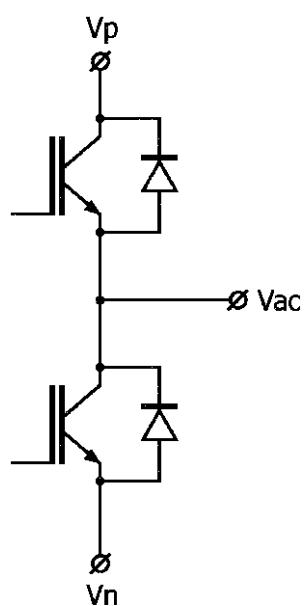


FIG. 3

【図4】

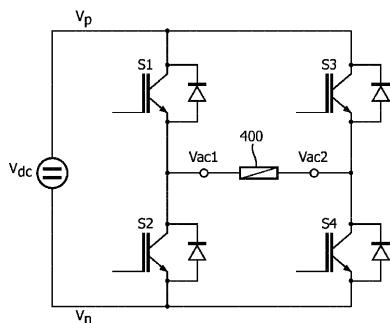


FIG. 4

【図5】

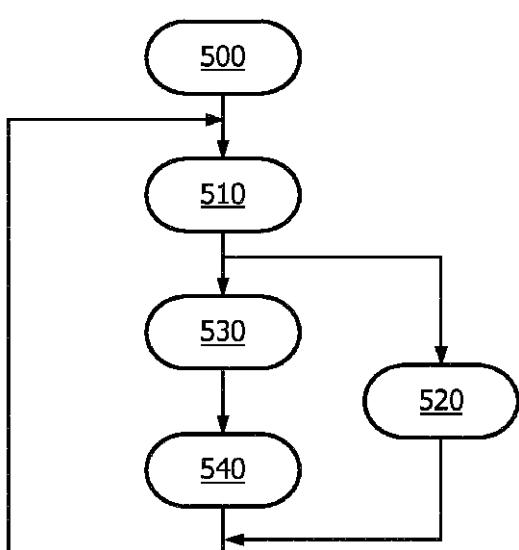


FIG. 5

【図6】

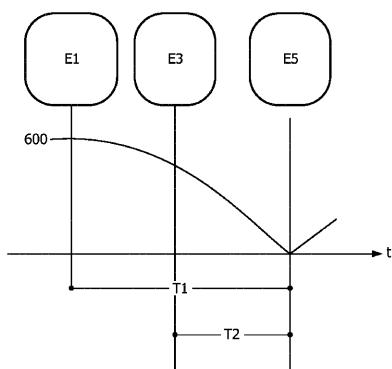


FIG. 6

【図7】

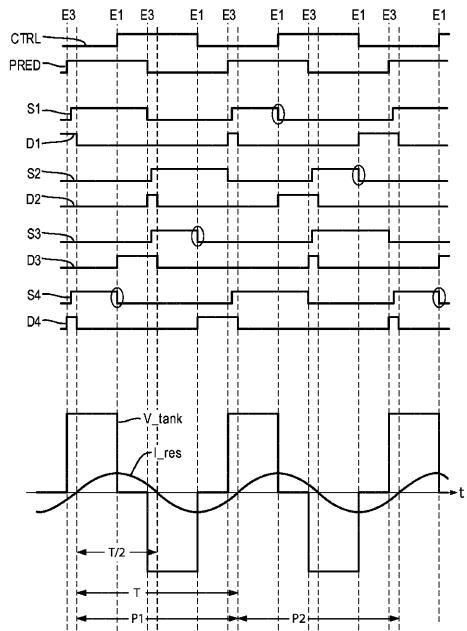


FIG. 7

【図8】

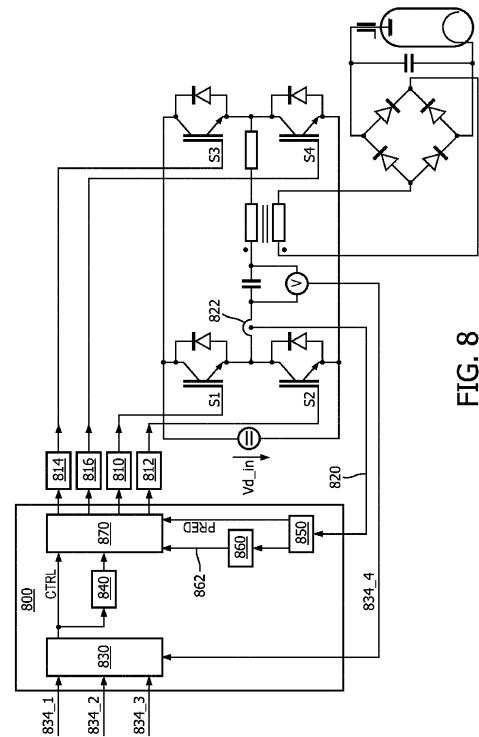


FIG. 8

【図9】

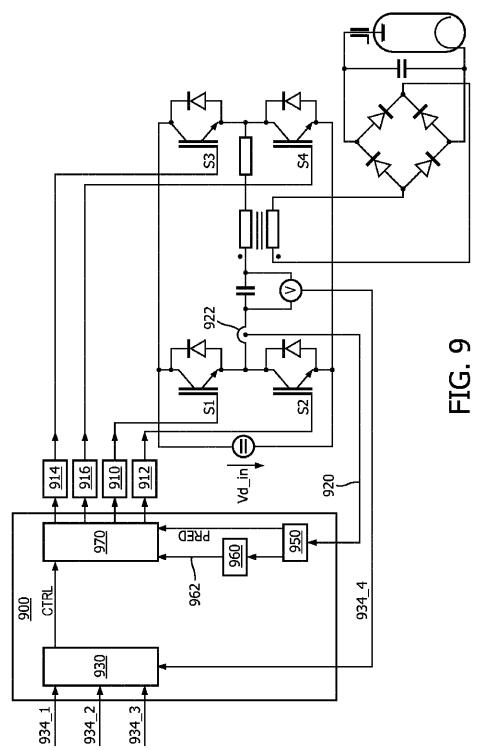


FIG. 9

【図10】

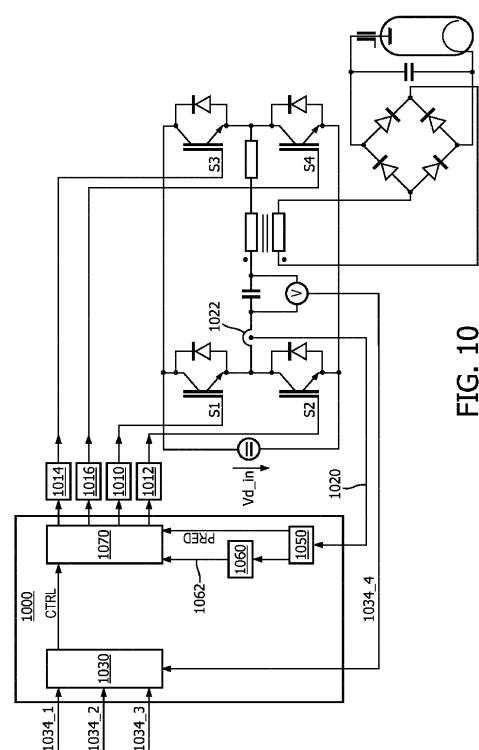
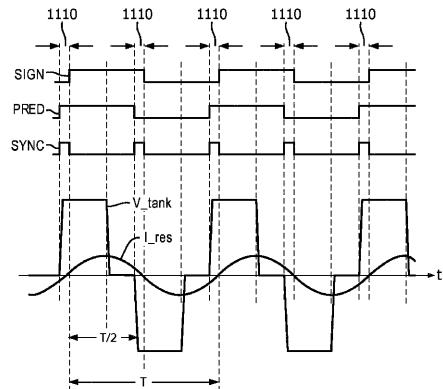


FIG. 10

【図 1 1】



【図 1 3】

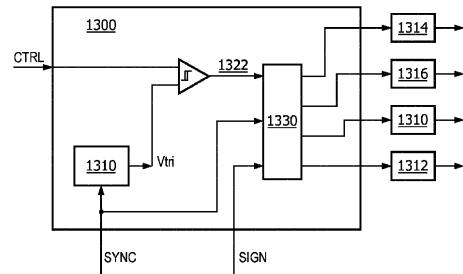


FIG. 13

【図 1 2】

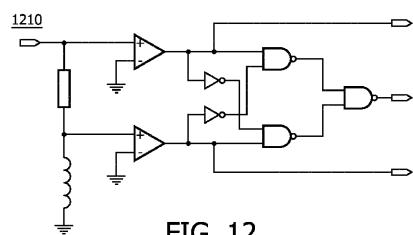


FIG. 12

【図 1 4】

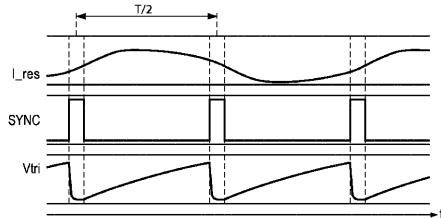


FIG. 14

【図 1 5】

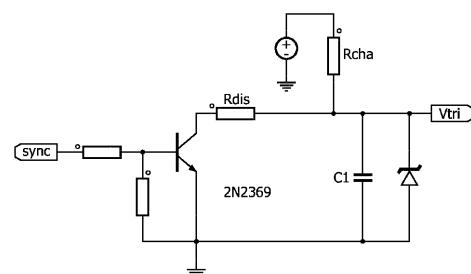


FIG. 15

【図 1 7】

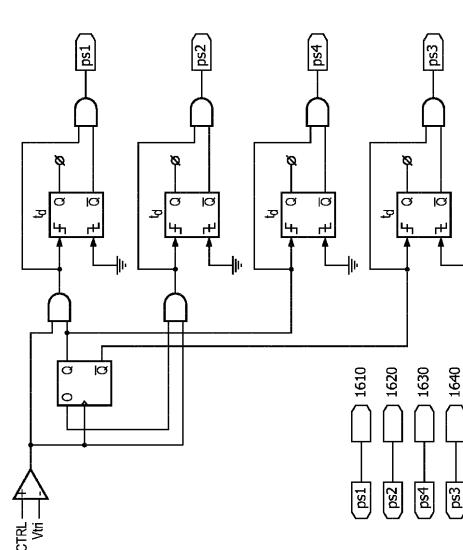


FIG. 17

【図 1 6】

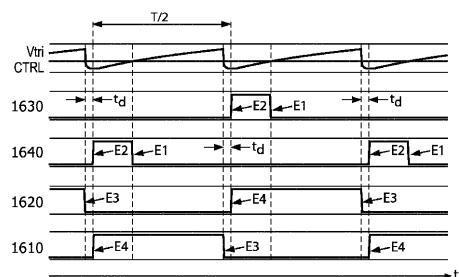
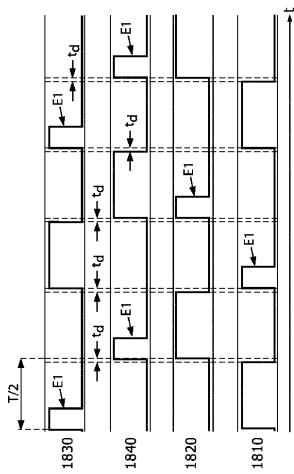
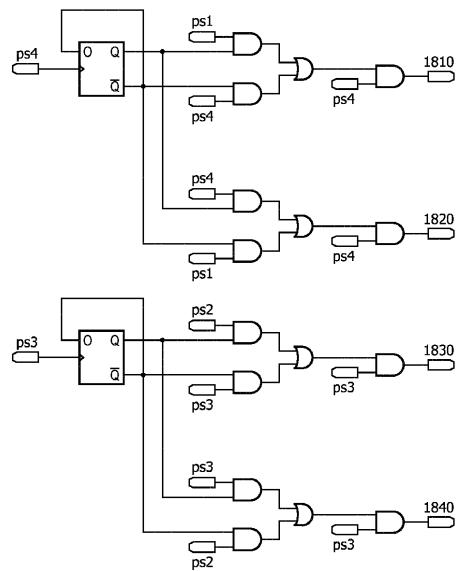


FIG. 16

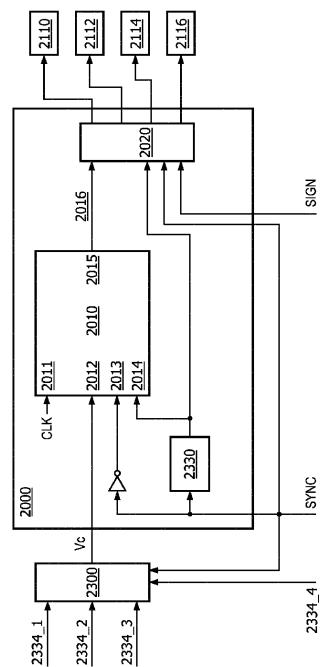
【図 18】



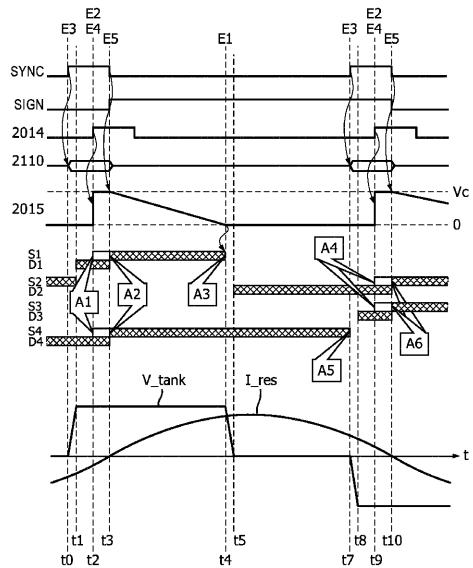
【図 19】



【図 20】



【図 21】



【図22】

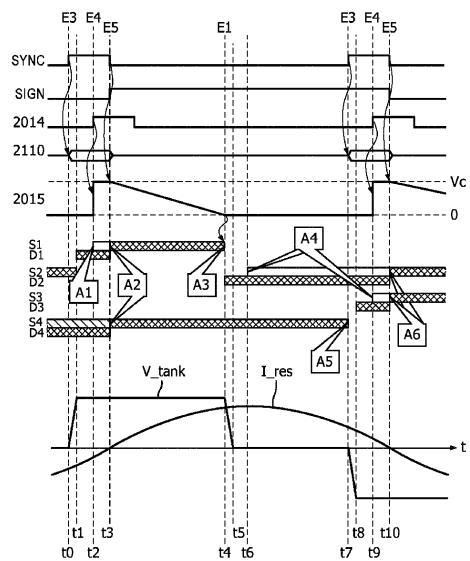


FIG. 22

---

フロントページの続き

(72)発明者 クイ ユーハン  
オランダ国 5656 アーエー アインドーフェン ハイ テック キャンパス 5

(72)発明者 ハン ジロン  
オランダ国 5656 アーエー アインドーフェン ハイ テック キャンパス 5

審査官 東 昌秋

(56)参考文献 特表2015-520602(JP,A)  
特開2012-120294(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/00 - 3/44

H02M 7/42 - 7/98