

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4534007号
(P4534007)

(45) 発行日 平成22年9月1日(2010.9.1)

(24) 登録日 平成22年6月25日(2010.6.25)

(51) Int. Cl.	F I
HO2M 3/155 (2006.01)	HO2M 3/155 H
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48 P
HO2M 7/219 (2006.01)	HO2M 7/219 F
	HO2M 3/155 F

請求項の数 11 (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2009-545470 (P2009-545470)
 (86) (22) 出願日 平成20年12月8日(2008.12.8)
 (86) 国際出願番号 PCT/JP2008/072716
 (87) 国際公開番号 W02009/075366
 (87) 国際公開日 平成21年6月18日(2009.6.18)
 審査請求日 平成22年3月25日(2010.3.25)
 (31) 優先権主張番号 特願2007-320000 (P2007-320000)
 (32) 優先日 平成19年12月11日(2007.12.11)
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

早期審査対象出願

(73) 特許権者 304021417
 国立大学法人東京工業大学
 東京都目黒区大岡山2丁目12番1号
 (74) 代理人 100078776
 弁理士 安形 雄三
 (72) 発明者 嶋田 隆一
 東京都目黒区大岡山2丁目12番1号 国立
 立大学法人東京工業大学内
 審査官 松本 泰典

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ソフトスイッチング電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電力から直流電力に、またはその逆変換をソフトスイッチングによって行うソフト
 スwitching電力変換装置であって、該電力変換装置は、

入力電源(1)に交流電源または電流極性が反転する直流電源を使用し、該入力電源(1)
)が、交流インダクタ(2)を介して、その交流入力端子(a、b)に入力される昇圧パ
 ルス電圧発生手段(3)と、

2個の半導体スイッチを直列に接続した点を1つの出力端子とした半導体スイッチレ
 グを1つ、または複数並列接続して構成されるものであって、かつ、その入力端子が前記昇
 圧パルス電圧発生手段(3)の直流出力端子(cおよびd)に接続され、さらに、前記昇
 圧パルス電圧発生手段(3)で発生させた昇圧パルス電圧を、前記昇圧パルス電圧の発生
 周期に同期したパルス幅変調(PWM)キャリア信号に基づいて交互にオン・オフ切り換
 え制御をして、前記出力端子に出力される電力の極性を切り換える切り換え制御手段(5)
)と、

前記切り換え制御手段(5)の前記出力端子と負荷(7)との間に直列に挿入され、前
 記昇圧パルス電圧を平滑して前記負荷(7)に供給するための平滑インダクタ(6)と、
 前記昇圧パルス電圧発生手段(3)および前記切り換え制御手段(5)を制御する制御手
 段(4)と、を備えるとともに、

前記昇圧パルス電圧発生手段(3)は、単相フルブリッジ型磁気エネルギー回生スイッ
 チであって、該単相フルブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチは、4個の逆導通型半導

10

20

体スイッチ（ S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 ）から構成されるブリッジ回路と、前記ブリッジ回路の直流出力端子（ c 、 d ）間に接続され、電流の持つ磁気エネルギーを回生して蓄積するコンデンサ（ 31 ）と、を具備したものであって、

前記制御手段（ 4 ）は、前記ブリッジ回路の対角線上に位置する少なくとも一方の前記逆導通型半導体スイッチのペアの2個の逆導通型半導体スイッチ（ S_1 と S_3 のペア、または S_2 と S_4 のペア）を、同時にオン・オフ動作を行うようにゲートに制御信号を与えるとともに、前記逆導通型半導体スイッチのオン・オフ周期を、前記コンデンサ（ 31 ）の静電容量と前記交流インダクタ（ 2 ）のインダクタンス（ L_{ac} ）とで決まる共振周期より長くなるように設定することを特徴とするソフトスイッチング電力変換装置。

【請求項2】

前記負荷（ 7 ）に与える電力が直流の場合は、前記半導体スイッチレグは1つで、前記昇圧パルス電圧を前記半導体スイッチのオン・オフで降圧して負荷に供給し、

前記負荷（ 7 ）に与える電力が単相交流の場合は、前記半導体スイッチレグは2つで、前記半導体スイッチのオン・オフで制御して低周波の単相交流電圧を発生させ、

前記負荷（ 7 ）に与える電力が三相交流の場合は、前記半導体スイッチレグは3つで、前記半導体スイッチのオン・オフで制御して三相交流電圧を発生させ、

前記負荷（ 7 ）に与える電力が N 相交流の場合は、前記半導体スイッチレグは N 個で、前記半導体スイッチのオン・オフで制御して N 相交流電圧を発生させることを特徴とする請求項1に記載のソフトスイッチング電力変換装置。

【請求項3】

前記制御手段（ 4 ）は、前記入力電源（ 1 ）が直流である場合、前記ブリッジ回路の対角線上に位置する前記逆導通型半導体スイッチのペア（ S_1 と S_3 のペア、または S_2 と S_4 のペア）のうち、一方のペアの2個の前記逆導通型半導体スイッチのみをオン・オフさせるが、他方のペアの2個の前記逆導通型半導体スイッチはオフのままにして、ダイオードとして動作させるように制御することを特徴とする請求項1に記載のソフトスイッチング電力変換装置。

【請求項4】

前記昇圧パルス電圧発生手段（ 3 ）を、単相縦ハーフブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチとし、該単相縦ハーフブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチは、2個の直列に接続した前記逆導通型半導体スイッチ（ S_2 、 S_3 ）および2個の直列に接続したダイオードにより構成されるハーフブリッジ回路と、前記2個の直列に接続したダイオードのそれぞれに対して並列に接続される2個の前記コンデンサ（ 31 ）と、を具備したものであることを特徴とする請求項1に記載のソフトスイッチング電力変換装置。

【請求項5】

前記入力電源（ 1 ）が三相交流電源の場合、前記昇圧パルス電圧発生手段（ 3 ）は、三相縦ハーフブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチであって、該三相縦ハーフブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチは、2個の前記逆導通型半導体スイッチを直列に接続したものを1つの逆導通型半導体スイッチレグとし、3つの前記逆導通型半導体スイッチレグから成る6個の前記逆導通型半導体スイッチによる三相全波ブリッジ回路と、前記三相全波ブリッジ回路の直流端子間に接続され、第1のコンデンサと第1のダイオードを並列に接続したものと、第2のコンデンサと第2のダイオードを並列に接続したものを、前記第1のダイオードと前記第2のダイオードが順方向の向きになるように直列接続した回路で、さらに前記直列接続の midpoint を前記三相交流電源の中性点と接続したものと、を具備したものであって、前記各逆導通型半導体スイッチレグの2個の前記逆導通型半導体スイッチを、三相交流の電流の方向の前記逆導通型半導体スイッチを選択し、かつ、すべての選択された前記逆導通型半導体スイッチを同時にオン・オフして、前記昇圧パルス電圧を前記三相全波ブリッジ回路の直流端子間に発生させて三相交流電力変換を行うことを特徴とする請求項1に記載のソフトスイッチング電力変換装置。

【請求項6】

前記切り換え制御手段（ 5 ）の前記半導体スイッチに、サイリスタを使用したことを特

10

20

30

40

50

徴とする請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載のソフトスイッチング電力変換装置。

【請求項 7】

前記昇圧パルス電圧を平滑する手段として、前記平滑インダクタ(6)に換えてダイオードを用いたことを特徴とする請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載のソフトスイッチング電力変換装置。

【請求項 8】

前記 4 個の逆導通型半導体スイッチ(S1、S2、S3、S4)に、寄生ダイオードを内蔵したパワー MOSFET を使用したとき、前記逆導通型半導体スイッチの逆導通時に、同期信号を送って導通損失を減らすことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のソフトスイッチング電力変換装置。

10

【請求項 9】

前記制御手段(4)は、前記昇圧パルス電圧発生手段(3)の入力電圧若しくは入力電流、直流出力若しくは前記パルス幅変調による切り換え交流出力の電圧と電流、およびコンデンサ(31)の電圧に基づいて、前記ゲート信号のオン・オフの時間比およびスイッチング周期を決定して前記逆導通型半導体スイッチのオン・オフ制御を行うことを特徴とする請求項 1 乃至 8 のいずれかに記載のソフトスイッチング電力変換装置。

【請求項 10】

前記切り換え制御手段(5)の前記半導体スイッチレグを、前記半導体スイッチを 4 個直列接続したもので置き換えたことを特徴とする請求項 1 に記載のソフトスイッチング電力変換装置。

20

【請求項 11】

前記入力電源(1)として三相交流を使用し、前記負荷(7)に与える電力が三相交流の場合、前記切り換え制御手段(5)の前記半導体スイッチに、前記逆導通型半導体スイッチを使用した、請求項 2 又は 5 に記載のソフトスイッチング電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流電力または直流から直流への電力順変換、直流から交流への電力逆変換に関し、磁気エネルギー回生スイッチの持つ電流双方向でロスのない磁気エネルギーを回生させる機能を利用して発生させた高周波の昇圧パルス電圧を、直流リンクの電源として使用した逆変換が可能なソフトスイッチング電力変換装置に関する。

30

【背景技術】

【0002】

従来、直流から交流への変換は様々な方式が実用化されている。装置の小型化と高効率化が望まれており、また、構成部品の少なさや、制御の簡潔さも求められている。絶縁トランスなどの部品の小型化のために、スイッチング周波数を高周波化すると、スイッチングによる損失が増える。スイッチング周波数が 10 kHz を超える高速スイッチングでは、スイッチングに使用する半導体素子のオン・オフの過渡状態において、電圧×電流で生じる損失が、半導体素子の導通損失よりもはるかに大きくなっている。

高速スイッチングに対応した半導体素子の登場が望まれるが、一方で回路技術として、スイッチングに使用する半導体素子のオン・オフ時に、電圧または電流のどちらか、またはその両方を略ゼロにするソフトスイッチング技術は、重要な解決策である。

40

【0003】

また、もう一方で回路技術として、磁気エネルギー回生スイッチと呼ばれるものが本発明者により提案され、既に特許として成立している(特許文献 1 参照)。磁気エネルギー回生スイッチは、逆阻止能力を持たない、すなわち逆導通型の半導体素子(以下、逆導通型半導体スイッチという)を 4 個用いて構成されるブリッジ回路と、ブリッジ回路の直流端子間に接続されたコンデンサから成る。順逆両方向の電流を、逆導通型半導体スイッチのゲート制御のみでオン・オフ可能であり、ブリッジ回路の対角に位置する 2 個の逆導通型半導体スイッチをペアとし、少なくとも一方のペアの 2 個の逆導通型半導体スイッチを

50

同時にオン・オフすると、コンデンサが電流の持つ磁気エネルギーを吸収（充電）し、オンしている逆導通型半導体スイッチを通じて放電することで電流を回生するスイッチ回路である。

【先行技術文献】

【0004】

【特許文献】

【特許文献1】

特許第3634982号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0005】

本発明の目的は、すべてのスイッチングに使用する半導体素子のスイッチング動作をソフトスイッチング化し、出力電圧の昇圧、または降圧が可能な電力変換装置を提供することである。さらに本発明の他の目的は、比較的少ない部品点数で、簡単な制御手段で構成できる可逆電力変換装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明は、交流電力から直流電力に、またはその逆変換をソフトスイッチングによって行うソフトスイッチング電力変換装置であって、本発明の上記目的は、入力電源1に交流電源または電流極性が反転する直流電源を使用し、入力電源1が、交流インダクタ2を介して、その交流入力端子a、bに入力される昇圧パルス電圧発生手段3と、2個の半導体スイッチを直列に接続した点を1つの出力端子とした半導体スイッチレグを1つ、または複数並列接続して構成されるものであって、かつ、その入力端子が昇圧パルス電圧発生手段3の直流出力端子c、dに接続され、さらに、昇圧パルス電圧発生手段3で発生させた昇圧パルス電圧を、昇圧パルス電圧の発生周期に同期したパルス幅変調PWMキャリア信号に基づいて交互にオン・オフ切り換え制御をして、出力端子に出力される電力の極性を切り換える切り換え制御手段5と、

20

切り換え制御手段5の出力端子と負荷7との間に直列に挿入され、昇圧パルス電圧を平滑して負荷7に供給するための平滑インダクタ6と、

昇圧パルス電圧発生手段3および切り換え制御手段5を制御する制御手段4と、を備えるとともに、

30

昇圧パルス電圧発生手段3は、単相フルブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチであって、該単相フルブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチは、4個の逆導通型半導体スイッチS1、S2、S3、S4から構成されるブリッジ回路と、ブリッジ回路の直流出力端子c、d間に接続され、電流の持つ磁気エネルギーを回生して蓄積するコンデンサ31と、を具備したものであって、制御手段4は、ブリッジ回路の対角線上に位置する少なくとも一方の逆導通型半導体スイッチのペアの2個の逆導通型半導体スイッチ（S1とS3のペア、またはS2とS4のペア）を、同時にオン・オフ動作を行うようにゲートに制御信号を与えると同時に、逆導通型半導体スイッチのオン・オフ周期を、コンデンサ31の静電容量と交流インダクタ2のインダクタンスLacとで決まる共振周期より長くなるように

40

【0007】

さらに、本発明の上記目的は、負荷7に与える電力が直流の場合は、半導体スイッチレグは1つで、昇圧パルス電圧を半導体スイッチのオン・オフで降圧して負荷に供給し、負荷7に与える電力が単相交流の場合は、半導体スイッチレグは2つで、半導体スイッチのオン・オフで制御して低周波の単相交流電圧を発生させ、負荷7に与える電力が三相交流の場合は、半導体スイッチレグは3つで、半導体スイッチのオン・オフで制御して三相交流電圧を発生させ、負荷7に与える電力がN相交流の場合は、半導体スイッチレグはN個で、半導体スイッチのオン・オフで制御してN相交流電圧を発生させることを特徴とするソフトスイッチング電力変換装置によって達成される。

50

【0008】

さらに、本発明の上記目的は、入力電源1が直流である場合、単相フルブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチを構成するブリッジ回路の対角線上に位置する逆導通型半導体スイッチのペア(S1とS3のペア、またはS2とS4のペア)のうち、一方のペアの2個の逆導通型半導体スイッチのみをオン・オフさせるが、他方のペアの2個の逆導通型半導体スイッチはオフのままとし、ダイオードとして動作させるように制御することを特徴とするソフトスイッチング電力変換装置によって効果的に達成される。

【0009】

さらに、本発明の上記目的は、昇圧パルス発生手段3を、単相縦ハーフブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチとし、単相縦ハーフブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチは、2個の直列に接続した逆導通型半導体スイッチS2、S3、および2個の直列に接続したダイオードにより構成されるハーフブリッジ回路と、2個の直列に接続したダイオードのそれぞれに対して並列に接続される2個の電流の持つ磁気エネルギーを回生して蓄積するコンデンサと、を具備したものであることを特徴とするソフトスイッチング電力変換装置によって効果的に達成される。

【0010】

さらに、本発明の上記目的は、入力電源1が三相交流電源の場合に、昇圧パルス電圧発生手段3は、三相縦ハーフブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチであって、三相縦ハーフブリッジ型磁気エネルギー回生スイッチは、2個の逆導通型半導体スイッチを直列に接続したものを一つの逆導通型半導体スイッチレグとし、3つの逆導通型半導体スイッチレグから成る6個の逆導通型半導体スイッチによる三相全波ブリッジ回路と、三相全波ブリッジ回路の直流端子間に接続され、第1のコンデンサと第1のダイオードを並列に接続したものと、第2のコンデンサと第2のダイオードを並列に接続したものを、第1のダイオードと第2のダイオードが順方向の向きになるように直列接続した回路で、さらに直列接続の midpoint を三相交流電源の中性点と接続したものと、を具備したものであって、各逆導通型半導体スイッチレグの2個の逆導通型半導体スイッチを、三相交流の電流方向のスイッチを選択し、かつ、すべての選択された逆導通型半導体スイッチを同時にオン・オフして、昇圧パルス電圧を三相全波ブリッジ回路の直流端子間に発生させて三相交流電力変換を行うソフトスイッチング電力変換装置によっても効果的に達成される。

【0011】

さらに、本発明の上記目的は、切り換え制御手段5の半導体スイッチとしてサイリスタを使用したことを特徴とするソフトスイッチング電力変換装置によっても効果的に達成される。

【0012】

さらに、本発明の上記目的は、昇圧パルス電圧を平滑する手段として、平滑インダクタ6に換えてダイオードを用いたことを特徴とするソフトスイッチング電力変換装置によっても効果的に達成される。

【0013】

さらに、本発明の上記目的は、4個の逆導通型半導体スイッチ(S1、S2、S3、S4)に寄生ダイオードを内蔵したパワーMOSFETを使用したとき、パワーMOSFETの逆導通時に同期信号を送って導通損失を減らすことによっても効果的に達成される。

さらに、本発明の上記目的は、制御手段4は、昇圧パルス電圧発生手段3の入力電圧若しくは入力電流、直流出力若しくはパルス幅変調による切り換え交流出力の電圧と電流、およびコンデンサ31の電圧に基づいて、ゲート信号のオン・オフの時間比およびスイッチング周期を決定して逆導通型半導体スイッチのオン・オフ制御を行うことを特徴とするソフトスイッチング電力変換装置によっても効果的に達成される。

【0014】

さらに、本発明の上記目的は、切り換え制御手段5の半導体スイッチレグを、半導体スイッチを4個直列接続したもので置き換えたことを特徴とするソフトスイッチング電力変換装置によって達成される。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 5 】

さらに、本発明の上記目的は、入力電源 1 として三相交流を使用し、負荷 7 に与える電力が三相交流の場合、切り換え制御手段 5 の半導体スイッチに、逆導通型半導体スイッチを使用したソフトスイッチング電力変換装置によって効果的に達成される。

【 発明の効果 】

【 0 0 1 6 】

本発明に係るソフトスイッチング電力変換装置によれば、すべてのスイッチングに使用する半導体素子がオフするとき略ゼロ電圧、オンするとき略ゼロ電流になるため、スイッチング損失がなく、高速動作に適している。このため、容易に高周波化でき、電力変換装置の小型化が可能となる。また、従来のダイオードブリッジ入力による交流電力から直流電力への電力順変換装置では不可能であった直流電力から交流電力への電力逆変換も可能となるという優れた効果がある。

10

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 7 】

【 図 1 】 磁気エネルギー回生スイッチによる直流の昇圧パルス電圧発生手段の動作を説明するための図である。

【 図 2 】 直流の昇圧パルス電圧発生手段の電流の流れの初期状態を示す図である。

【 図 3 】 逆導通型半導体スイッチ S 1、S 3 のオフ直後 (A) と、オン直後 (B) の電流の流れを説明する図である。

【 図 4 】 図 1 における電源電流とコンデンサ電圧の計算機シミュレーション結果を示す図である。

20

【 図 5 】 逆導通型半導体スイッチに印加される電圧と電流の計算機シミュレーション結果を示す図である。

【 図 6 】 本発明に係る M E R S を基本とするソフトスイッチング電力変換装置の基本構成を示す回路ブロック図である。

【 図 7 】 本発明の実施例 1 の P F C 機能付き単相交流 / 直流変換装置を示す回路ブロック図である。

【 図 8 】 本発明の実施例 1 の逆導通型半導体スイッチのゲート制御回路の一例を示す回路ブロック図である。

【 図 9 】 従来の P F C 機能付き単相交流 / 直流変換装置の回路と制御のブロック図である。

30

【 図 1 0 】 は本発明の実施例 1 の計算機シミュレーション結果を示す図である。

【 図 1 1 】 本発明の実施例 1 の計算機シミュレーション結果で、図 7 における逆導通型半導体スイッチの電流および電圧波形を示すものである (電流は 1 0 倍に表示している) 。

【 図 1 2 】 本発明の実施例 2 の直流 / 直流変換装置で、回路図 (A) と、その計算機シミュレーション結果 (B) を示す図である。

【 図 1 3 】 本発明の実施例 3 の三相交流 / 直流変換装置の回路図である。

【 図 1 4 】 本発明の実施例 3 の計算機シミュレーション結果を示す図である。

【 図 1 5 】 本発明の実施例 4 の単相交流 / 直流変換装置の回路ブロック図である。

【 図 1 6 】 本発明の実施例 5 の直流 / 三相交流変換装置の回路図である。

40

【 図 1 7 】 本発明の実施例 5 の計算機シミュレーション結果を示す図である。

【 図 1 8 】 本発明の実施例 5 の計算機シミュレーション結果を示す図である。

【 図 1 9 】 本発明の実施例 6 の直流 / 降圧直流変換装置で、回路図 (A) と、その計算機シミュレーション結果 (B) を示す図である。

【 図 2 0 】 本発明の実施例 7 の直流 / 単相交流変換装置の回路ブロック図である。

【 図 2 1 】 本発明の実施例 7 の計算機シミュレーション結果を示す図である。

【 図 2 2 】 切り換え制御手段 5 の半導体スイッチレグとして、半導体スイッチを 4 個直列接続した場合を示す回路図である。

【 図 2 3 】 本発明の実施例 8 の平滑手段としてダイオードを用いた直流 / 直流変換装置の回路ブロック図 (B) と、本発明の実施例 2 の回路ブロック図 (A) である。

50

【図24】本発明の実施例9の三相交流/三相交流変換装置の回路ブロック図である。

【図25】本発明の実施例9の計算機シミュレーション結果を示す図(A)と、逆導通型半導体スイッチ、低速極性切り換えスイッチの切り換えタイミングを示す図(B)である。

【発明を実施するための形態】

【0018】

以下、本発明に係る実施の形態について、図面を参照しながら説明する。各図面に示される同一の構成要素、部材、処理には、同一の符号を付するものとし、適宜重複した説明は省略する。また、実施の形態は、発明を限定するものではなく例示であって、実施の形態に記述されるすべての特徴やその組合せは、必ずしも発明の本質的なものであるとは限らない。

10

【0019】

本発明は、上記特許文献1に開示されている磁気エネルギー回生スイッチ(以下、MERSという)を主要な構成要素としている。

MERSは、4個の逆導通型半導体スイッチから構成されるブリッジ回路と、ブリッジ回路の直流端子間に接続されたコンデンサとから成る。(以下、特許文献1に開示されているMERSを、単相フルブリッジ型MERSという。)

単相フルブリッジ型MERSは、順逆方向電流を、逆導通型半導体スイッチのゲート制御のみでオン・オフ可能であり、ブリッジ回路の対角の位置にある2個の逆導通型半導体スイッチを1組のペアとし、少なくとも一方のペアの2個の逆導通型半導体スイッチを同時にオン・オフすると、コンデンサが、逆導通型半導体スイッチのオフ時に電流の持つ磁気エネルギーを吸収し、オンしている逆導通型半導体スイッチを通じて放電することで磁気エネルギーを回生するスイッチ回路である。

20

単相フルブリッジ型MERS内のブリッジ回路の対角の位置にある2個の逆導通型半導体スイッチを同時にオン・オフさせると、コンデンサに直流パルス電圧が発生して磁気エネルギーを電荷のエネルギーとして蓄積し、そのコンデンサが電源と直列に電荷を放電することから、さらに電源からエネルギーを引き出すので、コンデンサの電圧と電源電流がパルスごとに成長する。電気抵抗による損失が無ければコンデンサ電圧と電源電流は際限なく成長する。このとき、逆導通型半導体スイッチのスイッチング動作は、オフするときに略ゼロ電圧で、オンするときに略ゼロ電流となっている。いわゆるゼロ電圧ゼロ電流スイッチング(ソフトスイッチング)がなされている。

30

コンデンサの両端電圧には直流パルス電圧が現われるので、これを平滑インダクタで平滑して直流出力とすれば、直流または交流から直流電力への変換ができる。さらに、直流パルス電圧の電圧が略ゼロの状態に同期して切り換える低速のスイッチで単相交流または三相交流電圧に変換することもでき、さらに切り換えにPWM制御されたスイッチ切り換えを採用すれば波形を基本波(正弦波)に近づけることができる。

【0020】

ここで、単相フルブリッジ型MERSによる昇圧パルス電圧発生動作を、図を使って詳しく説明をする。

図1は、単相フルブリッジ型MERSの交流端子a、bに、直流電源と交流インダクタ2を直列に接続したものを示している。図2、図3(A)、(B)は、逆導通型半導体スイッチのスイッチングにより、電流の流れる経路が変化することを示している。図1、図2、図3(A)、(B)の逆導通型半導体スイッチとして、寄生ダイオードを内蔵したパワーMOSFETを使用している。

40

図を使った説明は、逆導通型半導体スイッチS1とS3を同時にオン・オフした場合に、直流端子c、d間に現れる直流パルス電圧と電流の流れる経路を中心に説明する。

1) コンデンサCに電圧が無い状態で、逆導通型半導体スイッチS1とS3をオンにすると、図2の矢印で示すように、直流電源からの電流の流れる経路は、b-逆導通型半導体スイッチS2の寄生ダイオード-c-逆導通型半導体スイッチS1-aの経路と、b-逆導通型半導体スイッチS3-d-逆導通型半導体スイッチS4の寄生ダイオード-aの経

50

路とになり、並列導通状態となる。

2) 次に、電源から交流インダクタ L_{ac} へ電流が流れている状態で、逆導通型半導体スイッチ S_1 と S_3 を同時にオフにすると、図3(A)に示すように、直流電源からの電流は、 b - 逆導通型半導体スイッチ S_2 の寄生ダイオード - c - コンデンサ C - d - 逆導通型半導体スイッチ S_4 の寄生ダイオード - a という経路で流れ、コンデンサ C に流れ込み、コンデンサ C が充電される。

3) 電源からの充電によりコンデンサ C の電圧が高くなると同時に、コンデンサ C と交流インダクタ L_{ac} との共振により、交流インダクタ L_{ac} の磁気エネルギーがコンデンサ C に移ったところで電流は停止する。

従って、逆導通型半導体スイッチ S_1 と S_3 を同時にオフにして、流れていた電流を遮断しても、コンデンサ C の電圧はすぐに発生せず、コンデンサ C の充電に従って高くなる。コンデンサ C の電圧の上昇スピードは、コンデンサ C の静電容量と交流インダクタ L_{ac} のインダクタンスとから求められる共振周期で決まる。コンデンサ電圧の上昇スピードが、逆導通型半導体スイッチのオン・オフのスピードより十分に遅い場合は、逆導通型半導体スイッチ S_1 と S_3 をオフするときにはほぼゼロ電圧が実現していると言える。

直流端子 c 、 d の間にはコンデンサ C の両端電圧が現われて、直流パルス電圧が、逆導通型半導体スイッチのゲートのオン・オフに合わせて発生することがわかる。しかも、図1のように負荷抵抗が無い場合、コンデンサ C の両端電圧は逆導通型半導体スイッチのゲートのオン・オフを繰り返すと際限なく成長して、コンデンサ電圧と流れる電流の値は両方とも大きくなっていく。コンデンサ C に最大まで充電されたところで、電流は停止する。

4) 再び、逆導通型半導体スイッチ S_1 と S_3 をオンにすると、コンデンサ C には充電電圧があるので、図3(B)に示すように、逆導通型半導体スイッチ S_2 と S_4 の寄生ダイオードを通る経路には電流は流れず、コンデンサ C からの放電電流が、 b - 逆導通型半導体スイッチ S_3 - d - コンデンサ C - c - 逆導通型半導体スイッチ S_1 - a という経路を通過して、交流インダクタ L_{ac} に流れる。このとき、逆導通型半導体スイッチ S_1 と S_3 をオンにしても交流インダクタ L_{ac} があるために、電流量はコンデンサ C と交流インダクタ L_{ac} との共振により上昇する。そのため、逆導通型半導体スイッチ S_1 と S_3 をオンするときにはほぼゼロ電流が実現していると言える。

5) コンデンサ C が全放電して、その両端電圧が略ゼロになると、再び図2に示すように、直流電源からの電流の流れる経路は、 b - 逆導通型半導体スイッチ S_2 の寄生ダイオード - c - 逆導通型半導体スイッチ S_1 - a の経路と、 b - 逆導通型半導体スイッチ S_3 - d - 逆導通型半導体スイッチ S_4 の寄生ダイオード - a の経路になり、並列導通状態となる。以降は繰り返しとなる。

【0021】

次に、単相フルブリッジ型 MERS による昇圧パルス電圧発生動作を、計算機シミュレーションによって説明する。

図4は、電源電流 I_1 、コンデンサ電圧 V_c 、逆導通型半導体スイッチのゲートをオン・オフする信号(ゲート信号) V_g の波形を示している。

より詳しくは、図4は、図1の回路において、回路定数を以下の通りとしたときの、計算機シミュレーション結果を示すものである。

1. V_{dcin} : 直流電源の電圧 10V、
2. L : 交流インダクタ L_{ac} のインダクタンス成分 1mH、
3. C : コンデンサの静電容量 10マイクロF、
4. f : 逆導通型半導体スイッチ S_1 と S_3 のゲートのオン・オフ周波数 1kHz (T : 周期 1ミリ秒)、
5. R : 交流インダクタ L_{ac} の直流抵抗分 0.5。

図4は、コンデンサ電圧 V_c と電源電流 I_1 が、パルス毎に成長する様子を示している。コンデンサ C には、電源電圧 V_{dcin} の何倍もの電圧が発生する。コンデンサ電圧 V_c は、電源からの入力交流インダクタ L_{ac} の直流抵抗分 R での損失とバランスするま

10

20

30

40

50

で、電流が増大する。直流電源の電圧 $V_{dcin} = 10V$ が、コンデンサ電圧 $V_c = 215V$ 、電源電流 $I_1 = 21A$ までになっている。

【0022】

図5は、図4のときの逆導通型半導体スイッチ S_3 に印加される電圧と電流、ゲート信号の波形を示している。図5より、逆導通型半導体スイッチ S_3 がオフするときに略ゼロ電圧で、オンするときに略ゼロ電流でスイッチングされていること、すなわち、ソフトスイッチングがなされていることがわかる。

上述の計算機シミュレーションを使った説明のように、単相フルブリッジ型MERSは、電流のパルスを交流端子に、電圧パルスを直流端子に発生させることができる。このとき、電流の大きさによらず逆導通型半導体スイッチは、ゼロ電圧ゼロ電流スイッチングが

10

【0023】

さらに、コンデンサ電圧 V_c について、数式を使って詳しく説明する。

交流インダクタ L_{ac} のインダクタンス成分を L 、電流を I 、コンデンサ C の静電容量を C 、コンデンサ C の電圧を V_c とすると、交流インダクタ L_{ac} の磁気エネルギーとコンデンサの静電エネルギーが相互にロス無く変換を行うので、次式(1)が成り立つ。

$$C \cdot V_c^2 / 2 = L \cdot I^2 / 2 \quad \dots (1)$$

従って、コンデンサ電圧 V_c と電流 I との関係は、次式(2)のようになる。

20

$$V_c = \{ (L/C) \} I \quad \dots (2)$$

また、定常電流 I_s の最終値は、交流インダクタ L_{ac} の直流抵抗分 R で決まるので、次式(3)のようになる。

$$I_s = V / R \quad \dots (3)$$

従って、次式(4)が導き出される。

$$V_c = (Z/R) V, \quad \text{ただし } Z = (L/C) \quad \dots (4)$$

上述の式(4)より、コンデンサ電圧 V_c は電源電圧のサージインピーダンス Z と交流インダクタ L_{ac} の直流抵抗分 R の比倍だけ大きくなることがわかる。

コンデンサ電圧 V_c が定常状態に落ち着くまでの時間を T_s とすると、 T_s は L と R の時定数のパルスオフ時間を足したものであるから、時定数 (L/R) をオン・オフの比 ($Duty$) で割ったものに近くなり、次式(5)のようになる。

30

$$T_s = (L/R) / Duty \quad \dots (5)$$

上述の式(5)に、図4の回路定数を当てはめる。 $L = 1mH$ 、 $R = 0.5$ であるから、時定数 (L/R) は2ミリ秒となる。オン・オフの比 ($Duty$) は0.5であるから、時間 T_s は4ミリ秒と算出される。時定数の定常状態は、コンデンサ電圧 V_c の最大電圧 $215V$ の約63%程度と定義されるので、コンデンサ電圧 V_c が約 $135V$ になった時間である。この時間は、図4の波形でコンデンサ電圧 $V_c =$ 約 $135V$ となった時間であり、図から確認できる。

【0024】

図6は、本発明に係るソフトスイッチング電力変換装置の基本的な構成を示す回路ブロック図である。入力電源1は、交流電源または電流極性が反転する直流電源を使用し、入力電源1が、交流インダクタ2を介して、その交流入力端子 a 、 b に入力される昇圧パルス電圧発生手段3と、昇圧パルス電圧発生手段3の直流出力端子 c 、 d に接続され、昇圧パルス電圧発生手段3で発生させた昇圧パルス電圧を、平滑インダクタ6を介して、直流電源または負荷7に供給する切り換え制御手段5と、昇圧パルス電圧発生手段3および切り換え制御手段5を制御する制御手段4とを具備している。負荷7は交流負荷または直流負荷のいずれでもよい。

40

【0025】

昇圧パルス電圧発生手段3は、単相ブリッジ型MERSであって、4個の逆導通型半導体スイッチ S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 から構成されるブリッジ回路と、ブリッジ回路の直流

50

出力端子 c、d 間に接続され、電流の持つ磁気エネルギーを回生して蓄積するコンデンサ 31 とを具備している。

【0026】

制御手段 4 は、ブリッジ回路の対角線上に位置する少なくとも一方の逆導通型半導体スイッチのペアの 2 個の逆導通型半導体スイッチを同時にオン・オフ動作を行うようにゲートに制御信号を与えるとともに、逆導通型半導体スイッチのオン・オフ周期がコンデンサ 31 の静電容量 C と交流インダクタ 2 のインダクタンス L_{ac} とで決まる共振周期より長くなるように設定することによって、コンデンサ 31 の電圧が各半サイクルで放電して略ゼロになり、逆導通型半導体スイッチがオフするとき略ゼロ電圧になり、オンするとき略ゼロ電流になることによってソフトスイッチングを実現している。

10

【0027】

本発明に係る電力変換装置のコンデンサ 31 は、交流インダクタ 2 の磁気エネルギーを蓄積するだけである。従来一般的な電圧型インバータのコンデンサの使い方と全く異なる。従来一般的な電圧型インバータでは、コンデンサは電圧源として使用するため、常に電圧を保持している。電流遮断後、スイッチングに使用する半導体素子に電圧が一挙に発生して、ハードスイッチングになっている。

【0028】

本発明に係る電力変換装置のコンデンサ 31 は、コンデンサ 31 の電圧を、各半サイクルで電圧を略ゼロまで放電するように、逆導通型半導体スイッチのゲートのパルス周期を設定している。コンデンサ 31 は、交流インダクタ 2 と共振させていることが特徴である。

20

コンデンサ 31 の静電容量 C は、交流インダクタ 2 のインダクタンス L_{ac} との共振周波数で求まる容量となる。結果、コンデンサ 31 の静電容量 C は、従来一般的な電圧型インバータの電圧源コンデンサに比べて著しく小さくできる。

【0029】

また、コンデンサ 31 の電圧は、逆導通型半導体スイッチのゲート信号のパルス周期で振動して磁気エネルギーを回生する。コンデンサ 31 の電圧は電源より昇圧され、直流出力端子 c、d 間には、略ゼロ電圧期間を有する直流の昇圧パルス電圧が現われる。

切り換え制御手段 5 は半導体スイッチを 2 個直列接続した半導体スイッチレグを 1 つ、または複数具備して、昇圧パルス電圧の発生周期に同期して、パルス幅変調 (PWM) キャリア信号に基づいて母線の上下の電圧を交互にオン・オフして切り換えるものである。

30

【0030】

負荷 7 に与える電力が直流の場合は、半導体スイッチレグは 1 つで、直流電圧を半導体スイッチのオン・オフで降圧して負荷に供給する。

また、負荷 7 に与える電力が単相交流の場合は、半導体スイッチレグは 2 つで、半導体スイッチのオン・オフで制御して低周波の単相交流電圧を発生させる。

また、負荷 7 に与える電力が三相交流の場合は、半導体スイッチレグは 3 つで、半導体スイッチのオン・オフで制御して三相交流電圧を発生させる。

また、負荷 7 に与える電力が N 相交流の場合は、半導体スイッチレグは N 個で、半導体スイッチのオン・オフで制御して N 相交流電圧を発生させることができる。

40

なお、後述の実施例では、N 相交流は三相交流で代表して説明している。また、交流入力端子側および直流出力端子側に設けられている L フィルタと C フィルタは、不要な周波数の信号を除去し、所望の周波数の電力を取り出すために設けられているものである。

【実施例 1】

【0031】

(PFC 機能付き単相交流 / 昇圧直流変換の例)

続いて、本発明の実施例 1 に係るソフトスイッチング電力変換装置について説明する。

図 7 は、PFC (Power Factor Correction、以下 PFC という。) 機能付き交流 / 昇圧直流変換に応用した例を示している。図 8 は、図 7 の 4 個の逆導通型半導体スイッチ (S1、S2、S3、S4) のゲートに制御信号を与えるゲート制

50

御回路のブロック図である。

より詳しくは、図7では、出力が1 kW程度で、交流から昇圧直流への変換において、入力する交流の電流波形を改善するPFC機能を設けている。また、図6の昇圧パルス電圧発生手段3内のブリッジ回路の直流端子間c、dに接続されるコンデンサ31として、静電容量 $C = 0.1$ マイクロFのものを接続している。また、図6にある切り換え制御手段5は具備せず、直流の昇圧パルス電圧を、平滑インダクタ L_{dc} を介して、直流負荷に接続している。

図7において、交流電源から直流への電力変換は、逆導通型半導体スイッチがオフするときに略ゼロ電圧で、オンするときに略ゼロ電流であるソフトスイッチングが実現されるため、スイッチング損失が低減される。従来技術(後述する)と比較して、電流が通過する半導体素子の数を減らせるので、交流から直流への変換効率を上げることができる。

【0032】

図8は、交流電源の電圧、電流を検出する能力を備え、交流電源の電流の方向により、ブリッジ回路の対角の位置にある2個の逆導通型半導体スイッチのペア(S1とS3のペアと、S2とS4のペア)に、一方のペアにはオンゲート、他方のペアにはオフゲートを与え、さらに、ペア間でオン・オフの状態を交互に入れ替えるゲート信号が送られることを示している。これは従来技術(後述する)にはない特徴である。

図7の逆導通型半導体スイッチとして、寄生ダイオードを内蔵したパワーMOSFETを使用した場合、MOSFET素子部分のオン抵抗は、寄生ダイオード部分のジャンクション電圧より小さいので、寄生ダイオードによる逆導通時に、MOSFET素子部分のゲートにオンゲートを与える同期信号を送って、導通損失をさらに低減することもできる。

【0033】

図9は、従来技術によるPFC機能付き交流/昇圧直流変換の回路ブロック図を示すものである。交流電力を直流に変換する際に、高速スイッチングによるブーストアップ回路によって、入力電流の力率と波形を改善するPFC回路を備えていることが特徴である。

より詳しくは、図9は、ダイオード整流器の後に、入力周波数より十分高速な30 kHzで、ハードスイッチングを行って、入力電流の制御を行うものである。交流をダイオードブリッジで整流した後に、フライバック昇圧を行う際に、入力電流が電圧の波形と相似になるように、電流振幅変調を行う。入力電流が基本波(正弦波)に近くなるPFC制御がなされることから、一般にPAM(Pulse Amplitude Modulation)制御と呼ばれている。その昇圧パルス電圧は、逐次平滑回路を介して電圧源コンデンサへと送られ、そこで十分平滑されて直流電力となる。この方法は、高速スイッチングに使用する半導体素子が1個で済む点で優れているが、ハードスイッチングを行っており、電圧×電流で生じる損失が大きい。ダイオードブリッジ(導通時ダイオード素子を2個経由する。)と、フライバックの逆電流阻止のためにダイオードを1個入れることで、ダイオードの順方向導通損失が、3素子分加算される点でも不利である。また、直流から交流への逆変換はできない。

【0034】

図10は、図7の入力交流電流 $I_{ac in}$ 、入力交流電圧 $V_{ac in}$ 、コンデンサ電圧 V_{cc} 、出力直流電圧 $V_{dc out}$ の波形を示している。(電流は1/10倍に表示している)

より詳しくは、図10は、図7の回路において、回路定数を以下の通りとしたときの、計算機シミュレーション結果を示すものである。

1. 逆導通型半導体スイッチ S1、S2、S3、S4(使用する半導体素子は、IGBTおよびそれと逆並列に接続したダイオードであり、それぞれの導通損失は無視している)、
2. L_{ac} : 交流インダクタ 0.6 mH、
3. L_{dc} : 平滑インダクタ 5 mH、
4. 負荷: 直流負荷 144、
5. C_{dc} : 平滑コンデンサ 2000 マイクロF、

6. 交流電源： 50 Hz、200 V rms、

7. コンデンサ： 0.1 マイクロF、

そのほか、交流側にフィルタ回路 (C filter = 2 マイクロF、L filter = 100 マイクロH) を付加している。入力交流電圧 200 V rms から、出力直流電圧 350 V が得られている。

【0035】

図11は、図10のときの、逆導通型半導体スイッチS3に印加される電圧Vp3と電流Iの波形を示している(電流は10倍に表示している)。図11より、逆導通型半導体スイッチS3がオフするときに略ゼロ電圧で、オンするときに略ゼロ電流でスイッチングされていること、すなわち、ソフトスイッチングがなされていることがわかる。

10

上述の本発明の実施例1に係るソフトスイッチング電力変換装置は、交流をダイオードブリッジで整流せずに、交流を直接入力して交流/直流変換を行うことが可能であり、MERSの昇圧パルス電圧を発生する機能を利用して発生させた高周波パルスリンクを使用して、PFC機能付きの交流/昇圧直流変換を行うものである。MERSによる昇圧パルス電圧の発生は、無損失で、かつスイッチングに使用する半導体素子は、オフするときに略ゼロ電圧、オンするときに略ゼロ電流のソフトスイッチングとなるため、スイッチング損失がなく、高速スイッチング動作に適しているとともに、高周波化に伴う装置の小型化が可能である。また、従来のダイオードブリッジ入力では不可能であった、直流からの交流への逆変換も可能である。

【実施例2】

20

【0036】

(直流入力時のMERSの逆導通型半導体スイッチの動作)

続いて、本発明の実施例2に係るソフトスイッチング電力変換装置について説明する。

図12(A)は、直流/直流変換の実施形態の例を示している。図12(B)は、図12(A)の計算機シミュレーション結果を示すものである。

より詳しくは、図12(A)は、図7における入力の交流電源を直流電源に替えたもので、本発明の実施例1(図7)の変形例であり、電圧の違いを越えて可逆に変換可能である。図12(A)は、直流100Vから直流300Vへの昇圧変換の回路ブロック図を示すものである。図12(B)は、図12(A)の入力直流電流Iin、出力直流電流Iout、母線PN間電圧Vpn、逆導通型半導体スイッチS1に印加される電圧Vigbt、電流Iの波形を示している(電流は10倍に表示している)。

30

【実施例3】

【0037】

(入力が三相交流の場合)

続いて、本発明の実施例3に係るソフトスイッチング電力変換装置について説明する。

図13は、三相交流から直流への電力変換の実施形態の例を示している。図14は、図13の計算機シミュレーション結果を示すものである。

より詳しくは、図13は、本発明の実施例1(図7)において、単相交流入力を、三相交流入力で置き換えた場合を示すものである。また、図13は、昇圧パルス電圧発生手段として、三相縦ハーフブリッジ型MERSを用いている。三相縦ハーフブリッジ型MERSは、2個の逆導通型半導体スイッチを直列に接続したものを1つの逆導通型半導体スイッチレグとし、3つの逆導通型半導体スイッチレグから成る6個の逆導通型半導体スイッチによる三相全波ブリッジ回路と、三相全波ブリッジ回路の直流端子間に接続され、第1のコンデンサと第1のダイオードを並列に接続したものと、第2のコンデンサと第2のダイオードを並列に接続したものを、第1のダイオードと第2のダイオードが順方向の向きになるように直列接続した回路で、さらに直列接続の midpoint を三相交流の中性点に接続したもので構成され、三相電力変換が可能である。

40

【0038】

図14は、図13の、入力三相交流電流ILaa、ILbb、ILcc、母線PN間電圧Vpn、直流出力電圧Vdcout、ゲート信号G1、G2、G3の波形を示している

50

。より詳しくは、ゲート信号は10kHzで、高速にオン・オフしている。また、単純なオン・オフの時間比(デューティ比)一定制御によって、入力三相交流電流の力率は1で、基本波(正弦波)になっている。入力三相交流電圧200Vrmsから、出力直流電圧1000V、10kWが得られる。さらに、ゲート信号が示すように、それぞれの逆導通型半導体スイッチレグの上と下のアームの切り換えが行われると共に、母線PN間に高周波パルスで方形波状の電圧が略ゼロから立ち上がる昇圧パルス電圧が発生している。

【実施例4】

【0039】

(単相交流入力時の、MERSの縦ハーフブリッジ化)

続いて、本発明の実施例4に係るソフトスイッチング電力変換装置について説明する。

図15は、図7の昇圧パルス電圧発生手段3内の単相フルブリッジ型MERSを、より簡易なものに置き換えた例を示すものである。より詳しくは、図15は、本発明の実施例1(図7)において、昇圧パルス電圧発生手段3内の単相フルブリッジ型MERSの逆導通型半導体スイッチS1とS4を、それぞれダイオードで置き換えて縦ハーフブリッジ化した例を示すものである。縦ハーフブリッジ化によりコンデンサが2個必要になるが、逆導通型半導体スイッチの個数が半分で済む。この実施態様は三相交流入力の電力変換において特に有効となる。

【実施例5】

【0040】

(切り換え制御手段の第1実施形態)

続いて、本発明の実施例5に係るソフトスイッチング電力変換装置について説明する。

図16は、直流/三相交流変換の実施形態の例を示している。図17、図18は、図16の計算機シミュレーション結果を示すものである。

より詳しくは、図16は、本発明の実施例1(図7)における直流出力を三相交流に切り換えるための切り換え制御手段5として、低速極性切り換えスイッチ(T1~T6)を使用した回路ブロック図である。また、負荷として三相交流負荷を接続している。図17は、図16の入力直流電流 I_{dcin0} 、各相出力電流(I_a 、 I_b 、 I_c)、線間電圧 V_{acline} 、母線PN間電圧 V_{pn} を示している。図18は、図16の低速極性切り換えスイッチのT1のゲート信号 V_{ga_u} 、T2のゲート信号 V_{ga_d} 、逆導通型半導体スイッチS1とS3のゲート信号 V_{gs} の波形を示している。

図16の逆導通型半導体スイッチのスイッチング周波数は10kHzである。切り換え制御手段5の低速極性切り換えスイッチ(T1~T6)は、母線PN間電圧 V_{pn} が略ゼロとなる期間に合わせて切り換える。従来の電圧型インバータでは電圧源コンデンサが必要であったが、本実施の態様では磁気エネルギーを蓄積して回生するMERSのコンデンサがその役目を果たしている。各パルスのエネルギーは小さくても、リンク周波数は高周波であり、単位時間当たりのエネルギーは、各パルスのエネルギーの周波数倍される。結果、コンデンサは、小さな静電容量で大電力が変換できる。また、従来の電圧型インバータではできなかった逆変換も可能である。

【実施例6】

【0041】

(切り換え制御手段の第2実施形態)

続いて、本発明の実施例6に係るソフトスイッチング電力変換装置について説明する。

図19(A)は、直流/直流変換の実施形態の例を示している。図19(B)は、図19(A)の計算機シミュレーション結果を示すものである。

より詳しくは、図19(A)は、切り換え制御手段5として半導体スイッチを2個直列接続した半導体スイッチレグを1つ使用し、昇圧パルス電圧を半導体スイッチのオン・オフで降圧した直流を出力する回路ブロック図である。本発明の実施例2(図12)と異なり、降圧された直流出力を得ることができる。図19(B)は、入力電流 I_{in} 、出力電流 I_{dc} 、母線PN間電圧 V_{pn} 、逆導通型半導体スイッチS3に印加される電圧 V_{igbt} 、電流 I_{igbt3} の波形を示している(電流は10倍に表示している)。

10

20

30

40

50

図19(A)では、直流100Vから直流24Vへの降圧を行うことができる。逆導通型半導体スイッチS1とS3のゲートに供給されるゲート信号G1は、スイッチング周波数=10kHz、デューティ比=0.4でオン・オフされる。逆導通型半導体スイッチS2とS4のゲートに供給されるゲート信号G2は、常にオフになっている。ここで、ゲート信号G1とG2を入れ替えて逆導通型半導体スイッチを制御すると、逆変換ができる。すなわち、入力電源1側(直流24V)から直流電源または負荷7側(直流100V)への逆変換が可能である。

図19(B)より、入力電流 I_{in} は26Aであるのに対し、出力電流 I_{dc} は110Aが出力されていることがわかる。母線PN間電圧 V_{pn} は340Vppまで出ているが、切り換え制御手段5によって、出力電圧を下げて、出力電流が上がっていることがわかる。図19(B)より、逆導通型半導体スイッチS3がオフするときに略ゼロ電圧で、オンするときに略ゼロ電流でスイッチングされていること、すなわち、ソフトスイッチングがなされていることがわかる。

【実施例7】

【0042】

(切り換え制御手段の低速極性切り換えスイッチとしてサイリスタ、または、半導体スイッチレグとして半導体スイッチを4個直列接続したものを使用した場合)

続いて、本発明の実施例7に係るソフトスイッチング電力変換装置について説明する。

図20は、切り換え制御手段5としてサイリスタを採用した、直流/単相交流変換の実施形態の例を示している。図21は、図20の計算機シミュレーション結果を示すものである。

より詳しくは、図20は、直流48Vから単相100V、50Hzへの変換回路のブロック図である。図21は、図20の入力直流電流 I_{dcin} 、出力交流電流 I_{acout} 、母線PN間電圧 V_{pn} 、出力交流電圧 V_{acout} の波形を示している。

図20は、交流から直流への逆変換をしない例である。直流からの昇圧パルス電圧発生は、逆導通型半導体スイッチS1とS3にオン・オフのゲート信号を与え、S2とS4は、常にオフのゲート信号を与える。逆導通型半導体スイッチS2とS4は、ダイオード動作のみで使用可能であるので、逆導通型半導体スイッチを使用せずに、ダイオードで代替している。

図22は、切り換え制御手段5の半導体スイッチレグとして、半導体スイッチを4個直列接続したものを使用した場合を示すものである。半導体スイッチ1個あたりの耐圧が小さくて済むという利点がある。これは、すべての半導体素子のスイッチング動作がゼロ電圧ゼロ電流で行われることから、低速スイッチング動作の半導体スイッチの使用が可能となるからである。

【実施例8】

【0043】

(平滑インダクタをダイオードに置換した例)

続いて、本発明の実施例8に係るソフトスイッチング電力変換装置について説明する。

図23(B)は、平滑インダクタ6の代わりにダイオードを使用した例を示している。

より詳しくは、図23(B)は、昇圧パルス電圧の平滑手段として、平滑インダクタ6に代わってダイオードを使用したものである。図23(A)は、平滑インダクタを使用した、可逆変換が可能な直流/直流変換であり、本発明の実施例2(図12)で示したとおりある。

図23(B)に示すように、平滑手段をダイオードに変更すると、可逆変換は不可能になる。しかし、昇圧パルス電圧が低くなる利点がある。平滑手段としてダイオードを採用するか、または平滑インダクタを採用するかは、ダイオードの導通損失と平滑インダクタでの損失などを比較考量して選択されるべきである。また、ダイオードで出力直流電圧がクランプされると、昇圧パルス電圧が半分になり、出力電力も半分になるが、電力変換装置の小型化などの利点がある。

【実施例9】

【 0 0 4 4 】

(三相交流電源から三相交流負荷への変換の例)

続いて、本発明の実施例 9 に係るソフトスイッチング電力変換装置について説明する。

図 2 4 は、三相交流電源から三相交流負荷への変換の実施形態の例を示している。図 2 5 (A) は、図 2 4 の回路の計算機シミュレーション結果を示すものである。図 2 5 (B) は、逆導通型半導体スイッチ、切り換え制御手段 5 の低速極性切り換えスイッチの切り換えタイミングを示すものである。

より詳しくは、図 2 4 は、本発明の実施例 3 (図 1 3) の直流出力を、入力と同じ三相交流出力とした変換回路ブロック図である。図 2 5 (A) は、図 2 4 の各相入力電流 (I_{La} 、 I_{Lb} 、 I_{Lc})、各相出力電流 (I_a 、 I_b 、 I_c)、母線 P N 間電圧 V_{pn} の波形を示している。図 2 5 (B) は、図 2 4 の三相交流入力電圧、逆導通型半導体スイッチ S_1 と S_2 のゲート信号、三相交流出力電圧、低速極性切り換えスイッチ T_1 と T_2 のゲート信号の波形を示している。

10

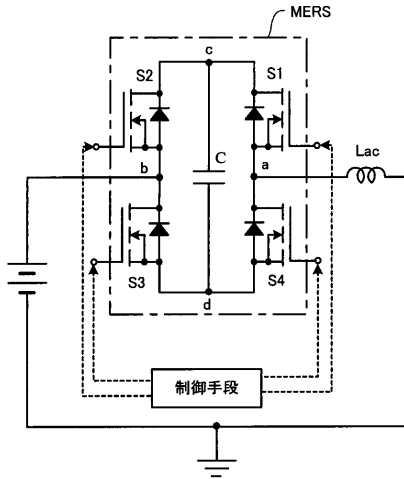
従来技術として、マトリックスコンバータ (Matrix Converter、以下 MC という。) と呼ばれる交流 / 交流直接変換回路がある。電圧源コンデンサを排除しているが、順逆両方向に阻止能力のある交流スイッチが必要である。入出力が三相交流の場合、使用する半導体素子は 9 個で済むが、使用する半導体素子の構造が複雑なため、コスト的に不利である。

図 2 4 の三相交流 / 三相交流変換回路では、逆阻止能力を持たず、順方向のオン・オフしかできない半導体素子で実現している。すなわち、逆導通型半導体スイッチで構成している。使用する半導体素子数は 1 2 個であるが、使用する半導体素子の構造が簡単なため、低コストになる。また、制御方法は、従来の直流リンク方式と同様であり、簡単である。さらに、直流母線電圧が、入力電源電圧より高くできるなど、MC にはない利点がある。また、本実施例も、磁気エネルギーを蓄積する 2 個のコンデンサが、各制御サイクルで電圧が略ゼロになるまで放電することで、すべてのスイッチングに使用する半導体スイッチがオフするときに略ゼロ電圧で、オンするときに略ゼロ電流でスイッチングされていること、すなわち、ソフトスイッチングがなされることがわかる。これは従来の MC に無い特徴である。

20

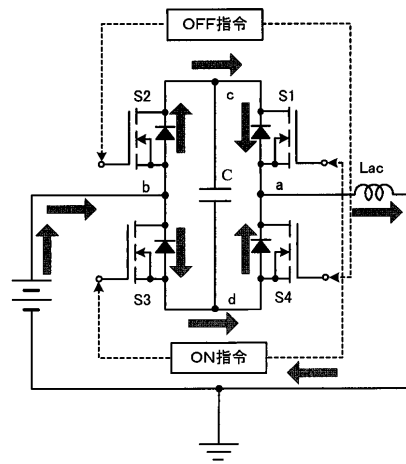
【図1】

第1図



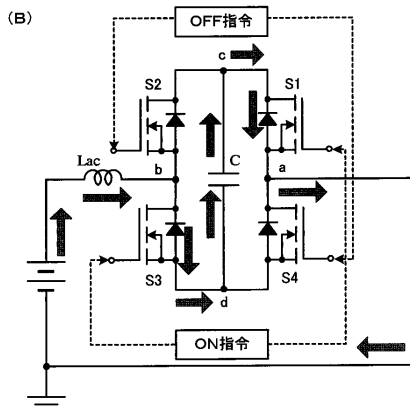
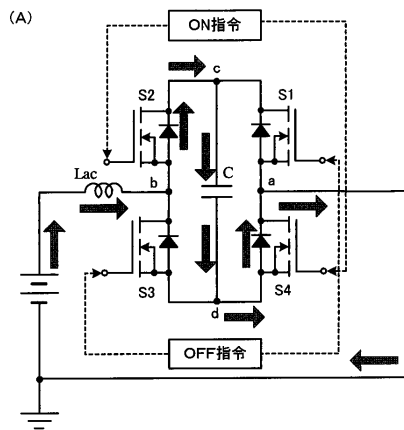
【図2】

第2図



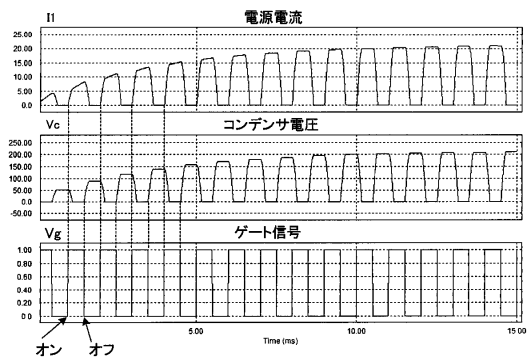
【図3】

第3図



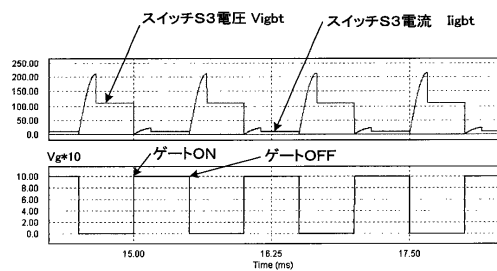
【図4】

第4図



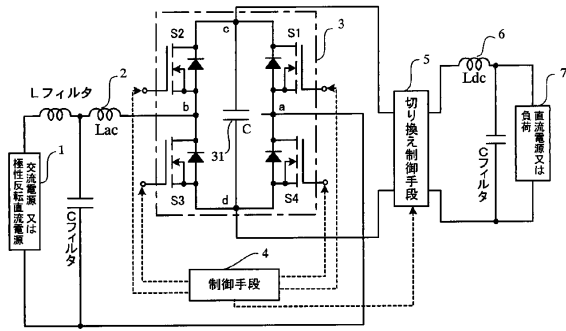
【図5】

第5図



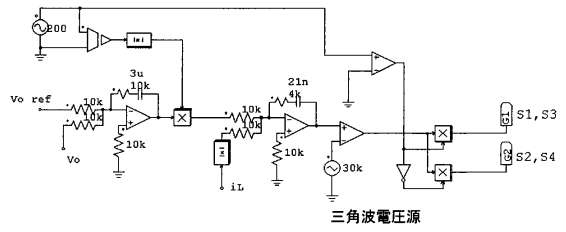
【図 6】

第6図



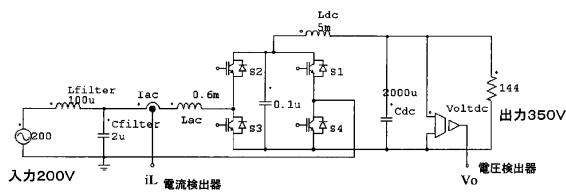
【図 8】

第8図



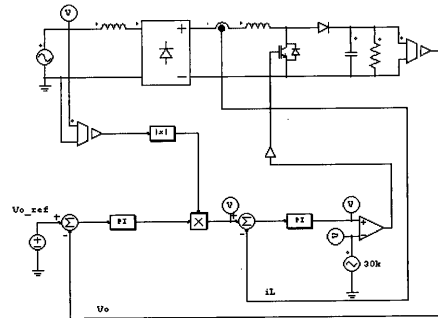
【図 7】

第7図



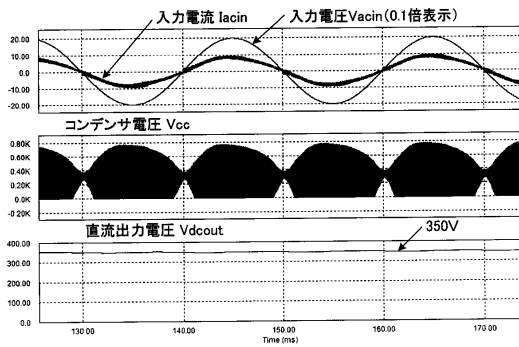
【図 9】

第9図



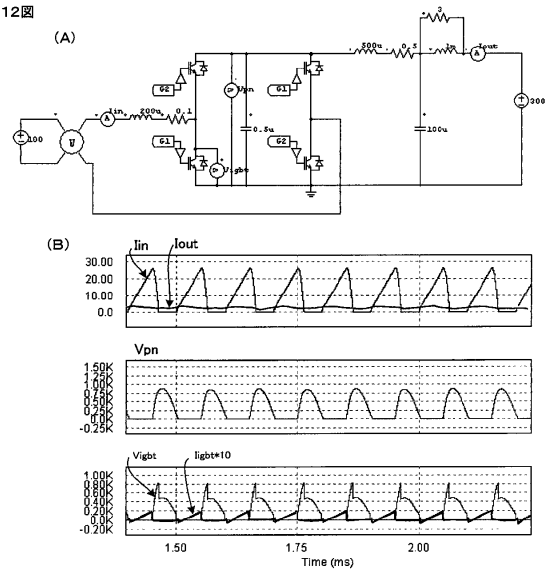
【図 10】

第10図



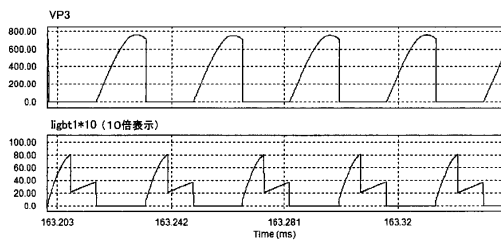
【図 12】

第12図



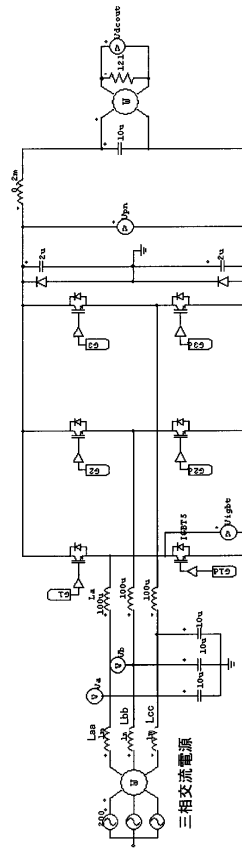
【図 11】

第11図



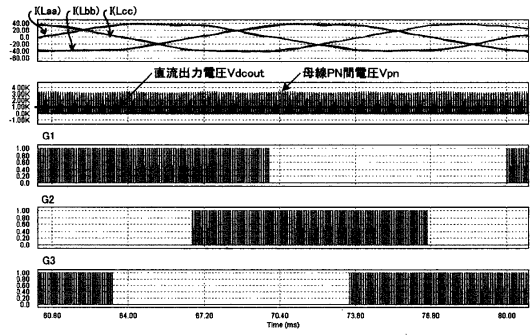
【 図 13 】

第13図



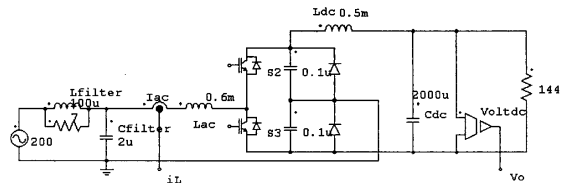
【 図 14 】

第14図



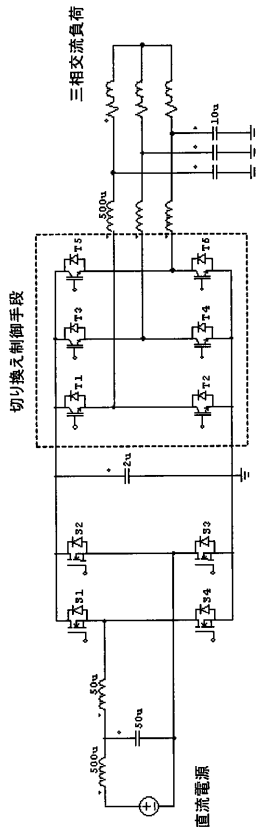
【 図 15 】

第15図



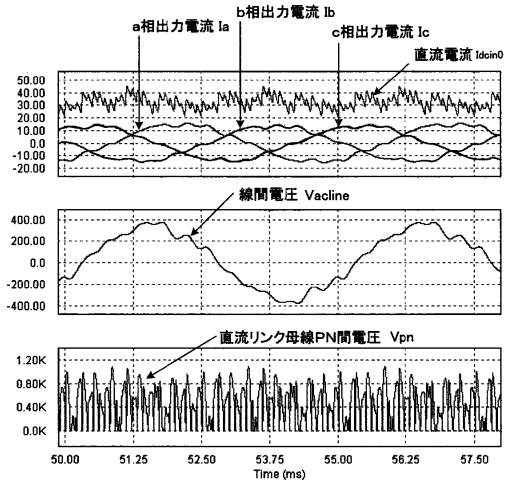
【 図 16 】

第16図



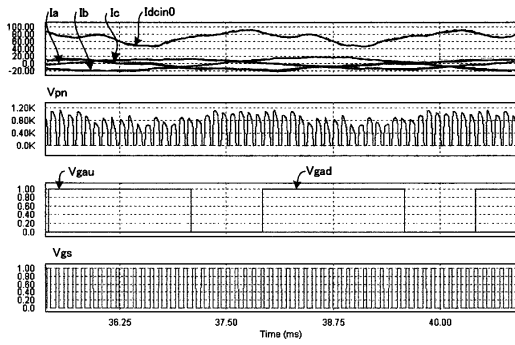
【 図 17 】

第17図



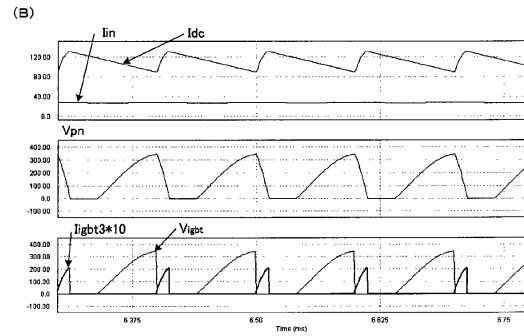
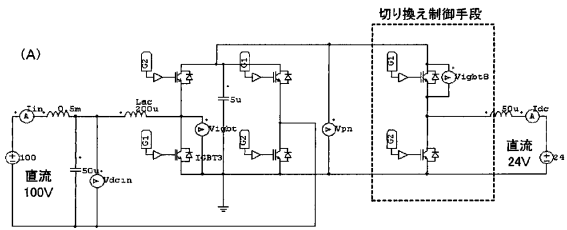
【 図 18 】

第18図



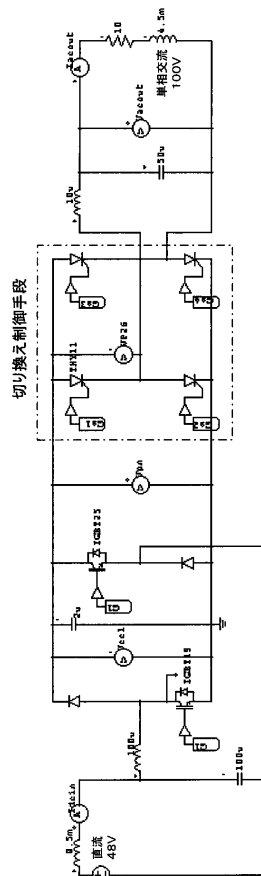
【 図 19 】

第19図



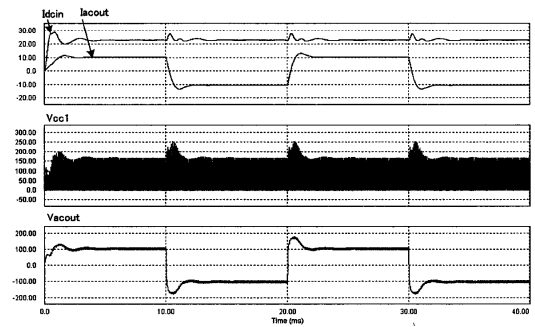
【 図 20 】

第20図



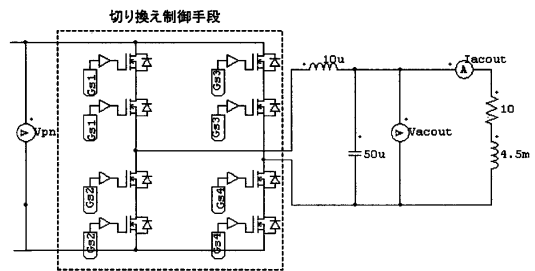
【 図 21 】

第21図



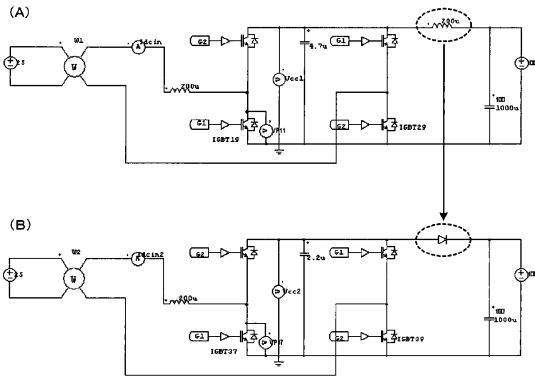
【 図 22 】

第22図



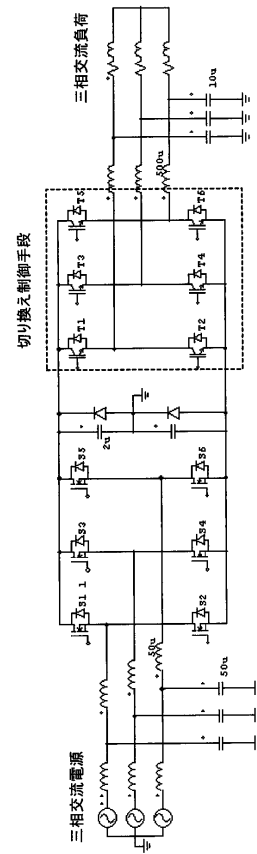
【図 23】

第23図

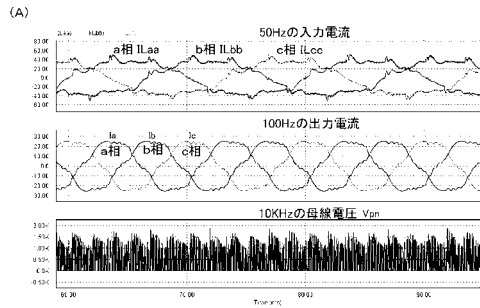


【図 24】

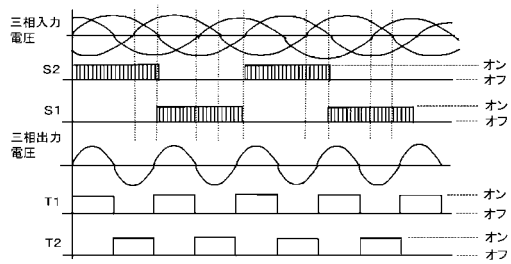
第24図



【図 25】



(B)



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2007-174723(JP,A)
特開2002-369388(JP,A)
国際公開第2007/123118(WO,A1)
特開2007-58676(JP,A)
特開2001-238460(JP,A)
国際公開第2004/017151(WO,A1)
特表2004-527896(JP,A)
特開平7-123722(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/155
H02M 7/219
H02M 7/48