

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号  
特許第4169221号  
(P4169221)

(45) 発行日 平成20年10月22日(2008.10.22)

(24) 登録日 平成20年8月15日(2008.8.15)

(51) Int.Cl.

F I

H05G 1/32 (2006.01)

H05G 1/20 (2006.01)

H05G 1/32 P

H05G 1/20

請求項の数 2 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願平10-44277	(73) 特許権者	000153498
(22) 出願日	平成10年2月12日(1998.2.12)		株式会社日立メディコ
(65) 公開番号	特開平11-233286		東京都千代田区外神田四丁目14番1号
(43) 公開日	平成11年8月27日(1999.8.27)	(72) 発明者	高橋 順
審査請求日	平成17年2月1日(2005.2.1)		東京都千代田区内神田一丁目1番14号
			株式会社 日立メ
			ディコ内
		(72) 発明者	高野 博司
			東京都千代田区内神田一丁目1番14号
			株式会社 日立メ
			ディコ内
		(72) 発明者	坂本 和彦
			東京都千代田区内神田一丁目1番14号
			株式会社 日立メ
			ディコ内
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ式X線高電圧装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源を受電しこれを整流するコンバータ回路と、このコンバータ回路の出力電圧を高周波の交流に変換するインバータ回路と、このインバータ回路の出力電圧を昇圧する高電圧変圧器と、この高電圧変圧器の出力電圧を整流する高電圧整流回路と、この高電圧整流回路の出力電圧である直流高電圧を印加してX線を放射するX線管とを備えたインバータ式X線高電圧装置において、

上記コンバータ回路は、

自己消弧可能なスイッチング素子とこのスイッチング素子と逆並列に接続されたダイオードから成る二組のスイッチングモジュールを直列に接続したスイッチングモジュール直列接続体と、このスイッチングモジュール直列接続体と並列に二つのコンデンサを直列に接続したコンデンサ直列接続体とで構成され、前記スイッチングモジュール直列接続体の接続点に交流リアクトルの一端を接続し、この交流リアクトルの他の一端と前記コンデンサ直列接続体の接続点に上記交流電源を接続し、この交流電源の電圧と電流の位相差及び前記コンデンサ直列接続体の両端の電圧の設定値との誤差に応じて上記二組のスイッチングモジュールをパルス幅変調制御して前記交流電源の電圧と電流の位相を一致させると共に前記コンデンサ直列接続体の両端の電圧を設定値に制御するパルス幅変調制御回路を具備し、前記コンデンサ直列接続体の両端の電圧を前記インバータ回路に入力し、

上記コンバータ回路は、上記交流電源の電圧と電流の位相を一致させると共に上記インバータ回路への入力電圧を所定の設定値と等しくなるようにすることを特徴とするインバ

ータ式 X 線高電圧装置。

【請求項 2】

上記スイッチングモジュール直列接続体を二組並列に接続若しくは一組で上記インバータ回路を構成し、これら二組並列に接続若しくは一組のスイッチングモジュール直列接続体と上記コンバータ回路のスイッチングモジュール直列接続体とを並列に接続して三相スイッチングモジュール若しくは単相スイッチングモジュールを構成し、これを上記コンバータ回路及びインバータ回路に用いたことを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ式 X 線高電圧装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

10

【発明の属する技術分野】

本発明は、商用の交流電源をコンバータ回路で直流に変換し、その直流をインバータ回路を用いて高周波の交流に変換し、その出力電圧を高電圧変圧器で昇圧すると共に整流して直流の高電圧を発生し、これを X 線管に印加して X 線を放射するインバータ式 X 線高電圧装置に係り、特に上記交流電源の設備容量と高調波の低減とコンバータ回路、インバータ回路及び高電圧変圧器の小型化に好適なインバータ式 X 線高電圧装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

インバータ式 X 線高電圧装置は、商用の交流電源からの交流電圧を交流リアクトルを介して、サイリスタまたはダイオードで構成された全波整流回路を用いたコンバータ回路により直流電圧に変換し、これを平滑コンデンサで平滑してインバータ回路に入力する。

20

【0003】

このインバータ回路は、例えば特開昭 63 - 190556 号公報に記載されているように、共振コンデンサと高電圧変圧器の漏れインダクタンスとの共振現象を利用してインバータ回路の位相差や周波数を制御することにより、負荷である X 線管に直流の高電圧（以下、管電圧と呼ぶことにする）を印加するものである。すなわち、インバータ回路から出力された高周波の交流電圧を前記高電圧変圧器で昇圧し、これを高電圧整流回路で直流に変換して X 線管に印加する。インバータ回路は実際の管電圧を検出し、これと目標値をインバータ制御回路に入力してインバータの位相差や周波数を求めこれを制御する。

【0004】

30

管電流は、フィラメント加熱回路によって X 線管のフィラメントの温度を調節して制御する。このような X 線高電圧装置は、一般 X 線撮影装置から循環器 X 線撮影装置、X 線 CT 装置等に広く適用されているが、最近の医用 X 線高電圧装置は、性能面だけでなく、設置面積の縮減、小型軽量化に対する要求が益々強まる一方である。なかでも高電圧変圧器が装置体積に占める割合は大きく、高電圧変圧器を小型化することが装置の小型化に有効であるために、インバータ回路の高周波化を図ってきたが、更に小型化を図るためにはインバータ回路の電流を低減してこの回路のスイッチング素子には電流容量の小さいものを用い、高電圧変圧器の巻数比を少なくしてこの変圧器の小型化を図る必要がある。

【0005】

40

上記巻数比を少なくすることは、高電圧変圧器の漏れ磁束が一次巻線等に鎖交して発生する渦電流損の損失低減につながり、効率が向上し、これによってインバータ回路の電流も低減し、そのスイッチング素子の電流容量低減にも効果がある。さらに高電圧変圧器の漏れインダクタンスも低減し、さらなる高周波化による高電圧変圧器の小型化も期待できる。上記インバータ回路のスイッチング素子の電流容量と高電圧変圧器の巻数比は、前記インバータ回路の入力電圧、すなわち上記交流電源電圧を全波整流した電圧の大きさ（交流電源の線間電圧ピーク値を最大電圧として、ほぼ  $0(V) \sim \text{線間電圧} \times \sqrt{2}(V)$  の範囲で、インバータ回路へ供給する電力が大きい場合はこれより電圧は下がる）で決まるため、前記スイッチング素子の電流容量と高電圧変圧器の巻数比の低減によるインバータ回路と高電圧変圧器の小型化には限界があった。

【0006】

50

そこで、このような場合には、交流電源電圧を昇圧する（例えば前記交流電源電圧が200Vの場合には400Vに昇圧する）変圧器を前記交流電源とコンバータ回路との間に接続して、この変圧器の出力電圧を全波整流回路で整流してインバータ回路に入力すれば良いが、前記交流電源電圧を昇圧する変圧器には大容量のものが必要となるので装置の大型化と大幅なコストアップを招き好ましくない。他の方法としては、図3に示す倍電圧整流回路を用いてインバータ回路の入力電圧を高くする方法があるが、これもインバータの入力電圧は全波整流時の2倍までしか高めることができず、インバータ回路の入力電圧をこれ以上高くして小型化するにしても限界がある。

【0007】

また、従来のサイリスタまたはダイオードで構成された全波整流式のコンバータ回路を用いたインバータ式X線高電圧装置には、力率の低下と電源高調波の問題がある。すなわち、コンバータ回路のサイリスタのゲート制御信号の位相が交流電源電圧の位相に対して遅れ位相で与えられるために、例えば図4に示すように、電流波形は電圧波形よりもだけ位相が遅れ、力率が低下していた。このため無効電力が大きく、交流電源の設備容量はその分だけ大きくせざるを得ない。

【0008】

更に、交流電源の相電流波形も歪み、高調波成分が多く、これによって高調波電流の電源系統への流入、延いては同電源系統に接続された他の機器へ障害が及ぶこともある。

【0009】

そこで、インバータ回路の入力電圧を所定の値まで高くし、かつ力率改善と電源高調波の低減ができるコンバータ回路を用いたインバータ式X線高電圧装置が特開平7-263175号公報や特開平7-272891号公報に公開されている。これらの公報には、インバータ回路の入力電圧を高くするとともに交流電源の電圧と電流の位相の遅れを無くして力率改善と電源高調波の低減ができるパルス幅変調制御（以下、PWM制御と略記）のフルブリッジ型や混合ブリッジ型のコンバータ回路を用いたインバータ式X線高電圧装置が提案されている。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記の特開平7-263175号及び特開平7-272891号公報のPWM制御コンバータ回路を用いたインバータ式X線高電圧装置には以下のような問題点があった。

【0011】

（1）特開平7-263175号公報のコンバータ回路の問題点

このコンバータ回路は、自己消弧可能なスイッチング素子、例えばIGBT（絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ）からなる4つのスイッチング素子を組み合わせてフルブリッジ型を構成するので、スイッチング素子の数が多く経済性に難点がある。

【0012】

（2）特開平7-272891号公報のコンバータ回路の問題点

このコンバータ回路は、フルブリッジ型の4アームのうちの交流側又は直流側の2アームのみに自己消弧可能なスイッチング素子を用いるもので（混合ブリッジ型）、自己消弧可能なスイッチング素子の数は少なく経済性の点でメリットがある。

【0013】

しかし、コンバータ回路の負荷電力を電源側に返す電力回生ができないためインバータ回路の入力電力となるコンバータ回路の出力電圧を下げたい時に下げられない点、及び交流電源の相電流のゼロ付近において電流波形を正弦波とすることができないため（この電流波形を図6に示す）、上記フルブリッジ型と比較すると力率が低く、電源高調波も大きくなるという欠点がある。

【0014】

（3）特開平7-263175号及び特開平7-272891号公報に共通の問題点

1．通常、商用の交流電源にはV相接地のものが用いられ、上述したフルブリッジ型、混

10

20

30

40

50

合ブリッジ型の昇圧機能を有するPWM制御方式コンバータ回路に対しては、コンバータ回路のブリッジを構成する二組の自己消弧可能なスイッチング素子の直列接続体のうちの任意の一方の直列接続体の接続点を接地する。このことから、コンバータ回路の直流出力の正側の端子は、直流出力電圧をVDCとして、前記接地点から見てゼロボルトからVDCボルトまでの範囲で、またコンバータ回路の直流出力の負側の端子は、-VDCボルトからゼロボルトの範囲で大きく変化し、上記スイッチング素子のスイッチングによって前記電圧の変化率( $dv/dt$ )が大きいので、これによって発生するノイズによる誤動作を起こすことも多く、その対策に多くの労力が費やされる。

【0015】

2. 上記PWM制御方式のコンバータ回路を用いたインバータ式X線高電圧装置においては、コンバータ回路とインバータ回路は、IGBTとそれに逆並列に接続されたダイオードを含むスイッチングモジュールを組み合わせて構成し、これらのコンバータ回路とインバータ回路は別々に配置していた。また、前記スイッチングモジュールは耐電圧と電流容量に応じたサイズを持っており、それ相応のスペースを要するために、前記スイッチングモジュールのサイズが主回路全体のサイズをほぼ決定しており、小型化にも限界があった。また、前記各スイッチングモジュールは別個に配置されていたため、それらを接続する配線にインダクタンス成分が存在し、これがスイッチング時のサージ電圧を大きくさせると共にスイッチング損失を大きくしていた。このため、サージ電圧を抑制する手段やスイッチング素子を冷却する手段の実装が大がかりとなるものであった。

【0016】

本発明の目的は、電源設備容量及び電源高調波を低減することが可能で、小型で安価な、より信頼性の高いインバータ式X線高電圧装置を提供することにある。

【0017】

【課題を解決するための手段】

上記目的は、交流電源を受電しこれを整流するコンバータ回路と、このコンバータ回路の出力電圧を高周波の交流に交換するインバータ回路と、このインバータ回路の出力電圧を昇圧する高電圧変圧器と、この高電圧変圧器の出力電圧を整流する高電圧整流回路と、この高電圧整流回路の出力電圧である直流電圧を印加してX線を放射するX線管とを備えたインバータ式X線高電圧装置において、上記コンバータ回路は、上記交流電源の電圧と電流の位相を一致させると共に上記インバータ回路への入力電圧を所定の設定値と等しく

なるようにすることによって達成される。  
特に、上記コンバータ回路は、自己消弧可能なスイッチング素子とこのスイッチング素子と逆並列に接続されたダイオードから成る二組のスイッチングモジュールを直列に接続したスイッチングモジュール直列接続体と、このスイッチングモジュール直列接続体と並列に二つのコンデンサを直列に接続したコンデンサ直列接続体とで構成され、前記スイッチングモジュール直列接続体の接続点に交流リアクトルの一端を接続し、この交流リアクトルの他の一端と前記コンデンサ直列接続体の接続点に上記交流電源を接続し、この交流電源の電圧と位相差及び前記コンデンサ直列接続体の両端の電圧の設定値との誤差に応じて上記二組のスイッチングモジュールをパルス幅変調制御して前記交流電源の電圧と電流の位相を一致させると共に前記コンデンサ直列接続体の両端の電圧を設定値に制御するパルス幅変調制御回路を具備し、前記コンデンサ直列接続体の両端の電圧を上記インバータ回路に入力することによって達成される。

【0018】

このように構成されたインバータ式X線高電圧装置は、二つの自己消弧可能なスイッチング素子及びダイオードと二つのコンデンサと一つの交流リアクトルとから成る最少の回路構成のコンバータ回路で交流電源の電流と電圧の位相差及び二つのコンデンサの両端電圧(インバータ回路の入力電圧)の設定値との誤差に応じて前記スイッチング素子をパルス幅変調制御し、交流電源の電流と電圧の位相を一致させると共に上記インバータ回路の入力電圧を設定値と等しくなるように制御する。これにより、交流電源の電流と電圧の位相が一致し、かつ電流波形は歪みのない正弦波となる。従って、力率は改善されて皮相電力

10

20

30

40

50

は小さくなり、電源設備容量を小さくでき、かつ電源高調波も除去される。

【 0 0 1 9 】

上記のコンバータ回路は、従来のフルブリッジ型や混合ブリッジ型のパルス幅変調制御方式のコンバータ回路と比較しても、小型軽量・安価にでき、1相をダイオードで構成した混合ブリッジ型とは異なって、電力回生ができ、相電流がゼロ付近でも相電流波形をより正弦波に近づけることができるので、特に透視時のように長時間にわたってX線を曝射する場合には電力消費量を低減できるので有利となる。

【 0 0 2 0 】

そして、通常、交流電源にはV相接地のものが用いられ、上記のフルブリッジ型、混合ブリッジ型のコンバータ回路に対しては、コンバータ回路の片側のブリッジの midpoint を接地する。このことから、上記フルブリッジ型、混合ブリッジ型コンバータ回路の正側の出力端子は、直流出力電圧をVDCとして、アースから見てゼロボルトからVDCボルトまでの範囲で、またコンバータ回路の負側の出力端子は、-VDCボルトからゼロボルトの範囲で大きく変化してスイッチングノイズを発生し、このノイズで誤動作を起こすこともあった。しかし、本構成とすることにより、コンバータ回路の平滑コンデンサ（コンデンサ直列接続体）の midpoint をアース電位に落とすことができるので、コンバータ回路の正側の出力端子は、直流出力電圧をVDCとして、アースから見ておおよそゼロボルトからVDC/2ボルトまでの範囲で、またコンバータ回路の負側の出力端子は、-VDC/2ボルトからゼロボルトの範囲でしか変化しないことになる。つまり、フルブリッジ型、混合ブリッジ型と比較してその変化範囲はほぼ二分の一で収まることになり、スイッチングノイズに対してはそれだけ強い回路方式とする事ができる点で有利となる。

【 0 0 2 1 】

また、上記コンバータ回路の昇圧機能を利用して、インバータ回路の入力電圧を最適な値まで高くする。これによって、高電圧変圧器の巻数比を少なくすることによる小型化のみならず、この高電圧変圧器の漏れ磁束も小さくしなって電力損失が低減して効率が向上する。そして、この効率向上とインバータ回路の入力電圧を高くすることによる回路の電流低減によりインバータ回路も小型化することができ、さらにスイッチングノイズも低減するので信頼性も向上する。

【 0 0 2 2 】

また、自己消弧可能なスイッチング素子とこのスイッチング素子と逆並列に接続されたダイオードから成る二組のスイッチングモジュールを直列に接続したスイッチングモジュール直列接続体を二組並列に接続若しくは一組で上記インバータ回路を構成し、これらの二組並列に接続若しくは一組のスイッチングモジュールを直列接続体と上記コンバータ回路のスイッチングモジュール直列接続体と並列に接続して三相スイッチングモジュール若しくは単相スイッチングモジュールを構成する。

【 0 0 2 3 】

このように構成された三相スイッチングモジュール若しくは単相スイッチングモジュールを用いてコンバータ回路及びインバータ回路を構成することにより、主回路部品に要するスペースとコストが低減でき、その上、コンバータ回路とインバータ回路間の配線のインダクタンスが低減して、スイッチング時のサージ電圧の低減による信頼性向上とスイッチング素子の損失低減によるこの素子の冷却実装の簡単化を図ることができる。

【 0 0 2 4 】

【 発明の実施の形態 】

以下、図面を参照して本発明の実施例を説明する。

図1は、本発明によるインバータ式X線高電圧装置の第1の実施例を示す構成図である。このX線高電圧装置は、商用電源を直流に変換するコンバータ回路の出力電圧（直流電圧）をインバータ回路を用いて高周波の交流電圧に変換し、その出力電圧を変圧器で昇圧した後整流して直流の高電圧をX線管に印加してX線を放射するもので、コンバータ回路1と、インバータ回路2と、高電圧変圧器3と、高電圧整流回路4と、高電圧ケーブル5と、X線管6と、コンバータ制御回路9及びインバータ制御回路10等で構成される。

## 【 0 0 2 5 】

次に上記構成要素のそれぞれの機能について簡単に説明する。上記コンバータ回路 1 は、直流電圧を供給する装置であり、50 Hz または 60 Hz の商用の交流電源 30 の交流電圧を整流するものである。インバータ回路 2 は、上記コンバータ回路 1 から出力された直流電圧を受電して高周波の交流電圧に変換すると共に管電圧を制御するものである。インバータ回路 2 は、上記コンバータ回路 1 から出力された直流電圧を受電して高周波の交流電圧に変換すると共に管電圧を制御するものである。

## 【 0 0 2 6 】

高電圧変圧器 3 は、上記インバータ回路 2 からの交流電圧を昇圧するものであり、その一次側がインバータ回路 2 の出力に接続されている。X 線管 6 は、上記高電圧整流回路 4 からの出力電圧を高電圧ケーブル 5 を介して X 線を放射するもので、高電圧整流回路 4 の出力側に接続されている。さらに、上記コンバータ回路 1 は、上記交流電源 30 の電流と電圧の位相及びコンバータ回路 1 の出力電圧の設定値と実際の出力電圧との差に応じて前記コンバータ回路 1 のスイッチング素子である IGBT 13, 14 をパルス幅変調制御し、前記交流電源 30 の電流と電圧の位相を一致させると同時に、前記コンバータ回路 1 の出力電圧を前記設定値に一致させるように制御信号 S1 を生成するものである。

## 【 0 0 2 7 】

また、上記インバータ制御回路 10 は、目標管電圧信号 Vr と管電圧検出信号 Vx を入力して目標管電圧信号 Vr と管電圧検出信号 Vx とを比較演算し上記 X 線管 6 の管電圧が目標管電圧と一致するように制御信号 S2 を生成するものである。

なお、26 はインバータ回路 2 の出力側に挿入された共振用コンデンサで、高電圧変圧器 3 の漏れインダクタンスの影響で高周波の電流が上記高電圧変圧器 3 の巻線に十分に流れないことを改善する目的で挿入してあり、上記の必要のない場合は挿入しなくてもよい。

## 【 0 0 2 8 】

続いて、本発明の要部であるコンバータ回路 1 及びインバータ回路 2 の構成と機能について図 1 を用いて説明する。11, 12 は商用電源 30 の片側の 1 相を中点として直列接続されコンデンサ、13 ~ 18 は電力用半導体スイッチ、ここでは IGBT であり、19 ~ 24 は IGBT 13 ~ 18 にそれぞれ逆並列に接続されたダイオードである。これら IGBT 13, 14 及びダイオード 19, 20 とはコンデンサ 11, 12 と共にコンバータ回路 1 を構成し、また IGBT 15 ~ 18 及びダイオード 21 ~ 24 とはインバータ回路 2 を構成している。そして、本実施例においては、コンバータ回路 1 及びインバータ回路 2 に用いるスイッチングモジュール (IGBT とこれと逆並列接続のダイオード) には同種のものが適用でき、しかもそれらの向きを揃えることができるため、IGBT とそれに逆並列接続されたダイオードの組が合計 6 個 (2 組の直列接続体を 3 組並列接続) 内蔵された三相スイッチングモジュール 25 を適用して小型化とコスト低減を図っている。また、このように三相スイッチングモジュールを適用することによりコンバータ回路 1 とインバータ回路 2 との間の配線のインダクタンス分を低減してスイッチングによるサージ電圧を低減し、これによってスイッチング損失も低減している。

## 【 0 0 2 9 】

そして、7 は相間に挿入されたコンデンサであり、コンバータ回路 1 のスイッチングによる高周波の電源変動が電源側に戻ることを防ぐ目的で設けられており、動作原理上は必ずしも必要とするものではない。8 は商用電源 30 とコンバータ回路 2 との間に挿入した交流リアクトルであり、後述するようにコンバータ回路 1 に昇圧機能を持たせると同時に、コンバータ回路 1 のスイッチングによって生じる電圧変動が電源側に戻らないように設けたものである。以下、上述の構成の本発明装置の要部における動作を説明するが、コンバータ回路 1 以降の動作は従来装置と同様であるので、その説明は省略する。

## 【 0 0 3 0 】

本発明装置は、自己消弧可能なスイッチング素子を用いてコンバータ回路 1 を構成した点に大きな特徴があるので、このコンバータ回路 1 の動作を図 2 を用いて説明する。

## 【 0 0 3 1 】

図 2 には、この回路における全ての動作モードを示してある。相電流の向きについて分類すれば、(a) と (b) は相電流が正の時であり、(c) と (d) は相電流が負の場合である。また、スイッチの動作状態で分類すれば (a) と (c) は、上側のスイッチがオン、下側のスイッチがオフの状態であり、(b) と (d) は、上側のスイッチがオフ、下側のスイッチがオンの状態である。そして、コンデンサ 11 あるいは 12 の充電、放電の動作で言えば (a) と (d) がコンデンサを充電（出力電圧が増加）するモードであり、(b) と (c) はコンデンサが放電（出力電圧が減少：電源側に電力を回生するモード）するモードである。なお、このコンバータ制御の基本的なアルゴリズムとしては上側のスイッチ 13 と下側のスイッチ 14 とは交互にオン/オフを繰り返す動作である。

#### 【0032】

まず、出力電圧の制御と昇圧動作について説明する。相電流が正の時について考えると、(a) と (b) の充電/放電モードの時間比を制御することで出力電圧が制御できるが、スイッチのスイッチングのたびに電流の経路が変わり、その都度電源電圧はコンデンサ 11 あるいは 12 を介して短絡し、相電流が急激に増加すると同時に交流リアクトル 8 の両端の電圧は大きく増加することになる（交流リアクトル 8 の両端の電圧は  $L_u \cdot di_u / dt$ 、ただし  $L_u$  は交流リアクトル 8 のインダクタンスの値）。

#### 【0033】

この状態で、充電モード (a) とすることにより、リアクトル 8 の両端に高い電圧が発生しているので、これが電源電圧に加わることによってコンデンサ 11 が高い電圧になるまで充電される。これによって交流電源電圧のピーク値以上の高い電圧を得ること（昇圧動作：理論的には無限大の電圧が得られるが、実際には交流リアクトル 8 やスイッチング素子の損失等によって制約がある）が可能となる。また相電流の向きが逆（負）の場合にも上述したものと同様である。

#### 【0034】

次に相電流の制御と高力率化について説明する。出力圧 VDC の中点 a を基準電位（アース）とし、上側のスイッチ 13 のコレクタ側の電位を  $+VDC/2$ 、下側のスイッチ 14 のエミッタ側の電位を  $-VDC/2$  とする。また、交流電源 30 の 1 周期に対する上側のスイッチ 13 がオンする時間の割合をここではデューティと呼ぶが、このデューティを制御することがすなわち上述した充電/放電モードの比率を制御することと同一である。

#### 【0035】

上側のスイッチ 13 と下側のスイッチ 14 の中点 a の電位は、上側のスイッチ 13 と下側のスイッチ 14 がそれぞれ交互にオンするたびに、 $+VDC/2$ 、 $-VDC/2$  となる。従って、デューティを制御すると、中点 a の平均電位を  $+VDC/2 \sim -VDC/2$  に制御でき、上記のように中点 a の平均電位を制御すると、出力電圧のみならず交流リアクトル 8 に流れる電流  $i_u$  も制御できる。また、交流電源電圧を観測し、この波形と相電流とが同じ位相になるようにパルス幅変調制御をすることによって、上記交流電源電圧とほぼ同じ位相の相電流波形とすることが可能となり、コンバータ回路 1 は高力率の電力を受電できることになる。なお、本コンバータ回路 1 は、相電流の正負が反転する際（例えばモード (a) モード (c) に移行する場合）にも同じ電流経路で相電流の向きを反転させることで電流値を連続的に制御できるので、相電流値がゼロ付近でも相電流波形を正弦波状に制御することができる。

#### 【0036】

図 5 に本発明装置における単相交流電源 30 の相電流とパルス幅変調信号の波形図を示す。このパルス幅変調制御の変調周波数を高くすることや交流側のフィルタの定数を調節する等により、一層滑らかな正弦波電流が得られる。

#### 【0037】

このようにしてインバータ回路の入力電圧を高くして、高電圧変圧器の巻数比の低減及びインバータ回路の電流低減を図り、前記高電圧変圧器及びインバータ回路の小型化が可能となる。また、交流電源の電圧と電流の位相の一致による高力率化と相電流の正弦波化によって電源設備容量の低減と電源高調波の低減に大きく寄与するものである。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 3 8 】

次に、コンバータ回路 1 とインバータ回路 2 を三相スイッチングモジュールで一体化してこれらの回路の小型化とこれらの回路間の配線インダクタンスの低減によるスイッチングノイズの低減について説明する。通常、電力用半導体スイッチング素子メーカーが用意しているスイッチング素子の耐圧の種類は、1200V の下が 600V であるなど比較的粗くなっているのに対し、電流定格については例えば 50A, 75A, 100A, 150A, 200A, 300A, 400A というように比較的細かく区分されている。従来装置においては、例えば単相 200V 電源を用いる場合は、コンバータ回路の出力電圧は倍電圧整流回路 (図 3) の場合でも最大で 450V 程度であったが、スイッチング素子の耐圧は 1200V を採用しており、スイッチング時や異常動作時のサージ電圧を考慮しても耐圧の点では余裕がありすぎた。

10

## 【 0 0 3 9 】

しかし、1200V 耐圧の下の 600V 耐圧のものでは余裕がなく、スペックダウンができず、サイズの大きな 1200V 耐圧のものを採用せざるを得ない場合があった。

## 【 0 0 4 0 】

そこで、本発明によってインバータ回路の入力電圧を素子耐圧相応の電圧にまで昇圧し、その分インバータ回路の電流を低減して (最終的な出力電力は電圧 × 電流の値にほぼ比例するので、電圧を高めればその分電流値を小さくできる) 細かく分類された電流定格を選べば、X 線高電圧装置の定格に応じた最適なスイッチング素子を選択することが出来るようになる。このようにしてスイッチング素子を選択し、かつコンバータ回路 1 及びインバータ回路 2 を一つの三相スイッチングモジュールで実装すれば、これらの回路の小型化とこれらの回路間の配線インダクタンスを低減することができ、スイッチングノイズの低減及びスイッチング素子を冷却するための実装が簡単になり、回路が大幅に小型化する。さらに、図 1 のコンバータ回路 1 を用いることにより、コンバータ回路 1 の平滑コンデンサ 11, 12 の中点をアース電位に落とすことができるので、コンバータ回路 1 の正側の出力端子は、直流出力電圧を VDC として、アースから見ておおよそゼロボルトから VDC / 2 ボルトまでの範囲で、またコンバータ回路 1 の負側の出力端子は、- VDC / 2 ボルトからゼロボルトの範囲、つまりフルブリッジ型、混合ブリッジ型と比較してほぼ二分の一の範囲の電圧変化で済むので、スイッチングノイズに対してもそれだけ強い回路方式とすることができる。

20

30

## 【 0 0 4 1 】

図 7 に上記したコンバータ回路 1 とハーフブリッジ型のインバータ回路 40 を組み合わせたインバータ式 X 線高電圧装置を示す。

このインバータ式 X 線高電圧装置のインバータ回路 40 は、IGBT 50 及びこれに逆並列接続されたダイオード 60 と IGBT 51 及びこれに逆並列接続されたダイオード 61 の直列接続体の接続点を直列共振コンデンサ 26 の一端に接続し、コンデンサ 11 と 12 の接続点に高電圧変圧器 3 の一次巻線の一端を接続してハーフブリッジ型のインバータ回路を構成している。その他は図 1 と同じであるのでその説明は省略する。

## 【 0 0 4 2 】

このハーフブリッジ型のインバータ回路 40 の出力電圧は、図 1 のフルブリッジ型の 1 / 2 となるので、高電圧変圧器 3 に入力する電圧をフルブリッジ型と同じにするためにはインバータ回路 40 の入力電圧、すなわちコンバータ回路 1 の出力電圧を図 1 の場合の 2 倍になるようにコンバータ回路 1 の動作点を設定すれば良い。このようにするとインバータ回路の電流を図 1 と同一にできるので、コンバータ回路 1 及びインバータ回路 40 以外は図 1 と同一にできる。

40

## 【 0 0 4 3 】

また、コンバータ回路 1 及びインバータ回路 40 に用いるスイッチには同種のものが適用でき、しかもそれらの向きを揃えることができるため、IGBT とそれに逆並列接続されたダイオードの組が合計 4 個 (2 組の直列接続体を 2 組並列接続) 内蔵された単相スイッチングモジュール 70 を適用して、図 1 のものよりもさらなる小型化と低コスト化を図る

50



ことができる。さらに、このように単相スイッチングモジュールを適用することによりコンバータ回路 1 とインバータ回路 2 との間の配線のインダクタンス分を低減してスイッチングによるサージ電圧を低減し、これによってスイッチング損失も低減できることは図 1 の実施例と同様である。

【 0 0 4 4 】

【発明の効果】

以上、説明したように本発明によれば以下の効果が得られる。

【 0 0 4 5 】

( 1 ) コンバータ回路のパルス幅変調制御の効果

交流電源の電圧と電流の位相が一致し、かつ前記交流電源の電流を正弦波にできるので、力率を高くして交流電源の設備容量の低減と電源高調波の低減による周辺機器への影響を除去できる。

【 0 0 4 6 】

( 2 ) コンバータ回路の昇圧機能の効果

最少の構成のコンバータ回路でインバータ回路の入力電圧をスイッチング素子耐電圧相応の電圧にまで昇圧してインバータ回路の電流を低減し、細かく分類された電流定格の素子を選べば、X 線高電圧装置の定格に応じた最適なスイッチング素子を選択できるので、インバータ回路の小型化が可能となる。これと共に高電圧変圧器の巻数比も少なくなるの高電圧変圧器の小型化が図れ、更に高電圧変圧器の巻数比の大幅低減によって漏れ磁束が低減し、これによって生じる変圧器の損失低減によりインバータ回路及び高電圧変圧器は一層小型にできる。

【 0 0 4 7 】

( 3 ) コンバータ回路とインバータ回路の一体化の効果

コンバータ回路はその素子数が 2 個で構成できるので、フルブリッジ型のインバータ回路を適用の場合は、コンバータ回路とインバータ回路のスイッチング素子数は 6 個で済み、2 組のスイッチング素子の直列接続体を 3 組並列接続したものを一体化した三相スイッチングモジュールが適用できる。また、ハーフブリッジ型のインバータ回路を適用した場合は、コンバータ回路とインバータ回路のスイッチング素子数は 4 個で済み、2 組のスイッチング素子の直列接続体を 2 組並列接続したものを一体化した単相スイッチングモジュールが適用できる。したがって、コンバータ回路及びインバータ回路はモジュール化されてこれらの回路の大幅な小型化が可能となる。また、このようにモジュール化することによって、コンバータ回路とインバータ回路間の配線のインダクタンスが低減するので、スイッチングノイズとスイッチング素子の損失が低減し、ノイズ吸収と素子の冷却実装の簡単化による回路の一層の小型化と X 線高電圧装置の信頼性向上に大きく貢献する。

【 0 0 4 8 】

( 4 ) 接地 ( アース ) 方法の効果

本発明のコンバータ回路の平滑コンデンサの midpoint をアース電位に落とすことができるので、コンバータ回路の正側の出力の端子は、直流出力電圧を  $V_{DC}$  として、アースから見ておおよそゼロボルトから  $V_{DC} / 2$  ボルトまでの範囲で、またコンバータ回路の負側の出力端子は、 $-V_{DC} / 2$  ボルトからゼロボルトの範囲、つまり従来フルブリッジ型及び混合ブリッジ型と比較してほぼ二分の一範囲の電圧変化に留まり、スイッチングノイズに対してもそれだけ強い回路方式とする事ができ、装置の信頼性が向上する。

【 0 0 4 9 】

以上の効果をまとめると、小型化、電源設備容量低減、信頼性向上 ( ノイズ低減、電源高調波低減 ) となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第一の実施例によるインバータ式 X 線高電圧装置の回路構図である。

【図 2】本発明の図 1 のコンバータ回路の動作を説明するための図である。

【図 3】従来の単相倍電圧整流方式のコンバータ回路を示す図である。

【図 4】従来のサイリスタ又はダイオードによる全波整流方式のコンバータ回路を用いた

10

20

30

40

50

場合の単相交流電源の電流と電圧の波形図である。

【図5】本発明の図1のコンバータ回路を用いた場合の単相交流電源の電流とパルス幅変調信号の波形図である。

【図6】従来の混合ブリッジ型の昇圧機能を有するコンバータ回路を用いた場合の単相交流電源の電流波形図である。

【図7】本発明の第二の実施例によるインバータ式X線高電圧装置の回路構成図である。

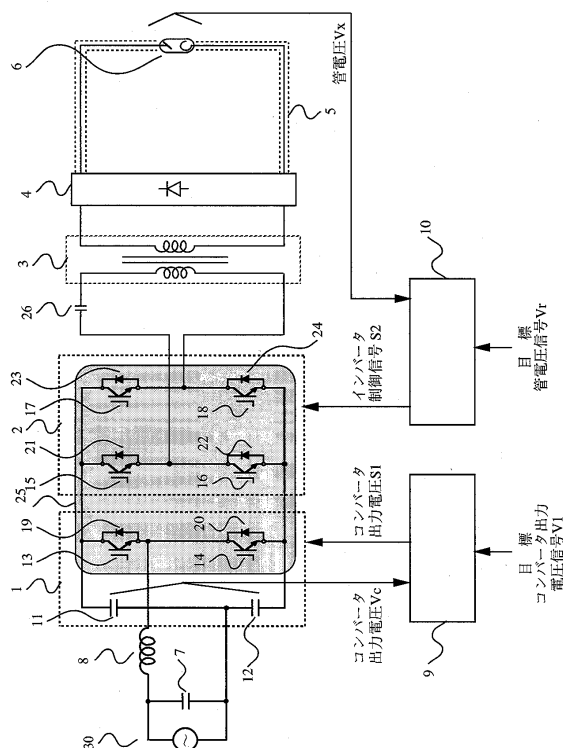
【符号の説明】

- 1 コンバータ回路
- 2 インバータ回路（フルブリッジ型）
- 3 高電圧変圧器
- 4 高電圧整流回路
- 6 X線管
- 7 コンデンサ
- 8 交流リアクトル
- 9 コンバータ制御回路
- 10 インバータ制御回路
- 11, 12 コンデンサ
- 13～18, 50, 51 IGBT
- 19～24, 60, 61 ダイオード
- 25 三相モジュール
- 30 単相交流電源
- 40 インバータ回路（ハーフブリッジ型）
- 70 単相モジュール

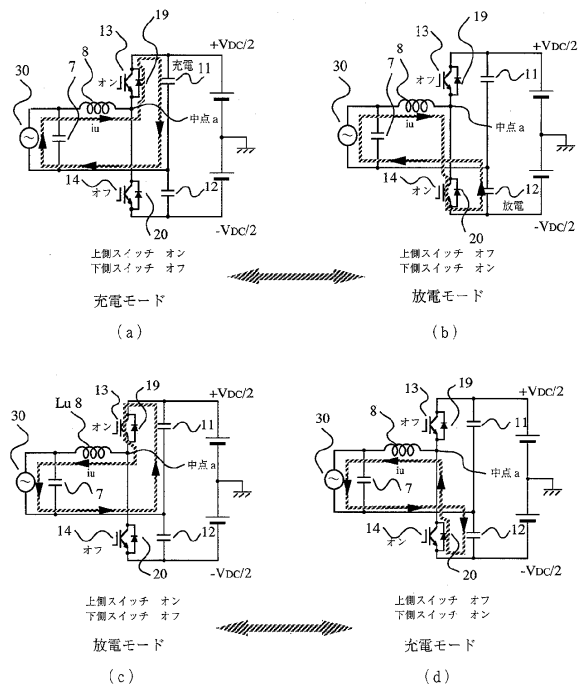
10

20

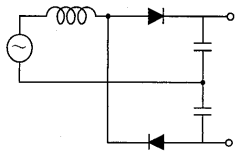
【図1】



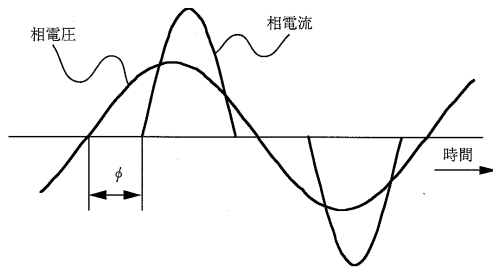
【図2】



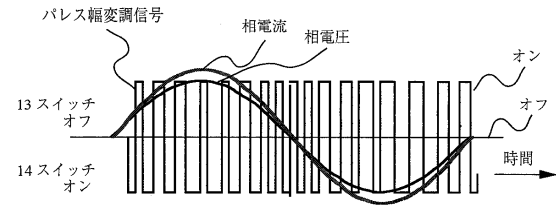
【図 3】



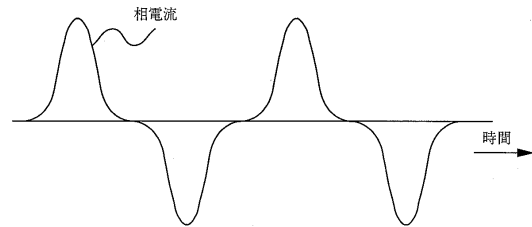
【図 4】



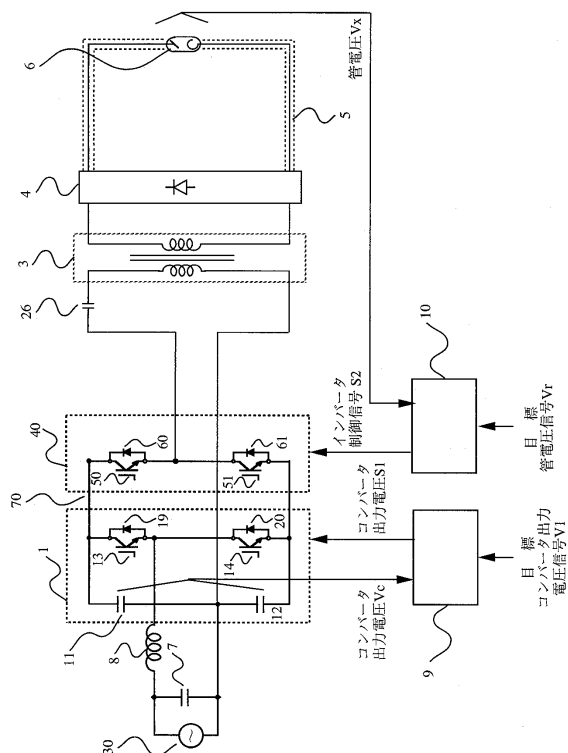
【図 5】



【図 6】



【図 7】



---

フロントページの続き

審査官 長井 真一

(56)参考文献 特開平 0 7 - 2 8 8 1 9 0 ( J P , A )

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H05G 1/32

H05G 1/20