(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第3690822号

(P3690822)

(45)発行日　平成17年8月31日(2005.8.31)　(24)登録日　平成17年6月24日(2005.6.24)

(51)Int.Cl.[7]	F I		
H02M 3/28	H02M	3/28	R
H02M 3/335	H02M	3/28	Q
H02M 7/5387	H02M	3/335	E
H05G 1/20	H02M	7/5387	
	H05G	1/20	

請求項の数 2　(全 15 頁)

(21)出願番号　特願平6-27610
(22)出願日　平成6年2月1日(1994.2.1)
(65)公開番号　特開平7-222444
(43)公開日　平成7年8月18日(1995.8.18)
審査請求日　平成13年2月1日(2001.2.1)
審判番号　不服2003-2404(P2003-2404/J1)
審判請求日　平成15年2月14日(2003.2.14)

(73)特許権者　000153498
株式会社日立メディコ
東京都千代田区内神田１丁目１番１４号
(72)発明者　高橋　順
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　畠山　敬信
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

最終頁に続く

(54)【発明の名称】ＤＣ－ＤＣコンバータ

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

直流電源と、この直流電源の正極に接続された第一のスイッチとその負極に接続された第二のスイッチとから成る第一の直列接続体を有するとともに、上記第一及び第二のスイッチにそれぞれ並列に設けられた第三のスイッチ及び第四のスイッチから成る第二の直列接続体を有し、且つ上記第一から第四のスイッチにそれぞれ逆並列接続された第一から第四のダイオードを有し、上記直流電源から直流を受電して交流に変換するフルブリッジ型インバータと、このインバータの出力側に接続され該インバータの出力と絶縁する変圧器と、この変圧器の入力側に該変圧器と直列接続され少なくとも上記変圧器に寄生する漏れインダクタンスと共振させるキャパシタンスと、上記変圧器の出力を直流に変換する整流器と、この整流器の出力に接続された負荷と、この負荷に印加する電圧及び負荷に流す電流の設定信号に応じて上記インバータの第一から第四のスイッチのオンとオフのタイミングを制御する手段を有して構成されるＤＣ-ＤＣコンバータにおいて、

上記タイミングを制御する手段は、少なくとも上記第一のスイッチと第二のスイッチを180°の位相差で交互にターンオンさせ、第三のスイッチと第四のスイッチは同じく180°の位相差で交互にターンオンさせるとともに、第一のスイッチがターンオンしてから第四のスイッチがターンオンする位相差及び第二のスイッチがターンオンしてから第三のスイッチがターンオンする位相差を制御する手段を有し、上記インバータの第一と第二のスイッチにはそれぞれ並列接続されたキャパシタンスと、上記インバータの第三と第四のスイッチにはそれぞれ直列にインダクタンスを接続したことを特徴とするＤＣ-ＤＣコンバータ

。
【請求項２】
上記負荷はＸ線管であることを特徴とする特許請求の範囲第１項に記載のＤＣ-ＤＣコンバータ。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【産業上の利用分野】
本発明は、適宜の直流電源からインバータを介して交流電圧を変圧器に送りその出力を整流して直流電圧を所要の負荷に供給するＤＣ－ＤＣコンバータに関し、特に上記インバータの各スイッチング素子にかかる電圧・電流の時間変化率を抑制してノイズを低減できると共に、上記スイッチング素子での損失を低減して高効率化を図ることが可能なソフトスイッチング方式のＤＣ－ＤＣコンバータに関する。
【０００２】
【従来の技術】
近年、コンバータの一部に共振素子を挿入して電圧波形あるいは電流波形を正弘波状にし、スイッチング時のスイッチング素子の負担を軽減する共振型コンバータの開発が進んでいる。このフルブリッジ型のインバータを用いた共振型コンバータの出力電圧を制御する方法の一つとして位相差制御方式がある。この方式の動作については特開昭63－190556号に詳細な記載があり、またこの方式を用いたソフトスイッチング方式ＤＣ－ＤＣコンバータに関しては、特願平4－201772 号に記してある。このソフトスイッチング方式は、スイッチング損失の低減とスイッチングに伴って発生するノイズの低減に非常に効果的な方法であるが、負荷条件によっては、スイッチとソフトスイッチング動作に必要な補助回路に大きな電流が流れて、導通損失が大きくなるという欠点もあった。
【０００３】
そこで、一方今回は上記ソフトスイッチング方式の欠点を補う方法として、ロスレススナバキャパシタンス及びロスレススナバインダクタンスを適用したソフトスイッチング方式フルブリッジ型ＤＣ－ＤＣコンバータについて述べる。
【０００４】
先ず、インバータを用いたＤＣ－ＤＣコンバータの一例として、図９に示すような共振型ＤＣ－ＤＣコンバータを取り上げる。このＤＣ－ＤＣコンバータは直流電源１と、この直流電源１の正極に接続された第一のスイッチ２ａ及びその負極に接続された第二のスイッチ２ｂから成る第一の直列接続体を有すると共に、上記正極に接続された第三のスイッチ２ｃ及び負極に接続された第四のスイッチ２ｄから成り、上記第一の直列接続体に並列接続された第二の直列接続体を有し且つ上記第一から第四のスイッチ２ａ～２ｄにそれぞれ逆並列接続された第一から第四のダイオード３ａ，３ｂ，３ｃ，３ｄを有し、上記直流電源１から直流を受電して交流に変換するインバータ４と、このインバータ４の出力側にて直列接続されたインダクタンス５及びキャパシタンス６と、このインダクタンス５及びキャパシタンス６に直列接続され出力と絶縁する変圧器７と、この変圧器７の出力を直流に変換する整流器８と、この整流器８の出力側に接続された負荷９と、この負荷９に印加する電圧及び負荷に流す電流の設定信号に応じて上記第一から第四のスイッチ２ａ～２ｄのオン，オフのタイミングを制御する手段(図示省略)とを有して成っていた。なお、図９において、上記第一から第四のスイッチ２ａ～２ｄとダイオード３ａ～３ｄとでそれぞれ第一のアーム１０ａ，第二のアーム１０ｂ，第三のアーム１０ｃ，第四のアーム１０ｄとが構成されている。また、上記整流器８は、四つのダイオード１１ａ，１１ｂ，１１ｃ，１１ｄで入力電圧を全波整流するようになっている。さらに、符号１２は、上記整流器８の出力電圧を平滑して負荷９に印加するキャパシタンスを示している。
【０００５】
次に、上記のように構成された従来のＤＣ－ＤＣコンバータの動作について、図１０を参照して簡単に説明する。
図１０において、（ａ），（ｂ），（ｃ），（ｄ）は、それぞれ図９に示すインバータ４

の第一のスイッチ２ａ，第四のスイッチ２ｄ，第二のスイッチ２ｂ，第三のスイッチ２ｃのオン，オフの期間を示している。そして、図１０より明らかなように第一のスイッチ２ａと第四のスイッチ２ｄとは位相差αだけずれてオンし、また第二のスイッチと第三のスイッチ２ｃも位相差αだけずれてオンするようになっている。さらに、第一のスイッチ２ａと第二のスイッチ２ｂ、及び第三のスイッチと第四のスイッチ２ｄは、それぞれ１８０°の位相差で交互にオンする。

【０００６】

以上の動作では、（ａ）及び（ｂ）に示す第一のスイッチ２ａ及び第四のスイッチ２ｄが同時にオンしている期間（Ｔｂ３～Ｔｂ４）、並びに（ｃ）及び(ｄ)に示す第二のスイッチ２ｂ及び第三のスイッチ２ｃが同時にオンしている期間（Ｔｂ６～Ｔｂ７）だけ図９に示す直流電源１から電力が供給されるので、インバータ４の出力電圧Ｖａｂは、図１０（ｊ）に示すように、上記の期間だけ電圧を正負の波高値とする方形波となる。従って、第一のスイッチ２ａと第四のスイッチ２ｄとの位相差αあるいは第二のスイッチ２ｂと第三のスイッチ２ｃとの位相差αを変化させると、それぞれのスイッチ２ａ～２ｄが同時にオンする期間を変化させることができ、図９に示す負荷９に供給する電力を制御することができる。この場合、該当するスイッチ間の位相差αと出力電圧Ｖｏｕｔとの関係を示すと図１１のようになる。この図は、横軸を位相差αとし、縦軸を負荷９への出力電圧Ｖｏｕｔとして、この位相差αと出力電圧Ｖｏｕｔとの関係を上記負荷９の抵抗値Ｒ１，Ｒ２，Ｒ３（Ｒ１＞Ｒ２＞Ｒ３）をパラメータとして表したグラフである。

【０００７】

ここで、上記の構成及び動作において、ターンオンが遅れない第一のスイッチ２ａとこれに逆並列接続された第一のダイオード３ａとから成る第一のアーム１０ａ、及び第二のスイッチ２ｂとこれに並逆列接続された第二のダイオード３ｂとから成る第二のアーム１０ｂ（第一及び第二のアームを総称して左側アームと呼ぶこととする）の動作を検討する。図１０（ｅ）に示すように、第一のアーム１０ａに流れる電流Ｉｃ１は、第一のスイッチ２ａへのオン信号が入力される時点Ｔｂ１においては負である。従って、この時点では、上記第一のスイッチ２ａにかかっている電圧は、第一のダイオード３ａのオン電圧だけであり、ほぼゼロである。そして、電流が負から正に変化して第一のスイッチ２ａに電流が流れ始める時の該スイッチ２ａの損失は、その時の電圧と電流の積となるのでゼロである。しかし、上記第一のスイッチ２ａがターンオフする時点Ｔｂ４では、上記第一のアーム１０ａに流れる電流Ｉｃ１は、図１０（ｅ）に示すように正である。この時、上記第一のスイッチ２ａがターンオフを開始して電流がゼロになるまでの動作を図１２に示すが、この図に示すように電流がゼロになる前にそのスイッチ２ａの電圧が増加し始めるので、この電流と電圧とによって第一のスイッチ２ａは、斜線を付して示す領域分の損失を生じることになる。このような動作は、第二のアーム１０ｂについても同様である。

【０００８】

上記のような損失を低減するために、例えば図１３（ａ）に示すようにトランジスタ等のスイッチ１３に対して並列に接続されたキャパシタンス１４と抵抗１５とから成る構成や、同図（ｂ）に示すように同じくスイッチ１３に対して並列に接続されたキャパシタンス１４と抵抗１５とダイオード１６とから成る構成のスナバ回路と呼ばれる回路を用いていた。このようなスナバ回路を上記第一及び第二のスイッチ２ａ，２ｂに並列に設けると、各スイッチ２ａ，２ｂがターンオンするときの電圧の立ち上がりが抑制されて、ターンオフ時のスイッチング損失が低減できるものであった。

【０００９】

しかし、上記のようなスナバ回路では、図１３に示すスイッチ１３がオフしている時に、キャパシタンス１４に蓄積された電荷は、上記スイッチ１３がターンオンすると該スイッチ１３と抵抗１５を介して放電されるので、その抵抗１５によって損失が生じる。そして、この抵抗１５はこの時の電流の最大値を制御するものなので、上記抵抗１５がなければ過大な電流が流れ、スイッチ１３を破壊することとなる。上記の抵抗１５による損失は、スイッチ１３がターンオンとターンオフとを繰り返すごとに生じるので図９に示すインバ

ータ４においては、各スイッチ２ａ，２ｂの損失が該インバータ４の動作周波数に比例して増加する。特に共振型コンバータにおいては、装置の小型軽量化のために動作周波数を高くすることが一般的であり、スイッチング損失が非常に大きくなるものであった。

【００１０】

次に、図９及び図１０に示す構成及び動作において、ターンオンが遅れる第三のスイッチ２ｃとこれに逆並列接続された第三のダイオード３ｃとから成る第三のアーム１０ｃ、及び第四のスイッチ２ｄとこれに逆並列接続された第四のダイオード３ｄとから成る第四のアーム１０ｄ（第三のアーム及び第四のアームを総称して右側アームとする）の動作を検討する。

【００１１】

図１０に示す例では、同図（ｂ）に示す第四のスイッチ２ｄのオン信号が出力されている期間（Ｔｂ３～Ｔｂ６）内の時点Ｔｂ５に第四のアーム１０ｄの電流Ｉｃ４はゼロとなり（図１０（ｆ）参照）、その時点Ｔｂ５以後は負の電流が流れる。つまり、第四のアーム１０ｄにおいて逆並列接続された第四のダイオード３ｄに電了が流れる。その後、時点Ｔｂ６において、図１０（ｂ）に示すように第四のスイッチ２ｄへのオン信号が無くなり、同図（ｄ）に示すように第三のスイッチ２ｃがターンオンを開始する。すると、それまで上記第四のダイオード３ｄを流れていた電流は、第三のスイッチ２ｃに転流し、第四のダイオード３ｄは逆バイアスされてターンオフする。

ところが、このとき上記第四のダイオード３ｄは瞬時にはターンオフすることができず、そのＰＮ接合の接合容量を充電するまでダイオードにリカバリ電流とよばれる電流が流れる。従って、このリカバリ電流が流れている間は、図９に示す第三のアーム１０ｃと第四のアーム１０ｄとは短絡されている状態と等しく、過大な電流が流れてスイッチの損失が増大するばかりでなく、大きなノイズが発生して制御系などに悪影響を及ぼしたり、さらには第三及び第四のスイッチ２ｃ，２ｄを破壊することもあった。このような動作は第三のスイッチ２ｃがターンオフするときにも全く同様である。上記の現象（ダイオードのリカバリ現象）による損失は、各スイッチ２ｃ，２ｄがターンオンとターンオフを繰り返す毎に生じるので、図９に示すインバータ４においては、各スイッチ２ｃ，２ｄの損失が該インバータ４の動作周波数に比例して増加する。特に共振型コンバータにおいては、装置の小型軽量化のために動作周波数を高くすることが一般的であり、スイッチ損失が非常に大きくなるものであった。

【００１２】

【発明が解決しようとする課題】

以上のように、従来のＤＣ－ＤＣコンバータにおける位相差制御においては、図９に示すインバータ４のターンオンが遅れない第一及び第二のアーム（左側のアーム）１０ａ，１０ｂの動作と、ターンオンが遅れる第三及び第四のアーム（右側のアーム）１０ｃ，１０ｄの動作とは異なっており、左側のアーム１０ａ，１０ｂではスナバ回路（図１３参照）によるスイッチング損失が増大したり、右側のアーム１０ｃ，１０ｄでは各スイッチ２ｃ，２ｄに逆並列接続されたダイオード３ｃ，３ｄのリカバリ電流によるアーム短絡によって上記各スイッチ２ｃ，２ｄが破壊されたり、スイッチング損失が増大するという問題があった。その他にも、各スイッチにかかる電圧の時間変化率や各スイッチに流れる電流の時間変化率が大きいことから、発生するノイズが大きくなり、制御系に悪影響を及ぼす場合もあった。

【００１３】

上記の問題点を解決できる方法として、特願平4－201772 号にソフトスイッチング方式ＤＣ－ＤＣコンバータに関して記した。このソフトスイッチング方式は、スイッチング損失の低減とスイッチングに伴って発生するノイズの低減に非常に効果的な方法であるが、負荷条件によっては、インバータの主スイッチとソフトスイッチング動作に必要な補助回路に大きな電流が流れて、導通損失が大きくなり、効率が低下するという欠点もあった。

【００１４】

そこで、本発明は上記のような問題点に対処し、いかなる負荷条件においても、インバー

タが発生するノイズを低減できると共に、上記スイッチング素子での損失を低減して、高効率化を図ることができるソフトスイッチング方式のＤＣ－ＤＣコンバータを提供することを目的とする。

【００１５】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、本発明によるＤＣ-ＤＣコンバータは、直流電源と、この直流電源の正極に接続された第一のスイッチ（第一のアーム）とその負極に接続された第二のスイッチ（第二のアーム）とから成る第一の直列接続体（左側アーム）を有するとともに、上記第一及び第二のスイッチにそれぞれ並列に設けられた第三のスイッチ（第三のアーム）及び第四のスイッチ（第四のアーム）から成る第二の直列接続体（右側アーム）を有し、且つ上記第一から第四のスイッチにそれぞれ逆並列接続された第一から第四のダイオードを有し、上記直流電源から直流を受電して交流に変換するフルブリッジ型インバータと、このインバータの出力側に接続され該インバータの出力と絶縁する変圧器と、この変圧器の入力側に該変圧器と直列接続され少なくとも上記変圧器に寄生する漏れインダクタンスと共振させるキャパシタンスと、上記変圧器の出力を直流に変換する整流器と、この整流器の出力に接続された負荷と、この負荷に印加する電圧及び負荷に流す電流の設定信号に応じて上記インバータの第一から第四のスイッチのオンとオフのタイミングを制御する手段を有して構成されるＤＣ-ＤＣコンバータにおいて、上記タイミングを制御する手段は、少なくとも上記第一のスイッチと第二のスイッチを180°の位相差で交互にターンオンさせ、第三のスイッチと第四のスイッチは同じく180°の位相差で交互にターンオンさせるとともに、第一のスイッチがターンオンしてから第四のスイッチがターンオンする位相差及び第二のスイッチがターンオンしてから第三のスイッチがターンオンする位相差を制御する手段を有し、上記インバータの第一と第二のスイッチにはロスレススナバとして用いるキャパスタンスをそれぞれ並列接続し、上記インバータの第三と第四のスイッチにはロスレススナバインダクタンスをそれぞれ直列に設けるものである。

【００１６】

また、上記回路の構成として、左右のアームのロスレススナバを交換（すなわち左側アームにロスレススナバインダクタンスを、右側アームにロスレススナバキャパシタンスを設ける構成とする）すると同時に、右側アームをターンオンが遅れないアームとし、左側をターンオンが遅れるアームとして制御を行っても上記と全く等価である。

【００１７】

さらに、前記第一から第四のスイッチのオン，オフのタイミングを制御する手段として、負荷に印加する電圧及び負荷に流す電流の設定信号に応じて上記第一から第四のスイッチの動作周波数と位相差を制御する周波数位相決定回路を設けても良い。

なお、上記の各手段において、その負荷をＸ線管としてＸ線高電圧装置を構成すると効果的である。

【００１８】

【作用】

このように構成されたＤＣ－ＤＣコンバータは、インバータのロスレススナバキャパシタンスを設けたターンオンが遅れない第一及び第二の各アーム（左側アーム）においては、ターンオン時にはスイッチにかかる電圧はダイオードのオン電圧だけでほぼゼロであり、その時の損失は電圧と電流の積となるのでゼロである。また、上記インバータの第一，第二のスイッチにはキャパシタンスをロスレススナバとして並列に接続したことにより、上記ロスレススナバキャパシタンスの充放電によって各スイッチにかかる電圧の時間変化率が小さく、ノイズの発生が少ないソフトスイッチングが実現できる。

【００１９】

一方、インバータのターンオンが遅れる第三及び第四の各アーム（右側アーム）においては、共振素子として用いる上記変圧器に寄生する漏れインダクタンスを含むインダクタンス及びキャパシタンスの値をそれぞれＬ、Ｃとし、ロスレススナバインダクタンスの大きさをＬａ（第三及び第四のアームに設けられたロスレススナバインダクタンスの値は同じ

とする）とすると、この回路の直列共振周波数ｆｒは、
【００２０】
ｆｒ＝１／２π√(Ｌ＋Ｌａ)×Ｃ
となるが、インバータの動作周波数f_0をこのｆｒまたはこれに近い値に設定すると、ターンオンが遅れる右側アームにおいては電流が進み位相になるので、ロスレススナバインダクタンスにより、第三のスイッチ及び第四のスイッチにおいては電流がゼロの状態でターンオン，一方電流と電圧が共にゼロの状態でターンオフが実現される。
【００２１】
さらに、上記のような動作モードを維持できれば、リカバリ現象を除去し、スイッチング時の損失をさらに低減することが可能となり、低ノイズ化が実現できる。
【００２２】
上記のような方法を用いれば、特願平4－201772 号に記したソフトスイッチング方式ＤＣ－ＤＣコンバータと比較して、より広範囲の負荷条件あるいは位相差においても、一層効率の高いＤＣ－ＤＣコンバータを実現でき、その欠点を補うことができる。
【００２３】
【実施例】
以下、本発明の実施例を添付図面に基づいて詳細に説明する。
図１は、本発明による共振型ＤＣ－ＤＣコンバータの実施例を示す回路図である。この共振型ＤＣ－ＤＣコンバータは、適宜の直流電源からインバータを介して交流電圧を変圧器に送りその出力を整流して直流電圧を所要の負荷に供給する電力変換器と成るもので、図１に示すように、直流電源１と、インバータ４と、インダクタンス５及びキャパシタンス６と、変圧器７と、整流器８と、負荷としてのＸ線管１７と、位相決定回路１８及び位相制御回路１９とを有して成り、共振型インバータ式Ｘ線高電圧装置と呼ばれるものである。
【００２４】
上記直流電源は、例えばバッテリーなどであり、インバータ４は、上記直流電源１から直流を受電して交流に変換するもので、該直流電源１の正極に接続された第一のスイッチとしてのトランジスタ２０ａ及びその負極に接続された第二のスイッチとしてのトランジスタ２０ｂから成る第一の直列接続体と、上記正極に接続された第三のスイッチとしてのトランジスタ２０ｃ及び負極に接続された第四のスイッチとしてのトランジスタ２０ｄから成り上記第一の直列接続体に並列接続された第二の直列接続体と、上記各トランジスタ２０ａ～２０ｄにそれぞれ逆並列接続された第一～第四のダイオードとから成る。なお、上記各トランジスタ２０ａ～２０ｄは、それぞれベース電流を流すことによってターンオンするようになっている。そして、第一のトランジスタ２０ａと第一のダイオード３ａとで第一のアーム１０ａを、また第二のトランジスタ２０ｂと第二のダイオード３ｂとで第二のアーム１０ｂを、第三のトランジスタ２０ｃと第三のダイオード３ｃとで第三のアーム１０ｃを、第四のトランジスタ２０ｄと第四のダイオード３ｄとで第四のアーム１０ｄをそれぞれ構成している。
【００２５】
上記インバータ４の右側アームにはロスレススナバインダクタンス２３ｃ，２３ｄが設けられている。さらに出力側には、インダクタンス５が接続されると共に、このインダクタンス５にはキャパシタンス６が直列接続されている。そして、これらのロスレススナバインダクタンス２３ｃ，２３ｄ，インダクタンス５及びキャパシタンス６とで共振回路を構成している。上記インダクタンス５及びキャパシタンス６には変圧器７が直列接続されており、この変圧器７で前記インバータ４からの出力電圧を昇圧すると共に、出力と絶縁している。整流器８は、上記変圧器７からの出力電圧を直流に変換するもので、図９に示すと同様に四つのダイオード１１ａ～１１ｄから成る。さらに、上記整流器８の出力側にはＸ線管１７が負荷として接続されている。なお、符号１２は、上記整流器８の出力電圧を平滑してＸ線管１７に印加するための平滑キャパシタンスである。
【００２６】

そして、位相決定回路１８及び位相制御回路１９は、上記Ｘ線管１７に印加する電圧及びＸ線管１７に流す電流の設定信号に応じて上記第一～第四のトランジスタ２０ａ～２０ｄのオン，オフのタイミングを制御する手段となるもので、位相決定回路１８は管電圧設定信号Ｓ１及び管電流設定信号Ｓ２によって各トランジスタ２０ａ～２０ｄの動作位相を決めるものであり、位相制御回路１９は上記位相決定回路１８からの出力信号Ｓ３に応じて上記各トランジスタ２０ａ～20ｄが動作する制御信号を、図示外のコントローラから入力するＸ線曝射信号Ｓ４によって出力するものである。なお、符号２１ａ～２１ｄは、上記位相制御回路１９から出力される制御信号に従ってそれぞれトランジスタ２０ａ～２０ｄを駆動する駆動回路を示している。

【００２７】

ここで、本発明においては、上記インバータ４の第一及び第二のアーム１０ａ，１０ｂには、ロスレス（無損失）スナバとして用いるキャパシタンス２２ａ，２２ｂがそれぞれ並列に接続され、第三及び第四のアーム１０ｃ，１０ｄにはロスレススナバとしてのインダクタンス２３ｃ，２３ｄが直列に接続されている。

【００２８】

次に、このように構成された共振型ＤＣ－ＤＣコンバータの動作について説明する。まず、図１に示す共振型ＤＣ－ＤＣコンバータにおける主回路構成部（直流電源１，インバータ４，インダクタンス５，キャパシタンス６，変圧器７，整流器８，Ｘ線管１７）は、図２に示すような等価回路となる。すなわち、インバータ４の各トランジスタ２０ａ～２０ｄは、図９に示すと同様にそれぞれ第一のスイッチ２ａ，第二のスイッチ２ｂ，第三のスイッチ２ｃ，第四のスイッチ２ｄと表され、Ｘ線管１７は負荷９と表される。そこで、この図２に示す等価回路を用いて、上記主回路構成部の動作原理を図３及び図４を参照して説明する。

【００２９】

図２の等価回路において、インバータ４のターンオンが遅れない左側のアームすなわち第一のアーム１０ａ及び第二のアーム１０ｂに着目する。インバータ周波数f_0を回路の直列共振周波数ｆｒ付近で動作させると、左側アームの電流波形は図１０（ｅ）及び（ｇ）に示すように、ターンオン時にはそれぞれのアームに逆並列接続されたダイオード３ａ及び３ｂに電流が流れ、一方ターンオフ時にはスイッチ２ａ及び２ｂに電流が流れる。従って、左アームにおいてはゼロ電圧・ゼロ電流でターンオン（ＺＶＳ・ＺＣＳターンオン）が、またゼロ電圧でターンオフ（ＺＶＳターンオフ）が実現される。また、図３において第一のスイッチ２ａ及び第二のスイッチ２ｂが共にオフの期間、すなわち図４（ｂ）～（ｃ）の期間をデッドタイムＴｄと称するが、この際デッドタイムＴｄ中に充放電が完了するようなキャパシタンス２２ａ，２２ｂの値を適当に選定することによって、両方のスイッチ２ａ，２ｂに対しロスレススナバとして用いるキャパシタンス２２ａ，２２ｂを効果的に利用した電圧時間変化率を抑制したノイズの少ないソフトスイッチングが実現可能となる。

【００３０】

図４（ａ）～（ｄ）は、第一のスイッチがオンの状態（ａ）からそのスイッチ２ａをオフし（ｂ）、デッドタイム期間（ｂ，ｃ）の後に第二のスイッチ２ｂをオンするまでのモードを示している。まず、図４（ａ）では、第一のスイッチ２ａがオンしており、この時、第一のキャパシタンス２２ａの電圧Ｖｃ１＝０ボルト，第二のキャパシタンス２２ｂの電圧Ｖｃ２＝Ｅボルトである。次に、図４（ｂ）は、第一のスイッチ２ａがオフした時点を示し、この時第一及び第二のスイッチ２ａ，２ｂは共にオフである。この間、第一のキャパシタンス２２ａの電圧Ｖｃ１はゼロボルトから徐々に上昇し、一方逆に第二のキャパシタンス２２ｂの電圧Ｖｃ２は、Ｖｃ１＋Ｖｃ２＝Ｅの関係を保ちながら徐々に下降していく。

【００３１】

次に、図４（ｃ）では、上記キャパシタンス２２ａ，２２ｂの充放電が完了し、第一のキャパシタンス２２ａの電圧Ｖｃ１はＥボルトに、また第二のキャパシタンス２２ｂの電圧

Ｖｃ２は０ボルトへと変化し、第二のダイオード３ｂが導通する。
その後、図４（ｄ）では、第二のスイッチ２ｂにオン信号が与えられ、電流Ｉｒの極性が正から負に反転すると、上記第二のスイッチ２ｂに自然転流してオンする。

【００３２】
この状態から逆に、第二のスイッチ２ｂがオフし、第一のスイッチ２ａがオンする動作は、第一のスイッチ２ａと第二のスイッチ２ｂとを入れ換えた形で図４（ａ）～（ｄ）と同様に進む。なお、図４（ａ）～（ｄ）の動作の間における第一及び第二のキャパシタンス２２ａ，２２ｂの電圧Ｖｃ１，Ｖｃ２の変化の様子を示すと、図４（ｅ）のようになる。

【００３３】
以上のことから、図４（ｅ）に示すデッドタイムＴｄ中に充放電が完了するようなキャパシタンス２２ａ，２２ｂの値を適当に選定することによって、両方のスイッチ２ａ，２ｂに対しロスレススナバとして用いるキャパシタンス２２ａ，２２ｂを効果的に利用したソフトスイッチングが実現可能となる。

【００３４】
次に、ターンオフが遅れるロスレススナバインダクタンスを設けた第三のアーム１０ｃと第四のアーム１０ｄ（右側アーム）の動作について図５，図６を用いて説明する。図５（ａ）～（ｄ）は第三のスイッチ２ｃがオンしている状態から第四のスイッチ２ｄがオンするまでのモードを示している。図１０（ｆ),（ｈ）に示すように、従来右側アームにおいては電流が進み位相になるため、第三のスイッチ２ｃがオフする直前の電流は図５（ａ）のように第三のダイオード３ｃを流れていた。ここで直列共振インダクタンス５の値をＬ，ロスレススナバインダクタンスの値をＬａとし、これらの和（Ｌ＋Ｌａ）を従来回路における直列共振インダクタンス５と同じ値に設定すれば、やはり従来と同じく第三のスイッチ２ｃがオフする直前には電流は第三のダイオード３ｃを流れる。

【００３５】
次に第三のスイッチがオフし（図５（ｂ））、デッドタイムを経て第四のスイッチ２ｄがオンする（図５（ｃ））と、第三のダイオード３ｃに流れている電流が徐々に減少する一方、第四のスイッチ２ｄに流れる電流がゼロから徐々に上昇し始め、第三にダイオード３ｃは自然にオフする（図５（ｄ））。この際の電流の時間変化率は電源電圧Ｅとロスレススナバインダクタンスの値Ｌａによって決定される。上記のように図５（ｂ）において第三のスイッチ２ｃは第三のダイオード３ｃに電流が流れているから、第三のスイッチ２ｃにかかる電圧がゼロであり、ゼロ電圧・ゼロ電流でターンオフ（ＺＶＳ，ＺＣＳ）が実現される。また、図５（ｃ）において第四のスイッチ２ｄに流れる電流は第四のスイッチがオンした後ゼロから徐々に上昇するから、電流がゼロの状態でターンオン（ＺＣＳ）が実現する。また逆に第四のスイッチ２ｄがターンオフし、第三のスイッチ２ｃがターンオンする動作も上記図５（ａ）～（ｄ）と全く同じである。上記のようにロスレススナバインダクタンスにより、第三のスイッチ及び第四のスイッチにおいてはゼロ電流ターンオン、一方、ゼロ電圧・ゼロ電流ターンオフが実現される。さらに、上記のような動作モードでは各スイッチがターンオフした際、ロスレススナバインダクタンスに電圧がかかるため、逆並列ダイオード３ｃあるいは３ｄには従来のように急激には電圧がかからないため、ダイオード３ｃ，３ｄのリカバリ現象が起こらなくなり、スイッチング時の損失と低ノイズ化に効果的である。その上、上記のような方法を用いれば、特願平4－201772 号に記したソフトスイッチング方式ＤＣ－ＤＣコンバータと比較して、より広範囲の負荷条件あるいは位相差においても、一層効率の高いＤＣ－ＤＣコンバータを実現でき、その欠点を補うことができる。

【００３６】
次に、図１に示す実施例に戻り、この実施例の動作について図６に示すタイミング線図を参照にして説明する。まず、図１に示す負荷としてのＸ線管１７に印加する管電圧及び管電流が決まると、管電圧に対応した管電圧設定信号Ｓ１、及びその管電流に対応した管電流設定信号Ｓ２を位相決定回路１８へ入力する。この位相決定回路１８では、上記の管電圧信号Ｓ１及び管電流信号Ｓ２から負荷抵抗値を求め、この負荷抵抗値と管電圧とから前

述の図１１に示すグラフの関係を用いて、インバータ４の各トランジスタ２０ａ～２０ｄの動作位相差αを決定する。そして、この位相差に応じた出力信号Ｓ３が上記位相決定回路１８から出力され、位相制御回路１９へ送られる。すると、この位相制御回路１９では、上記の出力信号Ｓ３を入力してそれぞれのトランジスタ２０ａ～２０ｄがターンオン及びターンオフする動作信号を作成する。

【００３７】

次に、図１において図示外のコントローラからＸ線曝射信号Ｓ４が上記位相制御回路１９に入力されると、インバータ４の各トランジスタ２０ａ～２０ｄがターンオン及びターンオフする信号がそれぞれ対応する駆動回路２１ａ～２０ｄへ出力され、各駆動回路２１ａ～２１ｄは、上記位相制御回路１９から出力される動作信号に従って各トランジスタ２０ａ～２０ｄを駆動する。これにより、図６（ａ）～（ｄ）に示すように、第一のトランジスタ２０ａと第二のトランジスタ２０ｂは１８０°の位相差で交互にオンし、また第三のトランジスタ２０ｃと第四のトランジスタ２０ｄも１８０°の位相差を保って交互にオンするが、負荷条件に応じたある位相差αで動作するように制御される。

【００３８】

次に、上記のような制御により、インバータ４の各トランジタ２０ａ～２０ｄが動作を開始すると、図６（ｉ）に示すような共振電流Ｉｒが図１に示す変圧器７に流れ、Ｘ線管１７には設定された管電圧が印加されると共に管電流が流れる。この時、ターンオンが遅れないロスレススナバキャパシタンスを設けた第一のアーム１０ａ及び第二のアーム１０ｂ(左側アーム)に流れる電流Ｉｃ１，Ｉｃ２を見ると、図６（ｄ),（ｅ）に示されるように、前述の図３及び図４で説明した動作原理に従って、それぞれのトランジスタ２０ａ，２０ｂにおいてはターンオン時には負の値をとり、ターンオフ時には正の値をとっており、ゼロ電圧・ゼロ電流ターンオン且つゼロ電圧ターンオフが実現されることが分かる。また、ロスレススナバキャパシタンスの影響で上記各トランジスタ２０ａ～２０ｄにかかる電圧の時間変化率が小さくでき、ノイズの発生が抑制される。

【００３９】

一方、ターンオンが遅れるロスレススナバインダクタンスを設けた第三のアーム１０ｃ及び第四のアーム１０ｄ（右アーム）では、前述した図５で説明した動作原理に従って、それぞれのアーム１０ｃ，１０ｄにおいてターンオン時には電流がゼロ，ターンオフ時には負の値をとっており、第一及び第二のスイッチはゼロ電流ターンオン且つゼロ電圧・ゼロ電流ターンオフを実現することが分かる。また、ロスレススナバインダクタンスの影響で上記各トランジスタ２０ｃ～20ｄにかかる電圧の時間変化率が小さくなり、ノイズの発生が抑制される。なお、インバータの出力電圧波形は、ロスレススナバインダクタンス２３ｃ，２３ｄの影響により、図１０（ｊ）に示した従来の方形波とは異なる。

【００４０】

図７は本発明の第二の実施例を示す回路図である。この実施例は、主回路構成部は図１の実施例と全く同じであるが、インバータ４の第一～第四のトランジスタ２０ａ～２０ｄのオン，オフを制御するタイミング制御手段として、負荷としてのＸ線管１７に印加する電圧及び負荷に流す電流の設定信号に応じて、上記第一～第四のトランジスタ２０ａ～２０ｄの動作周波数と位相とを制御する周波数位相制御回路２４を設けたものである。そして、この周波数位相制御回路２４の前段側には前述の位相決定回路１８と並列に周波数決定回路２５が設けられている。この周波数決定回路２５には、管電圧設定信号Ｓ１及び管電流設定信号Ｓ２によって各トランジスタ２０ａ～２０ｄの動作周波数を決めるものである。これにより、周波数位相制御回路２４は、上記位相決定回路１８からの出力信号Ｓ３及び周波数決定回路２５からの出力信号Ｓ５に応じて上記各トランジスタ２０ａ～２０ｄが動作する周波数及び位相を制御する信号を、図示外のコントローラから入力するＸ線曝射信号Ｓ４によって出力するように動作する。なお、上記位相決定回路１８及び周波数決定回路２５は、それぞれ図１１及び図８のグラフで示される関係をテーブル化したメモリ、または関係発生器あるいはオペアンプ等で容易に構成できる。そして、この実施例の場合は、インバータ４の各トランジスタ２０ａ～２０ｄのオン，オフのタイミングを位相差

のみでなく、周波数制御も併用してコントロールすることができ、特に周波数を高くした場合に一層効率の良い動作を実現できる。

【００４１】

なお、本発明は上記実施例に限定されることなく、発明の主旨の範囲内で応用できる。例えば、インバータ４に用いたスイッチング素子はトランジスタの他、ＧＴＯを使用してもよいし、さらに高周波化するにはＭＯＳＦＥＴ，ＩＧＢＴ，ＳＩトランジスタ，ＳＩサイリスタ等の素子も適用可能である。また、インバータ４の直流電源１はバッテリでも良いし、商用電源を整流したものでも良い。負荷はＸ線管に限られず、他の一般的な負荷対象でも良い。さらに、インダクタンス５は、変圧器７の漏れインダクタンスや配線のインダクタンスを利用することもできる。平滑キャパシタンス１２は、負荷をＸ線管とした場合、高電圧ケーブルの静電容量を利用することもできる。

【００４２】

【発明の効果】

本発明は以上のように構成され、インバータの第一及び第二のアーム（左側アーム）にはロスレススナバとしてのキャパシタンスを並列に、また第三及び第四のアーム（右側アーム）にはロスレススナバとしてのインダクタンスを直列に接続したことにより、左側アームにおいてはデッドタイム期間Ｔｄ中の上記ロスレススナバキャパシタンスの充放電によってゼロ電圧・ゼロ電流ターンオン且つゼロ電圧ターンオフが行われ、一方、右側アームにおいては、ロスレススナバインダクタンスの効果によりゼロ電流ターンオン且つゼロ電圧・ゼロ電流ターンオフが実現される。以上により、高効率でノイズを低減できるソフトスイッチングが実現できる。

また、特に、Ｘ線ＣＴ装置のように、数百ボルト，数百アンペアをスイッチングするような、インバータ回路の近傍で診断画像を構成するための微小信号（数マイクロボルト程度）を検出しなければならないような装置に適用する場合、制御系のみならず、画像に悪影響を及ぼすノイズを低減できる本発明の効果は極めて大きい。

【００４３】

さらに、図７に示す第二の実施例においては、インバータの各スイッチの動作周波数と位相とを制御する周波数位相制御回路を設けたことにより、いかなる負荷条件下でも効率の良い動作を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明による共振型ＤＣ－ＤＣコンバータの実施例を示す回路図。

【図２】図１に示す共振型ＤＣ－ＤＣコンバータにおける主回路構成部の等価回路を示す回路図。

【図３】上記主回路構成部の動作原理を説明するためのタイミング線図。

【図４】上記主回路構成部における第一及び第二のスイッチの動作を示す説明図。

【図５】上記主回路構成部における第三のスイッチ及び第四のスイッチの動作を示す説明図。

【図６】図１に示す実施例の動作を説明するためのタイミング線図。

【図７】本発明の第二の実施例を示す回路図。

【図８】インバータ周波数と出力電圧との関係を位相をパラメータとして表示したグラフ。

【図９】従来の共振型ＤＣ－ＤＣコンバータを示す回路図。

【図１０】従来例の動作を説明するためのタイミング線図。

【図１１】位相差制御における位相差と出力電圧との関係を負荷抵抗をパラメータとして表したグラフ。

【図１２】スナバを用いないときのターンオフ波形を示す説明図。

【図１３】従来のスナバ回路の例を示す回路図。

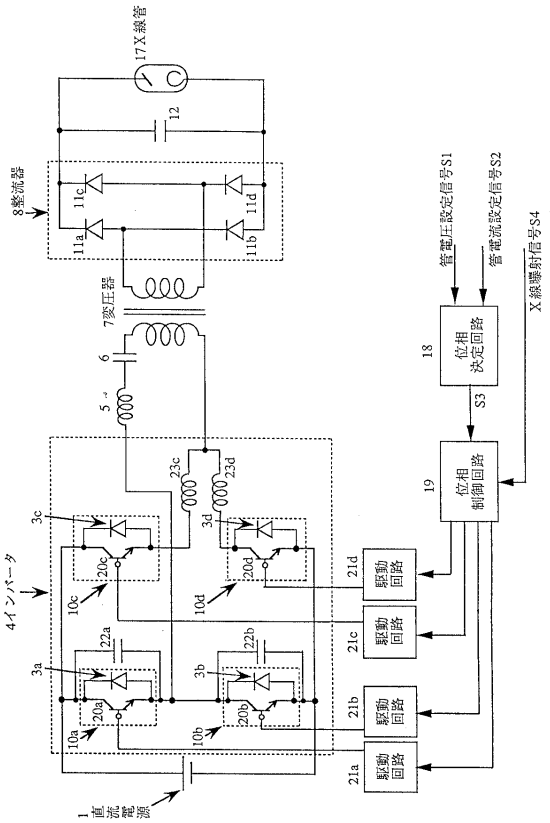
【符号の説明】

１　直流電源

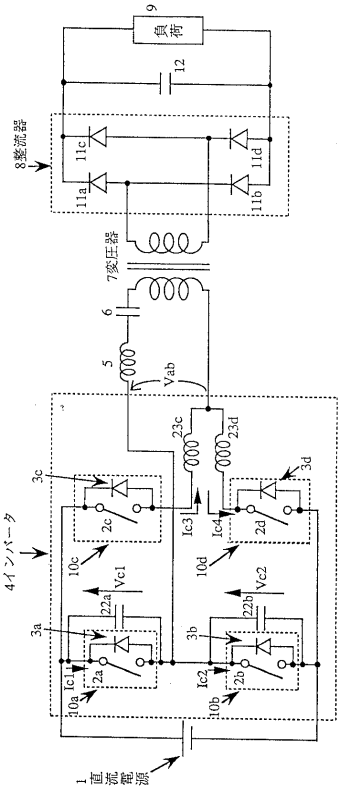
２ａ　第一のスイッチ

２ｂ　第二のスイッチ
２ｃ　第三のスイッチ
２ｄ　第四のスイッチ
３ａ　第一のダイオード
３ｂ　第二のダイオード
３ｃ　第三のダイオード
３ｄ　第四のダイオード
４　インバータ
５　インダクタンス
６　キャパシタンス
７　変圧器
８　整流器
９　負荷
１０ａ　第一のアーム
１０ｂ　第二のアーム
１０ｃ　第三のアーム
１０ｄ　第四のアーム
１２　平滑キャパシタンス
１７　Ｘ線管
１８　位相決定回路
１９　位相制御回路
２０ａ～２０ｄ　トランジスタ
２１　駆動回路
２２ａ　ロスレススナバとしてのキャパシタンス
２２ｂ　ロスレススナバとしてのキャパシタンス
２３ｃ　ロスレススナバとしてのインダクタンス
２３ｄ　ロスレススナバとしてのインダクタンス
２４　周波数位相制御回路
２５　周波数決定回路

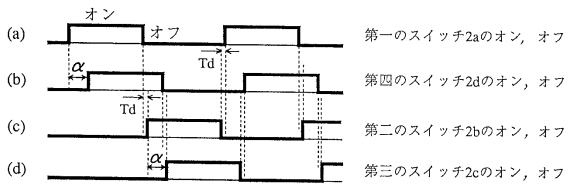
【図１】



【図２】

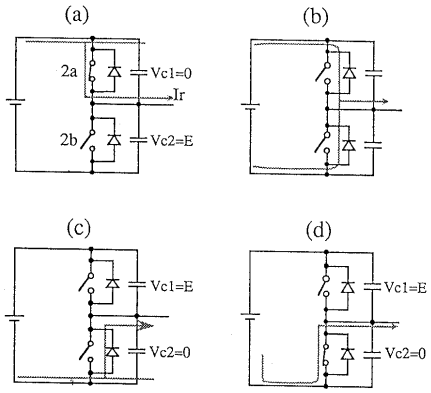


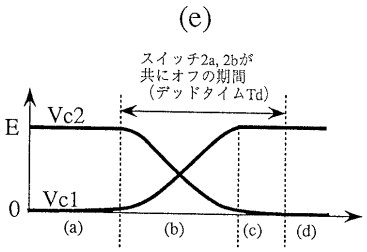
【図３】



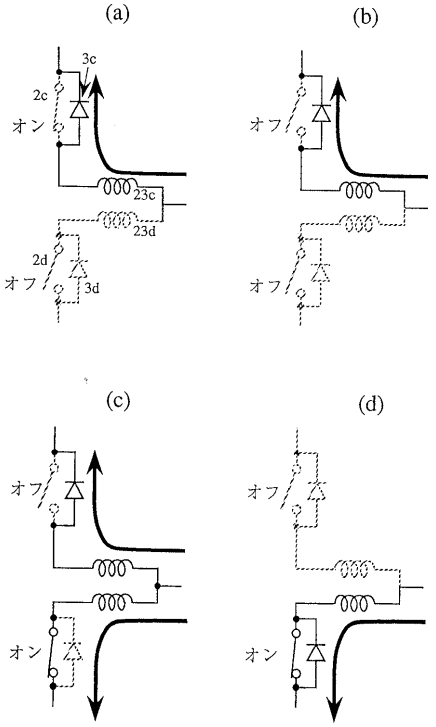
※α：位相差
Td：デッドタイム

【図４】

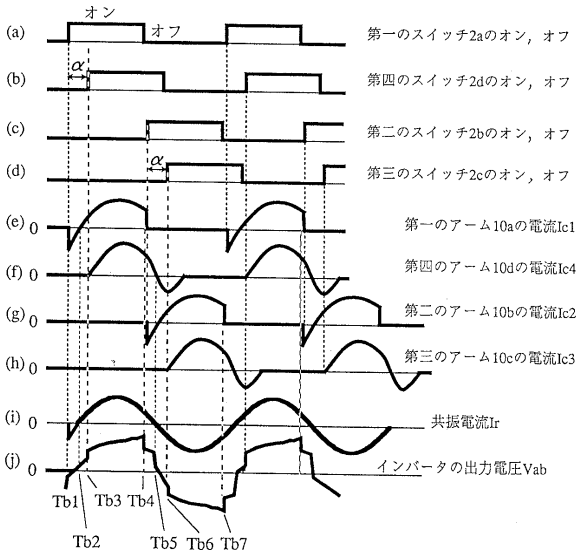




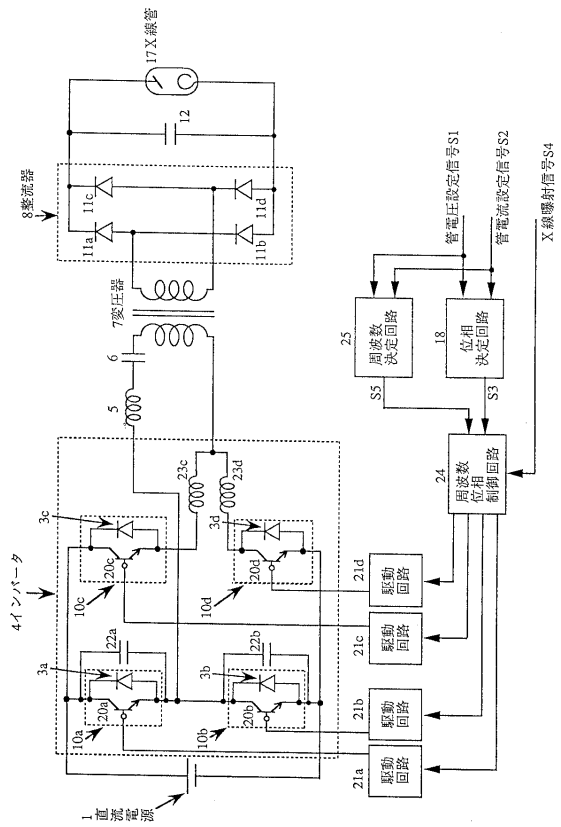
【図５】


(a)
(b)
(c)
(d)
3c
2c
オン
23c
23d
2d
オフ
3d
オフ
オン

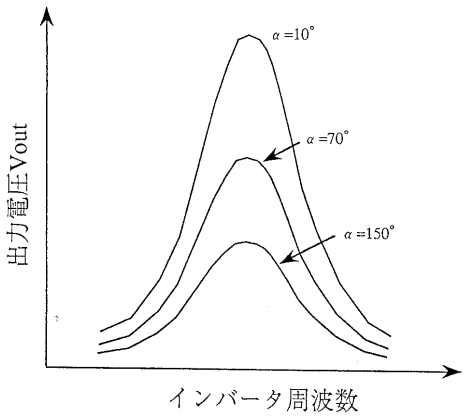
【図６】


オン
オフ
(a) 第一のスイッチ2aのオン，オフ
(b) 第四のスイッチ2dのオン，オフ
(c) 第二のスイッチ2bのオン，オフ
(d) 第三のスイッチ2cのオン，オフ
α
(e) 第一のアーム10aの電流Ic1
(f) 第四のアーム10dの電流Ic4
(g) 第二のアーム10bの電流Ic2
(h) 第三のアーム10cの電流Ic3
(i) 共振電流Ir
(j) インバータの出力電圧Vab
0
Tb1 Tb3 Tb4
Tb2 Tb5 Tb6 Tb7

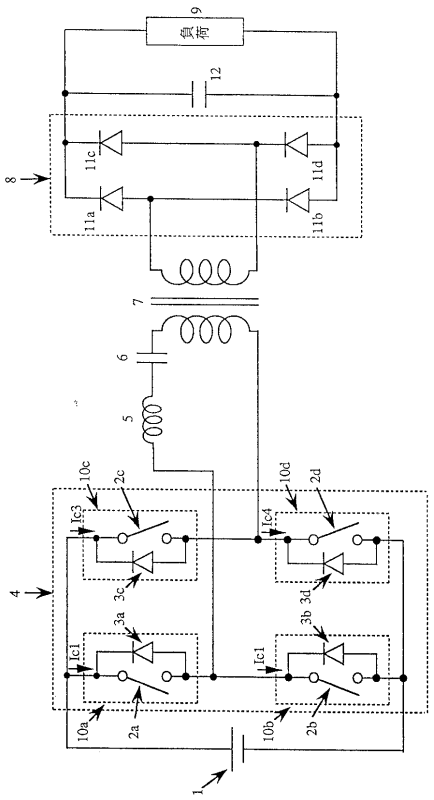
【図７】


17X線管
12
8整流器
11c
11d
11a
11b
7変圧器
6
5
管電圧設定信号S1
管電流設定信号S2
X線曝射信号S4
25
周波数決定回路
18
位相決定回路
S5
S3
24
周波数位相制御回路
23c
23d
3c
3d
4インバータ
20c
20d
10c
10d
21d
駆動回路
22a
22b
21c
3a
3b
20a
20b
10a
10b
21b
21a
1直流電源

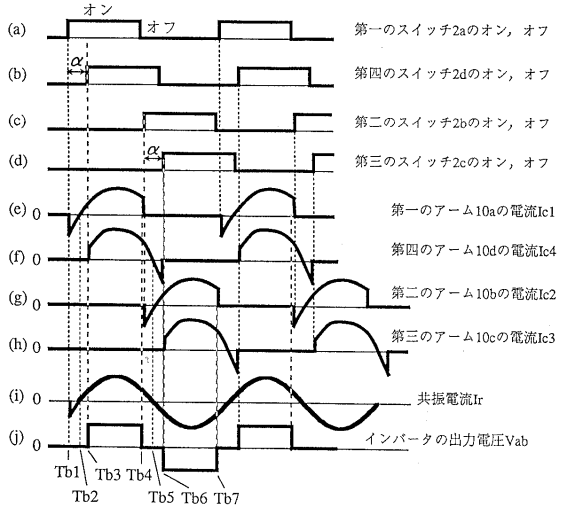
【図８】


出力電圧Vout
α =10°
α =70°
α =150°
インバータ周波数

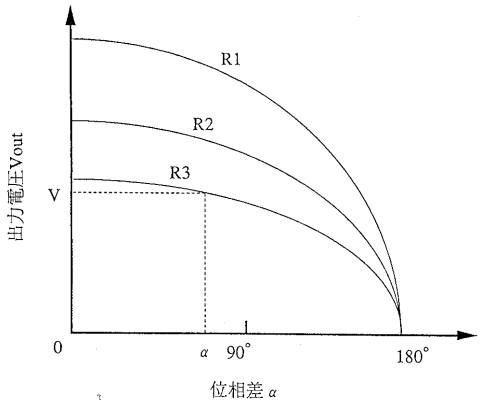
【図９】



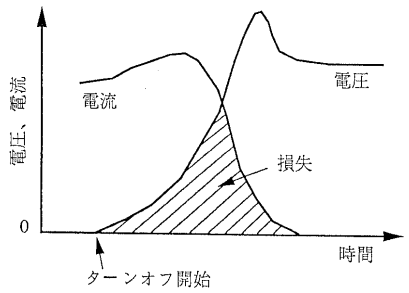
【図１０】



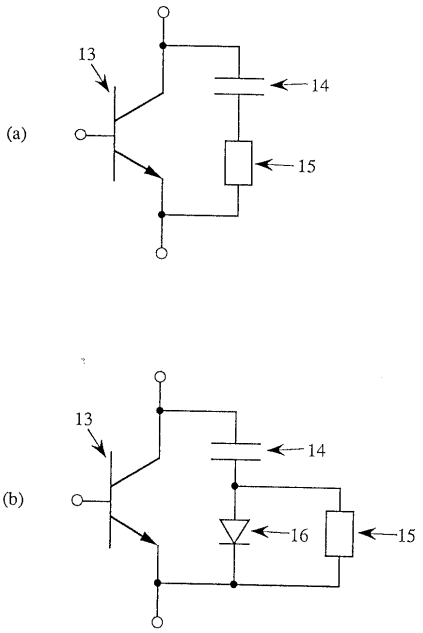
【図１１】



【図１２】



【図１３】



フロントページの続き

(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

合議体
審判長 田良島 潔
審判官 安池 一貴
審判官 高木 進

(56)参考文献 特開昭５６－１６８２４０（ＪＰ，Ａ）
特開平６－２２５５１（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
H02M7/5387
H02M3/28
H02M3/335