交流チョッパ技術に基づくPWM制御交流電源とその適用例

正員 大熊 康浩 (株式会社富士電機総合研究所)

PWM Controlled ac Power Supply based on ac Chopper Technology and Its Applications

Yasuhiro Okuma, Member (Fuji Electric Corporate Research and Development, Ltd.)

Many studies of the ac power supply have been reported. There are ac chopper circuits in these reports. The ac chopper circuits are effective method for ac power control. But, the ac chopper does not apply to practical use because it has some problems that needs bi-directional switch and ac snubber.

In this paper, I propose the novel PWM controlled ac power supply based on ac chopper technology. Proposed PWM controlled ac power supply can solve problems of devices and snubber circuits because this circuit uses bilateral switch circuit instead of bi-directional switch. This paper describes circuit configuration and operation of PWM controlled ac power supply, and explains ac voltage regulator and series voltage compensator for application example through experimental results.

キーワード : 交流チョッパ、PWM、交流電源、交流スイッチ、交流電力調整装置、直列補償

1. まえがき

ヒータや照明の電力を制御する回路として、サイリスタによる位相制御方式が知られている。位相制御方式は非常に簡単な回路方式で交流電圧を制御できるが、波形歪みによる高調波発生や出力に入力電圧より高い電圧を出力できない等の問題がある。

一方、機械式接点を用いて巻線のタップを切り換えることで電圧を調整する方法として、タップ切り換え方式がある。タップ切り換え方式は、電圧調整時に位相制御の様な波形歪みを生じる問題は無い。しかしながら、機械接点でタップを切り換えるために、接点寿命を考えると高頻度の切り換えは不向きである。また、制御範囲にある程度の幅を持たせる必要があり、入力変動に対して常に一定の出力を与えることは難しいが、電力系統における電圧調整には不可欠なものとなっている⁽¹⁾。

これに対して、自己消弧型の半導体スイッチを用いて交流電圧を制御する交流チョッパ回路がある⁽²⁾⁽³⁾。交流チョッパ回路は、PWM制御を用いて出力電圧を調整するため、入力電圧の変動に追従して常に一定の電圧に制御することが出来る。さらに、高周波スイッチングを併用することで、軽微なフィルタ回路で容易に出力電圧を正弦波化することができる。また、回路構成により降圧動作と昇圧動作を実現することができ、先に述べた2方式の問題点を解決することができる。しかしながら、半導体スイッチには双方向スイッチが必要であり、双方向スイッチの構成やスナバ回路など解決しなければならない課題も多く、実用化に至っていないのが現状である。

この様な背景のもと、著者は双方向スイッチに関わる問題点を解決する一手法としてすでに提案している双

方向スイッチ回路⁽⁴⁾が、交流チョッパに応用できないかの検討を行なった。その結果、文献(4)で提案した双方向スイッチ回路に4象現動作が可能となるよう改良を加えることで、交流チョッパ技術に基づくPWM制御交流電源が実現できることを確認した⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾。

本論文では、はじめに交流チョッパ回路の問題点を示し、これを解決する方法として改良を加えた双方向スイッチ回路を適用したPWM制御交流電源について、その回路構成と動作について説明する。さらに、PWM制御交流電源の適用例として、交流電圧調整装置と直列形交流電圧補償装置について紹介する。

2. 交流チョッパ回路

<2・1>主回路構成と基本動作 図1は交流チョッパ回路の基本回路構成で、(a)は降圧回路、(b)は昇圧回路の一例を示している。基本的にはそれぞれ2組のスイッチを交互にオン・オフすることで降圧または昇圧動作を実現する。以下、交流チョッパの回路動作を簡単に説明する。

まずはじめに、(a)の降圧回路について説明する。電源電圧 e_{in} が正の期間に S_1 をオンすると、 e_{in} の一部が交流負荷に印加される(Mode I)。次に S_1 をオフして S_3 をオンすると、交流負荷は e_{in} から切り離され負荷電流の還流モードを形成する(Mode II)。この様な動作を高周波で繰り返した結果、 e_s の電圧は図2(a)に示す実線の波形となる。この時、交流負荷側にフィルタを挿入すると、破線の様な e_{in} と同期した振幅の小さな正弦波の電圧を得ることができる。ここで、 S_1 の導通率を α とすると入出力電圧の比は(1)式となる。

図1 交流チョップパ回路構成
Fig.1. Ac chopper circuit configuration

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = a \quad \dots (1)$$

ただし、 E_{in} と E_{out} はそれぞれ入出力電圧の実効値を示す。

次に図1 (b) の昇圧回路の動作について述べる。今、 e_{in} が正とする。この時、 S_2 をオンさせることで e_{in} は L_{in} を介して短絡され、 L_{in} にエネルギーを蓄積する短絡モードを形成する (Mode I)。その後、 S_2 をオフして S_1 をオンすると交流負荷には e_{in} と L_{in} に蓄えられたエネルギーの和が印加される (Mode II)。この様な動作を高周波で繰り返すことで、 e_c の電圧は図2 (b) に実線で示されている三角波状のリプルを持った波形となる。この波形をフィルタで平滑すると破線で示される波形となり、 e_{in} (点線) と同期して振幅が大きな正弦波の電圧が得られる。今、 S_2 の導通期間を β とすると、入出力電圧の比は (2) 式で表すことができる。

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{1}{(1-\beta)} \quad \dots (2)$$

< 2・2 > 問題点 交流チョップパ回路を実現する上で、主回路構成と制御上でいくつかの問題点がある。

まず、主回路構成上の問題点について述べる。図1に示したスイッチ $S_1 \sim S_3$ は、交流電圧を直接制御するため双方向スイッチである必要がある。しかしながら、現在実用レベルのワンチップで構成された双方向スイッチは無く、通常は図3に示す構成の双方向スイッチを用いるのが一般的である。同図 (a) の場合、半導体スイッチは1個で済むが、1つの双方向スイッチにおいて電流がダイオード2個とスイッチ1個の合計3個の半導体を通過するために定常損失が増大する問題点がある。

一方、(b) の逆直列形の場合は半導体スイッチが2

図2 交流チョップパ回路の動作波形
Fig.2. Operating wave-forms by ac chopper

図3 双方向スイッチ
Fig.3. Bi-directional switch

個必要ではあるが、電流はダイオード1個とスイッチ1個の合計2個を通過するだけなので、定常損失では有利である。しかしながら、スイッチ遮断時の過電圧を抑制するスナバ回路には半導体スイッチを適切な電圧値でクランプするための整流機能を持った交流スナバ⁽⁴⁾が必要である。さらに、両者共に高周波でスイッチング動作を行なうため、スナバが吸収したエネルギーを電源または負荷に回生する回路が必用となり、部品点数の増加や信頼性が問題となる。

次に制御上の問題点について述べる。実際には半導体スイッチを理想的にスイッチングさせることは困難であり、 S_1 と S_3 または S_1 と S_2 の切り換え時に次の2点が問題となる。

- ・ 2組のスイッチの同時オフで、電源または誘導性負荷のエネルギー経路がたたれることによるスイッチの過電圧発生
- ・ 2組のスイッチの同時オンによる、電源または負荷の短絡

そこで、通常デットタイムを設けて短絡による障害を防いでいるが、これにより同時オフが常に存在するため、過電圧が発生する。通常、スナバ回路がこれらを吸収することになるが、装置容量によってはスナバ容量が増大するといった問題が生じる。また、双方向スイッチとして図3 (b) の逆直列形のスイッチ構成を用いた場合は、各スイッチのゲートを個別に制御することで、上記の問題点を解決する方法も提案されているが⁽³⁾、スイッチ

ングングが4段階に渡って行われるためにスイッチングシーケンスが複雑になる。

3. 双方向スイッチ回路を用いた PWM制御交流電源

< 3・1 > 双方向スイッチ回路 素子の導通損失やスナバ回路等に問題のあった双方向スイッチの代わりに、図4に示す双方向スイッチ回路を提案する。双方向スイッチ回路は見かけ上は三相ブリッジ構成となっている。これを、電源電圧と動作モードに応じて制御することで双方向スイッチとして動作させることができる。

今、 T_1 と T_3 間に電源を T_2 と T_3 間に交流負荷を接続したとする。電源電圧が正の期間においてUアームとYアームのスイッチをオンさせ、WアームとZアームを交互にオン・オフさせる。この時、U、Wアームが図1の双方向スイッチ S_1 の働きを、Y、Zアームが S_3 の働きをする。負の期間では、V、XアームをオンさせX、Zアームを S_1 としてV、Wアームを S_3 として働かせる。以上により、降圧動作が可能となる。

一方、電源電圧が正の期間において、W、Yアームをオンさせた状態でU、Xアームを交互にオンさせると、U、Wアームは S_1 としてX、Yアームは S_2 として働かせることができる。負の期間はZ、Vアームをオンさせた状態で、X、Zアームが S_1 の、U、Vアームが S_2 の働きをする。よって、昇圧動作も可能となる。

この様に、双方向スイッチ回路は電源電圧が正の期間にはX、Yアームが S_2 、U、Wアームが S_1 、Y、Zアームが S_3 、負の期間はU、Vアームが S_2 、X、Zアームが S_1 、V、Wアームが S_3 というように、電源電圧の正負によって各アームが3個の双方向スイッチの働きを分担する。また、各素子のスナバ回路はブリッジ構成された直列回路間に通常のインバータで用いられる直流スナバ⁽⁴⁾を挿入すれば良く、各スイッチは電源同期でスイッチングする素子により全波整流波形でクランプされるとともに、通常的主回路動作によってスナバが吸収したエネルギーを電源または負荷へ再生することも可能である⁽⁵⁾。さらに、先に述べたように双方向スイッチ回路では高周波でスイッチングさせるアームは降圧動作時はW、Zアーム、昇圧動作時はU、Xアームであり、その他のアームは電源に同期してスイッチングが行われるため、デッドタイム時は文献(3)にあるような複雑なスイッチングシーケンスを組むことなく、電源や誘導性負荷の還流モードを確立することができる。例えば、降圧動作時にU、Yアームがオンしている状態でWアームからZアームにオン状態が移行する際に、電源のエネルギーはUアームのダイオード、スナバ、Yアームのダイオードの経路で、負荷のエネルギーはYアーム、Zアームのダイオードの経路で還流する。

< 3・2 > 主回路構成 双方向スイッチ回路を用いたPWM制御交流電源として、図5に単相回路を図6に三相回路をそれぞれ示す。

図5の単相回路は、入力側より C_{in} と L_{in} で構成される入力フィルタ、双方向スイッチ回路、 L_{out} と C_{out} で構成される出力フィルタおよびスナバとフィルタを兼用しているコンデンサ C_s で構成されている。また、図6の三相回路は一相を共通に単相回路2台で構成され、それぞれ独立に出力電圧が制御できる構成となっている。

< 3・3 > 回路動作 三相回路は単相回路2台で構成されているので、以下では単相回路を中心に回路動作について述べる。

図7に制御回路ブロックを示す。制御ループとしては出力電圧の平均値AVR制御ループと瞬時波形制御ループにより構成されている。基本動作としては、AVR指令とキャリア信号の比較によりスイッチング信号を発生させ、出力電圧の調節を行なう。しかしながら、A

図4 双方向スイッチ回路

Fig.4. Bilateral switch circuit

図5 単相PWM制御交流電源

Fig.5. Single-phase PWM controlled ac power supply

図6 三相PWM制御交流電源

Fig.6. Three-phase PWM controlled ac power supply

図7 制御回路ブロック
Fig.7. Control circuit block diagram

図8 スイッチング信号
Fig.8. Switching signals

図9 ベクトル図
Fig.9. Vector diagram

VR 指令で決まるほぼ一定の導通率で運転すると零ボルト近辺に歪みが生じたり、入力変動が生じた場合の追従性が悪い等の不具合が生じる。これを補償する目的で

瞬時波形制御ループがあり、AVR 指令に出力電圧と基準波形 ($\sin_{ref}$) の誤差分で補正を加えることで安定した低歪みの正弦波電圧を出力する。尚、図中の β 制限は出力電圧波形指令 E_{com} のリミッタで、昇圧運転時のエネルギー蓄積モード (導通期間 β) の最大値に制限をかけている。

次に、PWM 信号のパルス分配と主回路動作について述べる。図8は、各半導体スイッチのスイッチング信号であり、(a)は降圧動作を(b)は昇圧動作を示す。はじめに、(a)降圧動作について説明する。出力電圧波形指令 E_{com} とキャリア信号 C_{down} との比較により得られた PWM 信号と入力電圧 e_{in} に同期した位相ディテータ信号 PD との論理演算により W アームと Y アームのオン信号にパルスが分配される。また、U, Y アームは PD が、V, X アームにはその反転信号がそれぞれオン信号として分配される。この様に分配されたオン信号に従い各半導体スイッチは動作する。今、 e_{in} が正の半周期において W アームがオンすると、 $e_{in} \rightarrow$ U アーム $\rightarrow$ W アーム $\rightarrow$ 交流負荷 $\rightarrow e_{in}$ の経路で e_{in} の一部が負荷に直接印加される。次に W アームがオフした後、Z アームがオンすることで、交流負荷 $\rightarrow$ Y アーム $\rightarrow$ Z アーム $\rightarrow$ 交流負荷の経路からなる還流モードに移行する。この動作がキャリア周波数で繰り返し行われる。その結果、 e_{in} が直接裁断された波形が出力フィルタ (L_{out} , C_{out}) で平均化され、負荷には入力電圧に同期した振幅の小さな低歪みの正弦波が印加される。この時、入出力電圧と導通率 α の関係は先に述べた交流チョップ回路と同様に (1) 式の関係満足する。

次に、(b)昇圧動作について説明する。 E_{com} と C_{up} との比較により得られる PWM 信号と PD との論理演算により、U アームと X アームのオン信号へとパルスが分配される。また、W, Y アームは PD が、V, Z アームにはその反転信号が、それぞれオン信号として分配される。この様に分配されたオン信号に従い各半導体スイッチが動作する。例えば、 e_{in} が正の半周期においては X アームがオンすると $e_{in} \rightarrow$ X アーム $\rightarrow$ Y アーム $\rightarrow e_{in}$ の経路で e_{in} はリアクトル L_{in} を介して短絡され、 L_{in} にエネルギーが蓄積される。次に、X アームをオフして U アームをオンさせると e_{in} と L_{in} に蓄積されたエネルギーが $e_{in} \rightarrow$ U アーム $\rightarrow$ W アーム $\rightarrow$ 交流負荷 $\rightarrow e_{in}$ の経路で供給される。

以上の動作をキャリア周波数で繰り返すことで、正弦波に三角波状のリプルが乗った入力電圧に同期した振幅の大きな正弦波状の波形が得られ、これが出力フィルタで平滑され負荷に供給される。この昇圧動作においても、入出力電圧と導通率 β の関係は、交流チョップで説明をした (2) 式の関係となる。

三相回路においては、2 台の変換装置が上述した通りの動作を個々に行い出力電圧 e_{uv} , e_{wv} を制御する。ここで、三相交流の総和は零である関係を用いて出力電圧

e_{wu} を e_{uv} 、 e_{vw} を用いてベクトルで表現すると (3) 式を得る。

$$\dot{E}_{wu} = \dot{E}_{uv} - \dot{E}_{vw} = -(\dot{E}_{uv} + \dot{E}_{vw}) \cdots (3)$$

よって、入力電圧が三相平衡で各出力電圧の絶対値が等しく制御されていれば、降圧および昇圧動作は図9のベクトル図に示すような関係となり、出力電圧も三相平衡となる。

4. PWM制御交流電源の適用例

<4・1>交流電圧調整装置 図5の回路構成を用いて交流電圧調整装置を構成し、実験による回路動作の確認と入出力波形および過渡特性の測定を行なった。実験に用いた主回路の回路定数を表1に示す。なお、IGBTのスイッチング周波数は16kHzである。

図10に出力電圧波形の一例を示す。同図(a)は降圧動作時の波形例で、測定条件は入力電圧 $E_{in}=200V$ 、出力電圧 $E_{out}=100V$ 、負荷率100% (負荷電流値30A)、負荷力率 $Pf=0.8$ である。また、(b)は昇圧動作時の波形で、 $E_{in}=180V$ 、 $E_{out}=200V$ 、負荷率と力率は(a)と同じ条件で測定した。両波形より、交流電圧調整装置として昇降圧動作が良好に行われていることが分かる。また出力電圧の歪み率DFも低く押さえられており、それぞれの歪み率は(a)の波形で $DF=3.45\%$ 、(b)では $DF=2.75\%$ と良好な結果が得られた。

図11は負荷率100%の時に於ける、入力電圧急変特性である。交流電圧調整装置として入力電圧変動に対する出力電圧の安定度は重要であると考えられるが、同図(a) $200V \rightarrow 100V$ 、(b) $100V \rightarrow 200V$ と入力電圧を急変させても、出力電圧は一定に保たれており、出力電圧に入力電圧変動の影響はほとんど出ないと考えられる。

図12は素子の電圧降下分を補償している低昇圧動作時で $E_{in}=200V$ 、 $E_{out}=200V$ における負荷急変時の応答である。負荷率を0%から100%に急変した後、再び100%にもどした。負荷急変時、出力電圧に若干の変動が見られるが、著しいオーバーシュートやアンダーシュートは見られない。よって、負荷急変時においても十分対応できる高速応答が実現できている。

以上より、本方式は交流電圧調整装置として十分な特性が得られており、瞬時電圧低下補償等の対応も可能である。

<4・2>直列形交流電圧補償装置 電力系統の電圧変動を補償する装置として直列形の補償装置が検討されている。直列形の利点は電源容量に対して変換器容量を小さくできるため、システム全体の高効率化と小形化が実現できる点にある。ここでは、電圧補償装置の主変換器部に、PWM制御交流電源を採用した図13の

表1 主回路部品

Table 1. Main circuit components

L_{in} 、 L_{out}	220 μH
C_s	90 μF
C_{in} 、 C_{out}	50 μF
IGBT	2MBI100N-060

(a) 降圧動作時

(b) 昇圧動作時

図10 出力電圧波形
Fig.10. Output wave-forms

図11 入力電圧急変特性

Fig.11. Characteristics of instantaneous changed input voltage

図 12 負荷急変特性

Fig.12. Characteristics of instantaneous changed load

図 13 直列形交流電圧補償装置

Fig.13. Series voltage compensator

表 2 主回路定数

Table 2. Main circuit parameters

L_{in}, L_{out}	220 μ H
C_s	45 μ F
C_{out}	44 μ F
Tr	巻数比 10 : 1 (200V : 20V)
IGBT	2MB1100N-060

回路構成を用いて、電灯負荷（水銀灯：400W×2本）への供給電圧を入力電圧変動に関わらず常に一定に保つ装置の実験的検討を行なった。さらに、入力電圧 $E_{in} = 210$ V、負荷電圧 $E_{out} = 190$ V、負荷率 $Pf = 0.8$ とした時に、負荷率 0～100%（負荷電流値 0～120 A 相当）に可変した時の効率特性も測定した。測定時の主回路定数を表 2 に示す。また、本実験における IGBT のスイッチング周波数は 16 kHz である。

図 14 に動作波形を示す。測定は $E_{out} = 190$ V 一定となるように制御し、(a) は $E_{in} = 200$ V、(b) は 210 V の時の各部波形である。電源電圧が変動しても負荷電圧は一定に保たれており、直列形交流電圧補償

(a) $E_{in} = 200$ V

図 14 動作波形

Fig.14. Operation wave-forms

図 15 効率特性

Fig.15. Characteristic of efficiency

装置として良好に動作していることを確認した。

また、本装置は負荷電圧を検出し一定値に制御しながら瞬時波形制御によって波形の歪み分を補償している。そのため、電源電圧に歪みが生じると負荷電圧を正弦波

化するために直列トランスの1次側の補償電圧波形 e_{cout} が歪む。図14の(a)では、 e_{in} のピーク値付近がつぶれて歪みが生じており、負荷電圧を190Vの正弦波にするには、ピーク値付近での補償量を減らすように動作するため e_{cout} に歪みが生じている。これより、負荷電圧に対して瞬時波形制御が直列トランスを介して良好に動作していることが確認できる。

図15は本装置の効率特性である。軽負荷時より広範囲で高い効率が得られており、特に50%以上の負荷率においては98%以上の高効率が達成できている。以上より、本方式が当所の目的通りシステム全体の高効率化を達成するのに有効であることが確認できる。

以上のように、PWM制御交流電源は直列形交流電圧補償装置として十分適用可能である。また、装置容量が低減でき電源容量ベースでの効率が良くなる利点を生かすことで、電源システムの安定化および近年話題となっている電灯負荷に対する節電装置としての応用も可能と考えられる。

5. むすび

本論文では、双方向スイッチを用いない交流チョッパ技術に基づくPWM制御交流電源について、回路構成と動作および応用例について実験結果を交えて述べた。その結果、提案するPWM制御交流電源は双方向スイッチが不要であり交流電圧を直接制御する電源として十分実用化が可能であることを確認した。今後は直列形交流電圧補償装置の過渡特性をはじめとした諸特性の測定と評価、ならびに新規分野への応用を中心としたPWM制御交流電源の適用事例についての検討を実施する予定である。

最後に、本論文をまとめるにあたり、社内および富士電機株式会社関連事業部・工場各位のご指導・ご協力に厚くお礼申し上げます。

(平成10年6月15日受付, 平成10年10月6日再受付)

文献

- (1) 古川 一弥・池田 義明:「変圧器の負荷時タップ切替器の最近の動向」, 電気学会雑誌, Vol.101, No.10, pp.949-956(1981)
- (2) 西台 惇:「交流電力調整回路と交流スイッチの技術動向」, 電気・情報関連連合大会, No.7-7, pp.181-184 (1986)
- (3) P.N.Enjeti, S.Choi: "An Approach to Realize Higher Power PWM ac Contoroller", IEEE APEC Conf., pp.323-327(1993)
- (4) 大熊 康浩・五十嵐 征輝・黒木 一男:「新方式三相SMRコンバータ」, 電学論D, Vol.114, No.5, pp.544-550(1994)
- (5) 大熊 康浩・黒木 一男・上松 賢司:「新方式単相PWM交流電力調整器の試作」, 半導体電力変換研究会, SPC-94-79, pp.67-75(1994)
- (6) 大熊 康浩・黒木 一男・上松 賢司:「新方式三相PWM交流電力調整器」, 電学全論文集, No.735, pp.39-40(1996)
- (7) 大熊 康浩・黒木 一男・定由 征次:「交流チョッパ技術に基づく昇降圧形PWM交流安定化電源」, 信学技報, Vol.96, No.522, PE96-73, pp.69-75(1997)
- (8) 大熊 康浩・黒木 一男・山本 弘:「交流チョッパ技術に基づく多機能電源の諸特性」, 電学全論文集, No.750, pp.68-69(1998)

大熊 康浩

(正員) 1965年1月2日生まれ。90年3月東京電機大学大学院修士課程修了。同年4月富士電機(株)入社。(株)富士電機総合研究所パワーエレクトロニクス開発研究所において、交流直接変換技術を適用した電力変換回路の開発に従事。現在、同所コンポーネントグループ副主任技師。