UDC 621.314.57.014.1.018.7:621.318.57

論文

59-B13

双方向性スイッチによる整流電源入力電流波形の改善法

准員 佐々木 一郎 (名古屋大)

正員 雨宮 好文 (名古屋大)

1. ま え が き

近年、電圧形インバータ・チョップパの大容量化に伴ない、平滑コンデンサを持った直流電源も大容量化している。現在これらの電源では、ダイオードブリッジで三相交流を整流した後、チョークコイルを通して給電する構成となっている(図1)。このような回路は、基本波力率が1であり、またチョークコイルを挿入しない場合と比較し、入力電流波形も改善されるため、広く普及している。しかし入力電流は方形波であり、 $N=6m \pm 1$ 次(m は自然数)の高調波を基本波振幅の $1/N$ の振幅で含む。一般に5次以上の高調波は誘導障害などを起こすものといわれるが、図1の装置では高調波が出力に比例して発生するため、特に大出力時の障害が問題になる。

整流器の入力電流波形改善のために古くから知られている方法は、多相トランスを用い、三相交流を多相化し整流するというものである。多相トランスにおいては、千鳥巻線を必要とし、巻線利用率の低下、巻線長の増加、また直流巻線の巻線数の増加などによる、

トランスの大形化という問題がある。12相トランスを例にとれば、直流巻線は4組必要であり、4組のうち2組は千鳥巻線を必要とする。

高調波をフィルタで除去する方法もある。低次高調波を除去するためにはフィルタが大容量となり、またフィルタ挿入によって負荷電流の変動とともに基本波力率が変化するという問題が生じる。

一方、半導体スイッチを用いて電流波形を改善する能動フィルタが原島氏⁽¹⁾、高橋氏⁽²⁾、深尾氏⁽³⁾らにより提案されている。高橋氏、深尾氏らの回路は自然転流方式により系統レベルまでの大容量化を考えたものであり、使用素子数が極めて多数になる。原島氏の回路はサイリスタインバータを用いたもので、回路自体は3者の中では一番簡単であるが、それでも三相構成にした場合サイリスタ素子12個を必要とする。以上のように、これらの能動フィルタは工業用整流器に用いる場合には回路構成が複雑すぎるという難点がある。

さて、単相整流器の入力電流波形を改善する一方法が西ドイツのDepenbrock氏により提案されている⁽⁴⁾(図2)。これはダイオードブリッジの前段に並列双方向性スイッチと直列リアクトルを設け、スイッチのオンオフ時間を適当に制御し、リアクトルを流れる電

図1 従来の整流電源

Fig. 1. Conventional rectifier circuit.

An Improvement of Input Current Waveforms in Three-phase Diode Bridges Using Bidirectional Switches. By Ichirou Sasaki, Associate & Yoshifumi Amemiya, Member (Dep. of Electrical Eng., Faculty of Engineering, Nagoya University)

佐々木一郎: 准員, 名古屋大学工学部電気科
雨宮 好文: 正員, 名古屋大学工学部電気科

図2 Depenbrock 氏の提案回路

Fig. 2. The rectifier circuit proposed by depenbrock.

流の波形, 従って, 入力電流の波形を改善するものである。筆者らはこの方法を工業用として実用的な三相整流器に応用することを検討した。その結果, 双方向性スイッチ (強制転流能力を有するもの) 3 個, また短絡防止リアクトルとして 0.5 P. U. 程度の交流リアクトルを用いスイッチのスイッチング周波数を 1 kHz 程度にすれば全負荷時に 12 相変圧器を用いた整流器と同程度の入力電流波形改善が得られることを知った。三相構成の場合のスイッチング素子の制御法は Depenbrock 氏の単相の場合とは異なる。三相構成の場合につき制御法を定め, 更に出力の増大に従って, 平滑コンデンサの電圧を最大 15% 程度増加させるという制御を行なうことにより, 双方向性スイッチのスイッチング回数を 3 相分の合計でも単相の場合とほぼ等しくすることが可能であることを知った。

この回路は工業用電圧形インバータの電源として実用性の高いものと筆者らは考える。本論文では以上の知見を得るに至った理論および実験結果について示す。

2. 理 論

〈2.1〉 回路構成 筆者らが提案する回路構成を図 3 に示す。ダイオードブリッジを用いたコンデンサインプット形整流回路にリアクトル (L) および各相間に双方向性スイッチ (S_a, S_b, S_c) を設けている。 S_a, S_b, S_c の一例を同図 (b) に示す。制御素子 S には GTO サイリスタを用いる。双方向性スイッチは, 図 2 にならって 2 個のサイリスタを逆並列にすることも考えられるが, 経済性の点で図 3 (b) の構成にした方

(a) 主回路
(b) 双方向性スイッチ

図 3 提案する整流電源
Fig. 3. Proposed rectifier circuit.

(a) 回路
(b) 電圧電流ベクトル図

図 4 入力電流制御

Fig. 4. Input current control.

が有利であると考えられる。

〈2.2〉 動作原理 交流においてリアクトルの両端の電圧の相差, 電圧差を制御して電力供給の方向を制御することは送電の分野で広く行なわれている。また, この原理を応用した電力機器も提案されている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。式の導出のため簡単にその原理を述べる。

図 4 (a) において交流電源 E_o から E_1 へ力率 1 の正弦波電流 i_o により電力を送る場合を考える。 E_o の電圧を $v_o = V_o \sin \omega t$, 電流を $i_o = I_o \sin \omega t$, リアクトルのインダクタンスの大きさを L とすれば, これらと E_1 の電圧 v_1 との関係を示すベクトル図 (v_o, v_1, i_o , リアクトル端子電圧 v_L のベクトル表示を $\dot{V}_o, \dot{V}_1, \dot{I}_o, \dot{V}_L$ とする。) は (b) となり, 次の関係が成り立つ。

$$v_1 = V_o \sin \omega t - \omega L I_o \cos \omega t \dots \dots \dots (1)$$

逆に v_1 として (1) 式に示される電圧を与えてやれば, 電源 E_o から見て力率 1 の正弦波電流を E_o から E_1 へ流すことができる。

図 3 (a) の回路において三相交流電源の各相電圧を次のように定める。

$$\left. \begin{aligned} v_u &= V_o \sin \omega t \\ v_v &= V_o \sin (\omega t - 2\pi/3) \\ v_w &= V_o \sin (\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (2)$$

このとき, (1) 式を参考にして

$$\left. \begin{aligned} v_u' &= V_o \sin \omega t - \omega L I_o \cos \omega t \\ v_v' &= V_o \sin (\omega t - 2\pi/3) \\ &\quad - \omega L I_o \cos (\omega t - 2\pi/3) \\ v_w' &= V_o \sin (\omega t - 4\pi/3) \\ &\quad - \omega L I_o \cos (\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (3)$$

を満足するようにダイオードブリッジ端子電圧 v_u', v_v', v_w' を与えるならば, i_u, i_v, i_w を次のような力率 1 の正弦波電流とすることが可能である。

$$\left. \begin{aligned} i_u &= I_o \sin \omega t \\ i_v &= I_o \sin (\omega t - 2\pi/3) \\ i_w &= I_o \sin (\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (4)$$

双方向性スイッチの制御により, (3) 式に示す v_u', v_v', v_w' のような電圧を平均値として実現可能である

図 5 動作状態による期間の区分
Fig. 5. Division of one cycle by operating states.

ことを次節で示す。

〈2.3〉 双方向性スイッチの制御法 次のような条件のもとに回路の動作解析を行なう。

- ① 半導体素子の順方向電圧降下を無視する。
- ② リアクトルの抵抗分、コンデンサの抵抗分、配線のインピーダンス、電源のインピーダンスを無視する。
- ③ 平滑コンデンサの容量は十分に大きく、その両端の電圧変動は双方向性スイッチの周期に比較して遅い。
- ④ 三相電源の各相からはその相電圧の符号と同符号の電流がリアクトルに流れ込む。

上記の四つの条件のうち④の条件は、それが満たされるように双方向性スイッチを制御するのであるが、説明の都合上、この条件が満たされているものとする。

制御は図5に示すように電源波形の一周期を六等分し、それぞれの期間で対称制御を行なう。はじめに期間 I (\$0 \leq \theta \leq \pi/3\$) について制御可能なことを示し、次に他の期間でも同様に制御できることを示す。期間 I をスイッチの導通モードで分類し、それぞれのモードにおける \$v_u', v_v', v_w'\$ を求める。

(1) 双方向性スイッチ \$S_c\$ が導通しているモード

図3(a)において上記④の条件から期間 I では、\$i_u > 0, i_v < 0, i_w > 0\$ となる。すなわち、\$u\$ 相、\$w\$ 相から流れ込んだ電流が \$v\$ 相から流れ出て行く。\$S_c\$ が導通している場合、\$v_u' = v_v'\$ となるため、\$u\$ 相から流れ込む電流はダイオードブリッジを流れることなく \$S_c\$ を通り \$v\$ 相へと流れる。一方、\$w\$ 相から流れ込む電流は、\$S_a\$ が導通していないためダイオード \$D_{pw}, D_{nv}\$ を経由して \$v\$ 相に流れる。以上の理由により、このモードでは直流側に \$w\$ 相から \$v\$ 相に流れる電流が供給される。このとき図6(a)の回路の等価回路は図6(b)のようになる。

スイッチの状態にかかわらず、次の(5)~(7)式が成立する。

(a)

(b)

(c)

(d)

(e)

- (a) 原回路 (d) スイッチ \$S_a\$ が導通
(b) スイッチ \$S_c\$ が導通 (e) 複数個のスイッチが同時に導通
(c) 全スイッチが非導通

図 6 各モードの等価回路

Fig. 6. Equivalent circuit for each mode.

$$\begin{pmatrix} v_u - v_u' \\ v_v - v_v' \\ v_w - v_w' \end{pmatrix} = L \begin{pmatrix} di_u/dt \\ di_v/dt \\ di_w/dt \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

電源電圧の平衡より

$$v_u + v_v + v_w = 0 \dots\dots\dots (6)$$

\$i_u, i_v, i_w\$ の和は常に 0 であるから

$$\frac{di_u}{dt} + \frac{di_v}{dt} + \frac{di_w}{dt} = \frac{d}{dt}(i_u + i_v + i_w) = 0 \dots\dots\dots (7)$$

(5)~(7)式より

$$v_u' + v_v' + v_w' = 0 \dots\dots\dots (8)$$

図6(b)の等価回路より

$$\left. \begin{aligned} v_u' &= v_v' \\ v_u' - v_w' &= V_{dc} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

となる。ここで \$V_{dc}\$ は整流器の直流出力電圧である。

(8), (9)式より

$$\begin{pmatrix} v_u' \\ v_v' \\ v_w' \end{pmatrix} = V_{dc} \begin{pmatrix} 1/3 \\ 1/3 \\ -2/3 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

を得る。

(2) 双方向性スイッチがすべて非導通のモード

図3(a)においてダイオード D_{pu} , D_{pw} , D_{nv} が導通する。このときの等価回路は図6(c)のようになる。この等価回路より

$$\left. \begin{aligned} v_u' &= v_w' \\ v_u' - v_v' &= V_{dc} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

(8), (11)式より

$$\begin{pmatrix} v_u' \\ v_v' \\ v_w' \end{pmatrix} = V_{dc} \begin{pmatrix} 1/3 \\ -2/3 \\ 1/3 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (12)$$

を得る。

(3) 双方向性スイッチ S_a が導通しているモード

このモードにおいては、 w 相から流れ込む電流は S_a を通り v 相に流れるためダイオードには流れない。一方 u 相から流れ込む電流はダイオード D_{pu} , D_{nv} を通り v 相へと流れる。直流側には u 相から v 相に流れる電流のみが供給される。図6(a)の回路の等価回路は図6(d)のようになる。この等価回路から

$$\left. \begin{aligned} v_w' &= v_v' \\ v_u' - v_v' &= V_{dc} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

(8), (13)式から

$$\begin{pmatrix} v_u' \\ v_v' \\ v_w' \end{pmatrix} = V_{dc} \begin{pmatrix} 2/3 \\ -1/3 \\ -1/3 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (14)$$

を得る。

(4) 二つ以上の双方向性スイッチが同時に導通するモード

このとき等価回路は図6(e)となり、三相ともリアクトルを通して短絡となる。このモードでは、直流側に平滑コンデンサから電流が供給される。このモードの期間が長いと平滑コンデンサの電圧リプルが大きくなる。それゆえこのモードの期間は短い方が望ましい。

双方向性スイッチの他の導通状態は以上の四つのモ

図7 双方向性スイッチの導通期間

Fig. 7. Conduction periods of bidirectional switches.

ードのいずれかに含まれる。一例として S_b のみが導通している状態を考える。期間 I では i_u , i_w が正であるため、図6(c)のモード(2)の場合と同一になる。

上記の4つのモードを、平均電圧が(3)式の値となるように切り換える。図6より S_b を常にオフとし、 S_a , S_c のオン、オフにより(1)~(4)のモードを実現できることがわかる。図7において、 T_0 をスイッチング周期とする。このスイッチング周期の中で S_a の導通している期間のデューティ比すなわち T_a/T_0 を a とする。同様に S_c の導通している期間のデューティ比 T_c/T_0 を c とする。また、 S_a と S_c が同時に導通している期間のデューティ比 T_d/T_0 を d とする。このとき、モード(1)のデューティ比は $a-d$ 、モード(2)のデューティ比は $1-a-c+d$ 、モード(3)のデューティ比は $c-d$ 、モード(4)のデューティ比は d となる。このとき、このスイッチングサイクルにおける v_u' , v_v' , v_w' の平均電圧 $\bar{v}_u'$, $\bar{v}_v'$, $\bar{v}_w'$ は次のようになる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \bar{v}_u' \\ \bar{v}_v' \\ \bar{v}_w' \end{pmatrix} &= (c-d)V_{dc} \begin{pmatrix} 1/3 \\ 1/3 \\ -2/3 \end{pmatrix} + (1-c-a+d)V_{dc} \\ &\times \begin{pmatrix} 1/3 \\ -2/3 \\ 1/3 \end{pmatrix} + (a-d)V_{dc} \begin{pmatrix} 2/3 \\ -1/3 \\ -1/3 \end{pmatrix} + dV_{dc} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ &= \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 2 \\ 1 & -2 & -1 \\ -2 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c-d \\ 1-c-a+d \\ a-d \end{pmatrix} \end{aligned} \dots\dots\dots (15)$$

(15)式の値が(3)式の値と等しいと置いて解けば

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} 1-a \\ 1-c \end{pmatrix} &= \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \begin{pmatrix} V_0 \cos(\omega t - \pi/3) \\ V_0 \cos \omega t \\ +\omega L I_0 \sin(\omega t - \pi/3) \\ +\omega L I_0 \sin \omega t \end{pmatrix} \end{aligned} \dots\dots (16)$$

を得る。 $1-a$, $1-c$ の値が求まったので、実際の S_a , S_c のオン、オフはPWMインバータの場合と同様に次のようにすれば良い。すなわち、0と1の間で周期 T_0 で振動する三角波と(16)式より得られる $1-a$, $1-c$ の値を比較し、三角波が $1-a$ よりも大きい期間を S_a の導通期間とし、三角波が $1-c$ よりも大きい期間を S_c の導通期間とすれば良い。このようすを図8に示す。

図8では、 S_a と S_c が同時に導通する期間を短くするために(モード(4)の期間を短くするために)、 S_a の導通期間を決定する三角波と S_c の導通期間を決定する三角波の位相を逆転させている。

図 8 双方向性スイッチの制御法

Fig. 8. Control method of bidirectional switches.

三角波と正弦波の交点が求まる条件として

$$\left. \begin{aligned} 0 &\leq \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \left(V_0 \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) + \omega L I_0 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) \right) \leq 1 \\ 0 &\leq \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} (V_0 \cos \omega t + \omega L I_0 \sin \omega t) \leq 1 \end{aligned} \right\} \quad (0 \leq \omega t \leq \pi/3) \quad (17)$$

が必要である。次に(17)式の条件によりこの整流器の動作可能範囲を求める。動作可能範囲を求めるために次の三つの位置ベクトル $\mathbf{a}$, $\mathbf{c}$, $\mathbf{x}$ を導入する。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{a} &= (\cos(\omega t - \pi/3), \sin(\omega t - \pi/3)) \\ \mathbf{c} &= (\cos \omega t, \sin \omega t) \\ \mathbf{x} &= (\sqrt{3} V_0 / V_{dc}, \sqrt{3} \omega L I_0 / V_{dc}) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$\mathbf{a}$, $\mathbf{c}$, $\mathbf{x}$ をこのように定めた理由は、(16)式より $\mathbf{a}$, $\mathbf{c}$, $\mathbf{x}$ を用いて

$$\left. \begin{aligned} 1 - \mathbf{a} &= \mathbf{a} \cdot \mathbf{x} \\ 1 - \mathbf{c} &= \mathbf{c} \cdot \mathbf{x} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

と簡単にあらわせるためである。期間Ⅰでは $0 \leq \omega t \leq \pi/3$ なので、 $\mathbf{a}$, $\mathbf{c}$ の存在範囲は図9(a)のようになる。 $\mathbf{x}$ はその x 成分 y 成分が定まれば、 V_0 が与えられていることから V_{dc} , $\omega L I_0$ が定まり、(16)式より整流器の動作状態が定まる。このため $\mathbf{x}$ を動作点と呼ぶ。 $\mathbf{a}$, $\mathbf{c}$, $\mathbf{x}$ を位置ベクトル(原点を始点とするベクトル)としたのは、位置ベクトルとすることにより、点としての取り扱いが可能となるからである。この回路は整流器であるから $V_0 > 0$ と定めたとき、

図 9 位置ベクトルの存在範囲

Fig. 9. Existing areas of position vectors.

$I_0 > 0$, $V_{dc} > 0$ となる。それゆえ(18)式から明らかのように、動作点は第一象限に存在する。(17), (19)式より $\mathbf{a}$, $\mathbf{c}$, $\mathbf{x}$ の間に次の関係が成り立つことが知られる。

$$\left. \begin{aligned} 0 &\leq \mathbf{a} \cdot \mathbf{x} \leq 1 \\ 0 &\leq \mathbf{c} \cdot \mathbf{x} \leq 1 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

図9(a)の $\mathbf{a}$, $\mathbf{c}$ の存在範囲から図形的に $\mathbf{x}$ の存在範囲を求めると同図(b)の斜線部のようになる。 V_0 (電源電圧の振幅)と V_{dc} (直流出力電圧)との比を一定にして動作させる場合は、 $\mathbf{x}$ の x 成分が一定となるため、 $\mathbf{x}$ は例えば直線 PQ 上に存在する。この場合、動作点が Q にあるとき最大出力を得る。直流出力電圧に 15% 程度の変動を認めれば、 $\mathbf{x}$ を直線 PQ のかわりに円弧 RQ 上で動作させることができる。 $\mathbf{x}$ は大きいほうが望ましい。その理由は次のとおりである。スイッチ S_a , S_c の導通期間は、図8に示すように $1 - \mathbf{a} = \mathbf{a} \cdot \mathbf{x}$, $1 - \mathbf{c} = \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}$ の値を表す正弦波の一部と三角波の交点で決まる。 $1 - \mathbf{a}$, $1 - \mathbf{c}$ の値が1に近い場合は S_a , S_c の導通期間が短くなり、幅狭パルスとして不使用とするならば、スイッチング回数を減少させることができる。また S_a , S_c の導通期間の重なりも避けることができる。

以上、期間Ⅰについて説明したが、期間Ⅱ, Ⅲについては、制御するスイッチを交換し期間Ⅰと対称な制御を行なう。また、期間Ⅰと期間Ⅳでは電気角が互いに π だけ異なるため、各相の電圧は絶対値が等しく符号が反転している。制御するスイッチは双方向性であるため、二つの期間Ⅰ, Ⅳでの制御はまったく同一となる。期間ⅡとⅤ, 期間ⅢとⅥについても同様である。スイッチング周波数は電源波形の一周を六等分した各期間で同一の制御ができるよう、電源周波の $6n$ 倍

図 10 具体的な制御例 ($n=3$)

Fig. 10. An example of practical control ($n=3$).

(n は自然数) であることが必要である。

$n=3$ とした具体的な制御例を図 10 に示す。スイッチの導通期間が短いときは幅狭パルスであるので使用しないため、スイッチング回数は図 8 より求まる回数より少くなる。現在大形の GTO のターンオフタイムは数十 μs のオーダーなので、 $100 \mu\text{s}$ 以下のパルスは幅狭パルスとして不使用としたもので、この場合 φ により決定される導通期間が不使用になっている。このようにすることにより、入力が単相の場合とほぼ同じ程度まで、スイッチング回数を減らすことができる。

〈2.4〉 最大出力時直流電圧およびリアクトルの大きさ 最大出力時の直流電圧を V_{dc} 、直流電流を I_{dc} とする。図 9 (b) で整流器の動作点を円弧 RQ 上で動作させるとする。また、最大出力時の動作点を円弧 RQ 上の点 $S: (x_1, y_1)$ とする。このとき次式が成立する。

$$\sqrt{3} V_0 / V_{dc} = x_1 \quad \dots\dots\dots (21)$$

$$\sqrt{3} \omega L I_0 / V_{dc} = y_1 \quad \dots\dots\dots (22)$$

交流電源の線間電圧実効値を V_i とすれば (21) 式より

$$V_{dc} = \sqrt{2} V_i / x_1 \quad \dots\dots\dots (23)$$

を得る。リアクトルの大きさは (21)、(22) 式より次の

ようになる。

$$\omega L = (y_1 / x_1) \times (V_0 / I_0) = y_1 / x_1 \text{ (p. u.)} \dots\dots (24)$$

但し、最大出力を定格出力とした。点 S が点 Q と一致している場合は $x_1 = \sqrt{3}/2$, $y_1 = 1/2$ なので (24) 式より $\omega L = 0.58 \text{ p. u.}$ となる。 ωL の値を小さくするためには (24) 式より y_1 / x_1 を小さくすればよい。しかしスイッチング周波数一定の条件では、 y_1 / x_1 が小さくなると波形の改善は悪化する。

出力が変動するときはそれに合わせて双方向性スイッチの導通期間を制御しなければならない。制御で想定している出力よりも実際の出力が大きくなった場合は V_{dc} が減少する。このとき (15) 式より v_u', v_v', v_w' の振幅も減少する。

図 4 (b) のベクトル図において V_L が減少すれば $\dot{V}_L$ の $\dot{V}_0$ に対する進み角が 90° より小さくなり、 $\dot{I}_0$ が $\dot{V}_0$ に対し遅れとなる。制御で想定している出力よりも実際の出力が小さいときは V_{dc} が増加する。このとき同様にして $\dot{I}_0$ が $\dot{V}_0$ に対し進みになることがわかる。そこで整流器の入力基本波力率を例えば力率メータで検出し、遅れの場合は制御出力を増加させ、進み場合は制御出力を減少させ、常に基本波力率を 1 に保つような制御を行なう。このようにすれば、負荷に最適な制御を行なうことができる。

〈2.5〉 高調波 図 8 のようにして $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{2n}, \varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{2n}$ を定める。このとき電圧波形 v_u' をフーリエ級数展開すれば次のようになる。

$$v_u'(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \{a_k \cos \omega t + b_k \sin \omega t\} \dots\dots (25)$$

ここで

$$a_k = \frac{-2V_{dc}}{3k} \left\{ \left[-\sin\left(\frac{2\pi}{3} \cdot k\right) - 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} \cdot k\right) \right] + S\left(\theta, k, \frac{4\pi}{3}\right) - S\left(\theta, k, \frac{\pi}{3}\right) - 2 \cdot S(\theta, k, 0) \right\} \dots\dots\dots (26)$$

$$b_k = \frac{2V_{dc}}{3k} \left\{ \left[2 \cdot \cos(\pi \cdot k) - \cos\left(\frac{2\pi}{3} \cdot k\right) - 2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3} \cdot k\right) + 1 \right] + C\left(\theta, k, \frac{4\pi}{3}\right) - C\left(\theta, k, \frac{2\pi}{3}\right) - 2 \cdot C(\theta, k, 0) \right\} \dots\dots\dots (27)$$

但し

$$S(\theta, k, x) = \sum_{l=1}^n [\sin \{(\theta_{2l-1} + x) \cdot k\} - \sin \{(\theta_{2l} + x) \cdot k\}] \dots\dots (28)$$

$$C(\theta, k, x) = \sum_{l=1}^n [\cos \{(\theta_{2l-1} + x) \cdot k\}$$

$$-\cos\{(\theta_{21}+x)\cdot k\} \dots\dots (29)$$

である。

a_k, b_k は $k=1, 6m\pm 1 (m=1, 2, 3, \dots)$ 以外では零となる。 v_u' の基本波分について考えてみる。図4(b)のベクトル図で $\dot{V}_0$ を電源電圧 v_u に対応させれば v_u' の基本波分は $\dot{V}_1$ に対応する。 $v_u = V_0 \sin \omega t$ であるから、 v_u' の基本波成分となる $a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t$ は、 $a_1 \cos \omega t$ の項が $\dot{V}_L$ に対応し、 $b_1 \sin \omega t$ の項が $\dot{V}_0$ に対応する。ゆえにリアクトル L に流れる電流の基本波成分の振幅 I_{01} は

$$I_{01} = a_1 / \omega L \dots\dots (30)$$

となる。 $v_L = v_u - v_u'$ の高調波成分は v_u' の高調波成分と絶対値が等しい。ゆえにリアクトル L に流れる電流の第 k 次高調波成分の振幅 I_{0k} は次のようになる。

$$I_{0k} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} / k \omega L \dots\dots (31)$$

$I_{0k}/I_{01} = A_k$ とすれば、 A_k は入力電流に含まれる高調波成分の基本波に対する振幅比となる。 A_k は次式のようになる。

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} / a_1 k \dots\dots (32)$$

入力電流波形がよく、出力電圧が連続可変な整流器としては、数野、清弘両氏により提案されている複合PWM方式を用いた三相サイリスタブリッジ制御整流装置⁽⁷⁾がある。この装置は出力電圧一定で使用する場合、入力電流波形改善については結局12相変圧器を用いた24パルス整流器と同じことになる。そこで24パルス整流器と本論文で提案する回路構成につき全負荷時の高調波含有量を比較する。提案回路構成についてはリアクトルの大きさを0.5 p.u.、スイッチング周波数は電源周波の18倍とした。高調波含有量 $\sqrt{\sum A_k^2}$ は、12相変圧器を用いた整流器の0.059に対し、提案回路構成では理論値で0.051、実験値でも0.057となる。

3. 実験

本回路の基本的な動作の確認をするために実験を行なった。本実験では $n=3$ とした。この場合双方向性スイッチのスイッチング周波数は電源周波の18倍となる。

実験回路を図11に示す。リアクトルの大きさは同図に示すように約0.5 p.u.である。直流側の C の大きさは、スイッチング周波数、出力電流、許容電圧リップルを考慮して決めるが、ここでは $2,300 \mu\text{F}$ のものを用いた。得られた電流波形を図12に示す。入力電流波形のスペクトルをチョークインプット形整流回路(図1)理論値および提案回路理論値、実験値につい

図11 実験回路

Fig. 11. Experimental circuit.

図12 入力電流波形

Fig. 12. Experimental input current waveforms.

て図13に示す。提案回路については図9(b)で動作点を円弧 $\widehat{RQ}$ 上とする制御を行なった。制御にはマイクロプロセッサを用い、各出力時の制御をメモリに記憶させ、入力基本波力率が1になるよう制御を行なった。

出力が大きくなるに従い、入力電流波形の改善がより良く行なわれるという特色がみえる。小出力時に電流スペクトルにおいて理論値と実験値に食い違いがある。これは図4のベクトル図において入力電流 I_0 が小さいときは V_L の値が小さくなり、スイッチング素子の電圧降下による整流器側の電圧 V_1 のわずかなずれが V_L に大きく影響するためである。

図14に電源の相電圧および整流器の入力電流の波形を示す。本整流器の入力基本波力率がほぼ1に制御されていることがわかる。同図は75%出力の場合であるが、他の出力においても同様である。

実験では0.5 p.u.のリアクトルを用いたが、この整流器で50%負荷時を定格出力とすれば、リアクトルの大きさは0.25 p.u.となる。すなわち定格出力時の入力電流波形改善を図12、図13における50%負

図 13 入力電流波形のスペクトル

Fig. 13. Input current spectrum.

(上) 電源相電圧
(下) 整流器入力電流

図 14 動作波形 (75% 出力時)

Fig. 14. Operating waveform (75% load).

荷の場合の程度にとどめれば、リアクトルを 0.25 p.u. にすることができる。

4. ま と め

単相整流器について提案された Depenbrock 氏の回路を実用的な三相整流器に応用し、制御法を定めた。

本装置の問題点としては、24 相整流器と同程度の高調波含有量の入力電流波形を得るためには交流リアクトルが 0.5 p.u. と比較的大きくなることが挙げられる。しかし入力電流波形の改善度を多少犠牲にすれば、リアクトルを小さくすることも可能である。また今後の電力用半導体の進歩により、双方向性スイッチのスイッチング周波数を高くすることができるならば波形の改善度をおとすことなくリアクトルの容量を小さくすることが可能となる。

(昭和 58 年 1 月 4 日受付, 同 58 年 9 月 8 日再受付)

文 献

- (1) 原島・稲葉・小山:「追従制御方式によるサイリスタ負荷の力率改善」昭 50 電気学会全大 No. 719
- (2) 高橋・藤原・難波江:「他励サイリスタ変換器を用いた障害電流補償システム」電学論 B 101, p. 121 (昭 56-3)
- (3) 深尾・稗田:「サイクロコンバータを用いた電力用能動フィルタ」昭 57 電気学会全大 No. 608
- (4) M. Depenbrock: "Einphasen-Stromrichter mitsinusförmigem Netzstrom und gut geglätteten Gleichgrößen" *Elektrotech. Z. (ETZ)-A*, 94, 8, p. 466 (1973)
- (5) L. Gyugi & F. Cizulka: "The High-Frequency Base Converter-A New Approach to Static High-Power Conversion" *IEEE Trans. Industr. Applic* IA-15, 4, p. 420 (1979)
- (6) P. Esperage & B. Bose: "High-Frequency Link Power Conversion" *ibid*, IA-13, 5, p. 387 (1977)
- (7) 数野・清弘:「複合 PWM 方式を用いた三相サイリスタブリッジ制御整流装置および制御逆変換装置」電学論 B 100, p. 205 (昭 55-4)