高周波リンク形 AC-DC コンバータの波形制御法

正員 稲垣 克久 (名古屋大) 正員 石田 宗秋 (三重大)
 正員 古橋 武 (名古屋大) 正員 大熊 繁 (名古屋大)
 正員 石黒 章夫 (名古屋大) 正員 内川 嘉樹 (名古屋大)

A Waveform Control Method of AC to DC Converters with High-Frequency Links

Katsuhisa Inagaki, Associate, Takeshi Furuhashi, Member, Akio Ishiguro, Associate (Nagoya University), Muneaki Ishida, Member (Mie University), Shigeru Okuma, Member, Yoshiki Uchikawa, Member (Nagoya University)

Transformer isolation is a usual practice for ohmic isolation between a source and a load. The transformer designed for commercial frequency (50/60Hz) makes the converter bulky and heavy. Therefore, high-frequency link converters have been studied to make the transformer smaller and to minimize the weight, size and cost of the converters.

This paper presents a new real-time control method of AC to DC converters with high-frequency links (switch mode rectifiers: SMR's). Results are as follows:

- (1) The new method makes the switching frequency of the SMR smaller than the conventional method.
- (2) The proposed method realizes sinusoidal input current, arbitrary output voltage waveform and controllable input displacement factor. The maximum output voltage ratio to the input live-to-neutral voltage is $3/2$.
- (3) The new method is suitable for real time control and suppression of DC magnetization of the high-frequency transformer can easily be implemented.
- (4) Feasibility of the proposed method is confirmed by simulations and experiments.

Using this method, it is easy to control the voltage waveform of the primary winding of the high-frequency tranformer by changing the output function, so that it is possible to compensate the unbalance of the source voltage and influence of the dead time.

キーワード：高周波リンク，強制転流方式，直接変換

1. はじめに

近年，商用三相交流から直流を得るコンバータにおいて，小形・軽量化の要求が高まってきた。半導体電力変換素子の高性能化およびマイコンなどを用いた制御技術の発達に伴い，スイッチングによる整流回路部分の小形化は急速に進められているが，電源変圧器の小形化は大きな課題として残されている。その中で，高周波リンク形 AC-DC コンバータは，絶縁変圧器を

高周波部分に挿入することにより絶縁変圧器の体積・重量を著しく小さくできるため，最近注目を集めている。

従来提案されてきた高周波リンク形 AC-DC コンバータ⁽¹⁾は，商用周波の交流電圧を整流回路により一度整流して直流電圧に変換し，インバータにより高周波の交流電圧に変換した後，高周波変圧器を経て再度整流し負荷に直流を供給している（以下，AC → DC → HF → DC 方式と呼ぶ）。このシステムは，インバー

た部の直流側に DC フィルタを必要とし、そこに用いられる直流リアクトルおよび電解コンデンサがシステムの小型化の新たな障害となるばかりでなく、電解コンデンサがシステム全体の寿命まで決めてしまう。また、このシステムでは電力の変換段数が多く効率が悪くなる。

これに対し、Manias らは、商用周波の交流電圧から直接高周波の交流電圧を得るシステム (Switch-Mode-Rectifier, 以下 SMR と略記) を提案している⁽²⁾。この SMR は、AC → DC → HF → DC 方式に比べ、AC → HF → DC と変換段数が少なく、また DC フィルタを必要としないのでシステムの小型・軽量化が容易であり、しかも高寿命・高効率を実現できる優れたシステムである。Manias らは、SMR の出力電圧制御法の提案⁽²⁾も行っているが、この方法はコンバータの PWM パターンとインバータの PWM パターンを別々に発生させた後、信号処理の段階で仮想的に合成しているため、任意の出力電圧波形を得ようとした場合、リアルタイム制御が困難である。また、入力電流に含まれる高調波成分の低減も十分でない。

青木らは AC → HF の変換部に単方向のスイッチを用いた SMR について出力電圧制御法の検討を行っている⁽³⁾。この方法は、線間電圧に比例して各線間電圧の出力パルス幅を決めており、入力電流波形を正弦波にすることが可能であり、双方向スイッチを用いた SMR に適用することも可能である。しかし、この方法では制御法の定式化がなされておらず、リアルタイム制御が難しいと考えられ、また各サンプリングごとに、各線間電圧をすべて出力するのでスイッチング回数が多くなっている。

本論文では、SMR の新しい制御法を提案する。提案する制御法は、著者らが従来提案してきた PWM 制御サイクロコンバータの制御法⁽⁴⁾⁽⁵⁾の座標変換の考え方に基づいている。本制御法は、SMR の制御法を定式化するとともに、スイッチング回数を低減している。本制御法によれば、入力電流の高調波成分を低減

でき、入力力率を可変にできる。また、変圧器一次電圧波形をリアルタイムで制御することが可能であり、高周波変圧器の直流偏磁対策も容易に行える。

以下、提案する制御法を示し、次に本制御法の有用性をシミュレーションにより確認し、更に実験により検証する。

2. 主回路

図 1 (a) は SMR の主回路構成を示す。主回路は入力 LC フィルタ、6 個の双方向スイッチ $S_{au} \sim S_{bw}$ 、高周波変圧器 T および整流回路からなる。本回路では、電源と負荷の絶縁が、高周波変圧器 T により行われている。双方向スイッチ $S_{au} \sim S_{bw}$ には図 1 (b) に示すような逆阻止形自己消弧素子を使用した。直列素子数の点から逆阻止形 GTO を用いたものがよく、この場合には SMR の損失を AC → DC → HF → DC 方式と比べて小さくできる可能性がある。入力 LC フィルタは、スイッチングによる高周波電流を除去するためであり、フィルタ用コンデンサ C は静電容量の小さなものでよい。フィルタ用インダクタンス l は電源のインダクタンスを含むものとする。また抵抗 r は電源およびフィルタ用のリアクトルの抵抗とする。負荷回路の L , C_0 は SMR の出力電圧に含まれる高調波成分を除去するためである。

電源電圧、電流をそれぞれ v_{u0} , v_{v0} , v_{w0} , i_{u0} , i_{v0} , i_{w0} とし、入力フィルタ後の電圧、電流をそれぞれ v_u , v_v , v_w , i_u , i_v , i_w とする。また、入力側中性点 N からみた出力電圧を v_a , v_b とし、変圧器 T の一次巻線の電圧を v_{oH} 、一次巻線を通れる電流を i_{oH} とする。更に、負荷抵抗 R の電圧を v_{dc} とする。入力電圧 v_{u0} , v_{v0} , v_{w0} および入力フィルタ後の電圧 v_u , v_v , v_w は次式で表されるものとする。

$$\begin{bmatrix} v_{u0} \\ v_{v0} \\ v_{w0} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos (\omega t - 2\pi/3) \\ \cos (\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdots \cdots (1)$$

図 1 高周波リンク形 AC-DC コンバータ (SMR)
Fig. 1. AC-DC converter with high-frequency link.

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \delta) \\ \cos(\omega t - \delta - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - \delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 ω :電源角周波数、 V :電源電圧振幅、 V :入力フィルタ後の電圧振幅、 δ :入力フィルタによって生じる位相遅れ角

3. 制御方法

〈3・1〉 制御関数 入力側に入力フィルタ用のコンデンサ C が接続されているので、スイッチ S_{au} ~ S_{bw} のオン・オフによりこのコンデンサを短絡することは許されない。また、スイッチの出力側には高周波変圧器 T が接続されているので、この変圧器の一次側を解放することは、変圧器の漏れリアクトルによる過大な電圧を吸収するためのスイッチのスナバ容量の増大につながり好ましくない。そこで、スイッチ S_{au} ~ S_{bw} は、図2に示すようにオン・オフ制御する。リアルタイム制御を考慮して、スイッチングパターンはサンプリング周期 T_s ごとに更新するものとする。ここで、各スイッチに対して、制御関数を導入する。制御関数 $a_u \sim b_w$ は、それぞれサンプリング周期 T_s 内での各スイッチのオン時間の割合で与えられる。例えば、 a_u については、

$$a_u = (T_s \text{ 内の } S_{au} \text{ のオン時間}) / T_s \dots\dots\dots (3)$$

のように定義される。他のスイッチについても同様である。図2より、これらの制御関数には次のような拘束条件が与えられる。

$$a_u + a_v + a_w = b_u + b_v + b_w = 1 \dots\dots\dots (4)$$

$$0 \leq a_q \leq 1, 0 \leq b_q \leq 1 \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 $q = u, v, w$

このとき、 N 点よりみた出力電圧 v_a, v_b の T_s 期間内の平均値 $\overline{v_a}, \overline{v_b}$ は、制御関数と入力電圧 v_u, v_v, v_w を用いて、次のように表される。

$$\begin{bmatrix} \overline{v_a} \\ \overline{v_b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_u & a_v & a_w \\ b_u & b_v & b_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

また、入力電流 i_u, i_v, i_w の T_s 期間内の平均値 $\overline{i_u}, \overline{i_v}$,

図2 スイッチングパターン
Fig.2. Switching pattern.

$\overline{i_w}$ は、高周波変圧器 T の一次側の電流 i_{oH} を用いて、次式のように表される。

$$\begin{bmatrix} \overline{i_u} \\ \overline{i_v} \\ \overline{i_w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_u & b_u \\ a_v & b_v \\ a_w & b_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oH} \\ -i_{oH} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

座標変換の考え方⁽⁴⁾に基づき、制御関数を次のように定める。

$$\begin{bmatrix} a_u \\ a_v \\ a_w \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_w \end{bmatrix} Y_a + \begin{bmatrix} h_u \\ h_v \\ h_w \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} b_u \\ b_v \\ b_w \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_w \end{bmatrix} Y_b + \begin{bmatrix} h_u \\ h_v \\ h_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

ただし、 $Y_a + Y_b = 0$

ここで、 A は出力電圧の振幅を決定する指令値に相当し、 h_u, h_v, h_w は制御関数が(4)式の拘束条件を満足するように導入した関数である。関数 X_u, X_v, X_w を次式で与える。

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_s) \\ \cos(\omega t + \varphi_s - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \varphi_s + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 φ_s は入力電圧 v_u, v_v, v_w に対する入力電流 $\overline{i_u}, \overline{i_v}, \overline{i_w}$ の位相差を決める指令値である。関数 Y_a, Y_b は後に与える。(2), (8), (9)式を(6)式に代入することにより、 T_s 期間内の出力電圧の平均値 $\overline{v_a}, \overline{v_b}$ は、次式のように与えられる。

$$\begin{bmatrix} \overline{v_a} \\ \overline{v_b} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} A V \cos(\varphi_s + \delta) \begin{bmatrix} Y_a \\ Y_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ v_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

ただし、 v_0 は次式で表される。

$$v_0 = h_u v_u + h_v v_v + h_w v_w \dots\dots\dots (11)$$

従って、高周波変圧器一次側の電圧 v_{oH} のサンプリング周期 T_s 内の平均値 $\overline{v_{oH}}$ は

$$\overline{v_{oH}} = \overline{v_a} - \overline{v_b}$$

$$= \frac{3}{2} A V \cos(\varphi_s + \delta) (Y_a - Y_b) \dots\dots\dots (12)$$

となる。直流出力電圧 v_{bc} は、 v_{oH} を整流、平滑した値であるので、(12)式より(8)式の A の値が直流出力電圧 v_{bc} を決めることがわかる。また(10), (12)式より(8)式において導入した関数 h_u, h_v, h_w による出力電圧は零相電圧成分となり、高周波変圧器の印加電圧には現れないこともわかる。高周波変圧器 T の一次側のサンプリング周期 T_s 内の平均電圧 $\overline{v_{oH}}$ には、関数 Y_a, Y_b の差の波形がそのまま表れるので、これらの関数が出力電圧波形の指令値となる。そこで、関

数 Y_a, Y_b を出力関数と呼ぶ。この出力関数には任意の関数を選択できるが、 $\overline{v_{OH}}$ をサンプリング周期 T_s ごとに正負の反転する方形波出力とすることにより、同一のリンク周波数でスイッチング周波数を最も低減できる。そのときの関数 Y_a, Y_b は次式で与えられる。

$$\begin{cases} Y_a \\ Y_b \end{cases} = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} & (\sin \omega_0 t \geq 0 \text{ のとき}) \\ \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix} & (\sin \omega_0 t < 0 \text{ のとき}) \end{cases} \quad \dots (13)$$

ただし、 ω_0 : 出力電圧 v_{OH} の角周波数

直流出力電流 i_{DC} がリップルを含まず、 $i_{DC} = I$ (一定値) とするとき、高周波変圧器の一次側電流は、

$$i_{OH} = I(Y_a - Y_b)/2 \dots \dots \dots (14)$$

となる。このとき、入力電流 i_u, i_v, i_w のサンプリング周期 T_s 内の平均値 $\overline{i_u}, \overline{i_v}, \overline{i_w}$ は、(8), (9), (13), (14) 式を(7)式に代入することにより、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \overline{i_u} \\ \overline{i_v} \\ \overline{i_w} \end{bmatrix} &= 2AI \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_w \end{bmatrix} \\ &= 2AI \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_s) \\ \cos(\omega t + \varphi_s - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \varphi_s + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (15) \end{aligned}$$

と与えられ、正弦波となる。 φ_s は(9)式において導出した値であり自由に設定できるので、 $\overline{i_u}, \overline{i_v}, \overline{i_w}$ の位相指令値となることがわかる。以下、関数 $X_u \sim X_w$ を入力関数と呼ぶ。

〈3・2〉 スイッチング回数の低減と最大出力電圧

次に、 h_u, h_v, h_w の決め方および A の最大値について述べる。

ある時刻 t において、出力関数 Y_a, Y_b のうち大きいほうを $\max Y_p$ 、小さいほうを $\min Y_p$ とすると、(5), (8) 式より h_u, h_v, h_w の制約条件が次に示すように与えられる。

$$\left. \begin{aligned} -AX_q \min Y_p &\leq h_q \leq 1 - AX_q \max Y_p & (X_q \geq 0) \\ -AX_q \max Y_p &\leq h_q \leq 1 - AX_q \min Y_p & (X_q < 0) \end{aligned} \right\} \quad (q=u, v, w) \dots \dots \dots (16)$$

また、(4), (8) 式より

$$h_u + h_v + h_w = 1 \dots \dots \dots (17)$$

の関係がある。

文献(3)の制御法では $u-v, v-w, w-u$ の各線間電圧を毎サンプリング期間出力しているが、すべての線間電圧を一つのサンプリング期間内に出力するとスイ

図 3 スイッチング回数の少ないスイッチングの例
Fig.3. Example of switching sequence with small switching frequency.

ッチング回数が多くなってしまう。

いま、ある T_s 期間中において、 X_u, X_v, X_w の入力関数のうち、 X_w の絶対値が最大でかつ負の値であり、また $Y_a=1, Y_b=-1$ である場合を考える。このとき、 S_{bw} を T_s 期間中常にオンとして S_{bu}, S_{bv} はスイッチングを行わないようにし、出力電圧は S_{au}, S_{av}, S_{aw} のオン期間により制御すればスイッチング回数を低減できる。この様子を図 3 に示す。(a) 図に示す $|X_w|$ 最大の期間中のあるサンプリング周期 T_s について、高周波変圧器 T の一次電圧 v_{OH} の波形を横軸 t を拡大して (b) 図に示す。出力電圧 v_{OH} は、 a 相と b 相がともに w 相につながった電圧零の状態 (図中①) と、 $u-w$ 相間の線間電圧 v_{uw} が出力されている状態 (②) および $v-w$ 相間の線間電圧 v_{vw} が出力されている状態 (③) からなり、この三つの状態により平均出力電圧 $\overline{v_{OH}}$ が得られている。なお、①, ②, ③の状態の順序には自由度が残されているが、 T_s 期間内の最初に出力電圧および入力電流を 0 にするスイッチング状態 (①の状態) がくるようにスイッチング順序を決めると、各モード間の遷移時にスイッチングの切換えがスムーズに行われ、出力電圧波形、入力電流波形のひずみを抑えることができる⁽⁵⁾。図 3 (b) の場合、スイッチ素子のオン順序 (以下、スイッチング順序と略記) は、記号の右下添字の順で示すと $w \rightarrow u \rightarrow v$ となる。

以上のスイッチングを実現する関数 h_u, h_v, h_w およ

表 1 h_u, h_v, h_w とスイッチング順序の例
Table. 1 Example of h_u, h_v, h_w and switching sequence.

モード	1	2	3	4	5	6
X_u	+	+	-	-	-	+
X_v	-	+	+	+	-	-
X_w	-	-	-	+	+	+
h_u	$1-AX_u$ $\times \max Y_p$	$-AX_u$ $\times \min Y_p$	$-AX_u$ $\times \max Y_p$	$1-AX_u$ $\times \min Y_p$	$-AX_u$ $\times \max Y_p$	$-AX_u$ $\times \min Y_p$
h_v	$-AX_v$ $\times \max Y_p$	$-AX_v$ $\times \min Y_p$	$1-AX_v$ $\times \max Y_p$	$-AX_v$ $\times \min Y_p$	$-AX_v$ $\times \max Y_p$	$1-AX_v$ $\times \min Y_p$
h_w	$-AX_w$ $\times \max Y_p$	$1-AX_w$ $\times \min Y_p$	$-AX_w$ $\times \max Y_p$	$-AX_w$ $\times \min Y_p$	$1-AX_w$ $\times \max Y_p$	$-AX_w$ $\times \min Y_p$
スイッチング 順序	$u \rightarrow v \rightarrow w$	$w \rightarrow u \rightarrow v$	$v \rightarrow w \rightarrow u$	$u \rightarrow v \rightarrow w$	$w \rightarrow u \rightarrow v$	$v \rightarrow w \rightarrow u$

びスイッチング順序を表 1 に示す。 X_u, X_v, X_w の絶対値がそれぞれ最大となる場合により六つのモードが存在する。出力関数 Y_a, Y_b が(13)式で与えられる場合には、 $\max Y_p=1, \min Y_p=-1$ となり表 1 は簡単になる。このとき、平均出力電圧 v_{OH} を毎サンプリング一定に制御できる A の値の範囲は

$$0 \leq A \leq 1/2 \quad \dots\dots\dots (18)$$

となる。従って、 $\overline{v_{OH}}$ の最大値は、(12)式により、 $(3/2)V \cos(\varphi_s + \delta)$ となる。 $\varphi_s=0$ (入力力率 ≈ 1 のとき)、 $V \cos \delta \approx V_s$ とすれば出力電圧 $\overline{v_{OH}}$ は電源相電圧の振幅の 1.5 倍まで出せることになる。

〈3・3〉変圧器の直流偏磁の抑制 以上で述べてきた制御アルゴリズムを実現する際に考慮しなければならない問題点の一つに高周波変圧器 T の直流偏磁の問題がある。この問題について以下に考察する。

まず、出力電流極性判別回路および電源短絡防止用のデッドタイムの必要性について述べる。図 1 において、簡単のため入力フィルタを無視する。いま、 $v_{u0} > v_{v0}, i_{OH} > 0$ で S_{au} から S_{av} へとスイッチを切替える場合を考えると、 S_{au} をオフした後デッドタイムを設けて S_{av} をオンすると、デッドタイムの期間は出力開放となるのでスナバ回路の容量増大を招く。ところで、スイッチ S_{au}, S_{av}, S_{aw} は図 1(b) に示したような逆阻止形自己消弧素子が実用的である。図 4 はスイッチ S_{au}, S_{av}, S_{aw} をそれぞれ二つの逆阻止形自己消弧素子 $S_{au}^+, S_{au}^-, S_{av}^+, S_{av}^-, S_{aw}^+, S_{aw}^-$ で置き換えた a 相の等価回路を示す。文献(6)では、電源電圧の極性に応じてスイッチ $S_{au}^+, \dots, S_{aw}^-$ のうち二つを常にオンとしてフィードバックダイオードの働きをさせ、出力開放を防止しているが、転流の際に制御関数で定義されない期間にこのフィードバックダイオードを通して電流が流れるので、入力電流波形を大きくひずま

図 4 SMR の a 相分の等価回路
Fig. 4. Equivalent circuit of a -phase of SMR.

せ好ましくない。そこで、本論文では以下の方法を用いることとした。図 4 の回路において、 $i_{OH} > 0$ のときに S_{au}^+ から S_{av}^+ へとスイッチを切換えれば、 S_{au}^+ の蓄積時間により S_{au}^+ と S_{av}^+ が同時にオン状態となる期間が存在しても、スイッチの逆阻止能力により電源短絡は起きない。同様にして、 $v_{u0} < v_{v0}, i_{OH} < 0$ である場合には、 S_{au}^- から S_{av}^- へとスイッチを切換えればよい。以上のスイッチングを実現するために出力電流極性判別回路が必要になる。本方法においてもデッドタイムは必要である。例えば、 $v_{u0} > v_{v0}, i_{OH} > 0$ で、 S_{au}^+ から S_{av}^+ へスイッチを切換える場合を考える。 S_{au}^+ がオフする瞬間に電流極性判別回路が動作すると、 S_{au}^+ が十分オフ状態にならないうちに $i_{OH} < 0$ の電流を流そうとして S_{av}^- がオンとなり、電源短絡が起きてしまう。そこで、 i_{OH} が零となった後に電源短絡防止用のデッドタイム T_d を設ける。

次に、高周波変圧器一次側巻線の出力電圧 v_{OH} の極性が切換わる時の、出力電流 i_{OH} について考える。 $Y_a=1, Y_b=-1$ であるサンプリング期間から、 $Y_a=-1, Y_b=1$ となるサンプリング期間へ移行するとき、出力電圧 v_{OH} はいったん零になる〔図 3(b) の①の期間に相当する〕。この間、出力電流 i_{OH} は高周波変圧器の漏れインダクタンスにより、スイッチ S_{au} (もしくは S_{av}, S_{aw}) と S_{bu} (もしくは S_{bv}, S_{bw}) および変圧器の一次巻線の間を環流し続け、高周波変圧器の巻線抵抗およびスイッチ素子のオン電圧のロスにより徐々に減衰する。出力電圧指令値 A が小さいときは、出力電圧が零である期間が長いため、この期間内に出力電流 i_{OH} が零になり電流極性判別回路によりスイッチの切換えが行われるので、出力平均電圧 $\overline{v_{OH}}$ には変化はない。しかし、出力電圧指令値 A が大きくなると、出力電流 i_{OH} が零にならないうちに次の線間電圧が出力されてしまう。この瞬間、高周波変圧器の漏れインダクタンスのもつエネルギーは電源に回生され、 i_{OH} は急速に減衰して零になる。その後で電流極性判別回路が動作し、各スイッチを切換えるが、この切換えの際にデッドタイム T_d の期間は出力電圧 v_{OH} が零にな

る。このときの v_{oH} と i_{oH} の波形の様子を図5に示す。

さて、何らかの原因により i_{oH} にわずかながら直流分が含まれていたとする。出力電圧指令値 A をある程度以上大きくすると、 i_{oH} が直流分と同極性のとき、 i_{oH} が零になる以前に次のサンプリング周期における線間電圧が出力されてしまい、このサンプリング周期における出力電圧はデッドタイム T_d の影響を受ける。 i_{oH} が直流分と逆極性のときは、 i_{oH} が完全に零になってから次のサンプリング周期における線間電圧が出力されるので、このサンプリング周期はデッドタイム T_d の影響を受けない。この結果、 i_{oH} が直流分と逆極性のときに出力電圧 $\overline{v_{oH}}$ は T_d の分だけ小さくなるので、結果として出力電流 i_{oH} の直流分に正帰還がかかってしまう。

図5 変圧器一次側の電圧・電流波形の概念図
Fig.5. Waveforms of voltages and currents of primary winding of transformer.

図6 スイッチングパターンの作成法
Fig.6. Generation method of switching patterns.

そこで、 i_{oH} に含まれる直流成分を除去するため、 i_{oH} に含まれる直流成分を検出し、この値を用いて出力関数 Y_a, Y_b を補正する。このようにして、高周波変圧器 T の直流偏磁を防ぐことができる。

4. シミュレーション

図6は、(8)式で与えられた制御関数から実際に各スイッチ素子のオン信号を作成する方法を示す。制御関数 a_u と $a_u + a_v$ の値をサンプリング期間 T_s の間保持し、サンプリング期間に同期したのこぎり波と比較することによって、オン信号 $S_{au} \sim S_{aw}$ を得る。同様にして、制御関数 $b_u, b_u + b_v$ よりオン信号 $S_{bu} \sim S_{bw}$

(a) $A = 1/4$

(b) $A = 3/8$

(c) $A = 1/2$

図7 シミュレーション結果
Fig.7. Simulation results.

を得る。この場合、スイッチング順序は記号の右下添字の順で示す $u \rightarrow v \rightarrow w$ となるが、保持する関数を変えることにより、スイッチング順序を変えることができる。例えば、 $a_v, a_v + a_w$ を用いれば、スイッチング順序は $v \rightarrow w \rightarrow u$ となる。

図 7 は、(a) $A=1/4$, (b) $A=3/8$, (c) $A=1/2$ とした場合のシミュレーション結果を示す。サンプリング周期は電源周期の $1/64$ とした。このとき、出力周波数は、電源周波数の 32 倍 ($60 \text{ Hz} \times 32 = 1.92 \text{ kHz}$) になる。シミュレーションの条件を表 2 に示す。今回は、提案した制御法の妥当性を調べることが目的としており、負荷側の平滑コンデンサ C_0 は出力電圧 v_{bc} がスイッチングによるリップルを含まないよう十分大きな値とした。また、スイッチは理想的なものとし、電源短絡防止用のデッドタイムは設けなかった。図 7 (a)~(c) のいずれの場合も、電源電流 i_{u0} は、入力 LC フィルタにより平滑化され、ほぼ正弦波に近い波形となっている。また、その位相は電源電圧 v_{u0} と比べて、入力フィルタコンデンサ C によ

る分だけ進んでいる。出力電圧 v_{OH} のパルスの幅は、そのサンプリングごとの平均値が一定となるように制御されている。

5. 実験結果

図 8 は、(8) 式の制御関数を実現するために試作した制御回路の構成を示す。

まず、PLL 回路を用いて電源電圧の電気角 θ を求め、これと入力電流の位相指令値 ϕ_s を基に、テーブルを用いて入力関数 X_u, X_v, X_w を生成する。一方、PLL 回路の出力として得られる電気角 $\theta + \phi_s$ を定数倍 (このシステムでは 32 倍) して、出力電圧の電気角 θ_0 を得る。これと出力電圧の振幅の指令値 A を用いて、出力側関数 Y_a, Y_b を得る。更に、表 1 を用いて h_u, h_v, h_w を発生させ、(8) 式の制御関数 $a_u \sim b_w$ を演算する。ここで、 $a_u \sim b_w$ が (4), (5) 式の拘束条件を満たしていない場合、リミッタをかけて条件を満たすようにする ($L a_u \sim L b_w$)。最後に前章で述べたようにのこぎり波比較を行って、オン信号 $S_{au} \sim S_{bw}$ を得る。破線内の処理は 16 ビットマイクロプロセッサ (MC 68000) によって行った。

図 9 は、本実験装置で設けた直流偏磁抑制回路を示す。ホール素子により出力電流 i_{OH} を検出した後、一

表 2 シミュレーション・実験で用いたパラメータ
Table 2. Parameters of simulations and experiments.

入力線間電圧	: 100 V
電源周波数	: 60 Hz
出力周波数	: 1.92 kHz
入力電流位相指令値	: $\phi_s = 0$
高周波変圧器の巻数比	: 1 : 1
入力フィルタ	負荷
$r = 0.5 \Omega$	$R = 10 \Omega$
$l = 0.6 \text{ mH}$	$L = 20 \text{ mH}$
$C = 10 \mu\text{F}$	$C_0 = 4,400 \mu\text{F}$

図 9 直流偏磁抑制回路
Fig. 9. Circuit for DC demagnetization.

図 8 制御回路の構成
Fig. 8. Configuration of control circuit.

図 10 実験結果
Fig. 10. Experimental results.

次の低域フィルタにより i_{oh} に含まれる直流分を取り出す。この値を A/D 変換した後、CPU 内部に取込み、出力関数 Y_a, Y_b を補正している。この制御ループは比例制御となっている。

図 10 に実験結果を示す。スイッチ素子としては、図 1 (b) の 2 個のバイポーラトランジスタによる双方向スイッチを用いた。高周波変圧器 T の一次側電流 i_{oh} の極性判別回路により、2 個のバイポーラトランジスタのうち一つをスイッチングさせるようにした。図 10(a) は出力電圧指令値 $A=1/4$, (b) は $A=3/8$, (c) は $A=1/2$ の場合の結果である。他の実験条件はシミュレーションの条件と同じである。出力電流 i_{oh} は出力電圧 v_{oh} の極性反転時に急速に零に落ちている。また、その直後の v_{oh} はデッドタイム T_d により零となっている。本実験では $T_d=20\mu s$ とした。直流偏磁抑制回路により、安定な運転を実現することができた。電源電流 i_{u0} はシミュレーションと比較してリプルが大きくなっているが、これは主にデッドタイムの影響による。実際に得られた直流出力電圧は指令値に比べて若干低くなっているが、これはデッドタイムによる減少分のほかに、本実験で用いた高周波変圧器 T と直流リアクトル L が、高周波用として設計されたものでなかったことによる。

6. まとめ

高周波リンク形 AC-DC コンバータ (SMR) の制御法を検討し、座標変換の考え方に基づいた、新しい制御法を提案した。その結果次の結論を得た。

- (1) 本制御法によれば、SMR のスイッチング回数を従来方式より低減できることを示した。
- (2) 変圧器の一次側電圧の最大出力電圧は入力相電圧の $3/2$ であることがわかった。このとき直流出力電圧は最大となる。
- (3) 本制御法により、入力電流をほぼ力率 1 の正弦波にすることができた。
- (4) 本制御法は、変圧器一次側電圧の出力電圧波形をリアルタイムで制御することが容易であり、従って高周波変圧器の直流偏磁対策も容易に実現できる。直流出力電圧の制御も容易である。
- (5) シミュレーションならびに実験により本制御法の有用性を確認した。

なお、本論文ではスイッチ素子としてパワートランジスタを用いたためスイッチング周波数を 1.92 kHz と低く設定した。スイッチ素子に IGBT を用いれば、スイッチング周波数を $10\sim 20\text{ kHz}$ とし、出力容量を数 kW ～数十 kW とすることが可能であり、高周波

変圧器の一層の小形化が図れると共に、デッドタイムによる入力電流の波形ひずみを改善できることが期待される。

本論文で提案した制御法は、変圧器一次側電圧制御を出力関数 Y_a, Y_b により容易に行えるので、電源電圧の不平衡、デッドタイムの補償も可能である。これらについては誌面の関係から別の機会に報告したい。

(平成元年3月27日受付)

文 献

- (1) 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編：半導体電力変換回路（昭62）オーム社
- (2) S. Manias & P. D. Ziogas: "A Novel Sinewave Method in AC to DC Converter with High-Frequency Transformer Isolation", *IEEE Trans. Industr. Electr.*, **IE-32**, 430 (1985)
- (3) 青木・五十嵐・鎌田・大橋：「三相交流電圧直接変換形整流器」，昭63電気学会全大，No.582
- (4) 石田・岩崎・大熊・岩田：「入力力率可変正弦波入出力PWM制御サイクロコンバータの波形制御法」，電学論D，**107**，239（昭62-2）
- (5) 岩崎・石黒・石田・金・大熊・岩田：「PWM制御サイクロコンバータのスイッチングパターン作成法」，同上D，**109**，82（平元-2）
- (6) 石黒・石田・大熊・内川・岩田：「PWMサイクロコンバータの出力電流波形の改善」，第74回パワーエレクトロニクス研資，p.96

稲垣 克久（正員）

昭和40年10月25日生。63年3月名古屋大学工学部電気学科卒業。同年4月同大学大学院工学研究科博士前期課程電気工学・電子工学専攻に進学，現在に至る。主として，高周波リンク形電力変換器に関する研究に従事。

古橋 武（正員）

昭和29年12月11日生。60年3月名古屋大学大学院博士課程修了。工学博士。同年10月（株）東芝入社。府中工場においてGTO PWM インバータの研究，開発に従事。63年4月名古屋大学工学部電子機械工学科助手，現在に至る。主として，パワーエレクトロニクス，アドバンテスモーションコントロールおよびニューロ・ファジーに関する研究に従事。IEEE，計測自動制御学会会員。

石黒 章夫（正員）

昭和39年5月18日生。平成元年3月名古屋大学大学院工学研究科博士前期課程電子機械工学専攻修了。同年4月同後期課程に進学，現在に至る。主として，PWM制御サイクロコンバータに関する研究に従事。IEEE，バイオメカニズム学会会員。

石田 宗秋（正員）

昭和27年4月12日生。55年3月名古屋大学大学院博士課程修了。62年6月三重大学工学部電気工学科助教授，現在に至る。工学博士。主として，誘導電動機の制御，小形モータの開発および制御，PWM制御サイクロコンバータに関する研究に従事。IEEE，パワーエレクトロニクス研究会，計測自動制御学会会員。

大熊 繁（正員）

昭和23年2月16日生。49年6月ケース・ウェスタン・リザーブ大学大学院工学研究科修士課程システム工学専攻修了。52年3月名古屋大学大学院博士課程満了。59年4月同大学助教授，現在に至る。工学博士。主として，パワーエレクトロニクス，ロボティクス，マイクロメカトロニクス，ニューロファジーの研究に従事。IEEE，計測自動制御学会，日本ロボット学会，パワーエレクトロニクス研究会会員。

内川 嘉樹（正員）

昭和16年8月4日生。44年3月名古屋大学大学院博士課程満了。53年，同大学助教授授，60年同教授，現在に至る。工学博士。CAD，画像処理，信号処理などを対象としたシステム技術の基礎および産業への応用に関する研究に従事。61年日本電子顕微鏡学会論文賞受賞。日本電子顕微鏡学会，応用物理学会，精密工学会，計測自動制御学会，境界要素法学会，日本ロボット学会会員。