UDC 621.314.57.077.65:621.382.3.062.1:621.376.54

論 文

59-B7

PWM トランジスタインバータにおいて電流平衡リアクトルを用いた素子の並列接続

正 員 松 井 景 樹 (中部工業大)

1. ま え が き

パルス幅変調インバータ (以下, PWM インバータと略す) は直流電圧を一定に保ちつつ, 可変周波, 可変電圧の出力が得られること, 出力に含まれた高調波成分が除去または減少できること, などの利点を持っているため, 最近交流電動機の周波数制御などにさかんに応用されるようになった⁽¹⁾⁽²⁾。パワートランジスタなど自己消弧能力を持つ素子を, このような PWM インバータなどの回路に応用した場合, 自己消弧能力を持たない一般のサイリスタを用いた回路と比較して, 転流回路が不要となること, 従って回路も簡単になること, 高周波化がはかれること, 永久短絡がないなどのため回路動作の耐雑音特性も改善されることなどのため, 小形, 軽量, 高効率および高性能とすることが可能となった。マイクロプロセッサなどを用いたデジタル制御技術の発展と相まって, 比較的小容量の分野において, トランジスタを用いた PWM インバータがサイリスタにかわり盛んに応用されるようになった⁽³⁾。このような応用の拡大に伴い, 更に容量の大きな装置のトランジスタ化も望まれ, このような場合素子の並列接続が必然的なものとなる。PWM 波形制御の自由度の大きさの観点よりみれば, 実際に並列接続を実現するにあたり, 従来サイリスタ回路で報告されている接続方式の応用に加え, 各種の回路方式および制御方式が検討されるべきであろう。

筆者は, PWM インバータにおいて素子を並列接続するにあたり, その回路方式およびそれに適した制御方式を持つ新しいインバータ回路を検討し, 実験を行った。その結果, 比較的簡単な方式であるにもかかわらず, 高調波成分を大幅に低減できるなどの良好な

結果を得た。本方式について種々の考察を行なったのでその概要を以下に報告する。

2. 回路構成

図1に新しい三相のインバータ回路を示す。図において, パワートランジスタ $T_{u1} \sim T_{u4}$, $T_{v1} \sim T_{v4}$, $T_{w1} \sim T_{w4}$ は回路の主スイッチであり, $T_{u1} \sim T_{u4}$ の4素子で一相分, 即ちこの場合は u 相の主スイッチを形成している。また $D_{u1} \sim D_{u4}$, $D_{v1} \sim D_{v4}$, $D_{w1} \sim D_{w4}$ は帰還ダイオード, $L_1 \sim L_3$ は各相の電流平衡リアクトルである。即ち, 各素子に流れる電流が平衡していれば, 巻線の起磁力は相互に相殺し, リアクトルの両端に起磁力は生じない。電流に不平衡があれば, 端子間に起磁力を生じ, それぞれの分担電流を等しくするよう動作する。

図2は本論文で行なう PWM 制御時の各部波形を示している。(a)は制御信号を表わし, 基準正弦波は三相信号のうち, u および v 相の二相分について示している。キャリアの三角波は実線の e_r および点線の e_r' で示したように, 三角波の位相で互いに 180° 異なる二組の信号を与える。図1の u 相の主スイッチ T_{u1} , T_{u2} , T_{u3} , T_{u4} のうち, 左側 T_{u1} , T_{u3} のトランジスタの切換信号は, 図2(a)の実線のキャリア三角波 e_r と関係する。即ち, e_u 波形と e_r 波形の大小関係より

$$\left. \begin{array}{l} e_u > e_r \text{ のとき } T_{u1} \text{ on} \\ e_u < e_r \text{ のとき } T_{u3} \text{ on} \end{array} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

図1 改良形インバータ回路

Fig. 1. PWM inverter circuit.

A Pulsewidth Modulated Inverter with Parallel-connected Transistors by using Current Sharing Reactors. By Keiju Matsui, Member (Department of Electrical Engineering, Chubu Institute of Technology).

松井景樹: 正員, 中部工業大学電気工学科

図2 動作波形
Fig. 2. Waveforms.

となるように制御される。従って図1の0点で示す仮想中性点に対するP点の電位 e_P は、従来の6パルスブリッジ三相PWMインバータと同様図2(b)の波形のように変化する。一方、u相の右側の組の主スイッチ T_{u2} , T_{u4} に対する信号は図2(a)の点線で示した e_r' 波形と関係し、 e_u の波形との大小関係より与えられる。即ち

$$\left. \begin{array}{l} e_u > e_r' \text{ のとき } T_{u2} \text{ on} \\ e_u < e_r' \text{ のとき } T_{u4} \text{ on} \end{array} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

となるように制御される。従って、0点に対するQ点の電位 e_Q の波形が図2(c)のように得られる。従って、同一の基準正弦波を用いるため、出力基本波成分は等しいが、キャリアの位相は異なるため高調波成分の内容は異なってくる二つの波形が得られる。

図1に示した各相の負荷入力端子電位、例えばu相入力であるR点の電位 e_R は、平衡リアクトルの作用により、電位 e_P, e_Q の平均値で与えられ

$$e_R = (e_P + e_Q) / 2 \dots\dots\dots (3)$$

となる。(1), (2)および(3)式の関係を考慮し、各制御信号の大小関係により導かれる e_R の値を求めれば、

$$\left. \begin{array}{l} e_u > e_r, e_r' \text{ のとき } e_R = E/2 \\ \left. \begin{array}{l} e_r > e_u > e_r' \\ e_r' > e_u > e_r \end{array} \right\} \text{ のとき } e_R = 0 \\ e_r, e_r' > e_u \text{ のとき } e_R = -E/2 \end{array} \right\} \dots\dots (4)$$

となり、図2(d)の e_R 波形で示すように3電圧レベ

ルで変化するPWM波形が得られる。同様にして、図1のS点、T点においても、位相は異なるが(d)図と同様の波形が得られる。従って、三相線間電圧には、これらの差電圧が表われる。例えばRS間の線間電圧を e_{RS} としてこれを示せば、(e)図のように5電圧レベルで変化するPWM波形が得られる。

以上のようにこの方式では、素子を並列接続するにあたり、基本波信号は同一であるが、左右の素子でスイッチング時期の異なるPWM波形を与えるため、合成の波形のスイッチング周期をより小とできる。従ってキャリア周波数を上昇したと同様な効果が得られる。また、基本波出力については同一の基準正弦波を用いるため振幅の低下などの問題はない。

一方、電流平衡リアクトルの両端には、電源電圧が直接印加する期間も存在する。即ち図1で T_{u1}, T_{u4} または T_{u2}, T_{u3} の通電時である。図2(d)の波形では $e_R = 0$ 期間がこれに相当する。この波形を(f)図に v_L 波形として示す。図示のように印加する電圧は間欠的な交番電圧であり、しかもその繰返し周波数はキャリア周波数と等しく高い。従って、リアクトルは小容量で済む。

3. 回路動作

〈3・1〉 モードI 図2(d)に示したように、電圧と電流が同極性となる期間で与えられる駆動時のモードIの動作を考えよう。図は仮想中性点に対する図1のR点の電位を e_R として示しており、また電流はここに流入する基本波分 i_{R1} について示したものである。

図3(a)に示すように、初めにトランジスタ T_{u1} , T_{u2} が同時に通電している状態を考えよう。電流平衡リアクトルの巻数の等しい2巻線は、それぞれ逆極性となるよう接続されるため、負荷電流 i_R は各トランジスタにより平衡分担され、 $i_1 = i_2 = i_R / 2$ となる。リアクトルの両端電圧は逆極性接続のため零となり、R点には直流正母線の電位が現われる。従って、 $e_R = E/2$ となる。

T_{u1}, T_{u2} の同時通電後は一方のトランジスタが先にオフとなり、例えば T_{u2} がオフの後は負荷の有する磁気エネルギーにより i_R が続流するため図3(b)のように帰還ダイオード D_{u4} が通電する。平衡リアクトルの端子P-Q間には電源電圧 E が接続される。図のR点は正負母線電位の中性点に位置するため同様に正負母線電位の中性点を表わす0点に対する電位差は生じず、 $e_R = 0$ となる。このとき平衡リアクトル作用による2巻線の相等しい電流 $i_R / 2$ に加え、電源

図 3 Mode I の動作回路

Fig. 3. Circuits for mode I.

電圧印加による図示の励磁電流 i_c がこれに加わる。しかし両巻線は同方向接続で、しかも印加時間は後述のように最大でもキャリア三角波の半周期のため短期間となり i_c の上昇は小さくなる。以上の関係は次式を解くことにより導かれる。即ち、

$$E = \left(\frac{L}{4} + M \right) \left(\frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt} \right) \dots\dots\dots (5)$$

但し、 i_1, i_2 はそれぞれの巻線電流、 L は電流平衡リアクトルの PQ 間のインダクタンス、 M は 2 巻線の相互インダクタンスを表す。密結合を仮定すれば、 $M = L/4$ となり、また負荷電流を $i_R = i_1 + i_2$ としてこれを解けば、

$$i_1 = \frac{E}{L} t + \frac{i_R}{2} \dots\dots\dots (6)$$

$$i_2 = -\frac{E}{L} t + \frac{i_R}{2} \dots\dots\dots (7)$$

となる。但し、 i_1, i_2 の初期電流は等しいものと仮定している。 E が印加する最大の時間は後述のようにキャリア三角波の半周期である。このような場合に、 L をどのように選べばよいか検討しよう。この期間の最終の i_1, i_2 の値を I_1, I_2 およびこのときの負荷電流を I_R とする。このとき I_1, I_2 電流が両巻線に不平衡に流れる割合を電流不平衡率 k として次のように定義しよう。即ち、

$$k = \frac{I_1 - I_2}{I_R} \dots\dots\dots (8)$$

(6), (7) 式に $t = 1/2 f_r$ (f_r : キャリア三角波周波数)

および上記の最終値を考慮して、これを(8)式に代入し、所定の不平衡率以内となる L の値を求めれば

$$L \geq \frac{E}{k I_R f_r} \dots\dots\dots (9)$$

が得られる。 E が印加する時間は、基準正弦波の振幅の変化に従って三角波の周期ごとに異なる値となり、上記の最大値 $t = 1/2 f_r$ より減少する。 I_R も各周期ごとに異なる値となる。また、(6), (7) 式では簡単のため各初期値を等しく仮定したが、実際は前周期のリアクトルに加わる逆印加電圧のため多少異なる。以上の理由により最大の時間で検討した(9)式の L の値より実際は多少減少する値が得られる(例えば、 $E = 100$ V, $k = 0.2$, $I_R = 13$ A, $f_r = 360$ Hz とした場合(9)式では $L \geq 107$ mH となるが、後述の実験では $L = 45$ mH と半分程度の値でも $I_R = 13$ A 時で、 $k = 0.2$ 程度の電流不平衡率の値が得られた)。

ベース入力信号に従い T_{u2} が通電し、再び(a)図の回路で両トランジスタが動作の後、キャリアの半周期後今度は T_{u1} がオフすることにより D_{u3}, T_{u2} が通電し(b)図と類似の回路が成立する。このとき(b)図と比べ逆方向電圧が平衡リアクトルに印加され、 e_R 電位は再び 0 となり、(6), (7) 式と類似の式が成立する。次に e_u の正弦波信号が反転し、 e_R 電位の極性が逆転する期間においても T_{u3}, T_{u4} が同時通電する駆動の期間、 T_{u3}, D_{u2} 、または T_{u4}, D_{u1} が通電して励磁電流が加わる期間およびこの期間にリアクトルに印加する交番電圧など同様な経過をとる。

〈3.2〉 モード II この期間は図 2 (d) で示すように i_{R1} の正方向電流に対し、 e_R が逆極性となる期間で表わされる。始め上記モード I の動作と同様の $e_R = 0$ となる励磁電流の流れる期間において、例えば図 4 (a) の等価回路で示すように、 T_{u2} および D_{u3} が通電する期間を考えよう。モード I の場合と同様の(5)~(7)式などが成立する。この後、入力信号に従い T_{u2} がオフする。このとき負荷の磁気エネルギーのため D_{u4} が通電し(b)図に移行し、負荷電力は電源に帰還または他の相の負母線側のトランジスタを通じて循環する。駆動時と同様、電流平衡リアクトルの起磁力は互いに打ち消し合うため分担電流は等しくなる。 R 点は直流負母線に接続され、 $e_R = -E/2$ となる。この期間において、帰還電流 i_R が減衰し、0 となった場合は、それぞれのダイオードに逆並列のトランジスタには、あらかじめ信号が入力されているため、ただちにこれが動作し、電流は逆転して駆動動作に移行する。従って出力電流波形の断続などの問題はない。モード I も同様である。ダイオード通電期間中、それ

図 4 Mode II の動作回路
Fig. 4. Circuits for mode II.

と逆並列に接続されたトランジスタには信号が常に入力されており、一般のインバータ回路と同様に、出力波形は負荷の力率によって変化しない。また電流平衡リアクトルに印加される電圧の極性およびその印加時間は、入力 PWM 信号のタイミングにより一義的に決まり、これは前述の図 2 (f) のように電源電圧 E が極性を変えて間歇的に交互に印加される。繰返し周期は、図のように三角波のキャリアの周期と同じになり短期間のため鉄心容量は小さくてすむ。リアクトルに対する、いわゆる最大の電圧時間積は、基準正弦波の位相で $0, \pi, 2\pi$ の近辺で与えられる。また電圧変調率 E_s/E_r (但し、 E_s : 正弦波の振幅、 E_r : 三角波の波高値) を a とすれば、 $a=0$ のときに全期間等しく方形波の交番電圧が加わる。従って必要なリアクトル容量はこの条件時で求めることができる。即ちキャリア半周期の印加電圧 E と印加時間 $t=1/2 f_r$ (f_r : 三角波キャリア周波数) の積で与えられる電圧時間積は鎖交磁束の変化量と等しくなるが、この磁束変化量を最大の飽和磁束 Φ_m 節囲内で変化させる観点より、必要なリアクトルの磁束鎖交数を求めれば

$$N \Phi_m \geq E/4 f_r \dots \dots \dots (10)$$

N : 平衡リアクトルの全巻回数

となる。即ち、キャリア三角波周波数 f_r の上昇に逆比例して、鉄心の大きさは減少できることを示している。ここで図 2 (f) v_L 波形において、この波形は (b)、(c) 図の e_P 波形、 e_Q 波形より $v_L=e_P-e_Q$ で与

られるが、 e_P, e_Q の基本波成分の位相および振幅は等しいため、 v_L 波形中には、低周波の基本波成分は存在せず低周波偏磁のような問題は生じない。

4. 出力波形の解析

本論で得られる PWM 出力波形は図 2 (f) のように得られるが、ゼロレベルを含め 5 電圧のレベルで複雑に変化するため、波形解析にあたっては複雑な計算が予想されよう。従って、仮想中性点に対する出力波形を求めた、(d) 図の単純な波形より波形解析を行ない、同様にして求める v 相の値との差をとる順序に従い (e) 図の波形の解析を行なう。

PWM インバータ出力波形の解析は従来より種々の方式で行なわれている⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾。このうち高橋氏は従来の通信などでよく行なわれている周波数変調解析法を応用した波形解析法を報告している⁽⁶⁾。本論のような PWM 出力波形は、この方式を応用すれば解析が容易である。図 5 は三角波のほぼ 1/2 周期について各入力信号と出力電圧の関係を示したものである。出力波形 e_R は、三角波キャリア周波数の二倍で周波数が与えられる周期関数となる。従ってこの波形の角周波数を ω_r' 、キャリア三角波の角周波数を ω_r とすれば $\omega_r'=2\omega_r$ となり、図のように、これを一周期として、この間でフーリエ級数展開を行なうと、

$$\left. \begin{aligned} \frac{e_R}{E/2} &= \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n \omega_r' t + b_n \sin n \omega_r' t) \\ \text{但し,} \\ a_0 &= (1/\pi) (\theta_2 - \theta_1) \\ a_n &= (1/n\pi) (\sin n \theta_2 - \sin n \theta_1) \\ b_n &= (1/n\pi) (\cos n \theta_1 - \cos n \theta_2) \\ &(\pi \geq \theta_1, \theta_2 \geq -\pi) \end{aligned} \right\} \dots \dots (11)$$

図 5 入力信号と出力電圧の関係
Fig. 5. Relation between control signal and output voltage.

となる。しかし、PWM 制御においては、 θ_1, θ_2 が三角波の各周期ごとに変化する時間関数となる。このような関数は、三角波と正弦波の周波数比が十分大きいときは、 e_u の正弦波形の変化に正比例して時間と共に θ_1, θ_2 も変化する時間連続関数であると考えることができる。図の三角形の比例関係を用いて、

$$\left. \begin{aligned} \theta_2(t) &= \pi a \sin(\omega_s t - \alpha) \\ \theta_1(t) &= -\pi a \sin(\omega_s t - \alpha) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

が得られる。但し、 $a = E_s/E_r$ 、 α は任意の原点に対する e_u 波形の位相角とする。(12) 式を (11) 式に代入して整理すると

$$\frac{e_R}{E/2} = a \sin(\omega_s t - \alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \times \sin\{n\pi a \cdot \sin(\omega_s t - \alpha)\} \cos n\omega_r' t \dots\dots\dots (13)$$

となる。公式

$$\sin(x \sin \phi) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(x) \sin(2k+1)\phi \dots\dots\dots (14)$$

J_n : n 次ベッセル関数

を用いて展開すれば

$$\frac{e_R}{E/2} = a \sin(\omega_s t - \alpha) + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left(\frac{4}{n\pi} \right) \times \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(n\pi a) \sin(2k+1 \cdot \omega_s t - \alpha) \times \cos n\omega_r' t \right\} \dots\dots\dots (15)$$

が得られる。基本波成分は基準正弦波と同相で、かつ電圧変調率 a に比例して与えられる。同様にして v 相電位 e_s の展開式を求めれば、

$$\frac{e_s}{E/2} = a \sin\left(\omega_s t - \alpha - \frac{2}{3}\pi\right) + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left(\frac{4}{n\pi} \right) \times \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(n\pi a) \sin\left(2k+1 \cdot \omega_s t - \alpha - \frac{2}{3}\pi\right) \cos n\omega_r' t \right\} \dots\dots (16)$$

となる。求める図 2 (e) 波形の線間電圧 e_{RS} は

$$e_{RS} = e_R - e_s \dots\dots\dots (17)$$

で与えられるため、(15)、(16) 式を (17) 式に代入して整理すれば

$$\begin{aligned} \frac{e_{RS}}{E/2} &= \frac{e_R}{E/2} - \frac{e_s}{E/2} = \sqrt{3} a \sin\left(\omega_s t - \alpha + \frac{\pi}{6}\right) \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left(\frac{4\sqrt{3}}{n\pi} \right) \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(n\pi a) \right. \\ &\times \sin(2k+1 \cdot \omega_s t - \alpha + \varphi_{2k+1}) \end{aligned}$$

$$\left. \times \cos n\omega_r' t \right\} \dots\dots\dots (18)$$

が得られる。但し

$$\varphi_{2k+1} = \tan^{-1} \frac{\sin(2k+1 \cdot 2\pi/3)}{1 - \cos(2k+1 \cdot 2\pi/3)}$$

$$k = 3k', 3k'+2, k' = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$$

である。更に、(18) 式第 2 項の正弦および余弦項を整理してまとめれば、各調波の振幅値を得ることができる。即ち

$$\left. \begin{aligned} \omega_s \text{ 成分} &\dots\dots \sqrt{3} a E/2 \\ 2n\omega_r \pm (2k+1)\omega_s \text{ 成分} &\dots\dots \\ &(\sqrt{3} E/n\pi) J_{2k+1}(n\pi a) \\ n &= 1, 2, 3, 4, \dots\dots, k = 3k', 3k'+2, \\ k' &= 0, 1, 2, 3, 4, \dots\dots \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (19)$$

三相対称波形のため、第 3 次調波とその倍数の高調波成分は存在しないことになる。実際に現われる出力波形は複雑であるが、(19) 式のように各成分は簡単な式で表示できる。

図 6 は (19) 式で与えられる主要な高調波成分の振幅を電圧変調率 a の変化に対して示したものである。但し、電源電圧 E に対し、数% 以下の振幅となる周波数成分は省略している。電圧変調率 a の変化に比例して、基本波成分は変化し、 $a=1$ で最大値をとり、その値は電源電圧 E の $\sqrt{3}/2=0.866$ 倍である。即

図 6 インバータ出力電圧の各高調波振幅
Fig. 6. Harmonic components of inverter output voltage.

図7 一般的な三相PWMインバータの出力波形

Fig. 7. Output waveforms of the conventional three phase PWM inverter.

ち、(15)式の相電圧の基本波と(18)式の線間電圧の基本波の関係をみれば、一般に知られる商用周波の三相交流回路の相電圧と線間電圧の関係が成立している。従って、位相関係についても相電圧 e_r に対し線間電圧 e_{rs} は $\pi/6$ だけ進む。図6に示したように主要な高調波成分は三角波の角周波数 ω_r の2倍の側帯であるが、これは図2(d), (e)でも示したように、出力電圧波形が、三角波の2倍の周波数のパルス列となるためである。

本方式で得られる波形を、従来より良く知られている三角波を用いた一般的な三相のPWMインバータ波形と比較することしよう。図7は従来の一般的な三相PWMインバータの信号と出力電圧波形の関係を示している。上記と同様な手法により、まず仮想中性点に対する(b), (c)図のそれぞれ e_r, e_s 波形の式を導出し、互いの差電圧をとることにより実際の(d)図の e_{rs} 波形の解析を行なうことができる。その結果を示せば次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \omega_s \text{ 成分} &\cdots \sqrt{3} a E/2 \\ 2n\omega_r \pm (2k+1)\omega_s \text{ 成分} &\cdots \\ &(\sqrt{3} E/n\pi) J_{2k+1}(n\pi a) \\ k=3k', 3k'+2 \\ (2n-1)\omega_r \pm 2k\omega_s \text{ 成分} &\cdots \\ &2\sqrt{3} E/(2n-1)\pi J_{2k}\left(\frac{2n-1}{2}\pi a\right) \\ k=3k'+1, 3k'+2 \end{aligned} \right\} \cdots \cdots (20)$$

但し、 $k'=0, 1, 2, 3, 4, \dots, n=1, 2, 3, 4, \dots$ とする。

図8は、(19), (20)式より計算したそれぞれの高調波成分を、各電圧変調率 $a=1.0, 0.8, 0.4$ について示したものである。基本波成分は(19), (20)式で示した

(a) 本方式

(b) 従来方式

図8 出力電圧の周波数スペクトラム

Fig. 8. Frequency spectrum of the PWM inverter output voltage, (a) proposed and (b) conventional.

ように両方式で一致する。また両方式で同じ振幅の共通の高調波成分も存在するが、本方式では上述のように、出力パルス数が増大することなどから、従来の方式における、より低周波で振幅の大きい三角波角周波数 ω_r の側帯 $\omega_r \pm 2\omega_s$ などの成分が除去されている。高調波成分は減少し、出力波形を大幅に改善することができる。

5. 実験およびその検討

<5-1> 動作波形 図9は、三相誘導電動機(2.2 kW)を駆動した場合のインバータ出力電圧、および

図9 インバータ出力電圧、電流波形

Fig. 9. Waveforms of inverter output voltage and output current with induction motor at full load.

図 10 平衡リアクトルの各電流波形
(電動機負荷運転時)

Fig. 10. Output current waveforms of each transistor with induction motor at full load.

図 11 平衡リアクトルの各電流波形
(電動機無負荷運転時)

Fig. 12. Output current waveforms of each transistor with induction motor at no load.

電流波形を示したものである。実験は基準正弦波周波数 $f_s=60\text{ Hz}$, キャリア三角波周波数 $f_r=360\text{ Hz}$, 電圧変調率 $\alpha=E_r/E_s=0.8$, $E=100\text{ V}$ とし, 定格電流 (8.0 A) 程度となる負荷時において実験を行なったものである。電流平衡リアクトルの漏れインダクタンスや浮遊キャパシタンスなどのため, e_{rs} の電圧波形には, リンギングを生じているが, 概して図 2 の動作波形で示したと同様の経過をとることを示している。また図 10 はこのときの電流平衡リアクトルの各巻線電流波形を示している。前述のように, リアクトル両端の P, Q 点での各トランジスタ通電時刻は異なるが, 電流平衡作用により, ほぼ $i_1=i_2=i_r/2$ となり, 各枝格を分担して流れていることを示している。実験で用いたリアクトルの値は $L=45\text{ mH}$ であり, $i_r=13\text{ A}$ の負荷電流ピーク値において (8) 式で示した電流不平衡率は $k=0.2$ であった。

図 11 は電動機を無負荷としたときの図 10 と同様の波形を示している。小電流時においても $i_1=i_2=i_r/2$ が成立し, 電流は平衡して流れていることを示している。

図 12 は電流平衡リアクトルの両端の電圧波形を示

図 12 電流平衡リアクトルの両端電圧波形

Fig. 12. Voltage waveform across the parallel reactor.

図 13 出力電圧の周波数スペクトラム

Fig. 13. Frequency spectrum of the inverter output voltage.

す。電源電圧 $E=100\text{ V}$ が間欠的に交互に加わり図 2 (f) で示したと同様の経過をとることを示している。繰返し周波数はキャリア三角波周波数と等しく高周波となることを示している。

図 13 は前記図 9 における出力電圧波形 e_{rs} の周波数スペクトラムを求めたものである。(19) 式より計算した理論値と比べ, より高次の調波ではかなりの誤差を生じるが基本波成分および, より問題となる低次の調波ではよく一致している。また, 電圧変調率 α を変化したときの実験値を前記図 6 中に丸印などで示している。これらの図はまた理論式の妥当性を示している。

6. ま と め

PWM インバータにおいては, 応用の容易さや特性の改善から主に低容量分野で素子のトランジスタ化がなされ, 更には容量の増加する分野への応用の拡大が期待されている。当面は素子の並列接続などが有効な手段となろう。本論では電流平衡リアクトルを用いた回路方式を示し, これに適した制御方式を提案した。

即ち、並列接続を行なった素子の通電の時刻を変え、左右の素子で 180° 位相の異なるキャリア波形で作られる信号を与えることにより、互いのより低次の高調波成分が相殺され、出力高調波成分が大幅に低減し、キャリア周波数を2倍にしたと同様の効果で、良好な波形が得られた。

本論の出力波形は5電圧レベルで変化する複雑な波形となるが、従来の解析法を応用しても簡単な式で与えられることを示し、実験を行ない、その妥当性を確認した。

最近トランジスタの並列接続に際しては、素子の電流分担の機構もかなり明確になってきたため、直接接続する方式も報告されるようになってきた。この方式は平衡の程度を良くするため、過渡特性を含む、各電氣的特性の差の小さい素子を選別したり、配線技術上でかなりの注意を要するなどの欠点がある反面、回路が大幅に簡単化するなどの特長を有している。これに対し本論の方式は、以上の欠点が改善され、また直接接続方式と同程度の出力高調波時にはスイッチング損失が半減する特長を有している。しかし、小容量ではあるが電流平衡リアクトルを有すること、かつこれに付随する損失および騒音が若干生じることの欠点がある。

終りに、本論の方式を更に発展させれば、3素子、4素子などの並列接続においても、既にサイリスタ回

路などで報告されている二、三の接続方式⁽⁷⁾⁽⁸⁾を応用した方式が可能となろう。その場合リアクトルの数は増えて回路方式、制御方式は多少複雑となる欠点は生じようが、従来の方式と並ぶ新しい波形改善法の一つとなる可能性がある。このような方式を含め、今後の発展を期待したい。

日頃何かと御指導下さる東京工業大学教授 佐藤則明先生、および本論につき御懇切に検討下さった名古屋大学講師 大熊 繁先生に心より感謝の意を表します。

(昭和58年4月11日受付、同58年9月5日再受付)

文 献

- (1) J. Zubek, A. Abbondanti & C. J. Norby: "Pulsewidth Modulated Inverter Motor Drives with Improved Modulation", *IEEE Trans. Ind. Applic.*, IA-11, Nov./Dec. 695 (1975)
- (2) G. B. Kliman & A. B. Plunkett: "Development of a Modulation strategy for a PWM Inverter Drive", *IEEE Trans. Ind. Applic.*, IA-15, Jan./Feb. 72 (1979)
- (3) 水谷: 「バイポーラトランジスタの大容量インバータへの応用」 昭58 電気学会全大 S. 6-3
- (4) 谷口・入江・石崎: 「サイリスタインバータによる PWM 電力増幅器」 電学論 B 93, 385 (昭 47-9)
- (5) 数野・清弘: 「複合 PWM 方式を用いた制御整流装置および制御逆変換装置の回路と動作」 電学論 B 99, 112 (昭54-2)
- (6) 高橋・宮入: 「PWM インバータの出力波形とゲート制御信号との関係」 電学論 B 95, 73 (昭 50-2)
- (7) GE 編: 「SCR Manual 5th edition」 176 (1972)
- (8) 小津: 「SCR-基礎と応用」 55 (昭 44) オーム社