NPC-PWMインバータにおける並列接続の検討

正員 上田 玄 (中部大)

正員 麻生昌裕 (明電舎)

正員 松井景樹 (中部大)

正員 坪井和男 (中部大)

正員 小林 正 (日東工業)

正員 渡辺 誠 (中部電力)

A Technique of Parallel Connections of Pulsewidth Modulated NPC Inverters
by Using Current Sharing Reactors

Fukashi Ueda, Member, Keiju Matsui, Member, Kazuo Tsuboi, Member (Chubu University)

Masahiro Asao, Member (Meidensha Corporation)

Tadashi Kobayashi, Member (Nitto Electric Works.)

Makoto Watanabe, Member (Chubu Power Electric Co. Inc.)

The neutral point clamped (NPC) PWM inverters has many advantages such as its ability to operate the motor with nearly sinusoidal current waveforms. For this reason, in larger capacity inverter systems, NPC PWM inverters using the GTOs and the like have been also put into practical use, because of great advantages to large capacity ac motor drives, such as lower ripple currents and higher output voltages. With the spread of applications, still larger capacity inverters are also expected. However, since the capacities of such switching devices are insufficient, a certain technique and controlling method are proposed for the parallel connections of NPC inverters. The output voltage waveforms of the proposed inverter have certain voltage levels, thus it is anticipated that it will be difficult to analyze the output harmonics. For such waveforms of output voltage and current sharing reactor, frequency analysis approach is described, whose results are verified by experiments.

キーワード：NPCインバータ，PWM制御，電流平衡リアクトル，高調波解析，並列接続

1. まえがき

PWMインバータは、交流電動機の周波数制御などを中心にさかんに応用されている。応用が拡大するにつれ容量の大きな装置も望まれるようになってきた。これらの要求を充たすものの一つにNeutral-Point-Clampedインバータ(以下、NPCインバータと略記)がある。即ち、これは従来のインバータに比べ、素子にかかる電圧を1/2に軽減できるため高圧大容量化することができ、一相当り3レベルの出力電圧が得られるため出力の高調波成分を低減することができるためである⁽¹⁾。

一方、各種半導体素子を用いたインバータの大容量化にあたっては、用いる素子の上限周波数は必然的に低くなり、かつ単一素子では容量等も不足するため素子の並列接続等のインバータ多重化接続も有力な手段となる。このためNPCインバータにおいても並列接続方式の応用が報告されるようになった^{(2),(3)}。しかしながら並列接続時の適切なキャリア信号やこれより得られる電気的特性等についての

検討は今後の展開に待つ所が多いようである。

これに対し既に筆者の一人は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実用的な素子の並列接続方式を提案した⁽⁴⁾。即ち、並列接続された各素子の信号のキャリアの位相を180度ずらし、これにより高調波は相殺しあって低減し、実質的にキャリア周波数を2倍にした以上の効果があることを示した。今回はこのNPCインバータにおいても同様に、電流平衡リアクトルを用いた並列接続方式を適用することにより装置の容量を増加するのみでなく、出力に含まれる高調波が大幅に低減できることを示す。この時の出力高調波成分が電流平衡リアクトルに移行する様子を理論的及び実験的に明らかにする。また理論的に最適キャリアの位相差等の検討を行う。本方式において種々の考察を行ったのでその概要を以下に報告する。

2. 回路構成と動作概要

図1に、NPCインバータの電流平衡リアクトルを用いた並

列接続時のu相一相分の回路構成図を示す。これは主スイッチ $T_1 \sim T_4$, $T_7 \sim T_{10}$ と帰還ダイオード $D_1 \sim D_4, D_7 \sim D_{10}$ およびクランプダイオード D_5, D_6, D_{11}, D_{12} と電流平衡リアクトル L で構成される。また中性点は、直流電源に直列接続されたクランプコンデンサ C_1, C_2 により $E/2$ に分圧することにより与えられる。又 D_{11}, D_{12} に示す接地端子は電源の中性点に接続されることを示す。図2はPWM制御時の各部波形を示している。図(a)は制御信号を表し、基準正弦波は三相信号のうち、u相分について示している。キャリアの三角波は、P端子に関連する $T_1 \sim T_4$ に対しては実線の e_{r1} , および位相が π だけずれた e_{r3} が、Q端子に関連する $T_7 \sim T_{10}$ に対してはこれらよりそれぞれ $\pi/2$ だけずれた点線の e_{r2}, e_{r4} が用いられ、三角波の位相で互いに異なる二組の信号を与える。即ち、P側アームにおいては、

$$\left. \begin{array}{l} e_u > e_{r1}, e_{r3} \text{ のとき } T_1, T_2 \text{ ON} \\ e_u < e_{r1}, e_{r3} \text{ のとき } T_3, T_4 \text{ ON} \\ \text{上記以外 のとき } T_2, T_3 \text{ ON} \end{array} \right\} \cdots \cdots (1)$$

となるように制御される。従って中性点に対するP点の電位 e_P はNPCインバータの特徴である3レベルで変化する。図2(b)の e_P 波形が得られる。一方Q側アームにおいては、

$$\left. \begin{array}{l} e_u > e_{r2}, e_{r4} \text{ のとき } T_7, T_8 \text{ ON} \\ e_u < e_{r2}, e_{r4} \text{ のとき } T_9, T_{10} \text{ ON} \\ \text{上記以外 のとき } T_8, T_9 \text{ ON} \end{array} \right\} \cdots \cdots (2)$$

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に示すu相の入力である電位 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る

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

となる。

出力端子には図2(d)の e_R 波形に示すように5電圧レベルで変化するPWM波形が得られる。同様に、v相においても、位相は異なるが(d)図と同様の波形が(e)図のように得られる。従って、三相線間電圧には、これらの差電圧が現れる。例えば、u, v相間の線間電圧を e_{RS} としてこれを示せば(f)図のように9電圧レベルで変化するPWM波形が得られる。

ここで、例えば $e_R > 0, e_S < 0$ の期間を例にとり、線間電圧波形 $e_{RS} = e_R - e_S$ の波形出力状態を表1に基づき検討する。 e_R, e_S の相電圧波形はある限られた短期間中では、図2(d)又は(e)に示すようにそれぞれ二値で変化するが、実際に現れる出力の線間電圧 e_{RS} の状態は、表1で示す(e_R 又は e_S の) 各値のうち二値ずつの組み合わせで得られる。例えば、 $e_R (E/2, E/4), e_S (-E/2, -E/4)$ の組み合わせは表のように $(E/2, 3E/4, E/2)$ の三値の値を取る。相電圧波形に限って言えば、後述の並列接続時の一般波形でも述べ

図1 NPCインバータ回路構成図

Fig.1. Circuit configuration of NPC inverter.

図2 動作波形

Fig.2. Waveforms.

表1 出力電圧 $e_{RS} (e_R > 0, e_S < 0)$

Table 1. Output voltage $e_{RS} (e_R > 0, e_S < 0)$

$e_R \backslash e_S$	$-E/2$	$-E/4$	0
$E/2$	E	$3E/4$	$E/2$
$E/4$	$3E/4$	$E/2$	$E/4$
0	$E/2$	$E/4$	0

るが、二値で変化する理想的波形と考えられるが、線間電圧波形は必ずしも十分でなく、将来的には、文献(10)等の波形改善策も考えられよう。

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、左右のアーム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さくできる。従ってキャリア周波数を上昇した場合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、電源電圧の半分 $E/2$ が直接印加する期間も存在する。即ち、 $e_P = E/2$, $e_Q = 0$ または $e_P = 0$, $e_Q = E/2$ の期間である。この波形を(g)図に e_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、しかもその繰り返し周波数は後述の解析結果でも示すように $2f_c - f_c$ (f_c : キャリア周波数, f_c : 出力基本波周波数) で変化する、高い周波数である。

図3は図2で示した制御信号とリアクトル電圧波形の関係を拡大して図示したものである。例として示した期間Ⅰでは $e_{r1} > e_{r2} > e_{r3}$, e_{r4} であり、リアクトルには $e_L = E/2$ が印加し、期間Ⅱでは $e_{r1} > e_{r2} > e_{r3}$, e_{r4} であり、 $e_L = -E/2$ が印加する。このような関係が成立する期間は、図の関係でわかるようにキャリア振幅に対する正弦波制御信号の振幅が $1/2$ となる近辺で最大となり、キャリアの $1/4$ 周期であることがわかる。

図3 制御信号とリアクトル電圧の関係

Fig.3. Control signal and reactor voltage waveform.

3. リアクトルの計算

出力の電圧と電流が同極性となる駆動時の期間、それぞれが互いに逆極性となる回生時の期間において、両期間と

も同様に、リアクトルには電圧印加期間と0電圧期間が交互に繰り返されるため、ここでは駆動期間の例をとり検討する。図4(a)に示すように、初めにトランジスタ T_1 , T_2 および T_3 , T_4 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一端は P 点と、他端は Q 点と接続され、その中点が負荷と接続されるため、リアクトル巻線の磁気結合により負荷電流 i_R は平衡分担され、各トランジスタ T_1 , T_2 および T_3 , T_4 からの電流 i_1 , i_2 は、 $i_1 = i_2 = i_R/2$ となる。このとき、リアクトルの両端子電圧は零であり、 R 点には直流正母線の電圧が現れる。したがって $e_R = E/2$ となる。

この後、一方のトランジスタが先にオフとなり、例えば T_3 がオフの後は負荷が有する磁気エネルギー等により i_R が続流するため、図4(b)のように帰還ダイオード D_1 が通電する。平衡リアクトルの端子 $P-Q$ 間には電源電圧の半分 $E/2$ が接続される。図の R 点は正母線と中性点の中間に位置するため $e_R = E/4$ 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、電源電圧 $E/2$ の印加による図示の励磁電流 i_c がこれに加わる。しかし、印加電圧時間は前述のように最大でもキャリア三角波の $1/4$ 周期のため短期間となり i_c の上昇は小さくなる。以上の関係は回路の微分方程式を解くことにより導かれる。即ち、 L を電流平衡リアクトルの $P-Q$ 間のインダクタンスとし、2巻線を密結合と仮定し解くと以下の式が得られる。

$$i_1 = \frac{E}{2L}t + \frac{i_R}{2} \quad \dots\dots(4)$$

$$i_2 = -\frac{E}{2L}t + \frac{i_R}{2} \quad \dots\dots(5)$$

ただし、それぞれの初期電流は等しく、 $i_R/2$ であると仮定している。 $E/2$ が印加する最大の時間幅はキャリア三角波の $1/4$ 期間である。この瞬時に励磁電流は最大値になると考えられるため、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 およびこの時の負荷電流を 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、

$$k = \frac{I_1 - I_2}{I_R} \quad \dots\dots(6)$$

(4), (5)式に $t = 1/4 f_c$ (f_c : 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(6)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、

$$L \geq \frac{E}{4k I_R f_c} \quad \dots\dots(7)$$

が得られる。 $E/2$ 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 $t = 1/4 f_c$ より減少する。 I_R も各周期ごとに異

図4 動作回路（駆動時）

Fig.4. Operating circuit.

なる値となる。また(4), (5)式では解析の簡単化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。以上の理由により瞬時値において最大の時間で検討した(7)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、 $E=100\text{V}$, $k=0.1$, $I_k=9\text{A}$, $f_c=180\text{Hz}$, $f_c/f_s=9$ とした場合(7)式では $L \geq 154\text{mH}$ となるが、後述の実験では $L=74\text{mH}$ と半分程度の値でも、瞬時値において $I_k=9\text{A}$ 時で、 $k=0.07$ 程度の電流不平衡率の値が得られた。)この時、全装置に対する L の大きさの割合を最大印加電圧・時間積より計算する磁束容量比で求めると、高周波で動作するため小さくなり5.6%であった。 L の磁束容量はキャリア周波数と関係し、

従って基本波周波数低下時等ではキャリアに下限周波数が存在する。

ベース入力信号に従い、 T_1 が通電し再び(a)図の回路で4つのトランジスタが動作の後、キャリアの半周期後今度は T_1 がオフすることにより D_5 , T_2 および T_7 , T_8 が通電し(b)図と類似の回路(c)が成立する。(b)図と比べ逆方向電圧 $E/2$ が平衡リアクトルに印加され、 e_R 電位は再び $E/4$ となり、(4), (5)式と類似の式が成立する。次に基準正弦波信号が減少し0に近づくと(b)図(又は(c)図)の動作の後、今度は T_1 (又は T_7)がオフとなり、(d)図の回路に移行する。平衡リアクトルの端子 $P-Q$ 間はそれぞれ中性点に接続されるため電圧は生じず $e_R=0$ となる。中性点

を通した図示の循環回路で循環電流 i_c は減衰し、(i_c の方向は(b)図の動作の後、本図に移行した場合で示している。) $i_1 = i_2 = i_n/2$ となり負荷電流は平衡分担される。正弦波信号が比較的小さい場合には(d)図の動作の後、今度は T_1 (又は T_2) が通電し、その後再び(d)図に戻り、同様の動作が繰り返されることになる。

i_n の電流方向が反転する電力回生期間においても、 D_1, D_2 および D_3, D_4 が同時に通電する期間、 D_1, D_2 および T_3, D_4 ; または D_3, D_4 および T_1, D_2 が通電して励磁電流が加わる期間、 T_1, D_4 および T_2, D_3 が通電し励磁電流が減衰する循環電流期間等同様な経過で繰り返される。

4. 並列接続時の一般化PWM波形

以上、二組のアームの並列接続の場合について検討した。並列接続で得られる出力波形は、一般に複雑となるが、パルス発生機構の検討を行い、規則化した出力波形となることを示す。図2(a)及び(d)で示した、信号と出力相電圧波形と同様な関係を、並列接続数を m に増加した場合をとり、図5に示す。図2で展開した並列接続の検討を拡張すると、以下の結論が得られる。(b)図に示す出力電圧波形 e_n において、0軸より数えて i 番目の電圧レベル $(E/m)i$ を基線とした振幅 (E/m) のパルスは以下のように得られる。即ち、(a)図で示す信号波形において、各キャリア波形の交点と交差する i と $i+1$ 番目の水平軸の間のキャリア (この軸の間で独立して考えた三角波のキャリア波形を e'_{ri} とする。) と正弦波信号 e_u との大小関係により、

$$\left. \begin{array}{l} e_u > e'_{ri} \text{ のとき} \\ e_n = (E/m)(i+1) \\ e_u < e'_{ri} \text{ のとき} \\ e_n = (E/m)i \end{array} \right\} \cdots \cdots (8)$$

ただし、 $i = -m \sim m, m$: 並列回路数とする。の関係が得られる。出力相電圧の電圧レベルの数は $2m+1$ となる。並列回路数より決まる最小の電圧変化(この場合 E/m) で正弦波信号に波形が追従していく。並列化した場合において、三角波比較方式を用いたときの一般化した波形作成方式であり、理想化された出力波形であるといえよう。ただし、以上における検討は、相電圧波形に対する論議であるが、一般の三相回路等において、相電圧を直接結線して得られる線間電圧波形の最適化の検討は、別の論議⁽⁹⁾ ⁽¹⁰⁾ を経なければならない。

5. 波形解析

<5.1> 出力電圧波形 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9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も複雑な計算が予想されよう。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^{(1)~(8)}。このうち筆者の一人は通信等の分野で行われている周波数変調解析法を三相PWM回路に応用した結果を報告している⁽⁴⁾、

図5 並列接続時の一般化PWM波形

Fig.5. Generalized PWM waveform for parallel connection.

⁽⁹⁾。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。解析内容は文献(5)とも重複する箇所もあるため本論では解析の手順と結果を示すことにする。はじめ、図2(b), (c)で示す中性点に対するアーム出力端子電圧 e_n, e_q より波形解析を行い、(3)式に代入してまず u 相出力電圧 e_n をもとめる。次に同様に v 相の波形解析を行い、この波形解析結果との差をとり、目的の(f)図の波形の解析を行う。このようにして求めた図2(f)の線間電圧 e_{rs} 波形の各調波の振幅値は以下ようになる。即ち、

$$\begin{aligned} \omega_s \text{ 成分} & \cdots \sqrt{3} a E/2 \\ 4n\omega_r \pm (2k+1)\omega_s \text{ 成分} & \cdots \\ & (\sqrt{3} E/2 n \pi) J_{2k+1}(2n\pi a) \\ n = 1, 2, 3, \cdots, k = 3k', 3k'+2, k' = 0, 1, 2, 3, \cdots \end{aligned} \quad \cdots \cdots (9)$$

ただし、 $a = E/E_s, J_n$: n 次ベッセル関数とする。一般に、インバータで得られる三相線間の対称波形には、第3次調波とその倍数の高調波成分は存在しないが、この式にも含まれていないことがわかる。実際に現れる出力波形は複雑であるが(9)式のように各成分は簡単な式で表示できる。

図6は(9)式で与え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。ただし、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。この図より明らかなように(b)図の並列接続時のNPCインバータの出力波形は(a)図の通常時のNPCインバータに比べ $2\omega_r \pm \omega_s, 2\omega_r \pm 5\omega_s, 6\omega_r \pm \omega_s, 6\omega_r \pm 5\omega_s$ 等のキャリア周波数の2倍および6倍のサイドバンド成分が除去されていることがわかる。主要な高調波成分は三角波の角周波数 ω_r の4倍のサイドバンド成分であるがこれは図2(f)等からも類推されるように出力電圧波形には、三角波の4倍程度の周波数のパルス列が重畳するためである。ここで本論の出力電圧波形を、既に報告されているNPC

インバータにおける、新しい波形制御手法と比較する。文献(10)では正弦波の正負で π 位相がずれたキャリアを用いて波形対称改善を行っている。キャリアが周期的に切り替わることに起因する、より低次の調波が多少残存するものの、簡単なPWM制御手法となる優れた方式である。この方式を本論に適用する場合、位相のずれたキャリアは本論では、例えば図2(a)では $\pi/2$ ずれて示されており、即ちこれは並列接続の他方のアームですでに用いているため、得られる出力波形は同一出力波形となり、波形改善の効果は現れないであろう。従って、有効な波形改善を行うには、この中間の $\pi/4$ の位相を与えることが考えられよう。また、電圧変調率 a が1より大きくなる範囲では、直流電圧の利用率が向上し、本論の場合、その期間同一の極性の素子が通電するため、平衡リアクトルの有効性は損なわれない。

以上のNPCインバータ特性改善方式において、両者とも、それらを適用する場合は、低周波とまらない電流平衡リアクトル波形、及び、同一極性の電圧が続けて入力しないようなりアクトル波形となるような、PWM波形制御の作成の議論を経なければならない。

<5・2>平衡リアクトル印加電圧 前述のように電流平衡リアクトル両端には図2(g)に示したように電源電圧の1/2が直接印加する期間もある。印加する電圧は間欠的交番電圧であり、繰り返し周波数はキャリア周波数の約2倍

程度と高い。しかしながら他の周波数、特に低次成分等による偏磁等の影響も検討しておく必要がある。従って前述の手法による級数展開を行ない解析的に周波数成分を求めると、図1において L の両端電圧を e_L とすると、

$$e_L = e_P - e_Q \quad \dots\dots(10)$$

の関係が得られる。文献(5)の結果に基づき(10)式に代入すると、次式が得られる。即ち、

$$\frac{e_L}{E/2} = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{4}{n\pi} \right) \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(n\pi a) \sin(2k+1 \cdot \omega_s t - \alpha) \\ \times (\cos n\omega_r' t - \cos n\overline{\omega_r' t - \pi}) \quad \dots\dots(11)$$

末項計算結果より、 n が偶数時には e_L は0となり、 n が奇数の時にのみ成分が現れることになる。正弦項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、

$$2(2n+1)\omega_r \pm (2k+1)\omega_s \text{ 成分 } \dots \\ (2E/2n+1\pi) J_{2k+1}(2n+1\pi a) \\ n, k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad \dots\dots(12)$$

図6 インバータ出力電圧の高調波成分

(a) Conventional NPC inverter

(b) Parallel connected NPC inverter

Fig.6. Harmonic components of inverter output voltage.

図7 電流平衡リアクトル電圧波形解析

Fig.7. Waveforms analysis of current sharing reactor.

となる。このように各成分は簡単な式で表示できる。図7は(12)式で与えられる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。ただし、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。主としてキャリア三角波周波数の2倍および6倍のサイドバンドで電圧波形は構成され、これより小さい成分は存在しないことがわかる。

<5・3>キャリア位相差と出力高調波の関係 以上の検討は並列接続を行う e_p , e_q の波形において各々のキャリア信号の位相差は π であった。ここでは、任意の位相差 ϕ とした時の、出力高調波の変化の様子を理論的に示し、最適な位相差の検討を行う。(11)式の中で示す e_p 波形の式に対し、 e_q 波形を示すと、

$$\frac{e_q}{E/2} = a \sin(\omega_s t - \alpha) + A \cos n(\omega_r t - \phi) \quad \dots\dots(13)$$

$$\text{ただし、} A = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{4}{n\pi} \right) \times \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(n\pi a) \sin(2k+1 \cdot \omega_s t - \alpha)$$

図1の出力電圧 e_R は $e_R = (e_p + e_q)/2$ であり、整理すると

$$\frac{e_R}{E/2} = a \sin(\omega_s t - \alpha) + A \sqrt{(1 + \cos n\phi)} / 2 \times \cos n(\omega_r t - \theta) \quad \dots\dots(14)$$

$$\text{ただし、} \theta = \frac{1}{n} \tan^{-1} \frac{\sin n\phi}{1 + \cos n\phi}$$

電流平衡リアクトルに印加する電圧 e_L 求めると

$$\frac{e_L}{E/2} = A \sqrt{2(1 + \cos n\phi)} \cos n(\omega_r t + \theta') \quad \dots\dots(15)$$

$$\text{ただし、} \theta' = \frac{1}{n} \tan^{-1} \frac{\sin n\phi}{1 - \cos n\phi}$$

とする。以上の結果をまとめると出力電圧 e_R の各高調波成分は

$$\begin{aligned} &\omega_s \text{ 成分} \quad \dots\dots aE/2 \\ &n\omega_r \pm 2k+1 \cdot \omega_s \text{ 成分} \quad \dots\dots \\ &\sqrt{(1 + \cos n\phi)} / 2 (E/n\pi) J_{2k+1}(n\pi a) \quad \dots\dots(16) \end{aligned}$$

電流平衡リアクトルに加わる電圧 e_L の各高調波成分は

$$\begin{aligned} &n\omega_r \pm 2k+1 \cdot \omega_s \text{ 成分} \quad \dots\dots \\ &\sqrt{2(1 - \cos n\phi)} (E/n\pi) J_{2k+1}(n\pi a) \quad \dots\dots(17) \\ &n = 1, 2, 3, \dots\dots, k = 0, 1, 2, \dots\dots \end{aligned}$$

となる。図8はキャリアの位相差 ϕ の変化に対する出力電圧 e_R 中の高調波の変化の様子を(16)式に従って示したものである。より低次でかつ主要な高調波となる $n=1$ のサイドバンドの成分は $\phi=\pi/2$ でも70%残るが ϕ の上昇とともにしだいに減衰の程度も大きくなり $\phi=\pi$ で完全に消去する。この時 $n=2$ のサイドバンドは $\phi=0$ と同じ値で残留する。また、値は小さいが $n=3$ の成分も完全に消去する。また図9は ϕ の変化に対する電流平衡リアクトル電圧 e_L 中の高調波の変化の様子を(17)式に従って示したものである。 ϕ の増加とともに主要な高調波である $n=1$ の成分はしだいに増加し、 $\phi=\pi/2$ で70%になり、 $\phi=\pi$ で最終値に達する。また $n=2$ のサイドバンドは $\pi/2$ で最大値となり、 π で0になる。その他 $n=3$ の変化でも分かるように両図の関係は相反する結果を示している。すなわち ϕ の増加とともに出力電圧波形においては $n=1$ などの主要高調波成分は減少するものの反対にリアクトルにおいてはこれに加わる低次高調波成分が増加する。従ってこの容量を増加させる必要がある。 $\phi=0$ の付近ではリアクトル印加電圧は減少するものの出力高調波成分においては高調波低減の効果は表れない。(16), (17)式を比較すると、両式は同じ高調波成分より成り、 ϕ の変化に従って、出力電圧中、または電流平衡リアクトル中にこれらが分担して表れている。キャリアの位相差においては、電流平衡リアクトルを導入するその趣旨に依じてその値を選定すべきである。例えば $\phi=\pi/2$ 付近を検討した場合、より低次高調波のリアクトル電圧が大きくなり、リアクトル容量を大きく選ぶ必要が生じる割には出力高調波の低減の効果は小さい。このような点を勘案すると、機能を付加し、高調波の低減効果も期待する場合は $\phi=\pi$ とすることがより効果的な選択であると言えよう。

6.実験およびその検討

<6・1>動作波形 図10は三相誘導電動機(2.2kW)を

図8 キャリア位相差と出力高調波の関係

Fig.8. Relation between carrier phase difference and harmonics in output voltage.

図9 キャリア位相差とリアクトル高調波の関係

Fig.9. Relation between carrier phase difference and harmonics in reactor voltage.

駆動した場合のインバータ出力電圧、および電流波形を示したものである。実験は基準正弦波周波数 $f_s=20\text{Hz}$ 、キャリア三角波周波数 $f_c=180\text{Hz}$ 、電圧変調率 $a=E_s/E_c=0.9$ 、 $E=100\text{V}$ とし、定格電流(8.0A)の80%程度となる負荷時において実験を行ったものである。電圧平衡リアクトルの漏れインダクタンスや巻線抵抗の電圧降下などのため、 e_{rs} の電圧波形には、基本波に基づく電圧ひずみを生じているが、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11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、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 $L=74\text{mH}$ であり、 $f_c=180\text{Hz}$ 、 $i_R=9\text{A}$ の負荷電流ピーク値において(6)式で示した電流不平衡率は $k=0.07$ であった。図12は電流平衡リアクトルLの両端の電圧波形 e_L とLを横断する循環電流波形 i_C を示している。電源電圧 E の半分の50Vが間欠的に交互に加わり図2(g)で示したと同様の経過をとることを示している。繰り返し周波数はキャリア三角波周波数の約2倍程度と高い周波数となることを示している。またこの e_L に起因して流れる循環電流は高周波電流となり、Lにより充分抑制されている。

図10 インバータ出力電圧 e_{RS} 、電流波形 i_R Fig.10. Waveforms of inverter output voltage e_{RS} and output current i_R .

図11 平衡リアクトルの各電流波形

Fig.11. Current waveforms of current sharing reactor.

図12 電流平衡リアクトルの電圧波形 e_L と循環電流波形 i_C Fig.12. Voltage waveform e_L across parallel reactor and circulating current waveform i_C .

図13 出力電圧の周波数スペクトラム

Fig.13. Frequency spectrum of inverter output voltage.

<6・2>周波数スペクトラム 図13は前記図10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。(9)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比較的良好な傾向を表している。また、電圧変調率 a 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。

図14は前記図12における電流平衡リアクトル e_L の周波数スペクトラムを求めたものである。(12)式より計算した理論値と比べ、その傾向はよく一致している。電圧変調率 a を変化したときの実験値を前記図7中に丸印などで示している。これらの図は理論式の妥当性を示している。低次の成分は図示するように省略できる程度の小さい値であったが、左右の各素子の制御の多少の不均衡により、低次調波成分の発生も懸念される。従って、大容量の実用化を行う場合は、平衡を保つ負帰還制御等が必要であろう。

7.まとめ

NPCインバータにおいては大容量の誘導電動機駆動への適用が期待されている⁽⁹⁾。更に容量の増大する分野への応用では、本論のような並列接続方式が有効な手段となることを期待したい。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、並列接続を行った素子の通電時刻を変え、左右の素子で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、キャリア周波数を増加した以上の効果で、良好な波形が得られた。

本論の出力波形は9電圧レベルで変化する複雑な波形となる。又、電流平衡リアクトルには高周波化された電圧が

図14 電流平衡リアクトルの両端電圧の周波数スペクトラム

Fig.14. Frequency spectrum of voltage across current sharing reactor.

印加する。これらの波形に関し、従来の解析法を応用して明確な解析式を与えた。また、これに対する実験を行い、その妥当性を確認した。並列接続する左右アームのキャリアに位相 ϕ を与え、出力電圧波形とリアクトル電圧波形への影響を検討した。その結果 $\phi = \pi$ に選ぶことが高調波低減の観点より見れば、妥当であることが確認できた。

本方式を実際に実用化する場合は、中性点変動に対する制御、及び単一のNPC回路と比べキャリア周波数が低くできるため有利とは言え、同様にデッドタイムを補償する制御などは必要となろう。更に、素子の利用率向上などの点から $a = E_i/E_s > 1$ での制御なども有効となろう。

本研究において実験の協力を頂いた平成4年、5年度中部大学卒研究生（斉藤、佐々木、岩城、梶野）諸氏に感謝の意を表する。（平成6年1月17日受付、同7年2月16日再受付）

文献

- (1) A.Nabae, I.Takahashi & H.Akagi: "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE IAS Annual Meeting, p.761 (1980)
- (2) 多田限・他: 「浮上式鉄道用大容量GTOインバータの方式」平2電気学会全大, No.492
- (3) 岡山・藤井・他: 「並列多重化された3レベルインバータの循環電流抑制方式」平5電気学会全大, No.518
- (4) 松井: 「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」電学論B 104, 49(昭59-1)
- (5) K.Matsui, Y.Murai, M.Watanabe, M.Kaneko & F.Ueda: "A Pulsewidth-Modulated Inverter with Parallel Connected Transistors Using Current-Sharing Reactors", IEEE, Trans. on Power Electronics vol.8, No.2 (1993)

- (6) 谷口・入江・石崎：「サイリスタインバータによるPWM電力変換増幅器」電学論B 93,385(昭47-9)
- (7) 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)
- (8) 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)
- (9) 田中・三浦・渡辺・多田隈・池田：「中性点クランプ式インバータのPWM制御法の検討」電学論D 112,P.553(平4-6)
- (10) T.Maruyama & M.Kumano : "New PWM Control Method for a Three-Level Inverter", IPEC-Tokyo, p.870 (1990)

上田 玄 (正員)昭和33年6月20日生。60年3月中部大学大学院博士前期課程修了。同年4月中部電力㈱入社。現在、電力技術研究所にて、主として配電系統における高調波問題の研究に従事。平成5年4月中部大学大学院博士後期課程入学

麻生 昌裕 (正員)昭和45年3月3日生。平成4年3月中部大学工学部電気工学科卒業。同年4月大学院工学研究科電気工学専攻博士課程前期課程入学。半導体電力変換装置に関する研究に従事。6年3月修了。同年4月㈱明電舎入社、現在に至る。

松井 景樹 (正員)昭和17年9月20日生。40年3月愛媛大学工学部電気工学科卒業。同年4月中部工業大学(現、中部大学)電気工学科助手、51年4月同講師、57年4月同助教授、平成2年教授、現在に至る。主として、電力用半導体素子の応用に関する研究に従事。工学博士。I E E E、計測自動制御学会、電子情報通信学会、パワーエレクトロニクス研究会会員。

坪井 和男 (正員)昭和19年4月11日生。48年3月中部工業大学大学院修士課程修了。同大学講師、助教授を経て、59年4月中部大学教授、現在に至る。主として誘導電動機および同期電動機の解析と特性改善に関する研究に従事。工学博士。56年電気学会論文賞受賞。I E E E会員。

小林 正 (正員)昭和24年10月15日生。49年3月信州大学大学院修士課程修了。50年10月、日東工業㈱入社。現在、技術開発部課長。主として半導体電力変換装置、漏電遮断器、配電用遮断器に関する研究に従事。

渡辺 誠 (正員)昭和20年1月1日生。42年3月山梨大学電気工学科卒業。同年4月中部電力㈱入社。現在、同社電力技術研究所流通担当部長。主として、送配電関係の研究に従事。