5 レベル PWM インバータの並列接続の検討

正 員 松 井 景 樹 (中部大)

学生員 近 藤 晃 平 (中部大)

A Discussion of Parallel Connection of Five-Level Pulse Width Modulated Inverters

Keiju Matsui, Kouhei Kondou, (Chubu University)

The five-level PWM inverters have many advantages such as an ability to operate the motor or the static var compensator (SVC) with nearly sinusoidal current waveforms. For these reasons, actual consideration of applications have just begun with great interest. In the discussion of applications, still larger capacity inverters are also expected. In order to increase the capacities of switching device, a certain technique and controlling methods are proposed for the parallel connections of the five-level PWM inverters. In high-power applications, however, the carriers should be synchronized to modulating sinusoidal waves. In addition, each three phase waveform should be built in a bilateral symmetry for each half-wave as well as the horizontal axis symmetry. Moreover, for the current sharing reactor, lower order harmonic application is prohibited. To improve the harmonic characteristic of the parallel connected three phase five-level inverters, various modulation strategies are devised and discussed.

キーワード: 5 レベルインバータ, PWM インバータ, 電流平衡リアクトル, 並列接続, 三次調波重畳, SVC

1. まえがき

近年, 電力系統の各種電力補償や大容量交流電動機駆動などの分野においては, 半導体デバイスの製造技術や回路構成法の進歩と共に大容量で高性能の電力変換装置も望まれている。これらの変換装置においては, スイッチング周波数の上限は低く, 単一素子では容量が不足するため, 素子を直並列接続する方式が有効となる⁽¹⁾。一方, 高調波特性の改善方法としてインバータのマルチレベル化方式や直並列方式のような多重化方式があり PWM 制御するにあたっては, それに適したキャリアを多重化する方式も考えられる^{(2)~(4)}。

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すでに提案した⁽⁵⁾。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 5 レベル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及び 5 レベルインバータ特有の特性を示し, これらに適したキャリア等を検討する。大容量化にあ

っては, 出力電圧波形の正負が対称波形となるばかりでなく, 各半周期においては 90 度を中心に左右対称であることも必要とされる。提案の方式では, キャリアと基準正弦波の周波数比は通常, 非整数比に選ばれることを示す。又, 最適となるマルチレベル変調では, 線間電圧においても局所的にも 2 レベルで変化する最適波形になることを示す。

又, SVC(Static Var Compensator)等の場合を対象とした場合において, 4 つある入力コンデンサの電圧は基準波形に三次調波を重畳し位相を制御することにより電圧調整が可能であることを見出した。

以上の方式において種々の考察を行ったのでその概要を報告する。

2. 回路構成と動作概要

図 1 に電流平衡リアクトルを用いた並列接続時の 5 レベル PWM インバータの U 相一相分の回路構成図を示す。これは主スイッチ $T_1 \sim T_8$, $T'_1 \sim T'_8$ と帰還ダイオード $D_1 \sim D_8$, $D'_1 \sim D'_8$ 及びクランプダイオード $D_9 \sim D_{14}$, $D'_9 \sim D'_{14}$ と電流平衡リアクトル L_0 で構成される。又, 入力直流電源の各電圧レベルは 4 つの直流電源とクランプコンデンサ $C_1 \sim C_4$ により $E/4$ に等分割して与えられている。又, 右辺アームの各クランプダイオードの矢印で示した端子

図1 5レベルインバータ回路構成 (一相分)
Fig.1. Circuit configuration of five-level inverter.

O, O_1, O_2 は各直流電源の端子に接続される。

図2は、従来の方式⁽¹⁾の延長上で得られるPWM制御時の各部波形を示している。図2(a)は制御信号を表し、基準正弦波は三相信号を示している。

キャリアの三角波は、 P 端子に関連する $T_1 \sim T_8$ に対しては太実線の e_{r1} 、位相が π 又は $\pm\pi/2$ だけずれた e_{r2}, e_{r3} 及び e_{r4} が、 Q 端子に関連する $T'_1 \sim T'_8$ に対してはこれらよりそれぞれ $\pi/4$ だけずれた細線の $e_{r5} \sim e_{r8}$ が用いられる。このように三角波の位相の異なる4組の信号を与える。これらのキャリアを用いることにより P 側アームは、以下のように制御される。

$e_u > e_a, e_b, e_c, e_d$ のとき

$T_1 \sim T_4$ ON

$e_a > e_u > e_b, e_c, e_d$ のとき

$T_2 \sim T_5$ ON

$e_a, e_b > e_u > e_c, e_d$ のとき

$T_3 \sim T_6$ ON

$e_a, e_b, e_c > e_u > e_d$ のとき

$T_4 \sim T_7$ ON

$e_a, e_b, e_c, e_d > e_u$ のとき

$T_5 \sim T_8$ ON

ただし、 e_a, e_b, e_c, e_d は、 $e_{r1} \sim e_{r4}$ のうちのそれぞれの任意の波形を表す。

(1)

図2 対称変調における動作波形
Fig.2. Waveforms for symmetrical modulation.

即ち、 e_u を上回る任意のキャリアの個数により通電する素子が決定する。中性点に対するP点の電位 e_p は5レベルで変化する図2(b)の e_p 波形のようになる。一方、Q側アームにおいては $e_{r1} \sim e_{r4}$ の代わりに、それぞれ $\pi/4$ だけずれた $e_{r5} \sim e_{r8}$ のキャリアを用いて(1)式と同様の関係式で $T_1' \sim T_8'$ がONする。従って、O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。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2つの波形が得られる。

図1に示すU相の出力である電位 e_u は、電流平衡リアクトルの作用により電位 e_p と e_q の平均値で与えられ

$$e_u = (e_p + e_q) / 2 \quad \dots\dots\dots (2)$$

となる。

出力端子には図2(d)の e_u 波形に示すように9電圧レベルで変化するPWM波形が得られる。同様にしてV相においても位相は異なるが、図2(d)と同様の波形が、図2(e)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_{uv} としてこれを示せば図2(f)のように15電圧レベルで変化するPWM波形が得られる。9電圧レベルの差の17電圧レベルとならないのは、三相波形の性質上線間電圧の最大値は正弦波—三角波比較方式の場合に得られる出力電圧と同様、有する能力のうち0.866倍しか得られないためである。三次調波重畳方式等を適用すれば最大である17電圧レベルまで波形改善を行うことができる。

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、左右のアームの素子の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以上の効果が得られる。又、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4分の1の $E/4$ が直接印加する期間も存在する。この波形を図2(g)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高いため電流平衡リアクトルは小型化される。

3. マルチレベルキャリアの適用

対称変調においては、キャリアに基づく高調波成分が残存する。最近マルチレベル化したPWMインバータにおいてキャリアもマルチレベル化した方式が提案されている⁽²⁾⁻⁽⁴⁾。5レベルインバータ⁽³⁾では4レベルキャリアであるが、本方式の並列方式に適用する場合は工夫することにより8レベルキャリアに増加することができる。又、キャリアの増加の仕方や適用の仕方も検討し、これらの結果について述べる。

図3に本並列接続方式に適用するマルチレベルキャリ

アにおける各部の波形を示す。 $3E_r/4 > e_u > E_r/2$, $E_r/4 > e_u > 0$, $-E_r/4 > e_u > -E_r/2$, $-3E_r/4 > e_u > -E_r$ の範囲においては $e_{r1} \sim e_{r4}$ はP側アームのキャリアとして、 $e_{r5} \sim e_{r8}$ はQ側アームのキャリアとして前述と同様に用いられるが、その他のキャリアのレベル範囲においては $e_{r1} \sim e_{r8}$ からそれぞれ $\pi/8$ だけ位相のずれたキャリア $e'_{r1} \sim e'_{r8}$ が用いられる。 $e'_{r1} \sim e'_{r4}$ はP側アーム、 $e'_{r5} \sim e'_{r8}$ はQ側アームのキャリアとしてそれぞれ用いられる。

この場合キャリアと基本波の周波数比は、 $f_r/f_s = 5.625$ であり非整数比で与えられる。この理由は文献(6)と同様半波において左右対称および正負でも対称の波形にするためである。図3(b), (c)においては対称でないが図3(d), (e)の出力に得られる波形は対称波形となっている。実際に線間に表れる図3(f)の波形は、図2(f)と比べて全期間に亘り局所的にみて、2値で変化する理想的波形が得られていることがわかる。この理由を示す波形の説明図を図4に示す。

図4(a)の対称変調では e_u , e_v の各波形が得られるサンプリングの中心軸は互いに位相がずれており、これらの差より得られる線間波形 e_{uv} も基準電圧の e_0 を中心に上下に変化する3値の値を持つことがわかる。これに対し図4(b)のマルチレベル変調では e_u , e_v の各波形のサンプリングの中心は一致しており、これらの差より得られる線間電圧 e_{uv} も基準電圧の e_0 を基に図示のように上側に一樣、あるいは下側に一樣の変化となり、局所的に2値で変化する一貫性を有している。このようにマルチレベル変調では相電圧波形のみでなく、線間電圧波形においても理想的波形となっており局所的に2値で変化するパルス極性一貫性のルール⁽⁷⁾に従っていることがわかる。

4. 出力高調波特性

図5に出力電圧の各高調波成分を示す。本論文のPWM出力波形は図2(f), 図3(f)のように得られるが電圧レベル数も多く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る。5レベルインバータの出力波形でも、マルチレベル変調など非対称の変調などになると解析式より得られる高調波発生の物理的な把握も難しい^{(3),(6)}。

本章ではPWM波形解析が容易である対称変調の場合についてのみに示す。後述の過変調や非対称変調に対してはシミュレーションに基づく解析結果を示す。解析手法は文献(1), (5)とも重複するため本論文では解析の手順と結果を示すことにする。

まず、3レベルインバータの出力電圧を解析的に求める⁽⁵⁾。次にキャリアの位相を π だけずらした同様の解析波形を求め、足して2で割り出力電圧を解析的に求める。結果としてこれは5レベルインバータ波形となる。同様にこれらキャリアの位相をずらして解析波形を求め、並列接続された本論文の9レベルインバータの波形を求める。

図3 マルチレベル変調における動作波形,
(h)~(j)抵抗負荷, (k)~(m)誘導負荷

Fig.3. Waveforms for multi-level modulation.

(a) 対称変調

(b) マルチレベル変調

図4 対称変調(a)とマルチレベル変調(b)

Fig.4. Symmetrical modulation (a)
and multi-level modulation (b).

このようにして求めた線間電圧の各調波の振幅値は以下のようになる。即ち、

$$\left. \begin{aligned}
 & \text{(各レベルインバータに共通)} \\
 & \cdot \omega_s \text{ 成分} \cdots \sqrt{3}aE/2 \\
 & \text{(3レベルインバータ)} \\
 & \cdot 2n\omega_s \pm (2k+1)\omega_s \text{ 成分} \cdots \\
 & \quad (\sqrt{3E/n\pi}) J_{2k+1}(n\pi a) \\
 & \text{(5レベルインバータ)} \\
 & \cdot 4n\omega_s \pm (2k+1)\omega_s \text{ 成分} \cdots \\
 & \quad (\sqrt{3E/2n\pi}) J_{2k+1}(2n\pi a) \\
 & \text{(9レベルインバータ - 5レベル並列形)} \\
 & \cdot 8n\omega_s \pm (2k+1)\omega_s \text{ 成分} \cdots \\
 & \quad (\sqrt{3E/4n\pi}) J_{2k+1}(4n\pi a) \\
 & n = 1, 2, 3, \dots, k = 3k', 3k'+2, k' = 0, 1, 2, \dots \\
 & \text{ただし, } a = E_s/E_r, J_n: n \text{ 次ベッセル関数とする。}
 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

このようにインバータ出力電圧レベル数の増加は前段階のレベル数の並列化で実現でき、このように並列化されてゆくとき3レベルを単位インバータとして任意の並列個数に対し一般化して表せば高調波成分は

$$\left. \begin{aligned}
 & \cdot 2mn\omega_s \pm (2k+1)\omega_s \text{ 成分} \cdots \\
 & \quad (\sqrt{3E/mn\pi}) J_{2k+1}(mn\pi a) \\
 & m: \text{並列個数}
 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

として表すことができる。

図5(a)は該当する本論文の5レベル並列形の(3)式で与える主要な高調波成分の振幅を電圧変調率の変化に対して示したものである。ただし、理論式が定義されていない $a > 1.0$ においては後述の実験値に加え理論値はシミュレーション結果のみ示している。初めに示した図2は、図5(a)の該当する各定数を用いて描いたものである。 $a < 1.0$ の範囲の理論式はシミュレーション結果と殆ど一致しているため同一の曲線で重なっている。高調波の次数を見ると極めて高次の次数であり、しかもその値は小さい。主要なサイドバンド成分はキャリア周波数の8倍であるが、これは用いるキャリアが8個である事に起因している。

図5(b)はマルチレベル変調に対する高調波解析結果を示している。キャリアや変調率は図3と同様である。全範囲に亘って各高調波成分は充分に抑制されていることがわかる。

図5(a)の周波数比 $f_r/f_s = 6.00$ に近い非整数比 $f_r/f_s =$

5.625 に選んでいる。キャリアの8倍の周波数の周りのサイドバンドにおいて一般にマルチレベル変調のような非対称変調の場合、奇数倍に関係した成分は消去され f_r/f_s を整数に選ぶと図示からわかるように偶数調波となる⁽⁶⁾。 f_r/f_s 比を非整数比に選ぶことによりカッコ内に示したように奇数調波の対称波形となる。尚、○印等は、

(a) 対称変調

(b) マルチレベル変調

図5 出力電圧 e_{UV} の各高調波成分, (a) 対称変調, (b) マルチレベル変調

Fig.5. Harmonic components of output voltage e_{UV} for (a) symmetrical modulation and (b) multi-level modulation.

後述の実験結果を示したものである。

図6は変調率とひずみ率の関係を図5の解析結果に基づき計算して示したものである。対称変調に対しマルチレベル変調は $a=0.3$ 附近で、又 $a>1.0$ 以上ではほぼ同じ値になることを除けば大幅に特性が改善されていることを示している。又、 $a>1.0$ の範囲において、図5等では値が小さく省略しているものの若干それぞれの低次調波が現れ特性低下をもたらしていると思われる。

5. 最小キャリア周波数におけるPWM波形の検討

大容量化を指向する本コンバータではあるが現状では用いる素子のスイッチングの繰り返し周波数は低い。極めて大容量のコンバータでは、キャリア周波数は低い値が必要となり $f_r/f_s=3.0$ ⁽⁷⁾、 $f_r/f_s=1.5$ ⁽⁸⁾等の方式が検討されている。しかし、出力の波形が非対称のため過渡時のトランスの偏磁の問題も報告されている⁽⁸⁾。これらを考慮すると単一のコンバータとしても対称波形とする事が重要となろう。

本方式においても対称変調で対称波形の場合は、 $f_r/f_s=1.5$ が最小キャリアとなる。本章では波形がより改善され、更にパルス数も減少するようなPWM波形の検討を行う。

図7において前節と同様の趣旨で正と負のキャリアは非対称変調による波形改善を考慮し、まず $\pi/8$ ずらす。隣り合うキャリアの間隔は図示のように $\pi/4$ である。従って正弦波の半周期の位相幅 θ をキャリアの位相で表すと

$$\theta = \pi/8 + 4n \times \pi/4 = \pi/8 \times (8n+1) \quad \dots\dots\dots (5)$$

となる。ただし、 n は自然数であり、本論文の並列接続

図6 変調率とひずみ率の関係

Fig.6. Modulation factor vs. distortion factor.

で最小キャリアとする場合には図示のように4個のキャリアとなるため $n=1$ となる。これより最小のキャリア周波数を与える周波数比は、 $f_r/f_s=9/8=1.125$ となることがわかる。図7の場合前節のマルチレベルキャリアではなく正と負のキャリアを境とする時間軸でずれたのみの非対称変調である。即ち、このように周波数比が1に近づくと非対称変調の方が、PWMのサンプリングのタイミングにおいて基準波の周期とキャリア波形の周期が近い値であるため整合がとりやすく、図示のように波形の変化がほぼ均一の周期で現れた。このため、非対称変調を採用している。

次に電流平衡リアクトルの両端波形には、図7(g)の e'_L 波形で示すように低次調波が存在した。このため、基準

波の一周りが終わるごとに P 、 Q アームのキャリアの入れ替えを行う。このようにすれば図7(h)の e_L 波形のようにほぼキャリア周波数の3倍程度で交番する波形が得られ、電流平衡リアクトルの容量増加の問題は改善される。なお本方式では正負及び左右対称であり、基本的には直流偏磁は生じない。

図7は変調率 $a=0.75$ の場合を示したものである。この時のひずみ率は(図6参照) $D=0.5\%$ であった。他の変調率領域ではひずみ率が多少増加する場合もあったが前節のマルチレベル変調や対称変調と比較すると $D=0.5\%$ の値は遜色ない結果であり、実用的面より考慮すると充分検討に値すると思われる。

図7 最小キャリア周波数時における動作波形

Fig.7. Waveforms with minimum carrier frequency.

6. 直流電源の電力の分担

図3(h)~(m)におけるそれぞれ i_1, i_2, i_0 は入力直流電源より供給される電流波形を示している。図3(h)~(j)はほぼ完全に正弦波化するべく小さなフィルタのついた純抵抗負荷、図3(k)~(m)は純誘導負荷の場合である。各電源は通常有効電力を供給する必要があるが、NPCインバータのようにコンデンサのみで分圧することはできない。SVC等は無損失の場合はコンデンサ分圧が可能であるが一般に4つのコンデンサの等分圧制御が必要となろう。このため、これらの制御を検討する必要がある。

図8 変調率と入力電源電流の関係

Fig.8. Modulation factor vs. normalized dc supply currents.

図8は入力電源電流の実効値をシミュレーションによる計算を行い、負荷電流の実効値 I で基準化して示したものである。電圧変調率 a の変化に対し、 $a < 0.5$ の場合には内側の2つの電源のみより電力が供給されるが $a > 0.5$ になると外側の電源も電力を分担するようになる。回路は無損失を想定して計算した。抵抗負荷の実効値に比べ誘導負荷ではその値は比較的小さい。これは回生、駆動の各電流が、電源を通さず負荷間で流れるためである。誘導負荷時には中性点電流 i_0 が比較的大きくなっている。このため、NPCインバータと同様、中性点電位の変動は抵抗負荷と比べ、大きく表われよう。

7. 三次調波重畳による入力コンデンサ電圧制御

4分割された各入力電源は前述のように有効電力を供給する必要があるが、コンデンサのみでは等しく分圧できない。しかし、SVC等のように無効電力のみを供給する場合においてコンデンサで分圧できる可能性があるが過

渡的な電力の入出力や損失分の影響を考慮するとこの電圧の何らかの制御も必要となろう。

図9 三次調波重畳によるコンデンサ入力電圧制御

Fig.9. Capacitor voltage control by third order harmonic injection.

図9は三次調波重畳に対する各入力直流電源に流入又は流出する平均直流電流をシミュレーションによる計算結果で示している。三次調波重畳量として例えば通常出力電圧を上昇させる場合⁽⁹⁾に用いる最適重畳率である15.47%で与えている。SVCでは図1の主回路と比べ電源と負荷が入れ替わる。しかしながらコンデンサ電圧制御は、これより出入りする有効電力を制御すればよい。従って図1の主回路で負荷を純誘導負荷とし各電源の有効電力の出入りを調べコンデンサ電圧制御の可能性を検討する。図9は三次調波重畳による各電源の有効電力の変化の様子を示したものである。出力の線間電圧波形に対して三次調波の注入、又はその位相を変化させても基本波成分には殆ど影響はない。従って、基本波が主の出力電流も殆ど変化しないが、三次調波をずらす事により出力電流を各電源が分担する割合は変化する。例えば、図3(k)又は(l)の波形においては、純誘導負荷を想定しているので平均直流電流は零である。三次調波の位相をずらす事により、このような波形における正又は負の波形の割合が増加又は減少するため、平均値をとれば直流電流になる。以上の理由から電源がコンデンサに替わるSVCでは、直流コンデンサ電圧を制御することが可能となる。全体のコンデンサ電圧の調整には基本波電流の位相変化で行うことができる。本方式では左右、正負で対称波形のため三次調波重畳制御方式での4つのコンデンサ電圧の制御も基本的には可能となろうが、微調整、過渡時のアンバランス等で4つのコンデンサ電圧の修正を行うこと等を考慮すると、本提案方式のみでは必ずしも充分で

はなく、本提案の三次調波重畳方式を主として補助的に各電源に小容量のチョッパ等を用いて電圧を修正するような方式が実用的には有効となろう。

以上、三次調波重畳による位相制御が基本的動作として有用となり得ることを示した。ここでは並列接続時の検討を行ったが、基本的に単体の5レベルインバータにおいても類似の特性が得られよう。

8. 実験及びその検討

図10 インバータ出力電圧波形 e_{UV} 、電流波形 i_U
(電圧変調率 $a=0.9$ 、マルチレベル変調 $f_r/f_s=5.625$)

Fig.10. Output voltage waveforms e_{UV} , current waveforms i_U .

<8・1> 動作波形 図10はマルチレベル変調時の純誘導負荷を駆動した場合のインバータ出力電圧及び電流波形を示したものである。基準正弦波周波数 $f_s=20\text{Hz}$ 、キャリア三角波周波数 $f_r=112.5\text{Hz}$ ($f_r/f_s=5.625$)、電圧変調率 $a=0.9$ 、 $E=200\text{V}$ において実験を行ったものである。電圧波形 e_{UV} は図3(f)で示したと同様の経過をとることがわかる。この場合マルチレベル変調であり、前述のように局所的に2値で変化する理想的波形となっている。又出力電流波形 i_U として極めて良好な正弦波が得られている。

図11はマルチレベル変調時で純誘導負荷時の図3(k)~(m)で示したと同様の各部の電流波形を測定したものである。そこで示したと同様の経過をとっており、シミュレーションの妥当性を示していると言えよう。 i_1 、 i_2 の実験波形はシミュレーション波形と比べ、平均値は若干正となり有効電流の流れが見られるが、負荷に損失の抵抗分が存在することに起因する。 i_0 波形において図3と比べて尖頭値付近ではサグが生じるが、これも同様に有効電流の流れに起因している。

図12は上記条件時の電流平衡リアクトルに印加する電圧波形を示している。印加する電圧は $E/4$ と小さく、しかも高周波の交番電圧となる。実験で用いた電流平衡リアクトルの値は $L=74\text{mH}$ であり、電流不平衡率 $k=(I_1$

$-I_2)/I_U$ (ただし、 I_1, I_2 : リアクトル中の各電流、 I_U : 合成電流) は $k=0.03$ 程度であった。

<8・2> 各高調波成分 前記図5の○印等は、インバータ出力電圧の実験値を示したものである。実験値はシミュレーション又は(3)式で求めた計算結果と殆ど一致しておりシミュレーション又は(3)式の妥当性を示している。

図11 誘導負荷時の各部電流波形
(5A/div, 5ms/div)

Fig.11. Current waveforms at inductive load.

図12 電流平衡リアクトル電圧波形

Fig.12. Voltage waveform across the current sharing reactor.

9. まとめ

5レベルを含むマルチレベルインバータにおいては大容量の誘導電動機への応用やSVCを中心とする電力用の変換装置への応用が期待されている⁽¹⁰⁾。更なる容量の増大では本論のような並列接続方式が有効となろう。

本論文では電流平衡リアクトルを用いた回路方式において、これに適した制御方式の検討を行った。即ち並列接続を行った際の変調の検討を行い、従来提案されている変調方式を実際に則した方式で工夫して適用し、有効性を確認した。又、重畳する三次調波の位相の制御で電源直流電流が良好に制御されることがわかった。これによりSVC等に適用した場合のコンデンサ電圧の制御が可能となろう。以上大容量の変換装置の実現のための基礎的特性を明らかにした。

今後実用的な面においては、例えばSVC等では基本的に本方式で制御した後4つのコンデンサ電圧等の具体的なコントロールをどのようにするか等、検討課題を克服し、実際に実用化されることを期待したい。

(平成10年11月27日受付, 平成11年3月4日再受付)

文献

- (1) 上田・麻生・松井, 他:「NPC-PWM インバータにおける並列接続の検討」, 電学論 D, 115-D, No. 7, p.906 (1995)
- (2) R.W.Menzies, P. Steimer & J.K.Steinke: "Five Level GTO Inverters for Large Induction Motor Drives", IEEE IAS Annual Meeting, p.595 (1993)
- (3) G.Carrara, S.Gardella, M.Marche & et al: "A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis", IEEE Trans. Power Electronics., vol.7, no.3, p.497 (1992)
- (4) 上田・山内・矢野・角:「多重 PWM 正弦波インバータの周波数スペクトル」, 電気学会産業応用全大, 93, p.374 (平 4-8)
- (5) 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, p.49 (昭 59-1)
- (6) 上田・河田・松井, 他:「NPC-PWM インバータの並列接続における過変調と非対称変調」, 電気学会半導体電力研究会資料, SPC-95-28 (平 7-6)
- (7) J.Zubek, A.Abbondanti & C.J.Norby: "Pulse Width Modulated Inverter Motor Drives with Improved Modulation", IEEE Trans. Ind., Applic., vol. IA-11, no. 6, p.695 (1975)
- (8) 酒井・江口・古関:「新方式2パルス高速応答 PWM 方式」, 電気学会東京支部茨木支所, p.83 (平 6-11)
- (9) M.A.Boost & P.D.Ziogas: "State of the Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation", IEEE Trans. Ind., Applic., vol.24, no.3, p.271 (1988)
- (10) 松本・木村・森實・谷口:「二重化マルチレベル変換器の制御特性」, 電気学会産業応用全大, 254, p.224 (平 8-8)

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, IEEE, 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。

近藤 晃平

(学生員) 昭和 49 年 11 月 14 日生。平成 8 年 3 月中部大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月中部大学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。平成 11 年 4 月より日東工業株式会社(愛知県長久手町)に勤務予定。