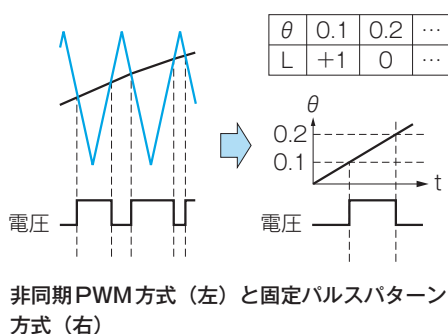


高圧高周波インバータ向けパルス変調方式の基礎検討

小川隆一 Ryuichi Ogawa
滝口昌司 Masashi Takiguchi
只野裕吾 Yugo Tadano

キーワード マルチレベル、高周波、パルスパターン、電流高調波

概要



高圧電動機駆動用の高圧インバータとして、セル直列多重方式インバータが開発され、そのパルス変調には一般的に非同期PWM (Pulse Width Modulation) 方式が用いられる。しかし、非同期PWM方式では、基本波1周期間のパルス数が少ないときに指令電圧を適切に出力できない。そのため、出力周波数の高周波化が進むと、モータのサージ電圧増大・電流高調波増大・電流の低周波脈動増大といった問題が生じる。これらの問題は、固定パルスパターン方式によって対策できる。固定パルスパターン方式では、ひずみの小さいパルスパターンを事前に導出してテーブル化し、それを電圧位相に同期して出力する。シミュレーションで非同期PWM方式と固定パルスパターン方式を比較し、後者の有効性を確認した。

1 まえがき

大形のファン・ポンプ向けの高圧電動機の駆動には、高電圧を出力できる直接高圧形インバータが用いられる。当社はこれまで、直接高圧形インバータとして単相インバータを直列に接続したセル直列多重方式のインバータを開発してきた⁽¹⁾⁽²⁾。

セル直列多重方式インバータは、マルチレベルで駆動する。この時、電圧レベルの同時多段変化があるとモータ端子間のサージ電圧が増大することから、絶縁破壊防止のために電圧レベル変化は一段ずつであることが望ましい。セル直列多重方式インバータの制御では、この点に配慮した実用的なパルス変調方式⁽³⁾⁽⁴⁾が検討されてきた。

しかし、近年はインバータに高出力周波数が求められ、従来制御では対応できない問題が生じている。従来、セル直列多重方式インバータのパルス変

調には非同期PWM (Pulse Width Modulation) 方式が用いられる。非同期PWMでは、三角波キャリアの傾きが指令電圧の傾き以上になるようにキャリア周波数を設定する。この設定によれば出力電圧レベルが二段変化せず、モータのサージ電圧を抑制できる。しかし、高出力周波数でこの設定基準を用いると、キャリアが高周波数化してしまう。キャリア周波数が上昇するとスイッチング損失の増大を招き、装置の大形化につながる。逆にキャリア周波数を低く保って高出力周波数を制御すると、以下の三つの問題が発生する。

- (1) 電圧レベルの二段変化が生じてモータのサージ電圧が増大する。
- (2) 基本波1周期のパルス数が減少して電流高調波が増大する。
- (3) 三角波キャリアと出力電圧が非同期であることによって、基本波周波数以下の低周波数の脈動が顕

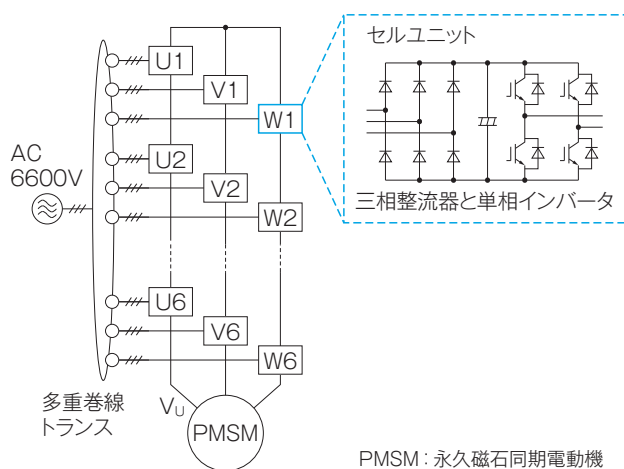
著化する。

したがって、高出力周波数の制御のためには、スイッチング周波数を低く保ち、かつモータのサージ電圧・電流高調波・電流の低周波脈動の三つを増大させない変調方式が求められる。

本稿では、この問題の解決法として**固定パルスパターン方式**を紹介する。固定パルスパターン方式では、ひずみの小さいパルスパターンを事前に導出してテーブル化し、それを電圧位相に同期して出力する。効果を確認するため、固定パルスパターン方式と非同期PWM方式をシミュレーション比較する。

2 回路構成

第1図にセル直列多重方式のインバータ回路構成を示す。三相入力電圧は多重巻線トランスを介して各セルユニット (U1, U2, ..., U6, V1, ..., V6, W1, ..., W6) に入力される。セルユニットは三相整流器と単相インバータで構成され、単相交流電圧を出力する。各相でセルユニットは直列に接続され、セルユニット出力を多重化した相電圧がモータに印加される。第1図の6多重の構成では、各相 -6レベル~+6レベルが出力できるため、相電圧 V_U は最大13レベルの動作となる。



第1図 セル直列多重方式インバータ回路構成

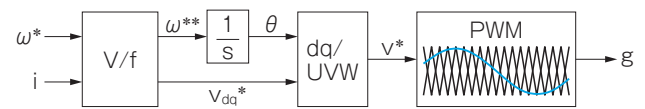
各相でセルが6直列に接続されている構成を示す。相電圧が最大13レベルとなる。

3 パルス変調方式

3.1 非同期PWM方式

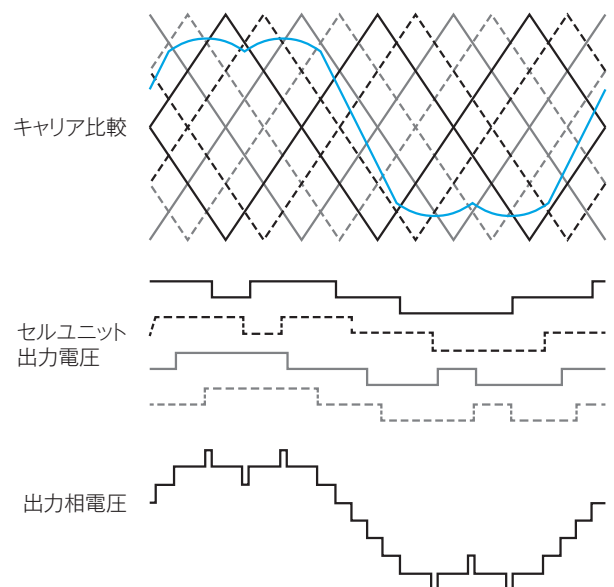
第2図に非同期PWM方式の制御ブロック図を示す。周波数指令 ω^* に対して、検出電流 i を用いたモータ振動の安定化補正を行い、補正周波数指令 ω^{**} と dq 軸電圧指令 v_{dq}^* を得る。V/f制御で、 ω^{**} と v_{dq}^* は一定の比率で保たれる。 ω^{**} を積分して制御位相 θ とし、 v_{dq}^* と θ を用いた dq/UVW 変換によって三相電圧指令 v^* を得る。PWMでは、 ω^{**} とは独立に周波数が設定された三角波キャリアと v^* とを比較し、その大小関係でゲート信号 g を定める。

第3図にPS (Phase Shift) 方式のキャリア比較を示す。本稿の非同期PWMは位相をずらしたキャリアで比較するPS方式である。簡略化のために四段の直列多重の場合を示している。一つのキャリア



第2図 非同期PWM方式の制御ブロック図

検出電流 i による安定化を行うV/f制御である。



第3図 PS方式のキャリア比較

位相を等間隔にずらした複数の三角波キャリアで指令電圧との比較を行っている。一つ一つのキャリアとの比較からセルユニット電圧が得られ、それを足し合わせたものが相電圧となる。

と、それを上下反転したキャリアが一つの対となり、セルユニットごとの出力電圧を定めている。そして、セルユニット出力の足し合わせが出力相電圧となる。PS方式を用いると、原理上、線間電圧が二段変化してしまう問題が生じる。これは、指令電圧変化を観測してキャリアを選択するCPS (Carrier Phase Shift) 方式⁽³⁾で対策されている。

なお、CPS方式では線間電圧の二段変化を防止できる条件が式(1)で表される。式(1)はキャリアの傾きが電圧指令の傾きより大きくなる条件を示す。ここで、 f_c はセルユニットごとのキャリア周波数 (Hz)、 f_r は電圧指令周波数 (Hz)、 K は中間電圧重畳を前提とした変調率 (0~1) である。

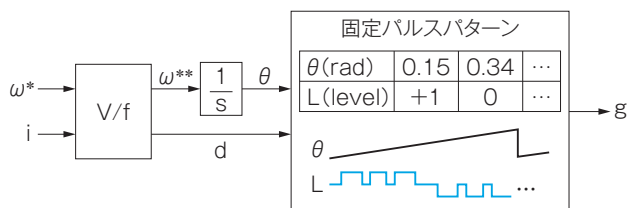
$$f_c = \frac{\sqrt{3}}{2} \pi \cdot f_r \cdot K \dots\dots\dots (1)$$

式(1)から、 f_r が高い、つまり出力周波数が高い場合ほどキャリア周波数 f_c を高くする必要があることが分かる。

また、非同期PWM方式ではキャリアと基本波の周波数が独立に定められる。そのため、基本波周波数によっては、基本波1周期のパルス数が複数周期ごとに移り変わる。このとき、パルス数の移り変わりの周波数に応じて基本波よりも低周波数の脈動が生じる。

3.2 固定パルスパターン方式

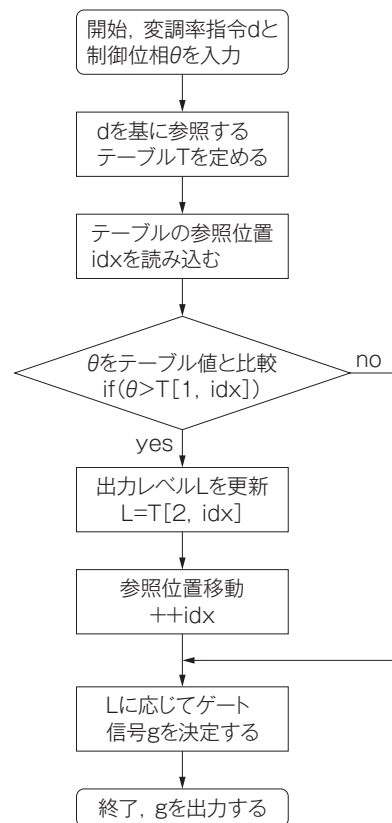
第4図に固定パルスパターン方式の制御ブロック図を示す。V/f制御及び ω^{**} の積分は、第2図の非同期PWM方式と同様である。ただし、出力が変調率指令 d である点は違っている。V/f制御以降はdq/UVW変換を行わず、変調率指令 d から参照す



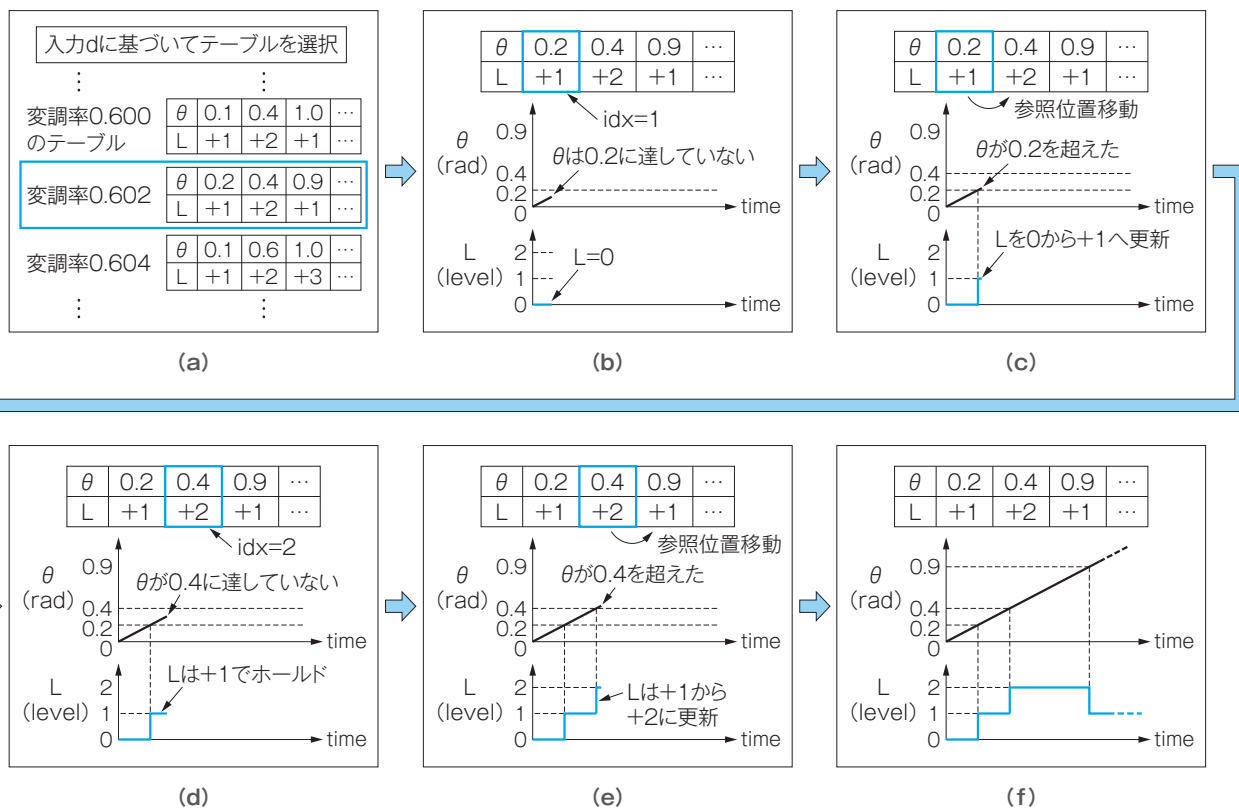
第4図 固定パルスパターン方式の制御ブロック図
第2図と同じくV/f制御である。変調方式への入力に変調率指令dである点異なる。

べきテーブルを決定し、制御位相 θ に対応したテーブル値からゲート信号 g を生成する。テーブルの各値は4項に示すパルスパターン導出で事前に求めたものを用いる。

第5図にテーブル比較フローチャートを示す。このフローチャートでは変調率指令 d から参照すべきテーブル T を決定し、 T と制御位相 θ を比較して出力レベル L を確定する。そして第1図の回路構成に基づいて、 L を出力するためのゲート信号 g を定める。この動作によって、テーブル化されたパルスパターンを電圧位相に応じて出力することができる。ただし、 L はセルユニット出力を多重化した後の相電圧レベルである(第1図の V_U に相当)。テーブルは、利用する変調率領域に対して数%~0.1%程度の刻みで各々のパルスパターンのテーブルを作成し、その中から d に近い変調率のテーブルを T として用いる。



第5図 テーブル比較フローチャート
紹介する方式(固定パルスパターン方式)のゲート信号生成手順を示す。θとテーブル値を比較することでテーブルどおりにパルスパターンを出力する。



第6図 テーブル比較動作

第5図のフローチャートの動作を図で示す。制御位相（電圧位相）の増加に応じてテーブルどおりに出力レベルが変化している。

第6図にテーブル比較動作を示す。第5図の動作を示したものである。まず、(a)では変調率指令 d から参照するテーブル T を確定している。以降は、テーブル比較の動作である。初期値は $idx = 1$, $L = 0$ に設定した。テーブル T の1行目にはパルスパターンの位相情報 θ を、2行目にはレベル情報 L を格納している。(b)では T における $idx = 1$ のテーブル位相値 0.2rad よりも θ の方が小さいため、 $L = 0$ でホールドされている。(c)では θ が増加し、 0.2rad よりも大きくなったため、 L が $idx = 1$ のレベル値である $+1$ レベルに更新される。更新後は idx がインクリメントされる。(d)では θ が(c)よりも増加しているが、 $idx = 2$ の位相値 0.4rad には達していないため、 L は $+1$ レベルのままホールドされている。(e)では θ が $idx = 2$ の位相値 0.4rad を超えており、 L が $idx = 2$ のレベル値である $+2$ レベルに更新される。(f)はその後も同様に更新とホールドを行った結果で、 L を見るとテーブル設計に応じたパルスパターンが出力されていることが分かる。

4 パルスパターンの導出

非同期PWM方式では、三角波キャリアと指令電圧を比較することで、三角波1周期平均で指令電圧を出力できる電圧パルス幅を定める。つまり、非同期PWM方式は三角波の周期を基準とし、出力電圧の基本波1周期で考えると必ずしも最適なパルスが生成されるわけではない。したがって、キャリア周波数と基本波周波数が近づき基本波1周期のパルス数が減少すると、指令電圧の表現力が低下し、出力電圧のひずみが大きくなる。

一方、固定パルスパターン方式では、基本波1周期を基準にしてパルスパターンの最適化を事前に行う。そのため、基本波1周期のパルス数が減少してもひずみの小さい出力電圧にできる。以下に、ひずみの小さいパルスパターンの導出を説明する。

第7図にパルスパターンの例を示す。基本波への同期と基本波の正弦波状の対称性を考慮すると、(a)に示すように 90° ごとに対称なパルスパターン

が前提となる。

パルスパターンのはずれみをフーリエ級数展開で検討する。(a)は90°ごとに対称な3レベルのパルスパターンに分解できる。分解した結果が(b)～(e)である。分解後のパルスのフーリエ級数展開を求め、その後足し合わせることを考える。

(b)をフーリエ級数展開すると式(2)、式(3)、式(4)を経て式(5)が得られる。ただし、 a_0 、 a_n 、 b_n はフーリエ係数、 N はセルユニット段数、 $f_A(\theta)$ は(b)のフーリエ級数表現である。また、電圧レベルは最大レベルで正規化している。

$$a_0 = \frac{1}{\pi N} \left\{ \int_{-\pi}^{-\pi+A} 0 dt + \int_{-\pi+A}^{-A} -1 dt + \int_{-A}^A 0 dt + \int_A^{\pi-A} 1 dt + \int_{\pi-A}^{\pi} 0 dt \right\} = 0 \quad \dots\dots\dots(2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi N} \left\{ \int_{-\pi}^{-\pi+A} 0 \cdot \cos(nt) dt + \int_{-\pi+A}^{-A} -1 \cdot \cos(nt) dt + \int_{-A}^A 0 \cdot \cos(nt) dt + \int_A^{\pi-A} 1 \cdot \cos(nt) dt + \int_{\pi-A}^{\pi} 0 \cdot \cos(nt) dt \right\}$$

$$+ \int_{\pi-A}^{\pi} 0 \cdot \cos(nt) dt \left\} = 0 \quad (n=1, 2, 3, 4, \dots) \quad \dots\dots\dots(3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi N} \left\{ \int_{-\pi}^{-\pi+A} 0 \cdot \sin(nt) dt + \int_{-\pi+A}^{-A} -1 \cdot \sin(nt) dt + \int_{-A}^A 0 \cdot \sin(nt) dt + \int_A^{\pi-A} 1 \cdot \sin(nt) dt + \int_{\pi-A}^{\pi} 0 \cdot \sin(nt) dt \right\} = \begin{cases} \frac{4}{n\pi N} \cos(nA) & (n=1, 3, 5, 7, \dots) \\ 0 & (n=2, 4, 6, 8, \dots) \end{cases} \quad \dots\dots\dots(4)$$

$$f_A(\theta) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \{ a_n \cos(n\theta) + b_n \sin(n\theta) \} = \frac{4}{\pi N} \left\{ \cos A \sin \theta + \frac{1}{3} \cos(3A) \sin(3\theta) + \frac{1}{5} \cos(5A) \sin(5\theta) + \dots \right\} \quad \dots\dots\dots(5)$$

(a)で正弦波状の対称性を前提としたため、式(5)は余弦波成分及び偶数次高調波成分が消去されている。

(c)～(e)でも同様に計算し、各々を足し合わせる。すると(a)のパルスパターンの n 次高調波振幅 H_n が得られ、式(6)で表される。(e)のレベル変化は(b)、(c)、(d)と逆方向であるため、式(6)の D に関する項は符号が負になっている。

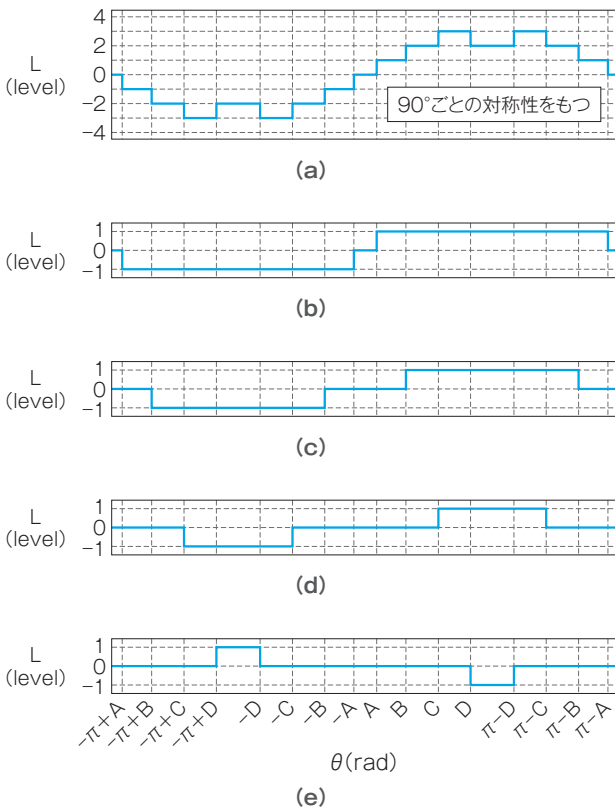
$$H_n = \left| \frac{4}{n\pi N} \{ \cos(nA) + \cos(nB) + \cos(nC) - \cos(nD) \} \right| \quad (n=1, 3, 5, 7, \dots) \quad \dots\dots(6)$$

基本波振幅の H_1 を除く H_3 、 H_5 、 H_7 、 \dots は、出力すべき電圧に対するはずみ成分である。つまり、これら H_3 、 H_5 、 H_7 、 \dots の値が小さいほどはずみの小さいパルスパターンとなる。

スイッチング回数や各レベル変化の方向が変わっても、以上の手順を基に n 次高調波振幅を計算できる。以下では、式(6)を用いてパルスパターン導出演算における評価関数を検討する。評価関数は過去の報告例⁽⁵⁾を参考にしている。

まず、変調率指令 d に応じた電圧基本波を得るために、式(7)を守らなければならない。

$$d = \frac{4}{\pi N} (\cos A + \cos B + \cos C - \cos D) \quad \dots\dots(7)$$



第7図 パルスパターン例

4項で行う演算の前提となるパルスパターンを示す。(a)を分解したものが(b)～(e)である。

次に、各レベル変化の位相 ($A \cdot B \cdot C \cdot D$) を、二段変化を生じないように設計する必要がある。これはレベル変化同士の位相幅 θ_1 rad を式(8)に基づき定めればよい。ただし、 t_{skip} は疑似的に二段変化とみなされる最大の時間幅 (s)、 f_{out} はパルスパターンが用いられる基本波周波数 (Hz) である。

$$\theta_1 > 2\pi \cdot f_{out} \cdot t_{skip} \quad \dots\dots\dots(8)$$

高調波に関して、電流の高調波を低減することを目標とする。電圧の三相平衡が保たれている限り、3の倍数次の電圧高調波はモータ電流に作用しない。そのため、 $n = 3, 6, 9, \dots$ といった次数の電圧高調波は考慮する必要がなく、 $n = 5, 7, 11, 13, \dots$ といった次数を考慮すればよい。さらに、モータのインダクタンス成分から、高次電圧高調波ほど電流に影響しにくいいため、低次電圧高調波を優先して低減する。したがって、式(9)が高調波成分の条件式となる。式(9)では、係数の分母がインダクタンス成分を考慮した n^2 となっている。

$$\left| \frac{4}{n^2 \pi N} \{ \cos(nA) + \cos(nB) + \cos(nC) - \cos(nD) \} \right| \quad (n = 5, 7, 11, 13, 17, \dots) \quad \dots\dots(9)$$

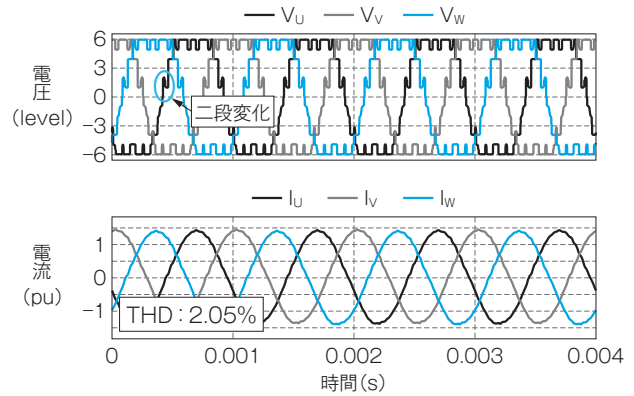
以上のことから、式(7)、式(8)のもとで、式(9)をできるだけ低減する位相 $A \cdot B \cdot C \cdot D$ の組み合わせを探索する。 $A \cdot B \cdot C \cdot D$ を求めた後、パルスパターンの対称性から基本波1周期分のパルスパターンを定める。このようにすることで、基本波1周期を基準とし、電圧の二段変化がなく、電流高調波が小さくなるパルスパターンを導出することができる。

5 シミュレーション結果

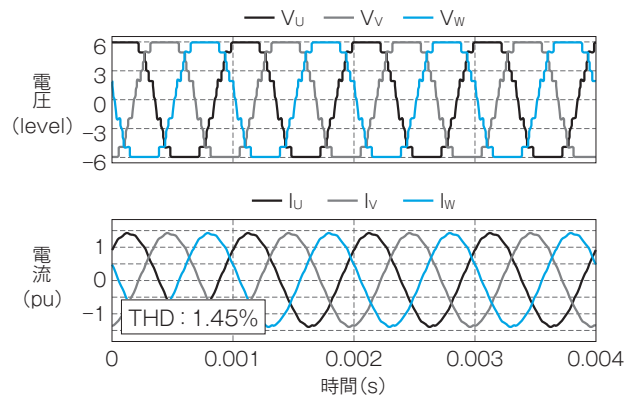
固定パルスパターン方式の効果を非同期PWM方式の結果との比較によって、シミュレーションで確認する。

非同期PWM方式のキャリア周波数は、装置全体で12,000Hzとなるよう設定した。スイッチング周波数が出力電圧の基本波1000Hzで固定パルスパターン方式と同等程度となる設定である。

第8図に基本波1000Hzのシミュレーション結



(a) 非同期PWM方式



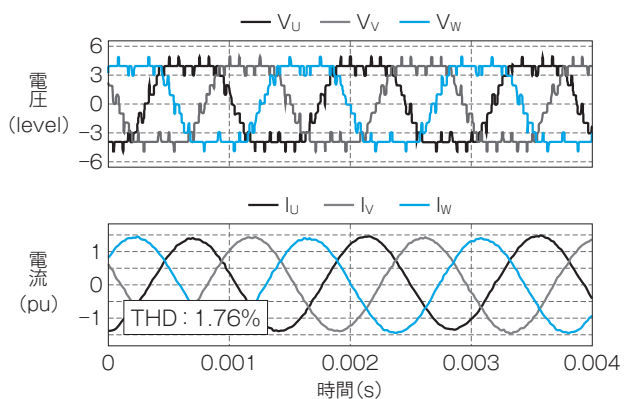
(b) 固定パルスパターン方式

第8図 基本波1000Hzシミュレーション結果

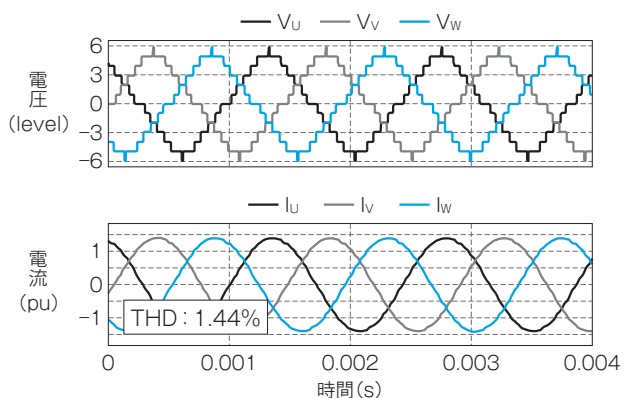
紹介した方式の効果を示す。(b)の方が小さいTHDで、かつ電圧の二段変化もない。

果を示す。ひずみ率 (THD) はU相電流の解析結果で、5Hz刻みで離散フーリエ変換 (DFT) の結果を得た後、基本波よりも高周波数の成分全てを足し合わせたものである。(a)の非同期PWM方式の電圧波形では、パルス数が減少して正負で非対称な形となっている。これに対し、(b)の固定パルスパターン方式は対称性を保っている。この影響から、電流THDは(b)の方が小さくなっている。

また、基本波周波数1000Hzに対してキャリア12,000Hzという設定は、最大変調率を用いる場合、式(1)を満たさない。このことから、(a)の電圧波形では、指令電圧の傾きが大きいゼロクロス付近で電圧レベルの二段変化が生じている。(a)の電圧波形の二段変化はモータのサージ電圧増加を招くため、フィルタなどの対策が必要となる。(b)では二段変化をしていない。



(a) 非同期PWM方式



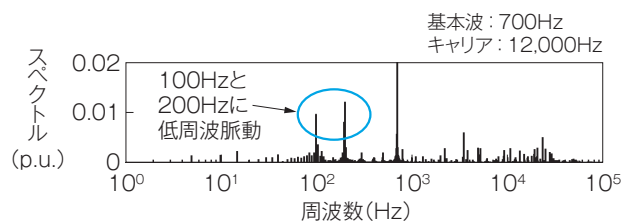
(b) 固定パルスパターン方式

第9図 基本波700Hzシミュレーション結果

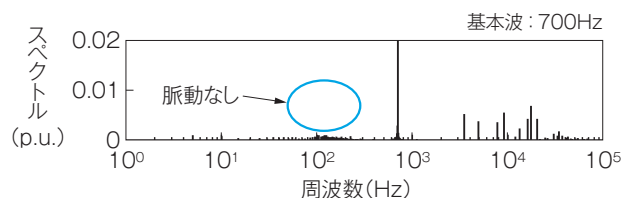
紹介した方式の効果を確認している。(b)の方が小さいTHDである。また、(a)は周期によって電圧パルス数が変わっており、電流のピーク値が周期ごとに大きくなっている。

第9図に基本波700Hzのシミュレーション結果を示す。THDは(b)の方が小さい結果となった。基本波700Hzはキャリア12,000Hzの整数倍ではなく、非同期PWM方式では基本波1周期のパルス数が複数周期で変動する。(a)の V_U の正のピーク近くを見ると、1, 2周期目と3周期目でパルス数が異なることが分かる。これが原因となり、(a)の I_U のピークが1周期ごとに大きい値となっている。つまり、(a)の電流には基本波よりも低周波数の脈動が存在している。

第10図に基本波700HzのU相電流DFT結果を示す。基本波周波数成分が1となるよう正規化している。第10図によって電流の周波数成分を確認する。非同期PWM方式の結果では、基本波の700Hzより低周波数の領域である100Hz・200Hzにスペ



(a) 非同期PWM方式



(b) 固定パルスパターン方式

第10図 基本波700HzのU相電流DFT結果

第8図のU相電流 I_U を離散フーリエ変換で解析した結果を示す。第8図に断片的に見える電流低周波脈動が100Hz・200Hzのスペクトルとしてはっきりと表れている。

クトルが存在する。このことから、(a)に低周波数成分が存在することがDFT結果によっても示された。固定パルスパターン方式には、低周波数の脈動は存在していない。これは、固定パルスパターン方式が基本波電圧位相に同期した出力電圧であることによる。

6 むすび

セル直列多重方式の高圧インバータを高周波数化すると、非同期PWM方式では三つの問題「電圧の二段変化によるモータのサージ電圧増大」・「出力電流高調波増大」・「低周波脈動増大」が生じる。これらの問題を固定パルスパターン方式で対策した。

基本波周波数1000Hzでは、電圧レベルの二段変化無しに、非同期PWM方式よりも電流THDが小さい結果であった。また、基本波700Hzでは電流THDを低減し、かつ低周波脈動も存在しなかった。

今後は、実験による固定パルスパターン方式の動作を検証する。

・本論文に記載されている会社名・製品名などは、それぞれの会社の商標又は登録商標である。

《参考文献》

- (1) 金森教明・村上英樹・小倉和也・庄司豊：「IEC対応高圧インバータの開発」, 明電時報329号, 2010, No.4, pp.34-37
- (2) 庄司豊・中島満浩・石井亮太・黒住省吾：「高圧PMモータの開発」, 明電時報336号, 2012, No.3, pp.73-77
- (3) 只野裕吾・漆畑庄太・小倉和也・柴垣頭・野村昌克：「デッドタイムの影響を考慮した高圧電動機駆動用多重PWM制御法」, 電学論D, 2006, Vol.126, No.1, pp.1-9
- (4) 岩路善尚・奥山俊昭・金子大吾・岡松茂俊：「高圧ダイレクトインバータのPWM制御法」, 電学論D, 2001, Vol.121, No.4, pp.476-483
- (5) 塚越昌彦・松瀬貞規：「大容量PWM整流器用の高調波規制に適合する最適な固定パルスパターンの導出」, 電学論D, 2011, Vol.131, No.3, pp.380-387

《執筆者紹介》



小川 隆一
Ryuichi Ogawa

基盤技術研究所
パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事



滝口 昌司
Masashi Takiguchi

基盤技術研究所
パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事



只野 裕吾
Yugo Tadano

基盤技術研究所
パワーエレクトロニクス・計測制御技術に関する研究開発に従事