

三相電圧形インバータの最適 PWM パルスパターンと性能評価

The Optimum PWM Pulse Pattern for Three-Phase Voltage-Source Inverter and Its Performance Evaluations

石橋 正基¹⁾

Masaki Ishibashi

Keyword: Three-phase voltage source inverter, PWM, Optimum pulse pattern

1. はじめに

三相電圧形インバータの出力を正弦波にするためには、PWM(Pulse Width Modulation)方式が用いられる。この方式は、三角波キャリア信号を基本とした変調方法が一般的であり、電圧利用率の向上、スイッチング回数の低減、特定高調波の除去など、多くの視点での研究報告が行われている[1]～[6]。このようなPWM方式を実現するためには、インバータに用いられているパワー半導体素子のスイッチング周波数の高周波化が必要不可欠であるが、大容量の装置となると、パワー半導体素子の高耐圧化、大容量化することによって周波数特性が犠牲になり、スイッチング周波数を高くとれない問題が発生する。このことから、PWMの高調波成分が低い周波数帯域での動作となるため、フィルタ回路の共振周波数特性を十分に考慮する必要がある。

これまで報告されているPWMパターン決定法は、PWM電圧パターンの高調波除去を重点に解析しており、高調波ひずみを決定するローパスフィルタの周波数特性を含めた設計手法の観点では、さらなる工夫が必要となる。

そこで、本報告では、ローパスフィルタの周波数特性をも考慮して、出力電圧の正弦波化を図るPWMパターンの最適化について述べている。この最適PWMパターンを用いることで電圧利用率の向上、スイッチング回数の低減、高調波含有率の低減など多くの特徴を有することを述べている。本論文で提案する最適PWMパターンは、LCフィルタの共振周波数特性を考慮しての最適化を行っているため、電圧形変換器の応用分野として、インバータの出力にLCフィルタを有するCVCF(定電圧定周波数)装置や交流電源側にフィルタを有する電圧形

PWMコンバータが対象となる。

2. 三相電圧形インバータの主回路構成

図1に正弦波出力三相電圧形PWMインバータの主回路構成を示す。パワー半導体素子として高速ダイオードを並列接続したIGBTを用い、これを三相ブリッジ構成としている。インバータの直流側は電圧源を構成する平滑コンデンサが設けられ、交流側にはパワー半導体素子のオン・オフにより生じるPWM電圧の高調波成分を抑制するコンデンサとリアクトルでローパスフィルタを構成している。

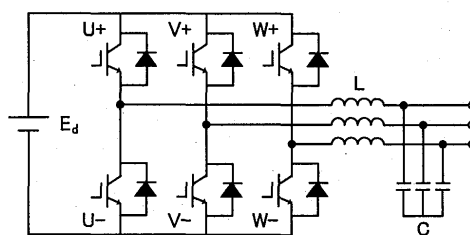


図1 三相電圧形インバータの主回路構成

3. 最適 PWM パターンの決定方法

3.1 PWMパターン決定原理

図2に三相電圧形インバータのパルスパターン決定法の原理図を示す。図2では、PWMパルスパターンとして、三相正弦波線間電圧信号のうち最も大きい相の電圧信号に対し三角波キャリア信号との比較によりパルス幅を決

¹⁾ 都立産業技術高専 ものづくり工学科

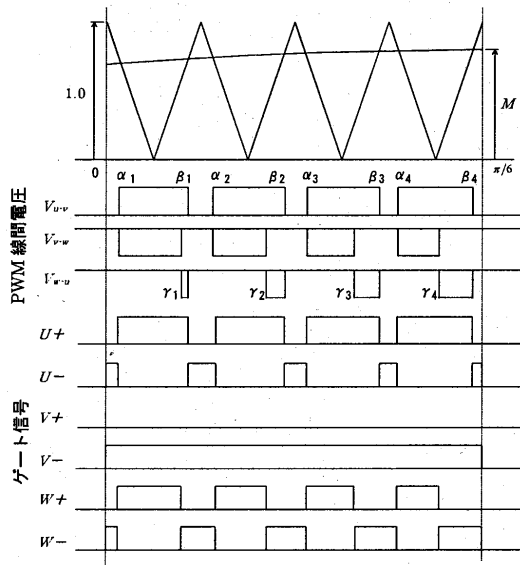


図2 最適PWMパターンの決定原理

定し、他相の線間電圧のパルス幅決定においてフィルタ通過後の高調波含有率を最小とする最適化を行う。図では、PWMパターンの $\pi/6$ 期間を示している。

電圧形変換器の場合、各相のPWM線間電圧は表1に示す線間電圧のパターン状態で動作させる。この表ではインバータ入力側の直流電圧を示す。

表1 PWM線間電圧パターン

V_{uv}	E_d	0	E_d	E_d	0	E_d	0
V_{vw}	E_d	E_d	0	E_d	E_d	0	0
V_{wu}	0	E_d	E_d	0	E_d	E_d	0

正弦波信号と三角波キャリア信号の比較で変調を行っているUV相の線間電圧パターンに対し、表1の電圧スイッチングパターンに従って他相のVW, WU相の線間電圧へと2分割し、各相のPWMパルスパターンを決定する。パルス分割法としては、VW相が先に出力される方式のパルスパターン分割の場合を示し、これにて評価を行っている。

$\pi/6$ 期間のなかに $n(n:1,2,3, \dots)$ 周期の三角波キャリア信号波形が入る変調では、図2のUV相線間電圧パターンのパルス立上り角度 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \dots, \alpha_n$ と立下り角度 $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_k, \dots, \beta_n$ は、正弦波信号と三角波キャリア信号の振幅の比で表される変調率を M とすると、 α_k, β_k の角度はそれぞれ次式で決まる。

$$M \cos\left(\alpha_k - \frac{\pi}{6}\right) = -\frac{12n\alpha_k}{\pi} + 2k - 1 \quad (1)$$

$$M \cos\left(\beta_k - \frac{\pi}{6}\right) = -\frac{12n\beta_k}{\pi} + 2k + 1 \quad (2)$$

ここで、 $k = 1, 2, 3, \dots, n$

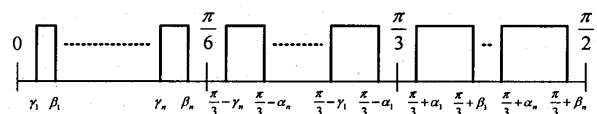
また、他相へのパルスの分割点の角度を $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_k, \dots, \gamma_n$ とし、三相平衡条件と対称性を考慮して $\pi/2$ 期間の一相分のPWM線間電圧に展開すると、図3に示すような線間電圧PWMパターンが得られる。このPWM線間電圧を直流電圧 E_d を一定の条件でフーリエ級数展開すると、基本波線間電圧成分の実効値 E_{p1} は次式のように求められる。

$$\begin{aligned} E_{p1} = & \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \sum_{k=1}^n \int_{\alpha_k}^{\beta_k} E_d \sin \theta d\theta + \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \sum_{k=1}^n \int_{\frac{\pi}{3}-\gamma_k}^{\frac{\pi}{3}-\alpha_k} E_d \sin \theta d\theta \\ & + \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \sum_{k=1}^n \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha_k}^{\frac{\pi}{3}+\beta_k} E_d \sin \theta d\theta + \frac{4E_d}{\sqrt{2}\pi} \sum_{k=1}^n \left\{ \frac{3}{2} (\cos \gamma_k - \cos \beta_k) \right. \\ & \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} (\sin \gamma_k + \sin \beta_k - 2 \sin \alpha_k) \right\} \quad (3) \end{aligned}$$

また、高調波線間電圧成分の実効値 $E_{p(6m \pm 1)}$ も次式となる。

$$\begin{aligned} E_{p(6m \pm 1)} = & \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \sum_{k=1}^n \int_{\alpha_k}^{\beta_k} E_d \sin(6m \pm 1)\theta d\theta \\ & + \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \sum_{k=1}^n \int_{\frac{\pi}{3}-\gamma_k}^{\frac{\pi}{3}-\alpha_k} E_d \sin(6m \pm 1)\theta d\theta \\ & + \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \sum_{k=1}^n \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha_k}^{\frac{\pi}{3}+\beta_k} E_d \sin(6m \pm 1)\theta d\theta \\ = & \frac{4E_d}{\sqrt{2}(6m \pm 1)\pi} \sum_{k=1}^n \left\{ \frac{3}{2} (\cos(6m \pm 1)\gamma_k - \cos(6m \pm 1)\beta_k) \right. \\ & \left. \pm \frac{\sqrt{3}}{2} (\sin(6m \pm 1)\gamma_k + \sin(6m \pm 1)\beta_k - 2 \sin(6m \pm 1)\alpha_k) \right\} \quad (4) \end{aligned}$$

ここで、 $m = 1, 2, 3, \dots$



3.2 PWM パターンの最適化

式 (3), (4) のフーリエ係数はいずれも γ_k の関数であり, この γ_k が決まると PWM 線間電圧の基本波成分, 高調波成分が決定される. 従って, 高調波電圧を低減した PWM 線間電圧を求めるために評価関数を導入し, この評価関数をもとに角度 γ_k の決定を行う.

PWM インバータの出力側に PWM 電圧に含有される高調波電圧を低減する LC フィルタを設けた場合, PWM 電圧に含まれる高調波電圧には LC フィルタの共振周波数成分を含まないような PWM 電圧パターンを選び, フィルタ共振による高調波電圧の拡大現象を引き起こさないようにしなければならない. 従って, LC フィルタの周波数特性が考慮された, 出力電圧に含まれる高調波電圧成分の全実効値を評価関数として定め, この評価関数が最小となる γ_k を決定する.

PWM インバータの交流回路の一相分等価回路は図 4 のように表すことができる. この回路より, 負荷回路側がオープン状態でフィルタコンデンサ出力端の交流線間電圧基本波成分 \dot{E}_{o1} および高調波成分 $\dot{E}_{o(6m\pm1)}$ は次式で表せる.

$$\dot{E}_{o1} = \frac{\dot{E}_{p1}}{1 - \frac{1}{N_f^2}} \quad (5)$$

$$\dot{E}_{o(6m\pm1)} = \frac{\dot{E}_{p(6m\pm1)}}{1 - \frac{(6m\pm1)^2}{N_f^2}} \quad (6)$$

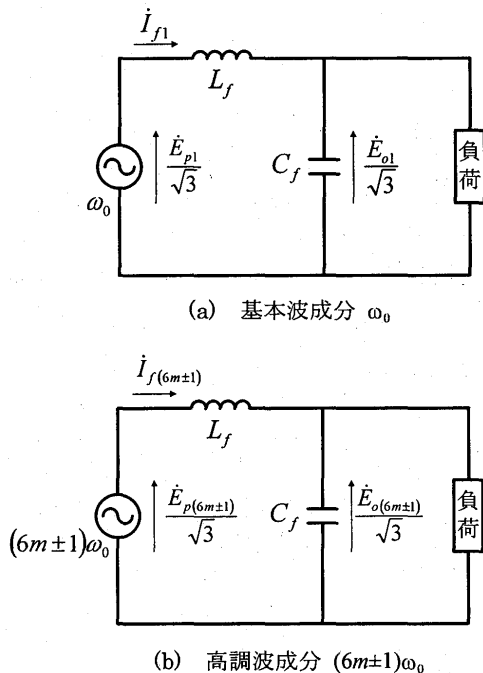


図 4 一相分の等価回路

ここで,

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad N_f = \frac{\omega_f}{\omega_0}$$

ω_0 : インバータ出力電圧の基本波角周波数

L_f : 交流フィルタリアクトル

C_f : 交流フィルタコンデンサ

以上の式より, フィルタ回路を通過したあとの出力線間電圧に含まれる高調波電圧を評価するため, 次式を評価関数 J として考える.

$$J = \frac{\sum_{m=1}^{\infty} |\dot{E}_{o(6m\pm1)}|^2}{E_d} = \sqrt{\sum_{m=1}^{\infty} \left| \frac{\dot{E}_{o(6m\pm1)}}{\dot{E}_{p1}} \right|^2} \times \frac{|\dot{E}_{p1}|}{E_d} \quad (7)$$

従って, $\pi/6$ 期間のキャリアの数 およびフィルタ共振周波数 N_f を固定とした場合の条件で, 評価関数 J を最小にする γ_k を選定した PWM パターンは, 電力用半導体スイッチング素子のスイッチング周波数の制約とローパスフィルタ出力端の交流電圧の高調波歪み率の仕様を満足するよう n と N_f を決定し, PWM パターンを最適化することになる.

4 最適 PWM パターンの評価

提案する最適 PWM パターンと従来から用いられている相電圧正弦波—三角波比較 PWM パターン方式との比較を行い, 最適 PWM パターンの特徴について述べる. 従来, 相電圧を正弦波とする PWM 変調が行われていたのに対し, 相電圧では正弦波ではないが線間電圧状態で正弦波とする PWM 変調法が種々考案されている. 本研究の最適 PWM 変調パターンも線間電圧を基本としている.

図 5 に相電圧正弦波—三角波比較 PWM の波形を示し, 図 6 に提案する最適 PWM の波形を示す. 各図は, 正弦波信号と三角波キャリア信号比較状態, およびその結果によるインバータ一相分の相電圧でのスイッチング電圧波形を表している. 図を見ると, 最適 PWM パターンは一周期内にスイッチングを行っていない期間があり, この期間によりスイッチング回数は低減している.

表 5.2 に各方式の電圧利用率や, 三角波キャリア周波数に対するスイッチング回数についての比較をまとめたものを示す. 同じ直流電圧に対して交流電圧が最大どこまで出せるかの尺度である, この比較では, 最適 PWM パターン方式は, 電圧利用率は線間電圧制御のものとと同じく相電圧正弦波制御の場合に比べ 15% 改善されるとともに, スwitching 回数は 2/3 と削減されていることがわかる.

ここまでの議論は, PWM の変調方法で, PWM 電圧

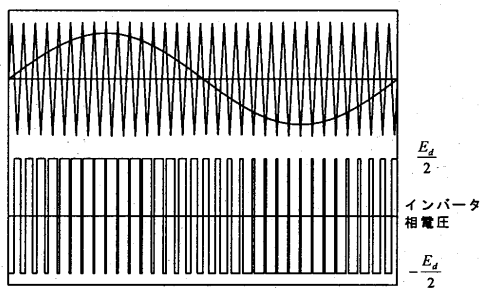


図5 相電圧正弦波—三角波比較による相電圧波形

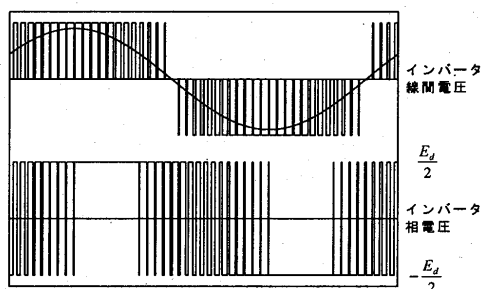


図6 最適 PWM パターン時の相電圧と線間電圧波形

表2 各 PWM 方式の比較

	相電圧正弦波	最適 PWM パターン
電圧利用率 線間電圧 ÷ 直流電圧	0.6124 M	0.7072 M
スイッチング回数	f_c	$(2/3)f_c$

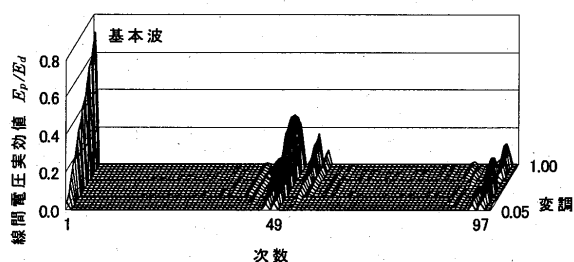


図7 最適 PWM 時の線間電圧の周波数解析結果

に含まれる基本波実効値がいくらかという点とスイッチング回数のみである。次に、PWM 変調方式の基本性能である、高調波の観点で比較評価を行う。

図7に最適 PWM パターン時の周波数スペクトル解析結果を示す。各変調率 M に対して基本波の 100 倍の次数までの周波数スペクトルを表している。周波数スペクトルの計算結果を見ると、三角波キャリア周波数変調を基本

としていることから、基本波成分の他に、三角波キャリア周波数の整数倍の高調波成分の側帯波周波数が現れている。最適 PWM パターンではキャリア周波数の側帯波成分は非対称になっている。今回の比較対象とする変換装置として電圧形変換器の出力に LC フィルタを有するものと考えており、この場合、変換器のフィルタコンデンサ端での出力電圧が装置の性能を評価するポイントとなる。

電圧形で LC フィルタを有する変換器構成としては、既に記載の UPS 等の CVCF (定電圧定周波数) 装置や、電圧形 PWM コンバータ装置である。これらの運転モードとしては、一定の交流電圧を出力し、負荷電流が流れる事に応じて、フィルタリアクトルの電圧降下分を補償するよう PWM 出力電圧が制御される。このため、PWM としては、変調率の高い状態で運転され、電圧降下分を補償する偏差量を調整する分、変調率が変化する。このようなアプリケーションに非常に適した PWM 方式である。

5. 試作器による実証評価

本節では、最適 PWM パターンを電圧形三相 PWM インバータの実験装置に適用し、その試験結果により性能の確認を行う。

表3に、試験を行った三相電圧形 PWM インバータ装置の各定数を示す。図1と同じ主回路構成で、100V の直流電圧から IGBT を半導体スイッチング素子として用い、三相交流に変換するシステムを製作した。信号処理には高速演算プロセッサである DSP (Digital Signal Processor) を使用している。予め計算して求めた最適 PWM パターンを DSP ボード内メモリに記憶させておき、PWM パターンのスイッチングに合わせて IGBT のゲート駆動信号を順次出力してインバータ動作をさせている。負荷としては、抵抗を接続して電圧・電流の計測を行った。図8に、この時のフィルタコンデンサの相電圧とフィルタリアクトルの電流波形の計測結果を示す。交流電圧として歪みの無い正弦波波形が得られており、またフィルタリアクトル電流としてもリプルの少ない電流が得られている。

表3 インバータ試験時の回路定数

回路要素	記号	数値
直流電圧	E_d	100.0[V]
インバータ周波数	f_0	50.0[Hz]
変調率	M	0.8
キャリア周波数	f_c	4.8[kHz] ($n=8$)
インバータ出力電流	I_o	5.0[A]
交流フィルタリアクトル	L_f	6.0[mH]
交流フィルタコンデンサ	C_f	280.0[uF]

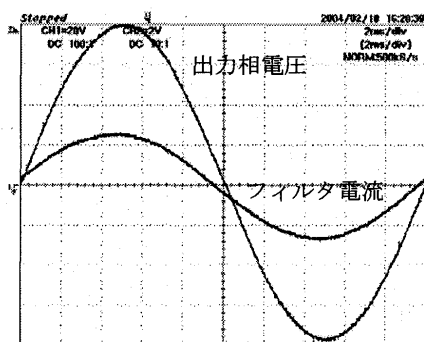


図8 出力相電圧・フィルタ電流波形
(20V/div, 5A/div, 2ms/div)

6. まとめ

三相電圧形インバータの最適PWMパターン決定法について提案し、従来の電圧形の三角波キャリア周波数変調との比較により評価を行った。この結果、最適PWMパターン方式の電圧利用率は、線間電圧正弦波変調方式と同様に相電圧正弦波変調方式に対して約15%向上する。従って、この方式を用いると同一電流容量の場合には変換器容量は大きくでき、経済的なシステムを構築できる。また、スイッチング回数が少なくても高調波の含有率が小さくできるという特徴があり、電圧形インバータとしては実用的な領域の変調率が大きいところでは、最適PWMパターンと同程度のスイッチング回数の三角波キャリア周波数変調方式と比べ、高調波含有率が小さいということが明らかになった。

本論文では、電圧形変換器への最適PWMパターンの適用として、LCフィルタを有する三相電圧形PWMイ

ンバータで評価、確認を行ったが、これと同様の構成となるLCフィルタを有する三相電圧形PWMコンバータにも適用可能で、同様な成果を得ることができる。

7. 参考文献

- [1] 井上正一, 谷口勝則: 正弦波出力PAM形PWMインバータの一方式, 電学論D, 112, pp.837-843, 1992
- [2] Joachim Holtz: Pulsewidth Modulation-A Survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.39, No.5, pp.410-420, Dec., 1992
- [3] 福田昭治, 岩路善尚: ひずみ特性因子の提案とPWM方式評価への応用, 電学論D, 115, pp.1237-1244, 1995
- [4] Vassilios G. Agelidis, Phoivos D. Ziogas and Geza Joos: Dead-Band PWM Switching Patterns, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, No.4, pp.522-531, July, 1996
- [5] Yoshihiro Konishi, Yue Lu Feng and Mutsuo Nakaoka: Voltage-Fed Three Phase Inverter with Optimum PWM Generation Scheme for High Power Applications", Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering (ICEE), pp.552-555, July, 1998
- [6] 西田保幸, 中岡陸雄: 電圧形および電流形PWM変換器の双対性について, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-96-58, pp.49-60, 1996