三相電流形PWMコンバータの α - β 静止座標系における有限時間整定制御

学生員 西田克美 (山口大学)

正員 小西義弘 (山口大学)

正員 中岡陸雄 (山口大学)

α - β Stationary Coordinate Based Finite-Time Settling Control Scheme of Active Three-Phase Current-Source PWM Converter

K. Nishida, Student Member Y. Konishi, Member M. Nakaoka, Member (Yamaguchi University)

Abstract-In this paper a dynamic circuit system model of active three-phase current-source PWM converter for Power Factor Correction is described on the basis of instantaneous space vector modulation scheme. The formulation of the discretized system and control algorithm to achieve the deadbeat responses of state variables in the utility AC power side low pass filter of this converter are evaluated and discussed from an experimental point of view. The system response of this converter is much faster and transient oscillations of both source current and capacitor voltage are suppressed effectively, though the state variable in the state feedback is only the current obtained from the precise current sensor interface circuit.

キーワード : 三相電流形PWMコンバータ, 瞬時空間ベクトル, 2次元有限時間整定応答

Keyword : three-phase current-source PWM converter, instantaneous space vector, 2-dimensional finite-time settling control scheme

1. まえがき

三相電流形PWMコンバータシステムの電流制御の応答改善や過渡振動抑制の研究が行われている^{(1)~(6)}。これらの制御則の導出においては、コンバータモデルをp-q回転座標軸上で表現する例が多く、伝達関数モデルを用いた安定解析による手法^{(1), (2)}や状態方程式での状態フィードバックによる最適レギュレータ手法⁽³⁾によって制御則が導出されており、やや煩雑さを伴うものとなっている。前者の手法では、制御対象をアナログ系と近似して制御則を導いているので、離散値系である実際の系へ適用する際には補正が必要となる。また後者の手法では評価関数に含まれる各項目の重み付けを決定するために、シミュレーションが必要とされる。また、電源電流制御の観点では、コンバータの性能評価を左右する電源電流の追従性に関しての評価を行っているものはないように思われる。

本論文では、静止座標系による α - β 座標系を基本として、瞬時空間ベクトル上で状態変数を定義し、電源電流を直接制御対象として有限時間整定制御を行う方式の提案を行っている。すなわち、状態変数を α - β 座標軸に分離せずに直接、空間ベクトル上の複素数で表現することによって、見かけ上、システムの次数は2に保たれ有限時間整定制御則の導出が可能となっている。本提案方式によれば、制御則の導出が簡単に行え、かつ直接、コンバータの性能を表す電源電流を制御対象としていることから、高速な電流追従性を実現できる。

まず、本論文は、コンバータのモデル化から、有限時間整定制御に関する制御則の導出について述べる。さらに、DSPを用いた制御システムへの適用を考え離散値系への展開のなかで、状態同定アルゴリズムの導入による状態検出量の低減方法や、ディジタルフィルタを用いて状態量の予測を行いDSPの演算時間遅れを補償する方法などの提案を行い、制御性能の改善方法についても言及している。

次に試作システムを構築し、提案した制御アルゴリズムの性能評価を行っている。特に、有限時間整定制御性能について評価を行った結果、2次系では最短の2サンプリングでの追従性が得られ、電源電流が良好に制御されていることを示す。また、2サンプリング応答の結果生じる、フィルタキャパシタ電圧の跳ね上がり電圧の抑制方法にも言及し、過渡電圧振動の抑制結果も示している。

2. 交流側回路のモデル化

図1は提案するアクティブ電流形三相PWMコンバータの主回路およびその制御系の構成図である。主回路直流側には負荷抵抗 R と平滑リアクトル L_{dc} が直列に接続されている。また一方交流側にはLCフィルタが接続されている。これは空間ベクトル変調され、パルス状となっているコンバータ入力電流に含まれる高調波成分の交流電源側への流出を防止するためである。

コンバータ交流側の回路方程式は、フィルタキャパシタの中性点電位が三相對称電源の中性点電位と一致する⁽⁴⁾こ

とを考慮して以下の(1)式および(2)式のように表される。

図1 三相電流形PWMコンバータの主回路、および制御系
Fig.1. Three-phase current-source PWM-PFC converter with a deadbeat controller

$$\begin{bmatrix} v_{su} \\ v_{sv} \\ v_{sw} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{cu} \\ v_{cv} \\ v_{cw} \end{bmatrix} \quad \text{----- (1)}$$

$$C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cu} \\ v_{cv} \\ v_{cw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{pu} \\ i_{pv} \\ i_{pw} \end{bmatrix} \quad \text{----- (2)}$$

(1)式に変換行列 $\sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & e^{j2/3\pi} & e^{-j2/3\pi} \end{bmatrix}$ を乗じて、静止 α - β 座標軸上での、瞬時空間ベクトル表示方程式に変換する。

すなわち

$$\sqrt{2/3}(v_{su} + v_{sv}e^{j2/3\pi} + v_{sw}e^{-j2/3\pi})$$

$$= L \frac{d}{dt} \{ \sqrt{2/3} (i_{su} + i_{sv}e^{j2/3\pi} + i_{sw}e^{-j2/3\pi}) + \sqrt{2/3} (v_{cu} + v_{cv}e^{j2/3\pi} + v_{cw}e^{-j2/3\pi}) \}$$

$$v_s = L \frac{d}{dt} i_s + v_c \quad \text{----- (3)}$$

ただし

$$v_s = \sqrt{2/3} (v_{su} + v_{sv}e^{j2/3\pi} + v_{sw}e^{-j2/3\pi})$$

$$i_s = \sqrt{2/3} (i_{su} + i_{sv}e^{j2/3\pi} + i_{sw}e^{-j2/3\pi})$$

$$v_c = \sqrt{2/3} (v_{cu} + v_{cv}e^{j2/3\pi} + v_{cw}e^{-j2/3\pi})$$

であり、 v_s 、 i_s 、 v_c は、各三相量に変換行列を乗じて算出されたそれぞれ商用電源電圧、商用電源電流、フィルタキャパシタ電圧の瞬時空間ベクトルである。

次に(2)式に変換行列を乗じると次の微分方程式(4)式を得ることができる。すなわち

$$C \frac{d}{dt} v_c = i_s - i_p \quad \text{----- (4)}$$

ただし

$$i_p = \sqrt{2/3} (i_{pu} + i_{pv}e^{j2/3\pi} + i_{pw}e^{-j2/3\pi})$$

であり i_p はコンバータ入力電流の瞬時空間ベクトルである。

(3)式と(4)式を整理すると次に示す状態方程式を求めることができる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C \end{bmatrix} i_p + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad \text{----- (5)}$$

図2は(5)式から求めた瞬時空間ベクトル諸量の関係を示す等価回路である。

図2 等価回路

Fig.2. Equivalent circuit using instantaneous space vectors

(5)式において、商用電源電圧とコンバータ入力電流の瞬時空間ベクトル v_s と i_p が図3に示すようにいづれもサンプリング期間では静止していると仮定する。

図3 瞬時空間ベクトル v_s と i_p に対する仮定

Fig.3. Assumption to instantaneous space vector v_s and i_p

すなわち v_s は実際にはサンプリング点 k と $(k+1)$ の期間、商用電源角周波数の一定速度で回転しているがその中点 $(k+0.5)$ の位置で静止していると仮定する。一方 i_p は空間ベクトル変調されるのでサンプリング期間に間欠的に方向を変えるが、時間の重みをつけて合成されたベクトルの方向を向いて静止していると仮定する。これらの仮定は三相量の v_{su} と i_{pu} からみると図4に示すように正弦波とパルス波をそれぞれ等価階段波に置き換えることに相当する。

図4 v_{su} 、 i_{pu} に対する等価階段波

Fig.4. Equivalent step-wise response for v_{su} and i_{pu}

この条件下で、(5)式から以下に示す差分方程式が導出できる。すなわち

$$\begin{bmatrix} i_s(k+1) \\ v_c(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_f & -\frac{\sin\theta_f}{X_L} \\ X_C \sin\theta_f & \cos\theta_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(k) \\ v_c(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 - \cos\theta_f \\ -X_C \sin\theta_f \end{bmatrix} i_p(k) + \begin{bmatrix} \frac{\sin\theta_f}{X_L} \\ 1 - \cos\theta_f \end{bmatrix} v_s(k+0.5) \quad (6)$$

ただし、 $\theta_f = \omega_f T_s$, $X_C = 1/(\omega_f C)$, $X_L = \omega_f L$, $\omega_f = 1/\sqrt{LC}$

T_s = 電源電流制御周期

3. 制御則

制御系は図1に示したように直流電圧指令 v_{dc}^* を計算するメインループと i_p の空間ベクトル変調によって交流側の瞬時空間ベクトル i_s と v_c を制御するマイナーループの2重構成となっている。本章ではマイナーループの制御則を導出し、メインループのそれに関しては、第5章で詳述することにする。

まず、マイナーループの制御目標を(7)式と図5.で示される瞬時空間ベクトルについての2次元有限時間整定応答とする。

$$i_s(k+2) = i_s^*(k) \cdot e^{j2\theta_0} \quad (7)$$

ただし $\theta_0 = \omega T_s$, ω : 商用電源角周波数

図5. 瞬時空間ベクトル i_s の力率1制御付き2次元有限時間整定応答

Fig.5. Two-dimensional deadbeat response of instantaneous space vector i_s with power factor correction

なお図5に示すように $i_s^*(k)$ の位相は $v_s(k)$ と同位相としてAC側の総合力率1を実現する。

次に、次式からメインループの出力 v_{dc}^* に対応するサンプリング点 k における商用電源電流指令 i_s^* を求める。

$$|i_s^*(k)| = v_{dc}^*(k) \cdot i_{dc}(k+2) / |v_s(k)| \quad (8)$$

2次元有限時間整定応答を実現するためには、その目標値である電源電流指令を2サンプリング期間の間一定に保つことが不可欠であり、(8)式の演算結果はサンプリング点 k から $k+2$ の期間にわたる目標値となる。また、 $i_{dc}(k+2)$ は、サンプリング点 $k+2$ における直流電流の推測値であり、次の式で算出される。

$$i_{dc}(k+2) = i_{dc}(k) \cdot \exp(-R/L_k \cdot 2T_s) + v_{dc}^*(k) / R \cdot \{1 - \exp(-R/L_k \cdot 2T_s)\} \quad (9)$$

ここで $i_{dc}(k+1)$ ではなく $i_{dc}(k+2)$ の値を算出して(8)式に代入しているのは、2サンプリング期間の終わりの時点、すなわちサンプリング点 $k+2$ において、電源から送り出す電力と直流側が要求する電力とのバランスを図ることによって、直流電流の推測値と実際の値を一致させてマイナーループからメインループへの干渉を防ぐためである。

マイナーループの操作量 $i_p(k)$ は定常値と偏差の合計から求めることにする。すなわち

$$i_p(k) = i_p^*(k) + \Delta i_p(k) \quad (10)$$

とする。このようにすることによって、制御則の導出が容易となる。まず $i_s^*(k)$ に対応するコンバータ入力電流ベクトルの定常値 $i_p^*(k)$ は定常状態での相前後する瞬時空間ベクトルの関係式(11)式を(6)式の差分方程式に代入することにより導出できる。結果は(12)式に示す通りである。

$$i_s^*(k+1) = e^{j\theta_0} i_s^*(k), \quad v_c^*(k+1) = e^{j\theta_0} v_c^*(k) \quad (11)$$

$$i_p^*(k) = \frac{(\cos\theta_0 - \cos\theta_f)(1 + e^{j\theta_0})}{(1 + \cos\theta_0)(1 - \cos\theta_f)} i_s^*(k) - \frac{j \cdot \sin\theta_0 \cdot \sin\theta_f (1 + e^{j\theta_0})}{2X_L(1 + \cos\theta_0)(1 - \cos\theta_f)} v_s(k) \quad (12)$$

次に状態量の定常点に対する偏差の差分方程式は、(6)式から次式のように導出される。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_s(k+1) \\ \Delta v_c(k+1) \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} \Delta i_s(k) \\ \Delta v_c(k) \end{bmatrix} + Q \cdot \Delta i_p(k) \quad (13)$$

ただし

$$P = \begin{bmatrix} \cos\theta_f & -\frac{\sin\theta_f}{X_L} \\ X_C \sin\theta_f & \cos\theta_f \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} 1 - \cos\theta_f \\ -X_C \sin\theta_f \end{bmatrix}$$

である。(13)式の左辺を2サンプリング期間後にゼロにする制御則すなわち2次元有限時間整定を実現する制御則は行列 $[PQ, Q]^{-1}P^2$ の第1行を計算すれば得られ、結果は以下の通りとなる。すなわち

$$\Delta i_p(k) = \begin{bmatrix} \frac{1-2\cos\theta_f}{2(1-\cos\theta_f)} & \frac{2\cos\theta_f + 1}{2\sin\theta_f \cdot X_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_s(k) \\ \Delta v_c(k) \end{bmatrix} \quad (14)$$

(14)式は状態フィードバック式となっているので実際の演算は容易である。そして(10)式、(12)式、(14)式を用いて算出される操作量 $i_p(k)$ を空間ベクトル変調によって出力すれば、二つの状態量 i_s と v_c の過渡振動を抑制しながら商用電源電流の追従制御が実現できる。

4. DSP演算時間遅れの補償とフィルタキャパシタ電圧の推測

本章では、(14)式で示された制御則の改善を行う。
DSPの演算時間遅れを相殺するために(14)式の $\Delta i_s(k)$ と $\Delta v_c(k)$ を1サンプリング前に推測する事にする。サンプリング点k-1の時点までに検出された電流偏差 $\Delta i_s(k-1)$ 、 $\Delta i_s(k-2)$ と出力済みの操作量 $\Delta i_p(k-1)$ 、 $\Delta i_p(k-2)$ を利用した $\Delta i_s(k)$ の推測式は付録で示すように(13)式から求められる。すなわち

$$\begin{aligned} \Delta i_s(k) = & 2 \cos \theta_f \cdot \Delta i_s(k-1) - \Delta i_s(k-2) + (1 - \cos \theta_f) \cdot \Delta i_p(k-1) \\ & + (1 - \cos \theta_f) \cdot \Delta i_p(k-2) \quad \text{----- (15)} \end{aligned}$$

となる。

次に(14)式で示される制御則は、二つの瞬時空間ベクトル $\Delta i_s(k)$ と $\Delta v_c(k)$ のフィードバックを必要としている。そこで $\Delta i_s(k)$ の検出のみで済ませられるように状態同定アルゴリズムを用いる。すなわち付録で示すように(13)式を用いて、 $\Delta v_c(k)$ の推測式を導出すると

$$\begin{aligned} \Delta v_c(k) = & \frac{X_L}{\sin \theta_f} \cdot \Delta i_s(k-1) - \frac{X_L}{\tan \theta_f} \cdot \Delta i_s(k) \\ & + \frac{X_L (\cos \theta_f - 1)}{\sin \theta_f} \cdot \Delta i_p(k-1) \quad \text{----- (16)} \end{aligned}$$

となる。

実際にDSPで演算を行なわせる場合にまず(15)、(16)式の計算を行いこれらを(14)式に代入して操作量の偏差分 $\Delta i_p(k)$ を算出すればよい。ただし、サンプリング点kにおいて目標値が変化する場合には、偏差を新しい目標値から取り直して(14)式に代入する必要がある。すなわち2次元有限時間整定制御系においては、整定時間の関係から目標値を2サンプリング周期毎に変化させているので、偏差の修正も2サンプリング周期毎に必要となる。

図6に、1サンプリング後に $i_s^*(k-2)$ から $i_s^*(k)$ への目標値の切り替わりをひかえたサンプリング点k-1の時点为例として取り上げて、(15)式の計算で得られる商用電源電流偏差と(14)式の計算に代入すべき偏差との違いを示している。前者の商用電源電流偏差はサンプリング点k-2で示された目標値 $i_s^*(k-2)$ を基準にして取り出された $\Delta i_s(k-1)$ 、 $\Delta i_s(k-2)$ を使用して求められるので、その結果である $\Delta i_s(k)$ も $i_s^*(k-2)$ を基準値とした偏差である。一方(14)式の計算においては、サンプリング点kで示される新たな整定目標値 $i_s^*(k)$ に制御量を追従させるための操作量の偏差分 $\Delta i_p(k)$ を算出しないといけないので、制御量偏差の基準値を $i_s^*(k)$ とする必要がある。

従って(14)式の計算で代入されるべき偏差を $\Delta i_{s,JA}(k)$ とすると、 $\Delta i_{s,JA}(k)$ は(15)式で得られた偏差 $\Delta i_s(k)$ に次のように補正項を付け加えて求められる。

$$\Delta i_{s,JA}(k) = \Delta i_s(k) + \{ i_s^*(k-2) \cdot e^{j2\theta_0} - i_s^*(k) \} \quad \text{----- (17)}$$

図6 (14)式の計算で推測される商用電源電流偏差 $\Delta i_s(k)$ と(16)式によって修正される商用電源電流偏差 $\Delta i_{s,JA}(k)$

Fig.6 Current deviation estimated by eq.(15) and current deviation modified by eq.(17)

同様にフィルタキャパシタ電圧の偏差 $\Delta v_c(k)$ についても、商用電源電流指令が変化するサンプリング点においては、偏差を新しい定常値から取り直して(14)式に代入する必要がある。まず、 $i_s^*(k)$ に対応するフィルタキャパシタ電圧の定常値 $v_c^*(k)$ は(12)式を導出したのと同じ考え方から

$$v_c^*(k) = \frac{j \cdot \sin \theta_f \cdot \sin \theta_0 \cdot X_L}{(1 + \cos \theta_0)(\cos \theta_f - 1)} i_s^*(k) + v_s(k) \quad \text{----- (18)}$$

と求まる。(14)式の計算で代入されるべき偏差を $\Delta v_{c,JA}(k)$ とすると、(16)式で得られた偏差 $\Delta v_c(k)$ に次のように補正項を付け加える事によって $\Delta v_{c,JA}(k)$ は求められる。

$$\begin{aligned} \Delta v_{c,JA}(k) = & \Delta v_c(k) \\ & + \frac{j \cdot \sin \theta_f \cdot \sin \theta_0 \cdot X_L}{(1 + \cos \theta_0)(\cos \theta_f - 1)} \cdot \{ i_s^*(k-2) \cdot e^{j2\theta_0} - i_s^*(k) \} \quad \text{--- (19)} \end{aligned}$$

5. 実験結果と検討

提案した制御則の妥当性を検証するために以下の条件で、試作装置を用いた実験を行っている。

まず3相平衡正弦波電圧は線間電圧100Vrms、周波数 $f=60\text{Hz}$ である。コンバータ交流入力側ローパスフィルタの回路定数は $L=4\text{mH}$ 、 $C=21.7\mu\text{F}$ としており、その共振角周波数 ω_f は $\omega_f = 2\pi \cdot 540\text{rad/s}$ であり電源角周波数の9倍としている⁶⁾。

次に交流側電流制御周期 $T_s=1/3600\text{sec}$ とする。この場合(14)式で示される状態フィードバックのゲインベクトルは $[-0.213, 0.099]$ となっている。

なお、空間ベクトル変調周波数は7.2kHzとして、図3で示した階段波近似の誤差を減少させている。ここでキャリア角周波数はコンバータ交流入力側ローパスフィルタの共振角周波数 ω_f の10倍以上となっており、空間ベクトル

変調されるコンバータ入力電流に含まれる高調波成分の電源電流への流出は防止される。

またコンバータ直流側の回路定数は $L_d = 230\text{mH}$, $R = 21.6\Omega$ としている。メインループの制御則は(20)式で示すように、直流電流の整定時間が交流電流制御周期の5倍に設定された1次系の有限時間整定則としている。この整定目標時間 $5T_s$ は直流側負荷時定数 10.6ms の約 $1/8$ の値であり、高ゲインの設定となっている。

$$v_{dc}^*(k) = R / (1-p) \left[\{ i_{dc}^*(k) - p \cdot i_{dc}(k) \} + 0.025 \sum_{j=0}^k \{ i_{dc}^*(j) - i_{dc}(j) \} \right] \quad \text{---- (20)}$$

ただし、 $p = \exp(-R/L_d \cdot 5T_s)$

なお、直流電流制御周期は商用電源電流制御周期の2倍の $2 \cdot T_s$ とすることによって交流電流状態量の2次元有限整定応答を達成する。また右辺第2項は、パラメータ誤差に対するロバスト性を得るための積分動作である。

図7は直流電流指令値 i_{dc}^* を定格 $\sqrt{3}/2 \cdot V_s / R = 5.67\text{A}$ の80%から40%へステップ状に変化させたときの直流電流 i_{dc} の応答(規格値)、さらに商用電源電流の指令値 $i_s^*(k) = i_{sp}^*(k) + j i_{sq}^*(k)$ 、およびその実際の値 $i_s(k) = i_{sp}(k) + j i_{sq}(k)$ の応答を各成分別(絶対量)に示している。直流電流 i_{dc} の立ち下がりにおいての高速応答を実現するために、コンバータのインバータモードでの運転を実施しているため、図7を見ると商用電源電流の指令値の有効分 $i_{sp}^*(k)$ が負の値となる期間が存在している。またAC側の総合力率1を実現するために、商用電源電流の指令値の無効分 $i_{sq}^*(k)$ はゼロにしている。

図7 コンバータの各状態変数の応答(i_{dc}^* : 0.8→0.4)
Fig.7. Response of each state variable in the converter

図からメインループの制御量 i_{dc} の高速応答が達成されているばかりではなく、マイナーループの制御量である商用電源電流の2次元有限時間整定応答が達成され、商用電源電流の追従制御が実現されていることがわかる。

次の図8には直流電流 i_{dc} 、さらにu相電源電流 i_{su} 、およびu-v相間のフィルタキャパシタ線間電圧 v_{cuv} のオシロ波形を示している。この図から交流電源側の過渡振動は、電源電流については、完全に抑制されていることがわかる。

図8 直流電流 i_{dc} 、電源電流 i_{su} およびフィルタキャパシタ線間電圧 v_{cuv} の過渡応答

Fig.8. Transient response of DC current i_{dc} , source current i_{su} and capacitor line voltage v_{cuv}

一方、フィルタキャパシタ電圧にはわずかの過渡振動が観測されている。これは、フィルタキャパシタ電圧も電源電流と同様に2サンプリング毎に定常値に一致するものの、間のサンプリング点では交流制御系が本来2次系であるため目標値に一致することは不可能であることによる。

間のサンプリング点でのフィルタキャパシタ電圧の跳ね上がりや抑制するためにはサンプリング点での変調率の変化分を抑制しなくてはならない⁹⁾。そこで(8)式で得られる電源電流の指令値に低域フィルタをかけて、実際の指令値としている。ここで、低域フィルタの時定数は、コンバータ直流側の時定数 L_d/R より、十分小さい値としているので変調率の変化分を抑制したために直流電流の整定時間が長くなることはない。

提案制御則を用いれば図7で示したように商用電源電流の追従制御が実現できるので、本制御法はアクティブパワーフィルタの電流制御系へ適用できる。次の図9はコンデンサインプット形の3相全波ダイオード整流回路が発生する高調波電流を、本制御則を採用した三相電流形PWMコンバータで補償した場合の実験結果である。

図9(a)は、三相電流形PWMコンバータが出力すべき補償電流の有効分について、その目標値 i_{sp}^* と実際に出力された電流 i_{sp} を示している。次の図9(b)は、三相電流形PWMコンバータが出力すべき補償電流の無効分について、その目標値 i_{sq}^* と実際に出力された電流 i_{sq} を示している。

さらに、図9(c)は、u相について、高調波負荷電流 i_{lu} 、補償電流 i_{su} 、さらに合成電流 i_u を示している。

図9(a),(b)からわかるように三相電流形PWMコンバータが出力すべき補償電流の2次元有限時間整定応答が高精度で達成されているので、図9(c)の合成電流 i_u のTHDは3%になっている。

 (a) Compensating current waveforms of i_{sp}^* and i_{sp}

 (b) Compensating current waveforms of i_{sq}^* and i_{sq}

(c) u-phase current in the capacitive load 5[A/div]

 upper: i_u , center: i_{su} , bottom: i_u

 図9. 提案電流制御方法のアクティブパワーフィルタへの適用例
 Fig.9. Application example of the proposed current control method to active power filter

アクティブパワーフィルタへの適用にあたって、交流電流制御周期を、PWM周期と同じ1/7200 secとして補償電流生成能力を上げている。これに合わせて制御系の安定を保つために、コンバータ交流入力側ローパスフィルタの回路定数のうち、キャパシタンスだけは $C=6.17\mu F$ に変更している。

6. あとがき

以上本論文ではLCフィルタ付三相電流形PWMコンバータシステムの回路モデルを状態変数に瞬時空間ベクトルを選択して構築し、有限時間整定応答を実現する制御則を導出した。さらに状態帰還に必要な変数は商用電源電流のみで済むように制御則の改善を行った。またDSPの演算時間遅れを補償する手法と瞬時空間ベクトルを用いた本制御法独特の制御偏差の考え方についても明らかにした。

提案した制御法によって有限整定応答の特徴である高速応答性や追従制御性、さらにフィルタキャパシタ電圧と商用電源電流の過渡振動の同時抑制が達成されることを試作システムによる実験によって示した。最後に追従制御性を有する本制御方法はアクティブフィルタの電流制御系に適用できることを示した。今後は、直流側の負荷時定数変動する場合の直流電流の予測や、メインループの制御則の導出方法について検討したい。

(平成13年7月27日受付, 同13年10月19日再受付)

文 献

- (1) 外山, 水野, 竹下, 松井「電流形三相 PWM コンバータにおける入力電圧・電流の過渡振動抑制」電学論D,117,(平9.4)
- (2) 大西, 皆本「瞬時電流ベクトル直接制御方式3相電流形PWMコンバータ」電学論D,115,(平7.8)
- (3) 福田, 岩路「正弦波電流入力三相PWMコンバータの最適制御」電学論D,117,(平9.1)
- (4) 佐藤, 宮澤, 片岡「電流形PWM整流回路の交流入力電流波形の改善法」電学論D,112,(平4.8)
- (5) 佐藤, 片岡「電流形PWM整流回路における入力電流ひずみと過渡振動に関する一考察」電学論D,114,(平6.12)
- (6) 外山, 竹下, 松井「電流形三相PWMコンバータのオープンループによる入力フィルタ電圧・電流の過渡振動抑制」電学論D,117,(平9.8)
- (7) 高橋安人「システムと制御」pp.301-305, 岩波書店, 1968

付 録

(16)式の導出

(13)式より1サンプリング周期前の差分方程式を書き出すと;

$$\Delta i_s(k) = \cos \theta_f \cdot \Delta i_s(k-1) - \frac{\sin \theta_f}{X_L} \cdot \Delta v_c(k-1) + (1 - \cos \theta_f) \cdot \Delta i_p(k-1) \quad \text{---- (A1)}$$

ここで $\Delta v_c(k-1)$ を導き出すと

$$\Delta v_c(k-1) = \frac{X_L}{\sin \theta_f} \cdot \{ (1 - \cos \theta_f) \cdot \Delta i_p(k-1) + \cos \theta_f \cdot \Delta i_s(k-1) - \Delta i_s(k) \} \quad \text{---- (A2)}$$

(13)式より

$$\Delta v_c(k) = \sin \theta_f \cdot X_C \cdot \Delta i_s(k-1) + \cos \theta_f \cdot \Delta v_c(k-1) - \sin \theta_f \cdot X_C \cdot \Delta i_p(k-1) \quad \text{---- (A3)}$$

(A2)式を(A3)式に代入して

$$\Delta v_c(k) = \frac{X_L}{\sin \theta_f} \cdot \Delta i_s(k-1) - \frac{X_L}{\tan \theta_f} \cdot \Delta i_s(k) + \frac{X_L (\cos \theta_f - 1)}{\sin \theta_f} \cdot \Delta i_p(k-1) \quad \text{---- (16)}$$

(15)式の導出

(16)式より 1 サンプル周期前の差分方程式を書き出すと；

$$\Delta v_c(k-1) = \frac{X_L}{\sin \theta_f} \cdot \Delta i_s(k-2) - \frac{X_L}{\tan \theta_f} \cdot \Delta i_s(k-1) + \left\{ \frac{X_L}{\sin \theta_f} \cdot (\cos \theta_f - 1) \right\} \cdot \Delta i_p(k-2) \quad \text{--- (A4)}$$

(A4)式を(A1)式に代入して

$$\Delta i_s(k) = 2 \cos \theta_f \cdot \Delta i_s(k-1) - \Delta i_s(k-2) + (1 - \cos \theta_f) \cdot \Delta i_p(k-1) + (1 - \cos \theta_f) \cdot \Delta i_p(k-2) \quad \text{--- (15)}$$

西 田 克 美 (学生員) 東京工業大学大学院・理工学研究科・修士課程電気工学専攻修了。山口大学大学院理工学研究科・博士後期課程・電気システム工学専攻入学，現在に至る。PWMコンバータ制御システムと性能評価方式，アクティブパワーフィルタへの応用に関する研究に従事。パワーエレクトロニクス研究会学生員

小 西 義 弘 (正員) 大阪市立大学工学部電気工学科／大学院工学研究科修士課程電気工学専攻修了。山口大学大学院理工学研究科・博士後期課程・電気システム工学専攻修了，工学博士。富士電機神戸工場勤務，パワーエレクトロニクス応用の産業用電源装置に関する研究開発・設計に従事。IEEE，計測自動制御学会，パワーエレクトロニクス研究会(JPE)の各会員。

中 岡 睦 雄 (正員) 大阪大学大学院工学研究科・博士課程電気工学専攻修了。神戸大学工学部・電気電子工学科／大学院自然科学研究科を経て，山口大学工学部・電気電子工学科・大学院理工学研究科・電気システム工学専攻・教授。アドバンスト・パワーエレクトロニクスと電機システム制御応用に関する教育と研究に従事。工学博士。実吉賞，兵庫科学技術賞，医科学技術賞など受賞。電子情報通信学会，照明学会，IEEE，IEE-UK，IEE-Korea，EPEなどの各会員。