電圧形コンバータの瞬時ひずみ最小化制御

正員	陳 芸峰	(東洋電機製造)
正員	藤川 淳	(東洋電機製造)
正員	小林 弘和	(東洋電機製造)
正員	大西 公平	(慶應大)
非会員	アシフ・サバノビッチ	(マルマラ研究センター)

Direct Instantaneous Distortion Minimization Control for Three Phase Converter

Yi-feng Chen, Kiyoshi Fujikawa, Hirokazu Kobayashi, Member (Toyo Electric Mfg. Co., Ltd.)

Kouhei Ohnishi, Member (Keio University)

A. Šabanović, Non-member (Marmara Research Centre, Turkey)

In this paper, a novel instantaneous control strategy for the AC control loop of voltage-type converter is proposed in which two switching vectors are selected sequentially in one sampling period. Vector selection is based on control error minimization theorem to bring both fast response and low ripple. Switching timing is determined in real time according to the THD(Total Harmonic Distortion) minimization theorem with instantaneous THD definition as a direct evaluation function. With this algorithm, instantaneous control can be realized in almost constant switching frequency. For DC output voltage control, voltage square feedback with load power compensated algorithm is introduced to obtain global stability with fixed gain.

Experimental investigation confirmed the validity of proposed control algorithms.

キーワード： 電圧形コンバータ, 瞬時ひずみ最小化, 最適切換えタイミング, 瞬時電力制御, 電圧二乗値帰還

1. まえがき

マイクロコンピュータの進歩とともに、パワーデバイスの制御はアナログ時代からデジタル時代に移りつつある。しかし、現状では、従来のアナログ回路を単純にデジタル回路に置き換えただけで、肝心の制御方式はまだアナログ方式を流用していることが多い。従って、デジタル化技術の制約もあって、アナログ方式の制御性能を上回ることが困難である。

従来のスイッチング制御方式は、制御追従性を重視する追従方式とひずみ特性を重視するキャリア変調方式との2つの制御方式に大別できる⁽¹⁾。追従方式は制御誤差の極性に基づき、スイッチングベクトルを選択し、オンオフ動作で直接制御するので、良好な制御追従性能が得られることが特長である。しかし、ベクトルの切換えタイミングの決定は通常は予め設定されたヒステリシス幅で行われており、特に低次高調波成分が多く含まれる点に改善の余地が残される⁽⁶⁾。一方、キャリア変調方式は、スイッチングベクトルを選択せず、追従制御方式ほどの追従性能を上げることが

困難であるが、ベクトルの切換えタイミングが柔軟で、それに工夫することで、ひずみ率を小さく抑えられることが特長である。従って、両方式には一長一短があり、両者の長所、すなわち、追従方式のベクトル選択の自由度とキャリア変調方式の切換えタイミングのきめ細かさを同一のシステムに融合できれば、制御追従性とひずみ特性の両立が可能と思われる。

そこで、本論文では、電圧形コンバータの交流制御を対象に、瞬時ひずみ最小化制御方式を提案し、制御追従性能とひずみ特性の両立を試みる。

本制御方式では、まず、デジタル制御の特徴を生かして、一制御周期に2つのベクトルを順次に選択し、最適なタイミングで一番目のベクトルから二番目のベクトルに切換える制御アプローチをとり、ベクトルの選択自由度と切換えタイミングの決定余地とを両方とも確保する。そして、ベクトルの選択については、先に提案したスライディングモード制御法によるベクトル選択法^{(2),(3),(4)}を改良し、終点誤差最小原理に基づいて最適化を図る。これで、追従性を最大限に確保すると同時に、後述のようにリップルの発生も最

小に抑えられる。

さらに、切換えタイミングの決定については、直接に総ひずみ率(THD: Total Harmonic Distortion)の定義を評価関数とし、それが最小になる最適解をリアルタイムで求めるようにした瞬時THD最小化制御則に基づいている。

以上の最適ベクトル選択および最適切換えタイミングの決定により、同一システムで制御追従性能とひずみ率特性とを両立させることが可能となる。

本制御方法のベクトル切換えタイミングの決定方法は、システムのひずみ特性を直接評価して決定している点で、従来のスイッチング制御方式と異なる。

直流制御ループについては、著者らが提案した電圧二乗値フィードバック制御法^{(3),(4)}で実現した。

本論文では、まず、コンバータモデルに基づいた交流制御ループ、直流制御ループの構成法を紹介し、実験結果よりその有効性を検証する。

2. 電圧形コンバータの数式モデリングと制御システム構成

〈2・1〉 基本モデル 三相電圧形コンバータ主回路構成を図1に示す。

図1 電圧形コンバータ主回路構成図

Fig. 1. Configuration of voltage-type converter.

三相電源電圧(線間実効値 E) $V_s = [V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}]^T$ を

$$V_{sk} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \cos[\omega t - (k-1) \frac{2\pi}{3}], \quad k = 1, 2, 3$$

とし、電源電流 $i_s = [i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}]^T$ 、直流出力電圧 V_o を状態変数とすると、システムの状態方程式を(1)式に示す。

$$\begin{aligned} L \dot{i}_{s1} &= V_{s1} + \frac{u_1 + u_2 + u_3}{3} V_o - V_o u_1 \\ L \dot{i}_{s2} &= V_{s2} + \frac{u_1 + u_2 + u_3}{3} V_o - V_o u_2 \\ L \dot{i}_{s3} &= V_{s3} + \frac{u_1 + u_2 + u_3}{3} V_o - V_o u_3 \\ C \dot{V}_o &= i_{s1} u_1 + i_{s2} u_2 + i_{s3} u_3 - i_o \end{aligned} \quad (1)$$

ただし、 i_o は負荷電流を表し、 $u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$ はスイッチ(SW)状態で決まるスイッチング関数で、以下に定義され、

$$u_k = \begin{cases} 1 & : \text{上SW on, 下SW off} \\ 0 & : \text{上SW off, 下SW on} \end{cases} \quad k = 1, 2, 3$$

図2の8種類のスイッチングベクトルが使用可能となる。

図2 スイッチングベクトル

Fig. 2. Switching vectors.

〈2・2〉 瞬時電力(p-q)モデル 直接瞬時有効電力 P 、無効電力 Q を制御することによって、制御に電源位相との同期問題や三角関数の計算を避けられる⁽⁴⁾ メリットがあるので、本論文では引き続きそれを採用する。以下瞬時電力制御のためのp-qモデルを紹介する。

三相の電源電圧瞬時値(V_s)を用いて、各三相量 $X = [x_1, x_2, x_3]^T$ に対し、次のような変換を施す。

$$X_p = V_{s1} x_1 + V_{s2} x_2 + V_{s3} x_3$$

$$X_q = \frac{1}{\sqrt{3}} [V_{s1}(x_2 - x_3) + V_{s2}(x_3 - x_1) + V_{s3}(x_1 - x_2)]$$

電源電流 i_s に対しては、この変換により次式の瞬時有効電力 P 、無効電力 Q になり、従来の定義と合致する⁽⁵⁾。

$$P = V_{s1} i_{s1} + V_{s2} i_{s2} + V_{s3} i_{s3} \quad (2)$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} [V_{s1}(i_{s2} - i_{s3}) + V_{s2}(i_{s3} - i_{s1}) + V_{s3}(i_{s1} - i_{s2})]$$

スイッチング関数 u に対し、その変換値 U_p, U_q は表1に示すように電源電圧瞬時値の簡単な組み合わせから得られることが分かる。

Table 1. スイッチングベクトルの変換値

表1 Translation of switching vectors

mode	u			$[U_p, U_q]$	
	u_1	u_2	u_3	U_p	U_q
P_0	1	1	1	0	0
P_1	1	0	0	V_{s1}	$\frac{1}{\sqrt{3}}(V_{s3} - V_{s2})$
P_2	1	1	0	$-V_{s3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}(V_{s1} - V_{s2})$
P_3	0	1	0	V_{s2}	$\frac{1}{\sqrt{3}}(V_{s1} - V_{s3})$
P_4	0	1	1	$-V_{s1}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}(V_{s2} - V_{s3})$
P_5	0	0	1	V_{s3}	$\frac{1}{\sqrt{3}}(V_{s2} - V_{s1})$
P_6	1	0	1	$-V_{s2}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}(V_{s3} - V_{s1})$
P_7	0	0	0	0	0

(1) 式の基本モデルと以上の変換結果に基づき、瞬時有効、無効電力(P, Q)を状態変数とすると、システムは以下の状

態方程式で表すことができる。

$$\begin{aligned} L\dot{P} &= E^2 + \omega LQ - V_o U_p \\ L\dot{Q} &= -\omega LP - V_o U_q \end{aligned} \quad (3)$$

また、(1),(2)式から

$$\widehat{P} = \frac{L}{2} \frac{d\|i_o\|^2}{dt} + \frac{C}{2} \frac{dV_o^2}{dt} + \widehat{V_o i_o} \quad (4)$$

を導くことができる。これはエネルギー保存則そのものにほかならないが、直流制御ループの設計に活用できる。

〈2・3〉電圧形コンバータ制御システム構造 電圧形コンバータ制御の最終目標は出力直流電圧と電源力率角であるが、本論文では、まず交流回路制御を先行し、次に直流制御を行なう二重ループ構造を採用する。

メインループは直流制御ループであり、直流指令値、力率指令値と負荷状態から電源有効、無効電力指令値を計算し、マイナーループの指令部にインプットする。マイナーループは交流制御ループであり、応答が速く、ひずみが小さい瞬時ひずみ最小化制御法で実現させる。

システム制御ブロック線図を図3に示す。

図3 電圧形コンバータ制御構造

Fig. 3. Block diagram of control structure

3. 交流制御 —— 瞬時ひずみ最小化制御

交流制御は瞬時有効電力 P 、無効電力 Q をその指令値 P^*, Q^* に追従させることを目的とする。 P^* は直流制御ループから出力される。 Q^* は、力率角指令値を ϕ^* とすると、次のように求められる。

$$Q^* = \tan(\phi^*) P^* \quad (5)$$

力率1 ($\phi^* = 0$) と指定される場合、 $Q^* = 0$ とすればよい。

交流制御では、制御追従性能とひずみ性能とを両立させることが主目標となる。

追従性を確保するために、瞬時値制御、すなわち、制御誤差に基づいてスイッチングベクトルを選択し、スイッチング動作で直接に誤差を操作する制御手法を取り入れる。

一方、ひずみ性能については、主にベクトルの切換えタイミングに左右されることが考えられる。このため、本論文ではベクトルの切換えタイミングを直接ひずみ特性を評価して決定することで、この性能の向上を図る。

瞬時値制御でありながら、ベクトルの切換えタイミングの調整自由度も確保できるようにするために、本論文では、デジタル制御の一制御周期内に2つのベクトルを順次を選択し、瞬時ひずみ最小化原理に基づいた最適なタイミングで一番目のベクトルから二番目のベクトルに切換える制御方法を考える。

ベクトル選択および切換えタイミングの決定を容易にするために、第(3.1)節では各ベクトルが一制御周期での誤差修正能力を定める誤差操作子を定義する。

第(3.2), (3.3)節ではそれぞれ終点誤差最小原理に基づく一番目、二番目のベクトルの選択法を示す。ここでは、ベクトルの選択にあたり、誤差の極性だけでなくその大きさ情報も利用していることが重要である。これで従来の一一般的な追従方式と違って、追従性を高めることとリップルの発生を最小限に抑えることを両立にさせている。

第(3.4)節では瞬時ひずみを最小にする切換えタイミングの厳密な解とその証明を示す。

〈3・1〉誤差モデルと誤差操作子 瞬時電力制御誤差($s = [s_p, s_q]^T$)を次のように定義する。

$$\begin{aligned} s_p &= P^* - P \\ s_q &= Q^* - Q \end{aligned} \quad (6)$$

一制御周期内で、 P^*, Q^* を一定値とすると、(6)式の定義式と(3)式の電力モデルから、次のような誤差方程式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{ds_p}{dt} &= L^{-1} V_o U_p - (L^{-1} E^2 + \omega Q) \\ \frac{ds_q}{dt} &= L^{-1} V_o U_q - (-\omega P) \end{aligned} \quad (7)$$

一制御周期内に焦点を絞りやすくするために、時間軸を制御周期(T)で正規化($\tau = t/T$)し、正規化した時間(τ)軸上で誤差方程式は次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \frac{ds_p}{d\tau} &= TL^{-1} V_o U_p - (TL^{-1} E^2 + \omega TQ) \\ \frac{ds_q}{d\tau} &= TL^{-1} V_o U_q - (-\omega TP) \end{aligned} \quad (8)$$

右辺第1項は選択されるベクトルに依存するが、第2項はそれと無関係で、スライディングモード理論ではよく知られている等価入力($U^{eq} = [u_p^{eq}, u_q^{eq}]^T$) (2),(4)である。

各スイッチングベクトルの一制御周期での制御能力(誤差修正能力)を定めるために、以下の如く、誤差操作子 β を定義する。ベクトル空間上では図4に示される。

$$\beta \triangleq \begin{bmatrix} \frac{T}{L} V_o U_p - u_p^{eq} \\ \frac{T}{L} V_o U_q - u_q^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T}{L} V_o U_p - \frac{T}{L} E^2 - \omega TQ \\ \frac{T}{L} V_o U_q + \omega TP \end{bmatrix} \quad (9)$$

誤差操作子の定義と(8)式の誤差方程式から誤差ベクトルは

$$\frac{ds}{d\tau} = \beta \quad (10)$$

図4 誤差操作子の定義図
Fig. 4. Definition of error operator

のように誤差操作子によって完全に操作されることが分かる。 β はスイッチングベクトルと一対一の関係を持つので、以下 β を制御入力ベクトルとして論じる。

制御周期(T)が十分短かければ、制御周期内で β がほぼ一定値であり、誤差が直線運動と見なせ、各時刻の誤差瞬時値は

$$s(\tau) = s(0) + \tau\beta \dots\dots\dots (11)$$

のように表すことができる。ただし、 $s(0)$ は β が作用し始めるときの初期誤差ベクトルであり、 τ は制御周期 T で正規化した作用時間($0 \leq \tau \leq 1$)である。

〈3・2〉一番目のベクトル(β_1)の最適選択則 直接制御という立場から、ベクトル選択は制御量をその指令値に追従させ、換言すれば、誤差をゼロに収束させることを目的としている。デジタル制御の場合、制御周期の終わり時点での終点誤差をゼロの近傍に収束させることが適切である。

制御周期始点での初期誤差を s_0 とし、あるベクトル β_{1k} が一制御周期中に選択されたとすると、現制御周期の終点誤差 s_{1k} は誤差操作子の定義から、(12)式のように計算できる。

$$s_{1k} = s_0 + \beta_{1k} \dots\dots\dots (12)$$

一番目のベクトルの選択は、そのベクトルが一制御周期中に選択された場合、選択可能なすべてのベクトル(β_{1k})の中、終点誤差($\|s_{1k}\|$)が最も小さくなるベクトルを選択する。

演算上では次のような評価関数を導入し、その最小値に対応するベクトルを一番目のベクトルとして選択する。

$$u_I^{opt} = \{\beta_1 | \min_k (s_0 + \beta_{1k})^T (s_0 + \beta_{1k})\} \dots\dots\dots (13)$$

この評価関数は同時に2つの重要なポイントを押さえている。すなわち、初期誤差が大きい($\|s_0\| \gg \|\beta\|$)過渡時には、誤差を最も速く収束させる長いベクトルを選択し、逆に初期誤差が既にリップル範囲に入った定常時には、リップルの発生を最小に抑える短いベクトルを選択する。これで、二つの異なる評価目標を1つに有機的に融合し、追従特性とリップル率特性を同時に満足させることが可能となる。

過渡、定常時のベクトルの選択様子を図5に示す。図に示すように、初期誤差の大きさによって選択されるベクトルを使い分けている。

図5 一番目のスイッチングベクトルの選択
Fig. 5. Selection of first switching vector.

〈3・3〉二番目のベクトル(β_2)の最適選択則 二番目のベクトルの選択も、終点誤差が最小になるように選択するが、切換えタイミングが絡むので、原理は少し複雑になる。

まず、選択可能なベクトルの中で任意の1つ(β_{2k})を取り出して二番目のベクトルとする。一番目のベクトル β_1 が先に選択されて、適当なタイミング α で β_{2k} に切換えたとすると、制御周期の終わり時点での終点誤差(s_{2k})は、誤差操作子の定義から(14)式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} s_{2k}(\alpha) &= s_0 + \alpha\beta_1 + (1-\alpha)\beta_{2k} \\ &= s_0 + \beta_1 + (1-\alpha)(\beta_{2k} - \beta_1) \\ &= s_1 + \gamma(\beta_{2k} - \beta_1) \quad 0 \leq \gamma = 1-\alpha \leq 1 \end{aligned} \quad (14)$$

上式から分るように、終点誤差 s_{2k} は切換えタイミング α の関数である。ベクトル β_{2k} の妥当性評価は、そのベクトルにより生じる最小終点誤差 s_{2k}^* に行なわなければならない。

終点誤差 s_{2k} は α の線形関数で、 $0 \leq \alpha \leq 1$ 範囲での s_{2k} の軌跡は、図6に波線で示された s_2 線分(β_{2k} と β_1 を結ぶ線)となる。最小終点誤差 s_{2k}^* は原点から s_2 線までの距離ベクトルとなることが明らかである。

図6 二番目のスイッチングベクトルの選択原理図
Fig. 6. Selection of second switching vector.

図6から分かるように、最小終点誤差 s_{2k}^* の大きさ $\|s_{2k}\|$ は θ_k (s_1 ベクトルと s_2 線との成す角度) を用いて、次のように求められる。

$$\|s_{2k}^*\| = \|s_1\| \cdot |\sin \theta_k| \dots\dots\dots (15)$$

角度 θ_k が小さいほど $\|s_{2k}^*\|$ が小さいので、選択可能なすべてのベクトルの中、 θ_k が最も小さくなる β_{2k} ベクトルを選択すればよい。

θ_k の大きさを判別するために、 s_1 と s_2 線ベクトルとの内積 $s_1^T(\beta_{2k} - \beta_1)$ に注目する。

ベクトル内積の定義から

$$\begin{aligned} s_1^T(\beta_{2k} - \beta_1) &= \|s_1\| \cdot \|\beta_{2k} - \beta_1\| \cos(\pi - \theta_k) \\ &= -\|s_1\| \cdot \|\beta_{2k} - \beta_1\| \cos \theta_k \end{aligned}$$

となり、 $\|\beta_{2k} - \beta_1\|$ が図4から分かるように正六角形の辺長の定数 c_k 倍 (β_{2k} が β_1 と隣接またいずれかがゼロベクトルの場合 $c_k = 1$ 、一つおきの場合 $\sqrt{3}$ 、相反対の場合 2) となるシステムの特徴に注意すると、次の評価関数を最小にさせる β_{2k} ベクトルを選択すればよいことになる。

$$u_{II}^{\text{opt}} = \{\beta_{2k} | \min_k (s_0 + \beta_1)^T (\beta_{2k} - \beta_1) / c_k\} \dots\dots (16)$$

以上の選択原理は代数的にも証明できるが、紙面の都合上省略する。

以上の終点誤差最小原理に基づく選択原理から、本制御方式では一番目のベクトル選択で速応性を最大限に確保すると共にリップルの発生率を抑え、二番目のベクトルの選択によって、一番目のベクトルと共同作用して、リップルの発生をさらに低減していることが分かる。

なお、図2に示すように、制御効果が同一であるゼロベクトルが二種類あるが、ゼロベクトルが選択された時、スイッチング数を減らす立場から、スイッチング数の少ない方を選択する。

(3・4) 最適切換えタイミング—瞬時THD最小化制御則 瞬時ひずみ最小化制御では、ベクトルの切換えタイミングはスイッチングシステムの重要特性となる総合ひずみ率(THD)を直接評価して、その最小化解で決定される。

本節の結論は上述の最適選択則に適用して相乗効果を発揮するが、それらの選択法に限らず任意の手段で二つのベクトル β_1, β_2 を選択したとして、瞬時THDが最小になる切換えタイミングの決定にも通用する。

電源一周期に n 個の制御周期が入るとして、総合ひずみ率は次のように定義される。

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \int_0^1 \|s_k(\tau)\|^2 d\tau}}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \dots\dots\dots (17)$$

瞬時THD最小化制御では制御周期ごとのひずみ、すなわち、上式の分子の各積分項

$$D = \int_0^1 \|s(\tau)\|^2 d\tau \dots\dots\dots (18)$$

に対してそれが最小になるように切換えタイミングを求めると。

結論を先に述べると、最適タイミングの解 (一番目のベクトルの持続時間 α^{opt}) は(19)式の α_0

$$\alpha_0 = \frac{(\beta_2 + 2s_0)^T(\beta_2 - \beta_1)}{(\beta_2 - 2\beta_1)^T(\beta_2 - \beta_1)} \dots\dots\dots (19)$$

を参考解として次のようになる。ただし、 A は(19)式の分母値を表す。

$$\alpha^{\text{opt}} = \begin{cases} \text{if } A > 0 & \begin{cases} 1 & \text{if } \alpha_0 \geq 1 \\ \alpha_0 & \text{if } 0 < \alpha_0 < 1 \\ 0 & \text{if } \alpha_0 \leq 0 \end{cases} \\ \text{if } A \leq 0 & \begin{cases} 1 & \text{if } \alpha_0 \leq \frac{1}{3} \\ 0 & \text{if } \alpha_0 > \frac{1}{3} \end{cases} \end{cases} \dots (20)$$

[証明] 任意の切換えタイミング α で一番目のベクトル β_1 から二番目のベクトル β_2 に切換えけるとすると、誤差操作子の定義から一周期内で各時刻の瞬時誤差は

$$s(\tau) = \begin{cases} s_0 + \tau\beta_1 & 0 \leq \tau \leq \alpha \\ s_0 + \alpha\beta_1 + (\tau - \alpha)\beta_2 & \alpha \leq \tau \leq 1 \end{cases} \dots (21)$$

のように表される。これを(18)式に代入すると、瞬時ひずみ率は次式のように展開できる。

$$\begin{aligned} D &= -\frac{1}{3}(\beta_2 - 2\beta_1)^T(\beta_2 - \beta_1)\alpha^3 \\ &\quad + (\beta_2 - \beta_1 + s_0)^T(\beta_2 - \beta_1)\alpha^2 \\ &\quad - (\beta_2 + 2s_0)^T(\beta_2 - \beta_1)\alpha \\ &\quad + \frac{1}{3}\beta_2^T\beta_2 + \beta_2^Ts_0 + s_0^Ts_0 \end{aligned} \quad (22)$$

(22)式からわかるように、 D は α の三次多項式となる。一般的に三次曲線は一つの極大値と一つの極小値との二つの極値を持つ。閉区間 $0 \leq \alpha \leq 1$ 内の最小値は境界値 (0 or 1) かその区間に入る極小値になることは周知の通りである。極値を求めるために、(22)式を α に対して微分すると、

$$\frac{dD}{d\alpha} = (1 - \alpha)[\alpha(\beta_2 - 2\beta_1) - (\beta_2 + 2s_0)]^T(\beta_2 - \beta_1) \dots (23)$$

と計算できる。それをゼロとする α の解は2つあり、一つは常に1で、もう一つは(19)式の α_0 となることが分かる。三次曲線の向きは(22)式の α^3 項の係数の極性、すなわち(19)式の分母の極性で決まることと1が常に極値になることに注意すると、 α_0 の入る範囲によって図7に示す6つのケースしか考えられない。

(a),(b),(c)は3次項係数が負のケースを示している。この場合、 α_0 が

$$\begin{aligned} 0 < \alpha_0 < 1 & \text{ の場合, (a), } \alpha^{\text{opt}} = \alpha_0 \\ \alpha_0 \leq 0 & \text{ の場合, (b), } \alpha^{\text{opt}} = 0 \\ \alpha_0 \geq 1 & \text{ の場合, (c), } \alpha^{\text{opt}} = 1 \end{aligned}$$

となることが直感的に分かる。

一方、(d),(e),(f)は3次項係数が正のケースを示している。この場合、境界値0か1のいずれかが最小解となるが、

図7 瞬時ひずみ率最小値と α_0 との関係
Fig. 7. Relation between α_0 and minimal $\mathcal{D}$

$\alpha_0 \leq 0$ の場合 (e), $\alpha^{\text{opt}} = 1$
 $\alpha_0 \geq 1$ の場合 (f), $\alpha^{\text{opt}} = 0$

となることが明らかである。(d) の場合は直感的な判断がしにくいので、1と0時のひずみ率を比較するために、(22)式から、

$$\mathcal{D}(1) - \mathcal{D}(0) = \frac{1}{2}(\beta_2 - 2\beta_1)^T(\beta_2 - \beta_1) \left(\frac{1}{3} - \alpha_0 \right) \quad (24)$$

のように計算できる。大きい括弧の前の項が(19)式の α_0 の分母で負であることに注意すると、

$\alpha_0 > \frac{1}{3}$ の場合, $\mathcal{D}(1) > \mathcal{D}(0)$, $\alpha^{\text{opt}} = 0$
 $\alpha_0 \leq \frac{1}{3}$ の場合, $\mathcal{D}(1) \leq \mathcal{D}(0)$, $\alpha^{\text{opt}} = 1$

となることが分かる。この結論は(e),(f)のケースも包含することが明らかである。

以上をまとめると、(20)式の結論が得られる。

Q.E.D.

本節の最適タイミング則から α^{opt} が0~1の間の解があれば、一制御周期に2つのベクトルを出力するが、0または1の場合は1つのベクトルしか使わないことになる。その結果、最適タイミング則は瞬時THDを最小化するとともに、無駄なスイッチング動作を省ける役割も果たしている。

以上のベクトルの最適選択則と最適タイミング則とを組み合わせることにより、高追従性と低ひずみ率性とを両立できるが、もう1つの有効な機能を有している。それは定常時のスイッチング周波数が動作状態によらず、ほとんど一定となることである。シミュレーションおよび実験結果から、ベクトルの各切換え動作は三相の中、ほとんど一つの相のスイッチだけを切換えていることが確認された。一般的に三相コンバータのスイッチング周波数は各相オンオフ一回ずつ、延べ6回のスイッチ切換え動作に要する平均時間より計算される。本制御方式の場合、定常時では一制御周期

に2つのベクトルを出力し、2回のスイッチ切換え動作をするので、6回の切換え動作には3周期を要する。よって、スイッチング周波数はサンプリング周波数の $1/3$ となり、制御周期の設定により決められる。

4. 直流電圧制御

交流制御ループが十分速く整定できるので、交流リアクトルに蓄えるエネルギーは一定と見なせる。従って、(4)式右辺の第1項は省略でき、電力フローは次式で支配される。

$$P = \frac{1}{2}C \frac{dV_o^2}{dt} + V_o i_o \quad \dots\dots\dots (25)$$

上式第2項は負荷が消費する電力で、コンバータと負荷の係わりは、負荷の種類と関係なくこの電力のみで決定される。第1項は、入力電力 P から負荷電力を差し引いた電力分であり、直流コンデンサを充放電し、直流電圧の調整作用を行う。

そこで、電力指令値 P^* を次の機能のはっきり分けた2つの部分から構成する。

$$P^* = P_D^* + \Delta P^* \quad \dots\dots\dots (26)$$

P_D^* は直流負荷で消費される電力瞬時値或いは平均値に相当し、 ΔP^* は直流コンデンサを充放電させる電力に相当する。

負荷電力を P_D^* で補償できる場合、

$$\frac{1}{2}C \frac{dV_o^2}{dt} = \Delta P^* \quad \dots\dots\dots (27)$$

が成り立つ。直流電圧 V_o の二乗値 V_o^2 が ΔP^* に対して単純な線形の積分関係であることに注目して、著者らは電圧二乗値フィードバック構成法を提案した^{(3),(4)}。これで線形近似

図8 直流電圧制御ブロック図
Fig. 8. DC voltage control block diagram.

を避け、大域安定で、一様な制御特性が得られる。さらに、負荷電力補償と組み合わせて、負荷変動に強いシステムを構成することができる。例えば、図8に示すような負荷電力補償+PI制御器を適用しても、動作点によらず固定ゲインで一定の電圧制御特性が得られる。

5. 実験結果

システム構成を図9に示す。

電源を200V、50Hzの商用電源を用いた。回路定数を $L = 2.0\text{mH}$, $C = 3300\mu\text{F}$, 負荷抵抗 $R = 25\Omega$ とした。制御回路

図 9 制御システム構成図

Fig. 9. Control system configuration.

は RISC CPU SH7032 を中心に構成し、制御周期を $66.6\mu\text{sec}$ と設定し、スイッチング周波数は約 5kHz となった。

指令値を直流電圧 $V_O^* = 320\text{V}$ 、力率 1 ($\phi^* = 0$) と指定して行った。今回の実験では負荷電力情報を得ていないので、電力補償値を $P_D^* = 0$ とおいた。

なお、演算遅れの影響を避けるために、状態予測手法を適用して、常に次制御周期のベクトルを選択している。

図 10 電源電圧と電流 (5msec/div)

Fig. 10. Source voltage and current(5msec/div)

図 11 負荷急変時の直流電圧と入力電流

Fig. 11. DC voltage and input current with impact load

図 10 は、電源電圧・電流の波形を示す。今回は上述のように直接瞬時電力を評価対象としており、電源電圧には軽微なひずみが認められるが、電流は電源電圧と同相であり、ひ

ずみ率は約 4% であり、十分抑えられていることが分かる。また、図 11 は 4kW 負荷を入り切りしたときの出力直流電圧と交流電流の波形である。切換え時の電圧変動量は 15V 以下に抑えられている。

実験結果より提案した制御法の力率設定、交流ひずみ抑制性能および直流負荷変動抑制性能が有効に機能していることが分かる。また、負荷電力を検出し上述の P_D^* で補償すれば、負荷変動に対しより高速な応答をすることは明白である。

6. あとがき

本論文は電圧形コンバータにおいて、その交流制御ループに対して、一制御周期に二つのベクトルを順次選択し、最適タイミングで切替える瞬時ひずみ最小化制御法を提案した。終点誤差最小化原理に基づいたベクトル選択により、追従性を高めるとともにリップルの発生を最小限に抑えることが可能となった。また、直接総合ひずみ率 (THD) の定義を評価関数とし、それを最小になるように切換えタイミングを決定することにより、ひずみ率の最小化を図ることができた。

また、直流電圧の制御に対し、回路電力関係に着目した負荷電力補償を付加した電圧二乗値フィードバック制御法を採用することにより、固定ゲインで大域安定性が保証されると共に、負荷変動抑制特性が向上できることを示した。

提案した制御法の有効性は実験にて確認した。

また、今回は制御量を瞬時電力としたが、瞬時電流とすることも容易であり、必要に応じて選択すればよい。

なお、本論文では電圧形コンバータを対象に議論を進めたが、瞬時ひずみ最小化制御法自体は一般性があり、その結論は他の対象のスイッチング制御にも適用できることが明らかである。瞬時値制御で過渡、定常両方の特性がよく、しかも動作状態によらずほとんど一定のスイッチング周波数で動作可能としたことはスイッチング制御理論の前進に寄与できると確信している。

(平成 8 年 5 月 31 日受付, 平成 9 年 3 月 24 日再受付)

文 献

- (1) 電気学会:「高性能半導体電力変換方式」, 電気学会技術報告 (II 部) 第 345 号
- (2) 陳・藤川・小林・大西・A. Šabanović:「電流形コンバータのスライディングモード制御法」, 電学論 D, 115, 916~923(平 7-7)
- (3) 陳・藤川・小林:「スライディングモードに基づいた電圧形コンバータ制御」, 平成 7 電気学会全大, No.703
- (4) 陳・藤川・小林:「スライディングモードによる電圧形コンバータの瞬時電力制御」, 平成 7 電気学会産業応用部門全大, No.289
- (5) 赤木・金澤・藤田・難波江:「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 電学論 B, 103, 483~490(昭 58-7)
- (6) 野口・富木・近藤・高橋・勝俣:「スイッチングテーブルによる PWM コンバータの有効・無効電力瞬時値比較制御法」, 電学論 D, 116, 222~223(平成 8-2)

陳 芸 峰

(正員) 1963年10月16日生まれ。92年3月千葉大学大学院自然科学研究科博士課程修了。同年東洋電機製造(株)入社。技術研究所勤務。現代制御理論応用研究に従事。計測自動制御学会会員。工学博士。

藤川 淳

(正員) 1971年3月東京理科大学理工学部電気工学科卒業。同年東洋電機製造(株)入社。技術研究所勤務。制御システムの研究開発に従事。現在同社技術研究所パワーエレクトロニクス第一研究室長。

小林 弘和

(正員) 1961年3月姫路工業大学電気工学科卒業。同年東洋電機製造(株)入社。パワーエレクトロニクス関係の開発に従事。現在同社技術研究所技師長。パワーエレクトロニクス研究室長。

大西 公平

(正員) 1975年3月東京大学電気工学科卒業。1980年3月同大学大学院電気工学科博士課程修了。同年慶應義塾大学勤務。現在同大学理工学部システムデザイン工学科教授。1986年電気学会最優秀論文賞, 1986年, 1992年 IEEE-IES IECON Outstanding Paper Award 受賞。工学博士。

A. Šabanović

(非会員) He received B.S. degree in Electrical Engineering (in 1970), M.S. and Dr. Eng. from University of Sarajevo. Since 1970 till 1991 he has been with Energoinvest-Institute for Control and Computer Sciences, Sarajevo. From 1991 he has been with University of Sarajevo, Department of Electrical Engineering, professor. Currently he is a professor of Marmara Research Centre, Turkey. His fields of interest include control systems, motion control systems, robotics and power electronics.