UDC 621.3.016.44:621.314.53.015

論文

61-B 39

電圧形 PWM 変換器を用いた瞬時無効電力補償装置の動作解析と設計法

正員 金澤 喜平 (長岡工業高専)

正員 難波江 章 (長岡技科大)

1. ま え が き

大容量、高性能の自己消弧形半導体素子が開発されるに伴い、電流制御形大容量装置としての電圧形 PWM 変換器が注目されている⁽¹⁾。この変換器は、ベクトル制御を適用した誘導電動機制御用インバータなどにも用いられている代表的な電力変換器である。その使用実績からも基本的な制御法や設計上の諸問題はすでに解明されているものと思われる。しかし、瞬時無効電力補償装置として用いた電圧形 PWM 変換器の場合は、その直流側がコンデンサのみであり、また交流側は一定周波数、一定電圧の系統電源である点がインバータとして用いた場合との本質的な相違点である。この電圧形 PWM 変換器による基本波無効電流補償の原理については報告されているが⁽²⁾⁻⁽⁴⁾、高調波電流補償を対象とした変換器動作の解析はされていない。

本論文では、瞬時無効電力補償装置の設計法を確立する目的で、ヒステリシスコンパレータ方式による高調波電流制御を対象とした電圧形 PWM 変換器の動作解析を行ない、設計上の理論的根拠を明らかにする。ここでの高調波電流とは、先に提唱した瞬時値理論⁽⁵⁾に基づく実電力および虚電力に起因するひずみ波電流を指す。特に系統電源に対してエネルギーを伴わない虚電力に起因する高調波無効電流を主な対象として論じる。

変換器の偏差電流に対するインダクタンスの偏差電圧を定義し、変換器の電流制御性の考察基準となるこの偏差電圧に着目した解析法を提唱する。この解析法を適用して、(1)直流電圧の自己確立動作、(2)直流電圧値と動作スイッチング素子数の関係、(3)ヒステ

リシス幅とスイッチング周波数、および素子の平均スイッチング周波数、などについて論じる。また、本解析式に基づき、高調波無効電流補償を対象とした変換器の最適インダクタンスの算定式を理論的に導出する。

次に、従来から変換器のスイッチング周波数を無限大とすればリアクトルやコンデンサなどのエネルギー貯蔵要素は無限に小さくできると考えていた⁽³⁾⁽⁵⁾。しかし、電圧形 PWM 変換器の交流側には原理的にリアクトルが必要である。高調波電流を対象とするリアクトルが存在するかぎり、スイッチング周波数を無限大としても、リアクトル中にエネルギーの脈動が生じる。基本波無効電流のみでは生じないこのエネルギーの脈動を解析的に明らかにし、リアクトルとコンデンサのエネルギー貯蔵要素としての働きを変換器の瞬時パワーフローで表現し、それに基づくコンデンサ容量の算定法について論じる。

以上の変換器動作解析に基づく最適インダクタンス算定法および変換器パワーフローとコンデンサ容量の算定法について、実験により理論を検証する。

2. 実験システムと動作解析法

〈2・1〉 主回路と電流制御法 主回路と電流制御システムを図1に示す。なお、図では交流電源系統に接続された補償対象負荷を省略してある。制御電流指令は図1の電流指令演算回路で、瞬時実電力指令 p^* 、瞬時虚電力指令 q^* (文献(5)参照)と電源電圧 e_a, e_b, e_c から演算して得られる。三相電圧を直交 α - β 座標上に三相/二相変換した電圧 e_α, e_β から次式により二相電流指令 i_α^*, i_β^* が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} i_{\alpha p}^* \\ i_{\beta p}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q}^* \\ i_{\beta q}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

但し、 $i_{\alpha p}^*, i_{\alpha q}^*$ などの添字 p, q はそれぞれ p^*, q^* の各電力指令に起因する成分を表わす。

次式により三相電流指令 i_a^*, i_b^*, i_c^* が得られる。

A Study on Analysis and Design of a Harmonic Reactive Power Compensator using a Voltage Source Type PWM Converter.
By Yoshihira Kanazawa, Member (Nagaoka Technical College)
& Akira Nabae, Member (Technological University of Nagaoka).

金澤喜平: 正員, 長岡工業高等専門学校電気工学科
難波江 章: 正員, 長岡技術科学大学工学部電気系

Fig. 1. Main circuit and experimental system.

Fig. 2. Current control method.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} i_{a p}^* \\ i_{b p}^* \\ i_{c p}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{a q}^* \\ i_{b q}^* \\ i_{c q}^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

この電流指令の極性により、各相の制御素子を決めてその素子のみをオン・オフ制御する。その他の素子はその間オフに保つ。図2は a 相電流指令 i_a^* と制御素子の関係を示し、そのドライブ信号は電流指令 i_a^* と電流 i_a との誤差電流 Δi_a (注1) からヒステリシスコンパレータ方式により与えられる。本制御方式は直流短絡防止の休止区間を電流指令の極性切替時に設けるのみで済むこと、およびヒステリシスコンパレータ方式を用いていることから、高速電流制御に適する。図3は $p^*=0$ で、虚電力指令 q^* (電源周波数 ω に対し、 6ω の正弦波信号) による a 相制御電流 i_a とトランジスタ T_4 のドライブ信号を示す。 T_4 のオフ時間の最小は $30\mu\text{s}$ の高速であるが、素子 T_4 の平均スイッチング周波数は 1.5kHz 程度である。

(注1): 図1の $\Delta i_a = i_a^* - i_a$ を表わす。

Fig. 3. Waveform examples of current (upper trace) and base drive signal (lower trace).

〈2・2〉 動作解析法 a 相の実電流 i_a を電流指令 i_a^* と偏差電流 $i_a = -\Delta i_a$ に分離する。

$$i_a = i_a^* + \hat{i}_a \dots\dots\dots (3)$$

主回路の回路モードは、6個のスイッチのオン・オフで表わされるから、その回路モードおよび電圧式を各相のモード係数 K_a, K_b, K_c によって表現することができる。すなわち、モード係数とは回路モードに応じて図1の主回路スイッチ部の入力端子 A, B, C 点の電位が電源中性点に対して変化し、その電位が直流電圧瞬時値 v_d のモード係数倍として表わされることを意味し、次式が成立する。

$$\begin{aligned} e_a - e_{la} &= K_a v_d, \quad e_b - e_{lb} = K_b v_d \\ e_c - e_{lc} &= K_c v_d \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

但し、 e_{1a}, e_{1b}, e_{1c} : 各相のインダクタンスの電圧
 a 相のモード係数 K_a と回路モードの関係を表わしたのが図 4 であり、() 内は b, c 相のモード係数値を表わしている。また K_a, K_b, K_c は次の関係がある。

$$K_a + K_b + K_c = 0 \dots\dots\dots (5)$$

a 相のインダクタンスの電圧 e_{ia} は(3)式の i_a^* と i_a の成分に分離して、次式で表わす。

$$e_{lq} = l di_a^* / dt + l d\hat{i}_a / dt \triangleq e_{lq}^* + \hat{e}_q(K_q) \dots (6)$$

この第2項の $\mathcal{E}_a(K_a)$ は偏差電流 i_a に対するインダクタンス l の電圧 $l di_a/dt$ であり、 i_a の変化率を考察する重要な電圧である。(4), (6)式から次式が得られる。

$$\hat{e}_a(K_a) = d\hat{i}_a/dt = e_a - e_{ia}^* - K_a v_d$$

$$\triangleq e_a^* - K_a v_d \dots\dots\dots (7)$$

この式の e_a^* を新たな等価電圧源と考えれば, $e_a(K_a)$ は時間関数の電圧 e_a^* とスイッチングによる回路モードから定まる等価直流電圧 $-K_a v_a$ の和で表わされる。この電圧 $e_a(K_a)$ の瞬時波形は, 等価直流電圧 $K_a v_a$ が回路モードに応じて変化するから, e_a^* に $-K_a v_a$ のパルス電圧を重ねようしたものとなる。

$e_a(K_a)$ は偏差電流 i_a の変化率すなわち変換器の電流制御性能の考察基準となる重要な電圧であり、インダクタンス l の偏差電流分に対する電圧であることか

図 4 回路モードとモード係数

Fig. 4. Circuit mode and mode coefficient.

ら、以下単に偏差電圧と呼ぶことにする。この偏差電圧 $e_a(K_a)$, $e_b(K_b)$, $e_c(K_c)$ に着目して以下の第3章, 4章を論じる。

3. 直流電圧自己確立の原理とスイッチング損失

〈3.1〉 直流電圧自己確立の動作原理 電圧形変換器を用いた無効電力補償装置では、実電力指令 $p^* = 0$ であるにもかかわらず、直流コンデンサ電圧が三相ダイオード整流電圧より高い値に自動的に確立することが実験的に確認されていた⁽⁷⁾⁽⁸⁾。ここでは、電圧形PWM変換器の直流電圧自己確立動作が、電流制御が不完全となる相の偏差電流に起因することを明らかにする。図5は説明を簡単にするため基本波遅れ無効電流の場合を例に、(7)式に示した a 相の偏差電圧 $e_a(K_a)$ がモード係数 K_a の値によってどのように変化するか、その概形を描いたものである。図5で、 $e_a(K_a) = l di_a/dt$ の値に基づく偏差電流 i_a の制御性の考察から、(*)印部の i_a の制御が不完全となること、更にその i_a に直流偏差が生じ、その直流偏差による電力が変換器に流入することを考えよう。

$K_a = 1/3$ のときの $e_a(1/3)$ が正となる(*)印部で、電流指令 i_a^* の極性と b, c 相の偏差電圧 $e_b(-1/3)$, $e_c(-1/3)$ の極性により4つの区間モードに分けて考える。

〔区間モード(1)〕 $i_a^* < 0$, $e_b(-1/3) < 0$, $e_c(-1/3) > 0$ の区間で、 a 相の偏差電流 i_a の制御性に

図 5 偏差電圧と偏差電力

Fig. 5. Deviated voltages and deviated power.

いて考える。 $i_a > 0$ で減少指令に転じたとすれば、トランジスタ T_1 がオンとなり、 $K_a = 1/3$ か $2/3$ となる。もし $K_b = K_c = -1/3$ (T_2 オフ, T_6 オン) であったとすれば図4および(5)式より $K_a = 2/3$ となり、(7)式および図5から $e_a(2/3) = e_a^* - 2v_d/3 = l di_a/dt < 0$ で、 i_a は減少可能である。しかし、 K_b, K_c のいずれかが $1/3$ であったとすれば、 $K_a = 1/3$ となり、 $e_a(K_a) = l di_a/dt > 0$ より i_a は減少指令にもかかわらず逆に増加する。また、 K_b, K_c とも正になったとすれば、 $K_a = 0$ の零モードとなり、 $e_a(0) = e_a^* > 0$ により i_a は指令と逆に急こう配で増加する(注2)。

次に、 b 相偏差電流 i_b ($i_b^* < 0$) について考える。 i_b の増加指令に対してトランジスタ T_2 オフとなり、 $K_b = -1/3$ か $-2/3$ のいずれかとなる。 a 相と同様 $K_b = -1/3$ (または 0) のとき $e_b(K_b) < 0$ であるから、 i_b は指令と逆に減少する。

以上から $K_a = 1/3$, $K_b = -1/3$ のときの偏差電圧 $e(K)$ の極性は指令と逆になり、それぞれ a 相, b 相の電流制御は不能となる。直流電圧 v_d が低下するほど、逆極性の偏差電圧は大きくなる。一方、 c 相電流は i_c^* が正の最大値近傍で、しかも $e_c(K_c)$ は常に電流制御指令極性の電圧となり(注3)、 i_c は完全制御可能である。従って、この区間モードは c 相が中心となって、三相電流制御を支配し (T_6 のオン・オフ, $K_c =$

(注2): T_1 オフ(増加指令)時の零モードでは i_a の増加は指令通りで、すみやかに T_1 オンに転ずる。

$\pm 1/3$), a 相は T_1 オン ($K_a=1/3, 2/3$), b 相は T_2 オフ ($K_b=-2/3, -1/3$) の状態に連続して止まり, c 相の制御に従属して制御される区間である。このことは直流電圧 v_d が低下すれば区間(1)が長くなり, i_a の平均値 >0 , i_b の平均値 <0 の直流偏差が大きくなり, この偏差電流による電力 $\hat{p}_a = e_a i_a$ および $\hat{p}_b = e_b i_b$ ($e_b < 0$) に正の直流偏差分が生じる。この $\hat{p}_a$ は図5のように, スwitchングに伴って電源と変換器 a 相との間でやりとりされる偏差電力であるが, 直流電圧が低下すれば $\hat{p}_a$ の直流分が増加し, 直流電圧の低下を補うことになる。

〔区間モード(2)および(3)〕 この区間は $b \cdot c$ 相の偏差電圧が常に電流制御指令極性の電圧となり, i_b, i_c の完全制御可能区間である。 $\omega t = \pi/2$ で $i_a^* = 0$ であり, $i_a = (-i_b - i_c)$ もほぼ指令に追従し, 直流偏差もほとんどなくなる。この区間は, 電流制御支配相が c 相 (T_6) から b 相 (T_2) に移行する区間であり, 直流電圧が低下すれば, この区間はなくなる。

〔区間モード(4)〕 区間モード(1)と同様に b 相の T_2 1素子による電流制御支配区間となる。 a 相 T_4 オフ c 相 T_6 オンのモードが長くなり, $\hat{p}_a = e_a i_a$, $\hat{p}_c = e_c i_c$ に正の直流偏差が生じ, 変換器に正の電力が流入する。

以上の考察から, 直流電圧自己確立の原因が電流制御が不完全となる相の偏差電流にあることが明らかになった。

〈3・2〉 直流電圧値とスイッチング損失 偏差電力の三相分 $\hat{p}$ は次式で表わされる。

$$\hat{p} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad \dots\dots\dots (10)$$

直流電圧の確立値について, 各相の等価電圧源 e_a^* ,

図6 直流電圧確立領域と動作素子数

Fig. 6. D.C. voltage build-up region and numbers of switching devices.

(注3): 減少指令 (T_2 オフ) で $K_c=0$ のときのみ, $e_c = e_c^* > 0$ により i_c は指令と逆に増加するが, b 相が指令方向の電圧 $e_b^* < 0$ で i_b がすみやかにヒステリシス下限に達して, このようなモードからただちに脱する。

e_b^*, e_c^* と前節の区間モードとの関係から基本波無効電流の場合の図6をもとに考察してみよう。前節で論じたことより, 変換器に(10)式の偏差電力 $\hat{p}$ の直流分が流入するのは主として区間モード(1), (4)である。もし, 変換器に損失がなければ, 区間モード(2), (3)のみとなるまで直流電圧が上昇し, 全期間2素子制御による三相電流制御区間となる。このとき, 偏差電力の直流分はなくなり, これ以上電圧は上昇しない。その電圧値 V_{dm} は次式となる。

$$V_{dm} = (3/\sqrt{2}) V (1 \pm \sqrt{3} \omega l I^*/V) \quad (\text{注4}) \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$\triangleq (3/\sqrt{2}) V^*$$

但し, V は電源の線間電圧実効値, I^* は基本波無効電流実効値, 符号は進相(+)遅相(-)を表わす。次に変換器損失が大きい場合は, 区間モード(1), (4)の期間が長くなり, 偏差電力 $\hat{p}$ の直流分が増加する。図6の斜線部は3素子とも制御不能な領域で, 直流電圧 v_d がこの領域に入るとダイオード整流により上昇する。従って, 直流電圧 v_d は変換器損失の大小により, 図6の V_{dm} から V_{d1} (1素子制御区間のみ)までの間に自動的に確立する。また, 直流電圧が低下すると1素子制御区間が長くなり, 素子の損失(スナバ損失を含む)が減少する。このことは, 変換器のスイッチング動作自身に直流電圧低下を抑制する補償機能が備わっているといえる。なお, このスイッチング損失軽減効果は従来の正弦波-三角波比較方式では期待できない。

4. 高調波無効電流とリアクトルの設計

〈4・1〉 最適インダクタンスの算定法 虚電力指令 q^* に起因する高調波無効電流制御時の素子のスイッチングモードについて考察し, その電流の特徴に着目した最適インダクタンスの算定法を提案する。

補償対象としての虚電力指令 q^* を次数 m の次式で与えた場合について検討してみよう。

$$q^* = Q_m \sin m \omega t \quad (\text{注5}) \quad \dots\dots\dots (12)$$

この q^* と(1), (2)式より a 相電流指令 i_a^* は次式となる。但し, a 相電圧が $e_a = \sqrt{2/3} V \sin \omega t$ の三相平衡電圧とする。

$$i_a^* = i_{aq}^* = I_q \sin m \omega t \cos \omega t \quad \dots\dots\dots (13)$$

但し, $I_q = Q_m / \sqrt{6} V$ でこの実効値は $I_q/2$ となる。図7に $m=6$ の場合の三相電流指令と素子のスイッチ

(注4): $e_a = \sqrt{2/3} V \sin \omega t, i_a^* = \sqrt{2} I^* \sin(\omega t \pm \pi/2)$ とすれば, e_a^* の最大値は $\sqrt{2/3} V (1 \pm \sqrt{3} \omega l I^*/V)$ であるから, 図6の区間モード(1)で $e_a^* = -e_b^*$ となる交点の電圧が $V_{dm}/3 = \sqrt{3}/2 \times (e_a^*$ の最大値) であることより求まる。

(注5): 一般に, 相角度 φ_q を考慮すれば $q^* = Q_m \sin(m\omega t + \varphi_q)$ であるが, 簡単のため $\varphi_q = 0$ とする。

ングモードを示す。等価電圧源 e_a^* とモード係数 $K_a = \pm 1/3$ のときの等価直流電圧 $\pm v_d/3$ および偏差電圧 $e_a(K_a)$ から、偏差電流 i_a の制御性がわかる。この i_a の考察から i_a^* の不完全制御区間が明らかとなり、図の斜線部がそれに相当する。 b, c 相についても同様に考えられるから、結局三相全体の素子のスイッチングモードが求まり図7のようになる。この素子のスイッチングモードから、各相の完全電流制御可能な区間は主として電流指令の最大値(注6)または最大変化こう配の生じる各相電圧の零点近傍であることがわかる。

この高調波無効電流を制御する変換器の最適インダクタンスは、電圧零点において電流の最大変化こう配が生じるときのその等価電圧源 e^* に対し、次の必要十分条件式を満足するように選定すれば良い。

$$|e^*(\omega t=0)| \leq v_d/3 \dots\dots\dots (14)$$

但し、 $e^*(\omega t=0)$ は(7), (13)式から次式となる。

$$e^*(\omega t=0) = -m\omega l I_q \dots\dots\dots (15)$$

従って、直流電圧 v_d の設計値を V_d とすれば、(14), (15)式からインダクタンス l の条件式は次のように求まる。

$$l \leq V_d/3m\omega I_q \triangleq l_0 \dots\dots\dots (16)$$

等号は、電流が指令通り制御される限界を示し、ス

イッチング周波数の低減を考えれば、(16)式の l_0 がリアクトルの最適インダクタンス値となる。

最適インダクタンス l_0 時の三相リアクトル容量 Q_{l_0} は、変換器容量 $Q_{con} = \sqrt{3} V I_q$ に対し $V_d = \sqrt{3} V$ のとき次式で表わされる。

$$Q_{l_0} = Q_{con}/4m \text{ (注7)} \dots\dots\dots (17)$$

〈4・2〉 ヒステリシス幅とスイッチング周波数

電圧形 PWM 変換器による高調波電流制御に対してヒステリシスコンパレータ方式を適用する場合、ヒステリシス幅とスイッチング周波数の関係を明らかにする必要がある。第3章および図7の素子のスイッチングモードから三相電流制御に対して最も支配的な働きをするスイッチング相が存在する。この相のそのときのスイッチング周波数は電流波形に現われるスイッチング周波数に相当するものであり、この周波数について考察する。

図8は電流指令 i_q^* (波高値 I_q) に対し、ヒステリシス幅 δI_q とスイッチング時間 $\Delta T(K)$ の関係を表わす。時間 $\Delta T(K)$ はモード係数 K のときに i が δI_q だけ変化する時間を表わすから、偏差電圧 $e(K)$ すなわち $l di/dt$ は(7)式から次のように表わされる。

$$e(K) = l \delta I_q / \Delta T(K) = e^* - K v_d \dots\dots (18)$$

図8のスイッチング時間のうち、電流制御支配相については $K = \pm 1/3$ の時間 $\Delta T(\pm 1/3)$ のみを考えれば良い(注8)。(18)式では、 e^* の値により $\Delta T(K)$ の値

図7 高調波無効電流とスイッチングモード

Fig. 7. Harmonic reactive currents and switching modes of devices.

(注6): (注5)で $\varphi_q = \pm(\pi/2m\omega)$ のとき $\omega t=0$ で $i_q^* = I_q$ となる。

図8 ヒステリシス幅とスイッチング時間

Fig. 8. Hysteresis width and switching interval.

(注7): $Q_{l_0} = (3/4)\omega l_0 I_q^2$ に(16)式の l_0 を代入して得られる。

(注8): 図5からも推測できるように、 $e(\pm 1/3)$ の値が指令と逆極性か、または値が小さく偏差電流の変化こう配が小さい相に $K = \pm 2/3$ のモードが生じ、そのような相のスイッチング時間は長いので無視できる。

が異なるので、ここでは $e^*=0$ のときのスイッチング周波数が最も高い値となることから、その周波数を f_{sw} として次式で定義する。

$$f_{sw} = \{\Delta T(1/3) + \Delta T(-1/3)\}^{-1} \dots\dots\dots (19)$$

(18), (19)式から次式が得られる。

$$\delta f_{sw} = v_d / 6lI_q \dots\dots\dots (20)$$

インダクタンス l が(16)式の l_0 とすれば次式となる。

$$\delta f_{sw} = m\omega(v_d/V_d)/2 \dots\dots\dots (21)$$

上式はヒステリシス幅の割合 δ とスイッチング周波数の積が補償対象としての虚電力の周波数 $m\omega$ に比例することを示す。スイッチング支配相の電流偏差幅を設計値 δI_q に抑えるには、(15)式の値で $e^*(\omega t=0) = -v_d/3$ となる場合がスイッチングに最も厳しい条件となることを考えて、最小スイッチング時間 $\Delta T(1/3)_{\min}$ として次式が要求される。

$$\Delta T(1/3)_{\min} = 1/4 f_{sw} = \delta/2m\omega \dots\dots\dots (22)$$

次に、素子の平均スイッチング周波数 f_0 について考察する。全区間が2素子制御と1素子制御の区間に等分されたとすれば、素子1個の受持つスイッチング区間は全区間の4分の1、全区間が1素子制御とすれば6分の1となる。 f_{sw} を最大のスイッチング周波数と定義しているから、素子の平均スイッチング周波数 f_0 は次式で算定できる。

$$f_{sw}/4 > f_0 > f_{sw}/6 \dots\dots\dots (23)$$

5. 変換器パワーフローとコンデンサ容量の算定

瞬时无効電力補償装置の設計にあたり、最適インダクタンスの算定と同様に直流コンデンサ c_d の算定が重要である。素子のスイッチング周波数には制約があることから、変換器の交流側には必ずリアクトルが必要である。このリアクトルが存在するかぎり、電流制御指令に高調波電流が含まれ、従ってリアクトル中にエネルギー脈動が生じる。このエネルギー脈動を吸収するために、直流コンデンサにエネルギー貯蔵要素としての機能が要求される。このことに着目してコンデンサ容量の算定法を論じる。

(5・1) リアクトル電力と変換器パワーフロー

補償すべき電力指令として、瞬時虚電力指令 q^* のみを対象とすれば、電流指令は(1)式より次式となる。

$$\left. \begin{aligned} i_{\alpha q}^* &= -e_{\alpha} q^* / (e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2) \\ i_{\beta q}^* &= e_{\alpha} q^* / (e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (24)$$

この電流がインダクタンス l に流れると、リアクトルの瞬時電力 p_{lq}^* (注9)は次式で表わされる。

$$p_{lq}^* = l(i_{\alpha q}^* di_{\alpha q}^* / dt + i_{\beta q}^* di_{\beta q}^* / dt)$$

(24)式を上式に代入して整理すれば次式が得られる。

$$\begin{aligned} p_{lq}^* &= l \frac{q^*}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \frac{dq^*}{dt} - l \left(\frac{q^*}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \right)^2 \\ &\quad \times \left(e_{\alpha} \frac{de_{\alpha}}{dt} + e_{\beta} \frac{de_{\beta}}{dt} \right) \dots\dots\dots (25) \end{aligned}$$

この式の第1項は瞬時虚電力 q^* の脈動による脈動電力を表わし、第2項は系統電圧の変動による脈動電力を表わす。系統電圧が三相平衡電圧であれば、第2項は零となる。この電力 p_{lq}^* の時間積分により、リアクトル中の貯蔵エネルギー瞬時値 w_{lq}^* が得られる。系統が線間電圧実効値 V の三相平衡電圧とすれば、 $e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2 = V^2$ であるから、 w_{lq}^* は次式となる。

$$w_{lq}^* = q^{*2} / 2V^2 \dots\dots\dots (26)$$

この式は虚電力指令 q^* が脈動すれば、リアクトルの貯蔵エネルギーが q^* の2乗で脈動することを表わしている。このリアクトルのエネルギー脈動は、全て直流コンデンサで吸収しなければならない。

次に、実電力の脈動成分 $\tilde{p}^*$ の場合についても考察してみよう。 $\tilde{p}^*$ に起因する(1)式の電流 $i_{\alpha p}^*, i_{\beta p}^*$ から、 $\tilde{p}^*$ に基づくリアクトルの瞬時電力 p_{lp}^* は次式で表わされる。

$$\begin{aligned} p_{lp}^* &= l \frac{\tilde{p}^*}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \frac{d\tilde{p}^*}{dt} - l \left(\frac{\tilde{p}^*}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \right)^2 \\ &\quad \times \left(e_{\alpha} \frac{de_{\alpha}}{dt} + e_{\beta} \frac{de_{\beta}}{dt} \right) \dots\dots\dots (27) \end{aligned}$$

この式の第1項、第2項は(25)式と同様である。

変換器の制御指令として瞬時虚電力 q^* と瞬時実電力 $\tilde{p}^*$ の両方が与えられたとき、 $e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2 = V^2$ とすれば、リアクトルの瞬時電力 p_{lp}^* は次式で表わされる。

$$p_{lp}^* = \frac{l}{V^2} \left(q^* \frac{dq^*}{dt} + \tilde{p}^* \frac{d\tilde{p}^*}{dt} \right) \dots\dots\dots (28)$$

この式は、リアクトルの電力脈動が $q^*, \tilde{p}^*$ によりそれぞれ独立に生じることを意味している。

図9 変換器パワーフロー

Fig. 9. Instantaneous power flow in PWM converter.

(注9) : p_{lq}^* の添字 l, q は、それぞれインダクタンス l 中の q^* に起因する電力であることを意味している。

以上のリアクトルの瞬時電力に着目して、変換器の瞬時パワーフローを表現すれば図9となる。系統から変換器に流入する瞬時電力は瞬時実電力 $\hat{p}^*$ と変換器損失を補償する偏差電力 $\hat{p}$ である。また、コンデンサ充電電力 p_d^* は $\hat{p}^*$ による電力 $p_{dp}^* = \hat{p}^* - p_{lp}^*$ と q^* による電力 $p_{dq}^* (= -p_{lq}^*)$ の合成となり、次式で表わされる。

$$p_d^* = \hat{p}^* - (p_{lp}^* + p_{lq}^*) \dots\dots\dots (29)$$

〈5.2〉コンデンサ容量の算定法 変換器の直流コンデンサ容量の算定法は、図9の瞬時パワーフローから考察できる。補償対象が瞬時虚電力 q^* のみの場合と、瞬時実電力 $\hat{p}^*$ をも含む場合とでは、コンデンサで吸収しなければならないエネルギー量に大きな差が生じる。一般に、コンデンサの充電電力 p_d^* は(29)式で表わされ、この時間積分でコンデンサの充放電エネルギーが計算される。この充放電エネルギーがコンデンサ貯蔵エネルギーの脈動となり、直流電圧を脈動させる原因となる。

コンデンサ c_d の直流平均電圧を V_d とし、その平均貯蔵エネルギー W_d は次式で表わされる。

$$W_d = c_d V_d^2 / 2 \dots\dots\dots (30)$$

コンデンサのエネルギー脈動に伴う直流電圧 v_d の脈動に対して、許容される最大電圧を v_{dmax} とし、その脈動率 γ を次式で定義する。

$$\gamma = (v_{dmax} - V_d) / V_d \dots\dots\dots (31)$$

ここで、(29)式の時間積分で表わされるコンデンサの脈動エネルギー瞬時値 $\tilde{w}_d$ (注10) と直流電圧との間の関係式を求めれば次式が得られる。

$$\tilde{w}_d = c_d (v_d^2 - V_d^2) / 2 \dots\dots\dots (32)$$

コンデンサ容量 c_d の算定では、補償対象および補償容量から定まるコンデンサ脈動エネルギー $\tilde{w}_d$ の最大値 $\tilde{w}_{dmax}$ が重要である。コンデンサ容量算定式は、変換器の設計仕様として直流平均電圧 V_d 、その脈動最大値 $v_{dmax} = (1 + \gamma)V_d$ およびエネルギー脈動最大値 $\tilde{w}_{dmax}$ を決めれば、次式で表わされる。

$$c_d = 2\tilde{w}_{dmax} / (\gamma^2 + 2\gamma)V_d^2 \text{ (注11)} \dots\dots\dots (33)$$

なお、 $\hat{p}^* = 0$ で q^* のみの瞬時無効電力補償装置においては、 q^* の脈動に伴うリアクトル中のエネルギー脈動の最大値 $\tilde{w}_{lqmax}$ を(33)式の $\tilde{w}_{dmax}$ としてコンデンサ容量を算定すればよい。

(注10): $\tilde{w}_d = \int p_d^* dt - \left(\int p_d^* dt \text{ の平均値} \right)$

(注11): (32)式の $\tilde{w}_d$ に $\tilde{w}_{dmax}$ 、 v_d に $v_{dmax} = (1 + \gamma)V_d$ を代入して求める。

図10 インダクタンスと電流波形

(5 A/div, 1ms/div)

Fig. 10. Waveforms of current vs. inductance values.

6. 実験と検討

(1) リアクトルの設計と実験的検討 次の設計仕様により、インダクタンスの最適値を算定し、実験的に検討する。

(設計仕様) $V = 100 \text{ V}$, $I_q = 10 \text{ A}$, $f = 50 \text{ Hz}$

$m = 6$, $V_d = 160 \text{ V}$

(最適インダクタンス) (16)式より $l_0 = 2.8 \text{ mH}$

(δf_{sw} の検算) (21)式より $\delta f_{sw} = 943$ となり、 $\delta = 0.125$ とすれば $f_{sw} = 7.5 \text{ kHz}$

(素子平均スイッチング周波数) $f_0 = f_{sw}/5$ とすれば 1.5 kHz

(最小スイッチング時間) (22)式より $33 \mu\text{s}$

(電流波形) 図10は $l = 5.5 \text{ mH}$, 2.8 mH および 1.0 mH の各場合についての実験波形である。

各波形とも下が指令値 i_{dq}^* で、上が実電流である。 5.5 mH のときは予想通り最大変化こう配で追従できない。 2.8 mH ($\% \omega l = 8.8\%$ の最適値) ではほとんど指令通りに追従し、設計の妥当性を示している。 1.0 mH では(20)式より δf_{sw} が相当大きくなる。 $v_d = 160 \text{ V}$ なら、 $\delta f_{sw} \approx 2,700$ となる。 $\delta = 0.125$ で、最小スイ

図 11 虚電力指令と偏差電力 (1ms/div)

Fig. 11. Imaginary power reference and deviated power.

図 12 コンデンサ放電電力と直流電圧脈動 (2ms/div)

Fig. 12. Discharge power of capacitor and D.C. voltage pulsation.

ッチング時間には $12\mu\text{s}$ の高速応答が要求される。トランジスタが応答できないため δ が大きくなっている。

(2) 偏差電力 $\hat{p}$ と虚電力指令 q^* の関係を図 11 に示す。図 10 の $L=2.8\text{mH}$ と同条件での実験波形である。

(3) リアクトルの脈動電力とコンデンサ容量

虚電力指令として、 q^* に直流分と 6ω の脈動成分の合成値 $q^* \approx 600 + 600 \cos 6\omega t$ IVA (注12) を与えたときの、リアクトル中のエネルギー脈動を実験的に検討した。この場合のリアクトル脈動電力は直流コンデンサの放電電力から検証できる。コンデンサ放電電力 v_{d1d} はパルス状の電力であるから、遮断周波数 1kHz 程度のローパスフィルタを通して検出した。図 12 の $-p_{dq}$ が (25) 式の p_{iq}^* にほぼ等しいことが確認される (注13)。このときのコンデンサ容量 $C_d=14\mu\text{F}$ から、

(注12): q^* の定義およびそれが瞬時値を表わすことを考えると、その単位として従来の単相回路の平均値の概念を含む VA, var はなじまない。虚電力なる呼称に対応して Imaginary Volt Ampere の頭文字から IVA なる単位を用いる。

(注13) (25) 式第 1 項に $q^* \approx 600 + 600 \cos 6\omega t$ IVA を代入して計算すれば、そのピーク値は約 250W となる。

直流電圧 v_d の脈動はほぼ理論通りである。なお、直流電圧平均値 V_d は基本波電流が進相のため、約 190V と高くなっている。

(4) 系の安定性 本制御系は極めて安定な系である。瞬時起動・瞬時停止⁽⁹⁾、負荷急変⁽⁸⁾ならびに直流コンデンサの充放電に伴う 30% 程度の直流電圧脈動に対しても、動作が安定で、電流制御性に与える影響もほとんどないことが確認されている。

7. む す び

電圧形 PWM 変換器を用いた瞬時無効電力補償装置の設計法を提案し、実験的にその妥当性を確認した。

ここで提案した設計法の特長は、その理論的根拠を先に提唱した瞬時虚電力に起因する高調波無効電流を主な対象として、その電流制御性に着目した変換器の動作解析に基づいて論じている点にある。この電圧形 PWM 変換器の動作解析法は、交流側が系統電源で、直流側がコンデンサのみの無効電力補償装置を対象としている。

瞬時無効電力補償装置では瞬時虚電力のみを補償対象とするので、直流コンデンサ容量が小さくてすみサイクロコンバータの基本波無効電力、ならびに低次側帯波成分を補償する場合などに有効で、その実用化が期待できる。

今後は、系統に対しエネルギーを伴う実電力の高調波成分をも補償対象とした高調波電力補償装置の設計に本解析法を適用することを検討したい。

(昭和 60 年 6 月 3 日受付)

文 献

- (1) 松平・斉藤・奥山・本部: 「大容量 GTO インバータ駆動システム」日立評論, 65, 4 (昭 58-4)
- (2) K. Heumann (前田訳): 「パワーエレクトロニクスの基礎」東京電機大学出版
- (3) 坪井・稲葉・原島: 「PWM コンバータ方式による全半導体三相無効電力補償装置」昭 53 電気学会全大 No. 563
- (4) L. Gyugyi: "Reactive Power Compensation by Static Converters" U.S.-Japan Seminar 149 (1981)
- (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 (昭 58-7)
- (6) 矢野・杉本・川岸・宇高・西内: 「PWM 制御電力変換器による瞬時無効電力補償の一方式」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-83-36
- (7) 春本・川越・大沢・玉置・松浦: 「SVG (静止形可変容量調相設備) の開発と実系統運転試験」三菱電機技報 56, 6 (昭 57-6)
- (8) 金澤・赤木・難波江: 「瞬時無効電力補償装置の原理とその補償効果」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-83-16
- (9) 大村・金澤・赤木・難波江: 「瞬時無効電力補償装置の起動・停止特性」昭 58 年度電気学会北陸支部連大 A-9