直列多重電圧形PAMインバータを用いた Advanced SVCの過渡解析

学生員 富 永 真 志 (岡山大学)

正 員 藤 田 英 明 (岡山大学)

正 員 赤 木 泰 文 (岡山大学)

Transient Analysis of an Advanced Static Var Compensator
Using Quad-Series Voltage-Source PAM Inverters

Shinji Tominaga, Student-member, Hideaki Fujita, Member, Hirofumi Akagi, Member (Okayama University)

This paper deals with an advanced static var compensator (ASVC) using quad-series voltage-source PAM inverters. The ASVC consists of four three-phase voltage-source inverters with a common dc capacitor and four three-phase transformers, each primary winding of which is connected in series each other. Each inverter outputs a square wave voltage, while the synthesized output voltage of the ASVC has a 24-step wave shape. This results not only in a great reduction of harmonic currents and dc voltage ripples but also in less switching and snubbing losses.

In this paper, transient analysis is performed with the focus on the response of reactive power and the resonance between the dc capacitor and ac reactors. Experimental results obtained from a small-rated laboratory model of 10kVA are also shown to verify analytical results based on the p - q transformation. The analytical results help us to design system parameters such as the capacity of the dc capacitor and feedback gains.

キーワード：無効電力補償装置，電圧形インバータ，PAM，高調波，系統安定化

1. まえがき

近年の半導体電力変換装置の普及や大容量化に伴って、電力系統の無効電力による受電端電圧の低下や送電容量の限界が問題になっている。電力系統の安定化を目的とした調相装置として、電圧形インバータを用いた無効電力補償装置(Advanced Static Var Compensator, ASVC)の実用化が進められている^{(1)~(8)}。これはTCR, TSCに比べて設置スペースを低減でき、制御遅れが少ないなどの特長がある。

表1に代表的なASVCの制御方式を示す。1パルスPWM制御方式は、多数台の複雑な結線が必要とする移相変圧器を用いて電源電流の高調波低減と高速応答を達成している。多パルスPWM制御方式は簡単な主回路構成に特長があるが、系統安定化を目的とした100MVAのASVCに多パルスPWM制御方式を採用しようとする、スイッチング損失やスナバ損失の低減をいかにして実現するかが難しい。これらはGTOサイリスタの使用を前提としているが、転流ターンオフサイリスタを使用した20MVAのASVCが昭和50年代後半に試作され、フィールドテストが行われている⁽¹⁾。これは直流コンデンサ電圧を制御して無効電力の発生量を調整する、いわゆるPAM(Pulse Amplitude Modulation)制御を採

表1 ASVCの制御方式

Table 1. Control schemes of ASVCs.

制御方式	PAM	1パルス PWM	多パルス PWM
出力波形	方形波 (180°通電)	方形波 (通電幅可変)	PWM波形
直流電圧	可変	一定	一定

用していたが、強制転流回路の損失は無視できず、実用化には至らなかった。従来、PAM制御はPWM制御に比べて無効電力の応答が遅いと考えられていたが、無効電力の応答について詳細に解析した論文は、筆者らの知る限り発表されていないように思われる。

本論文では直列多重電圧形PAMインバータを用いたASVC⁽⁹⁾の過渡解析について検討する。解析の対象としたASVCは、インバータのスイッチング損失やスナバ損失の低減を達成するために、各インバータは180°通電の方形波電圧を出力し、直流コンデンサ電圧の制御により無効電力を調整する。まず、ASVCの過渡特性をd-q変換を用いて理論的に解析し、試作したASVC(10kVA)を用いて実験により確認する。その結果、ASVCの過渡応答は一次遅れ系に近似

図1 実験システム構成

Fig. 1. Experimental system configuration.

図2 多重変圧器の結線

Fig. 2. Connection of multi transformers.

できることを明らかにし、瞬時無効電力のフィードバック制御を行うことにより、0~100%の無効電力指令値に対して応答時定数5msの高速応答を実現した。

2. 直列多重電圧形インバータを用いたASVC

<2-1> システム構成 図1に試作したASVCのシステム構成を、表2にシステム定数を示す。また図2に受電トランスの結線図を示す。ASVCの主回路は4台の180°通電の方形波出力電圧形インバータである。各インバータの直流側は4台に共通の直流コンデンサ(500μF)*に接続している。交流側は、一次巻線を直列接続したY-Δ結線、Δ-Δ結線の4台の三相変圧器(巻数比1:3)により電源と接続している。一次側(系統側)からみた多重変圧器の漏れインダクタンス l は13%(3相200V, 60Hz, 10kVAベース)である。さらに、ASVCの合成出力電圧波形を観測するために、電源とトランスの間には交流リアクトル($L_s = 12\%$)を挿入している。その結果、ASVCの等価交流インダクタンスは $L (= L_s + l)$ となり、一般的な値(15%程度)よりも大きい。

INV.1とINV.2, INV.3とINV.4をそれぞれ12ステップインバータとして動作させれば、変圧器の一次側には5次, 7次の高調波電圧が生じない。さらに、INV.1とINV.3はASVC出力電圧に対して7.5°進み, INV.2とINV.4は7.5°遅れの電圧

*直流コンデンサ電圧の最大値は250Vであるので、静電エネルギーの最大値は $\frac{1}{2}CV^2 = 15.6[\text{J}]$ である。従って、実験システムにおける1kVar当りの静電エネルギーは $15.6/10 = 1.56[\text{J/kVar}]$ となる。

表2 ASVCの実験システム定数

Table 2. System parameters.

進相(遅相)容量 Q	10 [kVA]
電源電圧実効値 V_s	200 [V]
電源角周波数 ω_0	$2\pi \times 60$ [rad/s]
ASVCの等価抵抗 R	$0.24 [\Omega] = 6\%$
交流インダクタンス L	$2.7 [\text{mH}] = 25\%$
出力電圧比 K	1.03 (一定)
直流コンデンサ電圧 v_C	150 ~ 250 [V]
直流コンデンサ容量 C	500 [μF]

を出力するように動作することにより、進み側インバータと遅れ側インバータの出力電圧には15°の位相差が生じる。その結果、変圧器の一次側では24ステップの出力電圧波形となり、電源電流高調波、直流コンデンサ電圧のリプルを低減できる。

表2中の出力電圧比 K は、直流コンデンサ電圧 v_C とASVCの合成出力の線間基本波電圧実効値との比であり、次式で与えられる。

$$K = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{4}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \cos \frac{\pi}{24} \approx 1.03 \dots \dots \dots (1)$$

式(1)中の係数 $4/3$ は、4段直列多重と三相変圧器の巻数比1:3から決まる定数である。

<2-2> 無効電力制御法

図3にASVCを電源に接続した場合の単相等価回路を示す。ここで、ASVCの出力電圧は理想的な正弦波電圧 $\hat{V}$ とし、電源電圧を $\hat{V}_s$ 、ASVCに流入する電源電流を $\hat{i}$ とする。また、変圧器やASVCの内部損失を含めた等価抵抗を R 、等価交流インダクタンスを L とし、インダクタンスの両端の電圧を $\hat{V}_L$ とする。 R に比べて $\omega_0 L$ が十分に大きいとして R を無視すれば、図4に示すようなフェーザ図が得られる。

無効電力の発生量を調整するためには、ASVCの出力電圧の振幅を制御すればよい。一般に、出力電圧の振幅は電圧形インバータの変調率と直流コンデンサ電圧から決定される。しかし本論文のASVCは、変調率を一定として常時運転するので、ASVCの合成出力電圧 $\hat{V}$ の電源電圧 $\hat{V}_s$ に対する位相 $\Delta\theta$ を制御し、ASVCに流入(出)する有効電力を制御することによって直流コンデンサ電圧を調整している。

3. ASVCの過渡解析

過渡解析を行うにあたっては、以下のような仮定をおく。

1. 電圧形インバータの直列多重の効果により、ASVCの

図3 単相等価回路

Fig. 3. Single phase equivalent circuit.

図4 フェーザ図

Fig. 4. Phasor diagrams.

合成出力電圧は理想的な正弦波電圧とし、電源電圧に対する位相差は $\Delta\theta$ によって自由に制御できる。

- ASVCの出力電圧の振幅は直流コンデンサ電圧に比例し、電圧形インバータの変調率は一定である。
- ASVCの損失は零とし、直流側と交流側の有効電力は等しい。

<3・1> 無効電力の応答 まず、電源電圧を、

$$\begin{bmatrix} v_{Su} \\ v_{Sv} \\ v_{Sw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_S \begin{bmatrix} \cos \omega_0 t \\ \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

とすると、仮定1, 2よりASVCの出力電圧は、

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} K v_C \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \Delta\theta) \\ \cos(\omega_0 t - 2\pi/3 + \Delta\theta) \\ \cos(\omega_0 t + 2\pi/3 + \Delta\theta) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3)$$

となる。ここで K は出力電圧比である。また、図3より、

$$\begin{bmatrix} v_{Su} \\ v_{Sv} \\ v_{Sw} \end{bmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4)$$

であり、仮定3よりASVCの交流側と直流側の瞬時有効電力は等しいので、

$$p = v_u i_u + v_v i_v + v_w i_w = C v_C \frac{dv_C}{dt} \quad \dots\dots\dots (5)$$

となる。式(2), (3), (4)を3相-2相変換し、電源座標上へd-q変換⁽¹⁰⁾して整理すると、

$$\begin{bmatrix} R + L \frac{d}{dt} & -\omega_0 L \\ \omega_0 L & R + L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_S - K v_C \cos \Delta\theta \\ -K v_C \sin \Delta\theta \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

となり、式(5)より、

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{K}{C} (i_d \cos \Delta\theta + i_q \sin \Delta\theta) \quad \dots\dots\dots (7)$$

が得られる。ここで、 i_d は電源電圧と同相の電流、 i_q は電源電圧よりも90°進みの電流であるから、ASVCが発生する瞬时无効電力 q は

$$q = v_{Sd} \cdot i_q - v_{Sq} \cdot i_d = V_S \cdot i_q \quad \dots\dots\dots (8)$$

となる。

以下では、位相差 $\Delta\theta$ をステップ変化させた場合の瞬时无効電力 q の応答について検討する。式(6), (7)をラプラス変換して $I_q(s)$ について解けば、次式のようになる。

$$\begin{aligned} I_q(s) &= -\frac{1}{s^3 + (2R/L)s^2 + (R^2/L^2 + K^2/LC + \omega_0^2)s + K^2 R/L^2 C} \\ &\times \left\{ \frac{\sin \Delta\theta}{L} s + \frac{R}{L^2} \sin \Delta\theta + \frac{\omega_0}{L} (1 - \cos \Delta\theta) \right. \\ &\left. + \frac{K^2}{L^2 C s} \sin \Delta\theta \cos \Delta\theta \right\} \cdot V_S \quad \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

式(9)の分母において、

$$\frac{R^2}{L^2} + \frac{K^2}{LC} \gg \omega_0^2 \quad \dots\dots\dots (10)$$

として ω_0^2 を無視し、式(9)を部分分数展開すると式(11)となる(近似を行わない厳密解については付録1参照)。

$$\begin{aligned} I_q(s) &\simeq -\frac{1}{(s + R/L) \{s^2 + (R/L)s + K^2/LC\}} \\ &\times \left\{ \frac{\sin \Delta\theta}{L} s + \frac{R}{L^2} \sin \Delta\theta \right. \\ &\left. + \frac{\omega_0}{L} (1 - \cos \Delta\theta) + \frac{K^2}{L^2 C s} \sin \Delta\theta \cos \Delta\theta \right\} \cdot V_S \\ &= \left[\frac{1}{s + R/L} \left\{ \frac{\omega_0 C R}{K^2 L} (1 - \cos \Delta\theta) - \frac{\sin \Delta\theta \cos \Delta\theta}{L} \right\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{s^2 + (R/L)s + K^2/LC} \right. \\ &\quad \times \left\{ -\frac{1 - \cos \Delta\theta}{L} \left(\sin \Delta\theta + \frac{\omega_0 C R}{K^2} \right) s \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{\omega_0}{L} (1 - \cos \Delta\theta) \right\} \right] \cdot \frac{V_S}{s} \\ &= \left\{ -\frac{\sin \Delta\theta \cos \Delta\theta}{R} \cdot \frac{1}{s} \right. \\ &\quad \left. - \frac{(1 - \cos \Delta\theta) \omega_0 C / K^2 - \sin \Delta\theta \cos \Delta\theta / R}{s + R/L} \right. \\ &\quad \left. + \frac{(1 - \cos \Delta\theta) \omega_0 C s / K^2 + \sin \Delta\theta (1 - \cos \Delta\theta) / L}{s^2 + (R/L)s + K^2/LC} \right\} \cdot V_S \quad \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

式(11)の第三項はステップ変化した際に生じる振動成分であり、第一項、第二項が実質的な応答成分となる。従って、位相差 $\Delta\theta$ をステップ変化させた場合の過渡現象は一次遅れであると考えることができ、その応答時定数は、

$$T = \frac{L}{R} \quad \dots\dots\dots (12)$$

である。

図5に応答時定数と直流コンデンサ容量の関係を示す。 $R = 0.24\Omega$, $L = 2.7\text{mH}$ は表2の定数の場合であり、 $R = 0.22\Omega$, $L = 1.4\text{mH}$ は交流リアクトル L_S を除去した場合を想定したものである。破線は式(12)から計算した近似値であり、直流コンデンサ容量に関係なく一定である。また、実線は式(9)から計算した応答時定数の理論値(付録1参照)、黒丸はシミュレーション値であり、これらはほぼ一致している。

図5から明らかなように、実験に使用した500μFでは近似値とほぼ一致している。また、 L が小さくなるにつれて式

図5 応答時定数と直流コンデンサ容量の関係
Fig. 5. Relationships between time constant and dc capacitance.

(10)の近似による誤差が小さくなり、理論値は近似値とほぼ一致する。

<3・2> 直流コンデンサと交流リアクトルとの共振現象
電圧形インバータを用いたASVCは、直流コンデンサと交流リアクトルとの間でエネルギーの授受が行われるので共振を生ずることがある。電源電圧の高調波成分を3相2相変換し、d-q変換後のd軸成分を v_{sd} 、q軸成分を v_{sq} とすれば、式(6)は式(13)となる。

$$\begin{bmatrix} R + L \frac{d}{dt} & -\omega_0 L \\ \omega_0 L & R + L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} - K v_C \cos \Delta \theta \\ v_{sq} - K v_C \sin \Delta \theta \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (13)$$

式(7), (13)から $I_d(s)$, $V_C(s)$ について周波数応答を求めれば、

$$\begin{aligned} I_d(s) &= \frac{1/L}{s^3 + (2R/L)s^2 + (R^2/L^2 + K^2/LC + \omega_0^2)s + K^2 R/L^2 C} \\ &\times \left[\{s^2 + (R/L)s + (K^2/LC) \sin^2 \Delta \theta\} V_{sd}(s) + \{\omega_0 s - (K^2/LC) \sin \Delta \theta \cos \Delta \theta\} V_{sq}(s) \right] \quad \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_C(s) &= \frac{K/LC}{s^3 + (2R/L)s^2 + (R^2/L^2 + K^2/LC + \omega_0^2)s + K^2 R/L^2 C} \\ &\times \left[\{(s + R/L) \cos \Delta \theta - \omega_0 \sin \Delta \theta\} V_{sd}(s) + \{(s + R/L) \sin \Delta \theta + \omega_0 \cos \Delta \theta\} V_{sq}(s) \right] \quad \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

となる。式(14), (15)は共に分母が同じであり、直流側の共振周波数は $R \approx 0$ とすると、

$$\omega = \sqrt{\frac{K^2}{LC} + \omega_0^2} \quad \dots\dots\dots (16)$$

となる。

<3・3> 直流コンデンサの電圧変動 電源電圧 v_s に含まれる逆相成分や高調波成分は、ASVCに瞬時有効電力の流入・流出を引き起こし、直流コンデンサ電圧が変動する。このためASVCの出力電圧も変動する。この点を考慮すると、以下に示すように電源電流のd軸成分(瞬時有効電流) i_d の大きさは直流コンデンサ容量 C に関係する。

図6 電源電圧に正相第3次高調波(1%)を含む場合の i_d の振幅

Fig. 6. Amplitude of i_d in case of including positive sequence 3rd harmonic voltage of 1% in source voltage.

図7 電源電圧に正相第3次高調波(1%)を含む場合の直流コンデンサの電圧変動率

Fig. 7. Voltage regulation of dc capacitor in case of including positive sequence 3rd harmonic voltage of 1% in source voltage.

一例として、電源電圧に正相第3次高調波(1%)を含む場合、 i_d は2次の高調波電流となる。図6に i_d の振幅(理論値)を示す。ここでは式(14)を用い、電源電圧とASVCの出力電圧の位相差が $\Delta \theta = -0.06\text{rad}$ (進み無効電力100%)である場合について計算したもので、 $C = 918\mu\text{F}$ で共振現象が現れている。図6から、 $C = 300\mu\text{F}$ では $i_d = 0.31\text{A}$ 、 $C = 1500\mu\text{F}$ では $i_d = 1.51\text{A}$ となる。このため、図7に示すように $C = 300\mu\text{F}$ と $1500\mu\text{F}$ では直流コンデンサの電圧変動率は同程度となっている。

4. 制御回路

図8に制御回路のブロック図を示す。前章の解析から $\Delta \theta$ をステップ変化した場合のASVCの過渡現象は一次遅れ系

図8 制御回路のブロック図

Fig. 8. Block diagram of control circuit.

図9 シミュレーション波形($C = 500\mu\text{F}$)

Fig. 9. Simulated waveforms in case of step change of $\Delta\theta$ from 0 to -0.06rad , where $C = 500\mu\text{F}$.

図11 シミュレーション波形($C = 1000\mu\text{F}$)

Fig. 11. Simulated waveforms in case of step change of $\Delta\theta$ from 0 to -0.06rad , where $C = 1000\mu\text{F}$.

図10 実験波形($C = 500\mu\text{F}$)

Fig. 10. Experimental waveforms in case of step change of $\Delta\theta$ from 0 to -0.06rad , where $C = 500\mu\text{F}$.

図12 実験波形($C = 1000\mu\text{F}$)

Fig. 12. Experimental waveforms in case of step change of $\Delta\theta$ from 0 to -0.06rad , where $C = 1000\mu\text{F}$.

に近似できる。そこで、制御回路ではASVCが発生する瞬時無効電力をPI制御器を用いてフィードバックすることにより、無効電力応答の高速化が可能となる。

まず、電源電圧 v_s と電源電流 i からASVCが発生する瞬時無効電力 q を演算し、PI制御回路は、無効電力指令値 q^* と q から電源電圧に対するASVCの位相差指令値 $\Delta\theta^*$ を調整する。一方、周波数通倍回路は、PLLを用いて電源周波数を49152($= 24 \times 2^{11}$)通倍し、カウンタ(11bit)により位相情報 $\omega_0 t$ が得られる。コンパレータは $\Delta\theta^*$ と $\omega_0 t$ を比較してパワートランジスタのオン・オフタイミングを決定し、フリップフロップによりゲート信号を作成して各インバータに与える。このため、 $\Delta\theta^*$ がステップ的に変化した場合でも、電源の1周期内で複数回のスイッチングを行わない。

5. シミュレーションおよび実験結果

図9, 11にシミュレーション結果を、図10, 12に実験結果を示す。それぞれ位相指令値 $\Delta\theta^* = 0 \sim -0.06\text{rad}$ をステップ的に与えたときのものであり、図9, 10では直流コンデンサ容量を $C = 500\mu\text{F}$ 、図11, 12では $C = 1000\mu\text{F}$ としてい

る。図中の各波形は電源相電圧 v_{su} 、ASVCの合成出力線間電圧 v_{uv} 、電源電流(ASVCの流入電流) i_u 、直流コンデンサ電圧 v_C 、位相指令値 $\Delta\theta^*$ 、瞬時無効電力 q を示している。

ASVCの出力電圧は24ステップ波形となっており、高調波が大幅に低減されている。また、 $\Delta\theta^*$ をステップ変化させた直後にASVCの出力電圧は電源電圧に対して遅れとなり、ASVCに有効電力が流入している。このため、直流コンデンサは電圧が上昇し、ASVCの出力電圧の振幅は増大している。その結果、ステップ変化後約50msでほぼ定常状態となっており、電源には実効値で約30Aの進み電流が流れ、無効電力 q は定格の10kVarに達している。図5に示したように、シミュレーションによる無効電力の応答時定数は $C = 500\mu\text{F}$ で約13ms、 $C = 1000\mu\text{F}$ で約16msであり、理論値とよく一致している。実験では共に約13msであり、理論値やシミュレーション結果と完全には一致しない。この要因としては、ASVCの内部損失を交流リアクトルの抵抗 R に含めて解析とシミュレーションを行ったことによるものと考えられる。

また、試作したASVCの出力電圧比は $K = 1.03$ であるので、式(16)より $C = 500\mu\text{F}$ のときの共振周波数は $f = 153\text{Hz}$ 、

図13 シミュレーション波形($C = 500\mu\text{F}$)

Fig. 13. Simulated waveforms for quick response of reactive power reference from 0 to 100% in case of applying feedback loop, where $C = 500\mu\text{F}$.

図14 実験波形($C = 500\mu\text{F}$)

Fig. 14. Experimental waveforms for quick response of reactive power reference from 0 to 100% in case of applying feedback loop, where $C = 500\mu\text{F}$.

$C = 1000\mu\text{F}$ のとき $f = 117\text{Hz}$ となる。このため、図12では共振点が電源周波数の2倍($f = 120\text{Hz}$)に近い、電源電圧に含まれている逆相電圧及び第3次高調波により、無効電力 q には2次リプルが約13%現れており、図10と比較して約2倍となっている。従って、単に直流コンデンサ容量を増加しても、共振現象を避けなければ直流コンデンサの電圧リプルを低減することはできない。

図13～16に瞬時無効電力のフィードバック制御を行った場合のシミュレーションおよび実験結果を示す(付録2参照)。それぞれ0～100%の無効電力指令値をステップ的に与えたときのものであり、PI制御のゲインは $-3.46 \times 10^{-5} \text{rad/Var}$ 、積分時間を11msとしている。図13、14は直流コンデンサ容量 $C = 500\mu\text{F}$ 、図15、16は $C = 1000\mu\text{F}$ である。

図14、16は共に、無効電力指令値 q^* をステップ変化させ

図15 シミュレーション波形($C = 1000\mu\text{F}$)

Fig. 15. Simulated waveforms for quick response of reactive power reference from 0 to 100% in case of applying feedback loop, where $C = 1000\mu\text{F}$.

図16 実験波形($C = 1000\mu\text{F}$)

Fig. 16. Experimental waveforms for quick response of reactive power reference from 0 to 100% in case of applying feedback loop, where $C = 1000\mu\text{F}$.

た直後に直流コンデンサ電圧 v_C 、瞬時無効電力 q はむだ時間なく応答を開始し、約10msで指令値に達し、定常状態となっている。この場合の q の応答時定数は約5msであった。位相差指令値 $\Delta\theta^*$ が飽和しているため、直流コンデンサ電圧にオーバーシュートが生じているが、 q にはオーバーシュートが現れていない。

6. むすび

本論文では直列多重電圧形PAMインバータを用いたASVCの過渡解析について検討した。ASVCの過渡特性をd-q変換を用いて解析することにより、ASVCのステップ応答は一次遅れ系に近似でき、直流コンデンサ容量と無効電力の過渡応答の関係を定量的に示した。また、試作したASVCを用いた実験により解析結果の妥当性を確認した。

さらに、ASVCに瞬時無効電力のフィードバック制御を適用し、0~100%の無効電力指令値に対して高速な応答(時定数5ms)を実現した。電圧形インバータを用いたASVCは、交流リアクトルと直流コンデンサの間で共振現象を生じることがある。一方、直流コンデンサ容量は実用的な範囲では、無効電力の応答時間にほとんど影響しない。従って、直流コンデンサ容量は過渡応答からではなく、むしろ共振現象を避けるように設定する必要がある。本論文の解析結果は、PAM制御($\Delta\theta$ による直流コンデンサ電圧制御)と1パルス(あるいは2~3パルス)PWM制御を併用したASVCに対しても基礎的な設計指針を与えるものとする。

本論文は電気学会半導体電力変換研究会資料⁽¹¹⁾を加筆修正したものであることを付記し、貴重な御意見を賜りました立命館大学教授川畑隆夫先生をはじめ関係各位に厚くお礼申し上げます。また、本研究は文部省科学研究費(平成5、6年度試験研究(B))の援助を得て行われたものである。
(平成6年6月30日受付、同6年12月5日再受付)

文 献

- (1) 春本, 矢野, 松浦:「自励式インバータを用いた電力用調相設備の考案」, 電学論B, 106, 25, (昭60-2)
- (2) L. Gyugyi, N. G. Hingorani, P. R. Nannery and N. Tai, "Advanced Static Var Compensator Using Gate Turn-off Thyristors for Utility Applications", CIGRE, 1990 Session, 23-203
- (3) 長谷川, 別井, 大西, 竹田, 瀬戸, 村上, 光庵:「系統安定化用大容量自励式無効電力補償装置の開発」, 電学論D, 111, 845, (平3-10)
- (4) 松野, 長澤, 大槻, 大西, 石黒, 竹田:「自励式インバータを用いた静止形無効電力補償装置による系統安定度の向上」, 電学論B, 112, 57, (平4-1)
- (5) 鈴木, 中島, 小西, 中村:「自励式無効電力補償装置の制御方式の開発」, 電学論B, 112, 67, (平4-1)
- (6) 常盤, 市川, 色川, 北原:「電力系統用自励式SVCの開発」, 電学論B, 113, 168, (平5-2)
- (7) F. Ichikawa, K. Suzuki, T. Nakajima, S. Irokawa and T. Kitahara, "Development of Self-Commutated SVC for Power System", Proc. of PCC-Yokohama, P.609, 1993
- (8) K. Suzuki, T. Nakajima, S. Ueda and Y. Eguchi, "Minimum Harmonics PWM Control for a Self-commutated SVC", Proc. of PCC-Yokohama, P.615, 1993
- (9) 藤田, 赤木:「4段直列多重電圧形インバータを用いた無効電力補償装置」, 平成3年電気学会産業応用部門全国大会, No.144
- (10) 矢野:「パワーエレクトロニクスによる無効電力と高調波電流の制御」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-92-6, P.55, 1992
- (11) 富永, 藤田, 赤木:「直列多重電圧形インバータを用いたSVCの過渡特性」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-94-2, P.15, 1994

付 録

1. 応答時定数の厳密解

式(11)の近似はCが小さい場合に成立するが、近似を行わず、表2を用いて数値計算により式(9)の分母=0の実数

解を $-\alpha$ とし、分母を因数分解して部分分数展開を行うと次式となる。

$$\begin{aligned} I_q(s) &= -\frac{1}{(s+\alpha)(s^2+\beta s+\gamma)} \left\{ \frac{\sin \Delta\theta}{L} s + \frac{R}{L^2} \sin \Delta\theta \right. \\ &\quad \left. + \frac{\omega_0}{L} (1-\cos \Delta\theta) + \frac{K^2}{L^2 C_s} \sin \Delta\theta \cos \Delta\theta \right\} \cdot V_s \\ &= \left(\frac{A}{s+\alpha} + \frac{Bs+C}{s^2+\beta s+\gamma} \right) \cdot \frac{V_s}{s} \\ &= \left\{ \left(\frac{A}{\alpha} + \frac{C}{\gamma} \right) \frac{1}{s} - \frac{A/\alpha}{s+\alpha} - \frac{(Cs+C\beta-B\gamma)/\gamma}{s^2+\beta s+\gamma} \right\} \cdot V_s \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (付1)$$

ただし、

$$A = \frac{1}{\alpha^2 - \alpha\beta + \gamma} \left\{ \frac{R\alpha}{L^2} \sin \Delta\theta + \frac{\omega_0\alpha}{L} (1 - \cos \Delta\theta) - \frac{\alpha^2}{L} \sin \Delta\theta - \frac{K^2}{L^2 C} \sin \Delta\theta \cos \Delta\theta \right\},$$

$$B = -\frac{\sin \Delta\theta}{L} A,$$

$$C = -\frac{R}{L^2} \sin \Delta\theta - \frac{\omega_0}{L} (1 - \cos \Delta\theta) + \frac{\alpha}{L} \sin \Delta\theta + A(\alpha - \beta)$$

従って、応答時定数は

$$T = \frac{1}{\alpha} \quad \dots\dots\dots (付2)$$

となる。式(付1)と(付2)の α は本文の式(11)のような近似を適用しない限り解析的には求められないが、図5に示すようにコンピュータを使用して数値解は求めることができる。

2. 直流電圧制御

直流電圧制御をマイナーループとして付加した場合の効果を検討するためシミュレーションを行った。電圧マイナーループの無い制御回路のブロック図を付図1に、電圧マイナーループを付加した制御回路のブロック図を付図2に示す。 Δv_C は $\Delta\theta=0$ ($q=0$)の場合の直流コンデンサ電圧 V_C に対する変動分であり、 V_C =電源電圧実効値/出力電圧比=200/1.03[V]で与えられる。

付図3、4にシミュレーション結果($C=500\mu\text{F}$)を示す。これらは、マイナーループの比例ゲイン K_P を -0.61×10^{-3} 、 $-1.22 \times 10^{-3} [\text{rad/V}]$ とした場合のシミュレーション波形である。なお、付図2の $K_P=0$ が付図1に対応する。

付図1 電圧マイナーループの無い制御回路のブロック図

app. Fig. 1. Block diagram of control circuit without voltage minor loop.

付図2 電圧マイナーループを付加した場合の制御回路のブロック図

app. Fig. 2. Block diagram of control circuit with voltage minor loop.

付図3 シミュレーション波形
($K_P = -0.61 \times 10^{-3} \text{rad/V}$)

app. Fig. 3. Simulated waveforms for quick response of reactive power reference from 0 to 100% in case of adding voltage minor loop, where $K_P = -0.61 \times 10^{-3} \text{rad/V}$.

付図4 シミュレーション波形
($K_P = -1.22 \times 10^{-3} \text{rad/V}$)

app. Fig. 4. Simulated waveforms for quick response of reactive power reference from 0 to 100% in case of adding voltage minor loop, where $K_P = -1.22 \times 10^{-3} \text{rad/V}$.

付図3, 4では, 図13 ($K_P = 0$)と比較して直流コンデンサ電圧 v_C は振動的となり, 直流電圧制御をマイナーループとして付加しても安定性の改善は実現できない。モータドライブのように, 電流マイナーループの応答速度が速度ループに対して速い場合は安定性が向上するが, ASVCでは無効電力指令値 q^* に対する v_C , q の応答は同程度であるため, 安定性は向上せず, むしろ振動的になったと考えられる。

富永 真志

(学生員) 昭和44年12月26日生。平成7年3月岡山大学大学院工学研究科電気電子工学専攻修士課程修了。同年4月同大学大学院自然科学研究科システム科学専攻博士課程入学, 現在に至る。主として, 無効電力補償装置に関する研究に従事。

藤田 英明

(正員) 昭和40年9月10日生。平成2年3月長岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年4月同エネルギー環境工学専攻博士課程入学。平成3年4月岡山大学工学部電気電子工学科助手, 現在に至る。高周波インバータ, 電力用アクティブフィルタに関する研究に従事。1990年IEEE/IAS Committee Prize Paper Award. IEEE Member.

赤木 泰文

(正員) 昭和26年8月19日生。54年3月東京工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了, 工学博士。同年4月長岡技術科学大学工学部電気系助手, 59年10月助教授。62年3月~12月MIT客員研究員。平成3年8月岡山大学工学部電気電子工学科教授。モータドライブ, 電力用アクティブフィルタ, 高周波インバータなどの研究に従事。1980, 1983, 1990年IEEE/IAS Committee Prize Paper Award, 1991年IEEE/IAS Society Prize Paper Award, 昭和60年, 平成3年電気学会論文賞。IEEE Senior Member.