UDC 621.316.722.1: 621.382.333.32

論文

50-B 44

改良形部分電圧制御による 交流定電圧装置について

神戸大学 丸 橋 徹
神戸大学 中 岡 睦 雄
神戸大学 伊 藤 正

1. ま え が き

サイリスタによる交流定電圧装置（以下、AVR と略記する）は小形軽量、高速応性、高効率で、制御精度が高く、信頼度確保の保護制御が容易であるなどの特長があるため、線路電圧補償用 AVR をはじめとし、通信、計装用などの安定化電源として用いられている。この AVR は、位相制御とオンオフ制御に大別されるが入出力波形障害が比較的少ない前者が使用されている。なかでも、部分電圧位相制御は電圧制御範囲がせまくてよい AVR としては最適であり、一部実用に供されている^{(1)~(3)}。これは全電圧位相制御に特性改善を加えたもので、変圧器の 2 次側に設けられた 2 段タップに、逆並列サイリスタを接続した構成（仮りにこれを 2 段式と呼ぶ）で、外乱による出力電圧変動がない場合でも、タップをあらかじめ切換えて、規定の出力電圧を得るように、サイリスタ点弧角を設定し、外乱に応じて、それを中心として位相制御を行ない、定電圧の目的を達成させる制御方式である。しかしながら、これは実用化されているとはいえ、まだ、特性上検討すべき点も多い。すなわち、(i) 広範囲の電圧制御が要求される場合、2 段タップ間隔が広がるため、出力側の電圧、入出力側の電流波形ひずみが大きく出力側にかかなりのフィルタが必要となり、必ずしも小形軽量とはいいがたい。

(ii) 出力フィルタによる電圧変動率も大きく、装置全体の効率も低い。(iii) サイリスタの電圧、電流の責務が高い。(iv) 入力側総合力率は出力電圧制御とともに変化し、必ずしも高いとはいえない。したがって、2 段式は全電圧位相制御よりもいくつかの利点があるとはいえ、上記の諸点に対して、特性改善の余地があるように思われる。そこで、筆者らは従来の 2 段式に、さらにもう一段のタップを設け、それに逆並列サイリスタを接続した構成（仮りにこれを 3 段式と呼ぶ）で、2 段式と違った制御方式で運転される表題の AVR を試作開発した^{(4)~(6)}。本文は 2 段式の改良形ともいえる 3 段式のシステム構成とその制御方式を紹介するとともに、3 段式の定常制御特性を理論⁽⁷⁾⁽⁸⁾と実験で定量的に説明し、従来の 2 段式に比べ、いかにそれらが改良されたか述べたものである。

2. 本装置の動作原理とその改良点

第 1 図は筆者らの 3 段式 AVR で、変圧器 T （単巻変圧器でもよい）および 3 組の交流制御スイッチ S_1, S_2, S_3 から成る主回路と、フィードバック信号制御回路とで構成されている。これは従来の 2 段式に特性改善を加えたもので、 T の 2 次側にもう一段のタップ II を設け、それに S_2 を接続した構成の AVR である。いま T は漏れインピーダンス零、 S_1, S_2, S_3 の各サイリスタは順電圧降下零、漏れ電流零の理想的なものとし、解析の便宜上、

$$v_1(t)/v_2(t) = n_1/n_2 = \xi_2$$

を 1 と考え、入力電圧 $v_1(t)$ は $\sqrt{2} V_1 \sin \omega t$ とする。また AVR 系の外乱としては、 v_1 に基づく出力電圧変動だけを考え、負荷変化その他によるそれは、 T の

On Alternating Constant Voltage Regulator by means of Improved Partial Voltage Phase-Control Technique. By T. MARUHASHI, Member, M. NAKAOKA, Member & T. ITO, Member (Faculty of Engineering, Kobe University)

丸橋 徹：正員、神戸大学工学部
中岡睦雄：正員、神戸大学工学部
伊藤 正：正員、神戸大学工学部

第 1 図 改良形部分電圧制御による AVR のシステム構成

Fig. 1. System configuration of AVR by improved partial voltage control.

タップ選定時にタップ間隔を若干余裕をみてとっておけばよいので、考察の対象としていない。第 1 図は $v_i(t)$ の実効値 V_i と出力電圧 $v_o(t)$ の設定電圧実効値 V_s の大小によって、

- (i) $V_i = V_2 > V_s$, (ii) $V_i = V_2 = V_s$,
- (iii) $V_i = V_2 < V_s$,

の動作様式に分かれるが、(i) と (iii) の各動作様式を降圧および昇圧制御様式と称することにしよう。第 2 図 (a), (b) は、上記 2 段式と 3 段式の各制御様式における抵抗負荷時、誘導負荷時の $v_o(t)$, 出力電流 $i_o(t)$ の波形とゲートパルス $G_1 \sim G_6$ のシーケンスを示す。以下、簡単のため抵抗負荷時の動作を $v_i(t)$ の正の半周期について述べよう (負のときは逆並列のサイリスタが動くだけで動作は全く同じ)。

本装置は第 2 図 (a) からわかるように、外乱がなく、 $V_i = V_2 = V_s$ のとき、 T のタップは I, III に切換えず、タップ II の電圧 $v_2(t)$ がそのまま、 $S_2(Th_2)$ を通して、負荷側に供給されるように、ゲートパルス G_1, G_2 が Th_1, Th_2 に与えられる。この場合、 G_1 が Th_1 に与えられているが、 Th_1 は $v_2(t) - v_1(t)$ の電圧によって、正の半周期間中逆バイアスされているので点弧しない。出力側には Th_2 が零点弧角でトリガされるため、タップ II の電圧つまり $v_i(t)$ がそのまま現われ、 $v_o(t), i_o(t)$ の波形は波形ひずみを全く生じない。次に $v_i(t)$ が変動して、 $V_i > V_s$ となった場合、第 2 図 (a) に示すように、タップ I, II に接続されている S_1, S_2 が動作し、 $V_o = V_s$ となるように、 Th_2 の点弧角 α_1 が連続制御される。この場合、 α_1 は $V_i - V_s$ が大きいほど 180° 近くに制御される。導通している

(a) 3 段式 AVR

(b) 2 段式 AVR

第 2 図 2 段式と 3 段式の抵抗、誘導負荷時の出力電圧、電流の動作波形

Fig. 2. The operating waveforms of output voltage and current at resistive and inductive load for 2-stage type and 3-stage type.

Th_1 は Th_2 がターンオンする α_1 の時点で、 $v_2(t) - v_1(t)$ の電圧で逆バイアスされ、強制的にターンオフされるのに対し、 Th_2 は抵抗負荷時には $v_i(t) = 0$ の $\omega t = \pi$ の時点、誘導負荷時には $\omega t = \pi + \beta_1$ の時点で自然に転流する。次に $V_i < V_s$ の場合、 G_1, G_2, G_3 が各サイリスタに供給されているが、このうち、 S_1 のサイリスタは G_1 が供給されていても $v_2(t) - v_1(t)$, あるいは $v_3(t) - v_1(t)$ の電圧によって逆バイアスされており点弧しない。

したがって、この動作様式においては、 S_2 と S_3 が動作し、 $V_o = V_s$ となるように、 Th_3 の点弧角 α_2 が連続制御される。この場合、 α_2 は $|V_i - V_s|$ が大きいほど 0° 近くに制御される。第 2 図のゲートパルス

$G_1 \sim G_6$ は、抵抗負荷時には、パルス幅をほとんど必要としないが、誘導負荷時には、出力電流 i_o が $v_i(t) = 0$ の時点で零になれず、図示の $\pi + \beta_j$ (ただし、添字 j は降圧制御時には $j=1$ 、昇圧制御時には $j=2$ と区別して、以下本文に現われる他の記号の添字についても同様とする) で零になるが、最も負荷力率が悪い純誘導負荷時 ($\beta_j = 90^\circ$) をも想定して、図のような 90° 程度の広い幅のゲートパルスを用いている。本装置は外乱がない場合、出力側には $v_i(t)$ をそのまま供給し、外乱の大きさが設定値を上下することにより、 T のタップを同期切換し、降圧または昇圧の位相制御により、定電圧の目的を達成させるという制御方式であるのに対して、 S_2 を取り除いた従来の2段式は第2図(b)の波形からわかるように、外乱がない $V_i = V_s$ の場合でも、あらかじめタップの同期切換えを行ない、 $V_0 = V_s$ となるように点弧角を 90° 近辺に指定しておき、外乱の大きさに応じて、それを中心として位相制御し、定電圧の目的を達成する制御方式であって、前者に比べると波形ひずみは大きい⁽⁹⁾。次に第1図のタップ I、III の位置の決め方を示そう。いま $v_i(t)$ は、 V_{is} を中心として変動するものとして、その変動域を

$$V_{is} - \Delta V_{im} (= V_{imin}) \leq V_i \leq V_{is} + \Delta V_{im} (= V_{imax}) \quad (1)$$

とすれば、タップ I、III の T の1次巻線に対する巻数比 ξ_1, ξ_3 はそれぞれ、

$$\left. \begin{aligned} \xi_1 &= \frac{V_i}{V_1} = \frac{V_{imax}}{V_s} = \frac{V_{is} + \Delta V_{im}}{V_s} = \xi_2 + \delta_m \\ \xi_3 &= \frac{V_i}{V_3} = \frac{V_{imin}}{V_s} = \frac{V_{is} - \Delta V_{im}}{V_s} = \xi_2 - \delta_m \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

で与えられる。ただし、 $\delta_m = \Delta V_{im}/V_s$ で、 δ_m は V_i に対する V_i の最大電圧変動率を表わし、また、 ξ_2 はタップIIの巻数比を示し、

$$\xi_2 = V_i/V_2 = V_{is}/V_s \quad (3)$$

で、本文ではこの値を説明の便宜上、1としている。なお、実際には、 ξ_1, ξ_3 はサイリスタの順電圧降下、 T の漏れインピーダンスなどによる出力電圧変動をも考慮して、多少余裕をもって定めればよい。

3. 定常制御特性

〈3・1〉 入出力電流の算定 第2図(a)の v_o 波形において、誘導負荷時を考慮 (抵抗負荷時は $\beta_j = 0$ とすればよい)、その出力端に下段タップの電圧 v_j が現われている期間 ($\beta_j/\omega \leq t \leq \alpha_j/\omega$) をモード①と称し、上段タップの電圧 v_{j+1} が出力端に現われている期間 ($\alpha_j/\omega \leq t \leq (\pi + \beta_j)/\omega$) をモード②と称する。いま、第

1図の主回路にインピーダンス $z = R + j\omega L$ の誘導負荷が接続された場合の出力電流 i_{oj} は、各モードに対して、次のように算定される。

モード①の $i_{oj①}$ は、

$$\omega L \frac{di_{oj①}}{d\omega t} + Ri_{oj①} = \sqrt{2} V_j \sin \omega t$$

を、 $i_{oj①}(\beta_j/\omega) = 0$ の条件で解けば

$$\frac{i_{oj①}(t)}{\sqrt{2} V_j/R} = \cos \varphi \{ \sin(\omega t - \varphi) - \sin(\beta_j - \varphi) \cdot e^{-\cot \varphi (\omega t - \beta_j)} \} \quad (4)$$

ただし、 $\varphi = \tan^{-1} \omega L/R$

また、モード②の $i_{oj②}$ は、

$$\omega L \frac{di_{oj②}}{d\omega t} + Ri_{oj②} = \sqrt{2} V_{j+1} \sin \omega t$$

を $i_{oj②}(\alpha_j/\omega) = i_{oj①}(\alpha_j/\omega)$ の条件で解けば、

$$\begin{aligned} \frac{i_{oj②}(t)}{\sqrt{2} V_{j+1}/R} &= \cos \varphi \left\{ \sin(\omega t - \varphi) - \left\{ 1 - \frac{V_j}{V_{j+1}} \right\} e^{\alpha_j \cot \varphi} \right. \\ &\quad \times \sin(\alpha_j - \varphi) + \frac{V_j}{V_{j+1}} e^{\beta_j \cot \varphi} \sin(\beta_j - \varphi) \left. \right\} \\ &\quad \times e^{-\cot \varphi \cdot \omega t} \quad (5) \end{aligned}$$

上式で電流が零になる瞬時の角 β_j は $i_{oj②}((\pi + \beta_j)/\omega) = 0$ から求められ、 $\alpha_j, \varphi, V_j/V_{j+1}$ の関数で表わされる。なお、2段式の i_o は、(4)、(5) 式で $j=1$ とし、さらに V_2 を V_3 に変えることによって容易に求められる。 T のタップ電圧比 $V_j/V_{j+1} = k_j$ は(2)、(3)式の $\xi_j (= V_i/V_j, j=1, 2)$ を用いれば、 $k_j = \xi_{j+1}/\xi_j$ とかける。第1図の試作器の設計仕様として、 $V_s = 200$ V、 $V_{imax} = 220$ 、 $V_{imin} = 180$ を考えると、 $\xi_2 = 1$ のとき $\delta_m = 0.1$ となり、 $\xi_1 = 1.1$ 、 $\xi_3 = 0.9$ と算定される。したがって、 k_j はそれぞれ $k_1 = 0.909$ 、 $k_2 = 0.9$ となる。これに対して、2段式の T のタップ電圧比 k は $k = V_1/V_3 = \xi_3/\xi_1 = 0.82$ となる。また、入力側線路電流 i_{ij} は先に述べた i_{oj} と同様に2モードに区分され、それらを $i_{ij①}, i_{ij②}$ とすると、 $i_{ij①} = i_{oj①}/\xi_j$ 、 $i_{ij②} = i_{oj②}/\xi_{j+1}$ として表わされる。

〈3・2〉 出力制御電圧の実効値 本装置の出力制御電圧の実効値 V_{oj} は、第2図(a)の $v_o(t)$ 波形を参照すれば容易に算定され、

$$\begin{aligned} \frac{V_{oj}}{V_{j+1}} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[(k_j^2 - 1) \left\{ \left(\alpha_j - \frac{\sin 2\alpha_j}{2} \right) - \left(\beta_j - \frac{\sin 2\beta_j}{2} \right) + \pi \right\} \right]} \quad (6) \end{aligned}$$

第3図 制御角 α_j に対する出力電圧比 V_{0j}/V_{j+1}

Fig. 3. Output voltage ratio V_{0j}/V_{j+1} vs. control angle α_j .

第4図 入力電圧 V_i に対する制御角 α_j と出力電圧 V_{0j}

Fig. 4. Control angle α_j and output voltage V_{0j} vs. variation of input supply voltage V_i .

第3図は、本装置の開ループ系の出力電圧制御特性と2段式のそれとを比較したもので、理論値は(6)式で、 $k_1 \cong k_2 = 0.9$ とし、 $\cos \varphi = R/\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ をパラメータとして、点弧角 α_j に対する V_{0j}/V_{j+1} を示したもので、実験値とかなりよく一致している。第4図は本装置の定電圧特性を得るための $V_i - \alpha_j$ 特性で、これは第1図でスイッチ S を切り開ループ系にした場合、 V_i の変動 ($180 \leq V_i \leq 220$) に応じて、 $V_0 = V_s = 200$ V とするための点弧角制御量 α_j の変化を、(6)式から算定したものである。第4図に示すように、降圧、または昇圧制御動作時の V_i の高い変動域において $\alpha_j = \pi$ の行き止りができ、そこでは出力電圧 V_{0j} が制御できない不感帯を生じるが、これは次

のように説明される。

すなわち、例を第2図(a)の(Ⅲ)の誘導負荷時とすれば(他の場合についても同様に考えられる)、 $\omega t = \alpha_2, \pi + \alpha_2$ の時点で $\text{Th}_2 \rightarrow \text{Th}_3, \text{Th}_5 \rightarrow \text{Th}_6$ へと転流しているが、 α_2 が π に近づくにつれて、 A, B の部分は次第に小さくなって行くが、 A', B' の部分は Th_3, Th_6 が $i_0 = 0$ で転流しているので、 $\omega t = \pi + \beta_2, \beta_2$ の時点まで存在していて、ほとんどその面積は変わらない。しかし、 $\alpha_2 = \pi$ に達すると、もはや Th_3, Th_6 は点弧せず、 A', B' の部分は消滅して、出力 $v_0(t)$ は入力 $v_i(t)$ に等しく、 $v_{02}(t)$ は正弦波となり、(Ⅱ)の動作モードに移る。ただし、このとき $V_{02} = V_i \div V_s$ で、 V_{02} は第4図の $V_i - V_{0j}$ 曲線に示すように、 V_s より小さい値をとる。これより先、たとえ V_i が上昇しても、 $\alpha_2 = \pi$ のままで、位相制御は行なわれず、 $V_i \geq V_s$ になるまでは V_{02} は $v_{02}(t) = v_i(t)$ の状態で増加する。当然この不感帯の幅は電流が零になる瞬時の角 β_2 に依存し、 $\cos \varphi$ が小さいほど広し、抵抗負荷時には零となる。しかし、実際の装置では、第1図の S は閉じ閉ループ構成になっていて、フィードバック制御が働くため V_i のこの変動域では、 α_2 は $\alpha_2 = \pi$ の近傍で不連続的に位相制御され(このとき先の A, A', B, B' は不連続的に表われたり、消えたりする)、AVR系はオン・オフ動作に似た動作をして、定電圧特性が得られる。そしてこのことは第4図に示す閉ループ系の低力率時の実験値 V_{0j} (拡大図) よりも明らかである。(電圧特性以外のこの領域内での実験特性については後述する)したがって、このような不感帯があっても、その間で制御特性は劣化することなく V_{0j} はほぼ設定電圧 V_s に保たれるので、実用上さしたる欠点にはならない。なお、第4図にも示すように、この不感帯は、従来の2段式においても V_i の高い変動域で現われるが、本方式よりもその幅が広い。

〈3・3〉 出力電圧の波形評価 第2図(a)の出力電圧 $v_0(t) (= v_{0j}(t))$ をフーリエ級数展開すると、

$$v_{0j}(t) = \sum_{\lambda=1,3,5,\dots}^{\infty} \sqrt{a_{\lambda j}^2 + b_{\lambda j}^2} \times \sin \left(\lambda \omega t + \tan^{-1} \frac{b_{\lambda j}}{a_{\lambda j}} \right) \dots \dots \dots (7)$$

ただし、

$$a_{1j} = \frac{V_{j+1}}{\sqrt{2}\pi} [(1-k_j) \{(\sin 2\alpha_j - \sin 2\beta_j) - 2(\alpha_j - \beta_j)\} + 2\pi],$$

$$b_{1j} = \frac{V_{j+1}}{\sqrt{2}\pi} (1-k_j)(\cos 2\alpha_j - \cos 2\beta_j)$$

$\lambda \geq 3$ に対する $a_{\lambda j}, b_{\lambda j}$ は

$$a_{\lambda j} = \frac{\sqrt{2} V_{j+1}}{\pi} (1 - k_j) \times \left\{ \frac{\sin(\lambda-1)\beta_j - \sin(\lambda-1)\alpha_j}{\lambda-1} - \frac{\sin(\lambda+1)\beta_j - \sin(\lambda+1)\alpha_j}{\lambda+1} \right\},$$

$$b_{\lambda j} = \frac{\sqrt{2} V_{j+1}}{\pi} (1 - k_j) \times \left\{ \frac{\cos(\lambda-1)\beta_j - \cos(\lambda-1)\alpha_j}{\lambda-1} - \frac{\cos(\lambda+1)\beta_j - \cos(\lambda+1)\alpha_j}{\lambda+1} \right\}$$

と表わされる。(6)式の V_{0j} は、(7)式より

$$V_{0j} = \sqrt{\sum_{\lambda=1,3,5,\dots}^{\infty} (a_{\lambda j}^2 + b_{\lambda j}^2) / 2} \dots\dots\dots (8)$$

となり、これからも算定できる。また、 $v_{0j}(t)$ の高調波含有率 $h_{\lambda j}$ は(7)式から、

$$h_{\lambda j} = \sqrt{\frac{a_{\lambda j}^2 + b_{\lambda j}^2}{a_{1j}^2 + b_{1j}^2}} \dots\dots\dots (9)$$

と表わされ、 $v_{0j}(t)$ の波形ひずみ率 $D_{v_{0j}}$ は(8)、(9)式から、

$$D_{v_{0j}} = \sqrt{\sum_{\lambda=3,5,7,\dots}^{\infty} h_{\lambda j}^2} = \sqrt{\frac{2V_{0j}^2}{a_{1j}^2 + b_{1j}^2} - 1} \quad (10)$$

と算定される。第5図は、(10)式で $k_j = 0.9$, $\cos \varphi = 1, 0.8, 0.6$ とした場合の $\alpha_j - D_{v_{0j}}$ 特性で、3段式の α_j に対する $D_{v_{0j}}$ は、2段式のそれに比べて、ほぼ半分程度に減少している。第6図の(1)は、 $V_0 = V_i$ の定電圧特性を得るように、 α_j を第4図に示すように変化したときの $D_{v_{0j}}$ を V_i に対して示したもので、本装置の特徴が、設定値付近で原理通り現われている。ただし、前述のように誘導負荷時には、 V_i

第5図 制御角 α_j に対する出力電圧の波形ひずみ率 $D_{v_{0j}}$

Fig. 5. Distortion factor $D_{v_{0j}}$ of output voltage vs. control angle α_j .

(1) $V_i - D_{v_{0j}}$ 特性の理論値と実験値の比較

第6図 入力電圧 V_i に対する出力電圧の波形ひずみ率 $D_{v_{0j}}$

Fig. 6. Distortion factor $D_{v_{0j}}$ of output voltage vs. input supply voltage V_i .

$= 200, 220 \text{ V}$ 近辺で、不感帯が現われるので(ただし、開ループ時)、理論値はその間では、出力電圧 $v_{0j}(t)$ は入力正弦波 $v_i(t)$ に一致するとして計算している(以下の理論値においても同様)。また、ループを閉じた実際の系での実験値では、拡大図にも示すとおり、この間では特性は何ら劣化していないことがわかる。なお、 $V_i = V_0 = 200 \text{ V}$ の場合、 $D_{v_{0j}}$ が零となっていないのは、実験に使用した $v_i(t)$ そのものに、2%程度の波形ひずみ率が存在することに起因している。なお2段式、3段式の $V_i - D_{v_{0j}}$ 特性の実験値を第6図の(2)、(3)に示した。理論、実験いずれより考えてみても後者の方が前者よりすぐれているといえる。

〈3・4〉 入出力電流の波形評価 (4)、(5)式の入力電流 $i_{0j}(t)$ は、(7)式を用いれば、

$$i_{0j}(t) = \sum_{\lambda=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sqrt{a_{\lambda j}^2 + b_{\lambda j}^2}}{R^2 + (\lambda \omega L)^2} \times \sin \left(\lambda \omega t + \tan^{-1} \frac{b_{\lambda j}}{a_{\lambda j}} - \varphi_{\lambda} \right)$$

ただし、 $\varphi_{\lambda} = \tan^{-1} \lambda \omega L / R$,

とも表わされ、これより $i_{0j}(t)$ の高調波含有率ならびに電流妨害度などの特性量も算定される。また入力側線路電流 $i_{1j}(t)$ のフーリエ級数表示は、〈3・1〉節に示した $i_{1j①}, i_{1j②}$ の関数から、

$$i_{1j}(t) = \sum_{\lambda=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{V}{\sqrt{c_{\lambda j}^2 + d_{\lambda j}^2}} \times \sin \left(\lambda \omega t + \tan^{-1} \frac{d_{\lambda j}}{c_{\lambda j}} \right) \dots\dots\dots (10)$$

ただし,

$$c_{1j} = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{2} \pi R} \left[\frac{V_{j+1}}{\xi_{j+1}} \{ \sin(2\alpha_j - \varphi) - \sin(2\beta_j - \varphi) + 2(\beta_j - \alpha_j + \pi) \cos \varphi \} + \frac{V_j}{\xi_j} \{ \sin(2\beta_j - \varphi) - \sin(2\alpha_j - \varphi) + 2(\alpha_j - \beta_j) \cos \varphi \} \right],$$

$$d_{1j} = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{2} \pi R} \left[\frac{V_{j+1}}{\xi_{j+1}} \{ \cos(2\alpha_j - \varphi) - \cos(2\beta_j - \varphi) + 2(\alpha_j - \beta_j - \pi) \sin \varphi \} + \frac{V_j}{\xi_j} \{ \cos(2\beta_j - \varphi) - \cos(2\alpha_j - \varphi) + 2(\beta_j - \alpha_j) \sin \varphi \} \right],$$

$\lambda \geq 3$ に対する $c_{\lambda j}, d_{\lambda j}$ は

$$c_{\lambda j} = \frac{\sqrt{2} \cos \varphi_{\lambda}}{\pi R} \left(\frac{V_{j+1}}{\xi_{j+1}} - \frac{V_j}{\xi_j} \right) g(\alpha_j, \beta_j, \varphi_{\lambda}, \lambda)$$

$$d_{\lambda j} = \frac{\sqrt{2} \cos \varphi_{\lambda}}{\pi R} \left(\frac{V_{j+1}}{\xi_{j+1}} - \frac{V_j}{\xi_j} \right) f(\alpha_j, \beta_j, \varphi_{\lambda}, \lambda)$$

ここに,

$$g(\alpha_j, \beta_j, \varphi_{\lambda}, \lambda) = \frac{\sin \{ (\lambda+1)\alpha_j - \varphi_{\lambda} \} - \sin \{ (\lambda+1)\beta_j - \varphi_{\lambda} \}}{\lambda+1} + \frac{\sin \{ (\lambda-1)\beta_j + \varphi_{\lambda} \} - \sin \{ (\lambda-1)\alpha_j + \varphi_{\lambda} \}}{\lambda-1}$$

$$f(\alpha_j, \beta_j, \varphi_{\lambda}, \lambda) = \frac{\cos \{ (\lambda+1)\alpha_j - \varphi_{\lambda} \} - \cos \{ (\lambda+1)\beta_j - \varphi_{\lambda} \}}{\lambda+1} + \frac{\cos \{ (\lambda-1)\beta_j + \varphi_{\lambda} \} - \cos \{ (\lambda-1)\alpha_j + \varphi_{\lambda} \}}{\lambda-1}$$

$$\varphi_{\lambda} = \tan^{-1} \lambda \omega L / R$$

入力線路電流の波形ひずみ率 D_{1j} は

$$D_{1j} = \sqrt{\sum_{\lambda=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{c_{\lambda j}^2 + d_{\lambda j}^2}{c_{1j}^2 + d_{1j}^2}}$$

と表わされる。第7図は、 $\alpha_j - D_{1j}$ 特性を、第8図は、入力電流の定電圧制御時の波形ひずみ率を、従来の2段式と比較して、示したものである。なお、第8図に力率0.8のときの閉ループ系の実験値も示し、例の不感帯でも特性は何ら劣化しないことを示した。

〈3・5〉 入力側総合力率 3段式の入力側からみた、 v_i と $i_i (=i_{1j})$ との総合力率 PF_i は、 i_i がひずみ波でも、 v_i が正弦波であるから、ひずみ波電力が基本波電力に等しいという結果を用いれば、

$$PF_i = \frac{c_{1j}}{\sqrt{2} I_{1j\text{eff}}} \dots\dots\dots (11)$$

第7図 制御角 α_j に対する入力線路電流の波形ひずみ率 D_{1j}

Fig. 7. Distortion factor D_{1j} of input line current vs. control angle α_j .

第8図 入力電圧 V_i の変動に対する入力線路電流の波形ひずみ率 D_{1j}

Fig. 8. Distortion factor D_{1j} of input line current vs. variation of input voltage V_i .

と表わされる。ただし、 c_{1j} は(10)式に示されたフーリエ係数で、 $I_{1j\text{eff}}$ は、

$$I_{1j\text{eff}} = \sqrt{\sum_{\lambda=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{c_{\lambda j}^2 + d_{\lambda j}^2}{2}} = \sqrt{\frac{\cos \varphi \left[\left(\frac{V_{j+1}}{\xi_{j+1}} \right)^2 \left\{ \pi + \beta_j - \alpha_j \right\} \frac{\sin 2(\beta_j - \varphi) - \sin 2(\alpha_j - \varphi)}{2} + \left(\frac{V_j}{\xi_j} \right)^2 \left\{ \alpha_j - \beta_j \right\} \frac{\sin 2(\alpha_j - \varphi) - \sin 2(\beta_j - \varphi)}{2} \right]}{2}}$$

第9図 入力電圧変動に対する入力ひずみ波力率 PF_i

Fig. 9. Power factor PF_i of input distorted waveforms vs. input voltage variation.

第10図 出力電圧、電流とゲートパルスのオシログラム

Fig. 10. Oscillograms of output voltage v_o and current i_o waveforms and gate pulse voltages G_2, G_3 .

で与えられる。第9図は(11)式から計算された定電圧制御時の V_i - PF_i 特性である。図には閉ループ系の実験値も、2段式と3段式について示したが、理論、実験値ともに後者の方が前者より高力率であるといえる。

〈3・6〉 2段式と3段式の比較 第10図は第1図の試作器（定格容量1kVA, 200V, 5A）が、 $V_i < V_r$ 、つまり昇圧制御動作時で運転しているときの $\cos \varphi = 0.6$ に対する出力電圧、電流とゲートパルスのオシログラム例で、 $v_o(t)$ はごくわずかにひずむが、 $i_o(t)$ はほとんど正弦波とみなしてもよい。また、本方式では、ゲートパルスは実際にはパルストランスで絶縁して供給されるが、高周波方形波変調パルスを用いてい

第1表 改良形部分電圧制御 AVR と従来式との比較

Table 1. Comparison between AVR by improved partial voltage control and conventional one.

		2段式 AVR	3段式 AVR
回路構成	逆並列サイリスタ数	2組	3組
	信号制御回路	2組	3組
	必要とする入・出力フィルタ	大容量	小容量もしくは不要
制御様式	タップ電圧切換幅	1	1/2
	純抵抗負荷	位相制御による	位相制御による
	誘導性負荷	入力電圧最高値近傍では、オン・オフ的な制御で、他の範囲では位相制御による	設定電圧近傍と入力電圧最高値近傍では、オン・オフ的な制御で、他の範囲では位相制御による
特性評価	出力電圧ひずみ率	1 (最大値)	1/2 に改善(理論上)
	出力電流ひずみ率	1 (最大値)	1/2 に改善(理論上)
	入力電流ひずみ率	1 (最大値)	1/2 に改善(理論上)
	最も大きな特性上の得失	設定電圧での出力電圧・電流、入力電流のひずみが最大	設定電圧での出力電圧・電流、入力電流のひずみが原理上零(正弦波)
	入力側総合力率	やや悪い	良い

るので、図のように幅の広い信号を取り出すことができる。第1表は以上のことを総合して3段式と従来の2段式との比較を示したものであるが、本装置は主回路ならびに制御回路が多少複雑になっているとはいえ、特性上2段式よりもすぐれているといえる。

4. む す び

以上、本文の内容および得られた結果を要約すると次のとおりである。

入力電源電圧の変動、つまり外乱がない場合、出力電圧の波形ひずみが生じないような制御方式を用いた3段式 AVR の動作原理を明らかにし、実際に当面する誘導負荷時の特性解析も行ない、出力電圧制御特性、入出力波形評価、入力側総合力率を、従来の2段式 AVR のそれらとあわせて、定量的に比較検討した。本方式は、2段式と同一電圧制御範囲で動作させると、

(i) 外乱がない場合、出力電圧の波形ひずみ率は原理上零となり、最も頻繁に使用する設定値付近で、出力電圧の波形ひずみ率は小さくなり、実用上波形整形用フィルタはごく小形となるか、あるいはこれを省略することができる（本文では、後者の立場をとった）。しかし、設定値付近で負荷力率が悪い場合、閉ループ系では原理上不感帯が現われるが、その幅もせまく、このような場合でも、閉ループ制御系はオンオ

フ的な制御動作をするため、要求にかなった定電圧特性が得られ、実用上さしたる欠点とはならない。

(ii) 入力側線路電流の高調波含有率は少なく、入力側総合力率もかなり高く、小容量電力系統に連系する場合でも問題が少ない。

また本装置について、入力電源電圧のステップ応答や負荷の投入、急変時の動特性をも実験的に検討したが、その結果は波形整形用フィルタがないこととあいまって、速応性、効率も高く、本装置は十分実用に供し得るものであることを確認した。なお、制御回路は紙数のつごうもあって、ふれなかったが、それを含めてループを閉じたときの制御系の解析および設計については、今後の課題としたい。

終わりに臨みご協力いただいた小島電機製作所の久保田氏ならびに神戸大学工学部 久保助手、卒研生の方々に深く感謝の意を表します。

(昭和 49 年 8 月 15 日受付, 同 50 年 1 月 23 日再受付)

文 献

- (1) 宮入, 編: サイリスタ応用ハンドブック p. 232 (昭 47-2) (日刊工業新聞)
- (2) Rex M. Davis: Power diode and Thyristor circuits; Cambridge University press, IEE Monograph series 7 p. 140 (1971)
- (3) F.F. Mazda: Thyristor control, Newness-Butterworths p. 91 (1973) (London)
- (4) 丸橋, 他: 昭 49 電気学会全国大会 No. 656
- (5) T. Maruhashi, et al.: Memoirs of the Faculty of Engineering, Kobe University, No. 20, p. 165 (1974)
- (6) 丸橋, 他: 昭 49 電気関係学会関西支部連大 G 3-17
- (7) R. Thompson: IEEE Trans. Industr. Gen. Applic, IGA-4, No. 2, p. 162 (1968)
- (8) E.S. Mcvey: IEEE Trans. Industr. Electronics Control Instrum. IECI-14, No. 2 (1967)
- (9) 長谷川, 他: 定電圧装置設計ハンドブック (昭 43) (日刊工業新聞)