UDC 621.314.252.025.4: 621.382.333.32
621.3.077.65

論 文

52-B 96

単相により制御されるサイリスタゲート用 多相平衡移相器の解析

正 員 原 田 耕 介 (九 大)

正 員 村 田 勝 昭 (大分大)

1. ま え が き

大電力機器の制御装置には、多相交流電源をサイリスタで移相制御する方法が広く用いられている。この場合、サイリスタの点弧角に不平衡があると、正相電流以外に零相電流および逆相電流が流れるために、例えば、交流電動機を制御する際に、逆トルクや振動・雑音の発生などの不都合が生じる。

このような点弧角の平衡は、完全に特性のそろった可変移相器を必要相数用いれば可能である。しかし、実際には、ある特定位相で平衡をとることは比較的容易であるが、全移相範囲にわたって平衡を取るには、すべての移相器の特性を十分一致させることが必要であり、このためには、製造・管理にかなりの手数を必要とする。

この問題を解決するため、単相の可変移相器で、多相回路中の、ある特定の相のサイリスタにつき移相制御を行ない、これを基にして、他の相のサイリスタを平衡して同時に点弧できる新しい方式の可能性を示した⁽¹⁾。この方法は、例えば、三相点弧に対し3個または2個の同一特性の可飽和磁心を用いて、サイリスタ点弧のための信号を発生させ、積分器を含む帰還回路により、電源電圧および周波数の変動の影響を補償することを特長としている。しかし、この方式では、電源周波数・制御電圧などのパラメータの変化に伴い過渡的な不平衡が生じてくる。これらの問題を含め、本方式に対する理論的考察は、まだ行なわれていない。

本稿では、この方式につき、電源電圧・周波数および単相移相器の移相信号の変化に伴う定常および過渡特性について詳細な解析を行なっている。特に、単相

移相器の制御信号の変化に伴い過渡的に位相ひずみが生じることを明らかにし、この位相ひずみが単相移相器と帰還回路の時定数の関数になること、および、電源周波数変動に対し、ある定常位相ひずみが残ることを示し、これらを軽減する方法を提案している。

なお、本稿で提案した原理は UJT、PUT や IC などの半導体素子と信号絶縁用の変圧器とを結合して、実現することもできる。しかし、信号の絶縁を数多く必要とする装置では、半導体のみで構成するよりも可飽和磁心を併用する方が、大きさ、重量、部品点数が減少し、温度変化に対する信頼性も向上することが報告されている⁽²⁾。このような観点から、本稿では、可飽和磁心を用いて構成する場合につき解析した。本稿で提案した装置の場合、可飽和磁心が積分、加算、比較、信号絶縁などの複合機能を有するため、同一機能を半導体素子と変圧器のみで構成する場合に比べ、部品点数が約 1/4 に減少することが確認されている。

2. 原 理

第1図は、本方式の原理を示す流れ図である。三相電源の第一相電圧 e_1 を基準とし、これを単相可変移相器に加える。単相可変移相器は制御電圧 E_c によりサイリスタの点弧角を任意に設定するためのもので、整形回路を通し、 e_1 と任意の位相差の方形波電圧 $\langle e_1 \rangle$ を作り出す。この $\langle e_1 \rangle$ は第一相サイリスタの点弧信号であると共に、二つの固定移相器 #2 および #3 の

第1図 原理を示す流れ図

Fig. 1. Flow graph showing the principle.

Analysis of a Polyphase Balanced Phase Shifter for the Gate Control of Thyristors. By Kosuke Harada, Member (Kyushu University, Faculty of Engineering, Electronic Engineering) & Katsuaki Murata, Member (Oita University, Faculty of Engineering, Information Science and Systems Engineering).

原田耕介: 正員, 九州大学工学部電子工学科
村田勝昭: 正員, 大分大学工学部組織工学科

第 2 図 固定移相器と帰還回路

Fig. 2. Constant phase shifters and feedback circuit.

入力でもある。#2 および #3 固定移相器の移相量は、後述のように、これらの積分・飽和特性により $\langle e_1 \rangle$ の振幅値により決定される。また、 $\langle e_1 \rangle$ の振幅値は、整形回路の電源電圧 e_s により制御される。従って、第二相および第三相サイリスタの点弧信号 $\langle e_2 \rangle$ および $\langle e_3 \rangle$ の位相は、 e_s により決定される。

この場合、 $\langle e_1 \rangle$ と $\langle e_2 \rangle$ および $\langle e_1 \rangle$ と $\langle e_3 \rangle$ の位相差が、それぞれ 120° および 240° となるよう直流定電圧 e_s を供給すれば、サイリスタは平衡して点弧される。ここで、パラメータとして、電源電圧および電源周期（周波数）の変動が考えられるが、これらに対し、電源電圧変動に対しては e_s は常に一定、電源周期の変動に対しては、周期に反比例して e_s を変化させればよく、この動作は帰還回路により達成される。第1図の帰還回路を含む主要部を第2図に示す。

第3図は、この場合の原理を示す理想波形である。

#2 および #3 固定移相器は、それぞれ、可飽和磁心 SC_1 、抵抗 R_1 および SC_2 、 R_2 で構成される。この #2 および #3 固定移相器に $\langle e_1 \rangle$ が加えられるが、それぞれの磁心が飽和に達するまでの時間 T_2 および T_1 が

$$T_2 = 2T_1 \dots\dots\dots (1)$$

となるように、各磁心の巻線回数を設定する。 T_1 および T_2 は、磁心の電圧積分・飽和特性により、 $\langle e_1 \rangle$ の振幅に反比例し、(1)式は常に成立する。

第2図の #2 固定移相器において、 $\langle e_1 \rangle$ の負荷になるのは SC_1 の巻線と抵抗 R_1 であるが、磁心の励磁電流と巻線抵抗を無視すれば、 $\langle e_1 \rangle$ は、 SC_1 が飽和

第 3 図 各部の電圧波形

Fig. 3. Wave forms corresponding to Fig. 2.

するまでの T_2 の期間は巻線にかかり、飽和後は R_1 にかかる。従って、 SC_1 の巻線誘起電圧 e_2 は第3図 (b)、また、 R_1 両端の電圧 e_{R1} は (c) 図のようになる。 e_{R1} のパルス幅 ($T_0 - T_2$) は帰還動作を行なうため必要であり、絶縁のために、第2図に示すように、別巻線から e_2 を取出し、 $\langle e_1 \rangle - e_2$ として、 e_{R1} と同じ電圧を得ている。この $\langle e_1 \rangle - e_2$ を整流器 REC_1 およびツェナーダイオード ZD_1 で整流・整形して (f) に示す E_1 を得る。また、帰還動作を行なうためのほかの変量として、 SC_2 の巻線に誘起される電圧 e_3 (第3図 (e)) のパルス幅 T_1 が必要である。このため、 e_3 を REC_2 、 ZD_2 で整流・整形して、(g) の E_2 を得る。この E_1 と E_2 は等振幅であり、お互いに逆極性として積分器に加えられる。積分器出力電圧は、 E_d を電源電圧とするエミッタフォロア Q_3 の入力として加えられ、 Q_3 の出力が整形回路の電源電圧 e_s となる。 E_1 と E_2 は逆極性等振幅であるから、積分器入力の加算積分係数を等しくすると、 E_1 と E_2 のパルス幅が同一になるまで e_s は変化し、

$$T_1 = T_0 - T_2 \dots\dots\dots (2)$$

が成立する状態で安定となる。

ここで、積分器の時定数が十分大きく、 e_s が直流電

第 4 図 第 3 図に対応した各部電圧の実測波形
Fig. 4. Measured wave forms corresponding to Fig. 3.

圧であるとみなされる場合には、 $\langle e_1 \rangle$ は方形波電圧となるので (1) 式が成立する。(1), (2) 式より

$$T_1 = \frac{1}{3} T_0, \quad T_2 = \frac{2}{3} T_0 \quad \dots\dots\dots (3)$$

となり、 $\langle e_1 \rangle$ と $\langle e_2 \rangle$ との位相差は 120° 、 $\langle e_1 \rangle$ と $\langle e_3 \rangle$ との位相差は 240° となる。

積分器およびエミッタフォロアが飽和しない限り、電源周波数が変化しても、この位相関係は保たれる。

第 4 図は、第 3 図に対応した各部電圧の実測波形である。 e_s は平均値 10V であり、リップル率 1% の場合を示している。

3. 電源電圧変動の影響

帰還回路の電源 E_d は第 1 図に示されるように、交流電源を整流・平滑して用いるのが普通である。この場合、交流電源の電圧変動に伴って E_d が変化する。この E_d の変化に対する $\langle e_1 \rangle$ と $\langle e_2 \rangle$ 、および $\langle e_1 \rangle$ と $\langle e_3 \rangle$ との位相差の実験結果を第 5 図に示す。図中の Δ 印は帰還回路がない場合 ($e_s = E_d$ のとき) の結果で、二つの固定移相器の電圧-移相特性を示しており、この曲線と 120° および 240° とが交わる点の E_d の値が、電源周波数で決定される E_{d0} である。○印は帰還回路を動作させた場合の特性曲線で、 E_d が E_{d0} より十分高く、 Q_3 が飽和しない領域では Q_3 はエミッタフォロアとしての動作を行ない、帰還回路は出力電圧が E_{d0} の定電圧電源となり、位相ひずみは生じない。

4. 電源周波数が変化した場合の影響

〈4・1〉 基礎方程式の誘導 いま、 $n=0$ から交流電源の周期が変化しとし、第 n 半サイクルにおける諸変量を求める。この場合の整形回路に供給される電

第 5 図 電源電圧の変動による位相ひずみの変化
Fig. 5. Phase distortion caused by the change of supply voltage.

第 6 図 積分器と整形回路の出力電圧

Fig. 6. Output wave forms of integrator and shaping circuit.

圧 e_s 、および出力電圧 $\langle e_1 \rangle$ を第 6 図に示す。この図に示すように、第 n 半サイクルにおいて、 $\langle e_1 \rangle$ の極性が反転するときの e_s の電圧を $e_s(n)$ とし、 $\langle e_1 \rangle$ の極性が反転してから SC_2 および SC_1 が飽和に達するまでの時間を、それぞれ $T_1(n)$ および $T_2(n)$ とし、交流電源の半周期を $T_0(n)$ で表わす。

可飽和磁心 SC_2 は平均値が E_{d0} の電圧を加えた場合に、(3)式で示したように $T_0/3$ の時間で飽和する。従って、第 6 図に示す電圧 $\langle e_1 \rangle$ が加えられる場合、 SC_2 の電圧積分・飽和特性により、

$$e_s(n)T_1(n) + kT_1^2(n)/2 = E_{d0}T_0/3 \quad \dots\dots\dots (4)$$

が得られる。ここで、 E_s をツェナ電圧、 T_k を積分定数とすれば、 k は

$$k = E_s/T_k$$

である。

(4) 式より、 $T_{10} = T_0/3$ において次式が得られる。

$$T_1(n) = \frac{\sqrt{e_s^2(n) + 2kT_{10}E_{s0}} - e_s(n)}{k} \dots (5)$$

同様に, SC_1 の電圧積分・飽和特性により

$$T_2(n) = T_1(n) + \frac{T_{10}E_{s0}}{\sqrt{e_s^2(n) + 2kT_{10}E_{s0}}} \dots (6)$$

となる。

また, 第6図の関係から, 次式が得られる。

$$e_s(n+1) = e_s(n) + kT_1(n) - k\{T_0(n) - T_2(n)\} \dots (7)$$

(7) 式に (5), (6) 式を代入して,

$$e_s(n+1) = e_s(n) + \{2\sqrt{e_s^2(n) + 2kT_{10}E_{s0}} - 2e_s(n) + \frac{kT_{10}E_{s0}}{\sqrt{e_s^2(n) + 2kT_{10}E_{s0}}} - kT_0(n)\} \dots (8)$$

となる。この式は非線形差分方程式であり, 解析的に解を求めることは困難であるから, まず, 定常状態における諸変量を求め, これからの微小変化について小振幅解析を行なう。

〈4・2〉 定常特性 電源周波数が一定, すなわち $T_0(n) = 3T_{10}$ (一定) の場合, 特に $n \rightarrow \infty$ の定常状態での各値を求める。 $e_s(\infty) = e_{ss}$, $T_1(\infty) = T_1$, $T_2(\infty) = T_2$ とおき, (8) 式より定常解を求めると, 近似的に

$$e_{ss} = E_{s0} - 0.72kT_{10} \dots (9)$$

が得られる。

定常状態においても e_s はリップル電圧を含むので, 厳密には $T_1 = T_{10}$, $T_2 = 2T_{10}$ とはならず定常位相ひずみが残る。この定常位相ひずみを

$$\Delta T = T_1 - T_{10} \dots (10)$$

で定義し, (5), (9) 式より $\Delta T/T_{10}$ を求めると,

$$\frac{\Delta T}{T_{10}} = \frac{1}{a} \{\sqrt{x^2 + 2a} - (x+a)\} \dots (11)$$

となる。ここで $x = e_{ss}/E_{s0}$, $a = kT_{10}/E_{s0}$ である。

第7図に kT_{10} に対する e_{ss} , $\Delta T/T_{10}$ の理論値および実験結果を示す。

〈4・3〉 過渡特性 次に, 電源周波数の変動に対する e_s の応答を求める。

$$\left. \begin{aligned} T_0(n) &= T_0 + \Delta T_0(n) \\ e_s(n) &= e_{ss} + \Delta e_s(n) \end{aligned} \right\} \dots (12)$$

とおき, (8) 式に代入し, 級数展開して (9) 式の定常解を考慮すれば,

$$\begin{aligned} \Delta e_s(n+1) &= (2e_{sm}^{-1}e_{ss} - 1 - e_{sm}^{-3}kT_{10}E_{s0}e_{ss}) \\ &\quad \cdot \Delta e_s(n) + \{e_{sm}^{-1} - e_{sm}^{-3}e_{ss}^2 + (-e_{sm}^{-3} \\ &\quad + 3e_{sm}^{-5}e_{ss}^2)kT_{10}E_{s0}/2\} \Delta e_s^2(n) \\ &\quad + \{\dots\} \Delta e_s^3(n) + \dots - k\Delta T_0(n) \dots (13) \end{aligned}$$

第7図 kT_{10} に対する e_{ss} と $\Delta T/T_{10}$ の変化

Fig. 7. e_{ss} and $\Delta T/T_{10}$ versus kT_{10} .

が得られる。ここで

$$e_{sm} = \sqrt{e_{ss}^2 + 2kT_{10}E_{s0}}$$

であり, この値は, 定常状態における e_s の波高値である。

(13) 式で $\Delta e_s(n)$ の二次以上の高次項を無視すれば,

$$\Delta e_s(n+1) = K\Delta e_s(n) - k\Delta T_0(n) \dots (14)$$

となる。ここで,

$$K = 2b - 1 - ab^3x^{-2} \dots (15)$$

但し,

$$b = e_{ss}/e_{sm}$$

である。

(14) 式を z 変換して次式を得る。

$$\Delta E_s(z) = -\frac{k}{z-K} \Delta T_0(z) \dots (16)$$

この式より, $-1 < K < 1$ のとき, 系は安定であり, $K \leq -1$ のとき不安定となる。なお, 積分定数 $T_k \rightarrow \infty$ のとき $K \rightarrow 1$ となり, K は 1 以上にはならない。

また, (16) 式より, $\Delta T_0(n)$ のステップ変化に対する $\Delta e_s(n)$ の応答の時定数 τ は

$$\tau = -T_0/\log K \dots (17)$$

で与えられる。第8図は a に対する K および τ の理論値である。なお, $-1 < K < 0$ の範囲ではステップ応答が減衰振動となるので, この図には $\Delta e_s(n)$ の包絡線の時定数を示した。

第8図に示すように, $a = 0.43$ のとき, $\Delta e_s(n)$ は $\Delta T_0(n)$ に瞬時に応答する。しかし, $a = 0.43$ ($kT_{10} = 4.3$ V) では, 第7図から, 定常位相ひずみは $\Delta T = 0.083T_{10}$, すなわち, 約 5° に達する。

更に, e_s は, $e_{ss} = 7$ V に対し $kT_{10} = 4.3$ V のリップル電圧を含むので, $\langle e_1 \rangle$ をはじめ, $\langle e_2 \rangle, \langle e_3 \rangle$ は, 方形波とは違った波形になる。

第 8 図 kT_{10}/E_{s0} に対する K と τ/T_0 の変化Fig. 8. K and τ/T_0 versus kT_{10}/E_{s0} .

定常位相ひずみを 1° 以下にするには、 $a=0.08$ に減少しなければならない。このときの時定数は $\tau=5T_0$ と大きくはなるが、 e_s はほとんど直流電圧となり、 $\langle e_1 \rangle$ 、 $\langle e_2 \rangle$ および $\langle e_3 \rangle$ は方形波とみなすことができる。

〈4.4〉 改良回路 前述のように、定常位相ひずみ ΔT の減少と応答の時定数 τ の減少の条件は、相反する関係である。これは積分器の出力電圧を、直接にエミッタフォアを通して整形回路の電源 e_s にしているためであり、積分器とエミッタフォアの間に 0 次ホールド回路を付加することにより解決できる。

いま、 $\langle e_1 \rangle$ の極性が反転する瞬間に $e_s(n)$ をホールドすると、積分器出力 e_s' と e_s との関係は第 9 図に示すようになる。#2 固定移相器および #3 固定移相器に加わる電圧は、第 n 半サイクル中は一定値 $e_s(n)$ となるから

$$\left. \begin{aligned} T_1(n) &= T_{10} E_{s0} / e_s(n) \\ T_2(n) &= 2T_1(n) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

となる。(7)、(18) 式より

$$e_s(n+1) = e_s(n) + \frac{3kT_{10}E_{s0}}{e_s(n)} - kT_0(n) \dots (19)$$

が得られる。 $n \rightarrow \infty$ の定常状態では

$$\left. \begin{aligned} e_{ss} &= E_{s0} \\ T_1 &= T_{10}, \quad T_2 = 2T_{10} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (20)$$

となり、この式と(10)式より、定常位相ひずみ $\Delta T=0$ となる。

また、(12) 式を (19) 式に代入し、級数展開して $\Delta e_s(n)$ の二次以上の高次項を無視すると、

$$\Delta e_s(n+1) = K \Delta e_s(n) - k \Delta T_0(n) \dots\dots (21)$$

となり、ここで

$$K = 1 - 3a \dots\dots\dots (22)$$

である。この場合のステップ応答の時定数 τ は、前

第 9 図 ホールド回路を付加した場合の電圧波形

Fig. 9. Wave forms with a hold circuit.

第 10 図 ホールド回路を付加した場合の kT_{10}/E_{s0} に対する K と τ/T_0 の変化Fig. 10. K and τ/T_0 versus kT_{10}/E_{s0} with a hold circuit.

述の (17) 式で与えられる。第 10 図に、 a に対する K および τ の理論値を示す。

以上のように、ホールド回路を帰還回路に付加することにより、 K の値とは無関係に、定常位相ひずみを 0 にできるので $K=0$ として応答を早くすることが可能である。

5. 点弧角を変化させた場合の過渡応答

〈5.1〉 単相可変移相器が一次遅れ特性の場合

単相可変移相器で、制御電圧 E_c を変化させた場合、 θ はある過渡状態を経過して所要の値になる。

この場合、電源周波数は一定であっても、 $\langle e_1 \rangle$ の周期は過渡的に変化する。従って、帰還回路は周波数変動に対する応答を行ない、第二相、第三相の点弧角を補正する。第 11 図は、点弧角 $\theta(n)$ の変化と、これ

第 11 図 位相制御に伴う周期の変化

Fig. 11. Variation of the period caused by phase control.

に伴う周期 $T_0(n)$ の変化との関係を示す。この関係より

$$T_0(n) = T_0 - \theta(n-1) + \theta(n) \quad (23)$$

および、 $T_0(n)$ の変化分 $\Delta T_0(n)$ は

$$\Delta T_0(n) = \theta(n) - \theta(n-1) \quad (24)$$

となる。

いま、この過渡位相ひずみを検討するため、第 12 図に示される磁気移相器につき考察する。この可変移相器に加える制御電圧 E_c を $n=0$ でステップ状に変化させ、目標位相角を θ_0 から $\Delta\theta$ だけ変化した場合の応答は、可変移相器が一次遅れ特性で、その特性定数が K_a で与えられると、

$$\theta(n) = \theta_0 + \Delta\theta(1 - K_a^n) \quad (25)$$

となる。ここで、可変移相器の特性定数 K_a と、この時定数 τ_a との関係は

$$\tau_a = -T_0 / \log K_a$$

で与えられる。

(24), (25) 式より

$$\Delta T_0(n) = \Delta\theta(1 - K_a)K_a^{n-1} \quad (26)$$

となる。(26) 式を (14) 式に代入し、 $\Delta e_s(n)$ を求めると、

$$\Delta e_s(n) = -\frac{k\Delta\theta(1-K_a)}{K_a-K}(K_a^{n-1} - K^{n-1}) \quad (27)$$

第 12 図 磁気可変移相器

Fig. 12. Magnetic variable phase shifter.

が得られる。

いま、ホールド回路がない場合、 $\Delta e_s(n)$ に対する $\Delta T_1(n)$ の応答は、(5) 式より

$$\Delta T_1(n) = -\frac{1-b}{k}\Delta e_s(n) \quad (28)$$

であるから、(27) 式を (28) 式に代入して

$$\Delta T_1(n) = \Delta\theta \frac{(1-b)(1-K_a)}{K_a-K}(K_a^{n-1} - K^{n-1}) \quad (29)$$

となる。

また、過渡位相ひずみ $D(n)$ を

$$D(n) = \frac{1}{3}\Delta T_0(n) - \Delta T_1(n) \quad (30)$$

で定義すると、制御電圧 E_c を変化したことにより発生する過渡位相ひずみは

$$D(n) = \Delta\theta(1-K_a)\left\{\frac{1}{3}K_a^{n-1} - \frac{1-b}{K_a-K}(K_a^{n-1} - K^{n-1})\right\} \quad (31)$$

となる。

ここで、ホールド回路がある場合の過渡位相ひずみを同様に (30) 式で与え、 $D_h(n)$ で表わす。(18) 式より

$$\Delta T_1(n) = -\frac{a}{k}\Delta e_s(n) \quad (32)$$

が得られ、従って

$$D_h(n) = \Delta\theta(1-K_a)\left\{\frac{1}{3}K_a^{n-1} - \frac{a}{K_a-K}(K_a^{n-1} - K^{n-1})\right\} \quad (33)$$

となる。

なお、定常位相ひずみは K の値とは無関係に零となるから $K=0$ とし、応答を早くすることができ、この場合の過渡位相ひずみを $D_{h0}(n)$ で表わす。

第 13 図は、可変移相器の特性定数が $K_a=0.94$ のときの $\Delta T_1(n)/\Delta\theta$ 、 $D(n)/\Delta\theta$ および $D_{h0}(n)/\Delta\theta$ を示している。この図において、 $\Delta T_1(n)/\Delta\theta$ は、帰還のない状態で、 $e_s = E_{s0}$ に保った場合の過渡位相ひずみである。なお、 $D(n)/\Delta\theta$ は定常位相ひずみを考慮して、帰還回路の定数を $K=0.8$ としたときの値を示している。

〈5.2〉 単相可変移相器が二次遅れ特性の場合

第 13 図に示したように、可変移相器が一次遅れ特性の場合、 $n=0$ すなわち制御電圧 E_c を変化したときの過渡位相ひずみが大きくなる。これを除くためには第 14 図に示すように、この可変移相器の前にバ

第 13 図 過渡位相ひずみ

Fig. 13. Transient phase distortion.

第 14 図 二次遅れ可変移相器

Fig. 14. The second order variable phase shifter.

ッファ BF を通して、これと同じ時定数 τ_a を持つ一次遅れ要素を置いて、可変移相器全体を二次遅れ特性にすればよい。

いま、第 14 図において、制御電圧 E_c を $n=0$ でステップ状に変化させ、目標位相角を $\Delta\theta$ だけ変化させた場合

$$\theta(n) = \theta_0 + \Delta\theta \left[1 - (n+1)K_a^{n+1} \left\{ \frac{1-K_a}{K_a} + \frac{1}{n+1} \right\} \right] \quad (34)$$

となる。(24)、(34) 式より

$$\Delta T_0(n) = \Delta\theta(1-K_a)^2 n K_a^{n-1} \quad (35)$$

が得られ、これを (14) 式に代入し、 e_o の応答を求めると

$$\begin{aligned} \Delta e_s(n) = & -\Delta\theta \frac{k(1-K_a)^2}{(1-K/K_a)^2} (n-1) \\ & \cdot K_a^{n-2} \left\{ 1 - \frac{n}{n-1} \frac{K}{K_a} + \frac{1}{n-1} \left(\frac{K}{K_a} \right)^n \right\} \end{aligned} \quad (36)$$

となる。

ホールド回路がない場合、(28)、(30) および (36) 式より

$$\begin{aligned} D(n) = & \Delta\theta(1-K_a)^2 \left\{ \frac{1}{3} n K_a^{n-1} - \frac{1-b}{(1-K/K_a)^2} (n-1) K_a^{n-2} \right. \\ & \left. \left\{ 1 - \frac{n}{n-1} \frac{K}{K_a} + \frac{1}{n-1} \left(\frac{K}{K_a} \right)^n \right\} \right\} \end{aligned} \quad (37)$$

となる。

第 15 図 二次遅れ可変移相器の場合の過渡位相ひずみ

Fig. 15. Transient phase distortion in the case of the second order variable phase shifter.

ホールド回路を付加した場合、(30)、(32) 式および (36) 式より

$$\begin{aligned} D_h(n) = & \Delta\theta(1-K_a)^2 \left\{ \frac{1}{3} n K_a^{n-1} - \frac{1-K}{3(1-K/K_a)^2} (n-1) K_a^{n-2} \right. \\ & \left. \left\{ 1 - \frac{n}{n-1} \frac{K}{K_a} + \frac{1}{n-1} \left(\frac{K}{K_a} \right)^n \right\} \right\} \end{aligned} \quad (38)$$

となる。第 13 図の場合の $K_a=0.94$ の一次遅れの立上り時間と等しい立上り時間となる、 $K_a=0.9$ の二次遅れの可変移相器を用いたときの各位相ひずみを第 15 図に示す。第 13 図と第 15 図とを比較すると、第 15 図で示された二次遅れの可変移相器の場合が、最大位相ひずみが少ないことが分る。

6. むすび

以上の考察から、単相可変移相器と積分器を含む帰還回路により、三相回路のサイリスタを平衡して点弧する場合の定常並びに過渡特性が明らかになった。

まず、電源電圧の変動に対しては、過渡および定常状態とも常に平衡した点弧が行なわれ、電源周波数の変動に対してはわずかな定常位相ひずみが残る、移相量の制御に対しては制御時定数と帰還回路の時定数で決まる過渡状態の後、平衡してサイリスタ点弧が可能であることが分った。この過渡位相ひずみを減少させるためには、制御回路に遅れ要素を追加することが有効であり、また、帰還回路にホールド回路を付加すると定常位相ひずみはなくなり、応答時間は短縮されることが明らかになった。

なお、本方式は、固定移相器を追加することにより任意の多相交流回路に応用できる。

(昭和 51 年 5 月 27 日 受付、同 52 年 2 月 4 日 再受付)

文 献

- (1) K. Harada: IEEE Trans. Magnetic. MAG-10, 3, 973 (1974)
- (2) A. Levy: IEEE PESC '76 RECORD, 223 (1976)