

# サイリスタを用いた交流制御スイッチ

山田 英二\* 梶原 昭生\*\* 浦 憲一郎\*

## AC control switch consisting of thyristor

by

Eiji YAMADA

(Electrical Engineering)

Akio KAJIWARA

(Faculty of Engineering, Kyushu University, Fukuoka)

Kenichiro URA

(Electrical Engineering)

In the dimmers and motor driving apparatuses, AC control switches consisting of thyristor are generally used in order to control the AC power of load. Those switches control the load voltage by adjusting the firing angle of thyristor, so the equivalent power factor considered as the difference between source voltage and load current are more lagging than that of pre-adjusting in spite of load characteristic. And the larger the firing angle, the larger the equivalent power factor. But if we can control the AC power by adjusting not only the firing angle but also the extinction angle of thyristor, this defect is improved regardless of load characteristic. In this paper we proposed this new type AC control switch and discussed on its basic characteristics which were a foundation of its application.

At first constitution of AC control switch was mentioned in chapter 2 and two new circuits were proposed. And next supposing the switch circuits as an ideal switch, we discussed on basic characteristics of AC control switch as the effective value and fundamental component of load voltage (Section 3.1), current waveforms of inductive load and capacitive load (Section 3.2), and phase difference between source voltage and load current so on (Section 3.3). It is a strong point that AC control switches proposed in this paper can control the load voltage constant and phase difference between source voltage and current constant also. Then we proved those facts both analytically and experimentally with 6KVA apparatus.

### 1. まえがき

1957年末にサイリスタが発表されていらい今日までの短期間に<sup>1)</sup>, サイリスタは従来の電力制御要素である水銀変換器やサイラトロンをほぼ完全に駆逐すると共に、全く新しい電力制御装置を多数開発している。それゆえサイリスタを用いた電力装置は、水銀変換器やサイラトロンの時代とは比較にならない程多種多様となり、かつ大電力を制御する迄になっている。

電動機駆動装置や調光装置等に用いられる交流制御スイッチも同様であるが、しかしサイリスタを用いた交流制御スイッチになっても、負荷に印加される交流

電力の制御は制御要素の点弧角を調整して行なう以前の方法が、そのまま継承されている。このときの負荷電圧波形を第1図に示すが、この方式では点弧角 $\alpha$ が

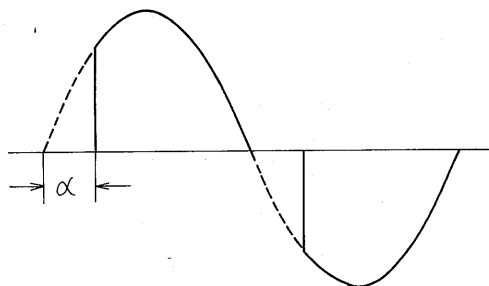


Fig. 1 load voltage waveform of AC control switch by firing angle control only.

\* 電気工学科

\*\* 九州大学工学部 福岡市箱崎町

大きくなればなるほど流入電流は遅れ、電源側から負荷側をみた等価力率は遅れが大きくなるという欠点を持つ。

しかるに第2図に示すごとく、点弧角 $\alpha$ のほかにも消弧角 $\gamma$ も制御して、負荷に加わる電圧を自由に調整出来れば、負荷電圧だけではなく電源側から負荷側をみた等価力率も、負荷の如何にかかわらず任意に制御することが出来る様になる。そこで本稿では、点弧角と消弧角の2個の制御要素を持つ交流制御スイッチを提案し、この新しいスイッチについて考察を進めている。

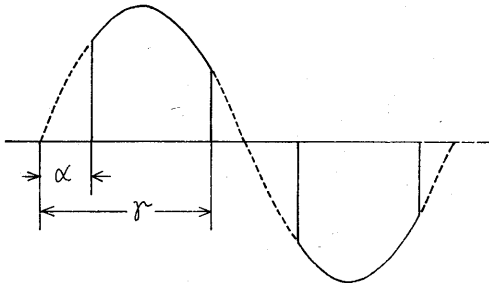


Fig. 2 Load voltage waveform of AC control switch by adjusting the firing angle and the extinction angle together.

まず第2章において、点弧角のほかにも消弧角も制御出来る交流制御スイッチの構成について述べた。そして第3章で、スイッチ回路を理想スイッチ素子と考へ、負荷電圧の実効値や基本波成分値(第3・1節)、誘導負荷電流波形や容量負荷電流波形(第3・2節)、電源電圧に対する流入電流の力率(第3・3節)等交流制御スイッチの基本特性を解析した。本稿で考察する交流制御スイッチは、点弧角と消弧角の2つの制御要素を持つために、任意負荷の変動に対する負荷電圧の定電圧制御のみならず(第4・1節)、電源電圧に対する等価力率の一定制御(第4・2節)も可能となる。これを解析的に証明すると共に、実験装置によって実証している。

尚本稿の数値解析には九州大学中央計数施設の電子計算機 OKITAC 5090H を用い、結果はすべて6KVA の実験装置による観測値と比較検討されている。

## 2. 交流制御スイッチの構成

負荷に加わる電圧を第2図に示す如く制御するためには、電源を開閉するスイッチ回路を電源と直列に挿入し、つぎに負荷のフライホイール作用を行なわせるバイパス回路を負荷に並列に用いれば構成出来る。この種の交流制御スイッチとして主回路にサイリスタ

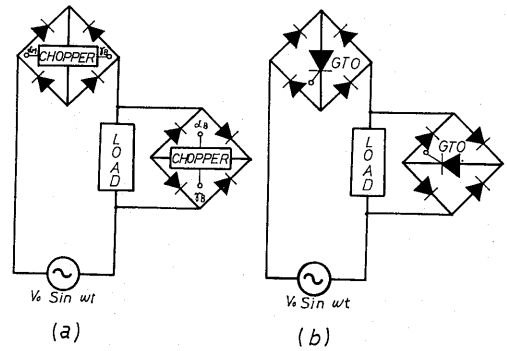


Fig. 3 Examples of AC control switch which is capable to adjust the firing angle and extinction angle together.

チョップを使用し、バイパス回路に定電圧ダイオードを用いた例が報告されているが<sup>2),3)</sup>、本稿では第3図(a)および(b)に示すごとく、主回路およびバイパス回路が完全に信号パルスで動作を行なう一段と理想スイッチに近い回路を提案し、これについて考察を進めたい。

第3図(a)は負荷と直並列にチョップ回路を2組用いて交流制御スイッチを構成したものであり、第3図(b)はチョップの代わりに、1個で電力の開閉が出来るGTOを使用した交流制御スイッチである。そして主回路スイッチ素子の点弧角 $\alpha_M$ とバイパス回路の消弧角 $\gamma_B$ の制御パルス、および主回路の消弧角 $\gamma_M$ とバイパス回路の点弧角 $\alpha_B$ の制御パルスをそれぞれ同時に発生させれば、主回路の導通時にはバイパス回路は開回路となり、主回路が開いた時にはバイパス回路が閉じるから、交流制御スイッチは第2図に示す動作を行なうことが出来る。

## 3. 交流制御スイッチの基本特性

交流制御スイッチの基本特性を解析するにあたり、

a. 主回路およびバイパス回路のチョップやGTOにおいて、電力の損失は発生しない。

b. スwitchを構成するサイリスタは、点弧パルスが印加されると同時に導通し、消弧パルスが加わると瞬時に不導通となる。

の2項を仮定し、主回路およびバイパス回路のスイッチを理想スイッチとして解析を進めよう。以下本章の解析においては、 $\alpha_M = \gamma_B = \alpha$ 、 $\gamma_M = \alpha_B = \gamma$ とする。

### 3.1 負荷電圧

#### 3.1.1 負荷電圧の実効値

第2図より、負荷に加わる電圧の実効値 $V_L$ は、

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\gamma} (V_0 \sin \omega t)^2 d\omega t}$$

$$= V_0 \sqrt{\frac{(\gamma - \alpha) - \sin(\gamma - \alpha) \cos(\gamma + \alpha)}{2\pi}} \quad \dots (1)$$

となる。ただし  $V_0$  は電源電圧の最大値を表すものとする。よって (1) 式を図示すれば、第4図が得られる。

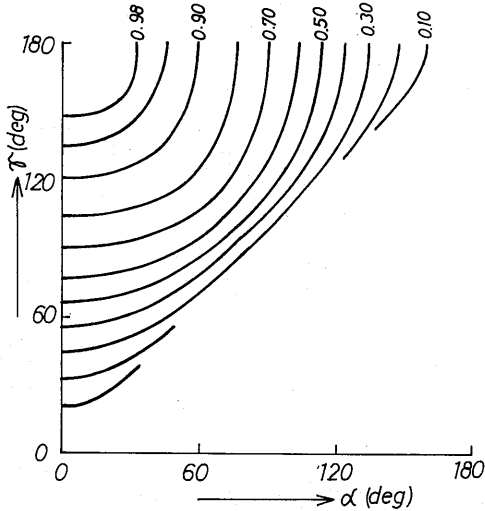


Fig. 4 Effective values of load voltage. (per unit)

### 3. 1. 2 負荷電圧の高調波成分

正弦波形が点弧角および消弧角で断続されるから負荷に印加される電圧は、それら角度の関数となる高調波成分電圧を含む。よって負荷電圧の瞬時値  $v_L$  は、次の式で表わされる。

$$v_L = \sum_{m=0}^{\infty} \{ a_{2m+1} \sin \{(2m+1) \omega t + \varphi_{2m+1}\} + b_{2m+1} \cos \{(2m+1) \omega t\} \}$$

$$= \sum_{m=0}^{\infty} C_{2m+1} \sin \{(2m+1) \omega t + \varphi_{2m+1}\} \quad (2)$$

ただし

$$a_1 = \frac{V_0}{\pi} \left\{ (\gamma - \alpha) - \frac{1}{2} (\sin 2\gamma - \sin 2\alpha) \right\}$$

$$b_1 = \frac{V_0}{\pi} \frac{\cos 2\alpha - \cos 2\gamma}{2}$$

$$a_{2m+1} = \frac{V_0}{\pi} \left\{ \frac{\sin 2m\gamma - \sin 2m\alpha}{2m} - \frac{\sin 2(m+1)\gamma - \sin 2(m+1)\alpha}{2(m+1)} \right\}$$

$$b_{2m+1} = \frac{V_0}{\pi} \left\{ \frac{\cos 2m\gamma - \cos 2m\alpha}{2m} - \frac{\cos 2(m+1)\gamma - \cos 2(m+1)\alpha}{2(m+1)} \right\}$$

$$C_{2m+1} = \sqrt{a_{2m+1}^2 + b_{2m+1}^2} \quad (3)$$

である。通常回転機の駆動等で、基本波成分が一番問題となるから、(3)式の基本波成分を点弧角と消弧角の関数として示せば、第5図となる。

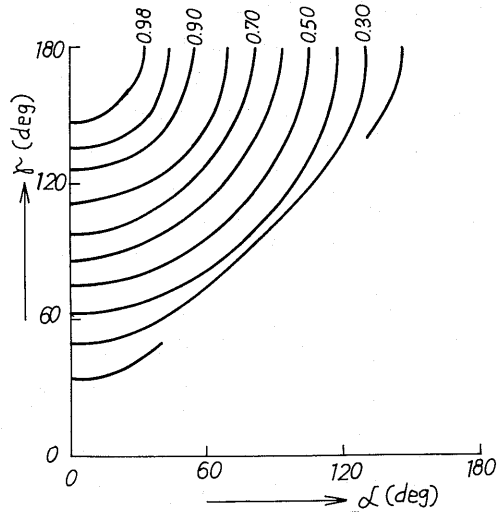


Fig. 5 Fundamental values of load voltage. (per unit)

さらにひびみ率  $D$  を求めると、

$$D = \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^{\infty} C_{2m+1}^2}{C_1^2}} \quad (4)$$

となるから、第5図と同様に両軸を取って図示すると第6図が得られる。

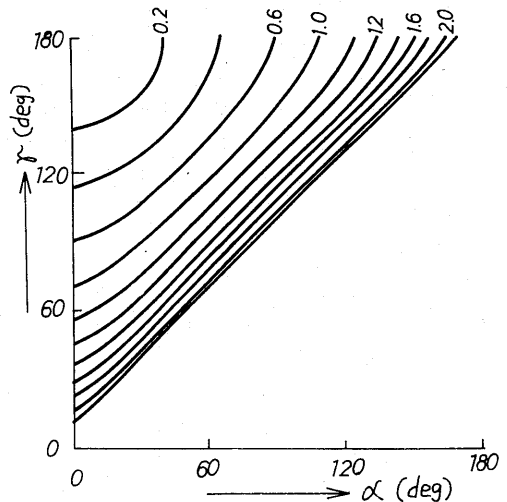


Fig. 6 Distortion factor of load voltage.

### 3. 2 負荷電流

負荷電流は、主回路が閉じている時には電源を通して流れ、主回路が開いた時にはバイパス回路を通して

流れるから、2つの区間  $n\pi + \alpha \leq \omega t \leq n\pi + \gamma$  と  $n\pi + \gamma \leq \omega t \leq (n+1)\pi + \alpha$  に分けて解析せねばならない。

3. 2. 1 誘導負荷電流

$n\pi + \alpha \leq \omega t \leq n\pi + \gamma$  のとき、すなわち電源が閉じたときには、

$$L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha = V_0 \sin \omega t \quad (5)$$

となり、 $n\pi + \gamma \leq \omega t \leq (n+1)\pi + \alpha$  のとき、すなわち電源が開いた時は

$$L \frac{di_\gamma}{dt} + Ri_\gamma = 0 \quad (6)$$

なる微分方程式が成立する。

ただし

L : 負荷のインダクタンス

R : 負荷の抵抗

$i_\alpha$  : 電源が閉じたときに流れる負荷電流

$i_\gamma$  : 電源が開いているとき負荷を流れる電流

である。

(5) 式の解は一般に

$$i_\alpha(t) = I_L \sin(\omega t - \theta) + I_\alpha(+0) e^{-\frac{R}{L}t} \quad (7)$$

と書け、また(6)式の解は

$$i_\gamma(t) = I_\gamma(+0) e^{-\frac{R}{L}t} \quad (8)$$

となる。なお(7)、(8)式における、 $I_L$ 、 $\theta$  はそれぞれ

$$I_L = \frac{V_0}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}, \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

を表わし、 $I_\alpha(+0)$ 、 $I_\gamma(+0)$  は初期値を表わす記号である。しかるに(7)式に  $t = \alpha/\omega$  を代入し、 $i_\alpha(\alpha/\omega) = 0$  とおけば  $I_\alpha(+0)$  が求まり、さらにこの式に  $t = \gamma/\omega$  を代入すれば  $I_\gamma(+0)$  が求められる。それゆえこの操作を順次繰返して行けば、任意の時刻における負荷電流が求められる。よって定常状態においては、各サイクルの初期値は

$$I_{\alpha n} (+0) = -I_L \frac{1 - e^{-K\pi}}{1 - e^{-2K\pi}} \left\{ e^{-K(\pi - \gamma)} \sin(\gamma - \theta) + e^{K\alpha} \sin(\alpha - \theta) \right\} \quad (9)$$

$$I_{\gamma n} (+0) = I_L \frac{1 - e^{-K\pi}}{1 - e^{-2K\pi}} \left\{ \sin(\gamma - \theta) - e^{K(\alpha - \gamma)} \sin(\alpha - \theta) \right\} \quad (10)$$

となるから、負荷電流の波形は

$$\text{Mode I } i_{\alpha I}(t') = I_L \sin(\omega t - \theta) - I_{\alpha n} (+0) e^{-\frac{R}{L}t'} \quad (11)$$

$$\text{Mode II } i_{\gamma II}(t') = I_{\gamma n} (+0) e^{-\frac{R}{L}(t' - \frac{\gamma}{\omega})} \quad (12)$$

$$\text{Mode III } i_{\alpha III}(t') = -i_{\alpha I}(t' - \frac{\pi}{\omega}) \quad (13)$$

$$\text{Mode IV } i_{\gamma IV}(t') = -i_{\gamma II}(t' - \frac{\pi}{\omega}) \quad (14)$$

となる。ただし  $K = R/\omega L$ 、 $t' = t - (n\pi + \alpha)/\omega$  で、Mode 表は第7図に示す。ここで、(11)~(14)式に  $\alpha = 45^\circ$ 、 $\gamma = 135^\circ$  を代入して計算した結果を表わすと第8図となり、これに相当する実測波形は、第9図となる。なお実測波形は6KVAの装置によって観測されたものである。

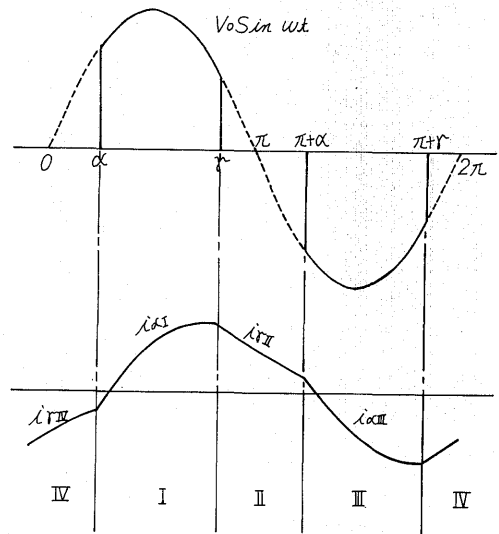


Fig. 7 Figure for explanation of mode when inductive current flows.

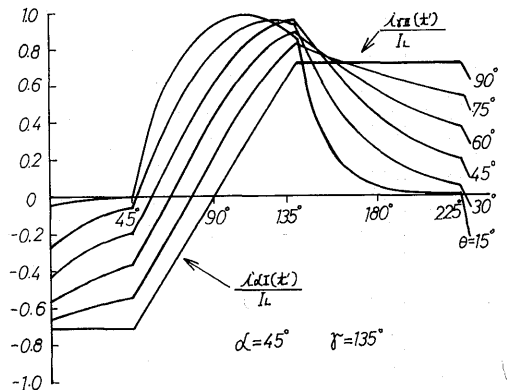


Fig. 8 Inductive current waveforms which is calculated with  $\alpha = 45^\circ$  and  $\gamma = 135^\circ$ .

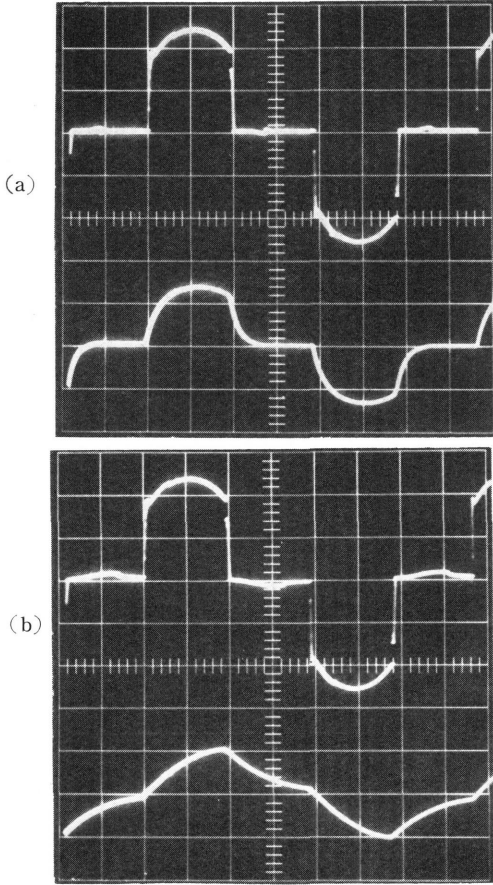


Fig. 9 Experimental waveforms of inductive current. (a)  $\theta=15^\circ$  (b)  $\theta=45^\circ$

3. 2. 2 容量負荷電流

$n\pi + \alpha \leq \omega t \leq n\pi + \gamma$  のときは

$$(1/C) \int i_a dt + Ri_a = V_0 \sin \omega t \quad (15)$$

が成立し,  $n\pi + \gamma \leq \omega t \leq (n+1)\pi + \alpha$  では

$$(1/C) \int i_r dt + Ri_r = 0 \quad (16)$$

となるから, (5)~(14) 式と同様にして解析することが出来る。よって定常状態における初期値を示せば,

$$I_{a n} (+0) = -I_c \cdot k \frac{1 - e^{-\pi k}}{1 - e^{-2\pi k}} \left\{ e^{-(\pi - \gamma)k} \cos(\theta + \gamma) + e^{\alpha k} \cos(\alpha + \theta) \right\} \quad (17)$$

$$I_{r n} (+0) = I_c k \frac{1 - e^{-\pi k}}{1 - e^{-2\pi k}} \left\{ \cos(\theta + \gamma) - e^{(\alpha - \gamma)k} \cos(\alpha + \theta) \right\} \quad (18)$$

となる。ただし  $I_c$  および  $\theta$  はそれぞれ

$$I_c = \frac{V_0}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \quad \tan \theta = \frac{1}{\omega CR} = k$$

である。それゆえ負荷電流の定常解は

$$\text{Mode I} \quad i_{aI}(t') = I_c \sin(\omega t + \theta) + I_{a n} (+0) e^{-\frac{t'}{RC}} \quad (19)$$

$$\text{Mode II} \quad i_{rII}(t') = I_{r n} (+0) e^{-\frac{1}{RC}(t' - \frac{\gamma}{\omega})} \quad (20)$$

$$\text{Mode III} \quad i_{aIII}(t') = -i_{aI}(t' - \frac{\pi}{\omega}) \quad (21)$$

$$\text{Mode IV} \quad i_{rIV}(t') = -i_{rI}(t' - \frac{\pi}{\omega}) \quad (22)$$

となる。Mode 表は第10図に示す。ここで(19)~(22) 式に  $\alpha=45$  度,  $\gamma=135$  度を代入して計算した結果を

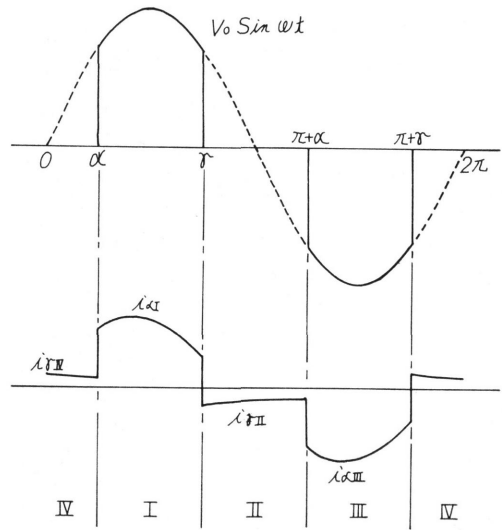


Fig. 10 Figure for explanation of mode when capacitive current flows.

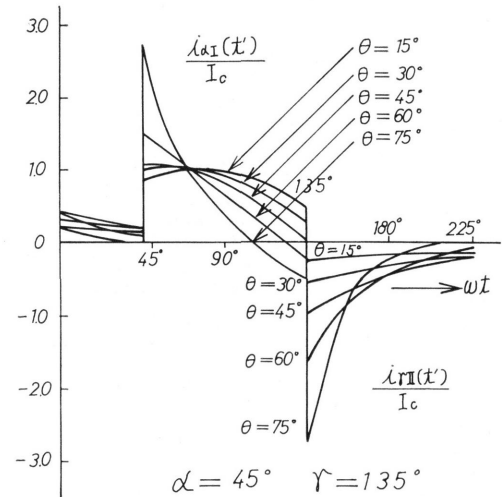


Fig. 11 Capacitive current waveforms which is calculated with  $\alpha=45$  and  $\gamma=135$ .

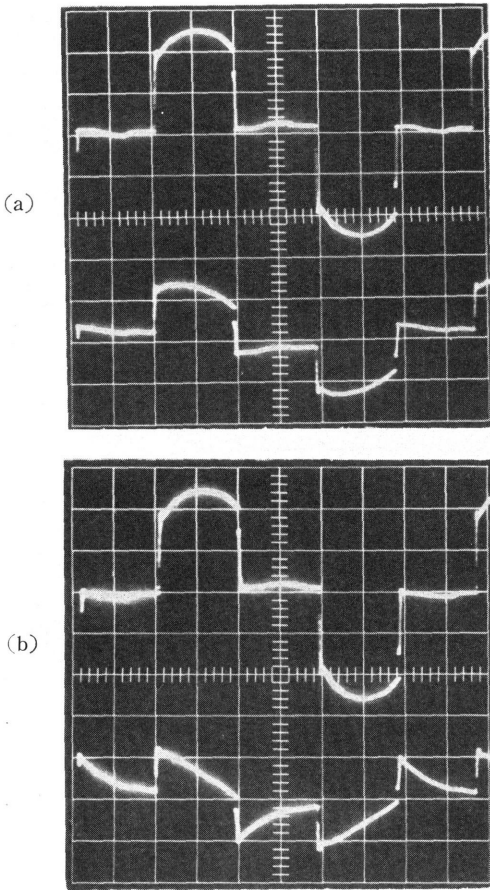


Fig. 12 Experimental waveforms of capacitive current (a)  $\theta=15^\circ$  (b)  $\theta=45^\circ$

第11図に示し、それに相当する波形を第12図に示す。

尚誘導負荷電流と容量負荷電流の両方ともに、計算値と実測値はよく一致しているから、これより解析の妥当性が証明される。

### 3.3 電源電圧と流入電流の位相差

本稿で解析する交流制御スイッチは、同一負荷であっても、点弧角および消弧角の組合わせによって流入電流の波形および電源電圧に対する位相差が異なる。それゆえ力率に対する考察が必要となる。

ひずみ波に対する力率は、目的に応じて基本波力率または皮相力率が使用されるが、このいずれも  $3 \cdot 2 \cdot 1$  および  $3 \cdot 2 \cdot 2$  の結果から、計算することが出来る。ここでは純抵抗負荷に対する基本波力率について考えてみよう。純抵抗負荷の場合、電流波形は負荷電圧波形と等しいから、(2)および(3)式で表わすことが出来る。よって基本波力率は

$$\cos \varphi_1 = \frac{a_1}{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}} \quad (23)$$

となる。これを点弧角および消弧角の関数として示すと第13図となる。

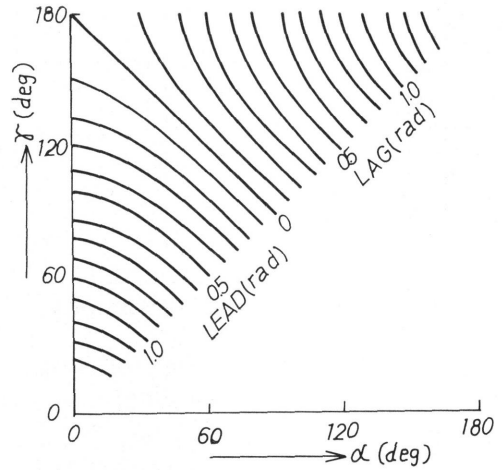


Fig. 13 Displacement factor when load is pure resistive.

### 4. 交流制御スイッチの制御系

本方式の交流制御スイッチは、負荷電圧  $V_L$  および電源より負荷側をみた力率角  $\varphi_L$  の2制御量を調整出来るのが特徴であるから、交流スイッチの制御系は負荷電圧と力率の検出帰還回路を作れば出来る。これを第14図に示す。それゆえこのブロック線図は2入力2出力系で表わして第15図となる。

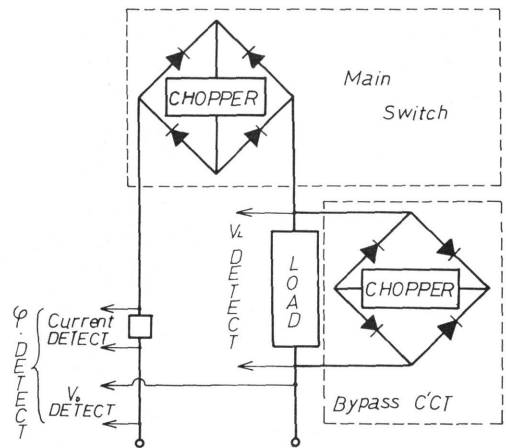


Fig. 14 Control system of AC control switch.

まず負荷電圧制御に対しては、第4図の等電圧曲線上のパルス位置  $(\alpha_M, \gamma_B)$   $(\alpha_B, \gamma_M)$  を求めて、交流制御スイッチを制御すればよいし、定力率制御に対しても第13図を使って同様の操作を行なえばよい。さらに定電圧定力率制御の場合には、自由度が1であるから、いま負荷電圧および力率角を目標値として与え

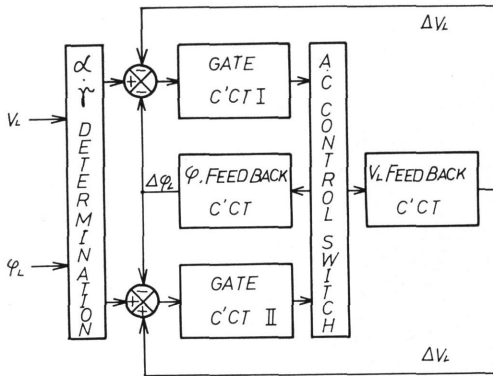


Fig. 15 Block diagram of AC control switch.

ると、この基準入力に相当する2組のパルスの位置 ( $\alpha_M, \gamma_B$ ) と ( $\alpha_B, \gamma_M$ ) は自動的にただ1組決定される。再び純抵抗負荷の場合を例にとると、第4図と第13図の交点が制御点となる。これを第16図に示す。これらの操作は、種々の負荷に対してあらかじめ計算しておいてもよいし、また計算機をオンラインに用いてもよい。

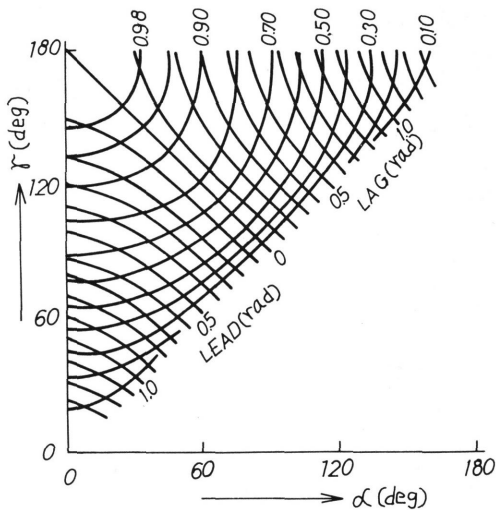


Fig. 16 Combination of gate pulse position in the case of constant voltage and power angle control.

第17図に定電圧制御のオシログラムを示す。同図(a)は電源電圧 105V の場合に負荷に 95V の電圧を供給しているオシログラムであるが、同図(b)は急に電源電圧を 100V に変化させた応答後のオシロ写真である。

第18図は誘導負荷に対する定電圧定力率制御のオシログラムである。(a)図は負荷力率 0.707 (45度) で運転している場合の負荷電圧、電流の写真であるが、そのまま負荷力率を 0.500 (30度) に急変したのが同

図(b)である。これらより、交流制御スイッチの特徴がよくうかがわれる。

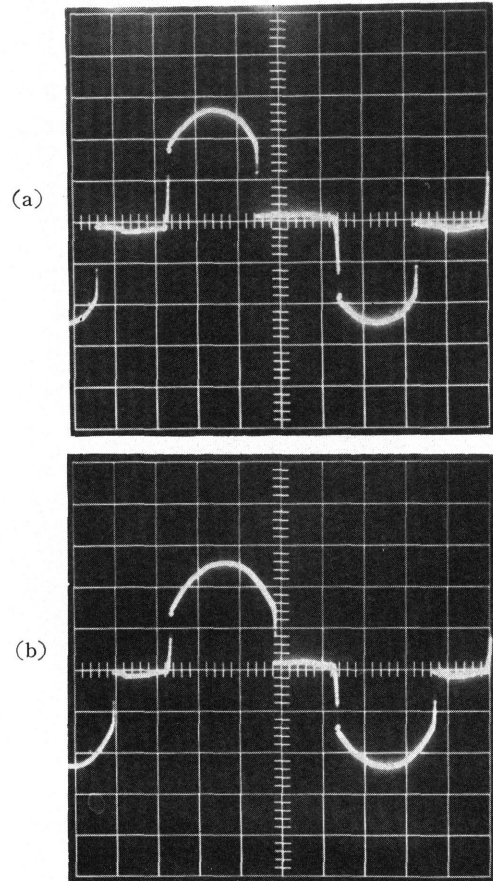
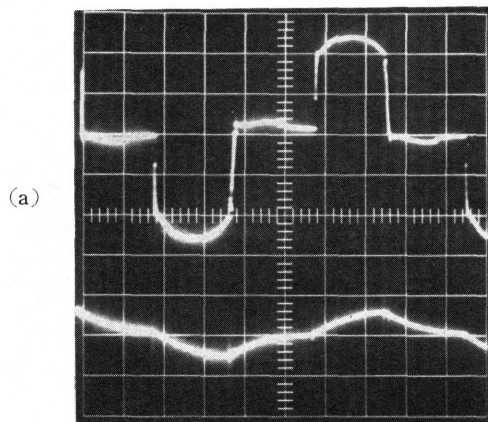


Fig. 17 Oscillograms of constant load voltage control.

- (a) Load voltage when source voltage is 105V.
- (b) Responed load voltage when source voltage changed to 100V.



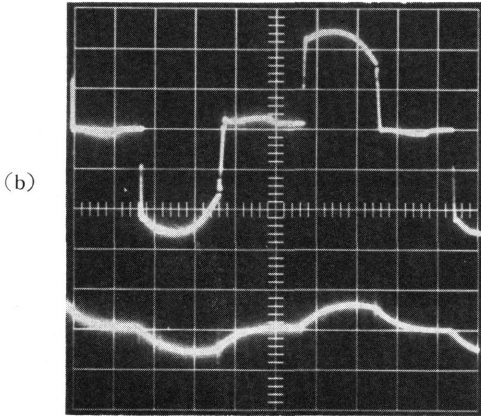


Fig. 18 Oscillagrams of constant load voltage and power angle control.

- (a) Load voltage and current when load power factor is 0.707.  
 (b) Responed load voltage and current when load power factor changed to 0.500.

## 5. むすび

本稿では点弧角だけではなく消弧角の制御も出来る交流制御スイッチを提案し、その応用の基礎となる基本特性について解析した。

まず第2章で交流制御スイッチの構成についてのべ、消弧角の制御可能な2つの回路を示した。そして第3

章で、これら交流制御スイッチの負荷電圧、負荷電流ならびに電源から見た等価力率等を解析し、実験値と比較検討している。つぎにこれにもとづき第4章では、本方式の交流制御スイッチの特徴である定電圧制御と定力率制御について考察し、負荷の如何にかかわらず負荷電圧と力率を一定に保ちうることを実験結果を用いて証明した。

尚本稿では、交流制御スイッチの静特性や制御特性を直列負荷についてのみ解析したが、並列負荷の場合も同様にして求めることが出来る。また特殊運転状態の解析や特異現象等については、別の機会に報告する予定である。

本方式の制御スイッチは、点弧角制御方式のみの交流スイッチに比べより広い応用分野を持ち、また本交流スイッチ独特の新しい用途も考えられる。これについても稿を改めて報告したい。最後に卒業研究として、本研究に協力された深田芳彦君に謝意を表する。

## 文 献

- 1) G. E: SCR Manual 1st edition (1960)
- 2) M.S. Ealicki, A. E. Eigeles: I.E.E.E. Trans. IGA 4 441 (1968)
- 3) A. E. Eigeles, M. S. Erlicki: I.E.E.E. Trans. IGA 4 447 (1968)
- 4) 電気学会編: 電気機器工学 II (昭40)