UDC 621.316.727.077.65: 621.314.254

論 文
52-B 42

スイッチング装置で構成された電力調相器

正 員 野 村 弘 (高知工専)
 正 員 藤 原 憲一郎 (高知工専)
 正 員 高 橋 勲 (宇都宮大)

1. ま え が き

近年、電力半導体を用いた周波数変換装置、可変電圧装置などが用いられ、更にこの高効率、高性能性をいかした他への応用が論じられている。特に最近では可変リアクトル、コンデンサなどへの応用が注目されており、既に幾つかの方式は実用化されている^{(1)~(3)}。しかし、これらはいずれもベースにリアクトル、コンデンサなどのエネルギー蓄積装置を使用しており半導体のみでこれらを構成することがこれらの技術者の願望であった。

周知のごとく理想的なスイッチング素子は端子電圧か電流のいずれかが零であり、内部に蓄えられるエネルギーは常に零である。一方、コンデンサやリアクトルは、交流の各半サイクルごとにエネルギーが流入出するものであるから、原理的にいって実現は不可能である。しかし、一見不可能であるものも電源が三相で完全無効電力負荷の場合、瞬時入出力電力は常に零であり、エネルギー蓄積装置がなくともスイッチング素子のみでこれらの無効電力源の実現の可能性はある。ここで述べる装置は、まさにこれを実現したもので、端的にいえばスイッチング素子で適当に合成した電圧を小さなインピーダンスを通して他の相に帰還し、それがあたかも進み電流、または遅れ電流となるようにしたものである。

2. 装置の概要と動作原理

この装置で使用したスイッチング要素は、筆者らが

Power Phase Modifier Constructed by Switching Devices. By Hiroshi Nomura, Member, Kenichiro Fujiwara, Member (Kochi Technical College), & Isao Takahashi, Member (Faculty of Engineering, Utunomiya University)

野村 弘: 正員, 高知工業高等専門学校電気工学科
 藤原憲一郎: 正員, 高知工業高等専門学校電気工学科
 高橋 勲: 正員, 宇都宮大学工学部電子工学科

以前発表したサイリスタを用いた商用電力変調器⁽⁴⁾であり、電流の正負両方向に対して交流の任意の瞬時にスイッチング可能なものである。

〈2・1〉装置の主回路構成 第1図が本装置の主回路の一例であり、入力電圧を適当に合成する電力変調器と、循環電流を流す小さなリアクトル L (R は回路の内部抵抗)よりなっている。このリアクトルはエネルギー蓄積用として使用したものではなく、入力波形改善のためのフィルタで、容量からしても調相容量の1/10以下のもので十分である。また変調器のスイッチ数を増加すれば、出力電圧の高調波成分は少なくなりリアクトル容量はいくらでも減少でき理想的には不要なものである。

第1図に用いられている3台の電力変調器は、素子のスイッチング周波数と電源周波数の差の出力を発生

第1図 電力調相器の基本回路

Fig. 1. Basic circuit of power phase modifier.

する。従ってこのスイッチング周波数を電源の2倍とすると、出力は電源と同じ周波数となり、しかも高調波の比較的少ない波形が得られる。ここで、例えば、変調器の出力側に遅れ負荷を接続すると、電力変調器の入力に進み電流が流れる性質を有している。この負荷に流れる遅れ電流を入力側に帰還することは、等価的には出力側に進み電流が流込むことに相当する。すなわち、変調器の入力電流も出力電流も入力側からみれば、進み電流となる。

〈2・2〉 電力変調器の入出力電流特性 第2図は第1図の変調器の部分を示し、サイリスタで構成されたスイッチ S_1, S_2, S_3 より成っている。この3個のスイッチは第3図(a)のように $S_1, S_3, S_2, S_3, S_1, \dots$ の順でオンオフされる。これらの入出力波形を解析するには、筆者らが以前紹介した第3図(b)のような波高値1のスイッチング搬送波 $C(\omega_c t)$ を仲介とすると容易となる⁽⁴⁾。すなわち、出力電圧 e_2' は変圧器の巻数比を $1(2):1$ とすると

$$e_2' = C \cdot e_1 \dots \dots \dots (1)$$

但し、 $e_1 = E_m \cos \omega t$

第2図 電力変調器回路

Fig. 2. Power modulator circuit.

第3図 スwitchング期間と
スイッチング搬送波

Fig. 3. Switching intervals and
switching carrier.

入力電流 i_1' は

$$i_1' = C i_2' \dots \dots \dots (2)$$

となる。このスイッチング搬送波 $C(\omega_c t)$ は

$$C(\omega_c t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{\sin(n\pi/3)}{n} \cos n\omega_c t \dots \dots \dots (3)$$

で展開でき、3倍高調波は0となっている。

ここで、

$$\omega_c t = 2\omega t - \delta \dots \dots \dots (4)$$

すなわち、電源の2倍の周波数でスイッチングする場合を考える。 δ は一般の同期調相器の内部相差角に相当し、本論文ではこれを調相角と呼ぶことにする。

このとき、出力電圧 e_2' は(1)式より

$$e_2' = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{2E_m \sin(n\pi/3)}{n\pi} \times \{ \cos(2n-1\omega t - n\delta) + \cos(2n+1\omega t - n\delta) \} \dots \dots \dots (5)$$

(5)式では第3, 9, ... 次などの3倍高調波も発生するが、第1図の変圧器の2次側がY結線となっているため線間では発生せず、最低次の高調波は第11次となる。出力電流 i_2' には従って、第11, 13, ... 次などの高調波が発生するが、いま基本波のみ((5)式の $n=1$ のときの第1項)と仮定し、負荷遅れ力率角を α とすれば

$$i_2' = I_{2m} \cos(\omega t - \delta - \alpha) \dots \dots \dots (6)$$

となり、入力電流 i_1' は(2), (3)式より

$$i_1' = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{2I_{2m} \sin(n\pi/3)}{n\pi} \times \{ \cos(2n-1\omega t - n-1\delta + \alpha) + \cos(2n+1\omega t - n+1\delta - \alpha) \} \dots (7)$$

となる。 i_1' には(5)式と同様に第3, 9, ... 次などの高調波が発生するが、第1図の入力側がΔ結線となっているため消去され、入力電流の最低次高調波は第11次となる。(7)式で $n=1$ の場合の第1項が基本波成分 i_{1f}' で

$$i_{1f}' = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_{2m} \cos(\omega t + \alpha) \dots \dots \dots (8)$$

となる。

ここで注意されたいことは、前節に説明したように負荷力率が遅れであるにもかかわらず、変調器の入力電流は進みとなることである。従って、負荷にリアクトルを接続すれば、変調器の入力は等価的にコンデンサとなる。また、この考えを拡張し第1図のように変調器の出力を電源に接続し、調相角 δ を適当に変えて遅れ電流(電源の入力電流とみれば進み電流)を流せば等価的にコンデンサとなり得る。これとは逆に、負

荷に進み電流が流れるように δ を設定すれば、等価的にリアクトルになることはいうまでもない。これらの入力電流には出力電流も寄与し、ほぼ変調器容量の2倍の調相容量が得られる。

3. 基本波成分に対する特性

(5)～(7)式などよりわかるように、入力電流の基本波成分の計算にも出力電流の高調波も考慮しなければならない。例えば、変調器出力の第11次調波電圧と第11次調波電流の積は変調器の入力側から見れば基本波電力となり得る。しかし、これらの電圧成分は(5)式より基本波の1/5、電流は負荷が誘導性のため更に小さくなる。種々の定数に対してデジタルシミュレーションを用いて検討した結果、 $\omega L/R=1/2$ 以上なら(8)式のように基本波成分のみ考えても2%以下の誤差にすぎず、本節では基本波のみ考えた特性計算を示す。

第4図は、第1図の1相分のみについて入出力の大きさ、位相関係を示したものである。この図で k は(5)式や第1図の変圧器の入出力電圧比をも含めた入力電圧と出力電圧の基本波の電圧比を示すもので、電力の関係より入力に対する出力電流の基本波の比は $1/k$ となる。

この図より、出力電流 i_2 の実効値 I_2 と位相角は

$$I_2 = \frac{(k^2 + 1 - 2k \cos \delta)^{1/2}}{Z} E_1 \angle -(\delta' + \gamma) \quad (9)$$

但し、

$$\delta' = \cos^{-1} \frac{k \cos \delta - 1}{(k^2 + 1 - 2k \cos \delta)^{1/2}}$$

Z, γ : 負荷の基本波に対するインピーダンスと力率角, E_1 : 入力電圧 e_1 の実効値(基本ベクトルとする)

第1図では

$$k = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \cdot \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{N_2}{N_1}: \text{変圧器巻数比}\right)$$

これより全入力電流 I は

第4図 入出力電圧、電流間の位相関係

Fig. 4. Phase relations of input-output voltages and currents.

第5図 基本波入力電流特性

Fig. 5. Fundamental input current characteristics.

第6図 入力電流の円線図

Fig. 6. Circle diagram of input current.

$$I = I_1 - I_2 = \frac{(k^2 + 1 - 2k \cos \delta)^{1/2}}{Z} \times E_1 \{ k \angle (\gamma + \delta' - \delta) - 1 \angle -(\delta' + \gamma) \} \quad (10)$$

となり、 I の有効分 I_p 、無効分 I_q は

$$\left. \begin{aligned} I_p &= (E_1/Z) (k^2 + 1 - 2k \cos \delta) \cos \gamma \\ I_q &= (E_1/Z) (k^2 \sin \gamma - \sin \gamma + 2k \cos \gamma \sin \delta) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

となる。第5図は調相角 δ に対する有効電流 I_p 、無効電流 I_q の変化を示したものである。 $\cos \gamma = 1 (L=0)$ のエネルギー蓄積装置がない場合でも装置が誘導、容量負荷として動作していることがわかる。また、 δ により直線的に I_q が広範囲に制御できることもわかる。

(11)式より $I: (I_p, I_q)$ のベクトル軌道は第6図のように

$$\begin{aligned} \text{中心: } I_{p0} &= (E_1/Z) (k^2 + 1) \cos \gamma \\ I_{q0} &= (E_1/Z) (k^2 - 1) \sin \gamma \end{aligned}$$

$$\text{半径: } R = (E_1/Z) \cdot 2k \cos \gamma$$

の円となる。この円線図より本装置が最適となる場合はベクトル I の力率角が最大(容量負荷の場合)、また

第7図 γ に対する δ の最適値
Fig. 7. Optimum value of δ for γ .

は最小(誘導負荷の場合)となるときで、それぞれ図の点 P_0, P'_0 (接点) の場合であり、このときの最適値は

$$\begin{aligned} \overline{OP_0} &= \overline{OP'_0} = (E_1/Z) |k^2 - 1| \\ \delta_0 &= \tan^{-1} \left\{ \frac{(k^2 - 1)(k^2 + 1 - 2k \sin \gamma)}{2k(k^2 + 1) \cos \gamma + (k^2 - 1)^2 \tan \gamma} \right\} \\ \delta'_0 &= \tan^{-1} \left\{ \frac{-(k^2 - 1)(k^2 + 1 - 2k \sin \gamma)}{2k(k^2 + 1) \cos \gamma - (k^2 - 1)^2 \tan \gamma} \right\} \end{aligned} \quad (12)$$

となる。第6図よりわかるように本装置の力率は $\sin \delta_0 (\sin \delta'_0)$ である。また、 δ_0 と δ'_0 の符号は逆になるが、その絶対値は正の γ に対しては $|\delta_0| < |\delta'_0|$ となる。従って、 δ_0 を採用した方が力率が低くなり、調相器としては有効である。

第7図は(12)式の δ_0 を各 γ について計算したもので、 γ が 90° に近づくほど単調的に損失(力率 $\sin \delta_0$) は減少する。このときの無効電流 I_q は(12)式より

$$I_q = (E_1/Z) |k^2 - 1| \cos \delta_0 \quad (13)$$

となる。

4. 入力電流の高調波成分

これまででは基本波成分についてのみ考察したが、ここでは(1)、(2)式に基づき全入力電流の高調波成分を計算してみよう。

〈4・1〉 変調器出力電流 (5)式で示すように、 e_2 には多大の高調波が含まれる。このとき、入力端子側に帰還される基本波電流 I_2 は、既に(9)式において計算した。

出力電流の高調波成分 i_{2h} は、入力電圧には含まれていないから等価的に短絡となり、(5)式より各高調波成分ごとに簡単に求めることができる。

$$\begin{aligned} i_{2h} &= k E_m \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(6n-1)Z_{(12n-1)}} \cos(12n-1)\omega t \\ &\quad - \frac{1}{(6n+1)Z_{(12n+1)}} \cos(12n+1)\omega t \end{aligned}$$

$$\times \cos(12n+1)\omega t - 6n+1\delta - \gamma_{(12n+1)}) \quad (14)$$

但し、 $Z_n = \sqrt{R^2 + n^2 \omega^2 L^2}$ 、 $\gamma_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$ となり第 11, 13, 23, 25, …… などの高調波電流が流れる。

〈4・2〉 変調器入力電流 これは(2)式で示したように、出力電流にスイッチング搬送波を乗ずることにより求められる。(2)式では変調器の変圧器巻数比を 1:1 と考えていたが、入出力の基本波電圧比は k であるから第4図より類推できるように k 倍すればよく

$$i_1 = k C i_2 \quad (15)$$

となる。ここで i_2 は既に求めた(9)式と(14)式の和である。

この計算は、更に複雑となるので、紙面の都合上詳細は参考文献(5)にまわすが、発生する高調波は第 11, 13, 23, 25, …… 次などの高調波である。また、相回転は第 11 調波は逆相、第 13 調波は正相などとなる。

〈4・3〉 全入力電流 全入力電流は、第4図より変調器入力電流(15)式と出力電流((9)式+(14)式)の差で示され、発生する高調波は同様に第 11, 13, 23, 25 …… 次などとなる。

第8図は $\cos \gamma = 0, 0.4, 0.8, 1$ の場合について第 11, 13 調波を計算したものである。これらの高調波電流の大きさは $\cos \gamma = 1 (L=0)$ の場合、かなり大きい。が、 $\cos \gamma = 0.8$ 以下になれば少なくなりほぼ一定になることがわかる。

5. 実験結果

第1図の電力変調器の各スイッチを、第9図に示すようなサイリスタによるスイッチ回路で置換えて調相器を実現した⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。図のスイッチ S_1, S_2, S_3 は電源

第8図 δ に対する高調波入力電流
Fig. 8. Harmonics of input current v.s. δ .

第 9 図 電力変調器のサイリスタスイッチ
Fig. 9. Thyristor switching elements of power modulator.

周波数の 2 倍の周波数で第 3 図(a)のように順次オンオフされる。

交流電圧は半周期ごとに電圧は零になるから、直流インバータのように転流コンデンサの電圧を安定に確保することは難かしい。筆者らは文献⁽¹⁰⁾の電力変調器の解析の中でこれらについて詳細に述べたが、本回路はこれを更に改良したものである。各スイッチ回路はお互いに磁氣的に結合され、3 個のスイッチのうち任意の一つをオンすることにより、他のスイッチを強制消弧できる。サイリスタがオンすると、入力側のダイオードブリッジ D により、 AB 間は電流の両方向に対して短絡される。ダイオード D' 、抵抗 R は転流時の不要な振動電流をおさえるダンピング回路である。

これまでの解析より $k=1$ のときは δ を最適値 δ_0 に選んだ場合、無効電流 $I_q=0$ となる。また、 k が大きくなると δ_0 における無効電流も増加するが、第 7 図より負荷力率 $\sin \delta_0$ も増加するため、無効電力源としての効率は悪くなる。 $\sin \delta_0$ を数%以下と仮定すれば、実際の L を使用した容量性の場合には k をほぼ 1.1~1.3、誘導性の場合には 0.8~0.9 程度が適当と思われる。

本実験では、変圧器巻数比 $N_2/N_1=1.25$ に選び

$$k = (2\sqrt{3}/\pi) \sin(\pi/3) \cdot N_2/N_1 \approx 1.2$$

とし、 $L=10\text{mH}$ のものを用いた。

第 10 図は試作した 100V, 10A, 60Hz の装置の調相角 δ に対する調相器の特性を示す。図の点線は高調波を無視した場合の入力電流、変調器出力電流および入力力率の理論値で、(11)式より求めたものである。入力力率は $\delta=-8^\circ$ で最大値（理論的には 1）を示し

第 10 図 電力調相器の入力特性(実験値)

Fig. 10. Input characteristics of power phase modifier (experimental).

抵抗負荷となり、この場合は全入力電流は最小となる。また、入力力率の最低値は $\delta=20^\circ$ 付近で 0.25 (すすみ) となり、理論値 ($\delta=6^\circ$ で 0.09) とはかなり差がある。これは主に電力変調器の無負荷損 (約 180W) の影響であり、今回の回路構成では、変圧器は第 3 調波が基本波と同じ大きさで入っているひずみ波で励磁されるため、変圧器の鉄損が大きな割合を占めているものと思われる。

実験装置では変圧器漏れインダクタンス (二次側換算) は約 4mH で、外付リアクトルと合わせて $L=14\text{mH}$ である。サイリスタ、リアクトルなどを含めた全回路の抵抗 R は $R=7\Omega$ で、変圧器自体の巻線抵抗、約 2Ω よりかなり大きな値となり $\cos \gamma=0.80$ である。この $\cos \gamma$ の値は装置を大容量化することにより、もっと改善できると思われる。この R, L の値を用いて入力電流および帰還電流を計算したものが図の点線で、実験値とほぼ一致している。等価抵抗の大部分はスイッチ回路の半導体の順方向抵抗であると考えられ、変圧器二次側に換算するとこの程度の値になる。本装置は、1.7kVA 程度の装置であり、更に大容量にすれば理論値に近い値が得られるものと思われる。

第 11 図は調相器各部の電流波形であり、入力電流はかなり良好なものが得られている。第 12 図は前述と同一条件で δ を $0^\circ \rightarrow 20^\circ$ に変化させたときの過渡特性であり、1/4 サイクル程度で応答し、かなり速応性を有していることがわかる。

(1) 線電圧 200 V/div, 60 Hz
(2) 全入力電流 10 A/div
(3) 変調器出力電圧 200 V/div

第 11 図 出力波形 ($k=1.2$, $\delta=20^\circ$)

Fig. 11. Output waveforms ($k=1.2$, $\delta=20^\circ$).

(1) 全入力電流 (2.3 A → 7 A)
(2) δ 制御信号 ($0^\circ \rightarrow 20^\circ$)
(3) 変調器出力電圧 200 V/div, 20 ms/div

第 12 図 過渡特性

Fig. 12. Transient characteristics.

6. む す び

本論文は、スイッチング素子のみで本質的に無効電

力源を構成し得ることを示し、その動作原理と基本的な特性について述べた。今後の本研究の問題点は

(1) 変圧器を省き装置の軽量化を図ること。これは参考文献(9)で述べた手法を用いれば実現できる。

(2) 第 1 図の L のかわりに LC フィルタを用いたらどうか。 L を別の場所(例えば入力の部分)にそう入したら高調波はどうか。

(3) スwitching要素の構成をいかにしたら入力高調波が減少するか。

(4) 本装置の過渡特性についての考察。

(5) 瞬時的なパワフローはどうなっているか。

など多くの問題が残されており、実用化するには更に改良を要すると思われる。

しかし、近年の電力半導体の急速な進歩を見ると、ここに使用されているようなスイッチング要素の出現が十分期待できるのではないだろうか。これらについて、また応用例については別の機会に述べさせていた

だく。
最後に、本研究に対し熱心に御討論下さった東京工業大学 宮入庄太教授、佐藤則明教授はじめ同研究室の方々に心から謝意を表する。

(昭和 51 年 7 月 6 日受付, 昭和 51 年 11 月 8 日再受付)

文 献

- (1) 酒井・天野: 昭 50 電気学会全大 No. 718
- (2) 原島・稲葉・小山: 同上 No. 719
- (3) 数野: 昭 45 電気学会東京支部連大 No. 171
- (4) 高橋・宮入: 電学誌 181, 11, 2107 (昭 43-11)
- (5) 野村・藤原・高橋: 昭 51 電気関係学会四国支部連大 9-8, 9-9
- (6) 野村・藤原: 昭 50 電気四学会四国支部連大 9-2
- (7) 野村・藤原: 昭 51 電気学会全大 No. 648
- (8) 宮入・高橋・藤田: 昭 45 電気学会東京支部連大 No. 186
- (9) 宮入・高橋: 昭 43 電気学会東京支部連大 No. 212
- (10) 高橋・宮入: 電学論 91-B, 297 (昭 47-5)