UDC 621.372.55: 621.382.333.32
621.3.018.14: 621.3.018.7

論文

47-B 37

サイリスタを用いたスイッチングフィルタ によるひずみ波の力率改善

東京工業大学 深 尾 正

東京工業大学 飯 田 等

東京工業大学 宮 入 庄 太

1. ま え が き

サイリスタやダイオードなどの半導体素子が電力の変換や制御の分野に利用され、その装置が大容量化されるにつれ、入力電流の高調波分による通信線への誘導障害や、入力力率の低下などが問題になってきた。

従来、この問題には信号の伝送に基礎理論をおく L , C で構成されたフィルタで対処してきたが、大電流のうえに比較的低周波のため、 L , C のサイズが大きくなり不経済であったり、負荷電流が変化したときに出力電圧変動を招いたり、損失が増したり、波形は改善されても力率はかえって低下するおそれもある。

さて、単相の交直変換装置は、脈動する交流側電力と脈動のない直流電力間の変換を行ない、単相周波数変換装置は $2f_1$ で脈動する電力と $2f_2$ で脈動する電力間の変換を行なう。このように、瞬時電力が異なるものどうしの変換には有効電力の他に、瞬時電力の収支を償うための電力の出入り、すなわち、無効電力が必要になる。

ここにおいて、大電力を扱う変換装置の力率改善や高調波分除去には、「電力」というファクタ、すなわち、その装置に出入りする無効電力に着目してフィルタの動作や役割を再検討する必要がある。

この場合、無効電力の処理が理想的に行なわれていれば、交直変換装置では交流側では電源電圧と同相で

高調波成分を含まない正弦波電流が流れ、直流側では脈動のない直流が得られる。そして、この作用を果すのが電力用フィルタでなければならない。したがって、電力用のフィルタとは変換作用に必要な無効電力を吸収、放出する無効電力源とみなしうる。そこで、電力用フィルタは単に高調波分を減衰させるという受動的なフィルタとは異なり、必要に応じて電力を出し入れさせる能動的なものでなくてはならない。

最近、Michael 氏ら⁽¹⁾は、このような観点から電力用フィルタを論じ、ひずみ波の皮相電力 S を有効電力 P と無効電力 Q およびひずみ電力 D に分けて、 Q と D とを補償する方法について述べている。

同氏らの方法は、第1図(a)の非線形負荷への印加電圧 v と入力電流 i とから同図(b)の実線の $i-v$ 曲線を求め、これに破線の $i'-v$ 特性をもつ電流を補償装置で作り、 i , i' を加え合わせた合成の i_0-v 特性を傾き $\angle$ の直線にすればよいというものである。

ところが、ここで提案されている補償装置はスイッチ素子と抵抗、あるいはスイッチ素子とリアクトル、抵抗で構成され有効電力を消費するため、これで力率改善を行なうには無理があり、また純抵抗の場合を除き一般に $i-v$ 特性の物理的意味が明確でないため、補償装置で作るべき電力波形(および量)と無効電力、ひずみ電力とを結びつけて考えることが困難である。

本論文では「無効電力瞬時値」 $p_X(t)$ なる量を定義し、この $p_X(t)$ を生ずる無効電力源 X を第2図のように接続すれば、電源からは無効電力分なしで有効電力のみが送られ、理想的な電力変換ができるという点に着目した新しい電力用フィルタの構想を提案する。

ここで、 $p_X(t)$ は一般に複雑な波形で、これを忠実に実現することは技術的にも困難であり、経済的にも

Power Factor Improvement of a Non-Sinusoidal A.C. Circuit by Thyristor Switching Filter. By T. FUKAO, Member, H. IIDA, Associate & S. MIYAIRI, Member (Tokyo Institute of Technology)

深尾 正: 正員, 東京工業大学工学部電気工学科助手

飯田 等: 准員, 東京工業大学大学院工学研究科修士課程(現在、浜松テレビ株式会社)

宮入庄太: 正員, 東京工業大学工学部電気工学科教授

第 1 図 負荷および補償要素の特性

Fig. 1. Characteristics of load and compensator.

第 2 図 X による無効電力処理Fig. 2. Compensation of reactive power by X .

好ましくないため、いかに簡単な回路でこれを近似するかが問題である。これに対して純抵抗負荷をもつ交流位相制御回路の無効電力処理を目的とした第 6 図の回路（以下、これをスイッチングフィルタと称する）を考案し、その動作原理および設計法を明らかにした。

なお、本論文の電力用フィルタの原理は、平滑リアクトルをもつ制御整流器のように負荷から電源に向うエネルギーの流れがある変換器の力率改善にもそのまま適用できる。

2. ひずみ波電力と力率⁽²⁾

いま、正弦波電源 e_1 からひずみ電流 i が流れているとき、瞬時電力 $p_0(t)$ は次式で表わされる。

$$p_0(t) = e_1 i = e_1 (i_1 + i_2 + \dots + i_r + \dots + i_n) \\ = \underbrace{E_1 I_1 \cos \phi_1 (1 - \cos 2\omega t)}_{\text{有効分}}$$

$$- E_1 I_1 \sin \phi_1 \sin 2\omega t + \underbrace{\sum_{r=2}^n e_1 i_r}_{\text{無効分}} \dots (1)$$

基本波の進み遅れ成分 高調波分

ただし、 $e_1 = \sqrt{2} E_1 \sin \omega t$, $i_1 = \sqrt{2} I_1 \sin (\omega t - \phi_1)$
 (1) 式の右辺第 1 項の一周期の平均値は $E_1 I_1 \cos \phi_1$ で有効電力、 $\cos \phi_1$ を基本波力率と称している。第 2 項は基本波電流の遅れ、または進み成分による変動電力、第 3 項は高調波成分の変動電力で、いずれも一周期の平均値は 0 で、無効電力を形成する。

(i) i が正弦波交流のときはひずみ電力は 0 で

$$\sum_{r=2}^n e_1 i_r = 0$$

この場合の力率 $\cos \varphi$ は

$$\cos \varphi = \cos \phi_1 = \text{有効電力/皮相電力} \dots (2)$$

(ii) 正弦波交流でかつ $\cos \phi_1 = 1$ のとき

$$p_0(t) = E_1 I_1 (1 - \cos 2\omega t) \dots (3)$$

これは純抵抗負荷時で、電力伝送としては一番好ましい状態であるが、この場合にも電力の瞬時値には脈動があることに注目すべきである。

(iii) 一般の場合 この場合の力率は総合力率または等価力率といい、(2) 式をそのまま拡張して、次式で定義されている。

$$\text{総合力率} = \text{有効電力/皮相電力} \dots (4)$$

第 3 図 (a) でサイリスタの点弧角 α をたとえば 60° 一定に保ち、コンデンサ C の容量を変えた場合の力率計の指示は (b) 図の曲線 I で、曲線 II の基本波力率の計算値と 2% の誤差内でよく一致する。そこで、従来の力率計は基本波力率を示すように作られていることがわかる。*また (4) 式により総合力率を計算すると曲線 III が得られ、V, I, W の測定結果から求めた曲線 IV と測定誤差範囲で一致する。

このように、総合力率は波形がひずんでいる限り 1 以下で、これをコンデンサまたはリアクトルで補償して 1 にすることはできない。すなわち、(1) 式で右辺第 2 項はコンデンサまたはリアクトルで 0 にでき、(b) 図のコンデンサ容量 Q_0 がこれに相当し、曲線 III, IV は最大値をとるが、第 3 項のために 1 にはならない。ここでさらに C を増すと、第 2 項の進み無効分が増して力率は低下する。

ところで、従来の総合力率では進み遅れの意味が明確でなく、(i) 総合力率を進み遅れいずれの領域にプロットしたらよいか、(ii) 曲線 III, IV のようにすると C が Q_0 より大きくなると基本波力率は進みであるにもかかわらず、遅れて悪化するように表示されて

*: 電流波形のひずみが大きくなるとこのことは成立しない。

第3図 ひずみ波力率の測定および表示法

Fig. 3. Method of the measurement and the representation of power factor of a non sinusoidal AC circuit.

しまうなどの問題がある。そこで、基本波力率の進み遅れで総合力率の進み遅れをいうことにし、曲線Ⅲ、ⅣをⅢ'、Ⅳ'のようにする。こうすると総合力率は $\cos \phi_1 = 1$ となる Q_0 で不連続になり、ここでは基本波力率は1で高調波成分によって総合力率が低下していることがわかる。

一方、これ以外の点では総合力率の低下は基本波力率の進み遅れ成分によるものか、高調波分の寄与が大きいかの判断はできないという問題は残されているが、(ii)の矛盾は解決され基本波力率の進み遅れは明確になる。

3. ひずみ波の無効電力瞬時値 $p_x(t)$ の定義

すでに述べたとおり、交直や周波数変換などの変換作用には無効電力が重要な役割をはたすにもかかわらず、定義が明確でなく、特にひずみ波の無効電力瞬時値に対する報告は筆者らの知る範囲では皆無である。

本章ではひずみ波無効電力分に注目し、スイッチングフィルタの基礎となる瞬時値 $p_x(t)$ を定義する。

〈3・1〉 正弦波交流電力の無効分と力率改善 (1)

式で i が正弦波の場合、右辺第1項、2項を

$$\left. \begin{aligned} p_w(t) &\equiv E_1 I_1 \cos \phi_1 (1 - \cos 2\omega t) \\ p_x(t) &\equiv E_1 I_1 \sin \phi_1 \sin 2\omega t \end{aligned} \right\} \dots\dots (5)$$

第4図 e_1 , $p_0(t)$, $p_w(t)$ および $p_x(t)$ の関係
Fig. 4. Relation between e_1 , $p_0(t)$, $p_w(t)$ and $p_x(t)$.

とおけば (1) 式の次のようになる。

$$p_0(t) = p_w(t) - p_x(t) \dots\dots\dots (6)$$

第4図 (b) の斜線部が $p_x(t)$ で、(c) 図の角周波数 2ω の正弦波になり、最大値 $E_1 I_1 \sin \phi_1$ を無効電力と定義していることは、周知のとおりである。

ここで、この回路の力率改善とは、負荷に並列にコンデンサまたはリアクトルを入れて $p_x(t) = 0$ とし、電源から送られる瞬時電力を (3) 式の純抵抗負荷時と同じ形にして、有効電力 $W = E_1 I_1 \cos \phi_1$ のみを理想的な形で送るようにすることである。

このことから次の結論が得られる。

(1) $e_1 = \sqrt{2} E_1 \sin \omega t$ の電源から電力 W を送る理想的な方式はその瞬時電力が次式で表わされる場合である。

$$p_w(t) = W(1 - \cos 2\omega t) \dots\dots\dots (7)$$

(2) ある負荷に送られる有効電力が (7) 式の W 、瞬時電力が $p_0(t)$ であれば、負荷のもつ無効分は

$$p_x(t) = p_w(t) - p_0(t) \dots\dots\dots (8)$$

で表わされる。

〈3・2〉 ひずみ波電力への拡張 (1) 式で

$$E_1 I_1 \sin \phi_1 \sin 2\omega t - \sum_{r=2}^n e_1 i_r \equiv p_x(t)$$

とおけば、(8)式はそのままひずみ波電力に拡張できる。たとえば、第5図 (a) の純抵抗負荷 R_0 をもつ回路で点弧角を α とすると、負荷に送られる瞬時電力 $p_0(t)$ 、有効電力 W はそれぞれ、

$$p_0(t) \begin{cases} = 0 & (0 \leq \omega t < \alpha) \\ = (E_1^2/R_0)(1 - \cos 2\omega t) & (\alpha \leq \omega t < \pi) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$W = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} p_0(t) dt = \frac{E_1^2}{\pi R_0} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (10)$$

この W を無効電力なしに電源から負荷に送るための電力伝送波形は (7) 式で表わされねばならない。

$$p_w(t) = \frac{E_1^2}{\pi R_0} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) (1 - \cos 2\omega t) \quad \dots\dots\dots (11)$$

ここで、(8) 式を適用すると、 $p_w(t) - p_0(t)$ は図の斜線部の波形になり、面積 $S_1 =$ 面積 S_2 であるから一周期の平均値は 0 で、これをひずみ波の無効電力瞬時値 $p_x(t)$ と定義する。すなわち、

$$p_x(t) \begin{cases} = W(1 - \cos 2\omega t) & (0 \leq \omega t < \alpha) \\ = (W - E_1^2/R_0)(1 - \cos 2\omega t) & (\alpha \leq \omega t < \pi) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (12)$$

〈3・3〉 電力用非線形フィルタ この $p_x(t)$ を生ずる無効電力源 X が実現できると、これを第 5 図 (a) の破線のように接続し、負荷および位相制御回路と X の間で変換に必要な無効電力をすべてやりとりさせれば、電源からは力率 1 で理想的な電力伝送ができ、無効電力の補償要素、すなわち、新しい形の電力用フィルタの設計目標が明らかになる。

第 5 図 ひずみ波無効電力瞬時値 $p_x(t)$ の定義
Fig. 5. Definition of the instantaneous value of distortive power $p_x(t)$.

第 6 図 スイッチングフィルタ回路

Fig. 6. Switching filter circuits.

4. スイッチングフィルタ回路

第 6 図が本論文で述べるスイッチングフィルタ回路で、(a)、(b) 二つの Type がある。

〈4・1〉 動作原理

(a) Type 1 フィルタ (a) 図で Th_1 , Th_2 はトライアックでも逆並列の SCR でもよい。定常状態では、第 7 図 $\omega t \leq 0$ で Th_1 , Th_2 はオフで、各サイリスタ電流 i_1 , i_2 , コンデンサ電圧 e_c (いずれも第 6 図の矢印方向を正にとる) は、 $i_1 = i_2 = 0$, $e_c = -E_{c1}$ である。

モード I この状態で Th_1 を点弧すると ($\omega t = 0$)、 i_1 は正方向に $e_1 - Th_1 - L_1 - C - e_1$ の回路で流れ、 e_c の正方向に充電され、 $\omega t = \alpha_f$ で最大値 $e_c = E_{c2}$ に達し、 Th_1 はオフする。

モード II $\omega t = \alpha_f$ で直ちに Th_2 を点弧すると C の電荷は $e_1 - C - L_2 - Th_2 - e_1$ の回路で放出され e_c は $\omega t = \beta$ で極小値 $e_c = E_{c1}$ をとり、 $i_2 = 0$ になり、 Th_2 は消弧する。

第 7 図 Type 1 フィルタ各部の波形

Fig. 7. Current and voltage wave forms in Type 1 filter.

モードⅢ $\beta < \omega t < \pi$ の期間で, $i_1 = i_2 = 0$, $e_c = E_{c1}$ に保たれている。

次の半サイクルでは, i_1, i_2, e_c の極性が逆転するのみで同じ動作がくり返される。

ここで, $L_2 C$ の積を大きくすれば β も大にできるが, Th_2 の消弧条件から $\beta < \pi$ でなくてはならない。また, この回路では $\alpha_f > 90^\circ$ にはできない*。このような必要のあるときには Type 2 フィルタを用いる。

(b) Type 2 フィルタ 第6図(b)の構成で, 回路構成上, Type 1 との相違点は, スイッチ素子は逆並列の SCR でなければならない点**, と l, Th_3 を用いて各半周期の終わりに e_c を反転する点である。動作は第8図のとおり, モードⅠ, Ⅱは Type 1 のそれらに対応し, $\omega t = \beta$ で $i_2 = 0$, $e_c = -E_{c1}$ である。

モードⅢ この状態で Th_3 を点弧すると, $C-Th_3-l-C$ の回路で C の電荷は lC の自由振動により放電し, 回路の損失を無視すれば $\pi\sqrt{lC}$ 後 $e_c = E_c$ となり振動は停止する。

電源電圧負の半サイクル期間は, Th_1', Th_2', Th_3 が同様の動作を行なう。

このようにしてどちらのフィルタも第7図(b)のように $0 < \omega t < \alpha_f$ の間では電源から面積 S_1' に相当するエネルギーを吸収, $\alpha_f < \omega t < \beta$ の間では S_2' を放出する。そこで α_f を α に一致させ S_1' が第5図の S_1 に等しくなるように L, C を選び, 位相制御回路で生ずる無効電力を処理しようとするのが, このフィルタの基本原理であるが, この場合,

(1) 負荷で生ずる無効分を刻々補償するのではな

第8図 Type 2 フィルタの電流電圧波形

Fig. 8. Current and voltage forms in Type 2 filter.

*: $L_1 C$ の積を大きくして $\alpha_f > 90^\circ$ とすると, $i_2 = 0$ の瞬時に $e_c < 0$ となわち $E_{c1} > 0$ となり, 定常状態では $t = 0$ で i_1 は負方向に増しはじめ, フィルタに要求される波形と異なるため不適当である。

** : トライアックのような双方向性のサイリスタを用いると, 異なったモードで動作し, フィルタとして要求される波形は得られない。これについての詳細は別の機会に報告する。

いから, 設計点でどの程度力率が改善されるか。また単純に $S_1' = S_1$ となるように定数を定めて, 設計点で最大の力率が得られるのか。

(2) フィルタそれ自身は高調波の発生回路であるから, 負荷で生じた高調波を減衰させるところか, かって発生源になるおそれはないか。

(3) α を広範囲に変化させる必要のある場合にフィルタの効果はどうか。

などを検討する必要がある。

一方, フィルタは無効電力を完全には補償できず, 電源の電流波形はある程度ひずむが, このひずみの評価基準として従来の総合力率でじゅうぶんであるのか別の量を用いたほうがひずみ波電力の性質や特性をより明確に表わし, かつフィルタの効果が評価できないかが問題になるところである。これに対して〈4.5〉では第2章で述べた総合力率で, *〈4.6〉節では電源電流の高調波含有率でフィルタの効果を判定した。

なお, 以下では紙数のつごうならびに, 解析や設計の手順など Type 1, 2 とほとんど同じであるから, Type 1 フィルタについてのみ取り扱う。

〈4.2〉 $p_X(t)$ とコンデンサ蓄積エネルギーの関係

本フィルタの設計の基本は, $S_1' = S_1$ (第7図)となるように L, C を決めることである。

ここで, L_1 あるいは L_2 と C にたくわえられるエネルギー $\varepsilon(t)$ は

$$\varepsilon(t) \begin{cases} = (1/2) L_1 i_1^2 + (1/2) C e_c^2 & (0 \leq \omega t < \alpha_f) \\ = (1/2) L_2 i_2^2 + (1/2) C e_c^2 & (\alpha_f \leq \omega t < \beta) \end{cases} \quad (13)$$

ところが, 第7図のとおり, $\omega t = 0$, $\omega t = \alpha_f$ では $i_1 = 0$ で, フィルタのもつエネルギーはすべて C にたくわえられ, 回路の損失, 電源の抵抗分を無視すれば, C の蓄積エネルギーと電源からフィルタに送られたエネルギーの間には次の関係がある。

$$\int_0^{\alpha_f/\omega} p_X(t) dt = \varepsilon(\alpha_f/\omega) - \varepsilon(0) = \frac{1}{2} C (E_{c2}^2 - E_{c1}^2) \quad (14)$$

これに (12) 式を代入して C を求めると,

$$C = \frac{(2\pi - 2\alpha_f + \sin 2\alpha_f)(2\alpha_f - \sin 2\alpha_f)}{4\pi R_0 \omega \{(E_{c2}/E_m)^2 - (E_{c1}/E_m)^2\}} \quad (15)$$

ただし, $E_m = \sqrt{2} E_1$: 電源電圧最大値

(15) 式より $0 \leq \omega t < \alpha_f$ での e_c の初期値 E_{c1} と最終値 E_{c2} を知れば, $S_1' = S_1$ を満たす C が定まる。

〈4.3〉 E_{c1}/E_m , E_{c2}/E_m と回路定数の関係 解析にあたって次の仮定をおく。

*: 以下, 特にことわらない限り力率とは総合力率のことを指す。

(1) 電源は正弦波で内部インピーダンスは 0

(2) フィルタ回路の抵抗分は無視*し、サイリスタは理想的スイッチとする。

この仮定においても第 6 図の回路動作は複雑な三角方程式となり、数値解析によらざるを得ない。**

第 9 図～第 11 図はこの結果をまとめたものである。

すなわち、第 9 図は横軸に α_f 、縦軸に LC の共振角周波数と電源角周波数 ω の比、 k_1 、 k_2

$$k_1 = 1/\omega\sqrt{L_1C}, \quad k_2 = 1/\omega\sqrt{L_2C} \dots\dots (16)$$

をとり、回路が定常動作を行なうための Th_2 の点弧角 α_f と回路定数の関係を示している。これから、 α_f を与えれば LC が決まり、 LC は一定に保って α_f のみを連続には変えられないことがわかる。

第 10 図は α_f と E_{c1}/E_m 、 E_{c2}/E_m の関係を示したもので、 α_f を大きくすると E_{c2} は増すが電源電圧の最大値の 1.5 倍をこえないことがわかる。これをもとに C やサイリスタの電圧定格が定められると同時に

第 9 図 α_f と k_1 、 k_2 の関係 (Type 1 フィルタ)

Fig. 9. Relation between α_f and k_1 , k_2 .

第 10 図 α_f と E_{c1}/E_m 、 E_{c2}/E_m の関係 (Type 1 フィルタ)

Fig. 10. Relation between α_f and E_{c1}/E_m , E_{c2}/E_m .

*: Type 2 フィルタが第 8 図のような定常動作を行なうためには回路に抵抗分(損失)が必要である。そこで、この仮定は成り立たない。

**：付録参照

第 11 図 α_f と ωCR_0 の関係 (Type 1 フィルタ)

Fig. 11. Relation between α_f and ωCR_0 .

に (15) 式に E_{c1}/E_m 、 E_{c2}/E_m を代入し、第 11 図の曲線 I が得られる。

第 11 図の曲線 I は横軸に α_f 、縦軸に ωCR_0 をとり (15) 式の関係を示し、これより、 R_0 、 $\alpha (= \alpha_f)$ が与えられれば、 $S_1' = S_1$ 満たす C の容量が直ちに求められる。

〈4.4〉 $\alpha = \alpha_f$ で最大の力率を得るための C の値

本節では第 6 図 (a) のフィルタを付加した位相制御回路の入力力率を設計点 $\alpha = \alpha_f$ で最大にするような C の値を求め、(15) 式から得られた値と比較し、 $S_1' = S_1$ とする前節の C の決定法が、力率改善という観点から適当か否か検討する。

ここで、入力力率 = 有効電力 W / 皮相電力 P_a で W は (10) 式より、 P_a は第 6 図 (a) を参照して

$$P_a = E_1 \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \{i_L(\theta) + i_f(\theta)\}^2 d\theta}$$

で与えられ、 $i_L(\theta)$ 、 $i_f(\theta)$ はそれぞれ

$$i_L(\theta) = \begin{cases} = 0 & (0 \leq \theta < \alpha_f) \\ = (E_m/R_0) \sin \theta & (\alpha_f \leq \theta \leq \pi) \end{cases}$$

また、

$$i_f(\theta) = i_1(\theta) + i_2(\theta) = \omega C E_m i_f'(\theta)$$

とおけるから、*

$$x = \omega C R_0, \quad A = \int_{\alpha_f}^\beta i_f'^2(\theta) d\theta$$

$$B = \int_{\alpha_f}^\beta i_f'(\theta) \sin \theta d\theta, \quad D = \int_{\alpha_f}^\pi \sin^2 \theta d\theta$$

とおけば力率は次式で表わされる。

$$\text{力率} = \frac{\pi - \alpha_f + (\sin 2\alpha_f)/2}{\sqrt{2\pi V A x^2 + 2Bx + D}} \dots\dots (17)$$

ここで、 A 、 B 、 D は x の関数でなく、力率を最大

*：付録参照

にする x は次式で与えられる。

$$x = \omega C R_0 = -B/A \quad \dots\dots\dots (18)$$

第 11 図の曲線 II は α_f に対する (18) 式の関係を示している。曲線 I, II を比べると, R_0, α_f が与えられると, 力率を最大にする C の容量は曲線 II のほうが I より 15~30% 程度小さな値である。このことはまた (18) 式から α_f, C が決まれば (15) 式の R_0 より小さな値で力率は最大になることを意味する。これは本フィルタでは位相制御回路で生じる無効電力のうち, 高次高調波分を完全には打消せないのに $S_1' = S_1$ となるように C を決めると, 処理できない高次の高調波無効電力分だけ低次高調波無効分や基本波の進み成分が増し, 設計点の力率は低下することを示している。そこで, 力率改善の点では曲線 II を用いて C を決定すべきで, 以下ではこれを用いて定数を決めたフィルタについて解析, 実験を行なった結果を述べる。しかし, どちらの方法で C を決めても設計点の力率には大差なく, 計算によれば曲線 II を用いたほうが $\alpha_f = 80^\circ$ で約 2% 向上するのみであること, また, 曲線 I は II より容易に計算できることから, C の目安として有用である。

第 9 図~第 11 図を用いて回路定数が得られる。

たとえば

$$E_1 = 100 \text{ V}, f = 50 \text{ Hz}, R_0 = 10 \Omega, \alpha = 80^\circ$$

が与えられているとすると,

$$\alpha_f: \alpha_f = \alpha = 80^\circ$$

C : 第 11 図で $\alpha_f = 80^\circ$ のとき P 点の $\omega C R_0 = 0.265$, $\omega = 2\pi f$, $R_0 = 10 \Omega$ より $C = 84.5 \mu\text{F}$

L_1 : 第 9 図で $\alpha_f = 80^\circ$ のとき Q_1 点の $k_1 = 3.12$, (16) 式より $L_1 = 1/k_1^2 \omega^2 C^2 = 12.9 \text{ mH}$

L_2 : 第 9 図の Q_2 点から $k_2 = 2.90$

$$L_2 = 1/k_2^2 \omega^2 C^2 = 14.5 \text{ mH}$$

第 12 図 α と力率の関係

Fig. 12. Relation between α and power factor.

スイッチ素子がトライアックの場合, 上記の定数では平均順電流は E_m/R_0 の 12~14% で, T_{h1} では 2.0 A, T_{h2} は 1.68 A, 最大阻止電圧は E_m の 53% で 75 V である。

〈4・5〉 力率の改善および α の変化に対する力率の変化 第 12 図は $\alpha_f = 80^\circ$ の前節の定数のフィルタを付加した場合およびフィルタのない場合の位相制御回路の α を $50^\circ \sim 120^\circ$ まで変えたときの, 入力力率の変化の理論値と実験結果を示した。このグラフよりフィルタの効果が明らかになる。

(1) 計算によれば, フィルタは約 305 VAR の基本波進み無効分をもち, 一方, 位相制御回路の遅れ無効分は α を増すにつれ増加し, $\alpha = 90^\circ$ で最大値約 320 VAR をとり, 以後再び減少する。そこで合成の基本波力率は α が小では進み, $79^\circ \leq \alpha \leq 101^\circ$ で遅れ $\alpha \leq 101^\circ$ で再び進みになる。

(2) 設計点の $\alpha = 80^\circ$ を中心に $\pm 30^\circ$ 程度の α の変化に対し力率の改善ができ, $\alpha = 80^\circ$ では 0.78 から 0.94 になる。

〈4・6〉 高調波の除去 第 13 図は位相制御回路の入力電流 i_L と, これにフィルタを付加したときの入力電流 i_o の波形写真で, 本フィルタでは高次高調波分を完全には除去できないことがわかる。

第 14 図は前節同様 $\alpha_f = 80^\circ$ のフィルタに対し, α

第 13 図 入力電流波形

Fig. 13. Waveforms of input current.

第 14 図 α に対する高調波含有率の変化

Fig. 14. Variation of the harmonic content as a function of firing angle α .

を約 50° から 100° まで変えたときの入力電流の高調波含有率の理論値と実験値を示している。ここで横軸は α , 縦軸 γ_n は

$$\gamma_n = \frac{(\text{フィルタを付けた場合の})n\text{次調波振幅 } I_n}{\text{フィルタを付けない場合の基本波振幅 } I_{01}}$$

を意味し、分母の I_{01} は R_0 を与えれば α のみの関数である。また、図中の細線はフィルタがない場合の γ_n で、第3調波は α につれ増加、第5調波分はこの α の範囲内では約 20% に一定である。

ここで、フィルタを付けると理論的には太線のように基本波分は遅れ成分が打消されて $\alpha=80^\circ$ で約 10% 減少、第3調波分は $60^\circ < \alpha < 80^\circ$ で基本波の 10% 以下になる。一方、第5調波はほとんど補償されない。実験の結果、基本波に関しては理論値に近い値が得られるが、第3調波分は理論値より大、逆に第5調波分は $\alpha=80^\circ$ で理論値の半分以下になっている。この原因は理論値はフィルタの LC の Q を無限大と仮定したのに対し、実際は抵抗分のため第7図の β は理論値より減少し、第3調波の吸収量は減少、第5調波のそれは増したためである。

以上の結果および高次高調波に対する解析から、本フィルタは(1)基本波の遅れ成分と第3調波分をじゅうぶん補償できる、(2)第7, 13, 15調波成分はかえって増すが、増加量は基本波の 0.3% 程度で、フィルタが高調波の発生源になるおそれはないことがわかる。そこで前節の結果と合わせ、本フィルタが力率改善と高調波分除去を同時に行なえることがわかる。

5. むすび

本論文ではひずみ波無効電力瞬時値という新しい概念を提案し、これを応用して能動的なフィルタが構成できることを示し、一例としてサイリスタを用いたスイッチングフィルタを考案、動作原理、設計法を明らかにし実験結果を示した。また、ひずみ波の力率の表示法に対して、問題点を指摘し一つの提案をした。

その結果、本論文で得られたフィルタは力率の改善と高調波分除去が同時にできること、また、従来の LC フィルタ⁽³⁾⁽⁴⁾との優劣の判定を行なう場合には、負荷の特性や仕様、使用条件たとえば高調波の減衰度、重量や体積、価格など、どれを重視するかにより異なり、これらを考慮せずに一般的な判定を下すことは困難であるが、本フィルタは次の2点においてすぐれていることが明らかになった。

(1) 直列インピーダンスがなく、負荷が変化して

出力電圧が変動したり、負荷に悪影響を与えない。

(2) フィルタには無効分のみが入りし、そのエネルギーを必要に応じて制御し、むだな流れが生じないため素子の容量が小さくすみ、フィルタの小形、軽量化が期待できる。

ところで、第6図のフィルタは原理的に一定の点弧角、負荷抵抗のもとでのみ無効電力の補償ができる。そこで、 α を連続に変える場合や、別の変換器に対してはどのような回路が実用的で好ましいか、また除去できなかった高次高調波分をどう処理するか、が今後に残された問題点である。

終わりに、本研究の一部は昭和46年度文部省科学研究費の援助によって行なわれた。

(昭和46年9月2日受付、同47年1月19日再受付)

文 献

- (1) M. S. Erlicki, et al.: IEEE Trans. Industr. Gen. Applic. IGA-4, 4, 444 (1968-7/8)
- (2) H. Rissik: J. Instr. Elect. Engrs 72, 437, 435 (1933-5)
- (3) S. B. Dewan, et al.: IEEE Trans. Industr. Gen. Applic. IGA-6, 4, 378 (1970-7/8)
- (4) B. D. Bedford, et al.: Principles of Inverter Circuits p. 287

付 録

I Type 1 フィルタの基本式 第7図(a)の

i_1, i_2, e_c は次式で与えられる。

$$i_1(\theta)/\omega C E_m = \{k_1^2/(k_1^2 - 1)\} \{ \cos \theta - \cos k_1 \theta \}$$

$$-(k_1 E_{c1}/E_m) \sin k_1 \theta \quad (0 \leq \theta \leq \alpha_f)$$

$$i_2(\theta)/\omega C E_m = \{k_1^2(k_1^2 - 1)\} \{ \cos \theta$$

$$- \cos \alpha_f \cos k_2(\theta - \alpha_f) + k_2 \sin \alpha_f \sin k_2(\theta - \alpha_f) \}$$

$$- k_2(E_{c2}/E_m) \sin k_2(\theta - \alpha_f) \quad (\alpha_f \leq \theta \leq \beta)$$

$$e_c(\theta) \begin{cases} = e_{c1}(\theta) = \frac{1}{\omega C} \int i_1(\theta) d\theta & (0 \leq \theta \leq \alpha_f) \\ = e_{c2}(\theta) = \frac{1}{\omega C} \int i_2(\theta) d\theta & (\alpha_f \leq \theta \leq \beta) \end{cases}$$

ただし、 $\theta = \omega t$, k_1, k_2 は(16)式参照

定常動作を行なうための次の条件式を解いて、第9図～第10図を得る。

$$(a) \quad e_{c1}(\alpha_f) = e_{c2}(\alpha_f) = E_{c2}$$

$$(b) \quad e_{c2}(\beta) = -e_{c1}(0) = E_{c1}$$

$$(c) \quad i_1(\alpha_f) = 0, \quad i_2(\beta) = 0$$

$$(d) \quad e_{c2}(\beta) = E_m \sin \beta$$