単相交流電力調整回路における複合 PWM 制御の高調波低減効果の検討

正員 板子 一隆* 正員 森 武昭*

Study on Reduction Effect of Harmonics in Compound PWM Control Applied to Single-Phase AC Power Control Circuit

Kazutaka Itako*, Member, Takeaki Mori*, Member

A single-phase AC power control circuit generates many harmonic components in the input current and the output voltage and current. These harmonics may cause various problems in the utility's distribution and a load equipment connected to the AC power control circuit.

In this paper, as a reduction method of these harmonics, we propose a compound PWM AC power control circuit system which has greater reduction effect of these harmonics as compared with the conventional PWM control system. In this proposed circuit system, the reduction effect of harmonics is quantitatively clarified by the numerical calculations. Furthermore, the design method of the appropriate constant values of a LC filter inserted to reduce the input current harmonics is described. The reduction effect for the LC product of the filter in this system is also investigated. These simulation results are verified by the experiments.

キーワード：高調波低減，高調波障害，交流電力調整回路，複合 PWM 制御

Keywords : harmonic currents reduction, harmonics interference, AC power control circuit, compound PWM control

1. まえがき

交流電力調整回路は，従来から，誘導電動機の一次電圧制御，調光装置，電熱調整などに広く用いられている。この場合，サイリスタ逆並列接続方式が一般に用いられるが，電源側・負荷側に多量の高調波電流・電圧を発生するという問題を有している。その対策として，主に PWM 制御の効果の検討が種々行われてきた⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。筆者らも，負荷を純抵抗とみなせる調光装置を一例として取り上げ，PWM 制御を交流電力調整回路に適用することの有効性を示してきた⁽⁵⁾⁽⁶⁾。しかしながら，特に電源側の高調波電流は，法的規制⁽⁷⁾の段階にあり，より一層の高調波低減効果の得られる方法が要求されるようになってきた。

そこで本論文では，従来の PWM 制御方式よりも大きな高調波低減効果の得られる複合 PWM 交流電力調整回路方式を提案する⁽⁸⁾。そして，一般的な誘導性負荷を想定し，本方式の高調波低減効果を数値計算によって明らかにしている。さらに，電源側に挿入する LC フィルタ定数の設定方

法⁽⁹⁾を明らかにし，フィルタによって低減される最低周波数の高調波電流のレベルを従来の PWM 制御方式と同じとした場合の LC 積の低減効果についても検討を行っている。また，そのフィルタ定数設定方法の妥当性を実測例によって示している。

2. 新しく提案する回路と動作原理

図 1 は，従来の PWM 交流電力調整回路(以下，従来方式)を示す。図中の R と L は負荷定数を示し， C_F と L_F は電源側高調波電流を低減するためのローパスフィルタである。電源電圧 $e = \sqrt{2} E \sin \omega_s t$ であり，電源周波数 $f_s = 50\text{Hz}$ である。図 2 は本論文で提案する複合 PWM 交流電力調整

図 1 PWM 交流電力調整回路

Fig. 1. PWM AC power control circuit.

* 神奈川工科大学電気電子工学科
〒243-0292 神奈川県厚木市下荻野 1030
Department of Electronic & Electrical Engineering,
Kanagawa Institute of Technology,
1030,Shimo-Ogino,Atsugi,Kanagawa 243-0292

図2 複合 PWM 交流電力調整回路

Fig. 2. Compound PWM AC power control circuit.

回路(以下、複合方式)を示している。複合方式では、半導体素子数が従来方式の2倍となるが耐圧は半分で良い。また、電源側高調波電流低減用のフィルタコンデンサにより、電源電圧を2分割しているので2個の C_F' を必要とするが、これも耐圧は半分で良い。これら分割された電圧をそれぞれ 180° 異なるタイミングでスイッチングを行う。すなわち、図3に示すようにお互いに 180° の位相差を持つ搬送波(三角波:搬送周波数 f_c)と基準信号波(直流)を比較して得られるPWMパターンでスイッチ $S_1 \sim S_4$ をオン・オフする。変調率 H (=基準信号波の振幅/搬送波の波高値 $\times 100\%$)を変化させることで負荷電圧の実効値 V_L を制御することができる。これにより、図4に示すように、裁断される負

図3 PWM パターン

Fig. 3. PWM pattern.

図4 負荷電圧 v_L の波形

Fig. 4. Waveforms of load voltage v_L .

荷電圧の振幅が従来方式の $1/2$ となる。ただし、 L_F' による電圧降下分を無視している。従って、複合方式の負荷電圧の高調波成分は、原理的に従来方式の $1/2$ となることが明らかである。さらに、等価的に2倍のスイッチング周波数を得ることができる。これらの効果によって電源側および負荷側の高調波電流を低減できることが予想される。

そこで、次章では、電源側および負荷側の高調波電流の低減効果を定量的に明らかにする。

3. 高調波電流低減効果

この章では、複合方式の高調波電流の低減効果を検討する。本論文では、図2の回路において、各回路モード(図7参照)ごとに構成される連立微分方程式をルング・クッタ・ギル法を用いて数値計算することにより、諸量を得ることとする。本論文では従来方式と複合方式のフィルタの LC 積を等しくとる。ここで、従来方式では $L = L_F$, $C = C_F$ となる。一方、複合方式では $L = L_F'$ であるが、 C についてはコンデンサ素子の容量の和で評価するので $C = C_F' + C_F'$ とする。従って、複合方式の LC 積を $L_F' (C_F' + C_F') = 2L_F' C_F'$ で表すものとする。両方式の LC 積を等しくとるので $L_F C_F = 2L_F' C_F'$ より、 $C_F' = C_F/2$ となる。

本論文で用いた従来方式のフィルタ定数値 L_F , C_F の設定方法を付録に示す。以下の計算では、搬送周波数 f_c を3kHzとしている。

図5は、負荷力率 $R/Z_0 = 0.8$ のときの正規化負荷電圧 V_L/E に対する正規化全高調波実効値 I_{ph}/I_{L0} および I_{Lh}/I_{L0} を示している。ただし、 I_{ph} と I_{Lh} は電源電流 i_p と負荷電流 i_L の全高調波実効値、 Z_0 は電源周波数 f_s における負荷インピーダンスであり、 I_{L0} は E/Z_0 である。同図より、複合方式における I_{ph}/I_{L0} の最大の値は、従来方式のそれらと比較して約 $2/3$ に低減されることが明らかとなった。さらに、 I_{Lh}/I_{L0} の最大の値は、約 $1/4$ と大幅に低減されることが明らかとなった。

図6は、負荷力率 R/Z_0 に対する正規化全高調波実効値の最大の値 I_{phmax}/I_{L0} および I_{Lhmax}/I_{L0} を示している。同図より、 I_{phmax}/I_{L0} は R/Z_0 に対してほぼ一定となり従来方式の約 $2/3$ に低減される。これに対して I_{Lhmax}

図5 V_L/E に対する正規化された I_{ph} と I_{Lh}

Fig. 5. Normalized I_{ph} and I_{Lh} vs. V_L/E .

図6 R/Z_0 に対する正規化された I_{Phmax} と I_{Lhmax}
Fig. 6. ormalized I_{Phmax} and I_{Lhmax} vs. R/Z_0 .

I_{L0} は R/Z_0 が1.0に近づくに従って増加するが、従来方式に対する比は約1/4で一定である。すなわち、従来方式に対する低減効果は負荷力率に依存しない。

以上の検討より、 $L_F C_F = 2 L_F' C_F'$ というフィルタ条件下で電源および負荷側の高調波電流を大幅に低減できることが明らかとなった。

4. 複合方式のフィルタ定数の設定方法とLC積の低減効果

複合方式ではフィルタコンデンサを2分割しているため、従来方式のように簡単にフィルタのゲイン係数を求めることはできない。そこで、本章では、複合方式におけるフィルタ定数の設定方法を示す。さらに、フィルタによって低減される最低周波数の電源側高調波電流のレベルを従来方式と同じとしたときのLC積の低減効果について検討する。

(4-1) 複合方式のフィルタ定数の設定方法 複合方式のフィルタ定数の設定では図2の回路の動作モードごとの電流経路を考えて検討する必要がある。回路モードは、スイッチ $S_1 \sim S_4$ のオンオフ状態によって4種類存在する。図7に回路モードとその等価回路を示す。モードI (S_1 :ON, S_2 :OFF, S_3 :ON, S_4 :OFF) では、 L_F' の電圧降下を無視すると電源電圧 e がそのまま負荷に印加され、モードII (S_1 :ON, S_2 :OFF, S_3 :OFF, S_4 :ON) とIII (S_1 :OFF,

S_2 :ON, S_3 :ON, S_4 :OFF) ではコンデンサによって分圧された $e/2$ が負荷に印加される。モードIV (S_1 :OFF, S_2 :ON, S_3 :OFF, S_4 :ON) では電源電圧は負荷に印加されず、 S_2 と S_4 を通して負荷電流が環流する。変調率 $H \leq 50\%$ ではモードII→IV→III→IVを繰り返し、 $H > 50\%$ の場合には、モードII→I→III→Iを繰り返し遷移する。この等価回路に対応した電源側高調波電流の発生源となる電流 i_{S1} , i_{S2} , i_{S3} の波形を変調率 $H \leq 50\%$ と $H > 50\%$ の場合に分けて図8に示す。ただし、 i_{S4} は零であるから同図には表記していない。以下の検討ではスイッチング周波数が十分高く、負荷電流 i_L を理想的な正弦波であると仮定する。本回路方式では、フィルタ定数設定のための高調波電流の発生源として、各回路モードごとに電流源を設けて、フィルタのゲイン係数を求める必要がある。

図9にフィルタ定数設定のための等価回路を示す。ここで、同図中の電流源 I_{S1f} , I_{S2f} , I_{S3f} は、図8における i_{S1} , i_{S2} , i_{S3} の周波数 f の高調波成分を示しており、フェーザである。その他、本節の大文字 I で始まる電流もフェーザである。図9(a)において、電流源 I_{S2f} によって電源側に流れる電流を I_{P2f} とすれば、以下の関係式を得る。ただし、 ω_f は周波数 f に対する角周波数である。

$$I_{P2f} = \frac{1}{2 - \omega_f^2 L_F' C_F'} I_{S2f} \quad (1)$$

同様に、電流源 I_{S3f} に関しては以下の式を得る。

$$I_{P3f} = \frac{1}{2 - \omega_f^2 L_F' C_F'} I_{S3f} \quad (2)$$

従って、 $H \leq 50\%$ においては、以下の関係式が成り立つ。

図8 i_{S1} , i_{S2} , i_{S3} の波形
Fig. 8. Waveforms of i_{S1} , i_{S2} and i_{S3} .

図7 等価回路
Fig. 7. Equivalent circuit.

図9 フィルタ定数設定のための等価回路
Fig. 9. Equivalent circuits for design of filter constants.

$$I_{PI} = \frac{1}{2 - \omega_f^2 L_F' C_F'} (I_{sII} + I_{sIII}) \dots\dots\dots (3)$$

よって、ゲイン係数 G は以下の式で表される。

$$G = \left| \frac{1}{2 - \omega_f^2 L_F' C_F'} \right| \dots\dots\dots (4)$$

(3)式より、高調波の発生源となる電流 i_s はモードⅡとⅢの電流の和 $i_{sII} + i_{sIII}$ で表せることが分かる。

同図(b)において、電流源 I_{sII} と I_{sIII} による関係式は(3)式と同じである。一方、電流源 I_{sI} によって電源側に流れる電流を I_{PI} とすれば、以下の関係式を得る。

$$I_{PI} = \frac{1}{2 - \omega_f^2 L_F' C_F'} \cdot 2I_{sI} \dots\dots\dots (5)$$

従って、 $H > 50\%$ においては、次式が成り立つ。

$$I_{PI} = \frac{1}{2 - \omega_f^2 L_F' C_F'} (2I_{sI} + I_{sII} + I_{sIII}) \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 i_L を理想的な正弦波と仮定しているので、 $I_{sI} + I_{sII} + I_{sIII} = 0$ となる。従って、(6)式は以下の式で簡単に表される。

$$I_{PI} = \frac{1}{2 - \omega_f^2 L_F' C_F'} I_{sI} \dots\dots\dots (7)$$

ゲイン係数 G は $H \leq 50\%$ の場合と同じで(4)式で示される。さらに、(7)式より、高調波の発生源となる電流 i_s はモードⅠの電流 i_{sI} で表せることが分かる。

以上により、複合方式におけるフィルタのゲイン係数 G と高調波の発生源となる電流 i_s が明らかとなった。

次に、複合方式の f_{cs} におけるゲイン係数を G_{cs} とすると、 $L_F' C_F'$ 積は、(4)式より、以下の式で示される。

$$L_F' C_F' = \zeta = \frac{G_{cs}^{-1} + 2}{(2\pi f_{cs})^2} [s^2] \dots\dots\dots (8)$$

本論文では、 L_F' と C_F' の組み合わせを従来方式と同様に、負荷率 $R/Z_0 = 1.0$ (純抵抗負荷 $Z_0 = R$) の最大負荷電力時 ($H = 100\%$) に基本波率が 1.0 となるように選定する。図 10 は、純抵抗負荷時、 $H = 100\%$ のときの基本波に対する等価回路を示す。電源から右側を見たインピーダンス Z は次式で示される。

$$Z = \frac{4R}{4 + (\omega_s C_F' R)^2} + j \left\{ \omega_s L_F' - \frac{\omega_s C_F' R^2}{4 + (\omega_s C_F' R)^2} \right\} [\Omega] \dots\dots\dots (9)$$

先に述べた条件を満たす C_F' はこの式において、虚数部が零となる条件より、以下の式で示される。

図 10 基本波に対する等価回路 ($H = 100\%$)

Fig. 10. Equivalent circuit for fundamental wave.

$$C_F' = \frac{2}{R} \sqrt{\frac{1}{\zeta - \omega_s^2}} [F] \dots\dots\dots (10)$$

よって、 L_F' は(8)式より得られる。

〈4・2〉 フィルタ未挿入時の従来方式と複合方式の高調波発生量の関係 本節では、フィルタ未挿入時の従来方式と複合方式の高調波発生量の関係を求めるために、図 2 のフィルタ回路を取り除き、フィルタコンデンサ電圧を理想的な $e/2$ の電源に置き換えた回路を用いる。そして、前節で明らかとなったように、高調波電流の発生源となる電流 I_s をそれぞれ変調率 $H \leq 50\%$ ではモードⅡとⅢの電流の和 $i_{sII} + i_{sIII}$ 、 $H > 50\%$ の場合では、モードⅠの電流 i_{sI} を数値計算し、それらを調波分析することで(4)式で示されるゲイン係数に対応した発生高調波電流を得ることができる。

本論文では、交流電力調整回路を配電系統からみた一つの高調波発生源として捉え、最も厳しい条件、すなわち変調率 H (出力) の変化に対して電源側高調波電流の最も多く発生する条件で従来方式と複合方式の比較検討を行うこととする。

図 11(a),(b)は、一例として $f_c = 3\text{kHz}$ 、 $R/Z_0 = 0.8$ のときの i_s の高調波成分の実効値 I_{sI} を I_{L0} で正規化して示している。従来方式の高調波は $n f_c \pm f_s [\text{Hz}]$ に発生する²⁾ が、複合方式では奇数成分、すなわち $(2n - 1) \times f_c \pm f_s [\text{Hz}]$ 成分が相殺され、搬送周波数が等価的に 2 倍となることが確認できる。従って、複合方式における発生高調波の最低周波数 f_{cs} は、 $2f_c - f_s$ であり、従来方式の f_{cs} ($= f_c - f_s$) のほぼ 2 倍となる。

図 11 フィルタ未挿入時の電源電流の高調波成分
Fig. 11. Harmonic components of input current without filter.

ここで、従来方式と複合方式における周波数 f_{CS} での高調波電流 I_{sfcs} の最大値 $I_{sfcsmax}$ と $I_{sfcsmax}'$ は負荷力率に依らず、従来方式では $H=65\%$ 、複合方式では $H=80\%$ で得られることが明らかとなっているため、同図はそれらの変調率での高調波成分を示している。

数値計算の結果、搬送周波数 f_c が約 3kHz 以上では、負荷力率によらず、以下の関係式の成り立つことが明らかとなった。

$$I_{sfcsmax} = \frac{I_{sfcsmax}'}{1.29} \quad (11)$$

〈4・3〉 複合方式における LC 積の低減効果 本節では、 $I_{sfcsmax}$ と $I_{sfcsmax}'$ を同じレベルに低減したときの複合方式における LC 積の低減効果について検討する。いま、従来方式のゲイン係数 G_{CS} を 1/10 に設定する。よって(11)式より、複合方式のゲイン係数 G_{CS} は 1/12.9 となる。 C_F' と L_F' はそれぞれ(10),(8)式より得られる。

この方法で設定したときの R/Z_0 に対する正規化電源側全高調波電流実効値の最大値 I_{phmax}/I_{L0} を従来方式と比較して図 12 に示す。ただし、 $f_c=3\text{kHz}$ である。同図より、本設定法により、 I_{phmax}/I_{L0} は従来方式と同程度に抑制されていることが確認できる。なお、同図の I_{phmax} は $I_{sfcsmax}$ 、 $I_{sfcsmax}'$ と同様に従来方式では $H=65\%$ で、複合方式では $H=80\%$ で得られる。

図 13 は、搬送周波数 f_c に対する LC 積を示している。ただし、従来方式の G_{CS} は 1/10、複合方式は(11)式に基づいて、 $I_{sfcsmax}$ と $I_{sfcsmax}'$ が同じレベルとなるように 1/12.9 に設定している。同図より、 $I_{sfcsmax}'$ を従来方式の $I_{sfcsmax}$ と同じレベルに低減するために必要な LC 積は従来方式のほぼ 2/3 に低減されることが明らかとなった。なお、ゲイン係数を 1/5~1/20 の範囲で変化させ、同様の計算を行ったところ 1/10 の場合とほぼ同じ 2/3 に低減されることを確認している。

〈4・4〉 実測および計算波形 図 14 は、従来方式と複合方式の電源電流の実測および計算波形を示している。回路条件は、 $E=100\text{V}$ 、 $f_c=3\text{kHz}$ 、 $L=215\text{mH}$ 、 $R=73.7\Omega$ 、 $Z_0=100\Omega$ 、 $R/Z_0=0.737$ とし、電流のリプルを観測し易くするために、従来方式のフィルタのゲイン係数を

図 12 R/Z_0 に対する正規化された I_{Phmax}

Fig. 12. Normalized I_{Phmax} vs. R/Z_0 .

図 13 搬送周波数 f_c に対する LC 積

Fig. 13. LC product vs. carrier frequency.

図 14 電源電流の実測および計算波形(0.5A/div, 5ms/div)

Fig. 14. Experimental and calculated current waveforms on input.

1/5、複合方式は 1/6.45 とした。 L と C の値は、付録に示した(付 2)、(付 3)式と(8)、(10)式より得られる値にできるだけ近いものとして $L_F=12.2\text{mH}$ 、 $C_F=1.43\mu\text{F}$ 、 $L_F'=4.2\text{mH}$ 、 $C_F'=1.43\mu\text{F}$ とした。なお、変調率 H は高調波の最も多く発生する値、すなわち、従来方式では 65%、複合方式では 80% に設定した。同図より実測波形と計算波形は良く一致していることが分かる。同図(a)の従来方式における I_{ph}/I_{L0} は計算値で 5.0%、実測値で 5.20%、〈4・1〉節で示したフィルタ設定法を用いた同図(b)の複合方式では計算値で 5.2%、実測値で 5.49% となった。

これらの結果より、本設定方法を用いて従来方式と同レベルに高調波を抑制するようにフィルタ定数を設定すれば、複合方式の電源側全高調波電流実効値のレベルを従来方式とほぼ同じにできることが実験によって確認された。

5. 結 論

本論文では、複合 PWM 交流電力調整回路方式を提案した。そして、その高調波低減効果およびフィルタの設定方法を検討し、以下の成果を得た。

(1) 本方式は、フィルタコンデンサで電源電圧を 2 分割してスイッチングを行うため、原理的に負荷電圧の高調波

成分を従来方式の1/2とすることができる。

(2) 両方式の LC 積の値が同じであるという条件のもとで($L_F C_F = 2 L_F' C_F'$)、正規化された電源電流全高調波実効値の最大の値は、従来方式の約2/3に低減されることが明らかとなった。負荷電流全高調波実効値の最大の値は、約1/4と大幅に低減されることが定量的に明らかとなった。

(3) 複合方式におけるフィルタ定数の設定方法を明らかにした。これにより、任意のレベルに高調波電流を低減することが可能となる。例えば、フィルタによって低減される最低周波数の高調波のレベルを従来方式と同じとすることを前提とすると、複合方式の LC 積は従来方式の約2/3に低減されることが明らかとなった。このとき、電源側に発生する高調波電流実効値の最大の値は従来方式とほぼ同じレベルになることが計算および実測例によって確認された。

以上より、本方式は単相交流電力調整回路の高調波低減およびフィルタの小型化に有効であることが明らかとなった。(平成13年11月29日受付、平成14年2月25日再受付)

文 献

- (1) A.Mozdjer and B.K.Bose: "Three-Phase AC Power Control Using Power Transistor", *IEEE Tran. Ind. Appl.* IA, Vol.12, No.5, 499 (1976-9/10)
- (2) S.Iida and S.Miyairi: "Effects of PWM Applied in Single Phase AC Power Control Circuit", *TIEE Japan*, Vol.103-B, No.1, pp.7-14 (1983-1) (in Japanese)
飯田・宮入:「単相交流電力調整回路におけるPWM制御の効果の検討」, 電学論B, **103**, 1, pp.7-14 (1983-1)
- (3) K.Kinoshita and Y.Watanabe: "Investigation of Combining PWM with Phase Leading Method Applied in AC Power Control Circuit" *TIEE Japan*, Vol.106-B, No.8, pp.1-8 (1986-8) (in Japanese)
木下・渡辺:「PWMと位相進み制御を組み合わせた交流電力調整回路の検討」, 電学論B, **106**, 8, pp.1-8 (1986-8)
- (4) K.Kinoshita: "Effects of Single-Phase AC Voltage Control Method by Sequential Switch Control Circuit", *TIEE Japan*, Vol.11, No.6, pp.452-460 (1991-6) (in Japanese)
木下・渡辺:「順序接続制御回路による単相交流電圧制御の効果の検討」, 電気設備学会誌, **11**, pp.452-460 (1991-6)
- (5) K.Itako and T.Mori: "Investigation of Applying PWM Control to Dimmer", *TIEE Japan*, Vol.18, No.4, pp.284-289 (1998-4) (in Japanese)
板子・森:「PWM制御の調光装置への適用の検討」, 電気設備学会誌, **18**, 4, pp.284-289 (1998-4)
- (6) K.Itako and T.Mori: "Investigation of Parallel Connected PWM Control System for Reduction of Harmonic Currents on Input in Dimmer", *TIEE Japan*, Vol.21, No.8, pp.712-717, (2001-8) (in Japanese)
板子・森:「調光装置の電源側高調波電流低減のための並列多重PWM制御方式の検討」, 電気設備学会誌, **21**, 8, pp.712-717 (2001-8)
- (7) 資源エネルギー庁公益事業部:「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」, (1994)
- (8) K.Itako and T.Mori: "Study on Reduction Effect of Harmonic Currents of Compound PWM Control Applied to Single-Phase AC Power Control Circuit", 1999 National Convention Record, IEE Japan, No.793 (1999-3) (in Japanese)
板子・森:「単相交流電力調整回路における複合PWM制御の高調波電流低減効果の検討」, 平成11年電気学会全国大会, No.793
- (9) K.Itako and T.Mori: "Design Method of Filter Constants in

Single-Phase Compound PWM AC Power Control Circuit", 2001 National Convention Record, IEE Japan, No.4-097 (2001-3) (in Japanese)

板子・森:「単相複合PWM交流電力調整回路におけるフィルタ定数の設計方法」, 平成13年電気学会全国大会, No.4-097 (2001-3)

付 録

従来方式のフィルタ定数値の算出法

従来方式におけるフィルタ定数の設定方法を以下に示す⁽⁵⁾。従来方式の高調波は良く知られているように、 $n f_c \pm f_s$ [Hz] (ただし、 f_c :搬送周波数、 f_s :電源周波数、 n :整数)のみにしか発生しない⁽²⁾。まず、レベルの高い最低周波数 $f_{cs}(=f_c-f_s)$ の高調波電流 I_{cs} の低減の割合を設定し、 LC 積の値を求める。次に、本論文では、一例として L_F と C_F の組み合わせを負荷力率 $R/Z_0=1.0$ (純抵抗負荷 $Z_0=R$)の最大負荷電力時に基本波力率が1.0となるように選定する。

従来方式でのフィルタのゲイン係数 G は、以下の式で示される。

$$G = \left| \frac{1}{1 - \omega^2 L_F C_F} \right| \dots\dots\dots (付1)$$

ただし、 $\omega = 2\pi f$ [rad/s]

いま、 f_{cs} でのゲイン係数を G_{cs} とおくと、 $L_F C_F$ 積は次式より計算できる。

$$L_F C_F = \zeta = \frac{G_{cs}^{-1} + 1}{(2\pi f_{cs})^2} [s^2] \dots\dots\dots (付2)$$

次に、負荷力率 $R/Z_0=1.0$ (純抵抗負荷)の最大負荷電力時(変調率 $H=100\%$)に基本波力率が1.0となるような C_F は次式より求められる。

$$C_F = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{1}{\zeta^2 - \omega_s^2}} [F] \dots\dots\dots (付3)$$

ただし、 $\omega_s = 2\pi f_s$ [rad/s] (電源の角周波数) によって、 L_F は(付2)式より得られる。

板子 一隆

(正員) 1966年6月10日生。1991年日本大学大学院工学研究科博士前期課程電気工学専攻修了。同年神奈川工科大学工学部電気電子工学科助手、現在に至る。1999年8月~2000年8月ブラウンシュヴァイク工科大学客員研究員(ドイツ)。博士(工学)。主としてパワーエレクトロニクスの研究に従事。電気学会、電気設備学会、日本太陽エネルギー学会、IEEE 会員。

森 武昭

(正員) 1944年9月6日生。1969年芝浦工業大学工学研究科電気工学専攻修士課程修了。1970年上智大学理工学部電気電子工学科助手。1981年幾徳工業大学(現、神奈川工科大学)電気工学科講師、1983年同助教授、1987年同教授、現在に至る。工学博士(京都大学)。電力線からの誘導障害、高調波低減対策、自然エネルギーの実用化などの研究に従事。電気学会、電気設備学会、日本太陽エネルギー学会、IEEE 会員。