

一般研究課題 地球温暖化防止推進における電力送配電システムの
対応技術に関する研究
助成研究者 名古屋工業大学 竹下 隆晴



地球温暖化防止推進における電力送配電システムの 対応技術に関する研究

竹下 隆晴
(名古屋工業大学)

Corresponding Technology in Power Transmission and Distribution System to Suppress Global Warming

Takaharu Takeshita
(Nagoya Institute of Technology)

This paper presents a control scheme of the shunt active filters using the source current detection to suppress the source current harmonics. The proposed control scheme can minimize the source current harmonics under the given active filter capacity, which can be realized by adjusting the magnitude and phase of the compensation current using the complex compensation gains in the frequency domain. The effectiveness of the proposed control scheme has been verified by experiments. As a result, the good effect on the compensation for the source harmonic currents in the proposed control scheme is obtained compared with that in the conventional one.

キーワード：アクティブフィルタ，電源電流検出，複素ゲイン，特定高調波検出

1. まえがき

地球環境の悪化を防止するために、地球温暖化防止京都会議(COP3)で、我が国は2008～2012年の期間に1990年対比で温室効果ガスの発生を6%削減する「京都議定書」に調印し、批准している。これを受けて、電気・熱エネルギーの非化石エネルギー源による発生と合理的な使用が産業・民生・運輸部門でそれぞれ進められている。本研究では、地球温暖化防止推進に伴う電力送配電システムでの対応技術として以下の3項目を実施し、参考文献^{1)～3)}の成果を発表している。

(1) UPFC(Unified Power Flow Controller)を用いた電力送電制御の確立

送電線路における電力損失低減を目的として、ループ系統の送電電力制御機能も持つ UPFC の設計法と変換器容量を明らかにしている¹⁾。

(2) 高効率機器増加に伴う高調波増加の対策技術の確立

エネルギーの合理的な使用の観点から半導体電力素子を用いた高効率機器が急速に増加している。これら機器から流出する高調波電流による高調波障害を低減するためのアクティブフィルタ(APF)の制御方式を確立している²⁾。

(3) 分散型電源増加に伴う配電系統の電圧安定技術の確立

太陽光発電などの非化石エネルギー源による分散電源増加に伴う配電系統の高調波電圧対策技術を確立している³⁾。

本報告書では、上記3項目の内、早急な対応が必要である第2項目の高調波対策技術の詳細を述べる。

家電製品から産業機器に至るまで、ダイオードなどの半導体電力素子を用いた小型で高効率な電気機器が普及している。これら半導体電力素子を用いた電気機器は、その利便性の一方、電力系統に障害電流である高調波電流を流出し、電力システムにおける低周波電磁環境問題を引き起こしている。典型的な高調波障害として、平成6年の名古屋市科学館火災が良く知られている。電力システムの低周波電磁環境改善のために、平成6年に通産省資源エネルギー庁より「高調波ガイドライン」が制定され、高圧需要家と家電・汎用品から流出する高調波電流の抑制指針が示されている。このガイドラインにより、高調波による高圧受電設備の障害は、一時的には減少したものの、半導体電力素子を用いた機器の急激な増加に伴って、再び年間約100件程度に増加しており、電力システムにおける低周波電磁環境改善の早急な対応が必要になっている。

高調波障害の顕在化と共に、高調波抑制装置であるAPFの各種研究が進められている。APFはその用途に応じて、高調波電流を発生する特定機器に取り付けられる「特定負荷用APF」、需要家から配電系統へ流出高調波電流を一括補償する「需要家用APF」、配電系統の高調波電圧を一括補償する「配電系統用APF」の三種類に分類される。特定負荷用APFは、最も多く普及しているAPFであり、負荷電流検出方式が用いられている。しかしながら、高調波発生機器ごとに取り付けなければならないので不経済である。最近では、複数台の高調波発生機器の高調波電流を一括補償する需要家用APFの研究が進められており、電源電流検出方式が用いられている。配電系統用APF⁴⁾は、その経費負担の問題から現状において実用化されていない状況である。

このような状況の基で、本研究では、電源電流検出方式による需要家用APFの制御法を扱っている。需要家用APFでは、負荷側に力率改善用コンデンサやパッシブな高調波フィルタが接続され、負荷インピーダンスが高調波に対して低くなる場合に制御系が不安定になることがある。この対策として、負荷高調波電流を外乱オブザーバにて検出し、高調波補償特性を改善する方法が提案されている⁵⁾。

本論文では、需要家用APFとして要求される性能として、負荷変化などによる過渡的に高調波電流が増加するなどの短時間の高調波による機器の障害はほとんどないとして、定常的な高調波補償を行い、さらに、対象高調波として、特に問題となる低次高調波である5,7,11,13次高調波電流の補償のみを取り扱う。このような条件の下で、APFの出力する補償電流値が一定の場合に、需要家が

ら配電系統へ流出する高調波電流を最小にする各高調波次数ごとの補償電流位相を与える方式である。具体的には、検出した電源高調波電流を周波数領域に変換し、補償ゲインを複素数として与える方式で、補償ゲインの最適位相とその決定法を明らかにしている。提案方式により、変換器容量一定のもとで、補償効果と制御系の安定性を共に改善できる。試作システムを用いた実験より提案方式の有用性を確認している。

2. 電源電流検出方式アクティブフィルタ

2.1 電源電流検出方式

図1は需要家の縮小モデルである。需要家の受電電圧 v_t は、三相電圧源 v_s を変圧器の漏れや線路のインダクタンス L_s と抵抗 R_s を介して得られる。需要家の受電端には、APFと基本波力率改善用進相コンデンサが並列に設置されている。需要家の負荷としては高調波発生負荷の代表として、コンデンサインプット形のダイオード整流回路を用いている。

需要家用APFは、系統へ流出する高調波電流を低減するために、一般的に、電源電流 i_s からその基本波成分 i_{sf} を差し引いて、系統側へ流出する高調波電流 i_{sh} を、

$$i_{sh} = -(i_s - i_{sf}) \dots\dots\dots (1)$$

と検出し、補償ゲイン K を用いて補償電流 i_{ch} を次式で与える。

$$i_{ch} = -K i_{sh} \dots\dots\dots (2)$$

図2は高調波に対する等価回路であり、添え字“ h ”は高調波成分を示している。APFは電流源で表し、 $Z_s (=R_s + j L_s)$ は系統インピーダンス、 $Z_L (=1/j C)$ は進相コンデンサのインピーダンスである。三相電圧源と高調波発生負荷の高調波成分をそれぞれ高調波電圧源 v_{sh} と高調波電流源 i_{Loh} で表している。

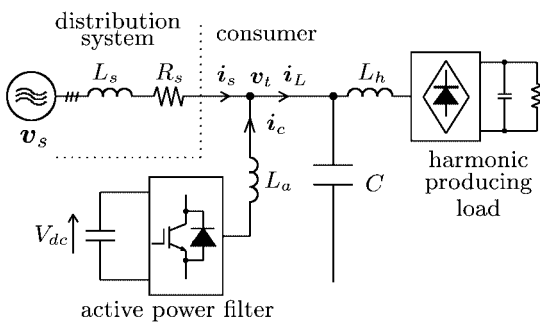


図1 需要家モデル
Fig.1. Consumer model

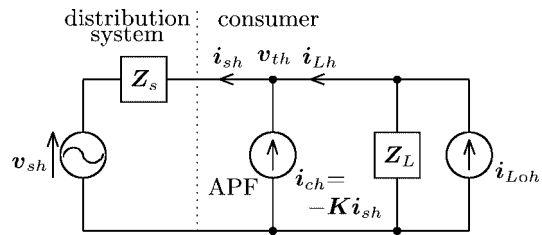


図2 高調波に対する等価回路
Fig.2. Equivalent circuit for harmonics.

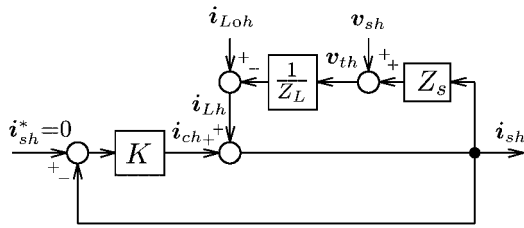


図3 等価回路のブロック線図
Fig.3. Block diagram of equivalent circuit.

Table 1. Circuit constants

L_s	1.2 mH	0.039 p.u.
R_s	0.3 Ω	0.026 p.u.
C	75 μ F	0.326 p.u.
(1 p.u.=3.46 kVA)		

表1 回路定数
Table 1. Circuit constants

図3は、図2の高調波に対する等価回路のブロック線図である。これより、電源電流 i_{sh} は次式で表される。

$$i_{sh} = \frac{-v_{sh} + Z_L i_{L0h}}{Z_s + Z_L + K Z_L} \dots\dots\dots (3)$$

$$= \frac{-\frac{v_{sh}}{Z_L} + i_{L0h}}{\frac{Z_s + Z_L}{Z_L} + K} \dots\dots\dots (4)$$

また、このブロック線図の一巡伝達関数 G_o は次式で記せる。

$$G_o(s) = K \frac{Z_L}{Z_s + Z_L} \dots\dots\dots (5)$$

2.2 安定性

一巡伝達関数 G_o には、系統インピーダンスおよび負荷インピーダンスが含まれ、その特性が制御系の安定性を左右する。図4のボード線図の実線は、表1の回路定数を用い、 $K=10$ としたときの一巡伝達関数 G_o である。広い帯域で高いゲインが得られているが、共振周波数（530Hz）より高い周波数では位相が180近く遅れており、位相余裕が殆どない状態である。実際には制御処理に伴うむだ時間遅れにより不安定になる場合がある。

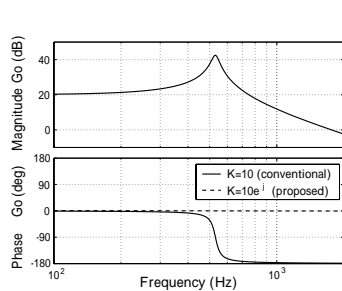
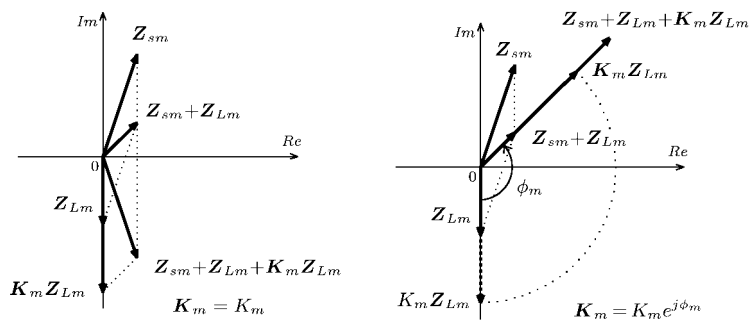


図4 一巡伝達特性
Fig. 4. Frequency characteristics of open-loop transfer function



(a) Conventional control scheme (b) Proposed control scheme

図5 複素ゲイン制御法の原理
Fig. 5. Principle of complex-number-gain control

3. 複素ゲイン制御法

3.1 複素ゲイン制御の原理

提案する複素ゲイン方式は、大きさ一定の補償ゲイン K のもとで、その位相の調整により電源電流高調波 i_{sh} を最小にすると共に、制御系の安定性を改善する方式である。従来法と提案法を比較し、提案法の原理を説明する。

(3)式の電源電流高調波 i_{sh} は、APFの補償ゲイン K によって決まるので、(3)式の分母について考える。図5(a)は、従来法における(3)式の m 次調波の分母インピーダンスのベクトル関係で、添え字 " m " は m 次調波を意味する。補償ゲイン $K_m (=K_m)$ は実数であり、 $Z_{sm}+Z_{Lm}$ と $K_m Z_{Lm}$ に位相差があり、(3)式の分母の大きさ $|Z_{sm}+Z_{Lm}+K_m Z_{Lm}|$ において、次式の不等式が成り立つ。

$$|Z_{sm} + Z_{Lm} + K_m Z_{Lm}| \leq |Z_{sm} + Z_{Lm}| + |K_m Z_{Lm}| \dots\dots\dots (6)$$

(3)式の分母の大きさが最大するとき、電源電流高調波 i_{sh} は最小になる。ゲインの大きさ $|K_m|$ が一定のもとでは、(6)式の等号が成立するときに(3)式の分母の大きさが最大になるが、従来法では $Z_{sm}+Z_{Lm}$ と $K_m Z_{Lm}$ の位相が異なるので、(6)式の等号は成立しない。提案法式では、等号が成立するように補償位相角 ϕ_m を用いて補償ゲイン K_m を、

$$K_m = K_m e^{j\phi_m} \dots\dots\dots (7)$$

と複素数で与える方式であり、(3)式の m 次調波の分母インピーダンスのベクトル関係を図5(b)に示す。(8)式に示すように、 $Z_{sm}+Z_{Lm}$ と Z_{Lm} の位相差を ϕ_m と与えれば、 $Z_{sm}+Z_{Lm}$ と $K_m Z_{Lm}$ が同位相になり、(6)式の等号が成立する。このとき、ゲインの大きさ $|K_m|$ 一定のもとで、電源電流の第 m 次高調波 i_{sm} を最も抑制できる。

$$\phi_m = \arg(Z_{sm} + Z_{Lm}) - \arg Z_{Lm} = \arg\left(\frac{Z_{sm} + Z_{Lm}}{Z_{Lm}}\right) \dots\dots\dots (8)$$

3.2 補償位相角の計算

第 m 次高調波電流 i_{shm} を最小にする補償位相角 ϕ_m を、コントローラで検出している電源高調波電流 i_{sm} および補償電流 i_{cm} を用いて求める方法を説明する。第 m 次高調波に対して、図2の高調波等価回路から、次式が得られる。

$$\begin{aligned} v_{sm} &= -Z_{sm}i_{sm} + Z_{Lm}(i_{Lom} + i_{cm} - i_{sm}) \\ v_{sm} - Z_{Lm}i_{Lom} &= -(Z_{sm} + Z_{Lm})i_{sm} + Z_{Lm}i_{cm} \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

ここで、補償ゲイン K_m を変更して補償電流 i_{cm} を変化させ、 i_{cm} が $i_{cm} + \Delta i_{cm}$ になり、このとき、電源高調波電流 i_{sm} が $i_{sm} + \Delta i_{sm}$ になったとすると、(9)式から次式が得られる。

$$v_{sm} - Z_{Lm}i_{Lom} = -(Z_{sm} + Z_{Lm})(i_{sm} + \Delta i_{sm}) + Z_{Lm}(i_{cm} + \Delta i_{cm}) \dots\dots\dots (10)$$

(9)、(10)式から誤差方程式を求めると、

$$\frac{Z_{sm} + Z_{Lm}}{Z_{Lm}} = \frac{\Delta i_{cm}}{\Delta i_{sm}} \dots\dots\dots (11)$$

が得られ、(8)式の ϕ_m は次式で求められる。

$$\phi_m = \arg\left(\frac{\Delta i_{cm}}{\Delta i_{sm}}\right) \dots\dots\dots (12)$$

3.3 安定性の改善

提案方式の複素ゲイン K_m を用いたとき、第 m 次高調波の角周波数 ω_m における一巡伝達関数 $G_o(j\omega_m)$ は、(5)、(7)、(8)式を用いて、次式で得られる。

$$G_o(j\omega_m) = K_m \frac{Z_{Lm}}{Z_{sm} + Z_{Lm}} = K_m \left| \frac{Z_{Lm}}{Z_{sm} + Z_{Lm}} \right| e^{j0} \dots \dots \dots (13)$$

(13)式から明らかなように、提案法式は一巡伝達関数 $G_o(j_m)$ のゲイン特性を変化させずに、位相特性を零に改善する制御方式である。図4の一巡伝達関数 G_o の破線は、提案制御方式を全周波数帯域で実施した理想的な場合で、全周波数帯域で位相が零になるので、制御系の安定性が改善される。

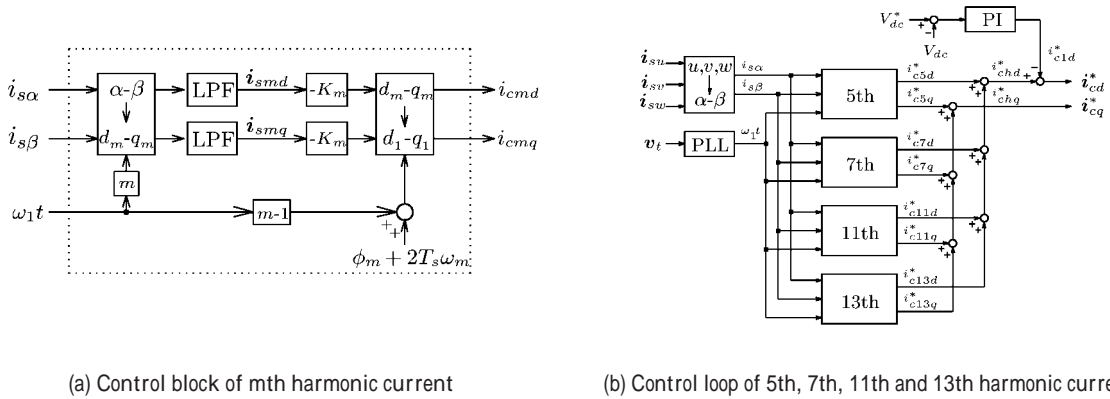


図6 特定高調波検出を用いた高調波電流制御ブロック
Fig. 6. Control block of harmonic currents using specific harmonic detection

4. 実用的な制御系の構成法

4.1 特定高調波検出法による制御系

実用的な制御法を考えた場合、全周波数領域で位相を零にする必要はなく、低次高調波成分のみに対して制御をすれば良く、特定高調波検出方式を適用した制御法を提案している。図6(a)は第 m 次高調波に対する制御ブロック図である。電源電流 i_s を次式を用いて静止座標である α 座標へ変換し、 $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ を得る。

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (14)$$

第 m 次高調波を直流量として得るために、電源角周波数 ω_1 に対して角周波数 $m\omega_1$ で回転する d_m - q_m 座標へ i_s , i_s を次式のように変換し、 i_{smd} , i_{smq} を得る。

$$\begin{bmatrix} i_{smd} \\ i_{smq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos m\omega_1 t & \sin m\omega_1 t \\ -\sin m\omega_1 t & \cos m\omega_1 t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (15)$$

さらに、カットオフ周波数 ω_{cm} のローパスフィルタ(LPF)により、変動分を除去し、第 m 次高調波成分を直流量として i_{smd} , i_{smq} を抽出する。 i_{smd} , i_{smq} に補償ゲイン $-K_m$ を乗じて、補償電流 i_c の制御のために電源角周波数 ω_1 で回転する d - q 座標で行うが、この座標変換にて補償位相 ϕ_m および制御周期 T_s のサンプル値制御に伴う2サンプル遅れ $2T_s$ による位相補償 $2\phi_m + 2\omega_m T_s$ を考慮して、次式で d - q 座標上の補償電流指令値 i_{cmd}^* , i_{cmq}^* を得る。

$$\begin{bmatrix} i_{cmd} \\ i_{cmq} \end{bmatrix} = -K_m \begin{bmatrix} \cos\{(m-1)\omega_1 t + \phi_m + 2\omega_m T_s\} \\ \sin\{(m-1)\omega_1 t + \phi_m + 2\omega_m T_s\} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{smd} \\ i_{smq} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (16)$$

	x	y	$ x \geq 2 y $	$ y \geq 2 x $	ϕ
I	+		T	F	$\frac{y}{x}$
II		+	F	T	$-\frac{x}{y} + \frac{\pi}{2}$
III	-		T	F	$\frac{y}{x} + \pi$
IV		-	F	T	$-\frac{x}{y} + \frac{3\pi}{2}$
I'	+	+	F	F	$\frac{-x+y}{x+y} + \frac{\pi}{4}$
II'	-	+	F	F	$\frac{x+y}{x-y} + \frac{3\pi}{4}$
III'	-	-	F	F	$\frac{x-y}{x+y} + \frac{5\pi}{4}$
IV'	+	-	F	F	$\frac{x+y}{x-y} + \frac{7\pi}{4}$

表2 補償位相の計算法
Table 2. Calculations of compensation angle

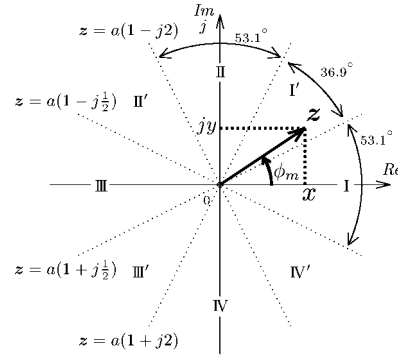


図7 複素数zの存在領域
Fig. 7. Existence regions of complex number z

図6(b)は、5,7,11,13次高調波電流に対する制御制御系の構成である。5,11次は逆相のため $m = -5$, $m = -11$ と、7,13次は正相のため $m = 7, m = 13$ とそれぞれ設定している。 d - q 座標上で各高調波次数の補償電流を加算し、高調波補償電流指令値 i_{chd}^* , i_{chq}^* が得られる。APFの直流電圧 V_{dc} の制御系から得られる基本波電流指令値 i_{cid}^* を d 軸高調波補償電流に加算して補償電流指令値 $i_{cd}^*(=i_{chd}^*+i_{cid}^*)$, $i_{cq}^*(=i_{chq}^*)$ が得られる。

4.2 補償位相角の選定

数秒以下の短時間では、機器の高調波による障害はほとんどないとし、本稿では定常状態における高調波電流の抑制を前提として補償位相角 ϕ_m の選定法を説明する。

(4)式により第 m 次高調波に対する補償位相 ϕ_m を求めるためには、補償電流 i_{cm} を変化させる必要があり、ゲイン K_m を K_{m+} , K_{m-} に変更したことによる電流変化量 $\Delta i_{cm}(=i_{cmr}+j i_{cmi})$ と $\Delta i_{sm}(=i_{smr}+j i_{smi})$ を計測する。(4)式により ϕ_m は以下のように得られる。

$$\phi_m = \arg \left(\frac{\Delta i_{cm}}{\Delta i_{sm}} \right) = \arg \left(\frac{z}{\Delta i_{smr}^2 + \Delta i_{smi}^2} \right) = \arg z \quad \dots \quad (17)$$

ただし、 z は次式で与えられる。

$$z = x + jy \quad \dots \quad (18)$$

$$x = \Delta i_{cmr} \Delta i_{smr} + \Delta i_{cmi} \Delta i_{smi}$$

$$y = -\Delta i_{cmr} \Delta i_{smi} + \Delta i_{cmi} \Delta i_{smr}$$

ϕ_m は複素数 z の偏角であり、図7に示すように、原点を通る傾き $\pm 1/2$, ± 2 の直線で区分される領域1~4, 1'~4'のいずれに z が存在するかを、表2に基づいて、 x と y の符号、不等式 $|x| \geq 2|y|$ と $|y| \geq 2|x|$ を満足するかにより判断する。それぞれの領域に対して ϕ_m の近似計算をする。たとえば、領域1に z が存在する場合には、次式の近似計算により ϕ_m が得られる。

$$\phi_m = \tan^{-1} \frac{y}{x} \simeq \frac{y}{x} \quad \dots \quad (19)$$

領域1'に z が存在する場合には、近似の精度改善のため z を $-\pi/4$ 回転させた $ze^{-j\pi/4}$

$$ze^{-j\pi/4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \{(x+y) - j(-x+y)\} \quad \dots \quad (20)$$

の偏角に $\pi/4$ を加算して、 ϕ_m を次式で得る。

$$\phi_m = \tan^{-1} \frac{-x+y}{x+y} + \frac{\pi}{4} \simeq \frac{-x+y}{x+y} + \frac{\pi}{4} \quad \dots \quad (21)$$

4.3 安定性

図6(a)の第 m 次高調波制御の座標上の伝達特性 K_m は、

$$K_m(s) = K_m \frac{\omega_{cm}}{s - j\omega_m + \omega_{cm}} e^{j(\phi_m + 2T_s \omega_m)} \dots\dots\dots (22)$$

と得られる。同図(b)の5,7,11,13次高調波電流に対する制御制御系を構成した場合の(5)式の開ループ伝達特性 G_o は、

$$G_o(s) = (K_{-5} + K_7 + K_{-11} + K_{13}) \frac{Z_L}{Z_s + Z_L} \dots\dots\dots (23)$$

で与えられる。

m	ω_{cm} rad/s	K_m	ϕ_m deg
-5	1	10	3.6
7	1	10	9.0
-11	1	10	170.3
13	1	10	174.6

($\omega_1 = 2\pi \times 60$ rad/s)

表3 制御系の補償ゲインと位相

Table 3. Compensation gains and phases in control

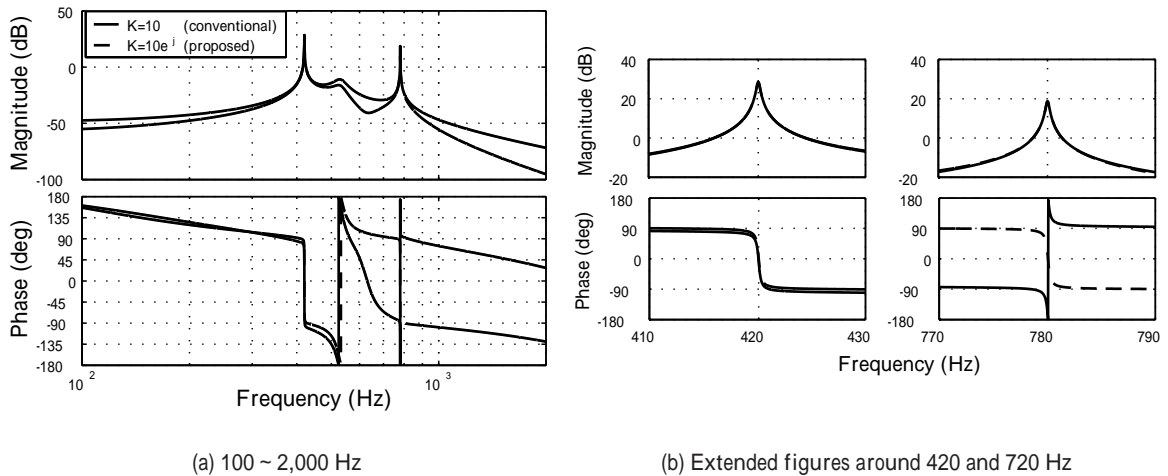


図8 一巡伝達関数の正相特性
Fig. 8. Positive-phase-sequence characteristics of open-loop transfer function

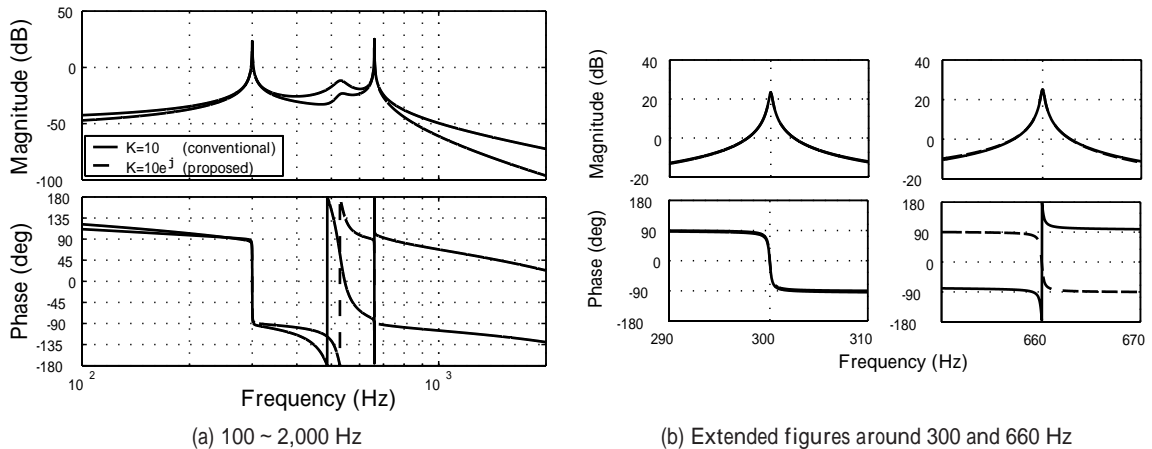


図9 一巡伝達関数の逆相特性
Fig. 9. Negative-phase-sequence characteristics of open-loop transfer function

表1の回路定数と表3の制御系の設定パラメータを用い、(23)式の一巡伝達関数 G_o のボード線図を図8、9に示す。図8は正相成分を、図9は逆相成分をそれぞれ示し、実線は従来法の $m=0$ の場合で、波線が提案法で表3の m を用いた場合である。図8(a)は、正相成分の100~2,000Hzの周波数特性を示したもので、同図(b)は第7次高調波(420Hz)と第13次高調波(780Hz)近傍の拡大図である。実線で示される従来法の420Hzにおいてゲイン27dB、位相-9deg、また、780Hzにおいてゲイン20dB、位相-175degが得られており、図4のそれぞれの周波数における値と一致している。780Hzの拡大図から、位相余裕が負になっており、不安定になっていることがわかる。提案法では、420,780Hz近傍において従来法とゲインはほとんど同じ値であるが、位相が420,780Hzで0degに変更されている。この結果、780Hz近傍において安定化されていることがわかる。図9の逆相成分についても同様に、第11次高調波(660Hz)において従来法では不安定であるが、提案法により安定化されていることがわかる。

5. 試作システムによる検証

5.1 試作システム

図10に200V,3.46kVAベースの試作システム構成を示す。線間電圧200V,60Hzの三相平衡電源を用いて正弦波波形を出力している。高調波発生負荷にコンデンサインプット形ダイオード整流回路を用いており、消費電力は3kWである。75 μ Fの進相コンデンサは、系統リアクトルと約8.8次(530Hz)で共振点を持つ。コントローラには浮動小数点型DSP(TI社:TMS320VC33,150MFLOPS)を用いており、制御周期 $T_s=50\mu$ s、PWMスイッチング周波数 $f_s=10$ kHzで動作させている。

5.2 実験

補償前の波形を図11に示す。高調波含有率は、5次32.9%、7次17.8%、11次7.1%、13次1.6%で、THDは38.2%となっている。従来法の実験波形を図12に示し、その高調波解析結果を図13に示す。このとき、5,7次では $K=10$ とし、不安定となる11,13次ではゲインを高く取れず $K=2.5$ としている。電流波形、解析結果から明らかなように11,13次成分が拡大し、制御系が不安定になっている。

複素ゲインとする提案法の実験波形を図14に示し、その高調波解析結果を図15に示す。このときは、5,7,11,13次全て $K=10$ としている。また、ゲイン位相角 ϕ_{Km} は、表4の Z_{sm} 、 Z_{Lm} より計算し、 $\phi_{K5}=3.9^\circ$ 、 $\phi_{K7}=14.3^\circ$ 、 $\phi_{K11}=155.8^\circ$ 、 $\phi_{K13}=163.3^\circ$ としている。複素ゲインを用いることにより不安定は解消されている。電源電流の高調波含有率は5次2.41%、7次1.19%、11次0.35%、13次0.31%で、THDが2.95%と良好な補償特性が得られている。

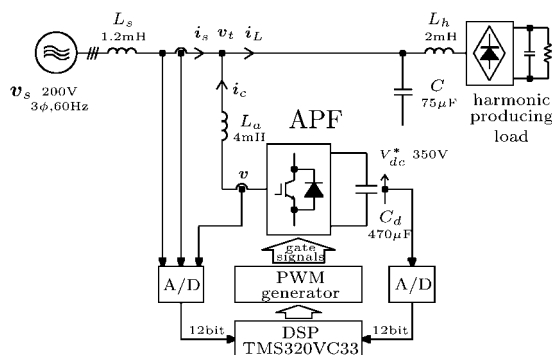


図10 試作システムの構成
Fig. 10. Experimental system configuration.

	$Z_{sm} [\Omega]$	$Z_{Lm} [\Omega]$	$Z_{sm} + Z_{Lm} [\Omega]$	$\phi_{Km} [^\circ]$
5th	0.33+j2.26	-j7.07	0.33-j4.81	3.9
7th	0.48+j3.17	-j5.05	0.48-j1.89	14.3
11th	0.79+j4.98	-j3.22	0.79+j1.76	155.8
13th	0.95+j5.88	-j2.72	0.95+j3.16	163.3

表4 インピーダンス Z_{sm} 、 Z_{Lm} とゲイン位相角 ϕ_{Km}
Table 4. Impedances Z_{sm} , Z_{Lm} and gain phaseangle ϕ_{Km} .

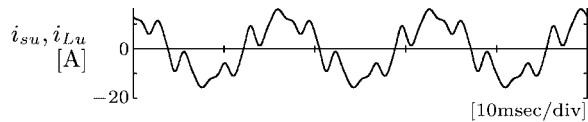


図11 補償前の電流波形
Fig. 11. Current waveform without APF.

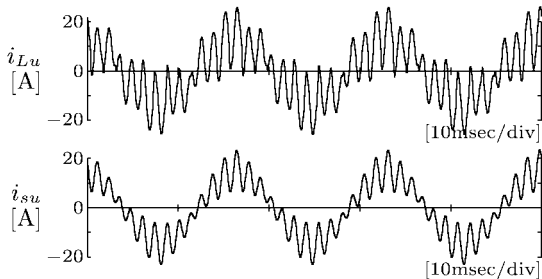


図12 従来法の電流波形
Fig. 12. Current waveforms using conventional control scheme.

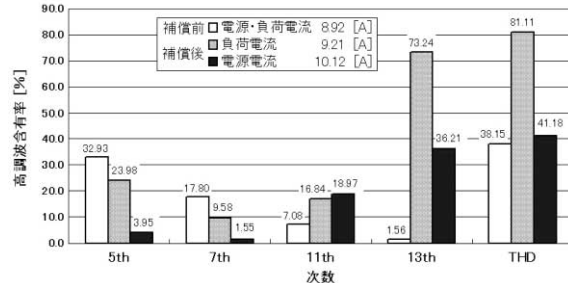


図13 従来法の高調波解析結果
Fig. 13. Harmonic analysis results using conventional control scheme.

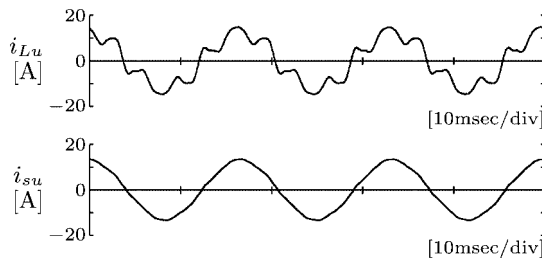


図14 提案法の電流波形
Fig. 14. Current waveforms using proposed control scheme.

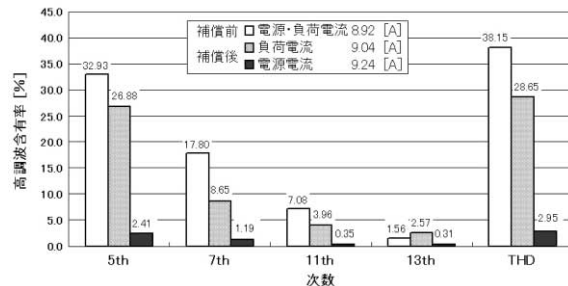


図15 提案法の高調波解析結果
Fig. 15. Harmonic analysis results using proposed control scheme.

6.まとめ

電源電流検出方式による需要家用APFの制御法において、高い補償特性と制御系の安定性改善のために、対象高調波として特に問題となる5,7,11,13次低次高調波電流のみを取り扱い、さらに、補償ゲインを複素数とする制御法を提案している。この結果、需要家から配電系統へ流出する高調波電流を最小でき、負荷側に力率改善用コンデンサやパッシブな高調波フィルタが接続される場合にも、安定で良好な高調波電流の補償特性が得られることを、理論および試作システムによる実験より確認している。

謝 辞

本研究は、日比科学技術振興財団の援助により行ったものである。ここに記して謝意を述べる次第である。

文献

- 1) 大石祐二郎, 仙石憲司, 竹下隆晴, 松井信行, 藤田秀紀: 「UPFCの変換器容量の設計と構成」, 電気学会半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究会, SPC-04-84, IEA-04-11, 2004年6月
- 2) 宮崎重之, 竹下隆晴, 松井信行: 「複素ゲインを用いた電源電流検出方式アクティブフィルタの制御」, 電気学会半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究会, SPC-03-143, IEA-03-55, pp.57-62, 2003年11月

- 3) T.Takeshita, N.Matsui :“ Current Waveform Control of PWM Converter System for Harmonic Suppression on Distribution System ”, IEEE Transactions on Industrial Electronics , Vol.50, No.6,pp.1134-1139,2003年12月
- 4) 赤木：「配電系統に設置する並列形アクティブフィルタの制御法と設置点について」, 電気学会論文誌D , vol.116 , no.3 , pp.1388-1396 , 平成8年
- 5) 浜崎, 河村, 藤本, 徳田：「並列形アクティブフィルタの電源電流検出方式による高調波補償効果」, 平 10 電気学会産業部門全国大会 , 235 , pp.165-166
- 6) 伊藤, 竹下, 松井：「特定高調波検出方式によるアクティブフィルタの制御特性」, 平14電気学会半導体電力変換研究会 , SPC-02-107 , pp.65-70
- 7) 伊藤, 宮地, 竹下, 松井：「補償電流位相を制御する電源電流検出方式アクティブフィルタ」, 平15電気学会全国大会 , No4 , pp.295-296