



Title	DSP制御による情報通信用アクティブフィルタに関する研究
Author(s)	押方, 哲也
Citation	(2007-03-20)
Issue Date	2007-03-20
URL	http://hdl.handle.net/10069/7347
Right	

This document is downloaded at: 2020-10-24T06:56:02Z

第 2 章 単相部分共振形アクティブフィルタ

2.1 まえがき

近年，インターネットや携帯電話の普及に伴い，情報通信システムの信頼性が非常に重要となっている。特に，電源システムは，情報通信システムにおける信頼性の向上に重要な役割を果たしている。また，信頼性だけでなく，電力効率，EMI ノイズなどに対しても厳しい要求がある。^{(15)・(17)} これらの要求を満たすために，分散供給方式^{(18)・(20)}が情報通信ビルに広く利用されている。図 2.1 に提案している分散供給方式の電源と情報通信システムの信頼性向上のためのモニタリングシステムの構成を示す。DC-DC コンバータでは，通常，平滑用キャパシタとして大容量のキャパシタが使用されており，この平滑用キャパシタに非常に大きなパルス状の電流が流れ込むため，入力力率および入力電流歪率が悪化する。この問題を解決するために情報通信用電源システムではアクティブフィルタ方式^{(21)・(23)}が使用されている。

このアクティブフィルタ方式では，電力効率およびスイッチングノイズの低減が求められる。そこで，新しい部分共振形アクティブフィルタを用いることにより⁽²⁴⁾，これらの要求を実現している。さらに，DSP(Digital Signal Processor)によるデジタル PWM 制御回路を適用することで，操作性，柔軟性，入力力率および入力電流歪率の改善を図っている。この DSP によるデジタル PWM 制御回路は，優れた通信能力を持っているため，検出した電圧，電流および温度などの情報をネットワークを通じてオペレーションセンターに送ることが可能である。

本章では，入力力率および入力電流歪率改善のための DSP 制御による部分共振形アクティブフィルタの静特性および動特性について検討し，これらの特性に最も大きな影響を及ぼす DSP 制御回路の出力電圧および入力電流に対する比例感度の最適な値を求める。まず，部分共振形アクティブフィルタおよび DSP を用いた制御回路の回路構成および動作について述べる。次に，その伝達関数を導出することにより，出力電圧および入力電流に対する比例感度を各回路パラメータの関数として表すとともに系全体の安定限界を求める。最後に，静特性および動特性について実験的に考察し，出力電圧およ

び入力電流に対する比例感度と出力電圧安定化特性，入力力率，入力電流歪率および過渡特性などの動作特性との関係について明らかにした。以上の議論から，最適な制御パラメータを決定し，DSP 制御によるアクティブフィルタを用いることにより，良好な過渡特性，0.99 以上の入力力率および 1.1% 以下の入力電流歪率を容易に実現できることを示した。

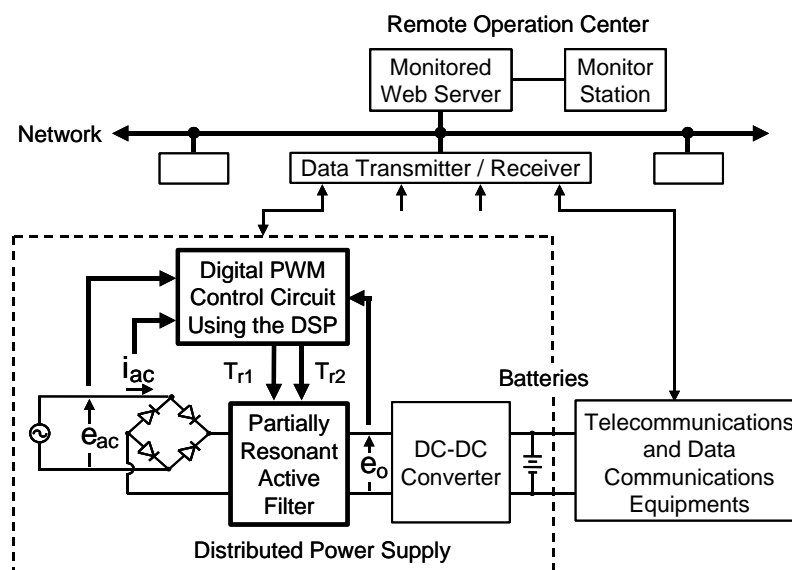


図 2.1 分散供給方式電源およびモニタリングシステムの構成図

2.2 回路構成

2.2.1 部分共振形アクティブフィルタ

図 2.2 は提案している部分共振形アクティブフィルタの基本回路構成図である。この回路は商用交流電源 e_{ac} 、全波整流器、昇圧形コンバータおよび共振回路により構成されるアクティブフィルタ、デジタル PWM 制御回路およびドライブ回路から構成されている。このアクティブフィルタでは、リアクトル L 、出力ダイオード D 、出力電圧平滑用キャパシタ C 、主スイッチ T_{r1} 、負荷 R により構成されている昇圧形 AC-DC コンバータに、共振インダクタ L_r 、共振キャパシタ C_r 、トランス T 、補助スイッチ T_{r2} および T の二次側に接続された電力回生用の整流器からなる部分共振回路を付加しソフトスイッチング動作を行わせている。ここで、 n_T は T の 1 次側と 2 次側の巻数の比である。図において i_{ac} は交流入力電流、 i_L はリアクトル L を流れる電流、 i_{Tr1} は主スイッチ T_{r1} のドレイン電流、 i_{Lr} は共振インダクタ L_r を流れる共振電流、 i_D は出力ダイオードを流れる電流、 i_o は負荷電流である。また、図 2.2 では省略されているが、商用交流電源 e_{ac} と全波整流用ダイオードの間に入力フィルタ回路が付加されている。DSP によるデジタル PWM 制御回路には i_L 、 e_i および e_o が送られる。

図 2.3 は、図 2.2 に示すアクティブフィルタの電圧および電流波形の概念図である。ここで、 T_s 、 T_{on1} および T_{off} はそれぞれ T_{r1} のスイッチング周期、オン時間およびオフ時間であり、 T_{on2} は T_{r2} のオン時間である。また、 T_{r2} のゲート駆動信号 V_{GS2} が立ち上がってから遅れ時間 T_d の後に、 T_{r1} のゲート駆動信号 V_{GS1} が立ち上がる。さらに、 T_{r2} がオフの時、 C_r の両端の電圧である主スイッチ T_{r1} のドレイン・ソース間電圧 V_{DS1} は e_o と等しくなっている。 T_{r2} がオンになると、共振電流 i_{Lr} は C_r 、 L_r および T_{r2} のソース・ドレイン間を流れて、 V_{DS1} は e_o から零に減少する。そして V_{DS1} が零になった後、 T_{r1} はターンオンする。以上により、主スイッチ T_{r1} のソフトスイッチングが実現できる。この時、 C_r に蓄えられたエネルギーは、トランス T および整流器を通して、 T_{r2} のオン期間に負荷へ送られる。この

ように、アクティブフィルタの電力効率は、 T_{r1} のソフトスイッチングと C_r に蓄えられたエネルギーの回生により改善される。図 2.3 において、 T_{on2} および T_d は式(2.1)および式(2.2)で表される。

$$T_{on2} = T_d + \frac{n_T L_r I_{Lr}^*}{E_o} \quad (2.1)$$

$$T_d = \frac{I_L L_r}{E_o - E_o/n_T} + \frac{1}{\omega_o} \cos^{-1} \left(\frac{1}{1 - n_T} \right) \quad (2.2)$$

ここで ω_o は次式で表される。

$$\omega_o = 1/\sqrt{L_r C_r} \quad (2.3)$$

ただし、 I_L はリアクトル電流 i_L の実効値、 E_o は出力電圧 e_o の平均値、 I_{Lr}^* は V_{DS1} が零になった時の i_{Lr} の瞬時値である。なお、詳しい動作解析は次章にゆずる。

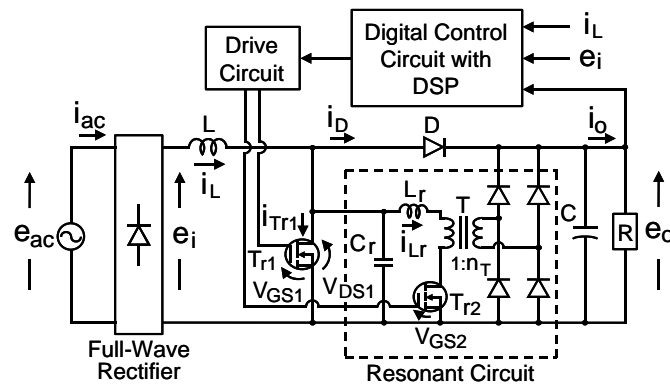


図 2.2 DSP によるデジタル PWM 制御回路を用いた部分共振形アクティブフィルタ

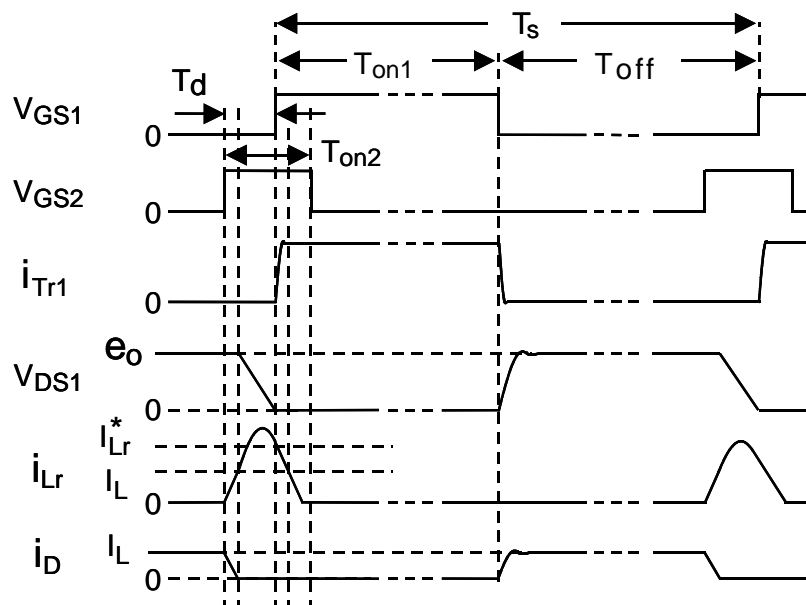


図 2.3 図 2.2 の回路各部の電圧，電流波形の概念図

2.2.2 DSP による PWM 制御回路

図 2.4 に、DSP、前置増幅器、A/D 変換器、ドライブ信号発生回路およびクロック信号発生器から構成されるデジタル PWM 制御回路のブロック図を示す。ここで、 f_{CK} はクロック信号周波数である。デジタル量 NEO 、 NEI および N_{IL} はそれぞれ e_o 、 e_i および i_L の A/D 変換により離散化された値であり、DSP へ送られる。ここで、 n 番目のスイッチング周期における値は、以下の式(2.4)から式(2.6)で表される。

$$NEI_{n-1} = A_{EI} G_{ADEI} e_{i,n-1} \quad (2.4)$$

$$NEO_{n-1} = A_{EO} G_{ADEO} e_{o,n-1} \quad (2.5)$$

$$N_{IL,n-1} = A_{IL} G_{ADIL} i_{L,n-1} \quad (2.6)$$

ただし、 A_{EI} および A_{EO} は入力電圧および出力電圧の検出抵抗による分圧比、 A_{IL} はホール素子の電流対電圧の変換比である。また、 G_{ADEI} 、 G_{ADEO} および G_{ADIL} は、それぞれ図 2.5 における e_i 、 e_o および i_L に対する A/D 変換器の入出力特性の傾きであり、式(2.7)から式(2.9)で表される。

$$G_{ADEI} = \frac{NEI_{max}}{V_{ADmax}} \quad (2.7)$$

$$G_{ADIL} = \frac{N_{ILmax}}{V_{ADmax}} \quad (2.8)$$

$$G_{ADEO} = \frac{NEO_{max}}{V_{ADmax}} \quad (2.9)$$

DSP において、主スイッチのオン時間 T_{on1} に相当するデジタル量 N_{Ton1} は次式により演算される。

$$N_{Ir} = G_1 N_{EI} (N_{Or} - NEO) \quad (2.10)$$

$$N_{Ton1} = G_2 (N_{Ir} - N_{IL}) + N_B \quad (2.11)$$

ただし、 N_{Or} および N_{Ir} はそれぞれ e_o および i_L の目標値に相当するデジタル量であり、 N_B はバイアス値である。また、 N_{Or} は式(2.12)で表される。

$$N_{Or} = A_{EO} G_{ADEO} E_{Or} \quad (2.12)$$

ここでは、デジタル量 N_{EO} に対して移動平均を施すことにより、出力電圧の低周波リップルの影響を除去している。式(2.10)および式 2.(11)より、電流ゲインは G_2 と定義され、式(2.10)を式(2.11)に代入することで式(2.13)が得られる。

$$\begin{aligned} N_{Ton1,n-1} &= G_2 \{ G_1 (N_{Or} - N_{EO,n-1}) N_{EI,n-1} \\ &\quad - N_{IL,n-1} \} + N_B \\ &= G_1 G_2 (N_{Or} - N_{EO,n-1}) N_{EI,n-1} \\ &\quad - G_2 N_{IL,n-1} + N_B \end{aligned} \quad (2.13)$$

式(2.13)より、電圧ゲイン G_{12} は次式で定義される。

$$G_{12} = G_1 \cdot G_2 \quad (2.14)$$

DSP では式(2.13)が演算され、その演算原理図は図 2.6 のように表される。さらに、DSP において N_{Ts} , N_{Ton2} , N_{Td} および N_{AD} は、それぞれスイッチング周期 T_s , T_{r2} のオン時間 T_{on2} , 遅れ時間 T_d および A/D 変換器の変換開始時間 βT_s に相当するデジタル量であり、図 2.7 に示す回路により生成される。ここで、パルス $CK1$ が DSP との同期信号となる。ドライブ信号発生回路では、5つのカウンタと2つのフリップフロップにより高速動作を実現している。

図 2.8 のタイミングチャートに示すように、ゲート信号 V_{GS1} は $F/F\#1$ で生成され、 $CK1$ によりターンオン、 $CK2$ によりターンオフが決定される。同様に、 V_{GS2} は $CK4$ によりターンオン、 $CK3$ によりターンオフが決定される。そして、A/D 変換器は $CK5$ により変換が開始する。ここで、 N_{Ts} , N_{Ton2} , N_{Td} および N_{AD} は次式で表される。

$$N_{Ts} = f_{CK} T_s \quad (2.15)$$

$$N_{Ton2} = \frac{N_{Ts}}{T_s} T_{on2} \quad (2.16)$$

$$N_{Td} = \frac{N_{Ts}}{T_s} T_d \quad (2.17)$$

$$N_{AD} = \beta N_{Ts} \quad (2.18)$$

ただし、 β は次の関係式で定義される。

$$0 < \beta < 1 \quad (2.19)$$

A/D 変換は $(1 - \beta)T_s$ の間に実行される。

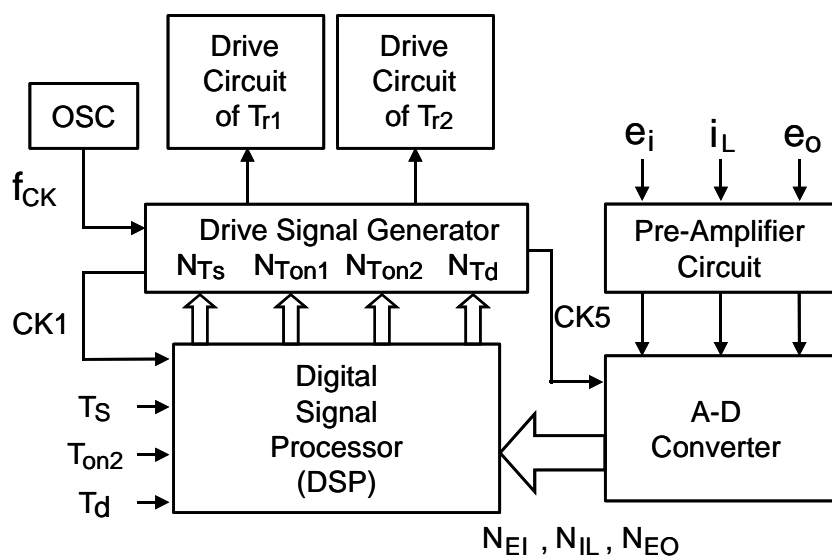


図 2.4 DSP によるデジタル PWM 制御回路のブロック図

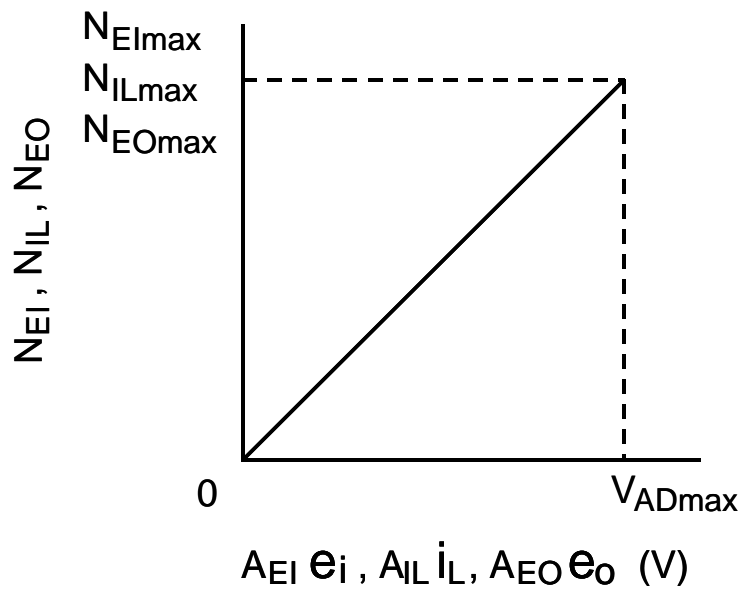


図 2.5 A/D 変換器の入出力特性

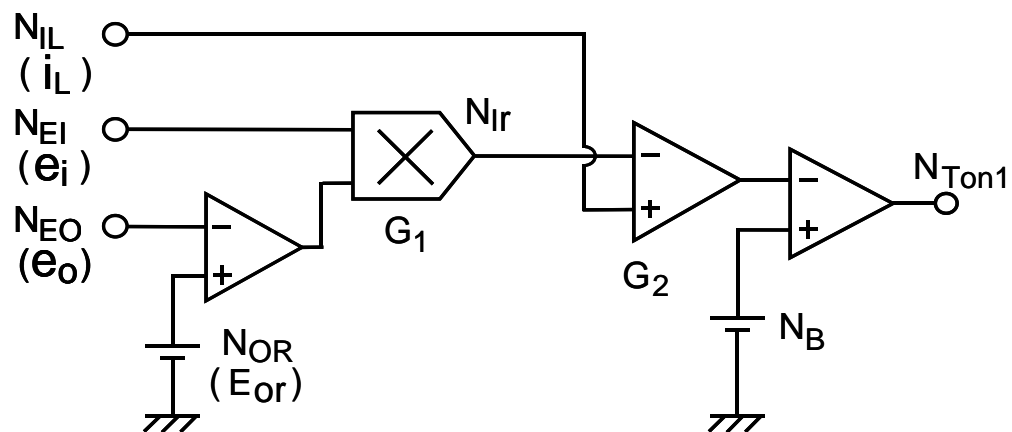


図 2.6 N_{Ton1} の演算処理の原理図

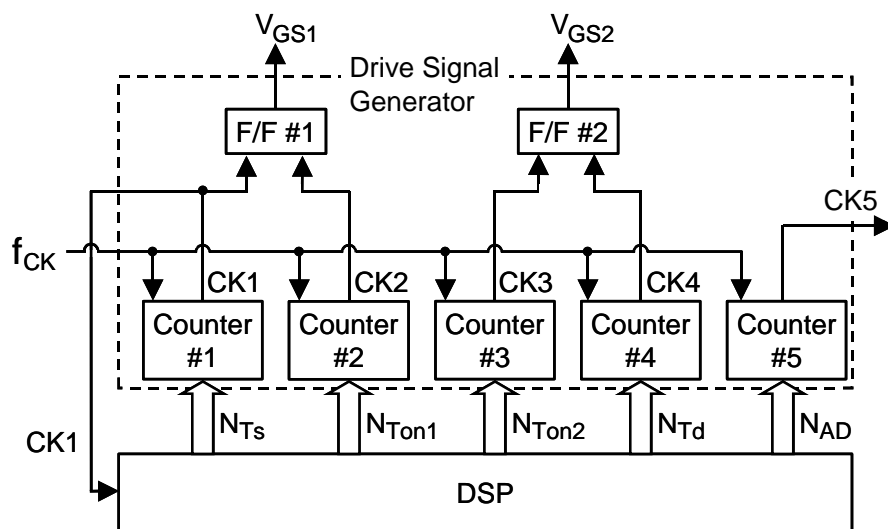


図 2.7 ドライブ信号発生回路の構成図

2.3 伝達関数表示

式(2.13)および出力電圧に対する移動平均より， Tr_1 のオン時間 T_{on1} は次式のように導出される。

$$\begin{aligned}
 NT_{on1,n-1} &= G_2 \left\{ G_1 \left(N_{Or} - \frac{1}{m} \sum_{k=p}^{p+m-1} N_{EOk} \right) N_{EI,n-1} \right. \\
 &\quad \left. - N_{iL,n-1} \right\} + N_B \\
 &= G_1 G_2 \left(N_{Or} - \frac{1}{m} \sum_{k=p}^{p+m-1} N_{EOk} \right) N_{EI,n-1} \\
 &\quad - G_2 N_{iL,n-1} + N_B
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

ここで， m は移動平均を行う場合のサンプル値の個数であり， $NEOp$ は移動平均によるサンプル値系列である。 $T_{on1,ei,iL}$ および e_o の微小変化を ΔT_{on1} , Δe_i , Δi_L および Δe_o とすると，式(2.4)，(2.5)，(2.6)および式(2.20)より，DSP によるデジタル制御回路の伝達関数は，次の式(2.21)のように近似される。(25)

$$\frac{\Delta T_{on1}(s)}{T_s} = H_{PEI} \Delta e_i(s) - H_{PIL} \Delta i_L(s) - \frac{H_{PEO}}{1+s\tau_1} \Delta e_o(s) \tag{2.21}$$

ここで，入力電圧に対する比例感度；

$$H_{PEI} = \frac{G_{12} \left(N_{Or} - \frac{1}{m} \sum_{k=p}^{p+m-1} N_{EOk}^* \right) A_{EI} G_{ADEI}}{NT_s} \tag{2.22}$$

入力電流に対する比例感度；

$$H_{PIL} = \frac{G_2 A_{iL} G_{ADiL}}{NT_s} \tag{2.23}$$

出力電圧に対する比例感度；

$$H_{PEO} = \frac{G_{12} N_{EI}^* A_{EO} G_{ADEO}}{NT_s} \tag{2.24}$$

積分時間；

$$\tau_1 = \frac{m}{0.433(2\pi f_m)} \quad (2.25)$$

である。ただし、 f_m はサンプリング周波数、 $NEOk^*$ および NEI^* は定常平衡値であり、 $\Delta e_i(s)$, $\Delta i_L(s)$ および $\Delta e_o(s)$ はそれぞれ e_i , i_L および e_o の微小変化のラプラス変換である。この制御回路の伝達関数表示のブロック線図は図 2.9 のようになる。

以上の議論および昇圧形アクティブフィルタの平均値等価回路モデル⁽²⁶⁾により、アクティブフィルタとデジタル制御回路をあわせた伝達関数表示は図 2.10 のようになる。この図において、共振回路の動作期間はスイッチング周期に比べて非常に短いため無視している。 τ_2 および τ_3 はそれぞれ i_L および E_o に対応する前置増幅器の時定数である。 r はアクティブフィルタの内部損失である。図 2.10 およびフルビッツの安定判別法により、安定限界は次式で表される。

$$H_{PEO} < \frac{T_{off} T_S \{ (CR - 2\tau_2) H_{PIL} + (CRr + L) / E_o \}}{T_S^2 L + (\tau_1 + \tau_2) (T_{off}^2 R - T_S^2 r)} \quad (2.26)$$

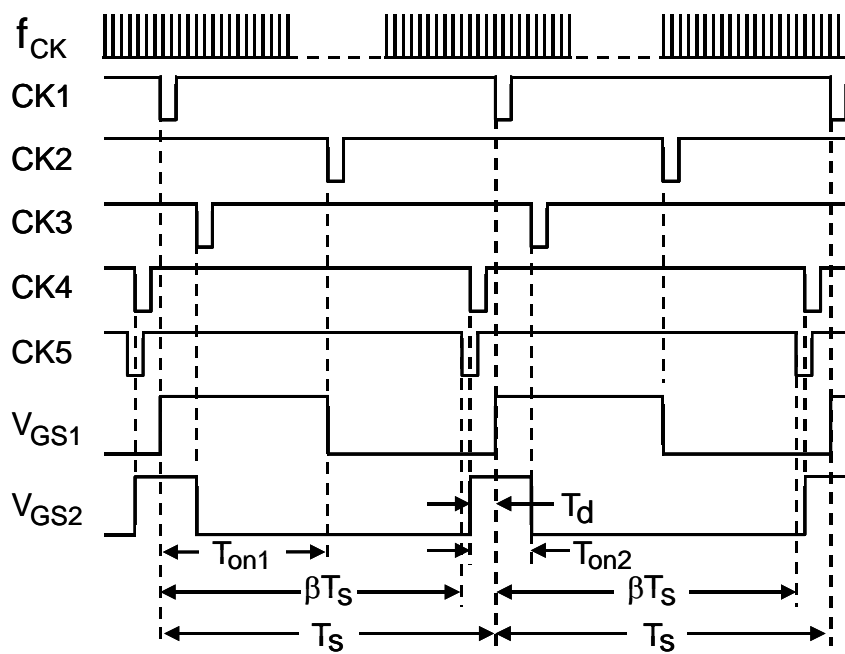


図 2.8 ドライブ信号発生回路における各信号のタイミングチャート

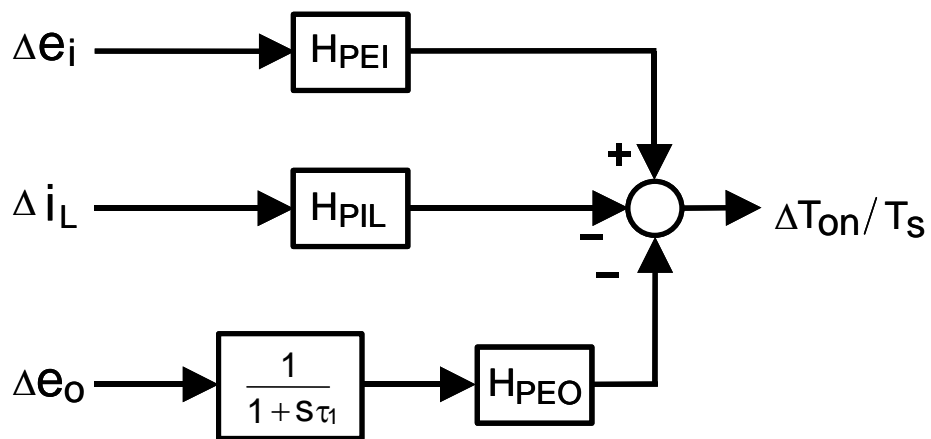


図 2.9 DSP によるデジタル制御回路の伝達関数表示のブロック線図

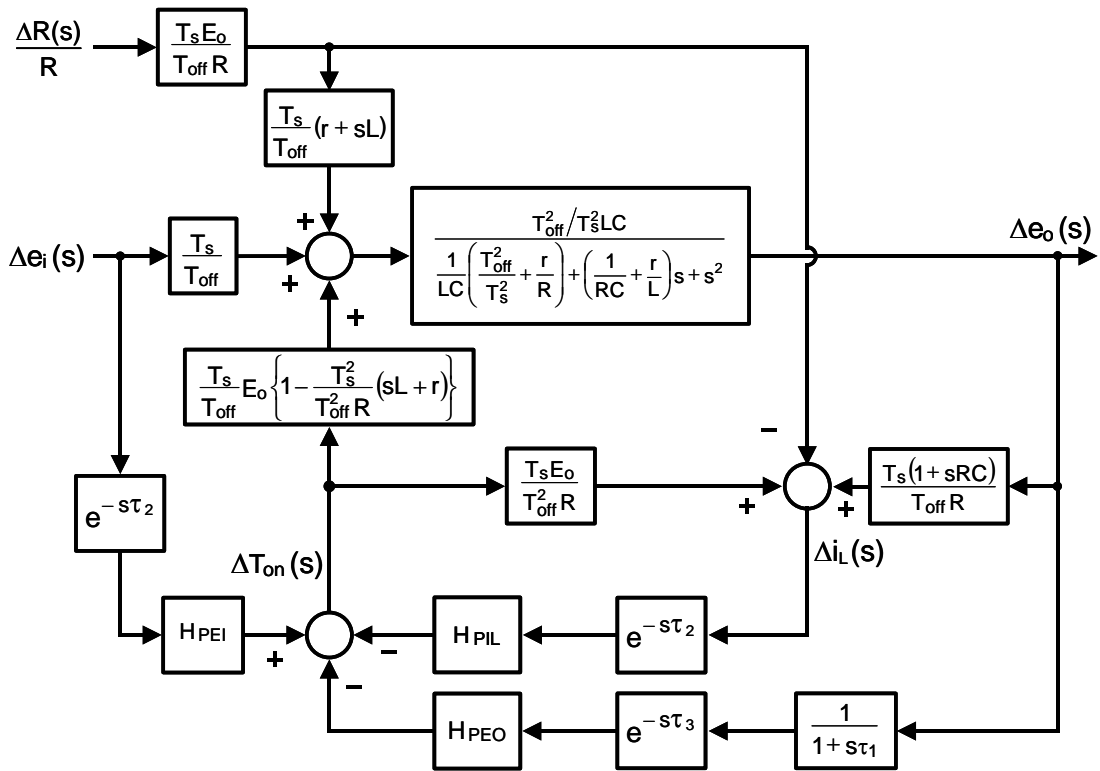


図 2.10 系全体の伝達関数表示のブロック線図

2.4 実験結果

ここでは、DSPを用いた部分共振形アクティブフィルタの静特性および動特性について実験的考察を行い、制御パラメータである出力電圧に対する比例感度 H_{PEO} および入力電流に対する比例感度 H_{PIL} の選定に関する指針を立てる。

式(2.13)および式(2.14)より、提案しているアクティブフィルタにおいて出力電圧に対する比例感度 H_{PEO} を増加させることにより、良好な出力電圧安定化特性が得られ、また、入力電流に対する比例感度 H_{PIL} を増加させることにより、入力力率および入力電流歪率が改善されることが分かる。しかし、 H_{PEO} を大きく、 H_{PIL} を小さくしすぎると、図 2.11 に示すように 15Hz 以下の低い周波数の発振現象が観測される。ここで、制御パラメータは $H_{PEO}=0.02V^{-1}$ および $H_{PIL}=0.008A^{-1}$ である。

図 2.12 に系の安定限界を示す。この図において、実線は式(2.26)より算出された安定限界を示し、○印および●印はそれぞれ安定および不安定な動作の観測点を示す。また、▲印はリップル不安定現象⁽²⁷⁾の観測点を示している。この場合における回路条件は、 $E_{ac}=100V$, $E_o=220V$, $R=244\Omega$, $r=4\Omega$, $N_{TS}=255$, $N_{Ton2}=26$, $N_{Td}=10$, $N_{Or}=149$, $T_s=50\mu s$, $T_{on2}=5\mu s$, $T_d=2\mu s$, $L=12mH$, $C=821\mu F$, $L_r=29\mu H$, $C_r=0.01\mu F$, $n_T=3$, $A_{EI}=0.022$, $A_{IL}=0.96$, $A_{EO}=0.011$, $N_{EI_{max}}=200$, $N_{IL_{max}}=10$, $N_{EO_{max}}=300$, $V_{AD_{max}}=5V$, $G_{ADEI}=40$, $G_{ADIL}=2$, $G_{ADEO}=60$, $f_{CK}=5MHz$, $\beta=0.95$, $\tau_2=5\mu s$, $m=50$ および $f_m=5kHz$ である。また、交流入力周波数は 50Hz であり、使用している DSP は TMS320C32 である。図 2.12 に示す安定限界において、 H_{PIL} を $0.98A^{-1}$ よりも増加しすぎた場合、図 2.13 に示すような発振現象が観測される。この時の制御パラメータは $H_{PEO}=0.2V^{-1}$ および $H_{PIL}=1.13A^{-1}$ である。図 2.14 は、図 2.13 に示す i_{ac} の 90 度近傍のリアクトル電流 i_L および T_{r1} のゲート信号 V_{GS1} の拡大波形であり、リップル不安定現象が確認できる。

この図 2.12 を考慮することにより、出力電圧の安定化特性が決定される。図 2.15 は負荷電流 i_o の平均値 I_o を変化させた場合の出力電圧安定化特性であり、図 2.16 は入力電圧 e_{ac} の実効値 E_{ac} を変化させた場合の出力電圧安定化特性である。この時、負荷 R および E_{ac} を除くほかの回路条件は図 2.12

と同じである。また、 $H_{PIL}=0.8A^{-1}$ に固定し H_{PEO} をパラメータとしている。○印、△印および□印は点 P_1 、点 P_2 および点 P_3 における実験結果であり、それぞれ、 $H_{PEO}=0.02V^{-1}$ 、 $H_{PEO}=0.10V^{-1}$ および $H_{PEO}=0.20V^{-1}$ である。図 2.15 および図 2.16 より、出力電圧の定常偏差は H_{PEO} の増加に伴い減少し、負荷電流 I_0 が $0.2A$ から $1.0A$ まで変化した場合および入力電圧 E_{ac} が $80V$ から $120V$ まで変化した場合に出力電圧 $220V$ に対する定常偏差は 3.6% 以下に抑制できた。このことから、提案しているアクティブフィルタは、 $H_{PEO}=0.20V^{-1}$ および $H_{PIL}=0.8A^{-1}$ とした場合、図 2.1 に示す DC-DC コンバータのプリレギュレータとしての十分な出力電圧安定化特性を実現できることが分かった。

図 2.17 は、 H_{PEO} をパラメータとして H_{PIL} を変化させた場合の入力電流の総合歪率特性である。図 2.15 および図 2.16 と同様に○印、△印および□印は実験結果を表している。図 2.17 に示すように入力電流の総合歪率特性は H_{PEO} にはほとんど依存せず、 H_{PIL} が $0.7A^{-1}$ 以上で 1.1% 以下になる。

図 2.18(a)から(d)は、負荷抵抗 R を 220Ω から 280Ω にステップ変化させた場合の出力電圧の過渡応答の観測波形である。この図において、 H_{PEO} および H_{PIL} はそれぞれ図 2.12 の点 P_1 から点 P_4 に対応している。この図より、オーバシュートは十分に抑制され、定常偏差は H_{PEO} に依存することが分かる。同様に、図 2.19 に入力電流 i_{ac} の過渡応答の実験波形を示す。図 2.19 において、回路条件は図 2.18 と同じである。図 19 より、整定時間は H_{PEO} の増加に伴い減少し、 $H_{PEO}=0.2V^{-1}$ および $H_{PIL}=0.8A^{-1}$ の場合に $20ms$ 以内に抑制されている。

以上のことから、過渡応答の改善のためには H_{PEO} の選定が非常に重要であり、図 2.12 に示す安定限界内において H_{PEO} および H_{PIL} をできるだけ大きく選ぶことにより、過渡応答は十分に改善できることが明らかになった。

図 2.12 から図 2.19 の結果を基に $H_{PEO}=0.2V^{-1}$ および $H_{PIL}=0.8V^{-1}$ とした場合の e_{ac} および i_{ac} の観測波形を図 2.20 に示す。この場合、入力力率は 0.993 、入力電流の総合歪率特性は 1.08% であり、IEC61000-3-2 の ClassA を十分に満足している。また、 $E_0=220V$ および $I_0=1.0A$ の時、出力電圧の低周波リップルは 2.45% 、電力効率は 91.1% である。図 2.21 に I_0 を変化させた場合の力率特性を示す。図 2.22 に I_0 を変化させた場合の効率特性を示す。図 2.23 に

I_0 を変化させた場合の出力電圧の低周波リップル特性を示す。

さらに、A/D 変換時間は約 2 μ s であり、DSP における演算時間は約 7 μ s であることから、処理時間はスイッチング周期 50 μ s に比べて十分に短い。従って、提案しているデジタル制御回路によれば、分散供給方式の電源とオペレーションセンターとの通信が十分に可能である。

以上のことから、提案しているアクティブフィルタに DSP によるデジタル制御回路を施すことで、高い操作性と優れた動作特性が実現できることが分かった。そして、提案している回路は図 2.1 における DC-DC コンバータのプリレギュレータとして十分に有用であることが明らかになった。

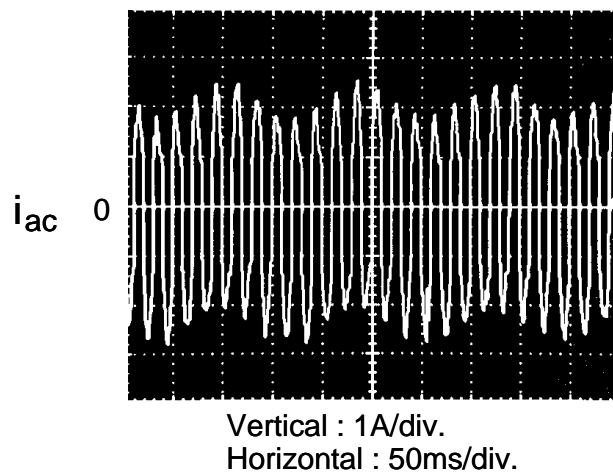


図 2.11 低周波発振現象の観測波形

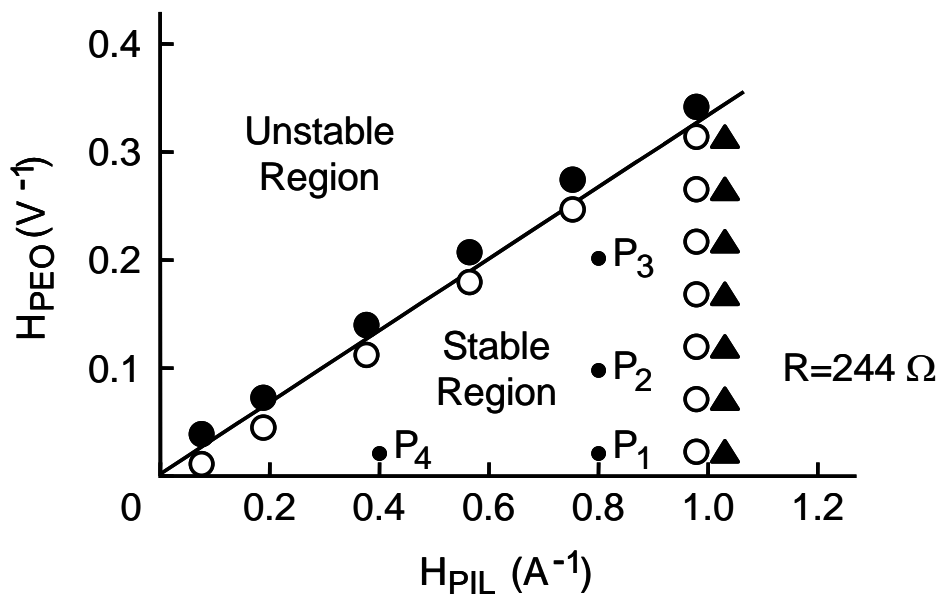


図 2.12 系の安定限界

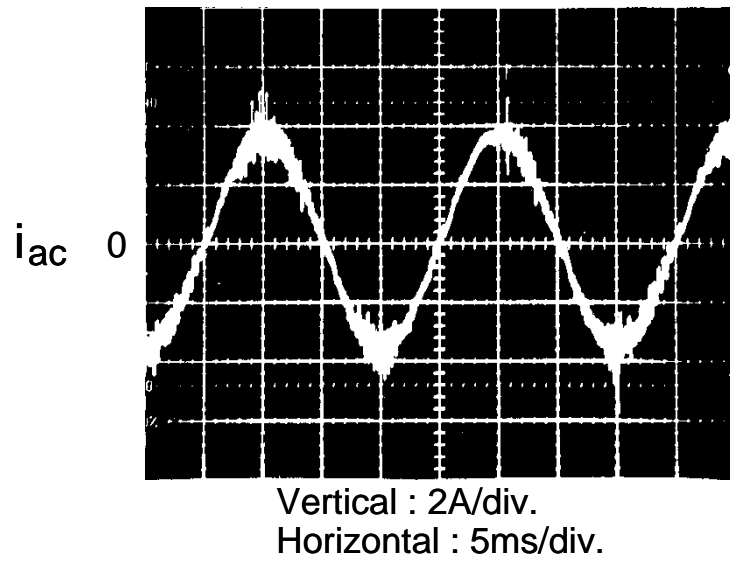


図 2.13 入力電流 i_{ac} におけるリップル不安定現象の観測波形

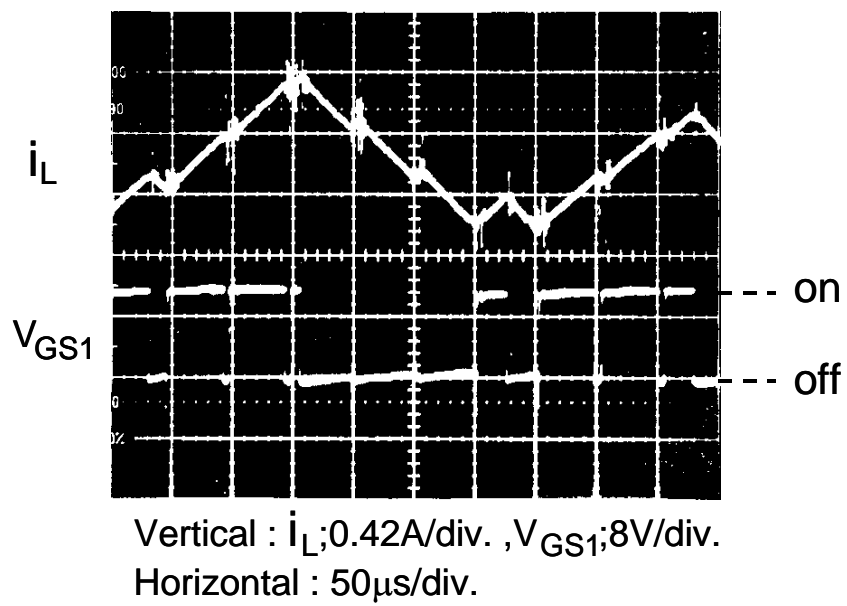


図 2.14 リアクトル電流 i_L およびゲート信号 V_{GS1} におけるリップル不安定現象の観測波形

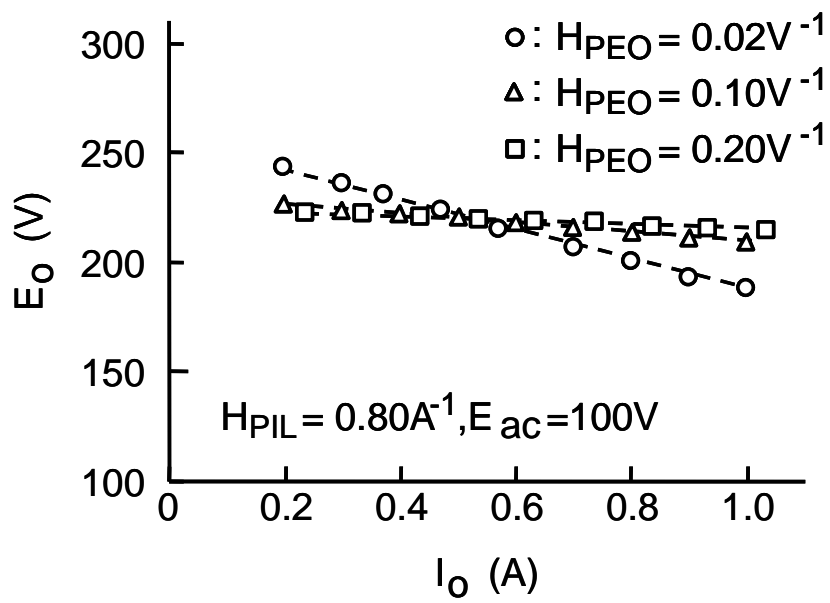


図 2.15 負荷電流 I_o を変化させた場合の出力電圧安定化特性

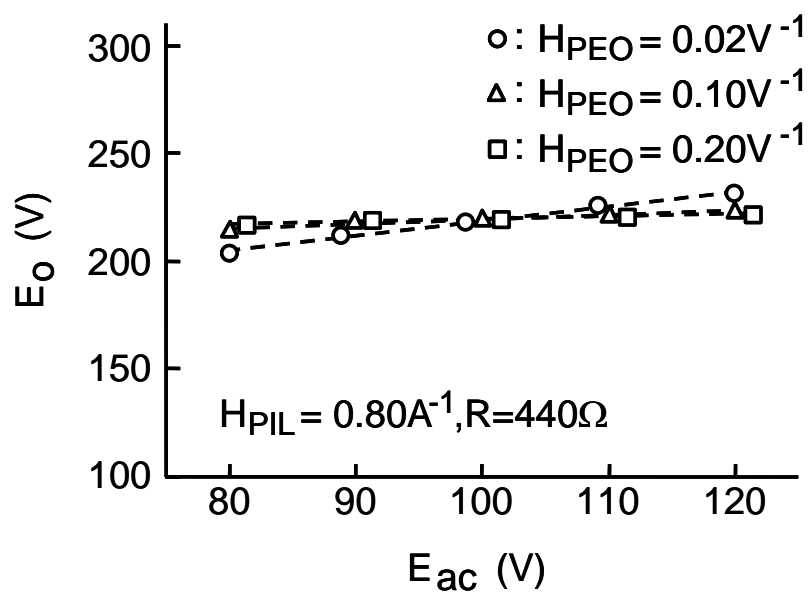


図 2.16 入力電圧 E_{ac} を変化させた場合の出力電圧安定化特性

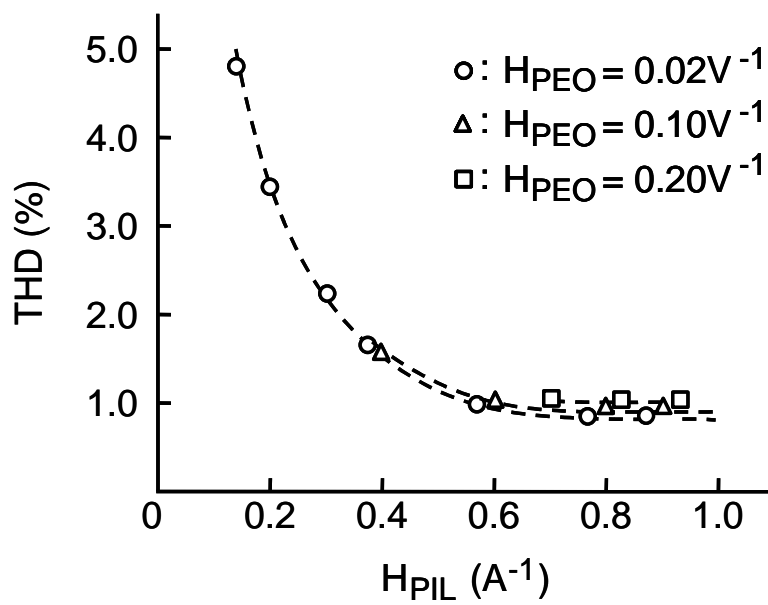


図 2.17 比例感度 H_{PIL} を変化させた場合の入力電流歪率特性

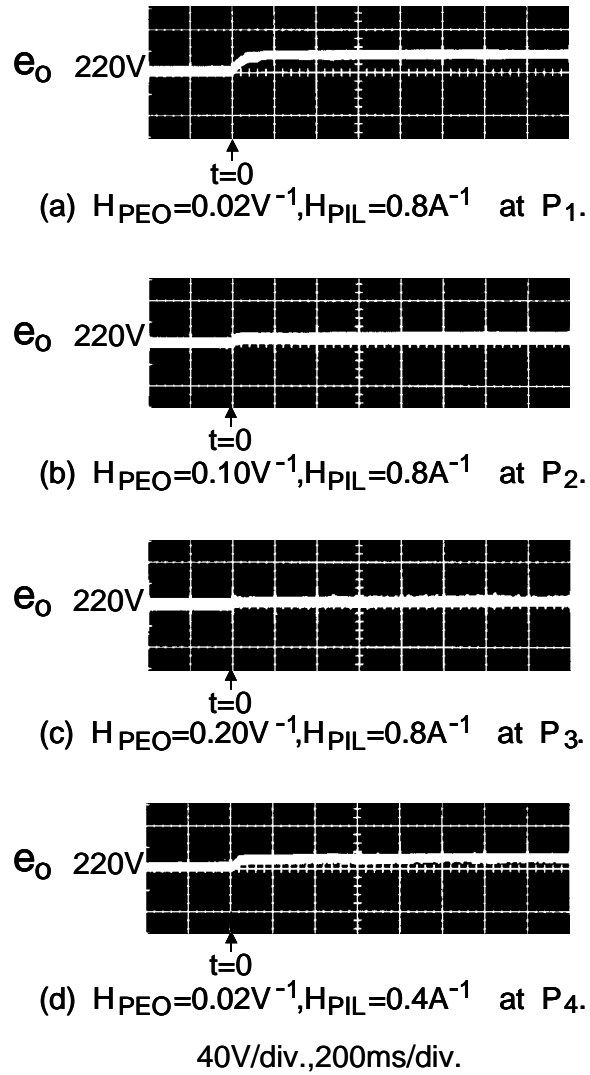
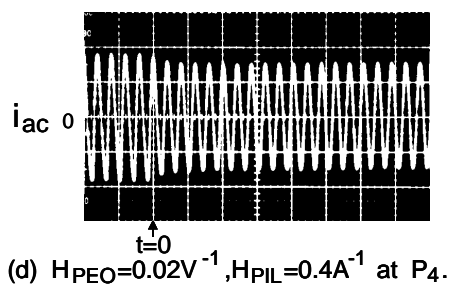
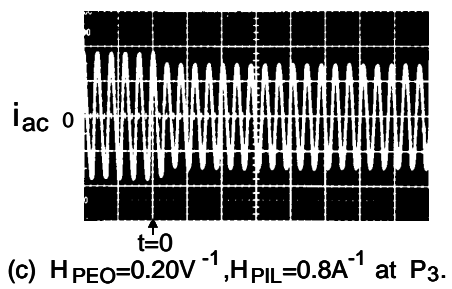
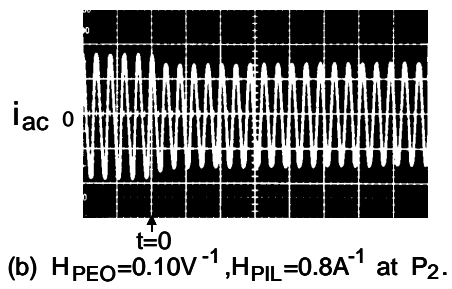
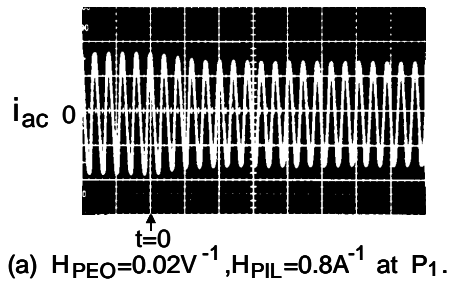


図 2.18 負荷抵抗 R をステップ変化させた場合の出力電圧 e_o の過渡応答



2A/div., 50ms/div.

図 2.19 負荷抵抗 R をステップ変化させた場合の入力電流 i_{ac} の過渡応答

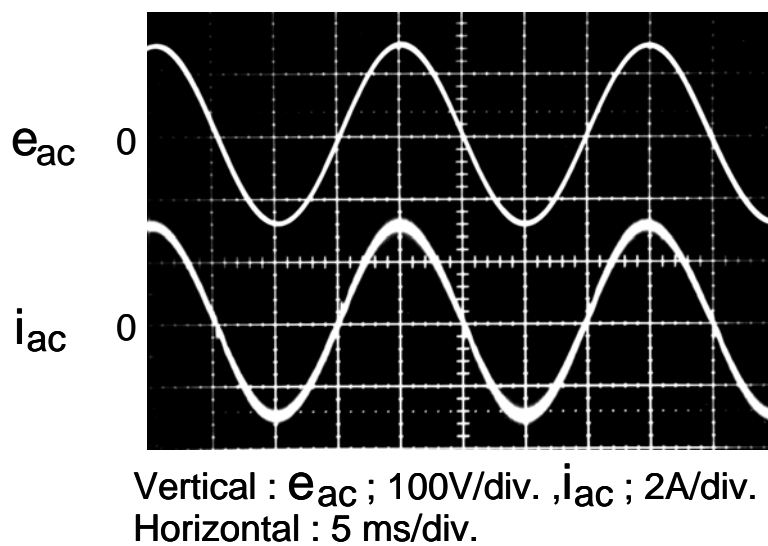


図 2.20 入力電圧 e_{ac} ，入力電流 i_{ac} の観測波形

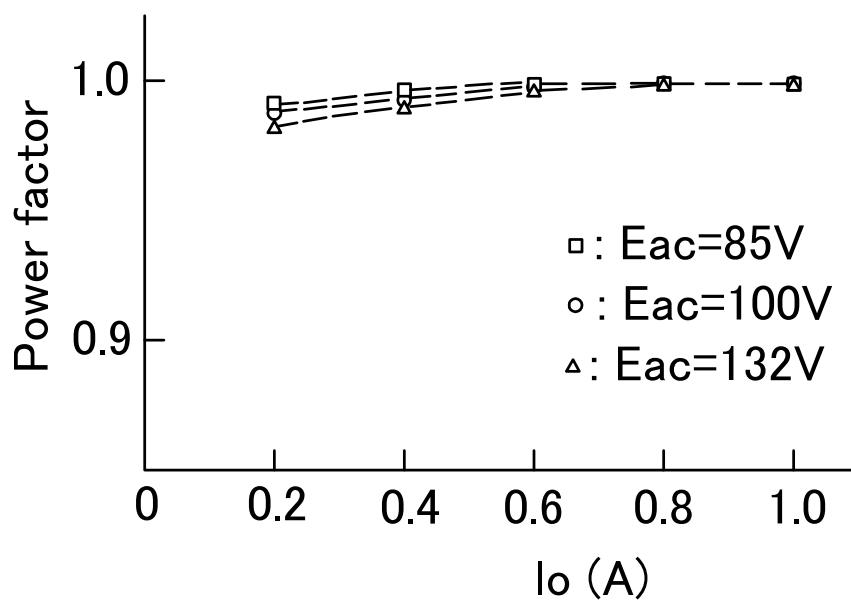


图 2.21 力率

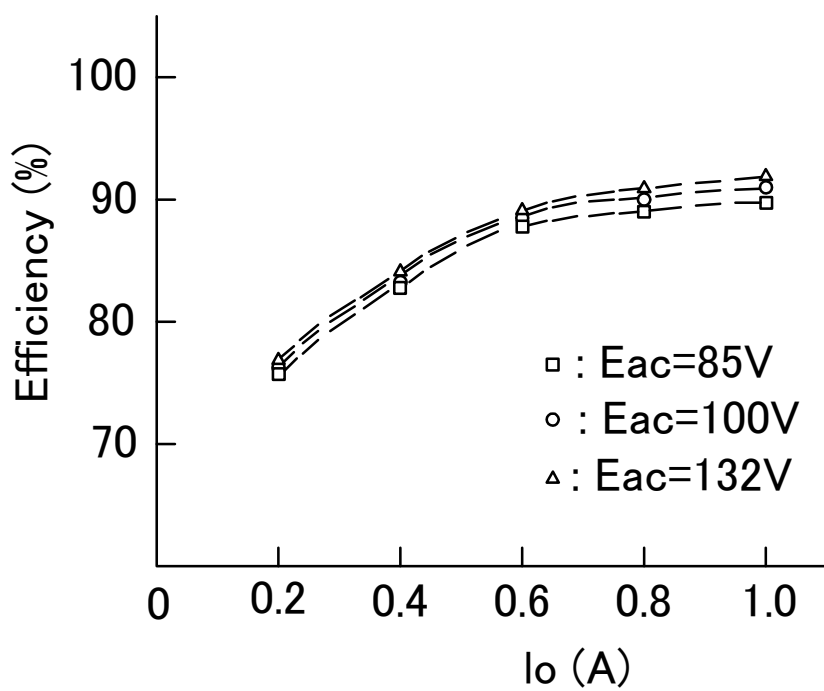


图 2.22 效率

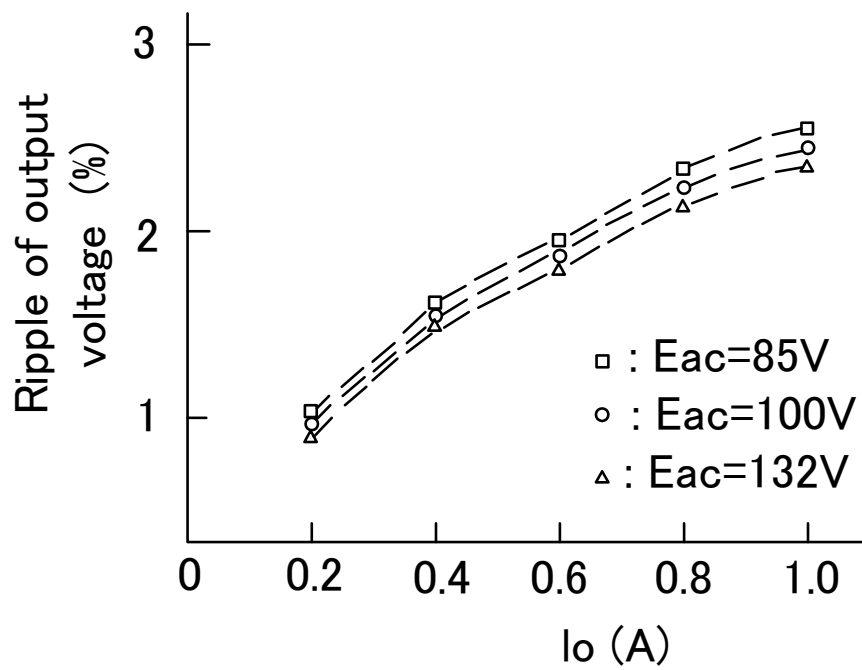


図 2.23 出力電圧の低周波リップル

2.5 結び

以上，DSP 制御を用いた部分共振形アクティブフィルタの静特性および動特性について検討した。その結果、

- 1) 提案している DSP 制御を用いたアクティブフィルタの伝達関数表示を示した。
- 2) 静特性および動特性について実験的考察を行い，DSP によるデジタル制御回路の制御パラメータと出力電圧安定化特性，入力力率，交流入力電流の歪率，系の安定限界および過渡応答との関係について明らかにした。
- 3) 出力電圧に対する比例感度は過渡応答の改善にとって非常に重要であり，この出力電圧に対する比例感度およびリアクトル電圧に対する比例感度を安定限界の範囲内において出来るだけ大きくすることにより，過渡応答は十分に改善できることを明らかにした。

提案している DSP によるデジタル制御を用いたアクティブフィルタにおいて，出力電圧に対する比例感度を $0.2V^{-1}$ に選び，さらに，入力電流に対する比例感度を $H_{PIL}=0.8A^{-1}$ とした場合に，オーバシュートが十分に抑制され，0.99 以上の入力力率および 1.1% 以下の入力電流歪率が実現できることを確認した。