



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	<a href="http://hdl.handle.net/10069/7347">http://hdl.handle.net/10069/7347</a>
Right	

This document is downloaded at: 2020-10-24T06:57:32Z

## 第 4 章 三相部分共振形アクティブフィルタ

### 4.1 まえがき

近年、情報通信システムの発達に伴い、電源システムの高出力容量化が進んでいる。高出力電源システムの場合、その入力には三相入力主流である。三相入力電源システムにおいては、単相入力電源システムよりもさらに高信頼性が求められる。(37)・(39) もちろん高力率、高効率の要求は単相入力同様求められる。さらに、現在の三相入力アクティブフィルタのアナログ制御回路は、複雑であり部品点数も多い。また、抵抗やコンデンサの値がばらつくことに起因する調整箇所も多い。

本章ではまず三相アクティブフィルタのオン幅解析を行った。その結果、オン幅は入力チョークに依存せず、入出力電圧の簡単な関数になることを示した。さらに、入力 200V、出力 2.5kW のデジタル制御による三相部分共振形アクティブフィルタ回路の試作を行い、アナログ制御との比較を行った。その結果、デジタル制御三相部分共振形アクティブフィルタは、アナログ制御回路に比べ、良好な負荷変動時の出力電圧特性が得られた。また、DSP の採用により、部品点数の削減と調整箇所の削除を実現できた。

### 4.2 オン幅解析とスイッチングシーケンス

#### 4.2.1 オン幅解析

図 4.1 に三相アクティブフィルタの主回路を示す。

図 4.2 に  $Q_{R1}, Q_{R2}$  の制御概念をアナログで示す。三相アクティブフィルタは、負荷急変や入力電圧変動などの外乱が無いときは、三角波  $V_{th}$  と比較される電圧は、入力電圧に比例する。従って、三角波  $V_{th}$  と比較される電圧について、 $Q_{R1}, Q_{R2}$  制御に用いる電圧を  $E_u$ 、 $Q_{S1}, Q_{S2}$  制御に用いる電圧を  $E_v$ 、 $Q_{T1}, Q_{T2}$  制御に用いる電圧を  $E_w$  とすると、 $u > 0 > e_w > e_v$  のとき、 $E_u > 0 > E_w > E_v$  となる。

図 4.3 に、 $e_u > 0 > e_w > e_v$  のときの各スイッチのドライブ信号を示す。なお、

デッドタイムは無視する。また、 $T_{01}=t_1-t_0$ 、 $T_{12}=t_2-t_1$ 、 $T_{23}=t_3-t_2$ 、 $T_{34}=t_4-t_3$ 、 $T_{02}=t_2-t_0$ 、 $T_{03}=t_3-t_0$ とする。

図 4.4 に、図 4.3 における①～④のそれぞれの区間での電流の流れを示す。図 4.4 では、オンしているスイッチはショート、オフしているスイッチはオープンで表している。

図 4.5(a)に、区間①の等価回路を示す。 $t_0$ における  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  の電流値をそれぞれ  $i_{u0}$ 、 $i_{v0}$ 、 $i_{w0}$  とすると、 $t_1$ における各電流値は、

$$i_u(t_1) = \frac{e_u}{L} T_{01} + i_{u0} \quad (4.1)$$

$$i_v(t_1) = \frac{e_v}{L} T_{01} + i_{v0} \quad (4.2)$$

$$i_w(t_1) = \frac{e_w}{L} T_{01} + i_{w0} \quad (4.3)$$

図 4.5(b)に、区間②の等価回路を示す。

初めに電圧  $V_G$  を求める。

$e_v$ 、 $e_w$  ショート時の電圧を  $V_{G1}$ 、

$e_w$ 、 $e_u - E_o$  ショート時の電圧を  $V_{G2}$ 、

$e_u - E_o$ 、 $e_v$  ショート時の電圧を  $V_{G3}$  とすると、

$$V_{G1} = \frac{e_u - E_o}{3} \quad (4.4)$$

$$V_{G2} = \frac{e_v}{3} \quad (4.5)$$

$$V_{G3} = \frac{e_w}{3} \quad (4.6)$$

よって  $e_u + e_v + e_w = 0$  より、

$$\begin{aligned} V_G &= V_{G1} + V_{G2} + V_{G3} \\ &= \frac{-E_o}{3} \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$V_{Lu} = e_u - E_o - \left(-\frac{E_o}{3}\right)$$

$$= \frac{3e_u - 2E_o}{3} \quad (4.8)$$

$$V_{Lv} = \frac{3e_v + E_o}{3} \quad (4.9)$$

$$V_{Lw} = \frac{3e_w + E_o}{3} \quad (4.10)$$

t<sub>2</sub>における各電流値は、

$$i_u(t_2) = \frac{3e_u - 2E_o}{3L} T_{12} + i_u(t_1) \quad (4.11)$$

$$i_v(t_2) = \frac{3e_v + E_o}{3L} T_{12} + i_v(t_1) \quad (4.12)$$

$$i_w(t_2) = \frac{3e_w + E_o}{3L} T_{12} + i_w(t_1) \quad (4.13)$$

図 4.5(c)に、区間③の等価回路を示す。

区間②と同様に V<sub>G</sub>を求める。

$$V_{G1} = \frac{e_u - E_o}{3} \quad (4.14)$$

$$V_{G2} = \frac{e_v}{3} \quad (4.15)$$

$$V_{G3} = \frac{e_w - E_o}{3} \quad (4.16)$$

よって、

$$V_G = \frac{-2E_o}{3} \quad (4.17)$$

$$V_{Lu} = \frac{3e_u - E_o}{3} \quad (4.18)$$

$$V_{Lv} = \frac{3e_v + 2E_o}{3} \quad (4.19)$$

$$V_{Lw} = \frac{3e_w - E_o}{3} \quad (4.20)$$

t3 における各電流値は、

$$i_u(t_3) = \frac{3e_u - E_o}{3L} T_{23} + i_u(t_2) \quad (4.21)$$

$$i_v(t_3) = \frac{3e_v + 2E_o}{3L} T_{23} + i_v(t_2) \quad (4.22)$$

$$i_w(t_3) = \frac{3e_w - E_o}{3L} T_{23} + i_w(t_2) \quad (4.23)$$

図 4.5(d)に、区間④の等価回路を示す。

t4 における各電流値は、

$$i_u(t_4) = \frac{e_u}{L} T_{34} + i_u(t_3) \quad (4.24)$$

$$i_v(t_4) = \frac{e_v}{L} T_{34} + i_v(t_3) \quad (4.25)$$

$$i_w(t_4) = \frac{e_w}{L} T_{34} + i_w(t_3) \quad (4.26)$$

ここで、PFC のスイッチング周波数は、入力の商用周波数に比べて非常に高いと仮定すると、

$$i_u(t_4) = i_{u0} \quad (4.27)$$

よって、

$$\begin{aligned} i_u(t_4) - i_{u0} &= \frac{e_u}{L} T_{34} + \frac{3e_u - E_o}{3L} T_{23} + \frac{3e_u - 2E_o}{3L} T_{12} + \frac{e_u}{L} T_{01} \\ &= \frac{3e_u}{3L} (T - T_{03}) + \frac{3e_u - E_o}{3L} (T_{03} - T_{02}) + \frac{3e_u - 2E_o}{3L} (T_{02} - T_{01}) + \frac{3e_u}{3L} T_{01} \\ &= \frac{1}{3L} (3e_u T - E_o T_{03} - E_o T_{02} + 2E_o T_{01}) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.28)$$

よって、

$$E_o = \frac{3e_u T}{T_{03} + T_{02} - 2T_{01}} \quad (4.29)$$

同様に、

$$\begin{aligned} i_v(t_4) - i_{v0} &= \frac{e_v}{L} T_{34} + \frac{3e_v + 2E_o}{3L} T_{23} + \frac{3e_v + E_o}{3L} T_{12} + \frac{e_v}{L} T_{01} \\ &= \frac{3e_v}{3L} (T - T_{03}) + \frac{3e_v + 2E_o}{3L} (T_{03} - T_{02}) + \frac{3e_v + E_o}{3L} (T_{02} - T_{01}) + \frac{3e_v}{3L} T_{01} \\ &= \frac{1}{3L} (3e_v T + 2E_o T_{03} - E_o T_{02} - E_o T_{01}) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.30)$$

よって、

$$E_o = \frac{3e_v T}{-2T_{03} + T_{02} + T_{01}} \quad (4.31)$$

さらに、

$$\begin{aligned} i_w(t_4) - i_{w0} &= \frac{e_w}{L} T_{34} + \frac{3e_w - E_o}{3L} T_{23} + \frac{3e_w + E_o}{3L} T_{12} + \frac{e_w}{L} T_{01} \\ &= \frac{3e_w}{3L} (T - T_{03}) + \frac{3e_w - E_o}{3L} (T_{03} - T_{02}) + \frac{3e_w + E_o}{3L} (T_{02} - T_{01}) + \frac{3e_w}{3L} T_{01} \\ &= \frac{1}{3L} (3e_w T - E_o T_{03} + 2E_o T_{02} - E_o T_{01}) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.32)$$

よって、

$$E_o = \frac{3e_w T}{T_{03} - 2T_{02} + T_{01}} \quad (4.33)$$

次に、 $e_u > e_v > 0 > e_w$  の時を考える。このときは、 $E_u > E_v > 0 > E_w$  となる。図 4.6 に、 $e_u > e_v > 0 > e_w$  のときの各スイッチのドライブ信号を示す。なお、デッドタイムは無視する。

図 4.7 に、図 4.6 における①～④のそれぞれの区間での電流の流れを示す。

図 4.8(a)に、区間①の等価回路を示す。 $t_0$ における  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  の電流値を

それぞれ  $i_{u0}$ 、 $i_{v0}$ 、 $i_{w0}$  とすると、 $t_1$  における各電流値は、

$$i_u(t_1) = \frac{e_u}{L} T_{01} + i_{u0} \quad (4.34)$$

$$i_v(t_1) = \frac{e_v}{L} T_{01} + i_{v0} \quad (4.35)$$

$$i_w(t_1) = \frac{e_w}{L} T_{01} + i_{w0} \quad (4.36)$$

図 4.8(b)に、区間②の等価回路を示す。

$t_2$  における各電流値は、

$$i_u(t_2) = \frac{3e_u - 2E_o}{3L} T_{12} + i_u(t_1) \quad (4.37)$$

$$i_v(t_2) = \frac{3e_v + E_o}{3L} T_{12} + i_v(t_1) \quad (4.38)$$

$$i_w(t_2) = \frac{3e_w + E_o}{3L} T_{12} + i_w(t_1) \quad (4.39)$$

図 4.8(c)に、区間③の等価回路を示す。

$t_3$  における各電流値は、

$$i_u(t_3) = \frac{3e_u - E_o}{3L} T_{23} + i_u(t_2) \quad (4.40)$$

$$i_v(t_3) = \frac{3e_v - E_o}{3L} T_{23} + i_v(t_2) \quad (4.41)$$

$$i_w(t_3) = \frac{3e_w + 2E_o}{3L} T_{23} + i_w(t_2) \quad (4.42)$$

図 4.8(d)に、区間④の等価回路を示す。

$t_4$  における各電流値は、

$$i_u(t_4) = \frac{e_u}{L} T_{34} + i_u(t_3) \quad (4.43)$$

$$i_v(t_4) = \frac{e_v}{L} T_{34} + i_v(t_3) \quad (4.44)$$

$$i_w(t_4) = \frac{e_w}{L} T_{34} + i_w(t_3) \quad (4.45)$$

よって、 $i_u(t_4)=i_{u0}$  とすると、

$$\begin{aligned} i_u(t_4) - i_{u0} &= \frac{e_u}{L} T_{34} + \frac{3e_u - E_o}{3L} T_{23} + \frac{3e_u - 2E_o}{3L} T_{12} + \frac{e_u}{L} T_{01} \\ &= \frac{3e_u}{3L} (T - T_{03}) + \frac{3e_u - E_o}{3L} (T_{03} - T_{02}) + \frac{3e_u - 2E_o}{3L} (T_{02} - T_{01}) + \frac{3e_u}{3L} T_{01} \\ &= \frac{1}{3L} (3e_u T - E_o T_{03} - E_o T_{02} + 2E_o T_{01}) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.46)$$

よって、

$$E_o = \frac{3e_u T}{T_{03} + T_{02} - 2T_{01}} \quad (4.47)$$

同様に、

$$\begin{aligned} i_v(t_4) - i_{v0} &= \frac{e_v}{L} T_{34} + \frac{3e_v - E_o}{3L} T_{23} + \frac{3e_v + E_o}{3L} T_{12} + \frac{e_v}{L} T_{01} \\ &= \frac{3e_v}{3L} (T - T_{03}) + \frac{3e_v - E_o}{3L} (T_{03} - T_{02}) + \frac{3e_v + E_o}{3L} (T_{02} - T_{01}) + \frac{3e_v}{3L} T_{01} \\ &= \frac{1}{3L} (3e_v T - E_o T_{03} + 2E_o T_{02} - E_o T_{01}) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.48)$$

よって、

$$E_o = \frac{3e_v T}{T_{03} - 2T_{02} + T_{01}} \quad (4.49)$$

さらに、

$$\begin{aligned} i_w(t_4) - i_{w0} &= \frac{e_w}{L} T_{34} + \frac{3e_w + 2E_o}{3L} T_{23} + \frac{3e_w + E_o}{3L} T_{12} + \frac{e_w}{L} T_{01} \\ &= \frac{3e_w}{3L} (T - T_{03}) + \frac{3e_w + 2E_o}{3L} (T_{03} - T_{02}) + \frac{3e_w + E_o}{3L} (T_{02} - T_{01}) + \frac{3e_w}{3L} T_{01} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{3L} (3e_w T + 2E_o T_{03} - E_o T_{02} - E_o T_{01}) \\
&= 0
\end{aligned} \tag{4.50}$$

よって、

$$E_o = \frac{3e_w T}{-2T_{03} + T_{02} + T_{01}} \tag{4.51}$$

ここで、 $e_u > 0 > e_w > e_v$  の期間の式(4.29)(4.31)(4.33)と、 $e_u > e_v > 0 > e_w$  の期間の式(4.47)(4.49)(4.51)において、 $Q_{R2}$ 、 $Q_{S2}$ 、 $Q_{T2}$  のオン幅をそれぞれ  $t_{Ron}$ 、 $t_{Son}$ 、 $t_{Ton}$  とすると、式(4.29) (4.47)は、どちらも、

$$E_o = \frac{3e_u T}{-2t_{Ron} + t_{Son} + t_{Ton}} \tag{4.52}$$

と表せる。

同様に、式(4.31) (4.49)は、

$$E_o = \frac{3e_v T}{t_{Ron} - 2t_{Son} + t_{Ton}} \tag{4.53}$$

式(4.33) (4.51)は、

$$E_o = \frac{3e_w T}{t_{Ron} + t_{Son} - 2t_{Ton}} \tag{4.54}$$

と表せる。

式(4.52)－(4.54)は、他の期間においても成り立つ。

たとえば  $e_u > 0 > e_v > e_w$  の期間では、式(4.29)(4.31)(4.33)において、 $e_v$  と  $e_w$ 、 $T_{02}$  と  $T_{03}$  をそれぞれ入れ替えると、式(4.52)－(4.54)が成り立つ。

同様に  $e_v > 0 > e_u > e_w$  の期間では、式(4.29)(4.31)(4.33)において、 $e_u$  を  $e_v$ 、 $e_v$  を  $e_w$ 、 $e_w$  を  $e_u$ 、 $T_{01}$  を  $T_{02}$ 、 $T_{02}$  を  $T_{03}$ 、 $T_{03}$  と  $T_{01}$  をそれぞれ置き換えると、式(4.52)－(4.54)が成り立つ。

同様にすべての期間にわたって、式(4.52)－(4.54)が成り立つ。

ここで、式(4.52)より、

$$-2t_{Ron} + t_{Son} + t_{Ton} = \frac{3e_u T}{E_o} \tag{4.55}$$

よって、

$$-3t_{\text{Ron}} + (t_{\text{Ron}} + t_{\text{Son}} + t_{\text{Ton}}) = \frac{3e_u T}{E_o} \quad (4.56)$$

$$t_{\text{Ron}} = \frac{E_o - 2e_u T}{2E_o} T \quad (4.57)$$

$$\left( \because t_{\text{Ron}} + t_{\text{Son}} + t_{\text{Ton}} = \frac{3T}{2} \right) \quad (4.58)$$

同様に、式(4.53)より、

$$t_{\text{Son}} = \frac{E_o - 2e_v T}{2E_o} T \quad (4.59)$$

式(4.54)より、

$$t_{\text{Ton}} = \frac{E_o - 2e_w T}{2E_o} T \quad (4.60)$$

なお、

$$t_{\text{Ron}}, t_{\text{Son}}, t_{\text{Ton}} \geq 0 \quad (4.61)$$

だから、式(4.57)(4.59)(4.60)より、

$$E_o \geq 2e_u, 2e_v, 2e_w \quad (4.62)$$

とする必要がある。

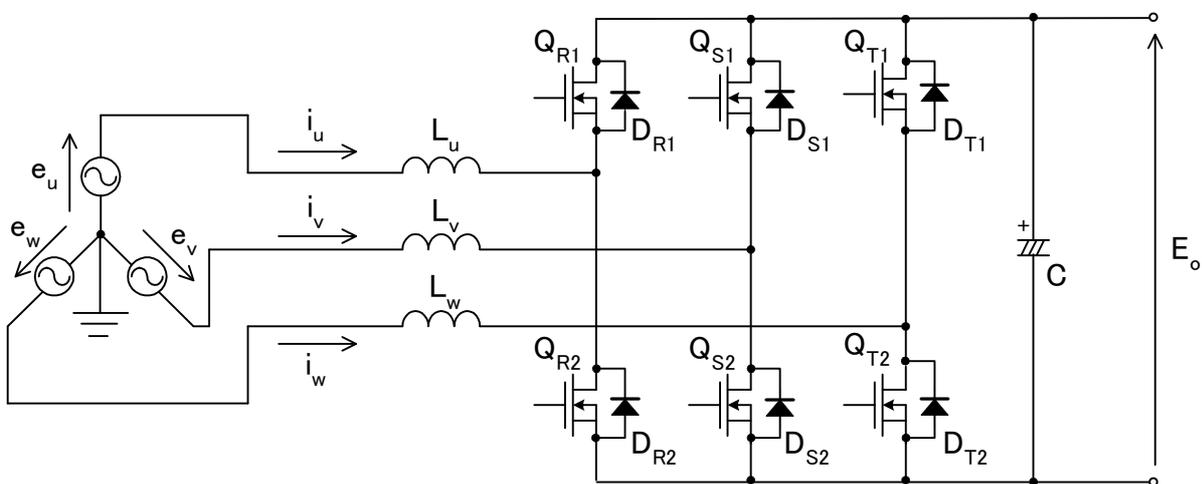


図 4.1 3相アクティブフィルタの主回路

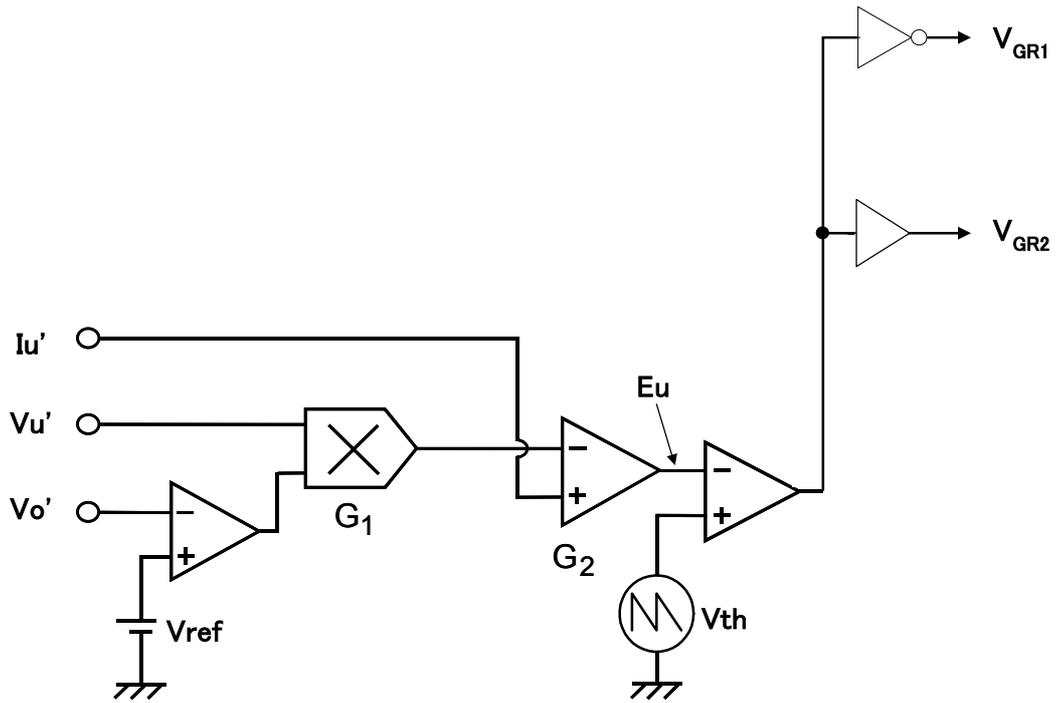


図 4.2  $Q_{R1}, Q_{R2}$  の制御概念図

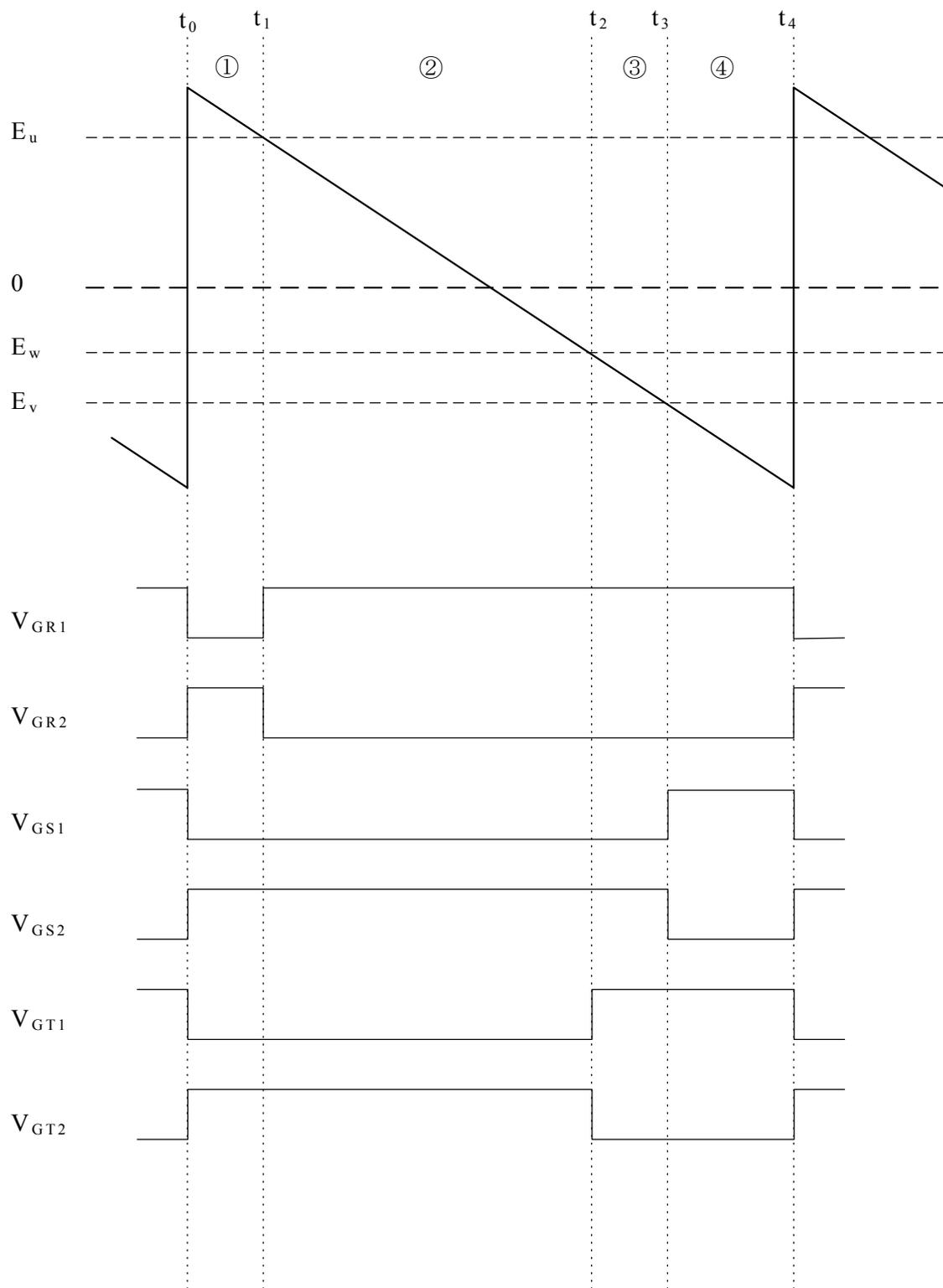
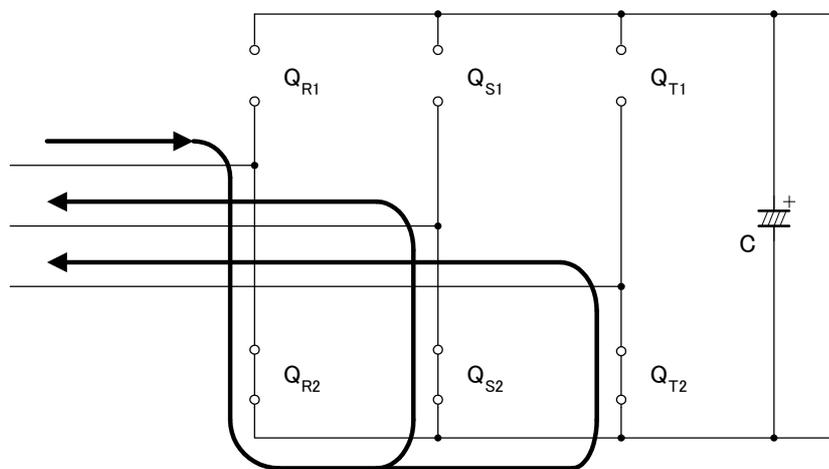
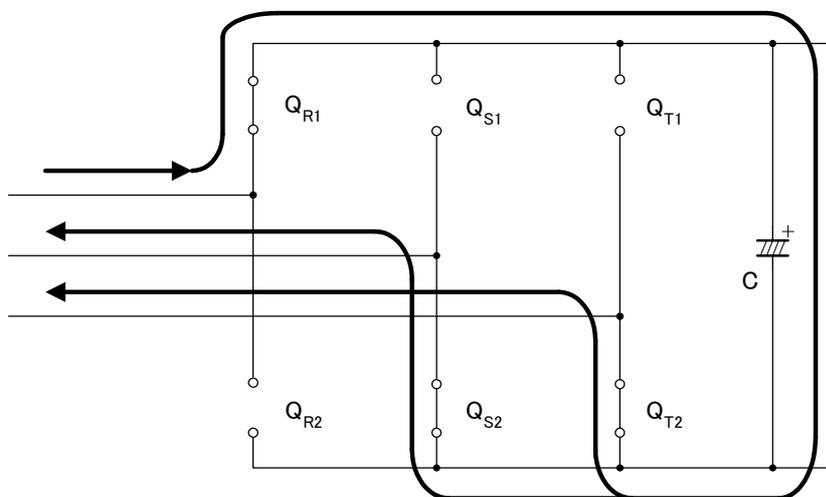


図 4.3 ドライブ信号



(a)

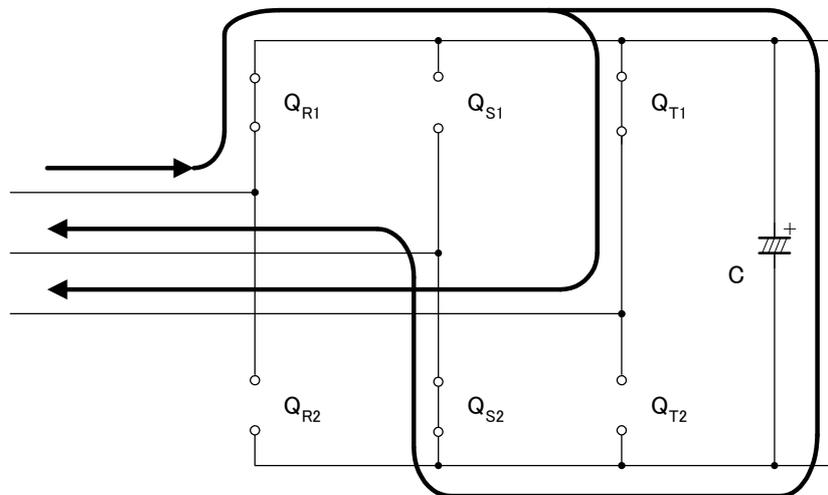


(b)

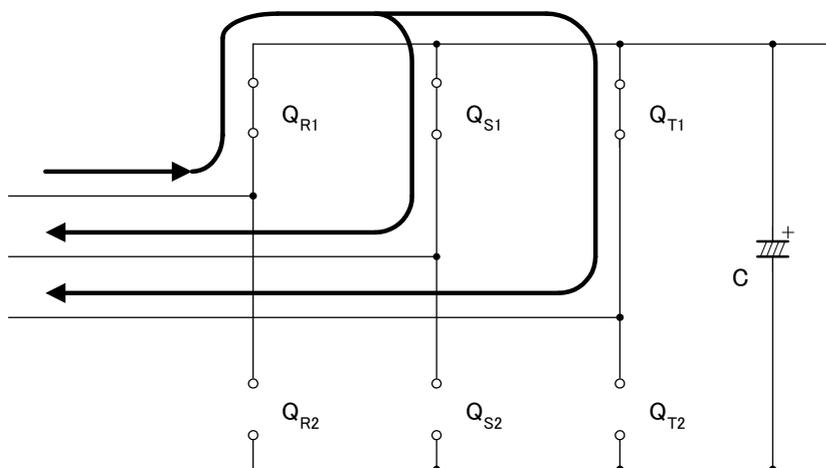
図 4.4 各区間での電流の流れ

(a)区間①での電流の流れ

(b)区間②での電流の流れ



(c)

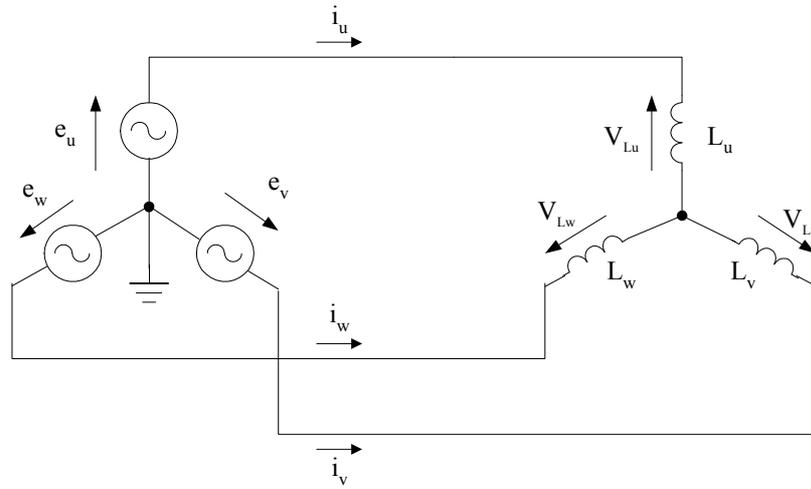


(d)

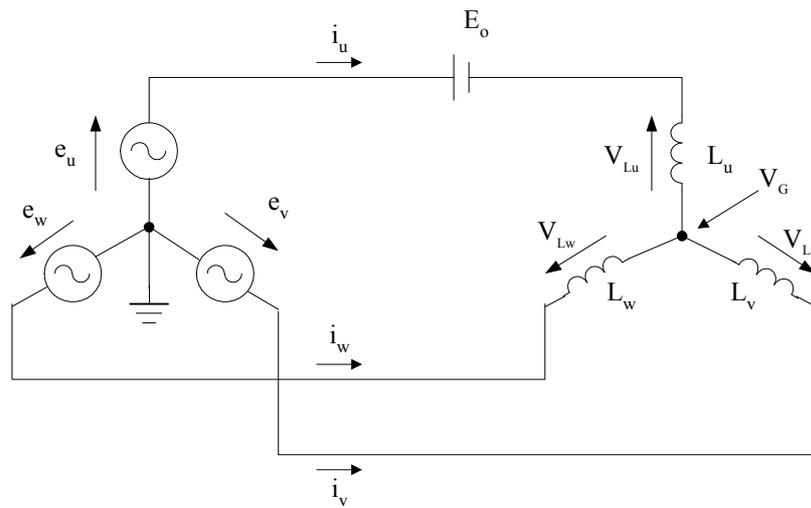
図 4.4 各区間での電流の流れ

(c)区間③での電流の流れ

(d)区間④での電流の流れ

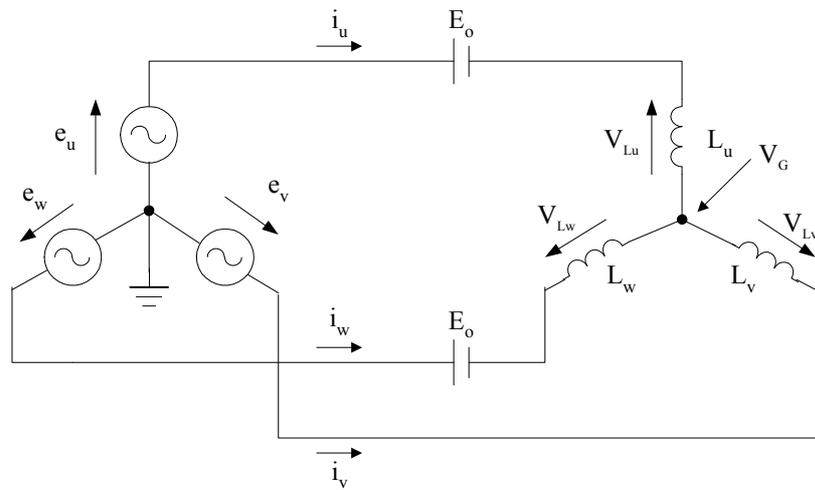


(a)

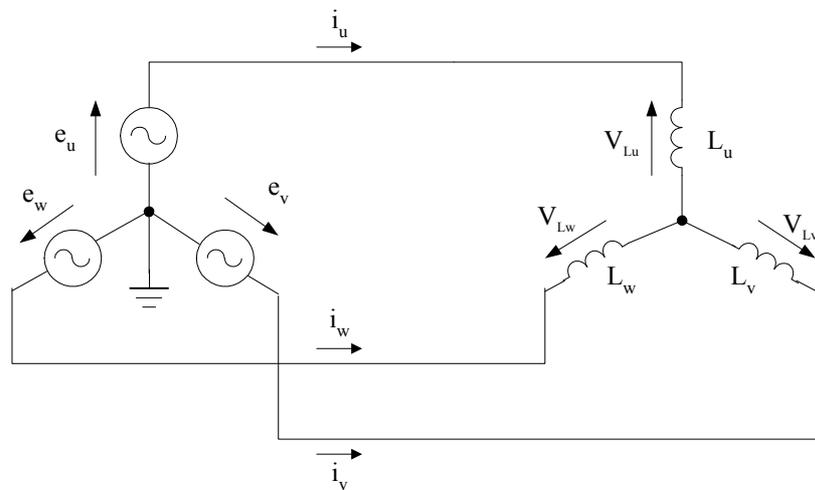


(b)

図 4.5 各区間の等価回路  
 (a)区間①の等価回路  
 (b)区間②の等価回路



(c)



(d)

図 4.5 各区間の等価回路

(c) 区間③の等価回路

(d) 区間④の等価回路

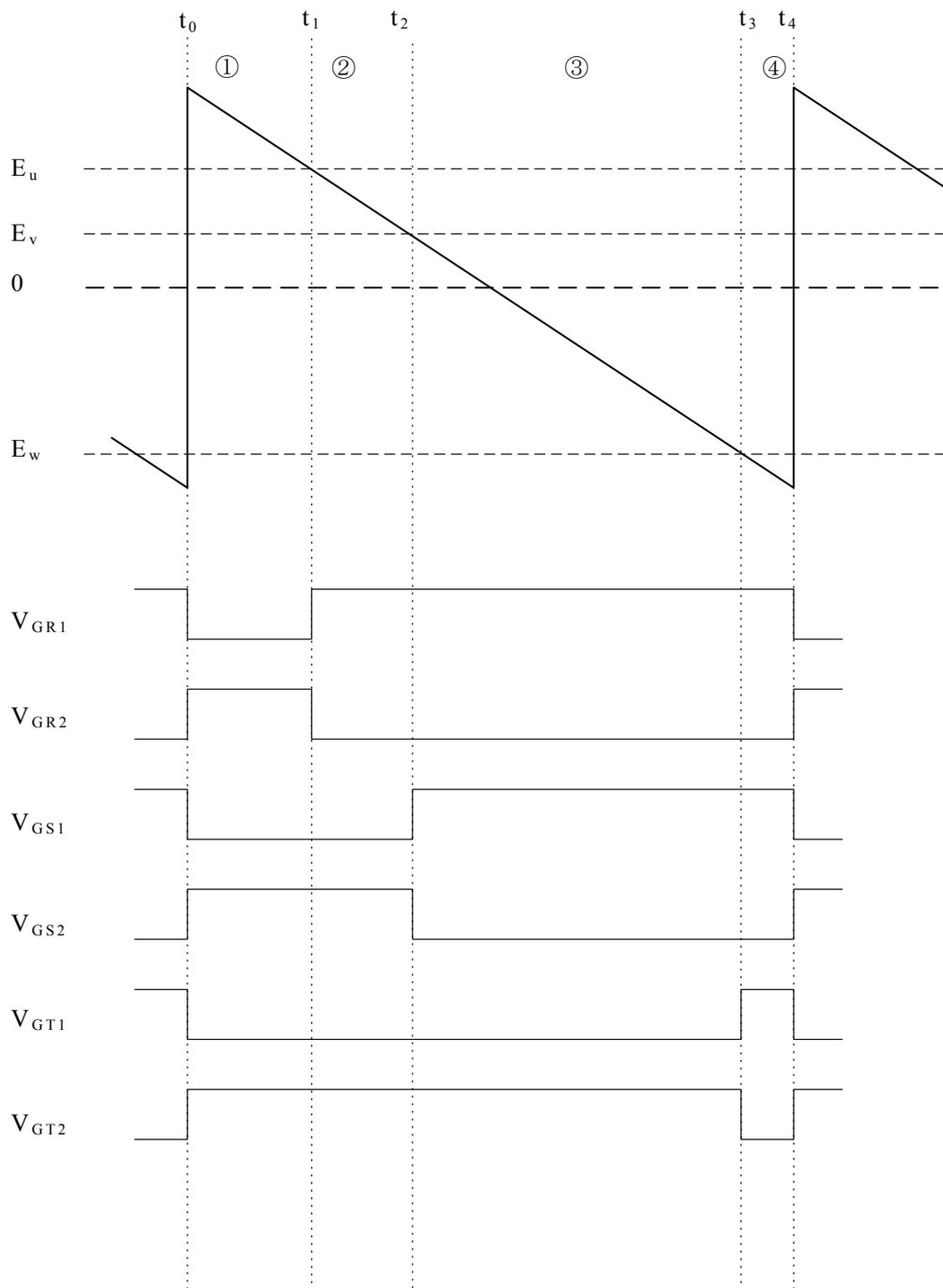
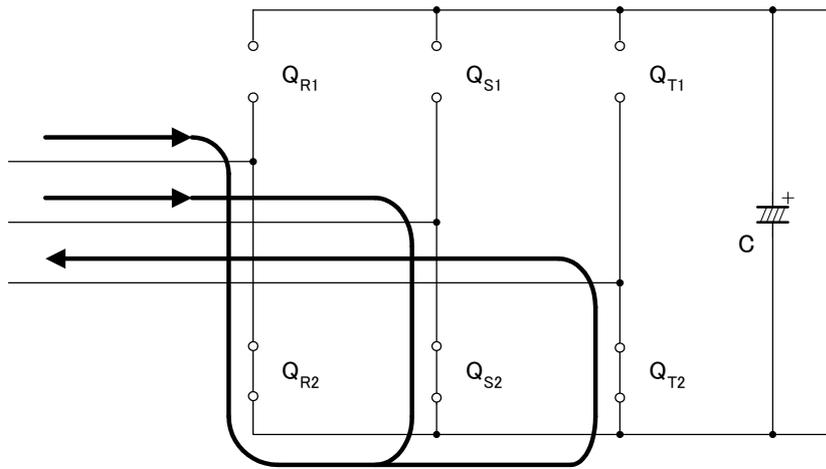
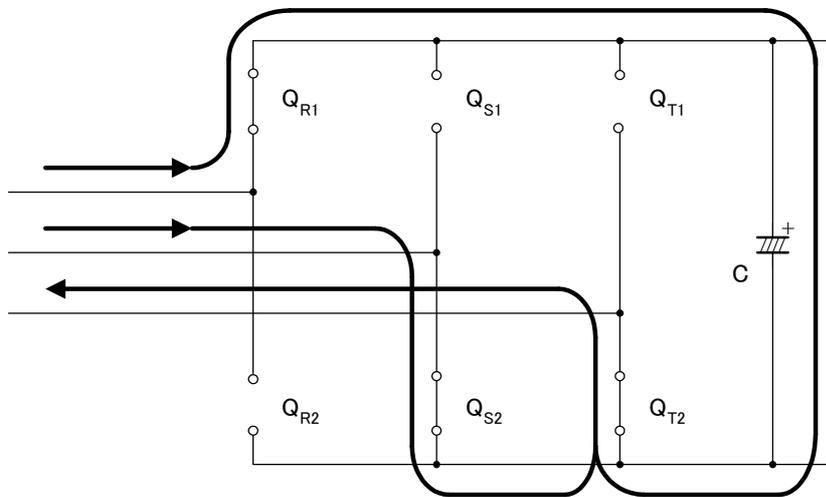


図 4.6 ドライブ信号



(a)

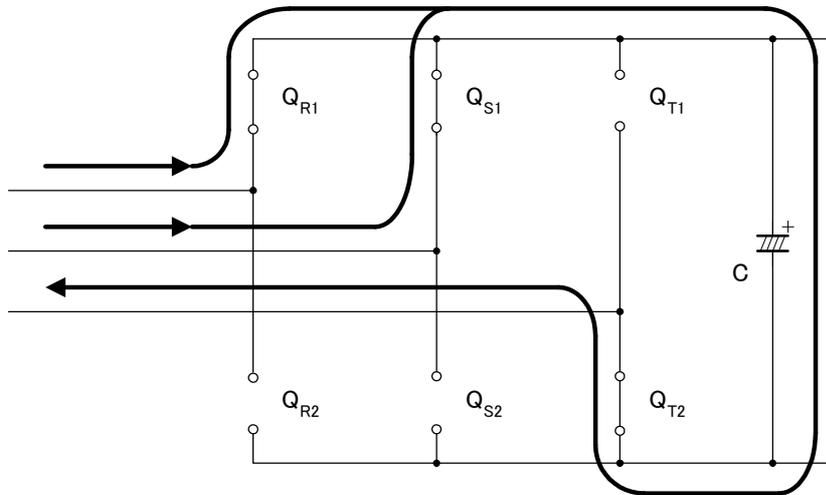


(b)

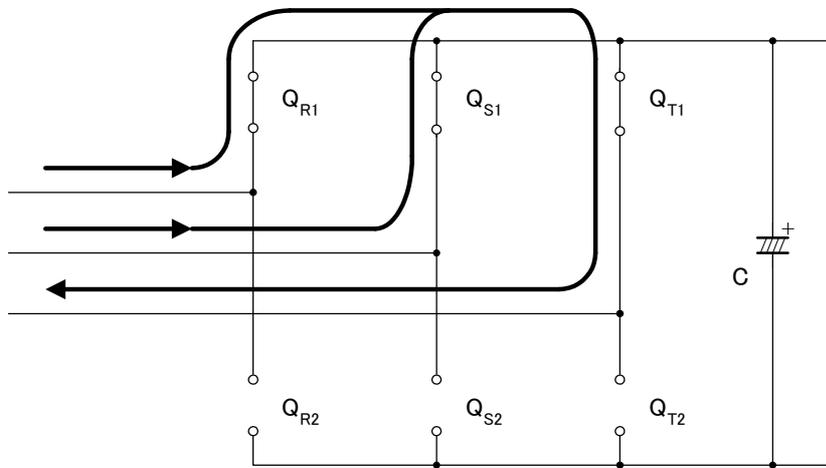
図 4.7 各区間での電流の流れ

(a)区間①での電流の流れ

(b)区間②での電流の流れ



(c)

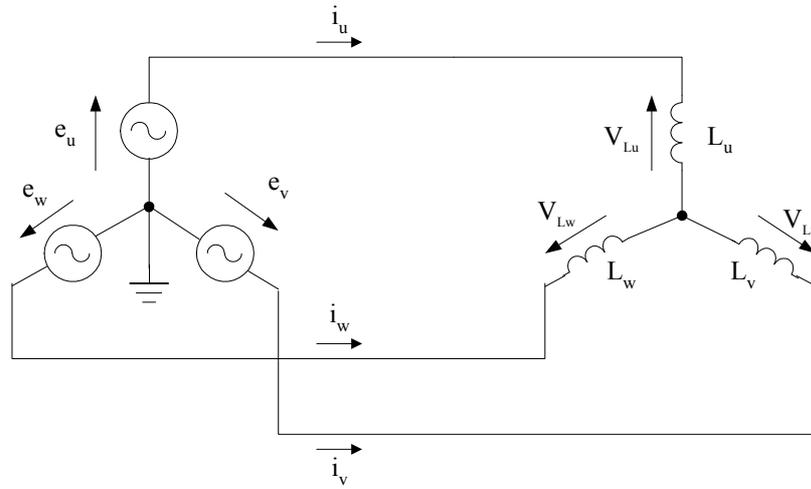


(d)

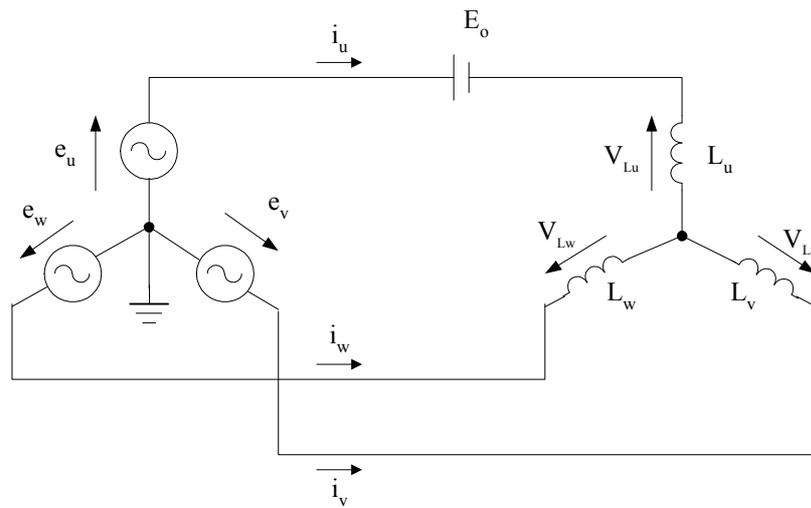
図 4.7 各区間での電流の流れ

(c)区間③での電流の流れ

(d)区間④での電流の流れ



(a)

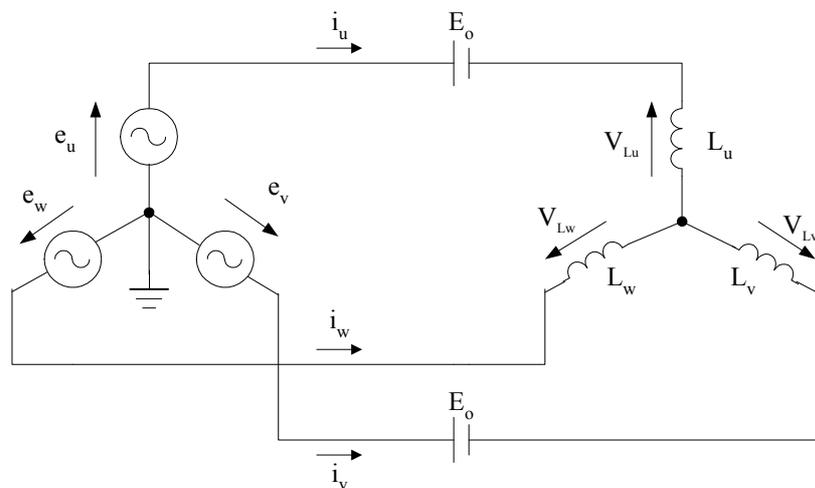


(b)

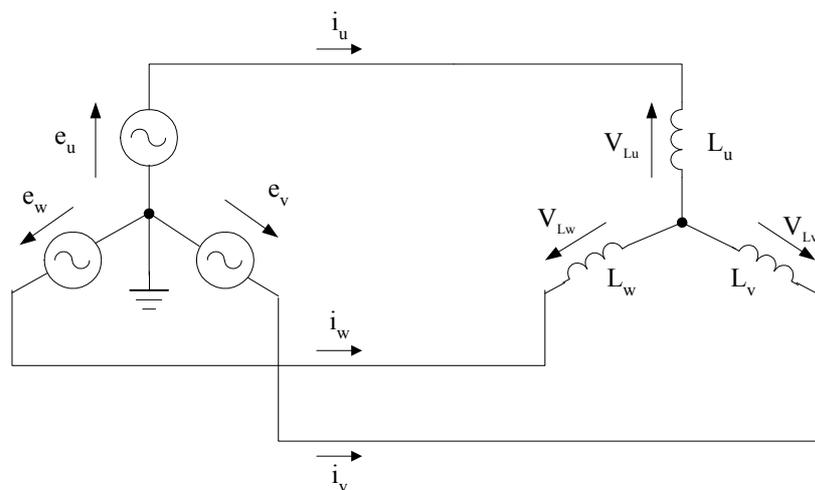
図 4.8 各区間の等価回路

(a) 区間①の等価回路

(b) 区間②の等価回路



(c)



(d)

図 4.8 各区間の等価回路

(c) 区間③の等価回路

(d) 区間④の等価回路

#### 4.2.2 スイッチングシーケンス

前項で、電流の流れを図示しながらオン幅解析を行ったが、前項のスイッチングシーケンスにそのまま部分共振回路を付加するわけにはいかない。例えば、図 4.4 で、(b)から(c)に遷移するとき、 $Q_{T1}$  がオンしているが、このとき  $Q_{T1}$  の  $V_{DS}$  にたまっていた電荷は  $Q_{T1}$  のオンにより消費され、ハードスイッチングとなっている。また、部分共振動作の直前は、すべての主スイッチがオフしていなければならない。図 4.4 ですべての主スイッチがオフしているのは(b)である。つまり(b)の状態のときに部分共振動作をさせなければならない。

この問題を解決するには、まず指令値はその絶対値をとる。さらに、入力相電圧が正の時には各アームの下側のスイッチのみオンオフさせ、上側のスイッチはオフしたままとする。逆に、入力相電圧が負の場合には各アームの上側のスイッチのみオンオフさせ、下側のスイッチはオフしたままとすればよい。例えば、 $e_u > 0 > e_w > e_v$  の時の部分共振動作付加時のドライブ信号を図 4.9 に示す。また、図 4.10 に、図 4.9 における①～④のそれぞれの区間での電流の流れを示す。主スイッチオフ時に電流が流れているのは、主スイッチである FET のボディダイオードに流れるためである。図 4.10 によれば、まず  $Q_{R2}$ 、 $Q_{S1}$ 、 $Q_{T1}$  を同時にオンさせ、その後  $Q_{R2}$ 、 $Q_{S1}$ 、 $Q_{T1}$  の順番にオフさせていく。これにより、オフしたスイッチはハードスイッチングすることなく、スイッチングシーケンスの 1 周期が終わる。なお、本論文では  $e_u > 0 > e_w > e_v$  の時を示したが、図 4.9 と同様のシーケンスをとることにより、スイッチングシーケンスの 1 周期にわたってハードスイッチングすることはない。

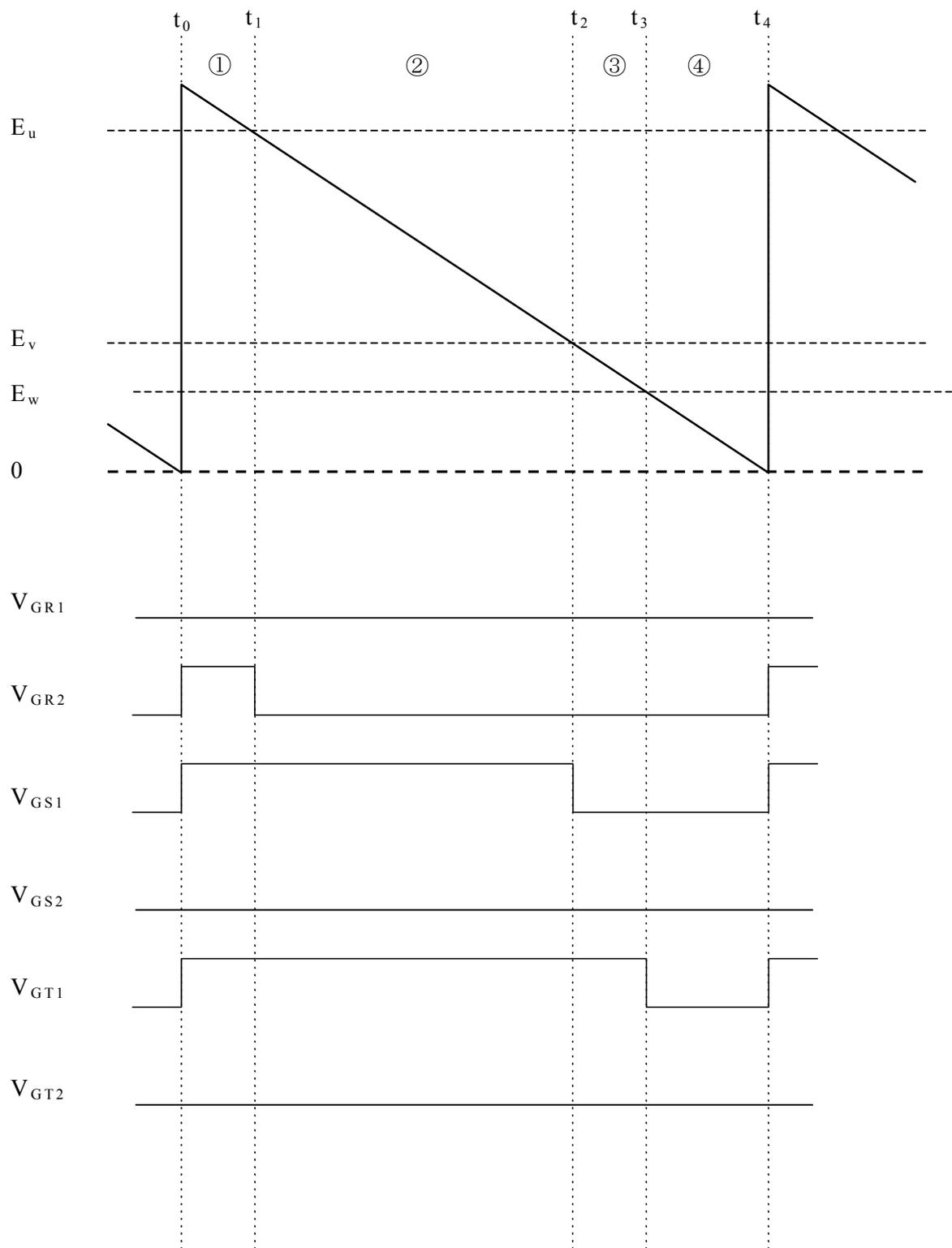
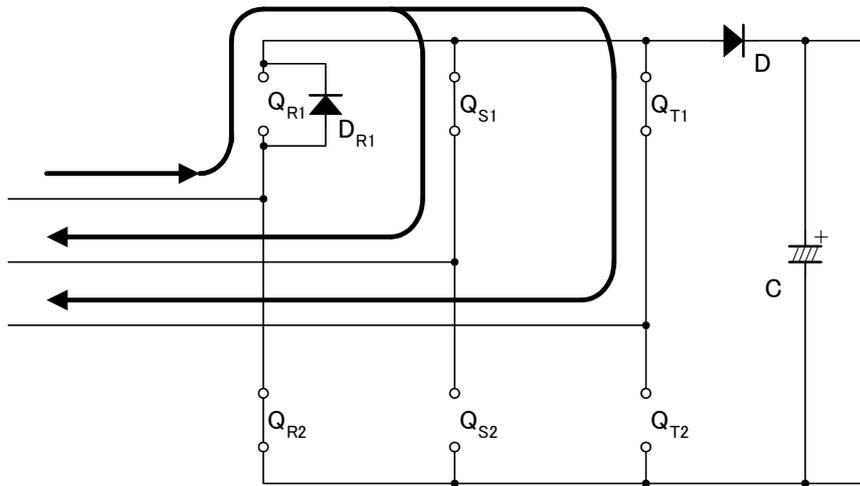
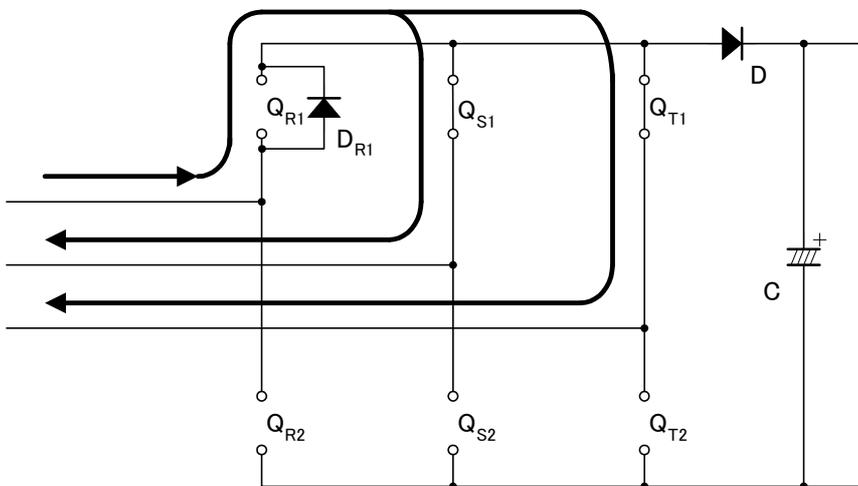


図 4.9 ドライブ信号



(a)

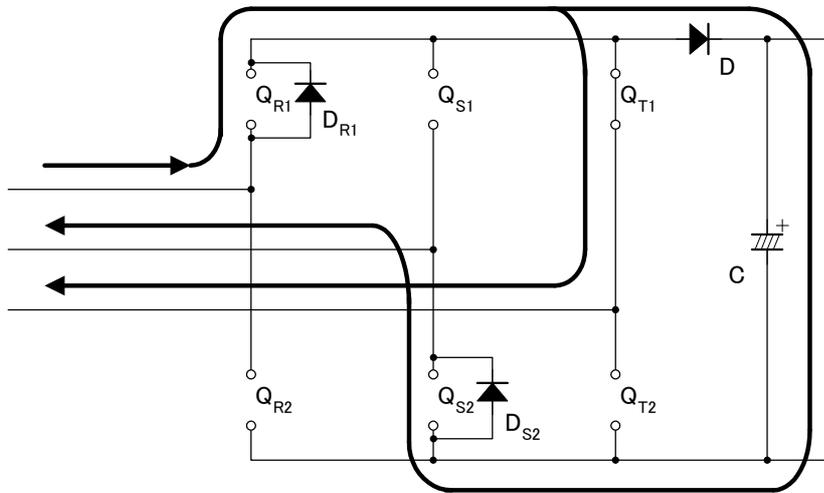


(b)

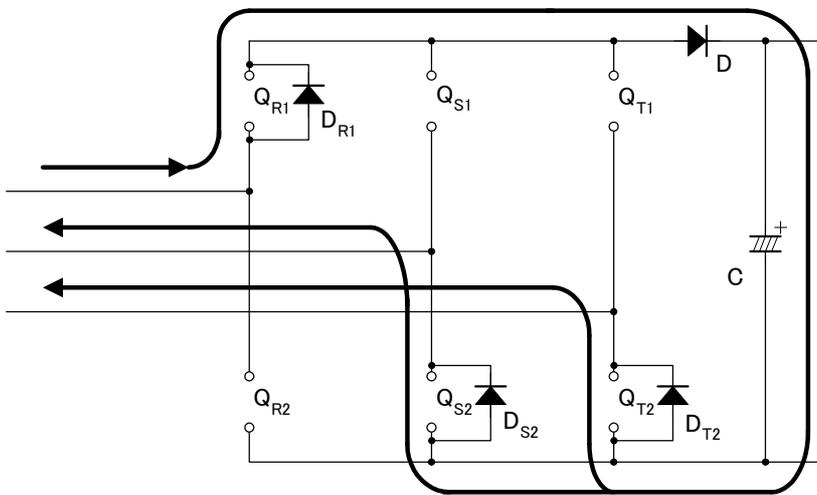
図 4.10 各区間での電流の流れ

(a)区間①での電流の流れ

(b)区間②での電流の流れ



(c)



(d)

図 4.10 各区間での電流の流れ

(c)区間③での電流の流れ

(d)区間④での電流の流れ

## 4.3 回路構成

### 4.3.1 三相部分共振形アクティブフィルタ

図 4.11 に三相部分共振形アクティブフィルタの構成図を示す。主回路には 6 スイッチ PWM 昇圧形コンバータに部分共振回路を付加している。使用している DSP は TMS320F240 である。<sup>(40)</sup> PFC を動作させる前に、DSP は外部からの信号をチェックする。まず、制御回路用電源  $V_{cc}$  が確立しているかチェックし、その後、後段の DC/DC コンバータのレディ信号、入力電流が過電流状態になっていないことを確認する。

出力電圧の過電圧保護回路は、DSP が故障した場合を想定し、アナログ回路により保護している。入力相電流は  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  の 3 値とも必要だが、今回使用した DSP は AD 変換器を 2 つしか持っていないため、AD 同時取り込みは、 $I_u$ 、 $I_v$  の 2 値とし、 $I_w$  は次式により、演算する。<sup>(41)</sup>

$$I_w = -(I_u + I_v) \quad (4.63)$$

図 4.12 に主回路図を示す。図 4.12 で、 $L_u = L_v = L_w = 700\mu\text{H}$ 、 $n = 3$ 、 $L_r = 1.8\mu\text{H}$ 、 $C_{R1} = C_{R2} = C_{S1} = C_{S2} = C_{T1} = C_{T2} = 0.018\mu\text{F}$  である。

図 4.13 に部分共振回路の等価回路を示す。図 4.13 で、 $C_r$  の値は  $C_{R1}$  の 3 倍となる。また、 $I_L$  は  $L_u$ 、 $L_v$ 、 $L_w$  を流れる電流で正值の合計で定電流源ある。部分共振回路の動作は、単相部分共振形アクティブフィルタと同じである。

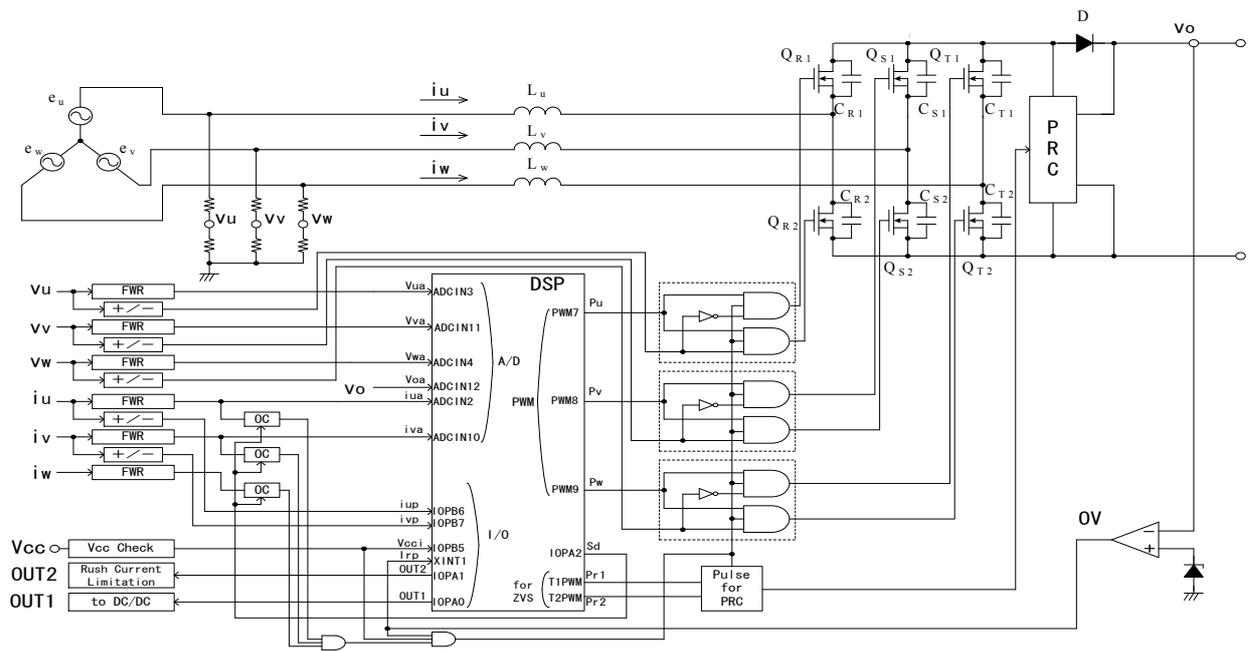


図 4.11 三相部分共振形アクティブフィルタの構成図

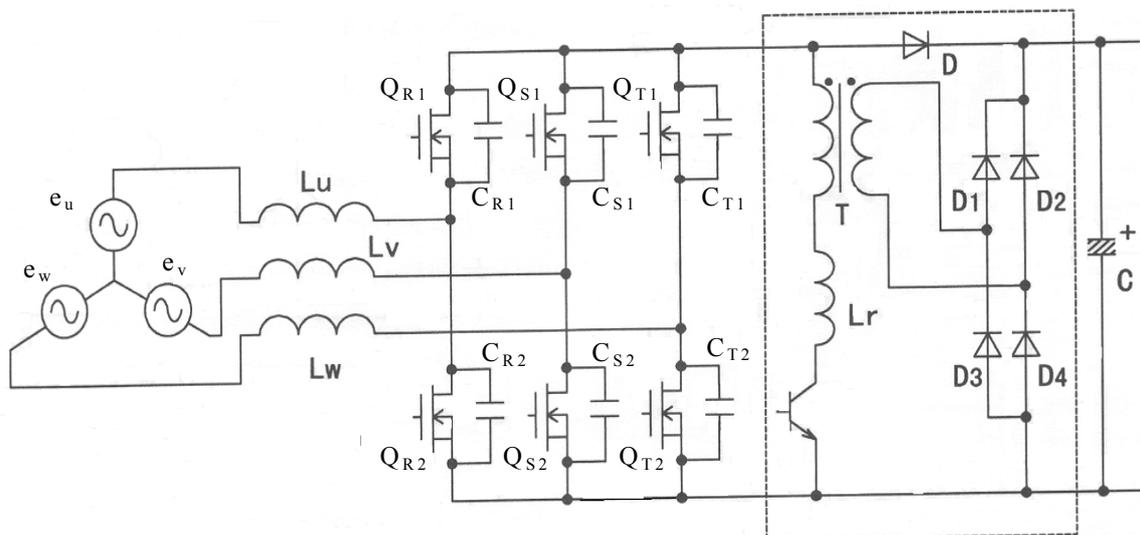


图 4.12 主回路图

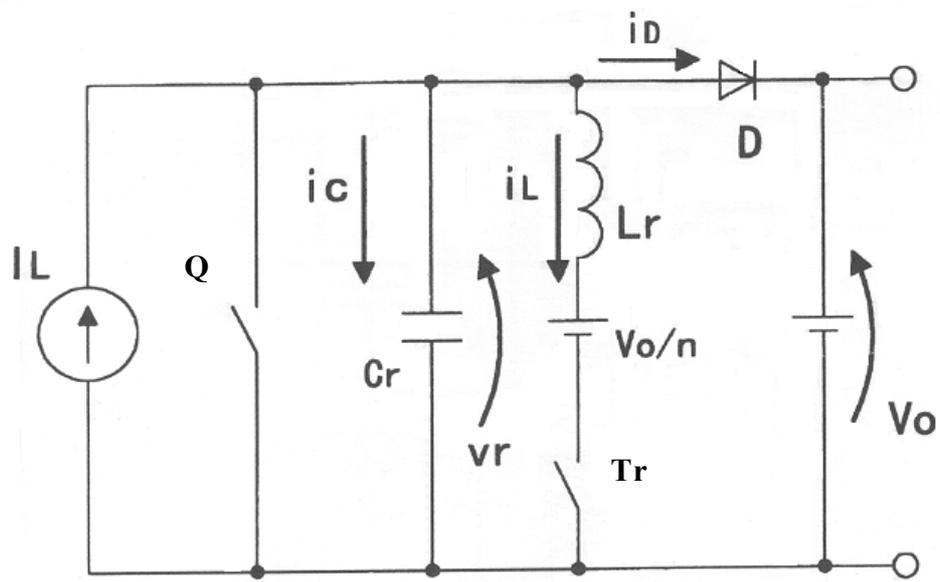


図 4.13 部分共振回路の等価回路

### 4.3.2 デジタル制御回路

図 4.14 に、1 相あたりの制御ブロック図を示す。これは 1 相あたりなので、実際の制御プログラムには図 4.14 のブロックが 3 個存在する。ただし、L.P.F(Low Pass Filter)<sup>(42)</sup>は 3 相に共通である。

制御プログラム中、PID 制御部は以下の式から導かれる。

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.64)$$

ラプラス変換し、

$$U(s) = (K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d \frac{s}{1 + T_D s}) E(s) \quad (4.65)$$

ここで、

$$s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (4.66)$$

式(4.65)に式(4.66)を代入して、双一次変換を行う。<sup>(43)</sup>

$$(1 + \frac{2T_D}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}) U(z) = \left\{ (1 + \frac{2T_D}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}) K_p + (1 + \frac{2T_D}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}) K_i \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} + K_d \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right\} E(z) \quad (4.67)$$

$$U(z) = K_1 U(z) z^{-1} + K_2 U(z) z^{-2} + K_3 E(z) + K_4 E(z) z^{-1} + K_5 E(z) z^{-2} \quad (4.68)$$

式(4.68)を差分方程式で表すと、

$$u(n) = u(n-2) + K_p \{e(n) - e(n-2)\} + K_i \frac{T}{2} \{e(n) + 2e(n-1) + e(n-2)\} + K_d \frac{2}{T} \{e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)\} \quad (4.69)$$

図 4.15 に式(4.69)のシグナルフローチャートを示す。

三相部分共振回路では、スイッチを同時にオンさせる必要があるので DSP のカウンタモードは、アップカウンタモードとしている。これは、アナログ制御のノコギリ波に相当する。また、使用している DSP は固定小数点 16 ビットであり、今回の PID アルゴリズムには不十分だった。そのため、一部 32 ビットに拡張している。

その他、主制御アルゴリズム以外に下記のようなプログラムを備えている。

#### 停電検出

停電、または入力電圧が低下したとき、それを検出し PFC 回路を停止させる。入力電圧を三相とも監視し、入力電圧が正常に復帰した場合は PFC を再起動させる。

#### 出力電圧上昇検出

PFC の出力が、無付加または非常に軽負荷になった場合、出力電圧が上昇する。出力電圧が上限値に達すると PFC を停止させる。また、出力電圧が下限値に達すると PFC を再起動させる。

#### 停止タイミング

停電や出力電圧の上昇を検知した場合 PFC を停止させるが、部分共振回路が動作している期間に停止させると、共振動作が完了せず、FET の破損等につながる。従って、停止指令が来た場合でも、部分共振回路の動作をチェックし、その終了を待って PFC を停止させる。

入力電圧異常値設定や、停止タイミングの条件設定変更が容易に行えるのもデジタル制御の利点である。

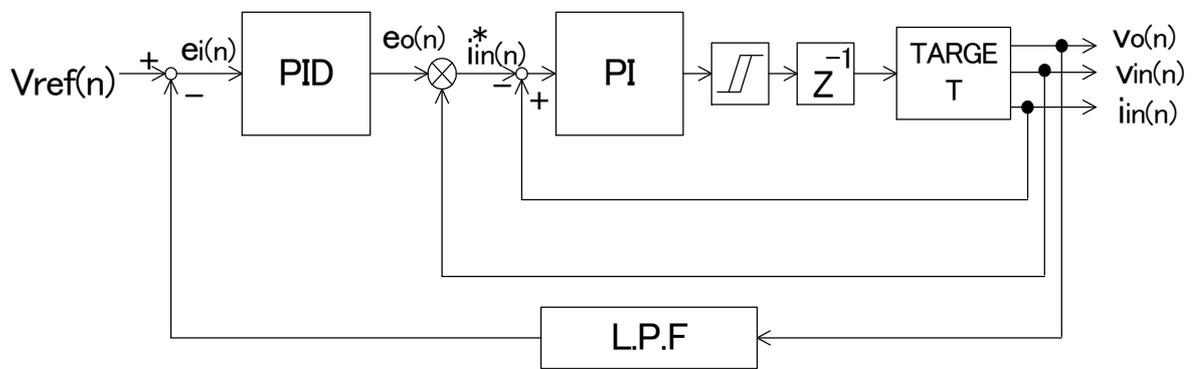


図 4.14 1相あたりの制御ブロック図

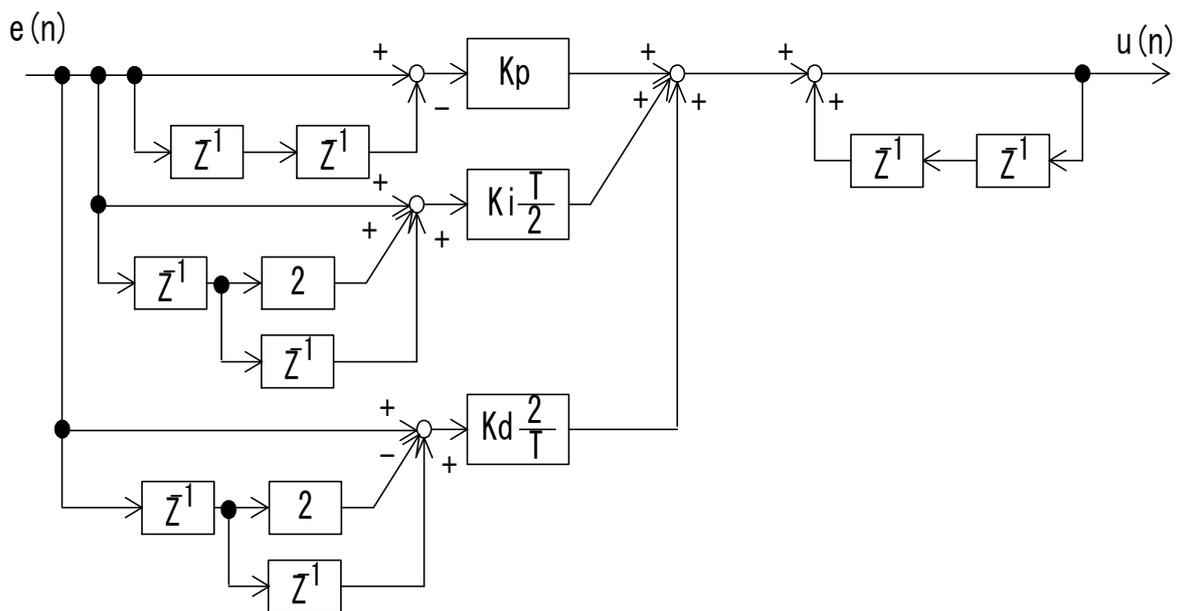


図 4.15 シグナルフローチャート

#### 4.4 実験結果

2.5kW 出力の PFC 回路にて実験を行った。PFC 回路の入力電圧は 200V、出力電圧は 350V である。実際には、アナログ制御 PFC 回路の制御基板だけを再設計し、この基板を差し替えるだけでデジタル制御化できるようにした。部分共振回路を備えているため、入力電圧 200V、出力電力 2.5kW 時の効率は 97.5%であった。図 4.16 にデジタル制御回路基板の写真を示す。この制御基板上の部品点数は、アナログ制御基板に比べて 30%少ない。また、アナログ制御においては、ボリュームによる調整箇所が、掛算器 2カ所と出力電圧調整 1カ所の計 3カ所必要だが、デジタル制御ではこれらの調整は削除できた。これはデジタル制御では、アナログ制御の部品定数ばらつきに相当するものが無いためである。

図 4.17 にデジタル制御時の U 相の入力電流波形と高調波を示す。

図 4.18 にアナログ制御時の U 相の入力電流波形と高調波を示す。

このときの THD (Total Harmonic Distortion) は、デジタル制御時 2.3%、アナログ制御時 2.6%である。また力率は、アナログ制御、デジタル制御ともに 0.99 であった。入力電流波形、高調波、THD においてはデジタル制御とアナログ制御の大きな差はみられない。

図 4.19 にデジタル制御における動的負荷変動時の出力電圧を示す。

図 4.20 にアナログ制御における動的負荷変動時の出力電圧を示す。

負荷変動幅はそれぞれ、(a)50%負荷から 100%負荷へ、(b)100%負荷から 50%負荷へ変動させている。

図 4.19 と図 4.20 からわかるとおり、動的負荷変動時の特性は、デジタル制御とアナログ制御で異なっている。

アナログ制御では、動的負荷変動時の出力電圧は振動し、その電圧幅も大きい。図 4.20 から、その電圧変動幅は 40V ある。これは後述する静的負荷変動を改善するために比例ゲインを大きく取っているためである。一方、図 4.19 からわかるとおり、デジタル制御では出力電圧の振動はみられず、その電圧変動幅も 10V であり、アナログ制御に比べて非常によい特性を示している。

図 4.21 にデジタル制御、アナログ制御それぞれの、静的負荷変動時の出力電圧を示す。

デジタル制御の静的負荷変動時の出力電圧変動はゼロであるのに対し、アナログ制御の静的負荷変動時の出力電圧変動は約 10V と非常に大きい。これは、積分の定常偏差の違いによる。式(4.65)の 2 項目は  $K_i/s$  であるが、アナログ制御の場合はこの項が  $K_i/(s+1)$  となる。よって、デジタル制御では積分の定常偏差が実質的にゼロとなり、非常に良好な静的負荷変動特性を示す。そのため、全体の系の設計自由度も高くなり、前述の良好な動的負荷変動特性にもつながっている。

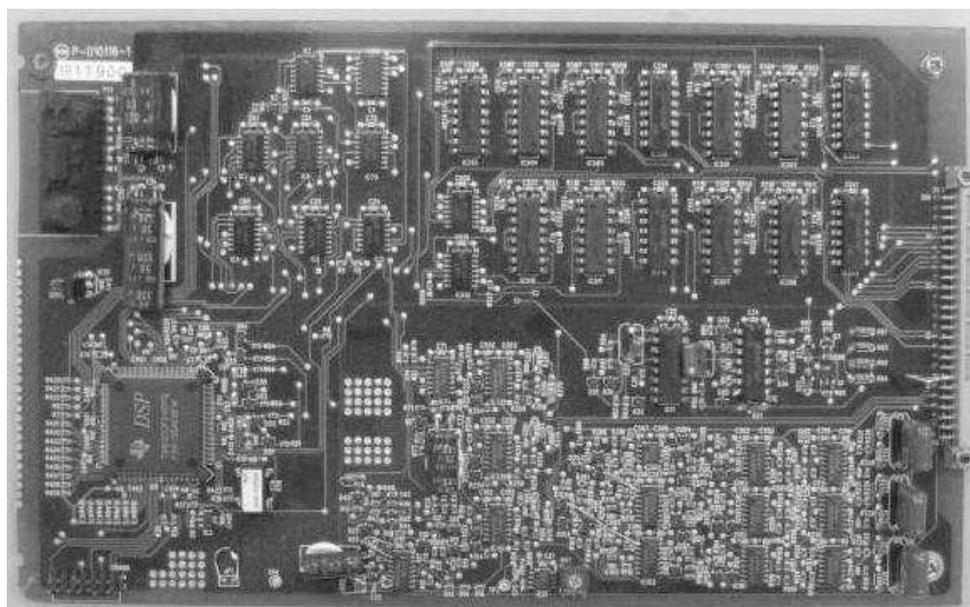
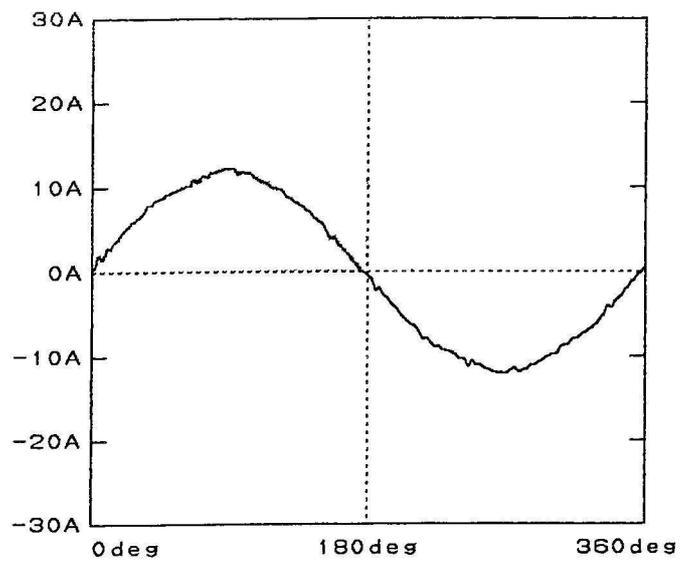
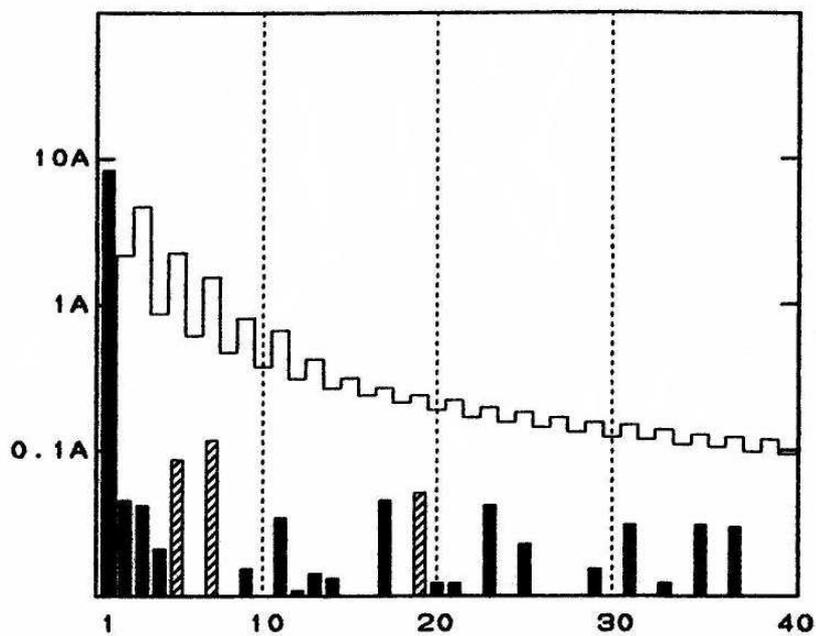


図 4.16 デジタル制御回路基板

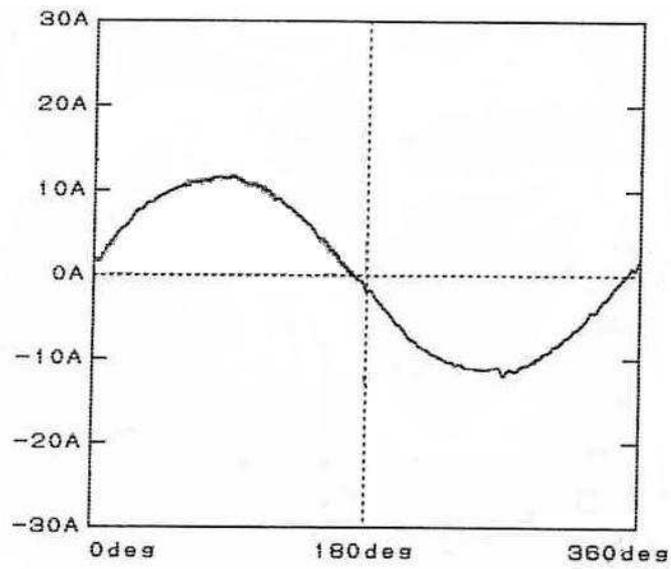


(a)入力電流波形

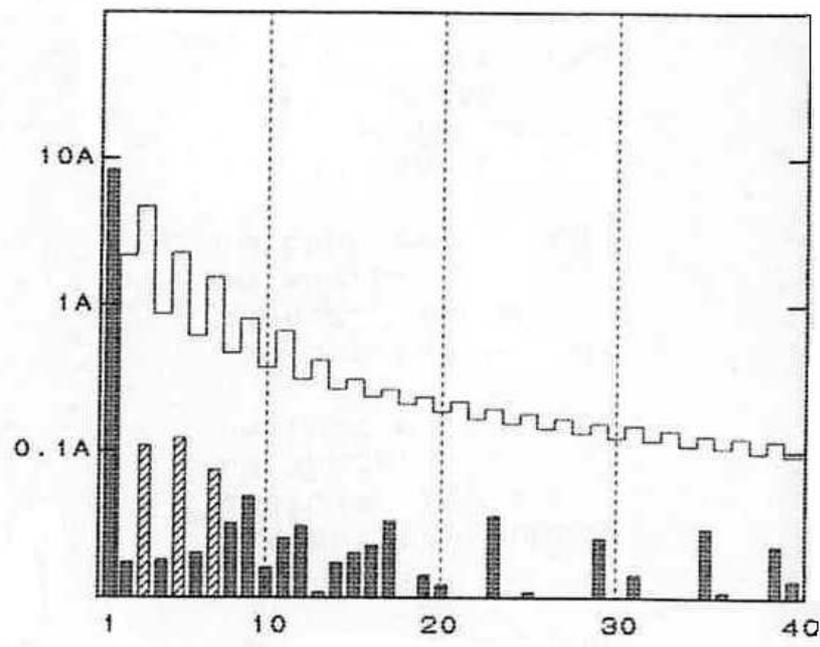


(b)高調波

図 4.17 デジタル制御時の U 相の入力電流波形と高調波

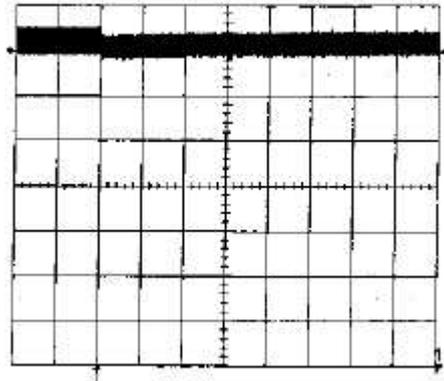


(a)入力電流波形

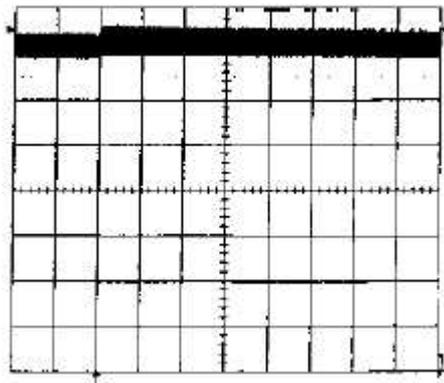


(b)高調波

図 4.18 アナログ制御時の U 相の入力電流波形と高調波



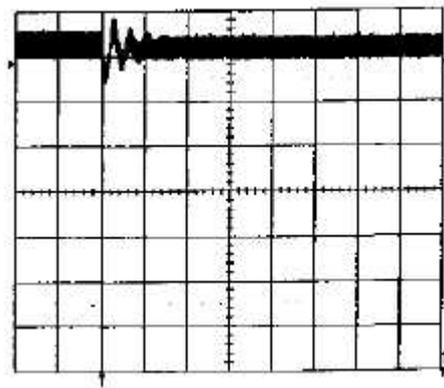
(a)50% 負荷から 100% 負荷



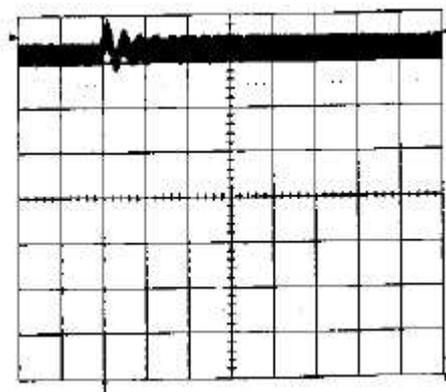
(b)100% 負荷から 50% 負荷

図 4.19 デジタル制御における動的負荷変動時の  
出力電圧

(50V/div. 200ms/div.)



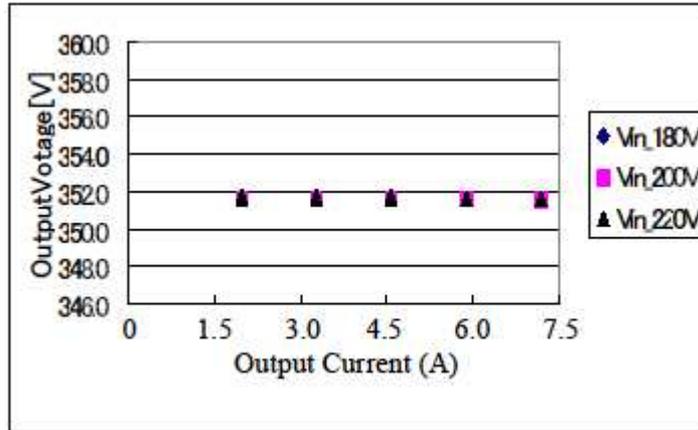
(a)50% 負荷から 100% 負荷



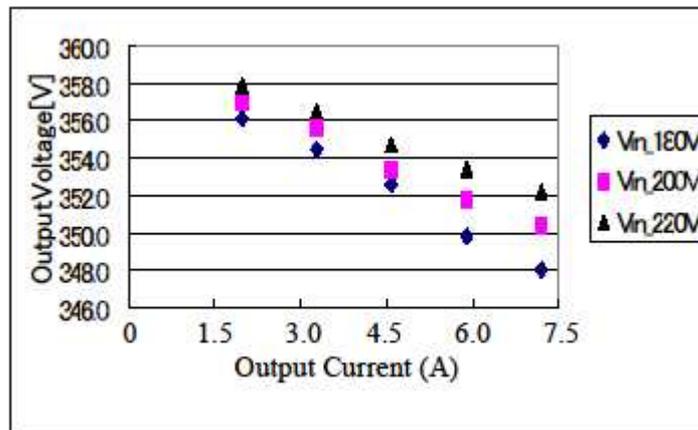
(b)100% 負荷から 50% 負荷

図 4.20 アナログ制御における動的負荷変動時の  
出力電圧

(50V/div. 200ms/div.)



(a) デジタル制御



(b) アナログ制御

図 4.21 静的負荷変動時の出力電圧

## 4.5 結び

デジタル制御三相部分共振形アクティブフィルタについて検討を行い、2.5kW 出力のアクティブフィルタで実験した。

デジタル制御三相部分共振形アクティブフィルタはアナログ制御に比べて、その制御性において、優位性を示した。

以下に本章のまとめを示す。

- 1) 三相アクティブフィルタのオン幅解析を行い、オン幅が入出力電圧の簡単な関数になることがわかった。また、部分共振動作後の各主スイッチに求められるシーケンスを明らかにした。
- 2) 部分共振回路の採用によって、入力電圧 200V、出力 2.5kW で効率 97.5% が得られた。また、力率も 0.99 の高力率が得られた。
- 3) アナログ制御に比し、良好な動的負荷変動特性、静的負荷変動特性が得られた。アクティブフィルタの出力電圧は次段の DC/DC コンバータの入力電圧であるため、その変動が少ないことは DC/DC コンバータの設計を容易にし、さらなる高効率を得られる。
- 4) DSP を採用したことにより、約 30% の部品点数削減が可能となった。このことは、制御基板の小型化にもつながる。
- 5) アナログ制御の場合、ボリュームによる調整は 3 カ所必要だった。デジタル制御においては、アナログ制御のような部品定数のばらつきが無いいため、調整箇所を削除できた。これは信頼性の向上にもつながっている。
- 6) デジタル制御は、定数等の変更はソフトウェア上で可能なため、設計変更が容易である。