

第3章 負荷電流フィードフォワード制御

本章では、電源の過渡特性改善のためのフィードフォワード制御について考察する。DC・DC コンバータは基本的に2次系の遅れを伴うため、通常のフィードバック制御のみで負荷変動時の過渡特性の要求仕様を満足することは困難となってきた。そこで、応答改善の有効な方法としてフィードフォワード制御の併用が考えられる。フィードフォワード制御[42],[43]は、図3.1の制御ブロックに示すように、フィードバック制御と異なり外乱を直接検出して、その補正を行うものである。従って、系の応答結果に対して補正をかけるフィードバック制御に比較し、外乱に対して高速に応答することができ、また、制御に伴うループが発生しないために原理的に系の安定性に問題を与えないという長所がある。そのため、電圧フィードバック制御に加え、負荷電流フィードフォワード制御を併用する手法がいくつか提案されている[14]・[16]。しかしながら、これらはいずれも電流モード制御[3],[44]のコンバータについての報告であり、一般に広く用いられている電圧モード制御のコンバータについては、十分な検討がなされていない。ここでは、負荷電流フィードフォワード制御を、一般的な位相補償回路を有する電圧モード制御の降圧形DC・DCコンバータに適用した場合について解析、実験し、出力電圧フィードバックと負荷電流フィードフォワードの複合制御における負荷変動時の出力電圧の過渡応答の改善を図っている。特に、フィードフォワード信号として負荷電流の微分値を用いる方式を提案し、負荷電流変動の検出には電力損失が少なく絶縁が容易な電流トランス[45],[46]を使用している。電流トランスの励磁インダクタンス及び2次側の電流-電圧変換抵抗で決まる微分特性の最適化を図るために、出力電圧の偏差を二乗積分した性能

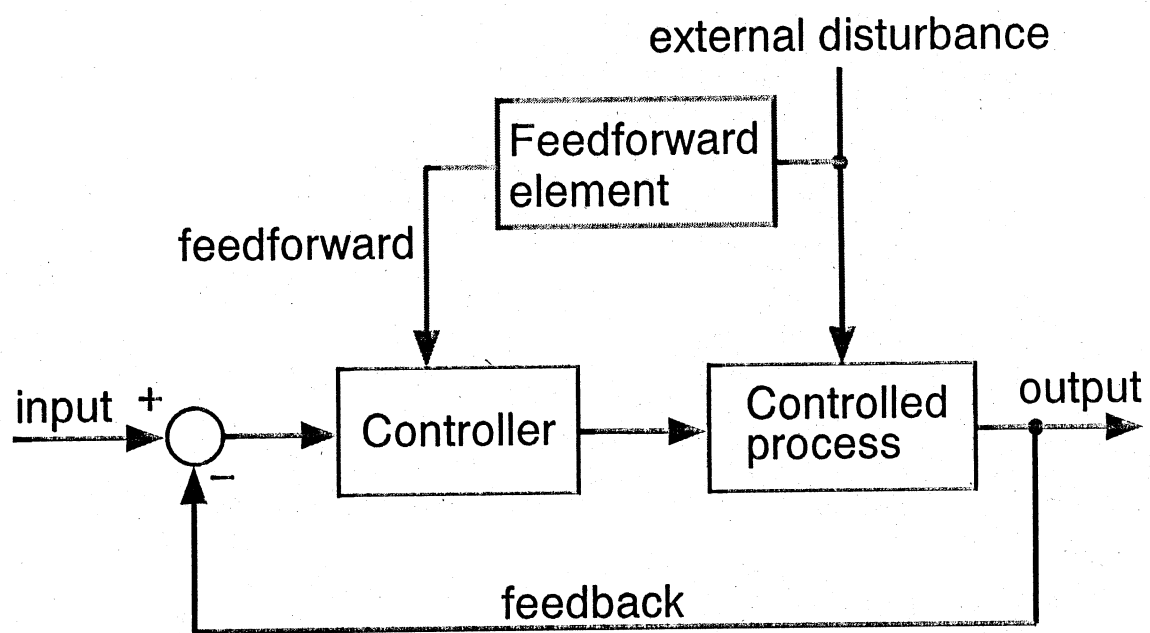


図3.1 フィードバック制御とフィードフォワード制御の複合制御

指数を過渡応答改善の指標として導入し、フィードフォワード制御の設計条件を示すと共に、実験及び解析によりその有効性を定量的に示す。また、PWM 制御の時比率の飽和現象に起因するフィードフォワード制御の有効な制御範囲と負荷電流のスルーレートとの関係も定量的に明らかにする。

3. 1 回路構成

図 3.2 に負荷電流フィードフォワードを適用した電圧モード制御の降圧形 DC・DC コンバータの基本回路構成を示す。図中の r_L はリアクトル L の内部等価抵抗、 r_c は平滑用コンデンサ C の内部等価抵抗を表わしており、 R は負荷抵抗を表わしている。負荷電流の検出に用いる電流トランスは、負荷の変化を直接検知するために LC による遅れを含まない平滑回路の出力側に挿入され、負荷電流の変動分のみを直接検出している。このため電流トランスは、負荷電流の直流分による磁気飽和が生じないように材料、構造、及び巻数について考慮されたものである。負荷電流フィードフォワードは、この巻線比 $1:n$ 、励磁インダクタンス L_s の電流トランスを介して負荷電流の変化を電流－電圧変換抵抗 R_s で検出し、電圧フィードバック信号と加算し、PWM 制御信号を作っている。

3. 2 動作解析

3. 2. 1 周波数領域での解析

(1) レギュレーション機構ブロック図

2 章で求めた降圧形コンバータの伝達関数を用いると、図 3.2 の降圧形

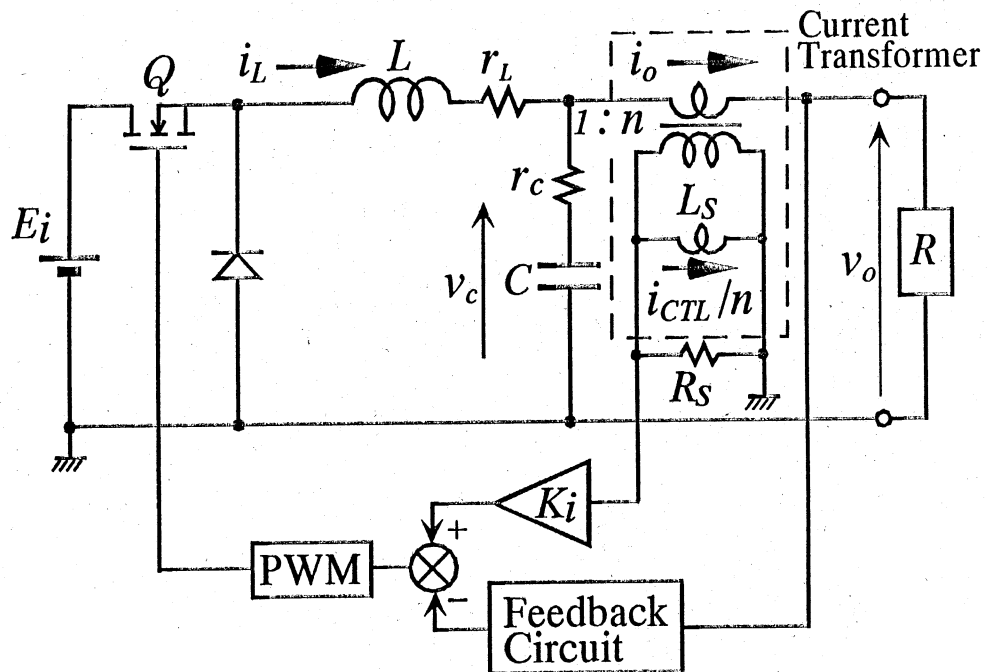


図3.2 負荷電流フィードフォワード制御を適用した
降圧形コンバータの基本回路（純抵抗負荷の場合）

回路より、負荷抵抗 R 、出力電圧 v_o 及び時率比率 D の微小変化 ΔR , Δv_o , ΔD に対して、図 3.3 に示すフィードバック制御とフィードフォワード制御を併用した PWM コンバータの制御機構のブロック図が得られる。ここで、 G_p は PWM のゲイン、 G_{vr} , G_{vd} は $G_{vr}(s) = \Delta v_o(s) / \Delta R(s)$, $G_{vd}(s) = \Delta v_o(s) / \Delta D(s)$ であり、時比率の変化 ΔD は、次式のように Δv_o と Δi_o との関数となっている。

$$\Delta D(s) = -G_p K_v(s) \Delta v_o(s) + G_p K_i'(s) \Delta i_o(s) \quad (3.1)$$

$K_v(s)$: フィードバックの伝達関数

$K_i'(s)$: フィードフォワードの伝達関数

一般に電圧フィードバックループは、系の安定性及び出力電圧の定常特性、過渡特性の改善を図るため、図 3.4 に示すような位相補償回路 [3], [11]-[13] を採用している。この位相補償回路を用いたフィードバックの伝達関数は、次式で表される。

$$K_v(s) = \frac{R_p (1 + sC_i R_i) [1 + sC_d (R_a + R_d)]}{R_a (1 + sC_d R_d) [1 + sC_i (R_p + R_i)]} \quad (3.2)$$

フィードフォワードについては、図 3.3 から分かるように、負荷抵抗の変化分 ΔR が直接負荷電流の変化分 Δi_o となり、伝達関数 $K_i'(s)$ の電流トランスを介して PWM 制御するパスが確認できる。本来フィードフォワード制御は、一方向のみの制御であり、負荷電流には出力電圧のように一定の目標値となるものが無いために、効果的な制御を行うには、適切なゲインと減衰特性をもたせる必要がある。伝達関数 $K_i'(s)$ は、電流フィードフォワードアンプゲイン K_i 、電流トランスの励磁インダクタンス L_s 、巻線比 n 、および電流-電圧変換抵抗 R_s の関数であり、次式の

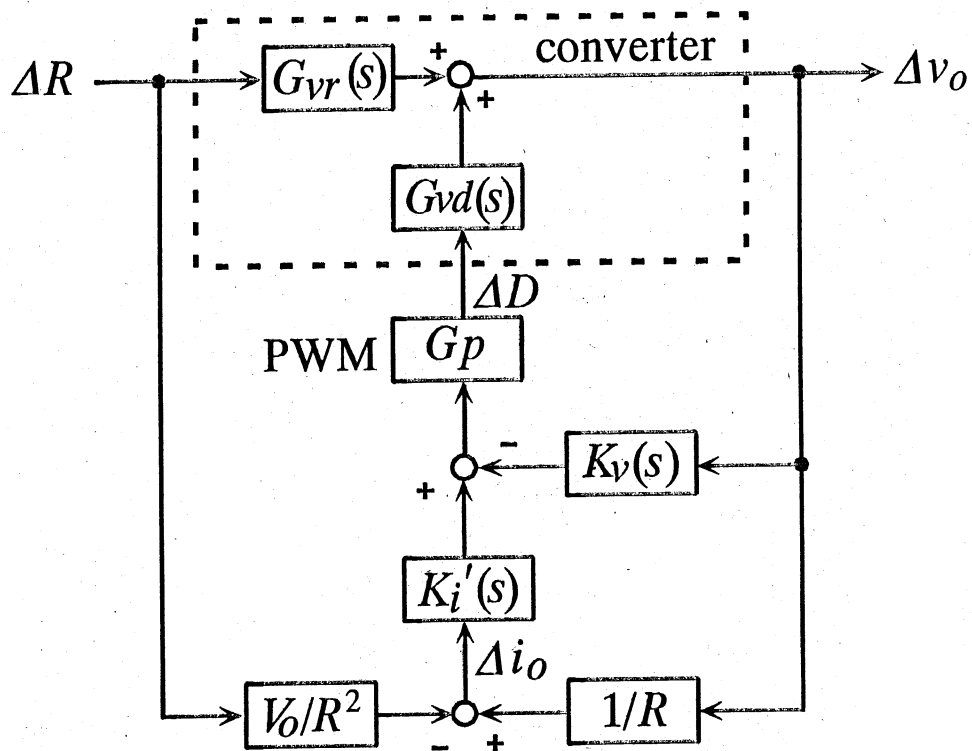


図3.3 フィードフォワード制御を併用した
PWMコンバータの制御機構
(純抵抗負荷 R の場合)

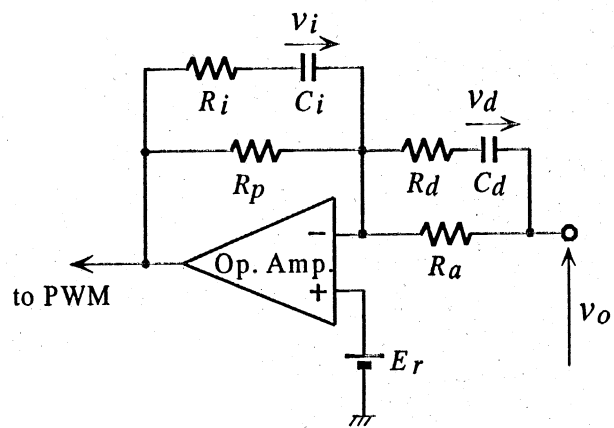


図3.4 位相遅れ進み補償回路

ように表わされる。

$$K_i'(s) = \frac{sK_s}{n(1+sT_s)} \quad (3.3)$$

ただし、 $K_s = K_i L_s$ ， $T_s = L_s / R_s$ である。図 3.5 に、伝達関数 $K_i'(s)$ の周波数特性例を示す。図より明らかなように、 $K_i'(s)$ は電流トランスの励磁インダクタンス L_s と電流－電圧変換抵抗 R_s で決まる微分特性をもち、この微分特性に着目し、伝達関数の最適化を図る。

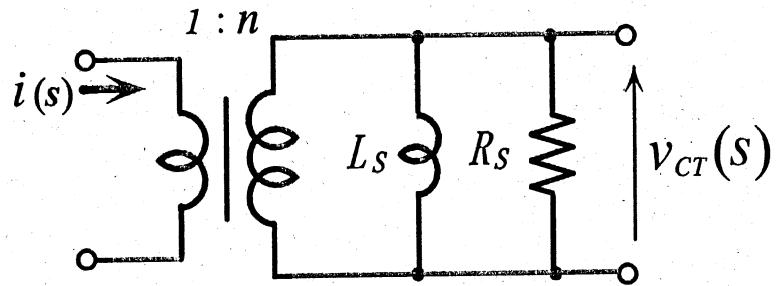
(2) 出力インピーダンス

出力インピーダンスは、図 3.3 の負荷微小変動時の制御機構ブロック図をもとに、2 次以上の微小項を無視して導出された次式より求められる。

$$Z(s) = -\frac{\Delta v_o(s)}{\Delta i_o(s)} = \frac{\frac{R^2}{V_o} G_{vr}(s) - K_i'(s) G_p G_{vd}(s)}{1 + K_v(s) G_p G_{vd}(s) - \frac{R}{V_o} G_{vr}(s)} \quad (3.4)$$

3. 2. 2 時間領域での解析

コンバータの負荷変動に対する動特性の評価は、時間領域と周波数領域の両面から行うことができる。一般に時間領域からは、負荷のステップ変化に対する過渡応答が最も直感的であり、電源の仕様の一項目として挙げられる評価法である。また、周波数領域からは、主に出力インピーダンスの周波数特性が挙げられ、小信号解析から比較的容易に計算できる。なお、ここでは時間領域での過渡特性を定量的に評価するため、図 3.2, 3.4 の回路より、各電圧、電流に対しスイッチング周期の平均値を変数として回路方程式の導出を行う。



$$K'_i(s) = K_i \frac{v_{CT}(s)}{i(s)} = \frac{s K_i L_s}{n(1 + s L_s / R_s)}$$

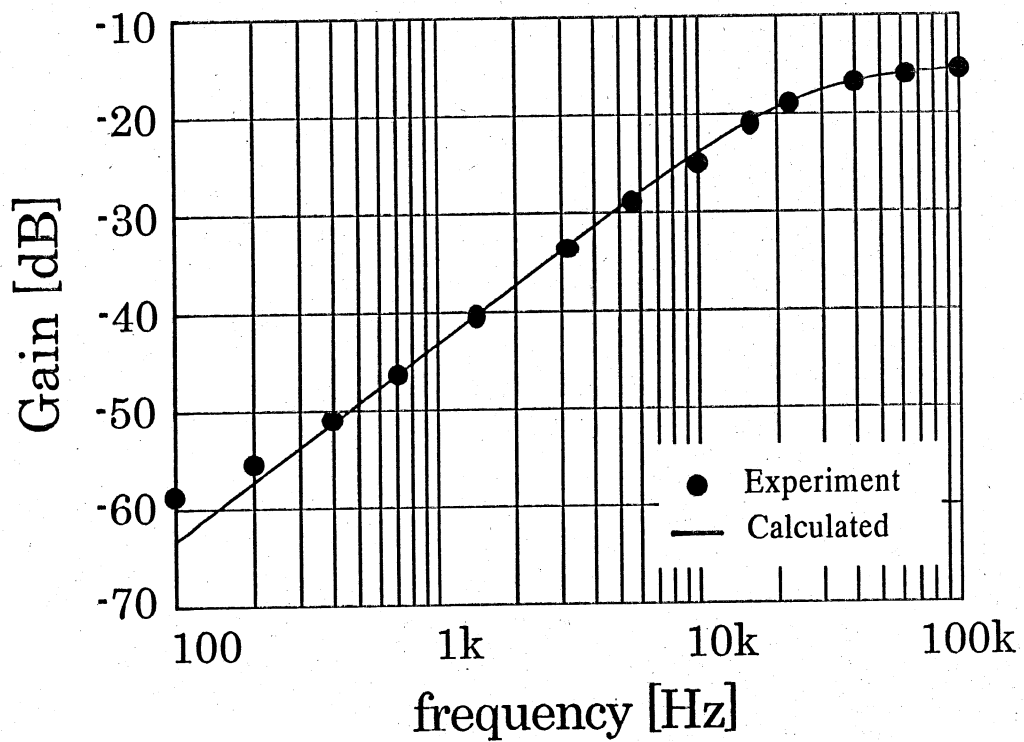


図3.5 フィードフォワードパスの伝達関数 $K'_i(s)$ の周波数特性例
 $(L_s = 62\mu\text{H}, R_s = 10\Omega, n = 57, K_i = 1)$

図 3.4 の補償回路を用いた図 3.2 の回路において、リアクトルを流れる電流 i_L 、平滑用コンデンサの両端の電圧 v_C 、位相進み回路のコンデンサの両端の電圧 v_d 、位相遅れ回路のコンデンサの両端の電圧 v_i 、及び電流トランスの負荷側での励磁インダクタンス分を流れる電流 i_{CTL} の 1 スイッチング周期における平均値を要素とする状態ベクトル x を

$$x = [i_L \quad v_C \quad v_d \quad v_i \quad i_{CTL}]^T$$

とする。状態平均化法を用い、かつ PWM 制御の時比率 D が誤差増幅器の基準電圧 E_r と出力電圧 v_o の差信号を増幅する位相補償回路の出力であるフィードバック信号と、電流トランスを用いた負荷電流の変動分の微分信号であるフィードフォワード信号の加算値となる関係より、次の状態方程式と出力方程式が得られる。

$$\frac{d}{dt}x = Ax + bE_r \quad (3.5)$$

$$v_o(t) = cx \quad (3.6)$$

ここで、

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & 0 & 0 \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & 0 \\ a_{51} & a_{52} & 0 & 0 & a_{55} \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \\ b_3 \\ b_4 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$c = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\left. \begin{aligned}
a_{11} &= -\frac{1}{L}(r_L + r_e - g_1 E_i) \quad , \quad a_{12} = -\frac{1}{L}\left(1 - \frac{r_e}{R} - g_2 E_i\right) \\
a_{13} &= -\frac{T_i a_{43} G_p E_i}{L} \quad , \quad a_{14} = -(1 + T_i a_{44}) \frac{G_p E_i}{L} \\
a_{15} &= -\frac{r'_s G_p E_i}{L} \quad , \quad a_{21} = \frac{R}{C(R + r_c)} \\
a_{22} &= -\frac{1}{C(R + r_c)} \quad , \quad a_{31} = \frac{r_e}{T_d} \quad , \quad a_{32} = \frac{h_e}{T_d} \\
a_{33} &= -\frac{1}{T_d} \quad , \quad a_{41} = \frac{r_e}{C'_i R_g} \quad , \quad a_{42} = \frac{h_e}{C'_i R_g} \\
a_{43} &= -\frac{1}{C'_i R_d} \quad , \quad a_{44} = -\frac{1}{C'_i R_p} \quad , \quad a_{51} = \frac{r_e}{T_c R} \\
a_{52} &= \frac{1}{T_c(R + r_c)} \quad , \quad a_{55} = -\frac{1}{T_c}
\end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

$$b_1 = \frac{E_i}{L}(1 - T_i b_4), b_3 = -\frac{1}{T_d}, b_4 = -\frac{1}{C'_i R_g} \quad (3.10)$$

$$\left. \begin{aligned}
g_1 &= \left(\frac{r_e r'_s}{R} - T_i a_{41}\right) G_p \quad , \quad g_2 = \left(\frac{r'_s}{R + r_c} - T_i a_{42}\right) G_p \\
G_p &: PWMGain[1/V] \\
r_e &= \frac{R r_c}{R + r_c} \quad , \quad h_e = \frac{R}{R + r_c} \quad , \quad r'_s = \frac{K_i R_s}{n} \\
T_i &= R_i C_i \quad , \quad T_d = R_d C_d \quad , \quad T_c = \frac{L_s}{r_s} \\
\frac{1}{R_g} &= \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_d} \quad , \quad C'_i = C_i \left(1 + \frac{R_i}{R_p}\right)
\end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

この状態方程式より、状態変数ベクトルは、

$$x(t) = K_0 + K_1 e^{s_1 t} + K_2 e^{s_2 t} + K_3 e^{s_3 t} + K_4 e^{s_4 t} + K_5 e^{s_5 t} \quad (3.12)$$

と表され、出力方程式より、出力電圧 v_o を得ることができる。ただし、

s_1, s_2, s_3, s_4, s_5 は(3.5)式の特徴根であり、各係数ベクトル $K_1, K_2, K_3,$

K_4 , K_5 は(3.5)式の回路パラメータにより与えられる。

3. 3 フィードフォワードパラメータの最適化

負荷電流のフィードフォワードは一方向のみの制御であるため、適切な伝達特性を与えないと逆効果となることが考えられる。そこで、その効果を定量的に評価するため、負荷電流がステップ状に変化した場合の出力電圧の過渡応答を評価対象とし、二乗制御面積法を用いた性能指数 (PI : Performance Index)

$$PI = \int_0^{\infty} \{v_o(t) - v_o(\infty)\}^2 dt \quad (3.13)$$

を導入する。この性能指数 PI は、過渡変化分のみを評価するもので、その値が小さいほど、過渡特性が優れていることを表している。

ここでは、電流フィードフォワード部のフィードフォワードゲイン K_i と電流トランスの励磁インダクタンス L_s を可変パラメータとして選び、 PI との関係を調べる。なお、本研究で用いた共通の回路パラメータは、 $E_I = 12V$, $V_o = 5V$, $n = 50$, $R_s = 100\Omega$, $C = 100\mu F$, $r_L = 0.1\Omega$, $r_c = 0.01\Omega$, $f_s = 500kHz$ である。

図 3.6 は、 L_s を一定にした場合の K_i に対する性能指数 PI の関係を示している。この図から分かるように、 PI は K_i に対して敏感であり、 PI を最小にする、すなわち最適な K_i の値が存在する。従って、実際の負荷電流フィードフォワード部の回路設計にあたっては、負荷 R に対して十分小さいインピーダンスとなるような電流トランスの巻線比 n , 電流-電圧変換抵抗 R_s を設定し、実現可能な範囲での電流トランスの励磁インダクタンス L_s 及び最適なアンプゲイン K_i を求める。

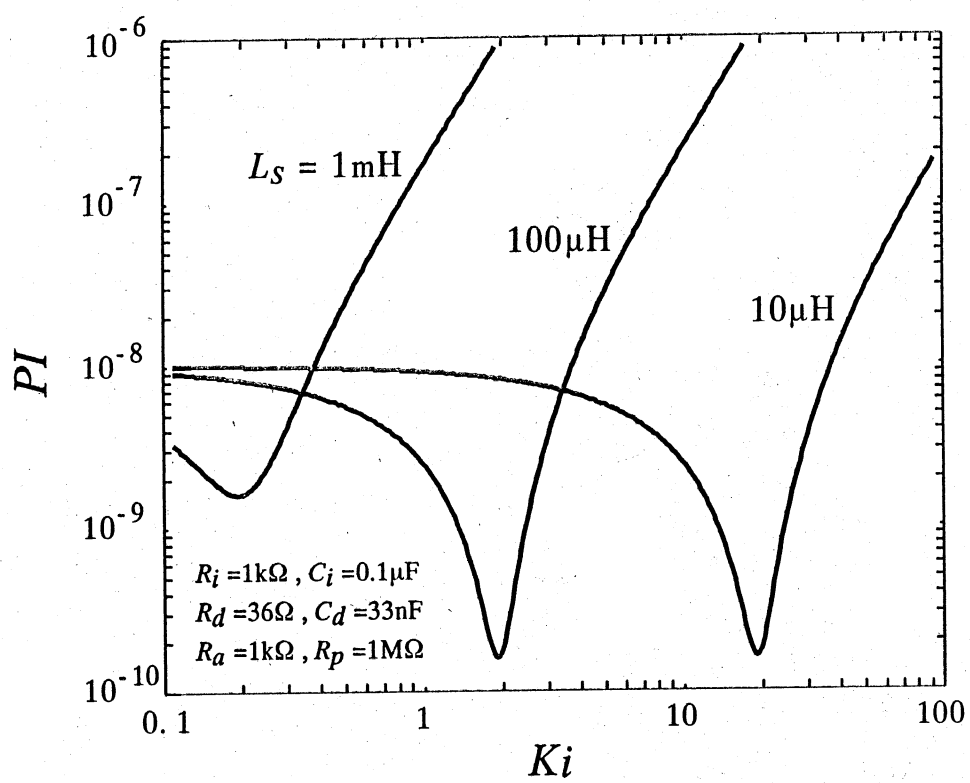
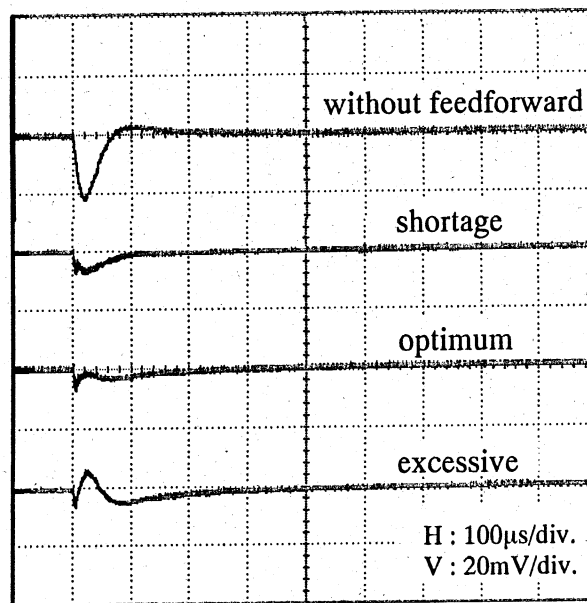


图3.6 性能指数

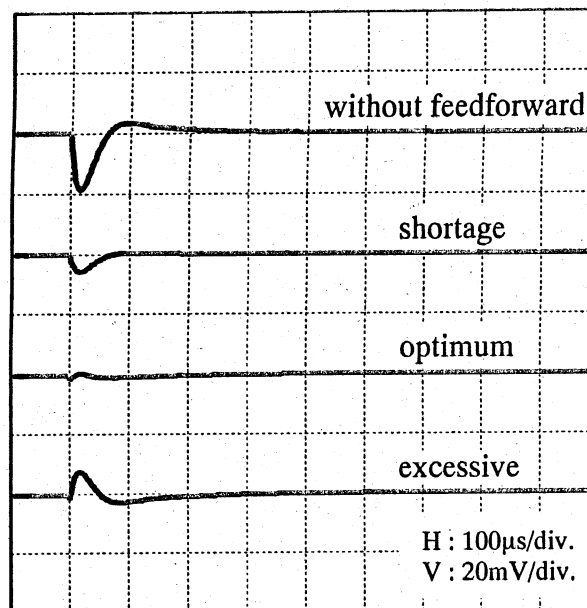
(i_o : 1A to 1.25A, $L=46\mu\text{H}$)

図 3.7 は、負荷が $0.1\text{A}/\mu\text{s}$ のスルーレートで 1A から 1.25A への電流変化をしたときの、出力電圧の過渡応答波形をフィードフォワードのアンプゲイン K_i が最適な場合と過不足の場合について、それぞれ示している。図で(a)は実験値、(b)は計算値であり、良好な一致が得られている。このとき、電流トランスの励磁インダクタンス L_s は $68\mu\text{H}$ で、フィードバックには位相補償が適用されている。図より、性能指数 PI より得られる最適なゲイン K_i のフィードフォワード制御を併用することにより出力電圧の応答が改善され、最もピーク値が抑えられていることが分かる。

同様に最適なフィードフォワードパラメータの場合の出力インピーダンスについて、(3.4)式よりの計算と実験による周波数特性を図 3.8 に示す。図 3.8 には、比較のため電流フィードフォワード制御を施していない電圧フィードバック制御のみにて、フィードバックパスに位相補償回路がある場合およびない場合もそれぞれ示している。出力インピーダンスが、負荷電流フィードフォワード制御を電圧フィードバック制御に併用したときに最も小さくなっていることが分かる。この負荷電流フィードフォワード制御を適用したとき高周波領域において、実験値と計算値に差異が生じ、実験値が計算値に比較して大きめの値となっている。これは、解析の際、簡単化のためコンバータ回路の等価回路で無視した電流トランスの励磁インダクタンス L_s/n^2 の影響によるものと考えられる。



(a) experiment



(b) calculation

図3.7 フィードフォワードゲイン K_i に対する出力電圧の過渡応答

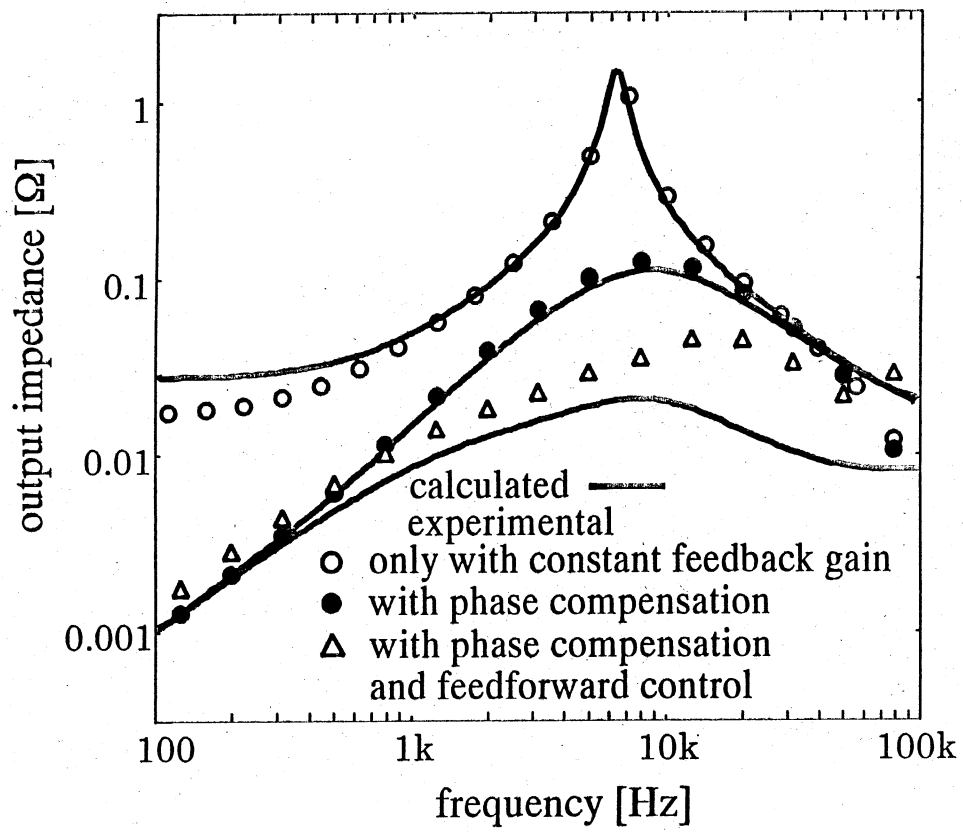


図3.8 出力インピーダンス

3. 4 有効制御範囲

今までの検討では、負荷変動がそれほど急速ではないものと仮定し、PWM 制御のスイッチのオン時間時比率が、負荷変化に対して制御範囲にあるものとして考えてきた。しかし、PWM 制御には時比率の大きさに制限があるため、負荷の変化が急速な場合には、時比率の上限または下限に達し、時比率の飽和現象が生じる。このとき、PWM 制御は負荷変化に追従した制御ができなくなり、出力電圧の変動を十分には抑制できなくなる。

ここでは、電流フィードフォワード制御の有効制御範囲を定量的に把握するため、図 3.9 に示すような負荷の変化が一様である場合について、負荷電流のスルーレート I_{sr} と変化量 Δi_o をパラメータとして、負荷電流フィードフォワード制御が有効な範囲を求める。時比率の変化 ΔD は、コンバータの出力電圧が 2 次の遅れ応答であるため、過渡的には次式のよう Δi_o の関数として近似できる。

$$\Delta D(s) \cong G_p K_i'(s) \Delta i_o(s) = G_p K_i'(s) \frac{I_{sr}}{s^2} \quad (3.14)$$

PWM 制御の定常値からの許容変化幅の上限を ΔD_m とすると、時比率に飽和の起こらないフィードフォワード制御の有効な制御条件に対しては、次式の関係が成立する。

$$\Delta D_m \geq \Delta D(\Delta t_r) \cong \frac{G_p K_s I_{sr}}{n} \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta i_o}{I_{sr} T_s}\right) \right] \quad (3.15)$$

ΔD_m と I_{sr} の関係は、この式より図 3.10 のように表わされる。図では、 $L_s = 68 \mu\text{H}$ 、 $\Delta i_o = 4\text{A}$ 、コンバータのリアクトル L が $10 \mu\text{H}$ と $46 \mu\text{H}$ の場

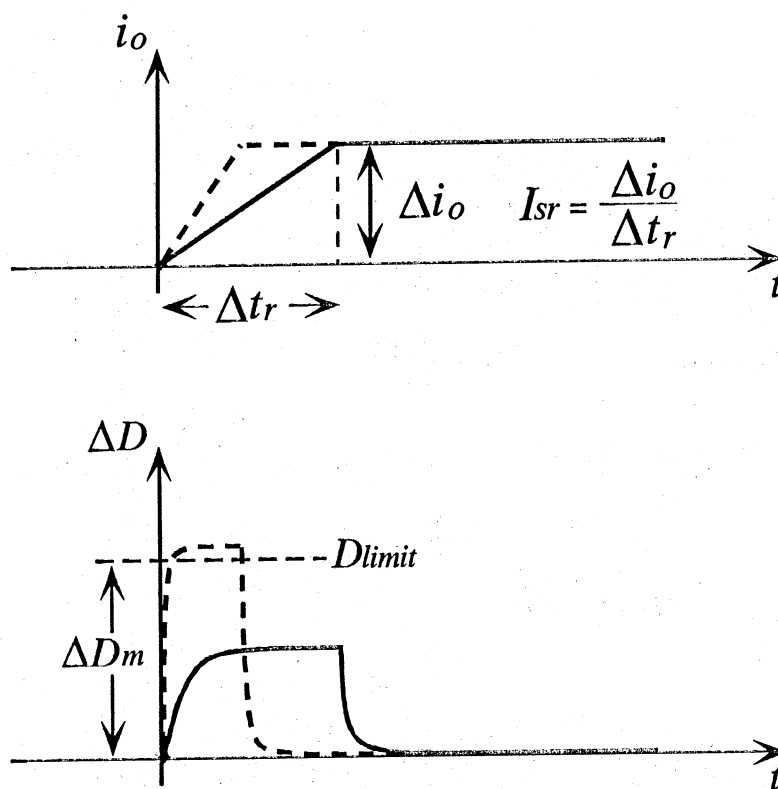


図3.9 負荷電流変化時のフィードフォワード信号

合を示している。実線が負荷電流のスルーレートに対して生じる時比率の変化量を示しており、この実線の値より PWM の許容変化幅の上限 ΔD_m が上回っていれば、時比率は飽和せず、PWM 制御が有効に働く。図で示す斜線の領域がその有効制御範囲を示している。図より ΔD_m が大きいほど、 I_{sr} に対するフィードフォワード制御の有効制御範囲が広くなることが分かる。

次に、負荷電流フィードフォワード制御の有効制御範囲と負荷電流のスルーレートの関係をより明確にするため、過渡応答電圧のピーク値に関して、次式で定義する相対振幅 (RA : Relative Amplitude) を考える。

$$RA = \frac{\Delta V_{pff}}{\Delta V_{pfb}} \quad (3.16)$$

ΔV_{pff} , ΔV_{pfb} は、コンバータの出力電圧 v_o の定常値からの最大変位を表わしており、以下の値を示す。

ΔV_{pff} : 電流フィードフォワード制御を併用した場合の過渡電圧の最大ピーク値

ΔV_{pfb} : 電圧フィードバック制御のみの場合の過渡電圧の最大ピーク値

すなわち、 RA は、フィードフォワード制御併用時の出力電圧の過渡応答振幅を、フィードバック制御のみの場合を基準にして表わしたものである。図 3.11 に ΔD_m が 0.4、 i_o が 1A から 5A への変化で、コンバータのリアクトル L が 10 μ H と 46 μ H の場合について、(3.5)式をもとに数値計算により求めた I_{sr} に対する相対振幅 RA を示す。 L が 46 μ H のときには、 I_{sr} が 0.1A/ μ s まで相対振幅 RA は減少しているが、それを超えると急激に増加していることが分かる。同様に L が 10 μ H のときには、 I_{sr} が 0.4A/ μ s

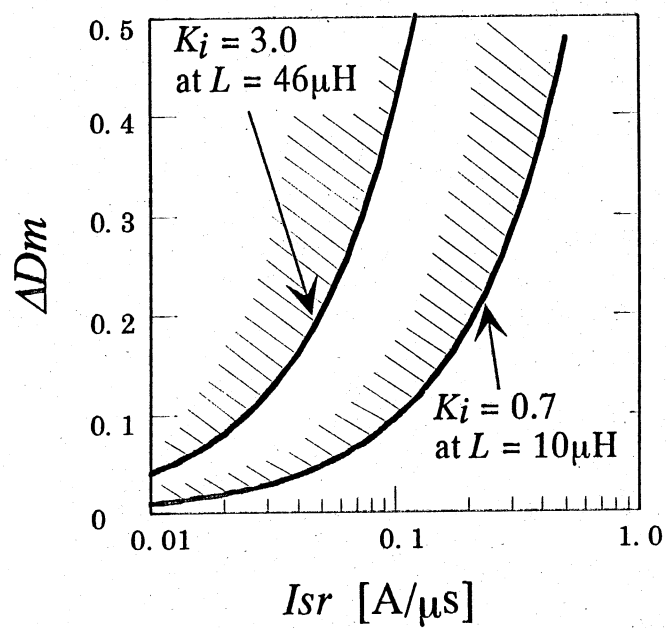


図3.10 フィードフォワード制御の有効制御範囲

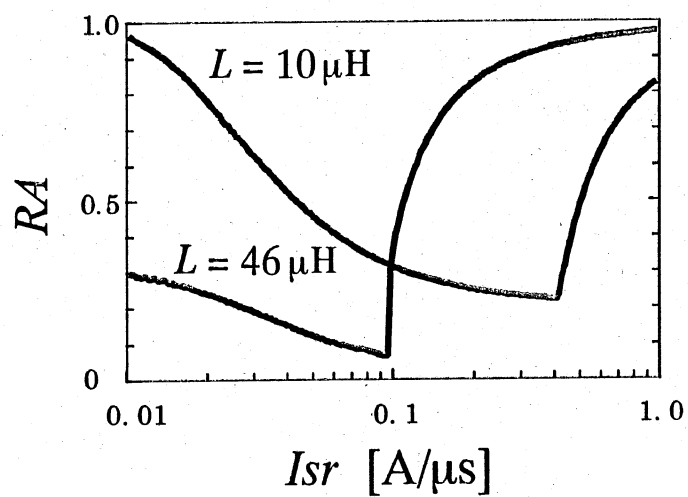


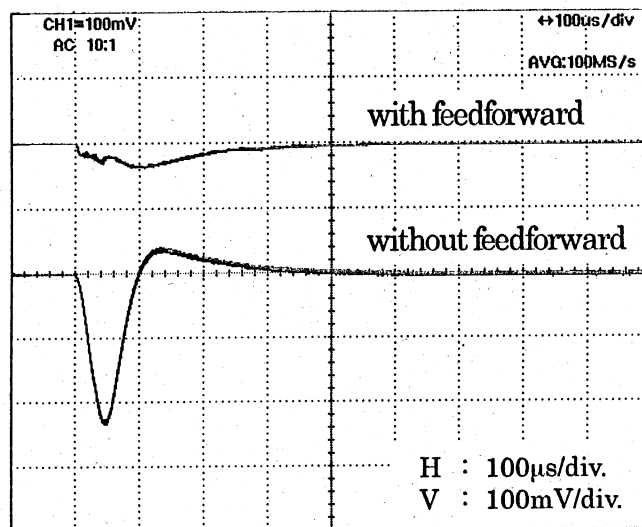
図3.11 過渡応答のピーク値の相対振幅
(リアクトル L をパラメータとする)

を境に急激に相対振幅 RA が増加している。この極値を取る点が、図 3.10 での境界線に対応し、有効制御範囲の上限を示している。図 3.10, 3.11 よりコンバータのリアクトル L が小さい方が負荷電流フィードフォワード制御の有効となる I_{sr} を大きくできることが分かる。

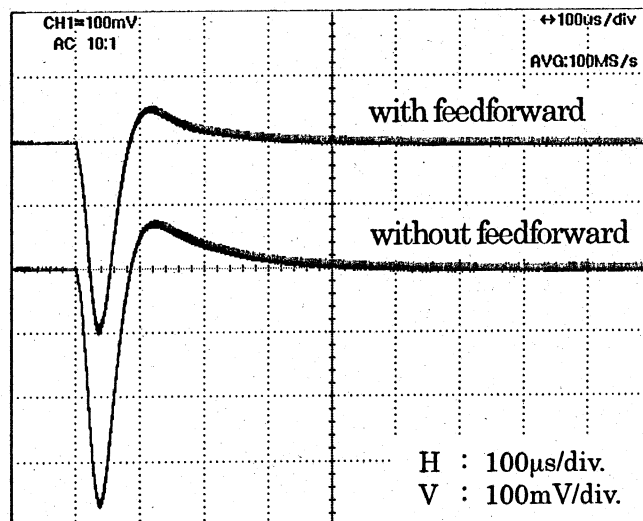
負荷電流スルーレートの違いによるフィードフォワード制御が有効範囲内と有効範囲を超えた場合について、図 3.12~15 に過渡応答波形の実測例と計算例を示す。図では、すべて PWM 制御の定常値からの許容変化幅の上限 ΔD_m が 0.4、負荷電流 i_o の変化が 1A から 5A で、(a)がスルーレート 0.1A/ μ s、(b)が 0.2A/ μ s の場合を示している。図 3.12 はコンバータのリアクトル L が 46 μ H の実測波形、図 3.13 は、そのときの計算波形である。同様に、図 3.14 はリアクトル L が 10 μ H の実測波形、図 3.15 は、そのときの計算波形である。ここでは ΔD_m が 0.4 であるから、有効制御範囲の上限の I_{sr} は図 3.10 より、 L が 46 μ H の場合は 0.1A/ μ s、 L が 10 μ H の場合は 0.4A/ μ s である。 L が 46 μ H の場合、スルーレート 0.1A/ μ s は制御範囲内であるから、図 3.12(a),13(a)に示すように過渡応答電圧は十分抑圧されているのに対し、図 3.12(b),13(b)の制御範囲の上限 I_{sr} を超えた 0.2A/ μ s の場合には、フィードフォワード制御による改善はあまりみられない。 L が 10 μ H の場合には、スルーレート 0.1A/ μ s、0.2A/ μ s は共に制御範囲上限の 0.4A/ μ s 以下であるから、図 3.14,15 で示すようにフィードフォワード制御適用時に応答電圧が十分抑えられており、コンバータのリアクトル L を小さくすることで負荷電流フィードフォワード制御の有効となる I_{sr} を大きくできることが確認できる。また、図より実測波形と計算波形は、ほぼ一致していることが分かる。

図 3.16 に、リアクトル L が 10 μ H でコンバータの出力コンデンサ C を

変えて、図 3.11 と同じ条件にて、スルーレート I_{sr} に対する過渡応答の電圧ピークの相対振幅を示す。図において、有効制御範囲の上限となる RA が悪化し始める I_{sr} の値は C の値によらず、ほぼ同じ値を示している。つまり、負荷電流フィードフォワード制御の有効制御範囲は、出力コンデンサの値には依存していない。出力コンデンサとして負荷の変動分を供給することのできる十分な容量があれば、負荷変化時の出力電流の変化速度は出力コンデンサの容量値にはほとんど影響されないため、出力コンデンサの値により過渡電圧そのものは小さくできるが相対振幅 RA の特性からみたフィードフォワード制御の有効範囲には影響を与えないものと考えられる。

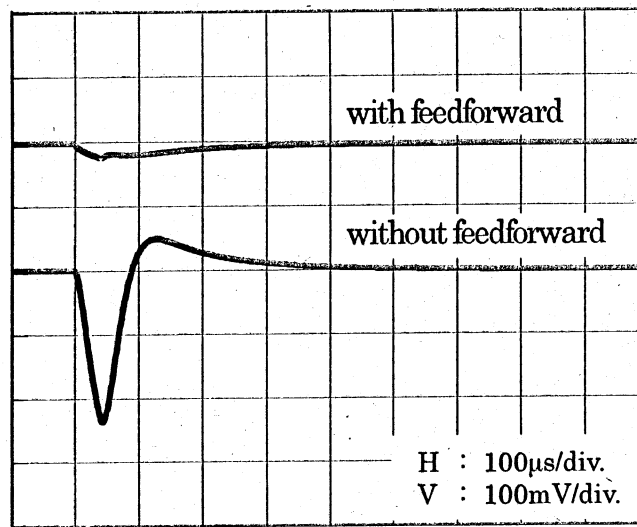


(a) $I_{sr} = 0.1 \text{ A}/\mu\text{s}$

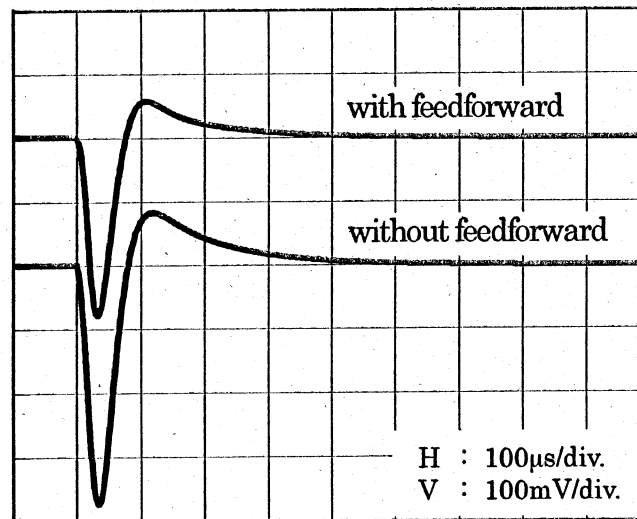


(b) $I_{sr} = 0.2 \text{ A}/\mu\text{s}$

図3.12 出力電圧の過渡応答実測波形
(i_R : 1A to 5A, $L = 46\mu\text{H}$)

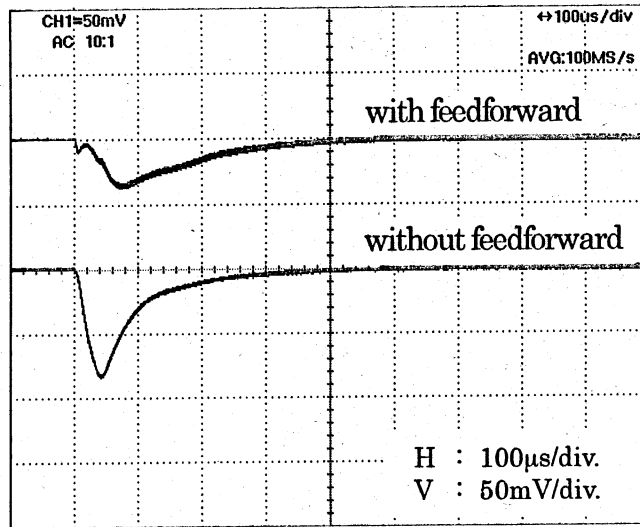


(a) $I_{sr} = 0.1\text{A}/\mu\text{s}$

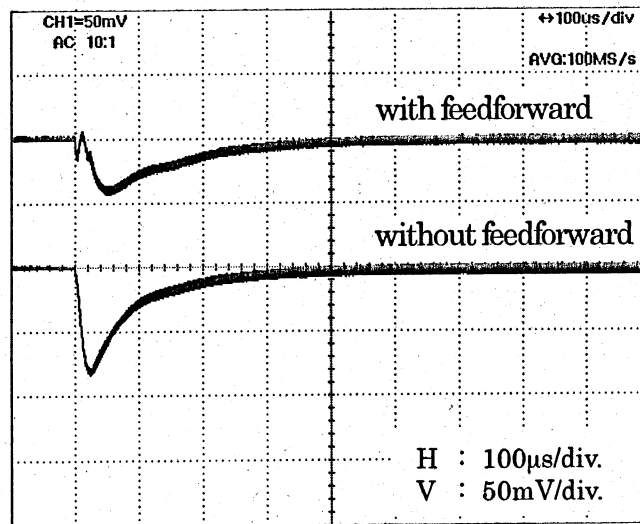


(b) $I_{sr} = 0.2\text{A}/\mu\text{s}$

図3.13 出力電圧の過渡応答計算波形
(i_R : 1A to 5A, $L = 46\mu\text{H}$)

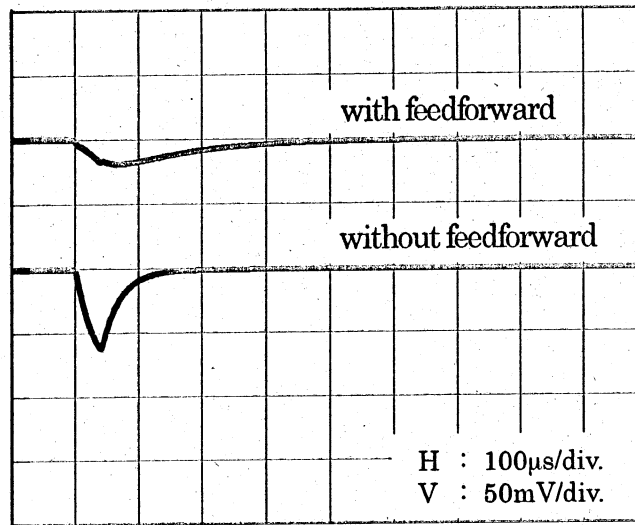


(a) $I_{sr} = 0.1 \text{ A}/\mu\text{s}$

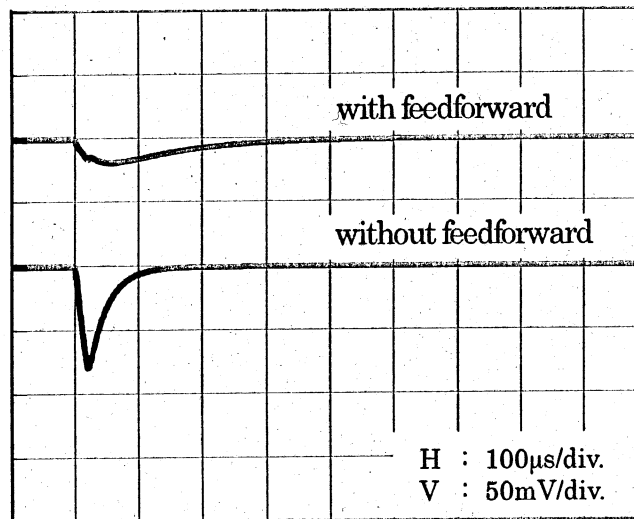


(b) $I_{sr} = 0.2 \text{ A}/\mu\text{s}$

図3.14 出力電圧の過渡応答実測波形
(i_R : 1A to 5A, $L = 10\mu\text{H}$)



(a) $I_{sr} = 0.1\text{A}/\mu\text{s}$



(b) $I_{sr} = 0.2\text{A}/\mu\text{s}$

図3.15 出力電圧の過渡応答計算波形
(i_R : 1A to 5A, $L = 10\mu\text{H}$)

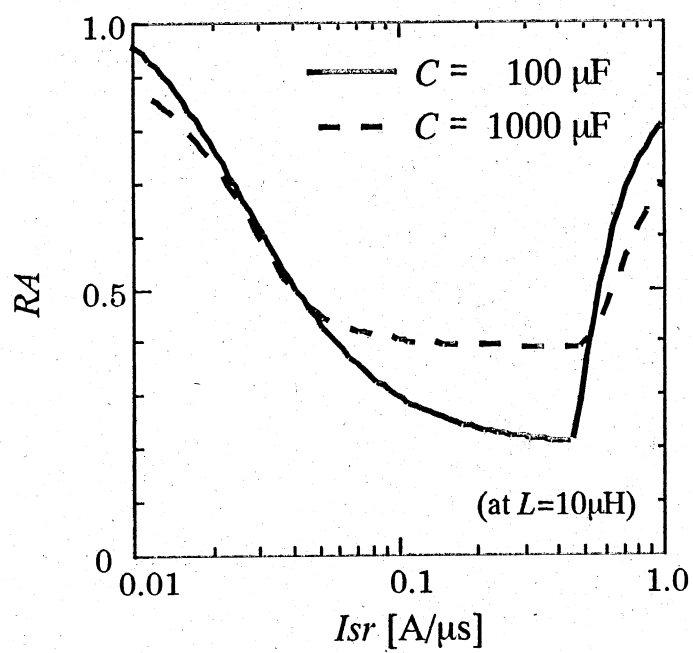


図3.16 過渡応答のピーク値の相対振幅
(出力コンデンサ C をパラメータとする)