

力率改善回路のデジタルロバスト制御に関する研究

知能機械工学専攻 電子制御システムコース 樋口研究室

1032026 太田 恵大

指導教員 樋口 幸治 准教授

副指導教員 中野 和司 教授

発表項目

- 1.研究の目的
- 2.PFC昇圧コンバータ
- 3.近似的2自由度制御器の設計法
- 4.シミュレーション結果と実験結果
- 5.結論

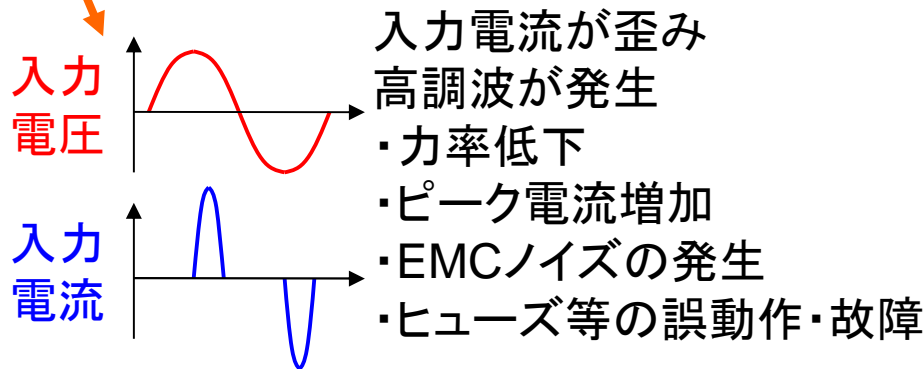
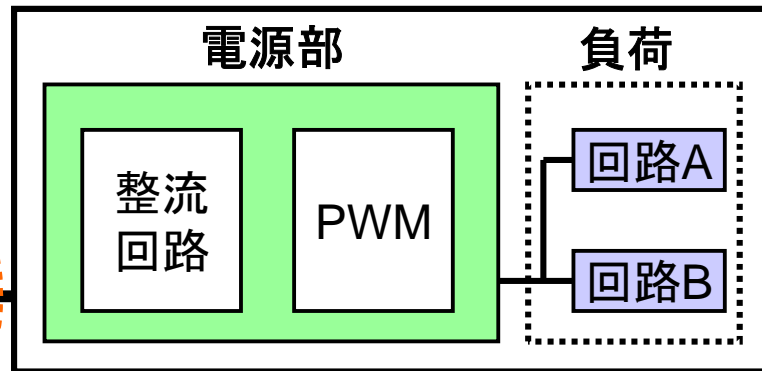
発表項目

- 1.研究の目的
- 2.PFC昇圧コンバータ
- 3.近似的2自由度制御器の設計法
- 4.シミュレーション結果と実験結果
- 5.結論

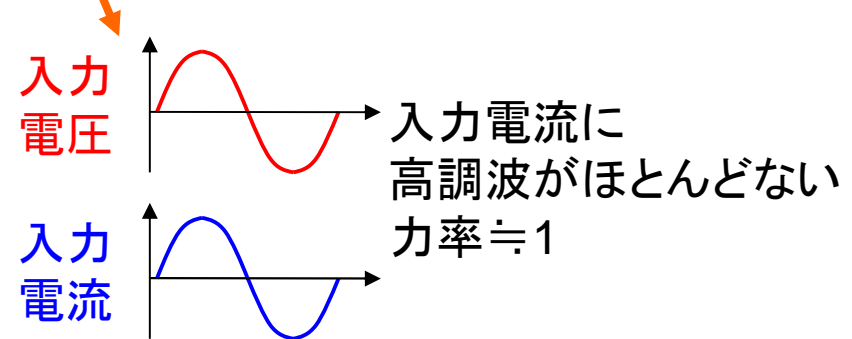
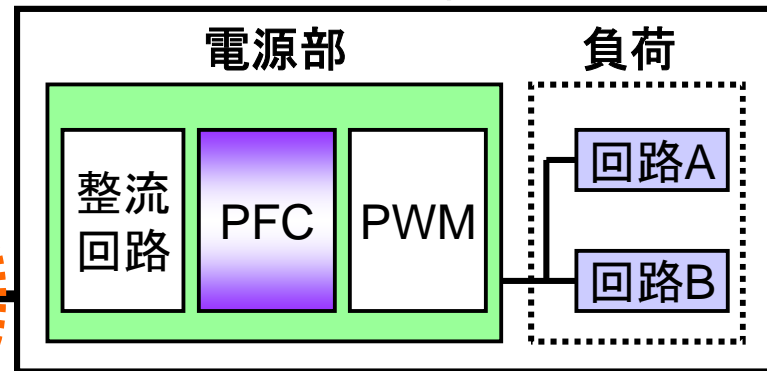
研究の目的(1)

■ 近年、電力機器の**力率改善**と**高調波電流除去**が求められている
力率改善には、一般に、**PFC昇圧コンバータ**が使用されている
(PFC:Power Factor Correction:力率補正)

PFC無し

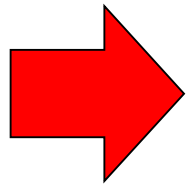


PFC有り



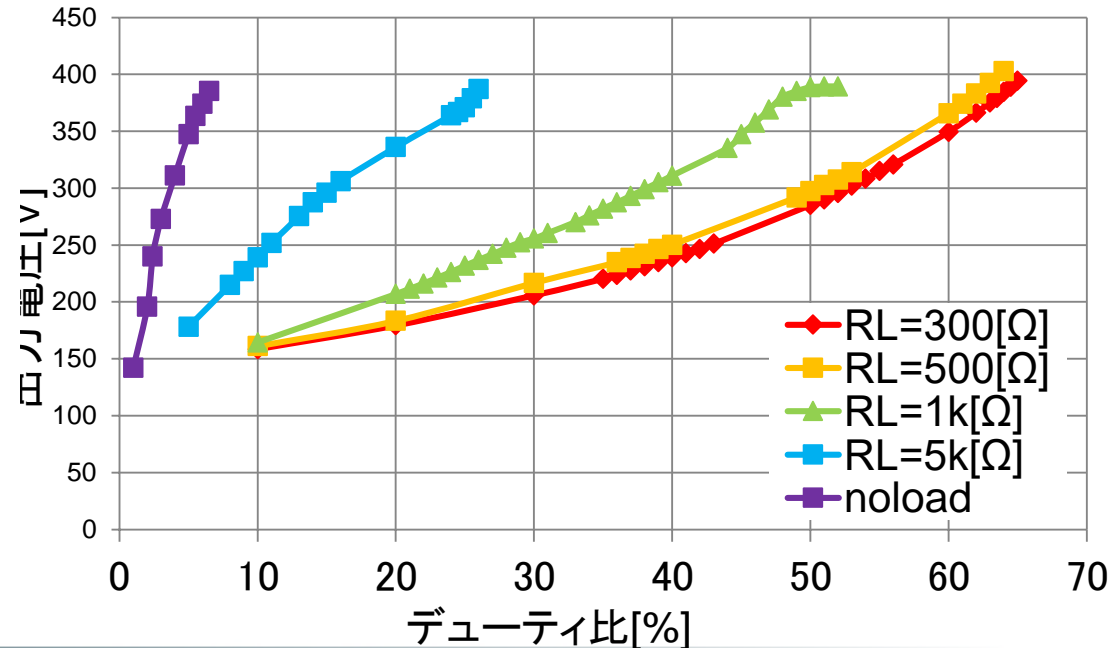
研究の目的(2)

■ 従来、PFC昇圧コンバータの制御には、アナログICによるシンプルな積分制御や、デジタルPID制御が用いられてきた



十分に高調波電流を除去できない
広範囲な負荷変化に対応できない、等の問題がある

PFC昇圧コンバータのデューティ比対出力電圧の例



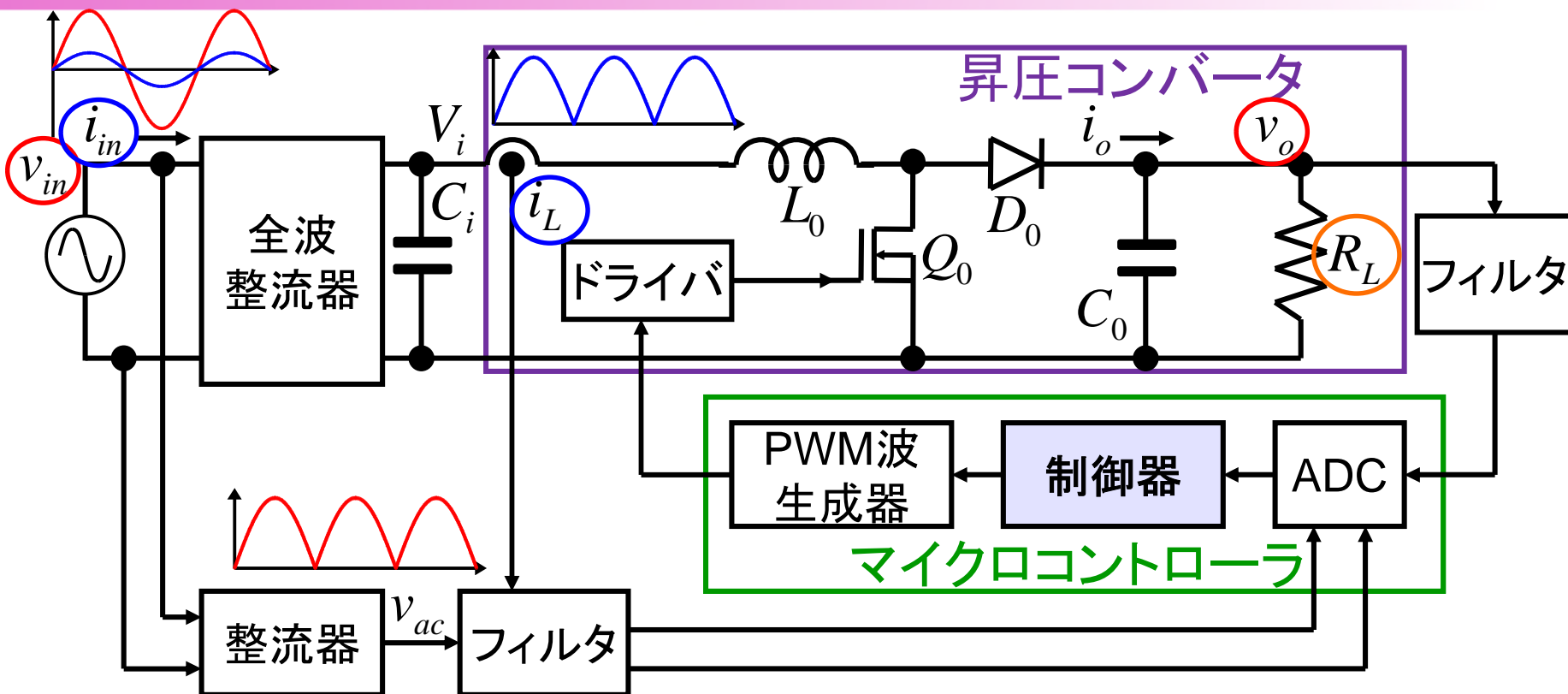
■ PFC昇圧コンバータの動作点の連続的な変動に対応できる制御器が必要

近似的2自由度力率改善
デジタルロバスト制御器
の設計法を提案する

発表項目

- 1.研究の目的
- 2.PFC昇圧コンバータ
- 3.近似的2自由度制御器の設計法
- 4.シミュレーション結果と実験結果
- 5.結論

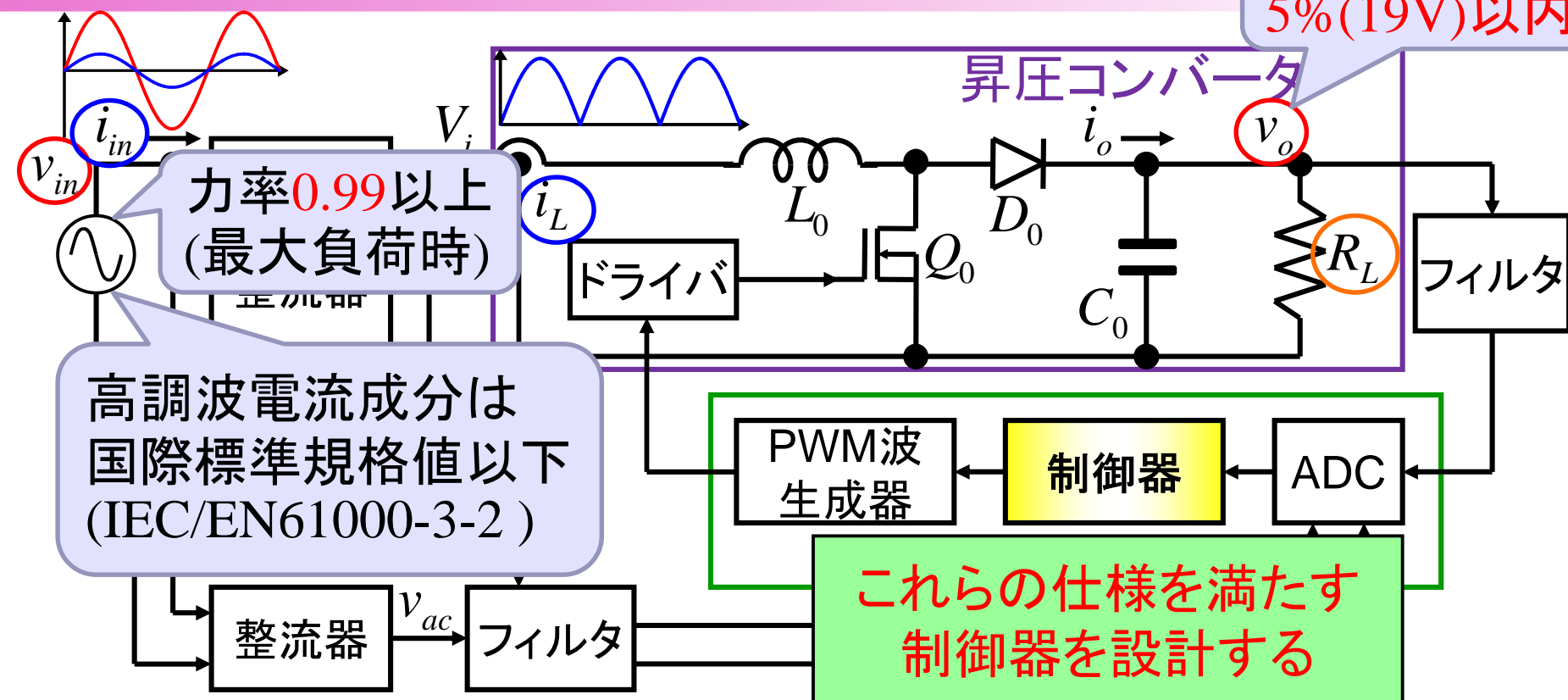
PFC昇圧コンバータ



$v_{in} = 100[\text{V}_{\text{AC}}]$ $L_0 = 150[\mu\text{H}]$ $C_0 = 940[\mu\text{F}]$ $f_s = 100[\text{kHz}]$
 $R_L = 300 \sim 5\text{k}[\Omega] (P_{out} = 30 \sim 500[\text{W}])$ $v_o = 240 \sim 385[\text{V}_{\text{DC}}]$

PFC昇圧コンバータ

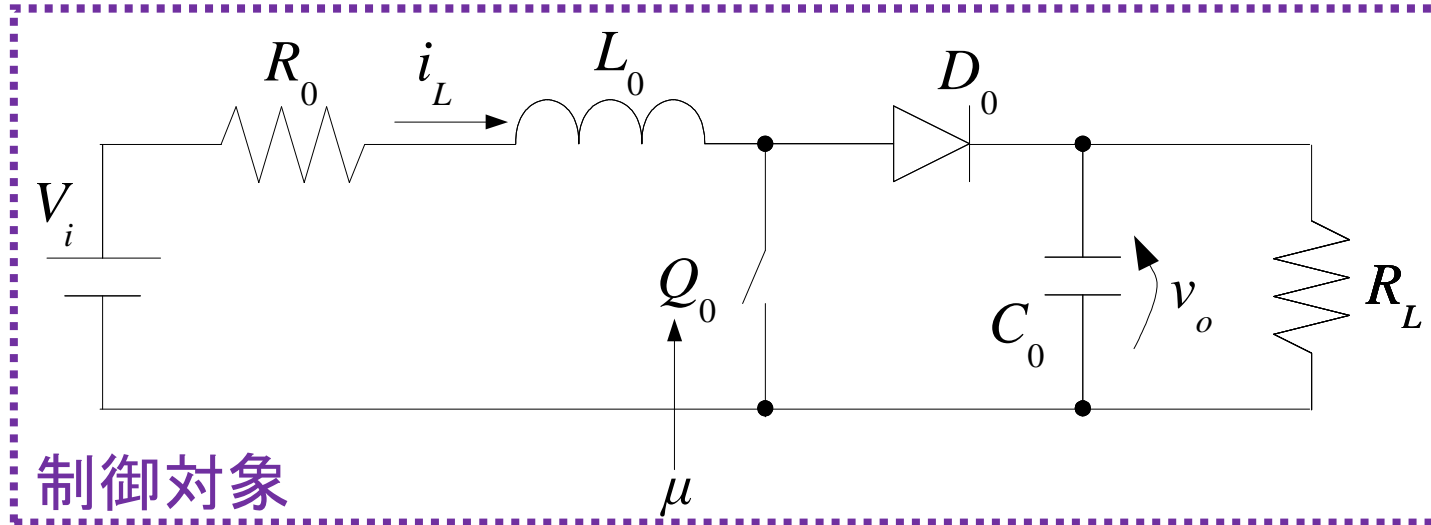
出力電圧変動
5%(19V)以内



$$v_i = 100[\text{V}_{\text{AC}}] \quad L_0 = 150[\mu\text{H}] \quad C_0 = 940[\mu\text{F}] \quad f_s = 100[\text{kHz}]$$
$$R_L = 300 \sim 5\text{k}[\Omega] (P_{\text{out}} = 30 \sim 500[\text{W}]) \quad v_o = 240 \sim 385[\text{V}_{\text{DC}}]$$

昇圧DC-DCコンバータのモデリング

昇圧DC-DCコンバータの回路モデル

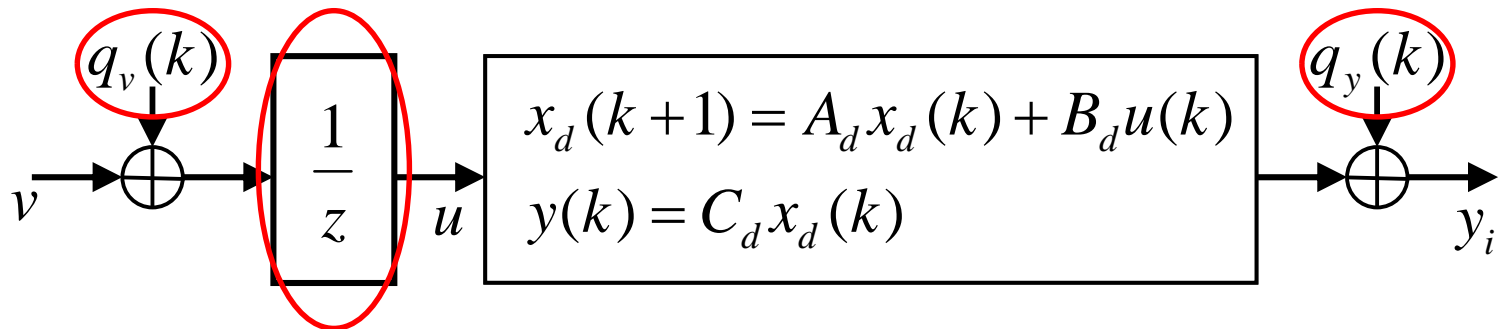


動作点近傍の微小変動における線形近似モデル

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_c x + B_c u \\ y &= C_c x \end{aligned}$$

$$\text{ただし } A_c = \begin{bmatrix} -\frac{R_0}{L_0} & -\frac{1-\mu_s}{L_0} \\ \frac{1-\mu_s}{C_0} & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_0} \\ -\frac{I_s}{C_0} \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} y_i \\ y_v \end{bmatrix} \\ C_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, u = \mu$$

入力遅延を含めた制御対象の離散化



■ 外乱と入力遅延を含めた状態方程式

$$\begin{aligned} x_w(k+1) &= A_w x_w(k) + B_w v(k) + B_w q_v(k) \\ y(k) &= C_w x_w(k) + q_y(k) \end{aligned}$$

$$Q_i = \begin{bmatrix} q_v \\ q_{yi} \end{bmatrix}$$

$$Q_v = \begin{bmatrix} q_v \\ q_{yv} \end{bmatrix}$$

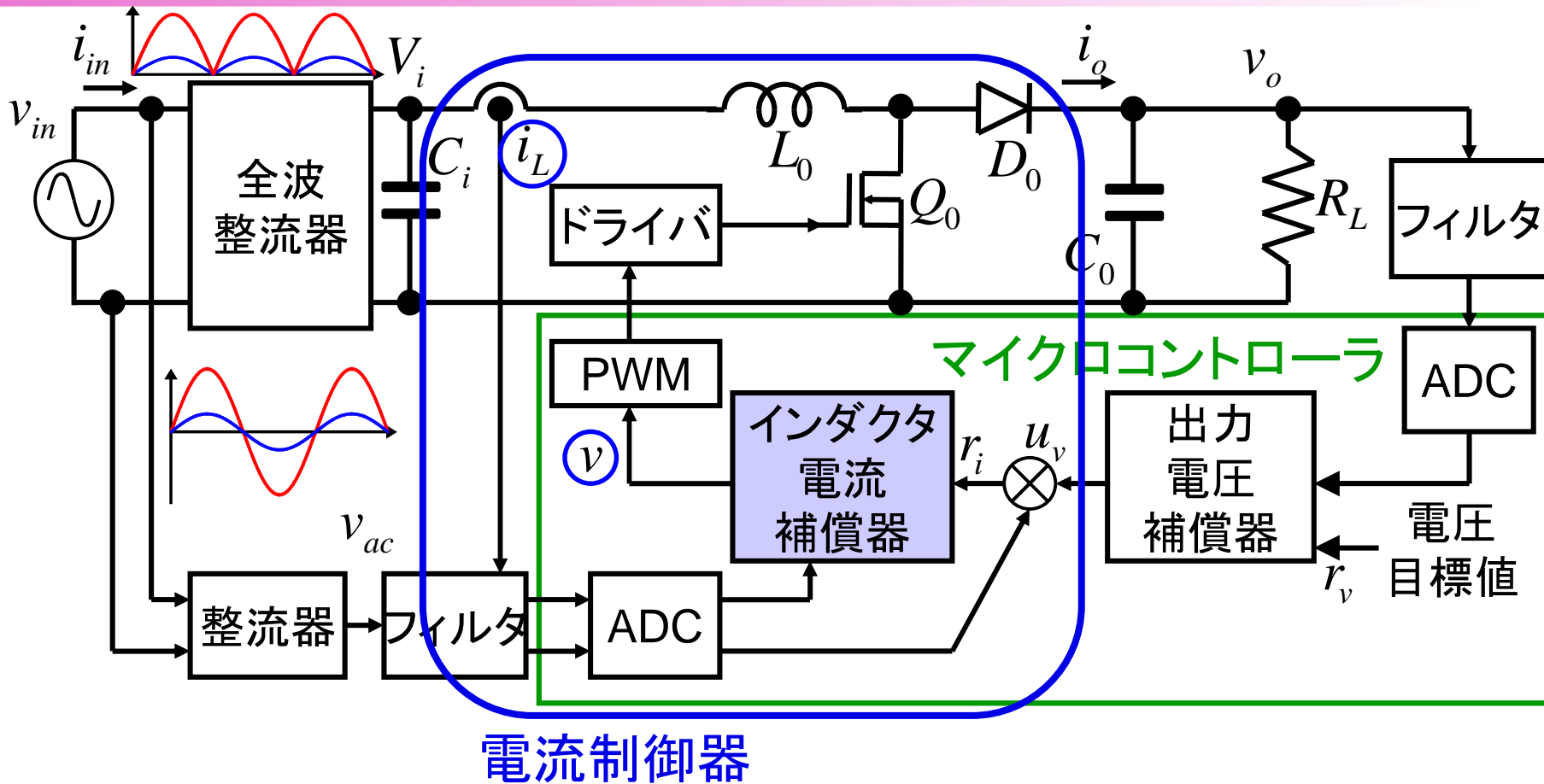
ただし、

$$A_w = \begin{bmatrix} e^{A_c T} & e^{A_c (T-L_d)} \int_0^{L_d} e^{A_c \tau} d\tau B_c \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_w = \begin{bmatrix} \int_0^{T-L_d} e^{A_c \tau} d\tau B_c \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \\ 1 \end{bmatrix}$$

発表項目

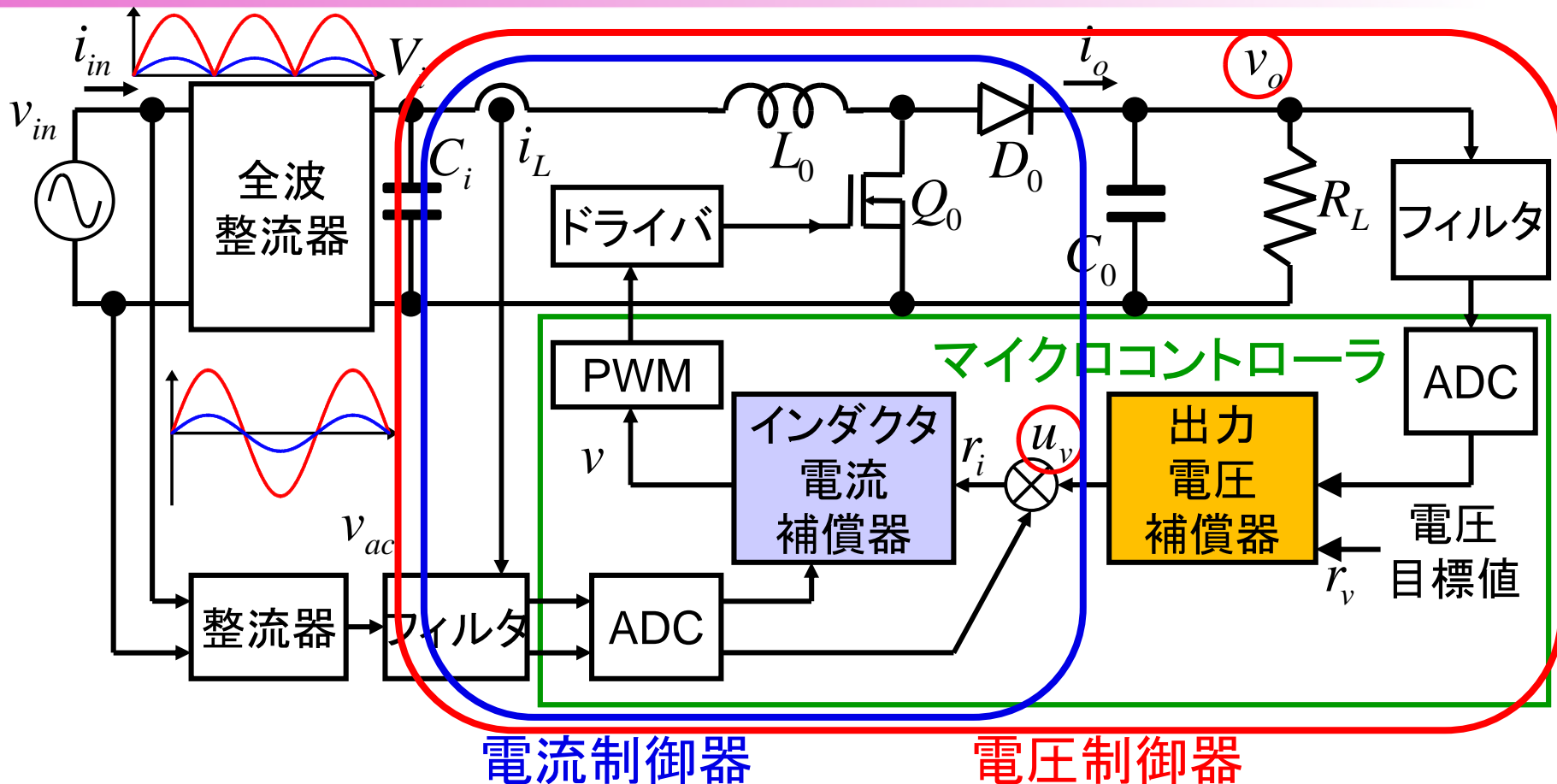
- 1.研究の目的
- 2.PFC昇圧コンバータ
- 3.近似的2自由度制御器の設計法
- 4.シミュレーション結果と実験結果
- 5.結論

力率改善制御器の設計手順



① デューティ比 v を入力、インダクタ電流 i_L を出力として、インダクタ電流制御器を設計する

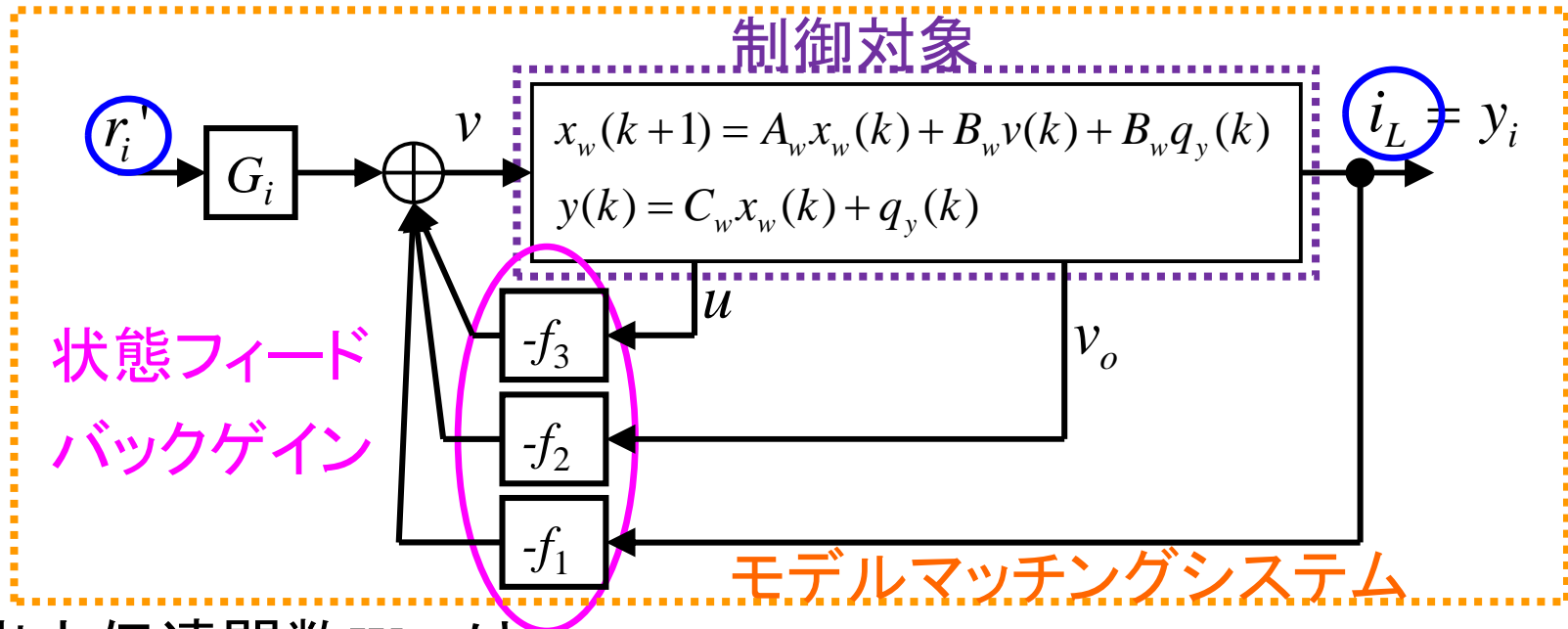
力率改善制御器の設計手順



②乗算器入力 u_v を入力、出力電圧 v_o を出力として、出力電圧制御器を設計する

①インダクタ電流制御器

■ 状態フィードバック則を適用し、モデルマッキングシステムを構成する



入出力伝達関数 W_{ryi} は、

$$W_{ryi}(z) = \frac{(1+H_1)(1+H_2)(1+H_3)(z-n_{1i})(z-n_{2i})}{(z+H_1)(z+H_2)(z+H_3)(1-n_{1i})(1-n_{2i})}$$

ここで、 $|H_1| \gg |H_3|$ $H_2 \approx n_{1i}$ $W_{ryi} \approx W_{mi} = \frac{1+H_1}{z+H_1}$

① インダクタ電流制御器 モデル マッチング

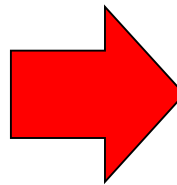
■ ロバスト補償器

フィルタ $K_i(z)$ と逆システム $W_{mi}^{-1}(z)$ から成るロバスト補償器をモデルマッチングシステムに接続する

$$K_i(z) = \frac{k_{zi}}{z - 1 + k_{zi}}$$

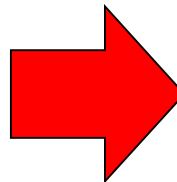
ここで、

$$r_i \rightarrow y_i \quad y_i \approx \frac{1 + H_1}{z + H_1} r_i$$



$$H_1$$

$$Q_i \rightarrow y_i \quad y_i \approx \frac{z - 1}{z - 1 + k_{zi}} \bar{W}_{Qyi}(z) Q_i$$

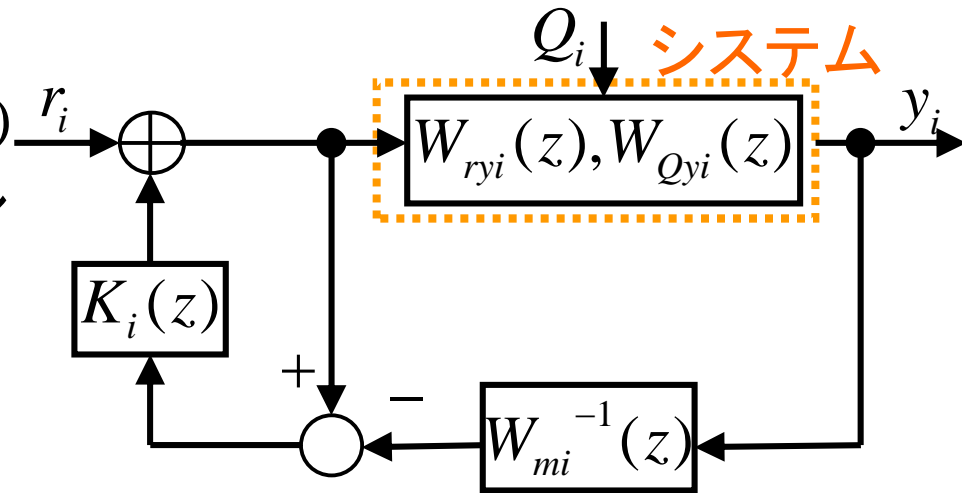


$$k_{zi}$$

入力・外乱 → 出力の
伝達関数を独立に指定

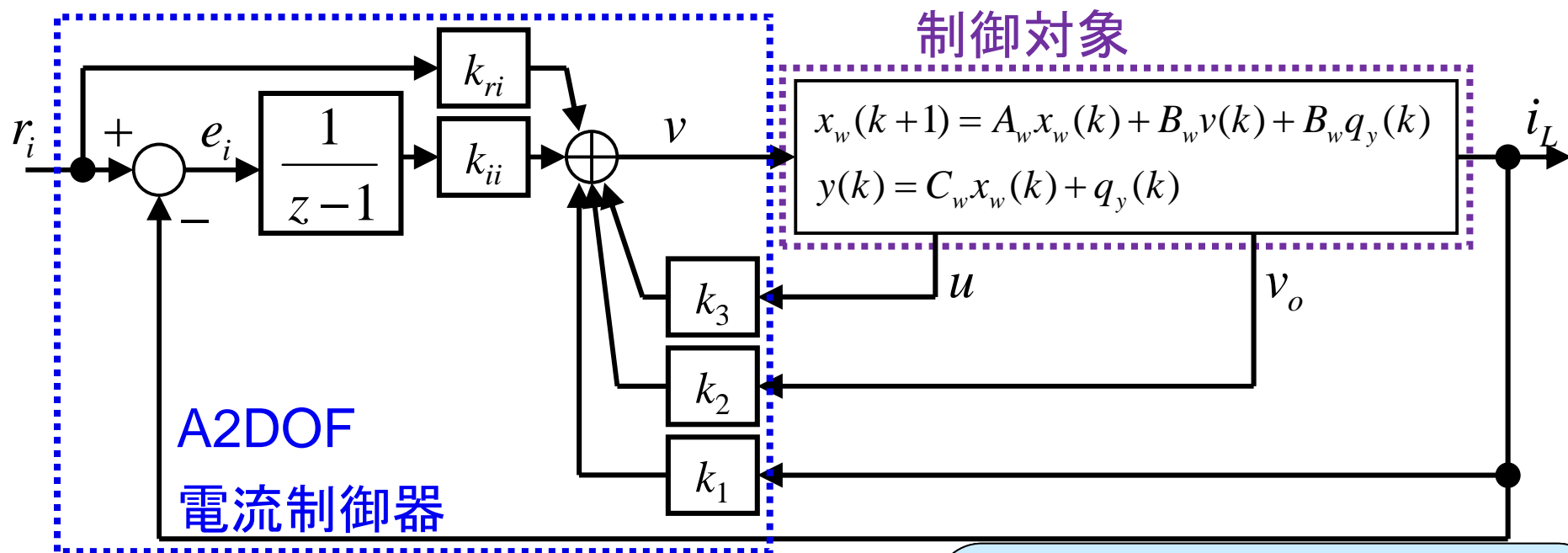
近似的2自由度
制御システム
(A2DOF:

Approx. 2-Degree-Of-Freedom)



近似的2自由度インダクタ電流制御器

■ モデルマッチングシステムとロバスト補償器の等価変換から
近似的2自由度デジタルロバストインダクタ電流制御器が得られる



ここで、

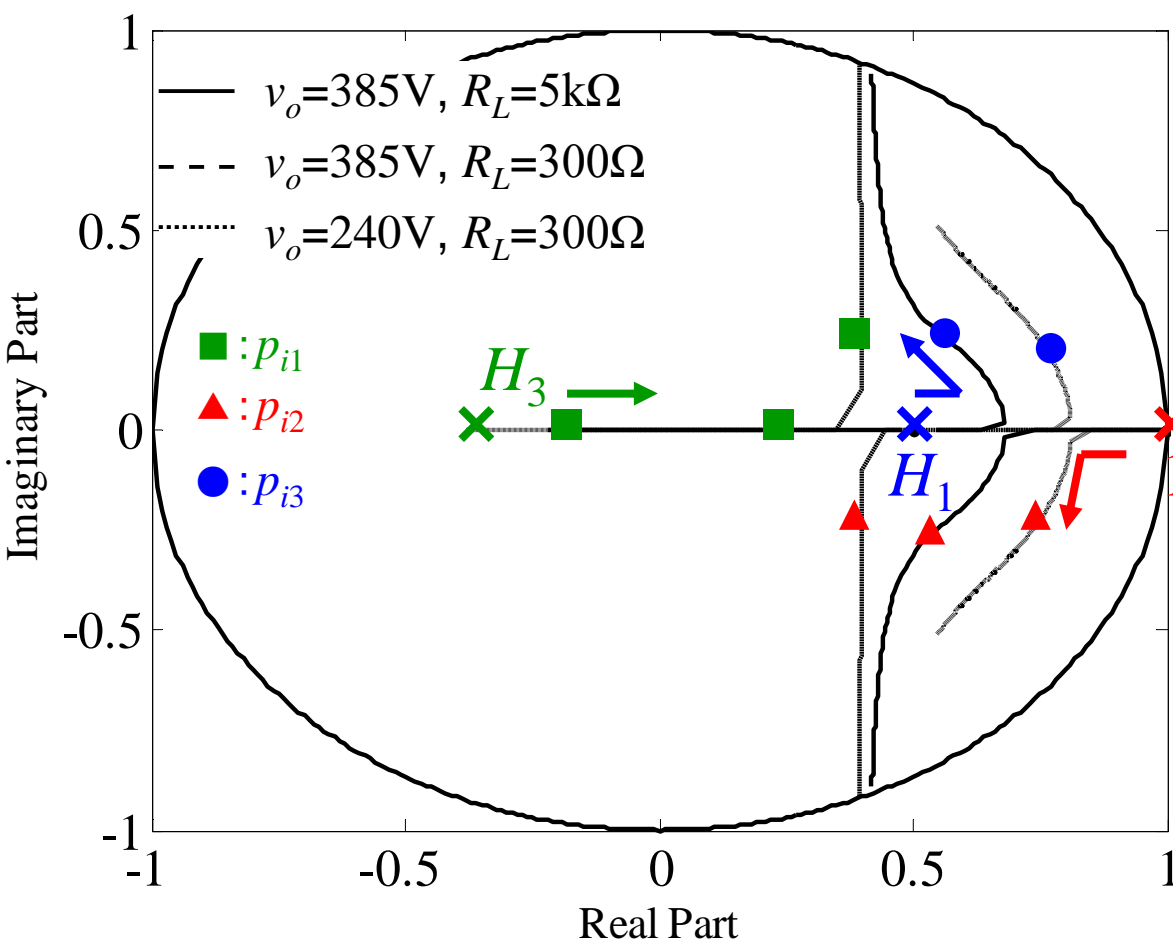
$$v = k_3 u + k_2 v_o + k_1 i_L + k_{ri} r_i + \frac{k_{ii}}{z-1} e_i$$

入力電圧に追従できるように
 H_1 を設定

$H_2 \doteq n_{1i}$, $|H_3| \ll |H_1|$
を満たすよう $H_2 H_3$ を設定

根軌跡

■ k_{zi} の決定



k_{zi} を大きくし
ロバスト性を高める
⇒ 極が大きく移動する

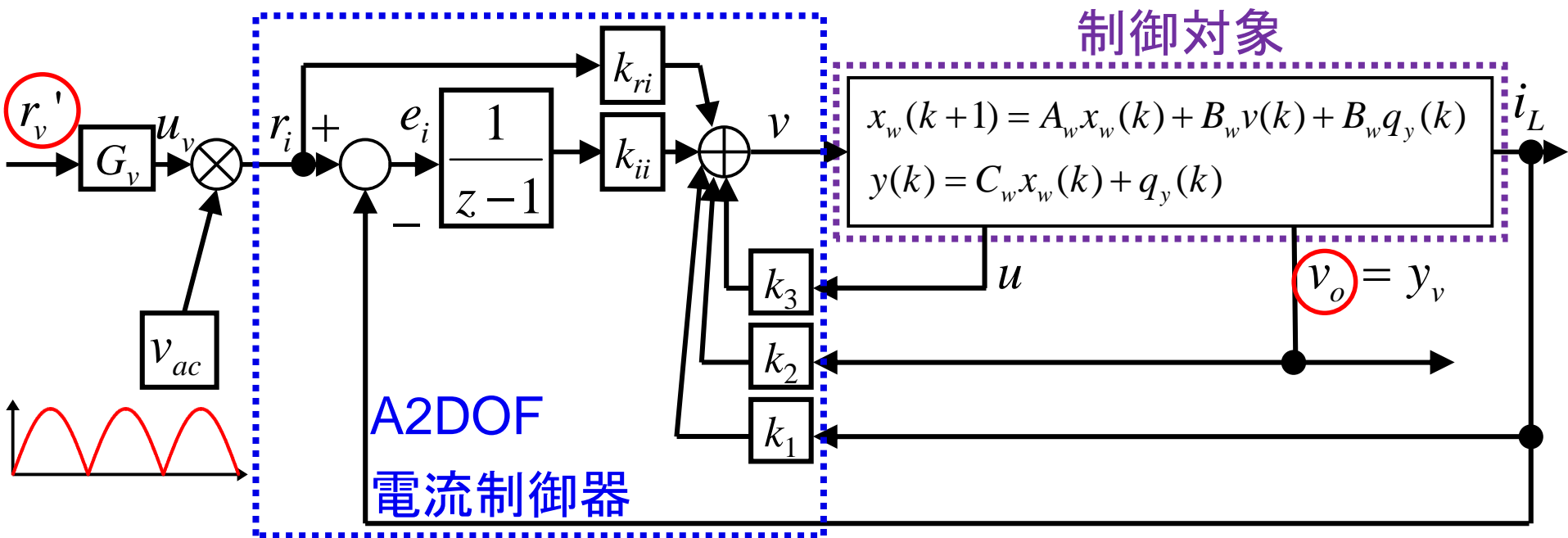
移動後の極 (p_{i1}, p_{i2}, p_{i3}) は
以下の条件を満たす

$$|H_2| \gg |p_{i1}|, |p_{i2}|, |p_{i3}|$$

上の条件を満たすのは
 $k_{zi}=0.35$ の場合である

入力電圧の追従

■ 入力の電圧と電流を同じ波形にするため、入力電圧を乗算する



$$W_{ryv} = \frac{(1+H_2)}{(z+H_2)} \frac{(1+p_{i1})}{(z+p_{i1})} \frac{(1+p_{i2})}{(z+p_{i2})} \frac{(1+p_{i3})}{(z+p_{i3})} \frac{(z-n_{1v})}{(1-n_{1v})} \frac{(z-n_{2v})}{(1-n_{2v})} \approx \frac{1+H_2}{z+H_2} = W_{mv}(z)$$

ここで、 $|H_2| \gg |p_{i1}|, |p_{i2}|, |p_{i3}|$

1次モデルに近似できる

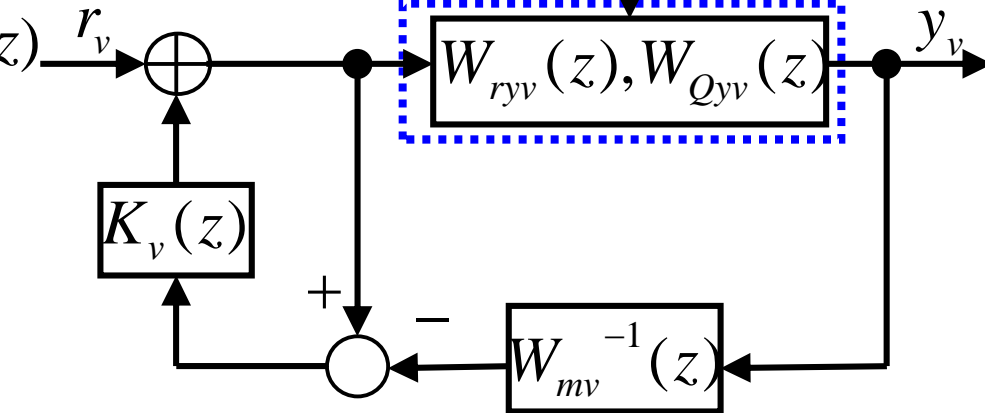
②出力電圧制御器

電流制御器
× 入力電圧

■ ロバスト補償器

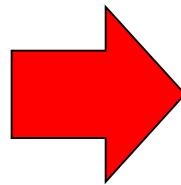
フィルタ $K_v(z)$ と逆システム $W_{mv}^{-1}(z)$ から成るロバスト補償器を1次近似した電流制御器に接続する

$$K_v(z) = \frac{k_{zv}}{z-1+k_{zv}}$$



ここで、

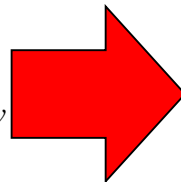
$$r_v \rightarrow y_v \quad y_v \approx \frac{1+H_2}{z+H_2} r_v$$



$$H_2$$

入力・外乱→出力の
伝達関数を独立に指定

$$Q_v \rightarrow y_v \quad y_v \approx \frac{z-1}{z-1+k_{zv}} \bar{W}_{Qyv}(z) Q_v$$

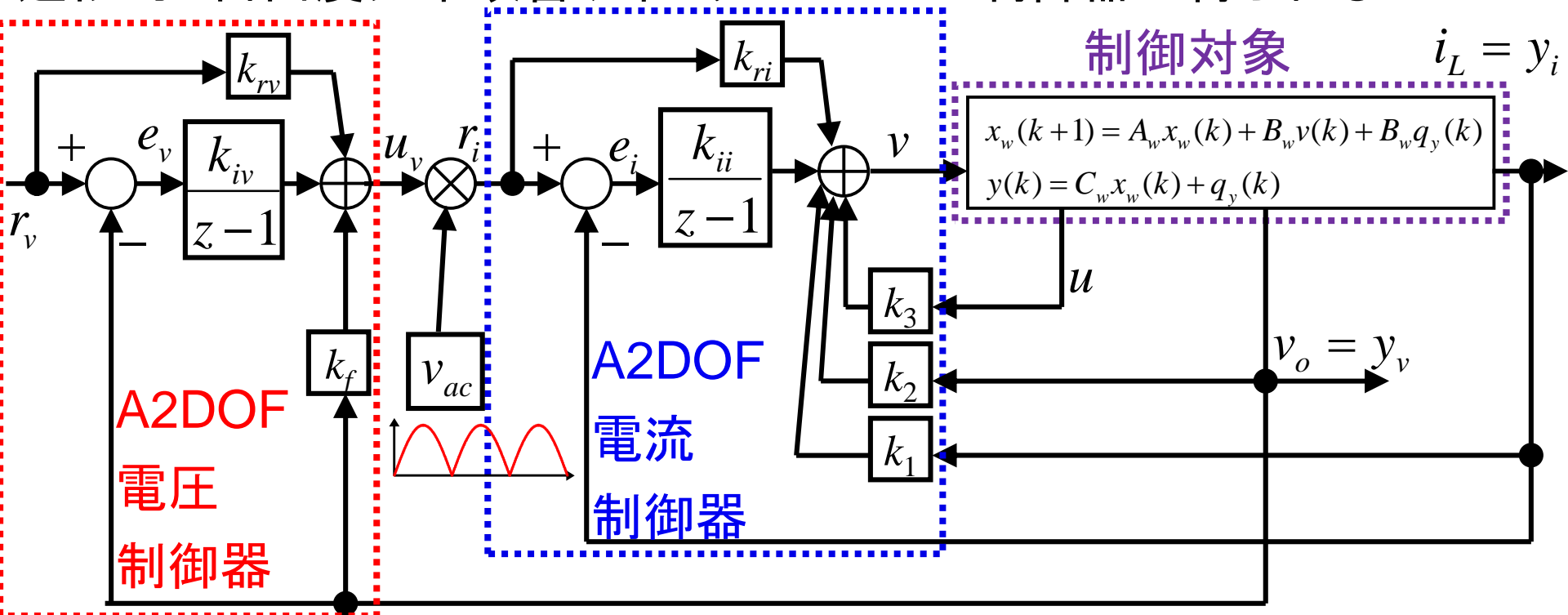


$$k_{zv}$$

近似的2自由度
制御システム

②出力電圧制御器

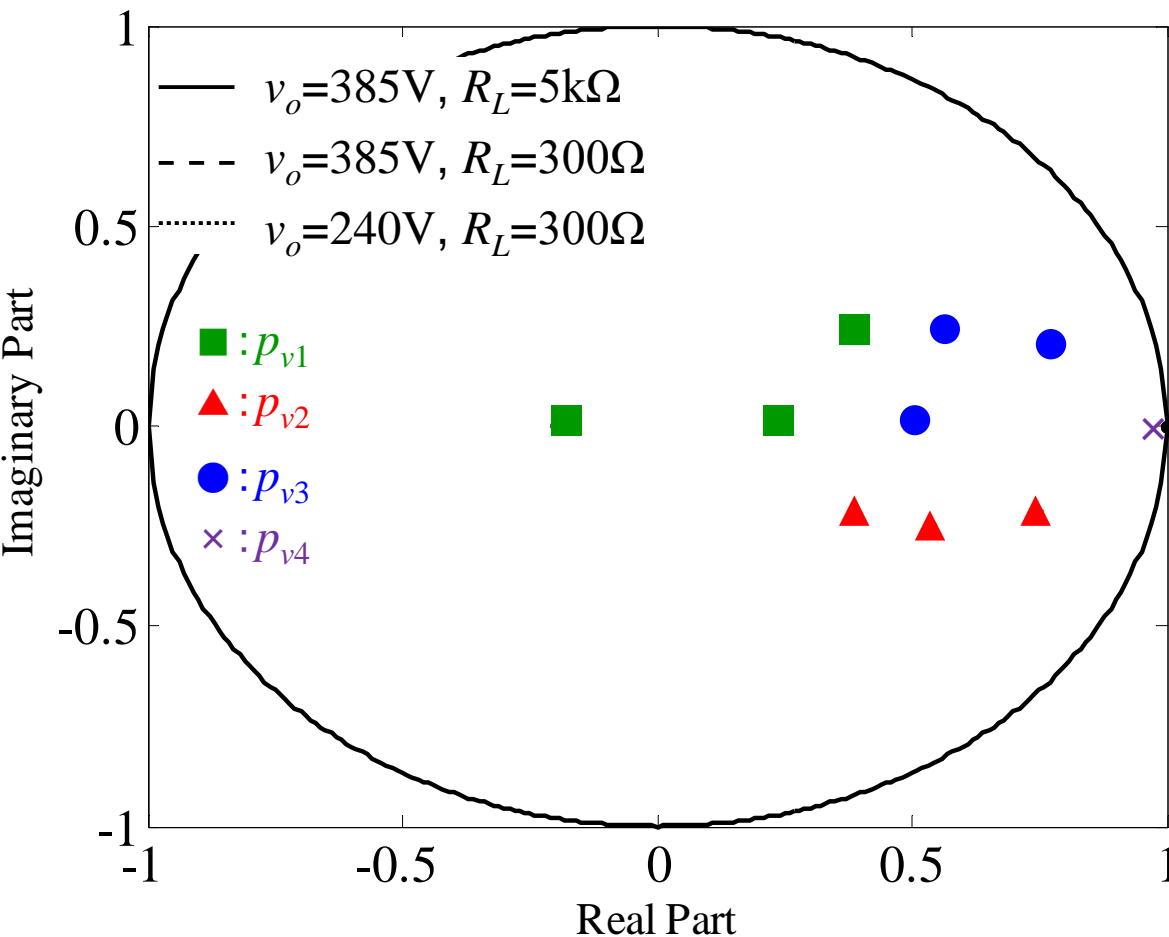
■ インダクタ電流制御器とロバスト補償器の等価変換から
近似的2自由度力率改善ディジタルロバスト制御器が得られる



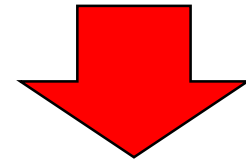
$$u_v = k_f v_o + k_{rv} r_v + \frac{k_{iv}}{z-1} e_v$$

根軌跡

■ k_{zv} の決定



k_{zv} を大きくし
ロバスト性を高める
極はほとんど移動しない



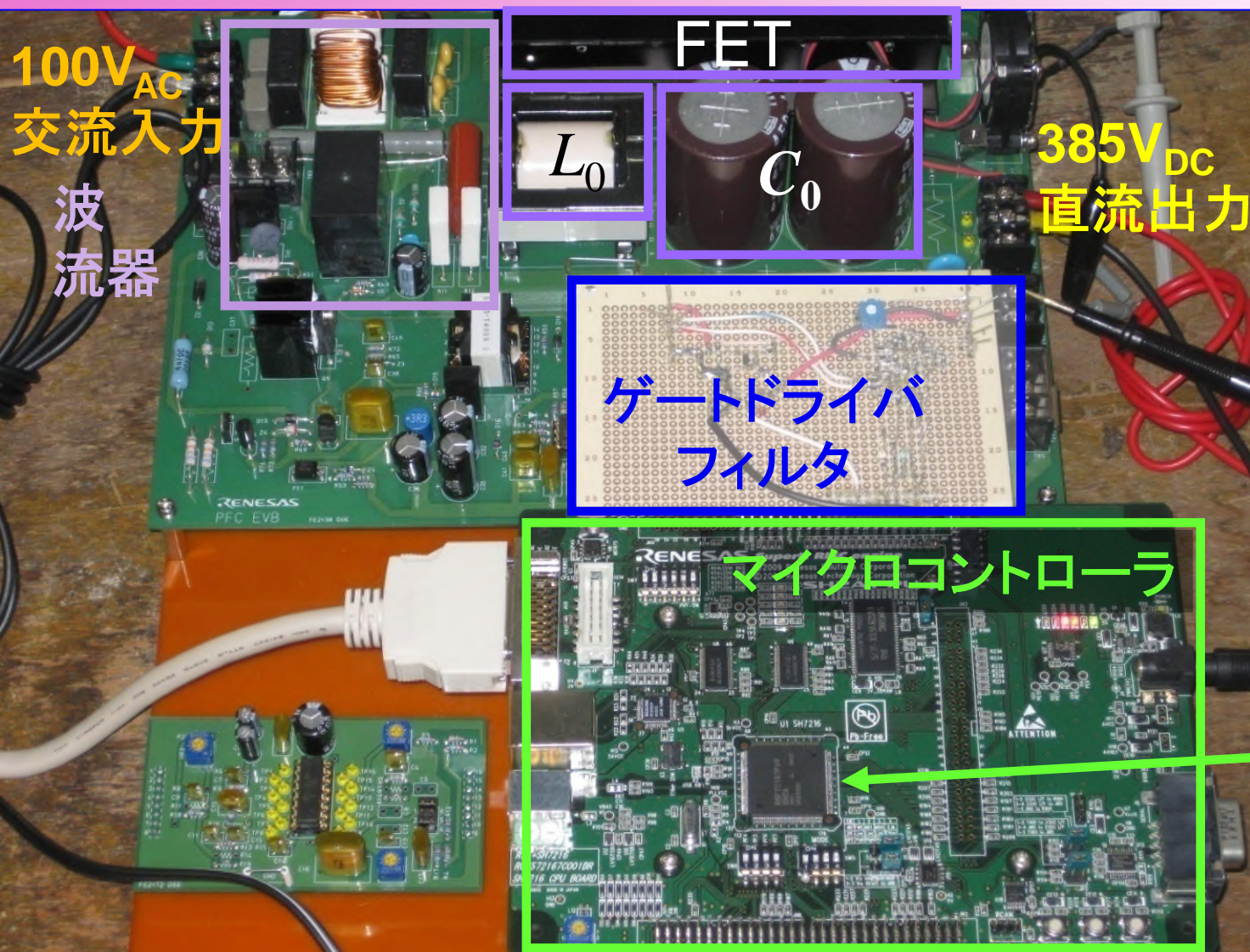
k_{zv} を電流制御器に
影響を与えない
範囲で大きくする

$$k_{zv}=0.25$$

発表項目

- 1.研究の目的
- 2.PFC昇圧コンバータ
- 3.近似的2自由度制御器の設計法
- 4.シミュレーション結果と実験結果
- 5.結論

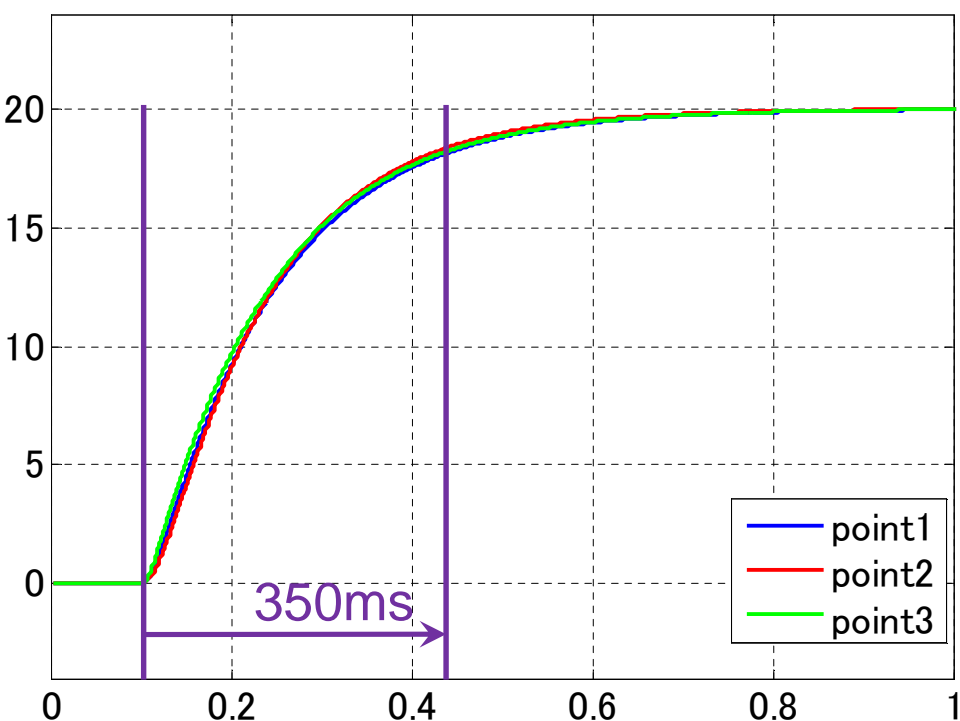
実験装置



- ・SH7216
- 200MHz動作
- FPU搭載
- 10bitPWM
- 12bitADC

シミュレーションと実験結果

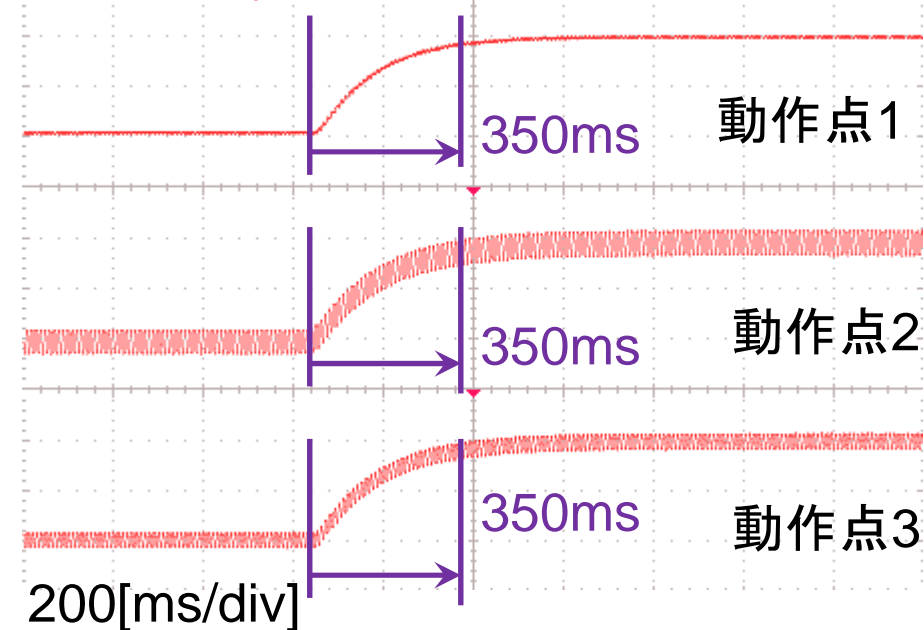
■ 20V出力電圧ステップ応答 シミュレーション結果



ステップ応答の立ち上がり時間は
全ての動作点において約350ms

実験結果

出力電圧 v_o : 10[V/div]



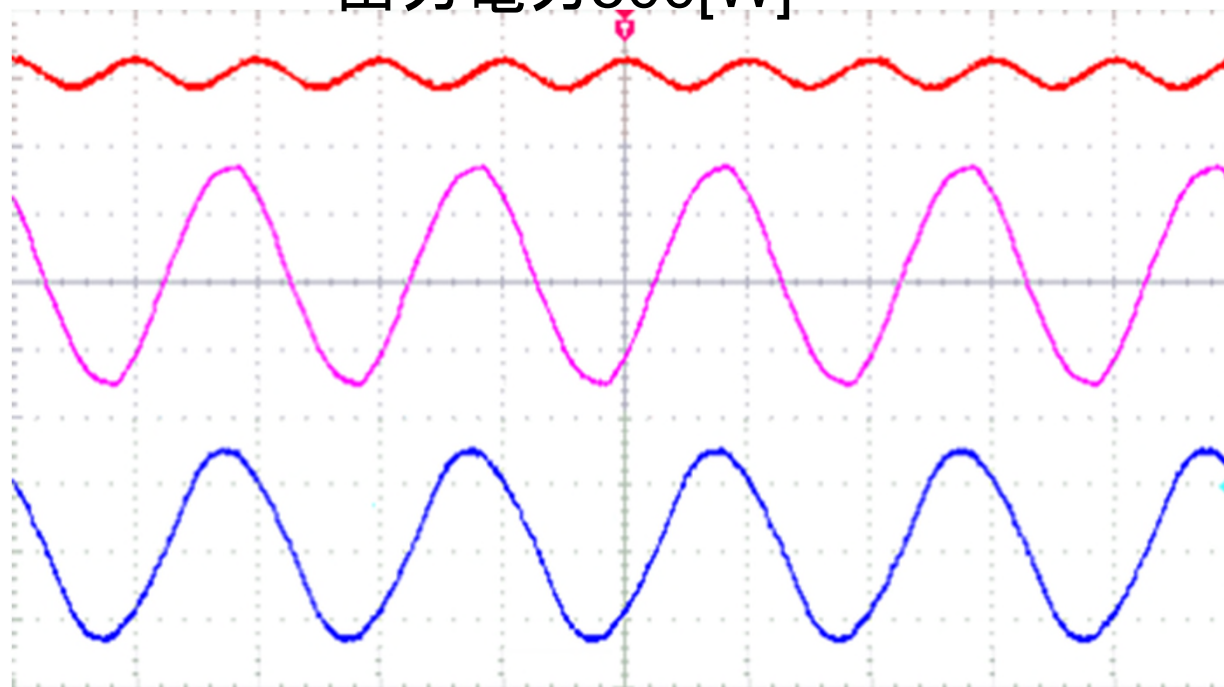
動作点1 : $v_o=385\text{V}$, $R_L=5\text{k}\Omega$

動作点2 : $v_o=385\text{V}$, $R_L=300\Omega$

動作点3 : $v_o=240\text{V}$, $R_L=300\Omega$

定常状態

- 出力電圧、入力電圧、入力電流の各部波形
出力電力500[W]



出力電圧

v_o : 10[V/div]

入力電圧

v_{in} : [120V/div]

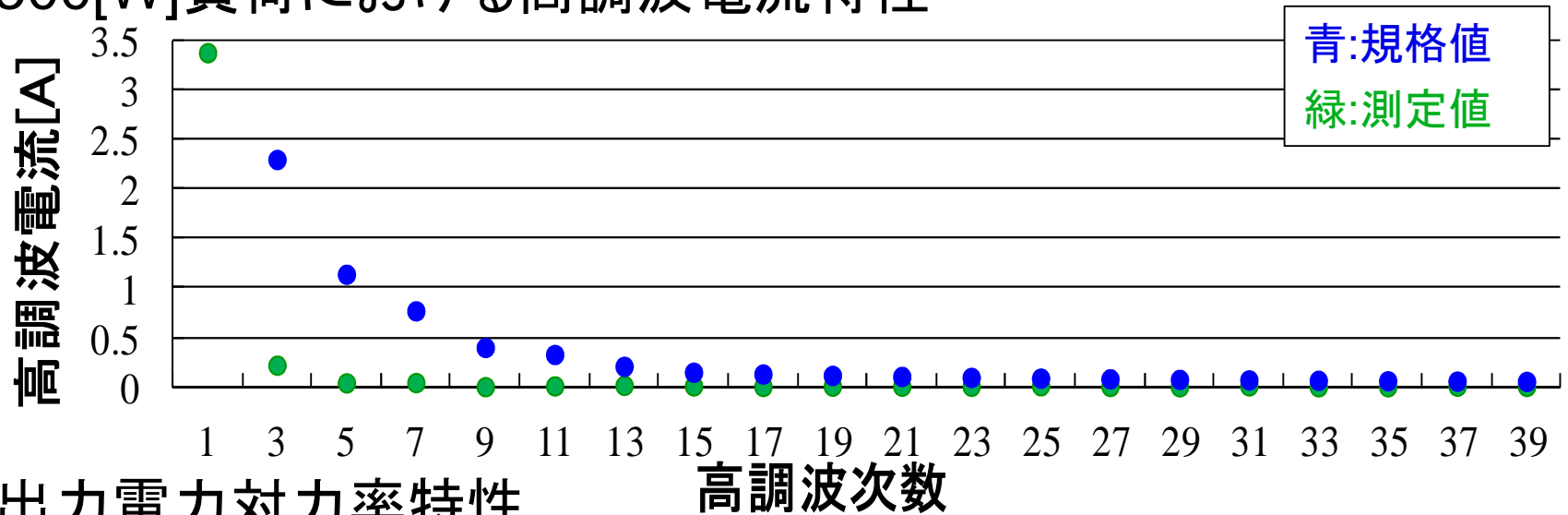
入力電流

i_{ac} : [5A/div]

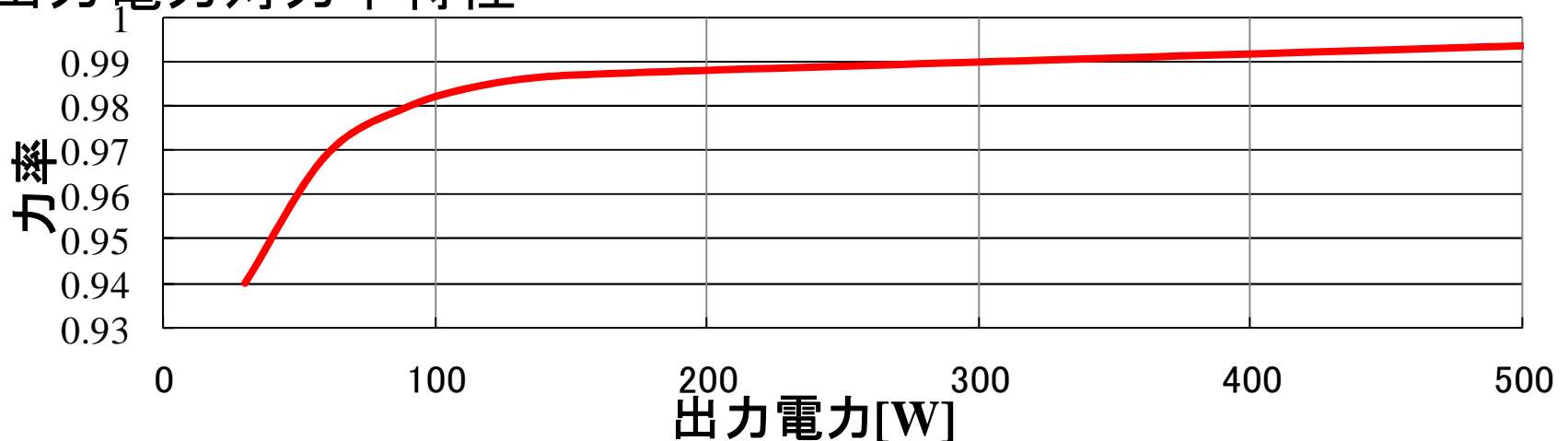
力率 = 0.994 ($R_L = 300[\Omega]$ 、 $v_o = 385[\text{VDC}]$)
高調波電流は標準規格で定められる値を下回った
(IEC/EN61000-3-2)

高調波特性と力率特性

500[W]負荷における高調波電流特性



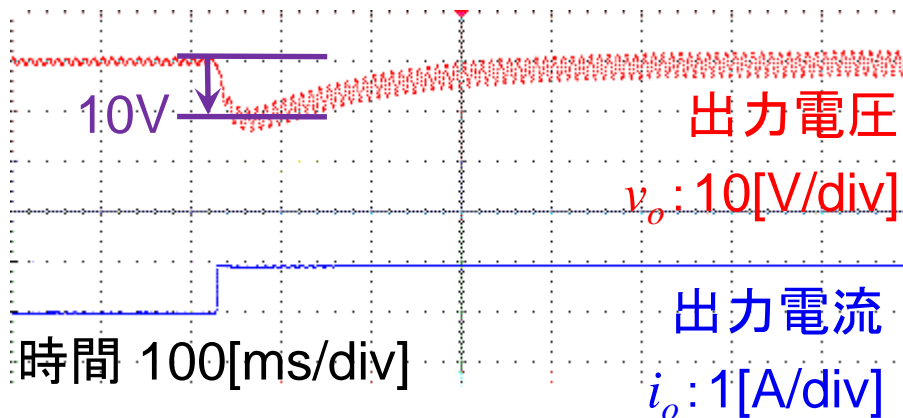
出力電力対力率特性



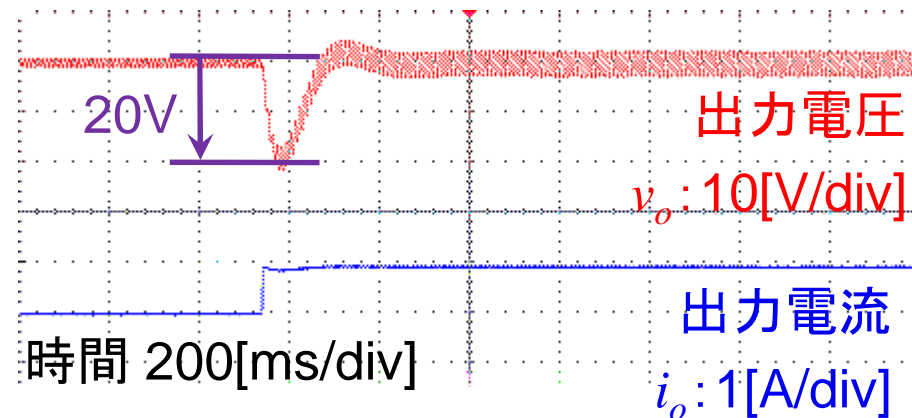
ディジタルPI制御との比較

- 負荷急変応答 $R_L=1[\text{k}\Omega]\rightarrow 300[\Omega]$

近似的2自由度制御器



ディジタルPI制御器



近似的2自由度制御では、出力電圧変動を十分に抑えることができた

ディジタルPI制御では、大きな出力電圧変動が生じた

発表項目

- 1.研究の目的
- 2.PFC昇圧コンバータ
- 3.近似的2自由度制御器の設計法
- 4.シミュレーション結果と実験結果
- 5.結論

結論

■ 結論

- 近似的2自由度制御法をPFC昇圧コンバータに適用し、力率改善制御器を設計する手法を提案した
- 電流制御器を、パラメータを条件をつけて決定することで、1次モデル近似し、力率改善制御器の設計を簡易化した
- 提案したシステムは、力率と高調波特性を十分改善しながら、出力電圧の変動を低減することができた

■ 今後の課題

- 入力電圧変動に対する出力電圧とインダクタ電流の変動を測定する
- 低出力電力時の力率・電流波形を改善する

ご清聴ありがとうございました

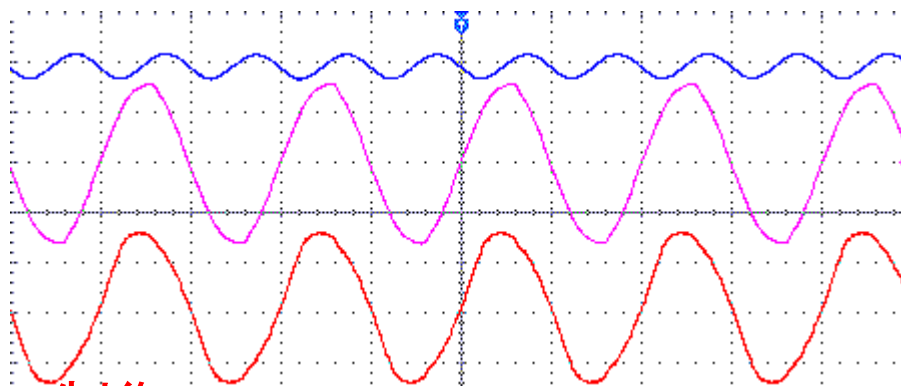
■ 学会発表実績

- [1] Y. Ohta, K. Higuchi, T. Kajikawa, “Robust Digital Control for Boost DC-DC Converter”, The 8th ECTI-CON 2011, Thailand, pp.525-528, May., 2011
- [2] Y. Ohta, K. Higuchi, T. Kajikawa, T. Matsushima, M. Suzuki “Robust Digital Control for PFC Boost Converter”, The SICE Annual Conference 2011, Sep., 2011

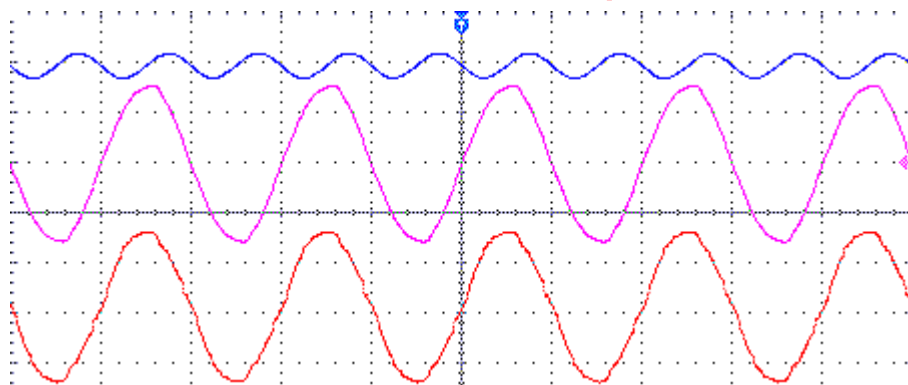
定常状態

- 出力電圧、入力電圧、入力電流の各部波形

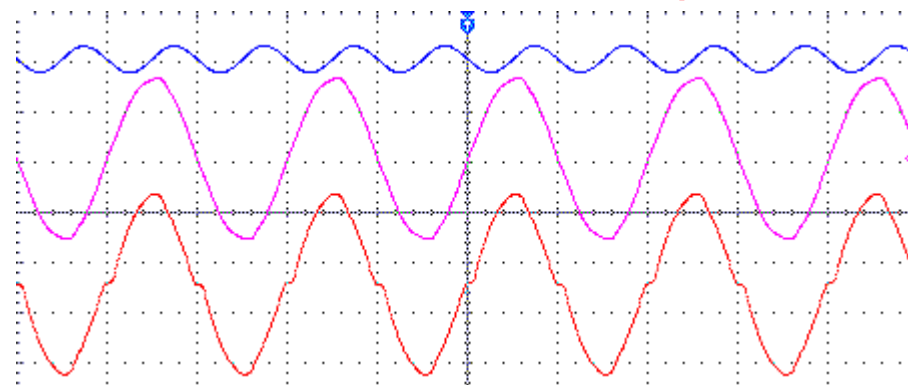
500W A2DOF制御



500W PI制御



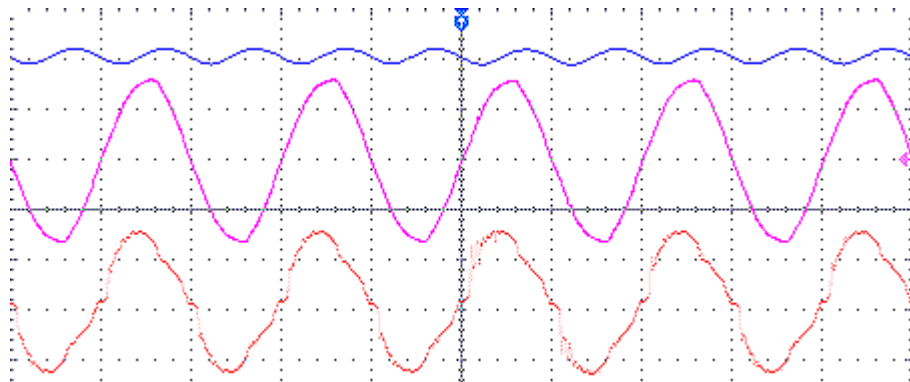
500W アナログ制御



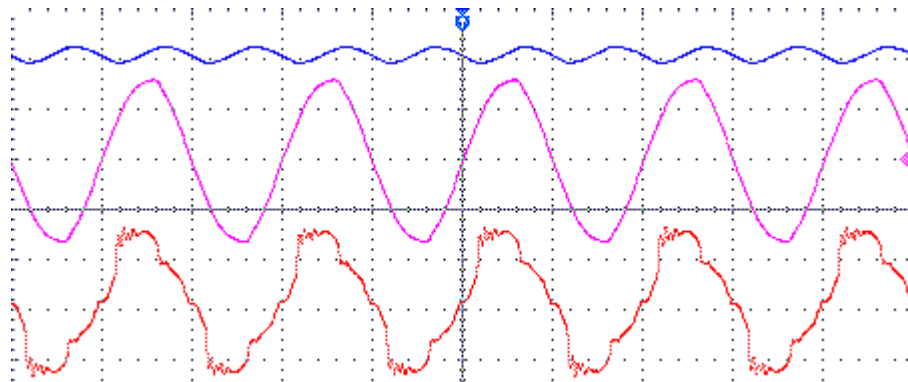
定常状態

■ 各負荷時の定常状態波形

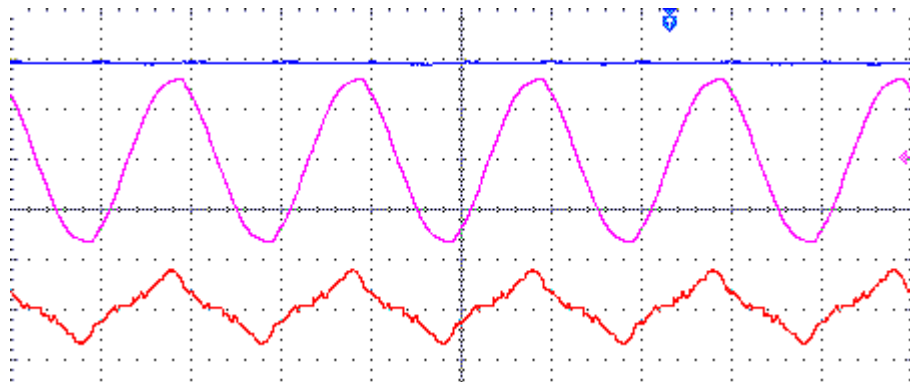
200W A2DOF制御



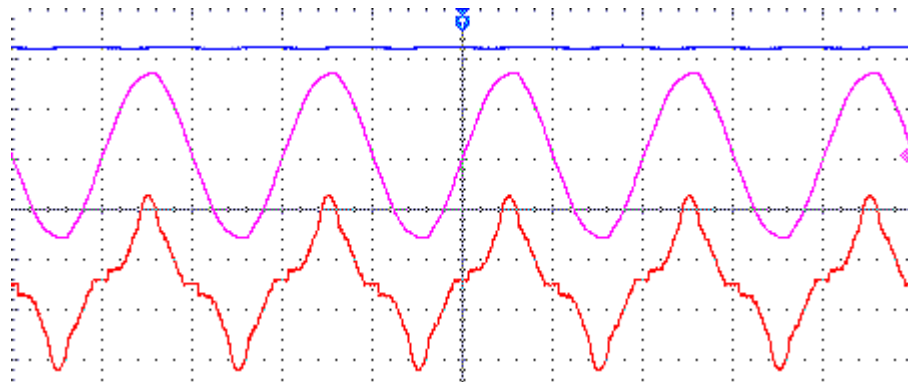
200W PI制御



30W A2DOF制御



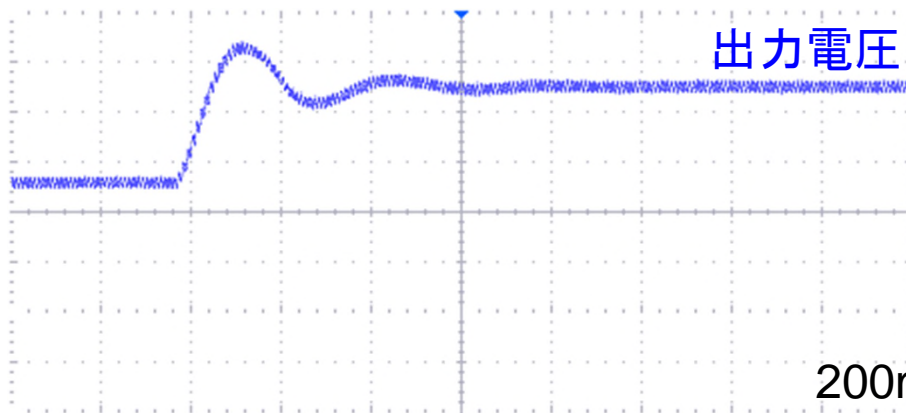
30W アナログ制御



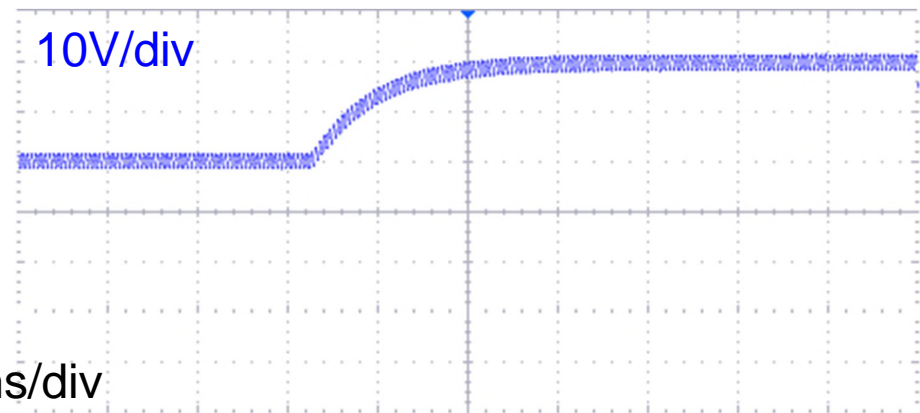
ディジタルPI制御との比較

- 20Vステップ応答(動作点3: $v_o=240[V]$, $R_L=300[\Omega]$)

ディジタルPI制御



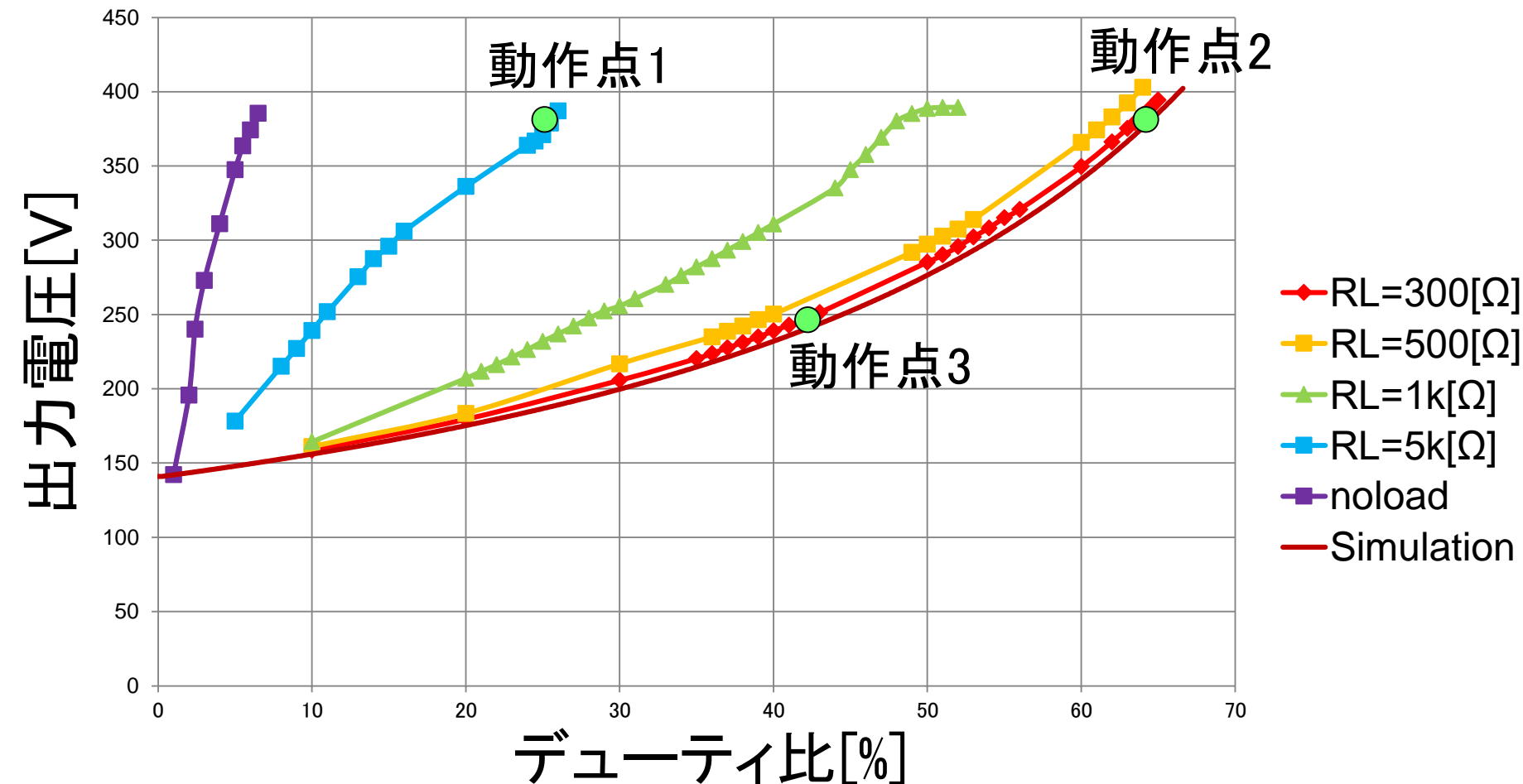
近似的2自由度制御



PI制御では、動作点が変わると、ステップ応答が変化
オーバーシュートを生じた

昇圧コンバータの静特性

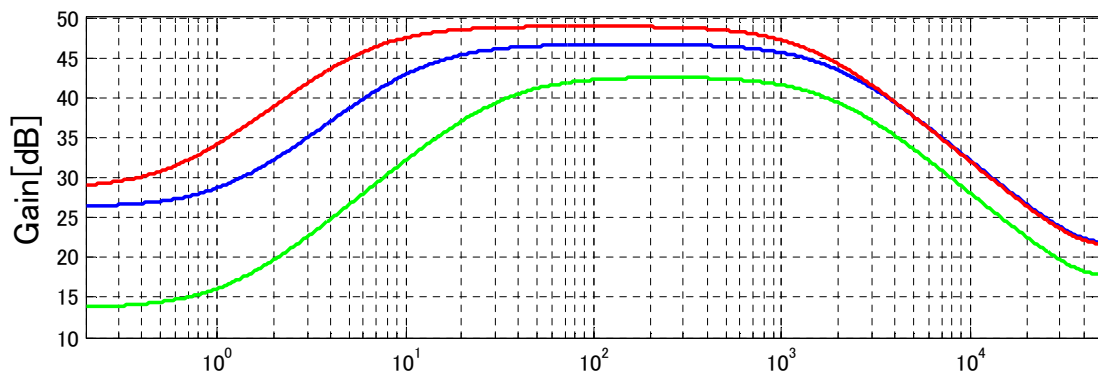
昇圧コンバータのデューティ比対出力電圧特性



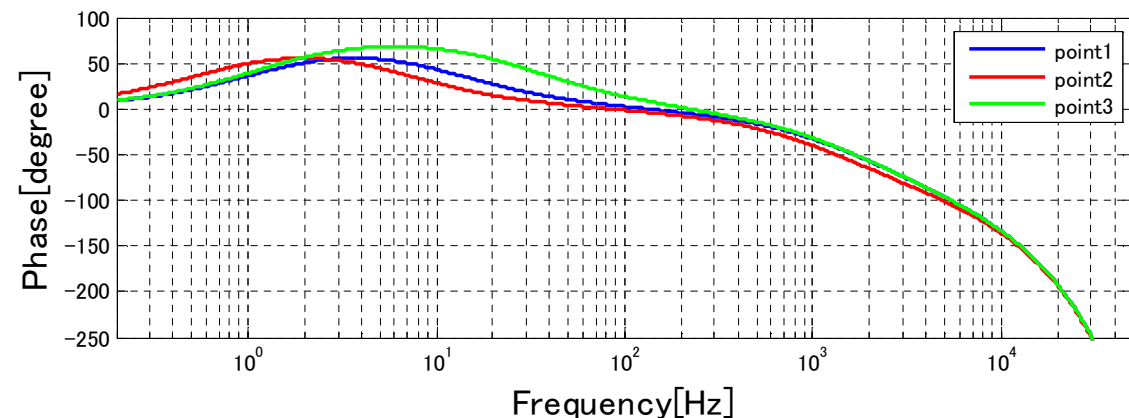
昇圧コンバータは負荷によってその特性が大きく変動する

昇圧コンバータの動特性

動作点近傍における昇圧コンバータの微小変動特性



昇圧コンバータの動特性は
動作点によって大きく
変化する



コンバータの仕様

[1] 入力電圧 v_i は100[VAC]、出力電圧 v_o は 240[VDC] から 385[VDC]まで変化するものとする

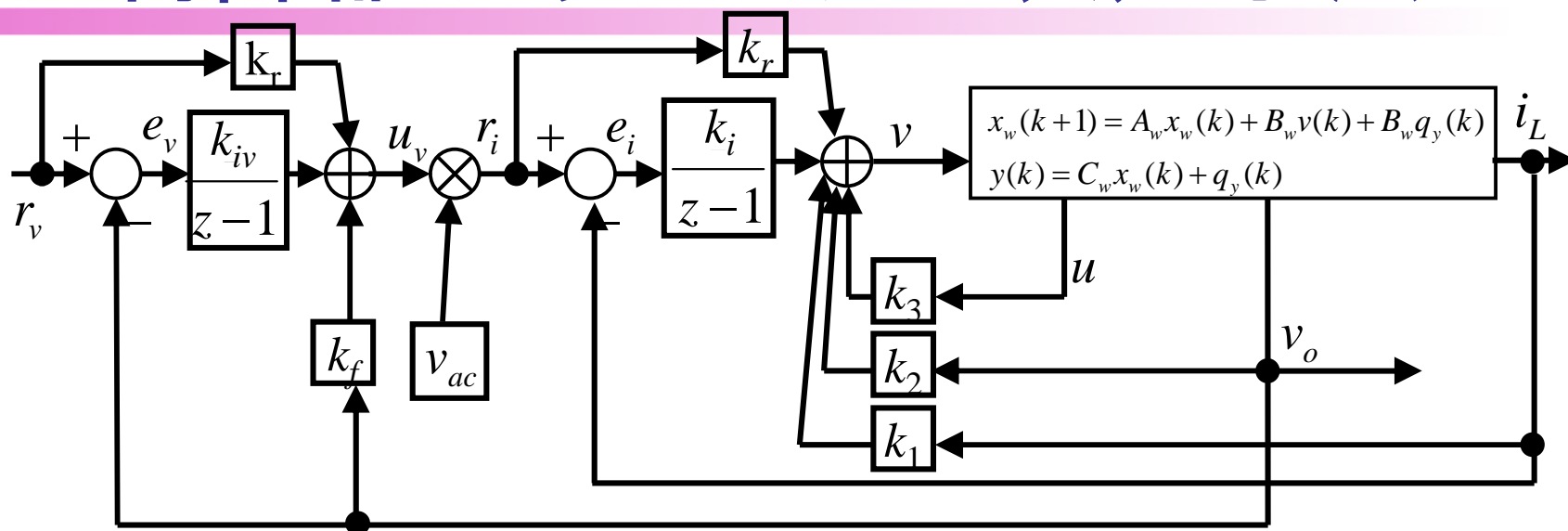
[2] ステップ応答は $300 < R_L < 5k[\Omega]$ の負荷範囲で同じとし、その時のオーバーシュートは 10[%] 以下とする

[3] 50~500[W] の負荷範囲で、負荷が急変した時の出力電圧変動幅は 10[VDC] 以下とする

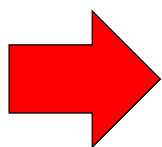
[4] 力率は最大負荷時で 0.99 とし、高調波電流成分は、IEC/EN61000-3-2 の国際標準規格で定められる値以下とする

■ 制御器は以上の仕様を満たすように設計する

制御器パラメータの決定手法



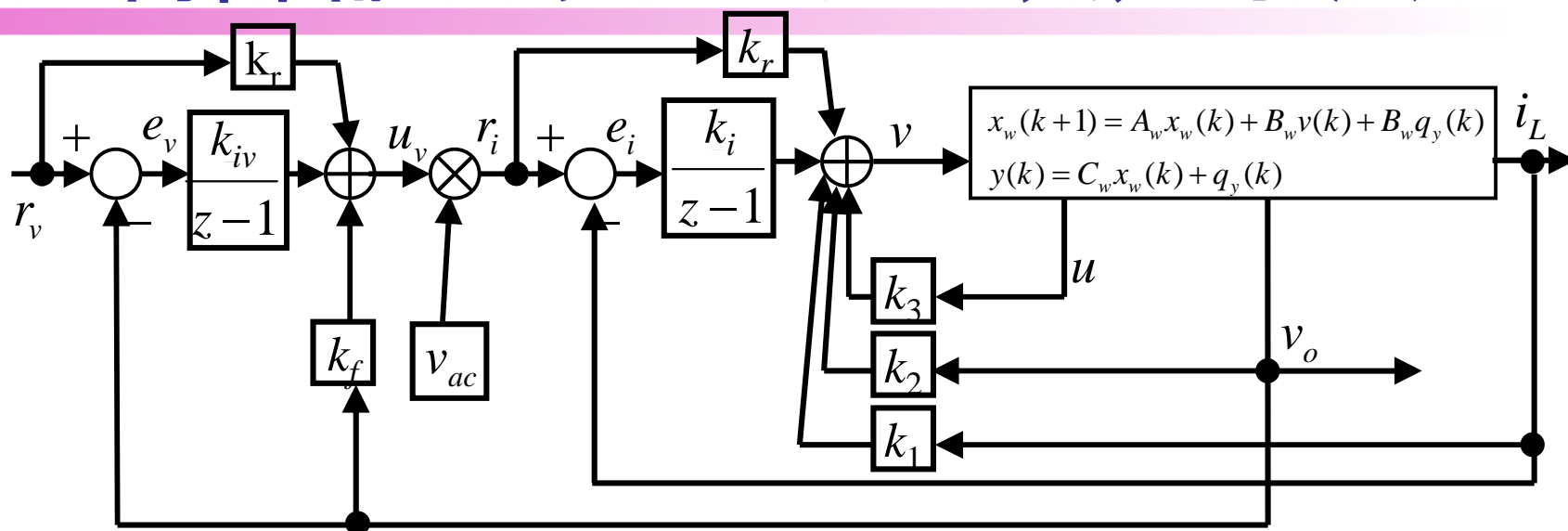
- $H_1 = -0.5$
- $H_2 = -0.999927$
- $H_3 = -0.2$
- $k_{zi} = 0.35$
- $k_{zv} = 0.25$



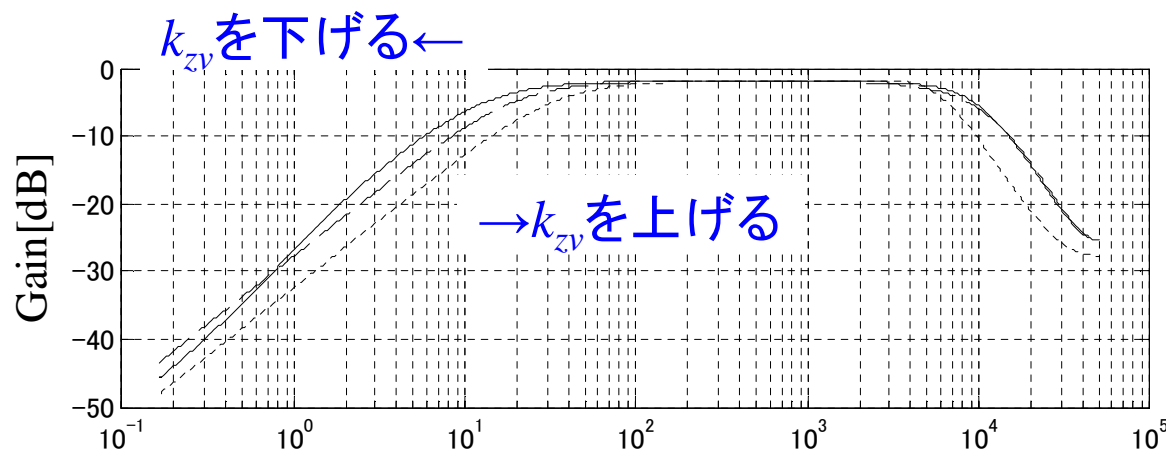
$k_1 = 0.034738$	$k_2 = 0.0014308$	$k_3 = -0.58241$
$k_i = 0.0086831$	$k_r = 0.024809$	
$k_f = -45.069$	$k_{iv} = 0.00329$	$k_{rv} = 0.01316$

- ・電流制御器の設計パラメータ(H_1 - H_3 , k_{zi})は目標特性と根軌跡によって決定される。電圧制御器の k_{zv} は、電流制御器に影響を与えない範囲で大きくする
- ・制御器パラメータ(k_1 , k_2 , k_3 , k_i , k_r , k_f , k_{iv} , k_{rv})は、設計パラメータの等価変換によって求まる

制御器パラメータの決定手法



$v_{ac} \rightarrow i_L$ 間ボード線図

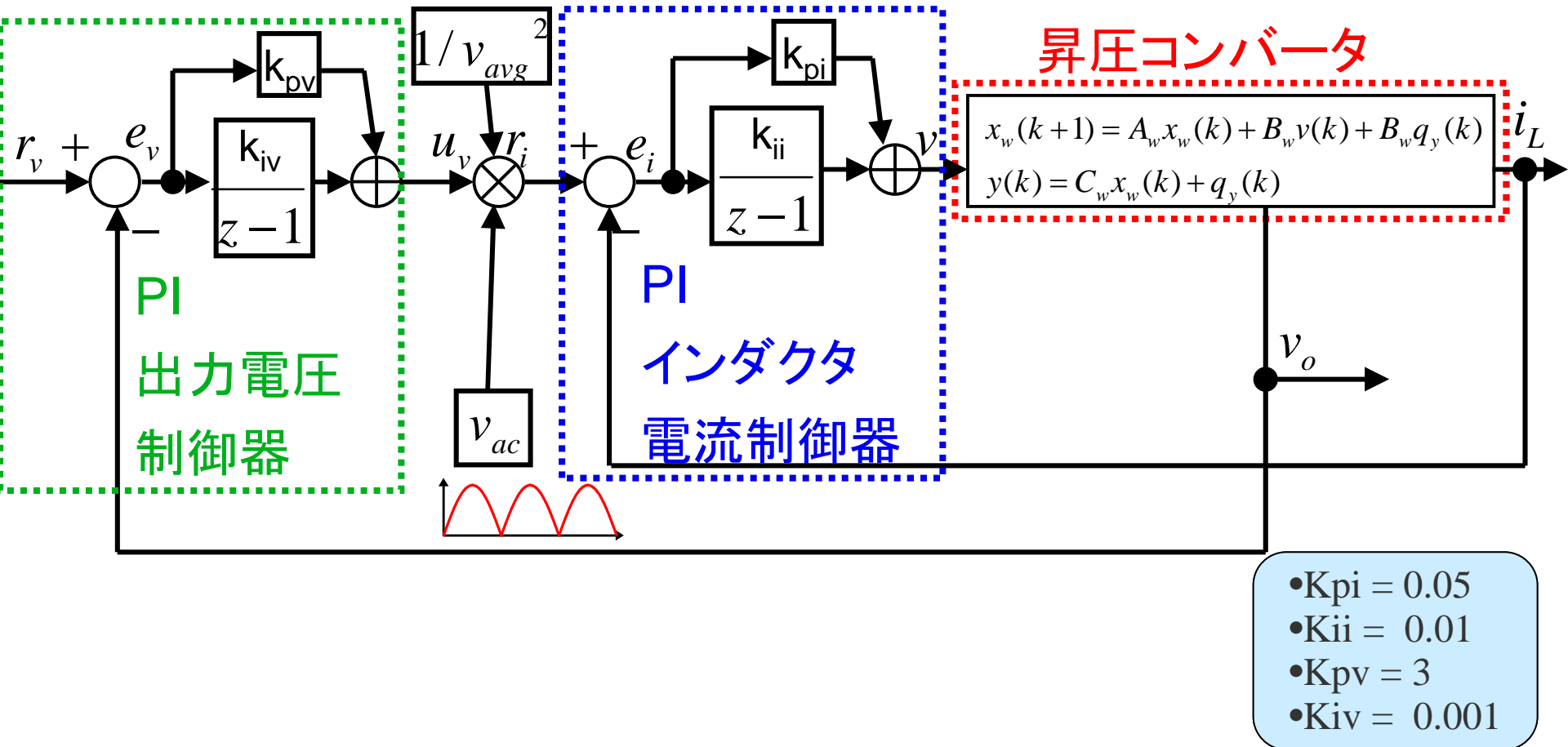


k_{zv} を電流制御器に
影響を与えない
範囲で大きくする

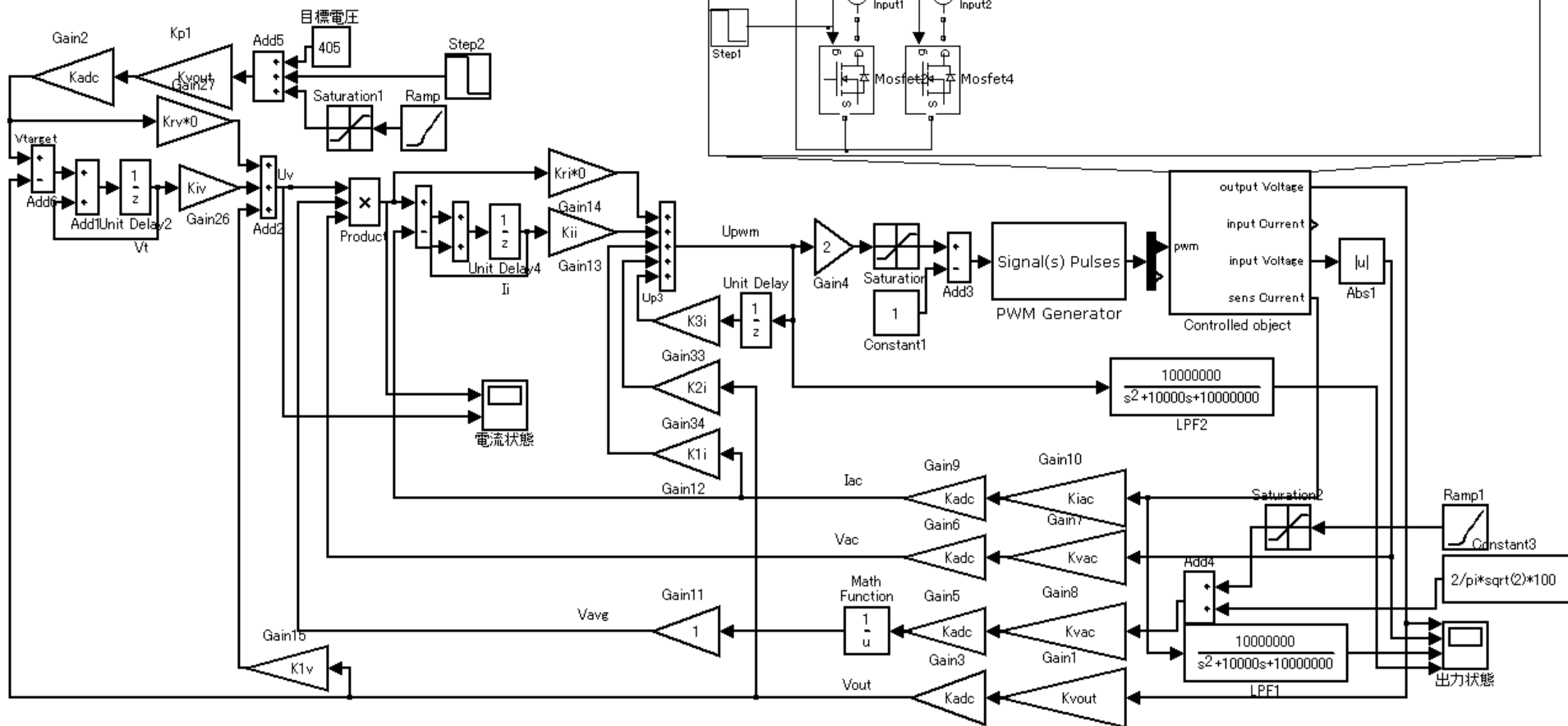
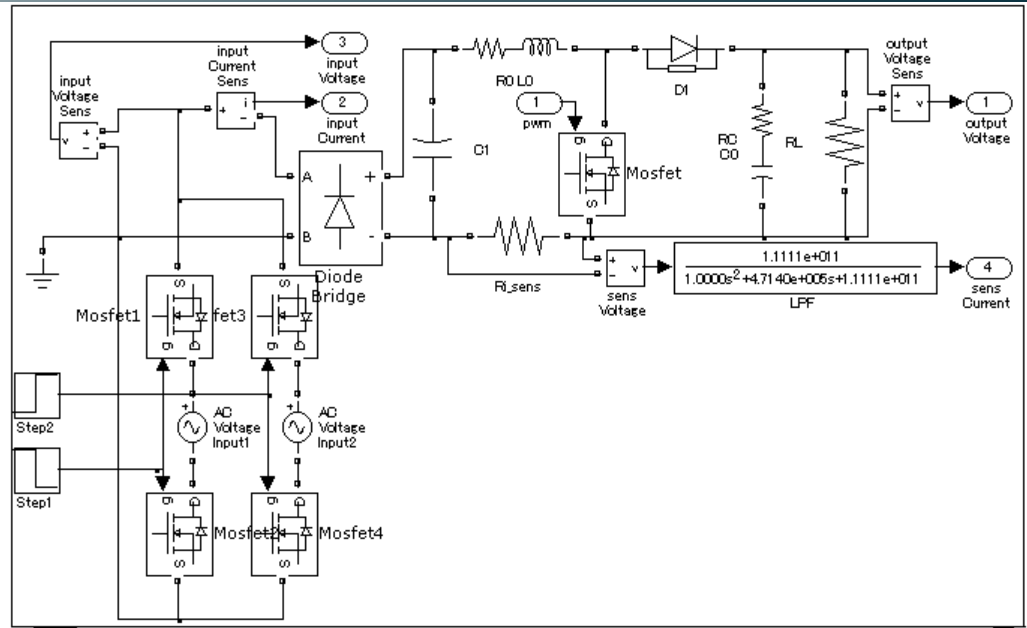
$$k_{zv} = 0.25$$

デジタルPI制御器

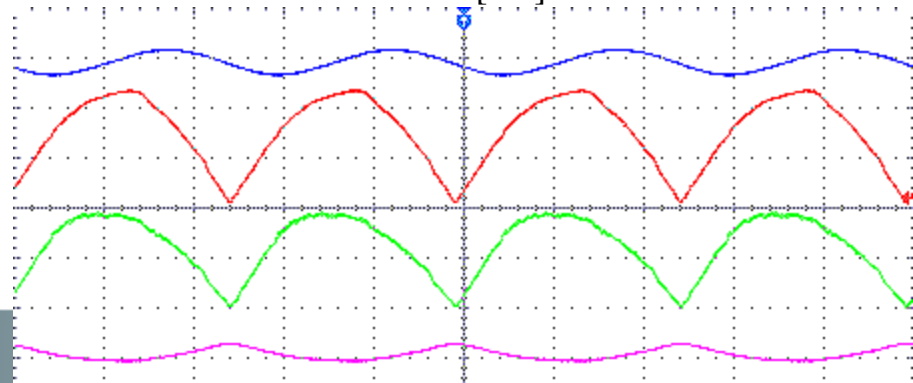
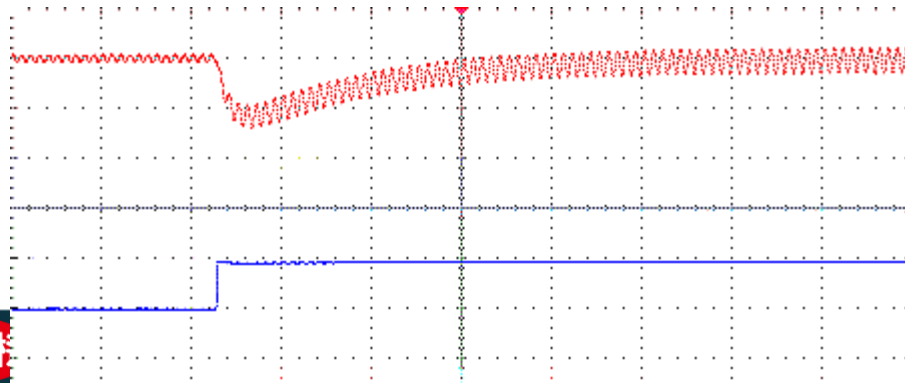
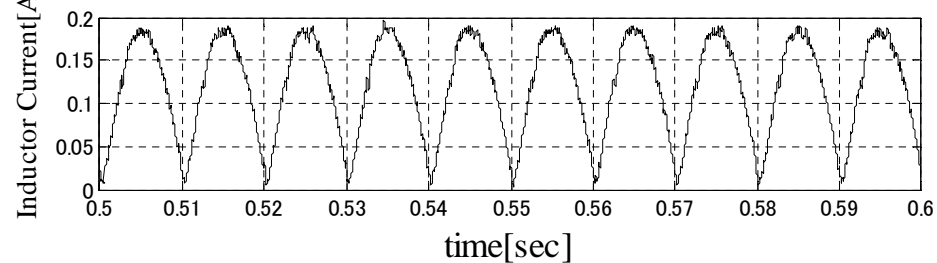
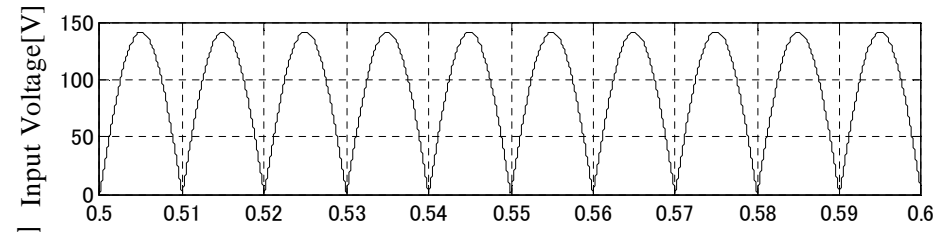
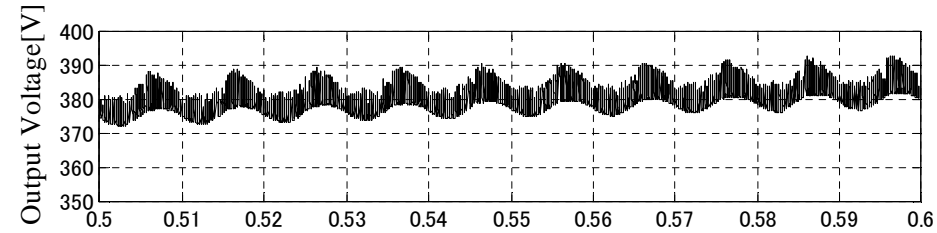
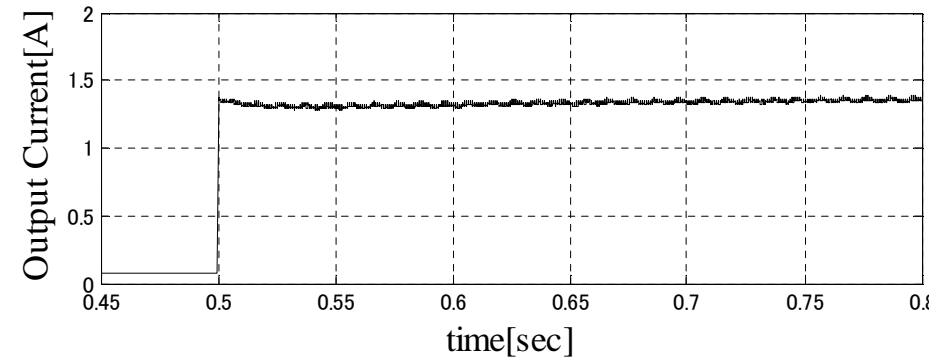
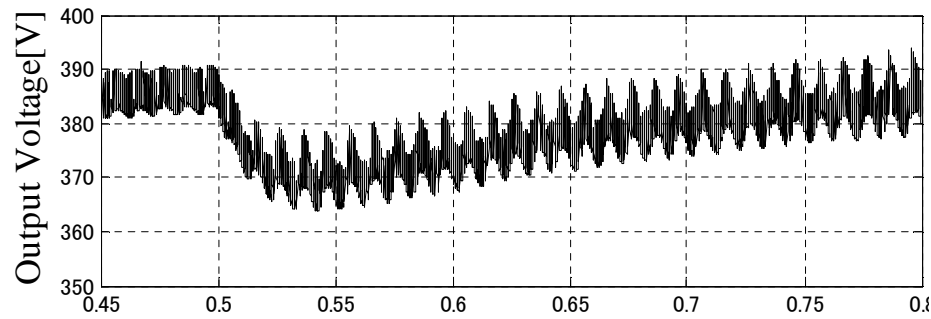
■ 従来手法:PI制御



SimPowerSystemsの 回路シミュレータを用い 定常状態と負荷急変応答の 非線形モデルシミュレーションを行う

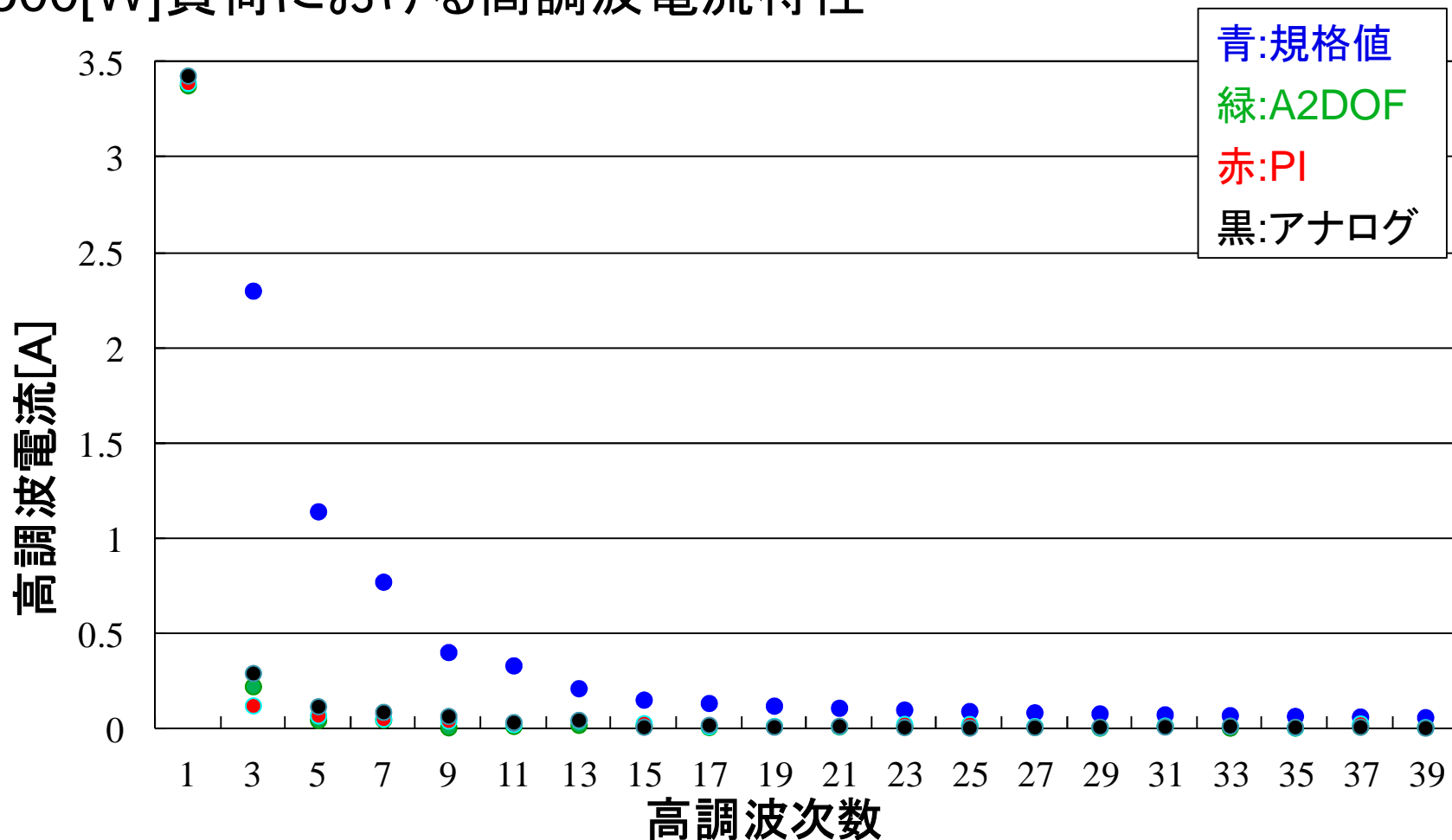


非線形モデルのシミュレーション



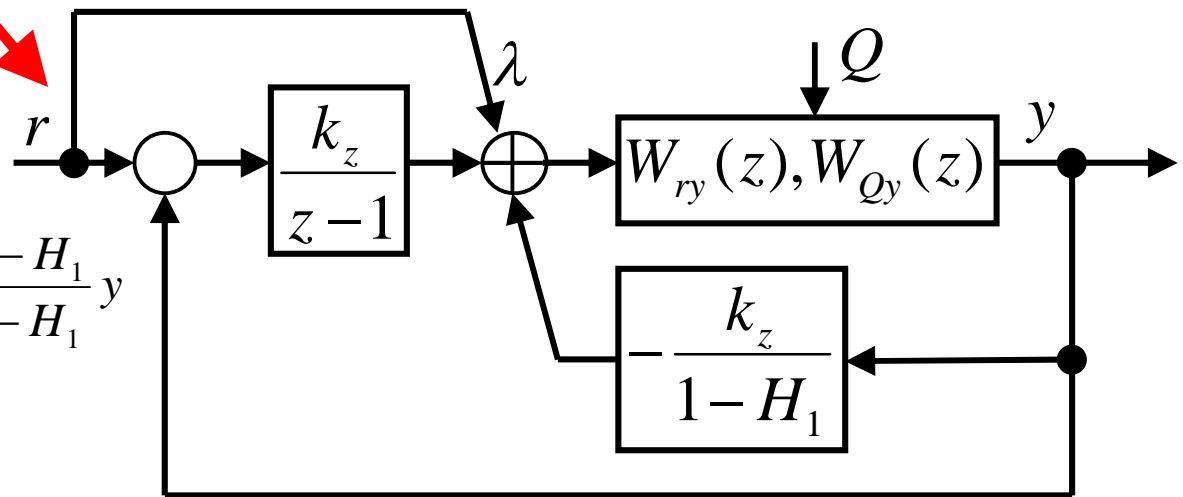
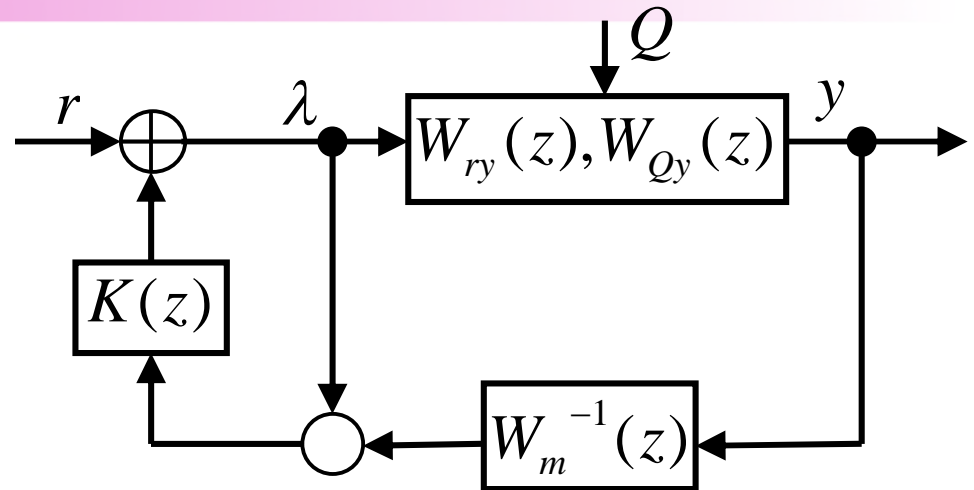
高調波特性と力率特性

500[W]負荷における高調波電流特性



ロバスト補償器の等価変換

以下の式を用い
逆システムを持つ
上のシステムを
下のシステムに
等価変換する

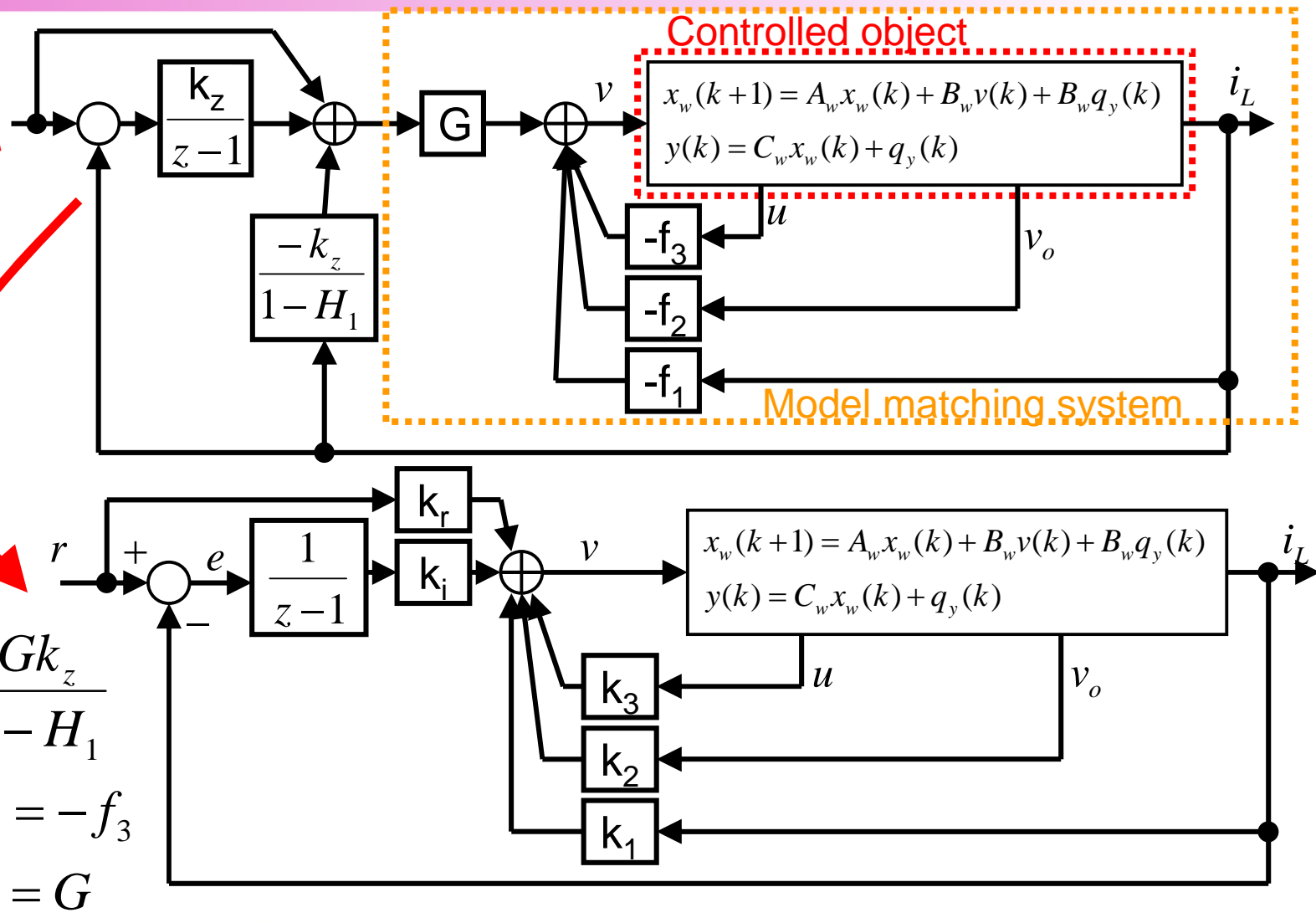


$$\lambda(1 - \frac{k_z}{z-1+k_z}) = r - \frac{k_z}{z-1+k_z} \frac{z-H_1}{1-H_1} y$$

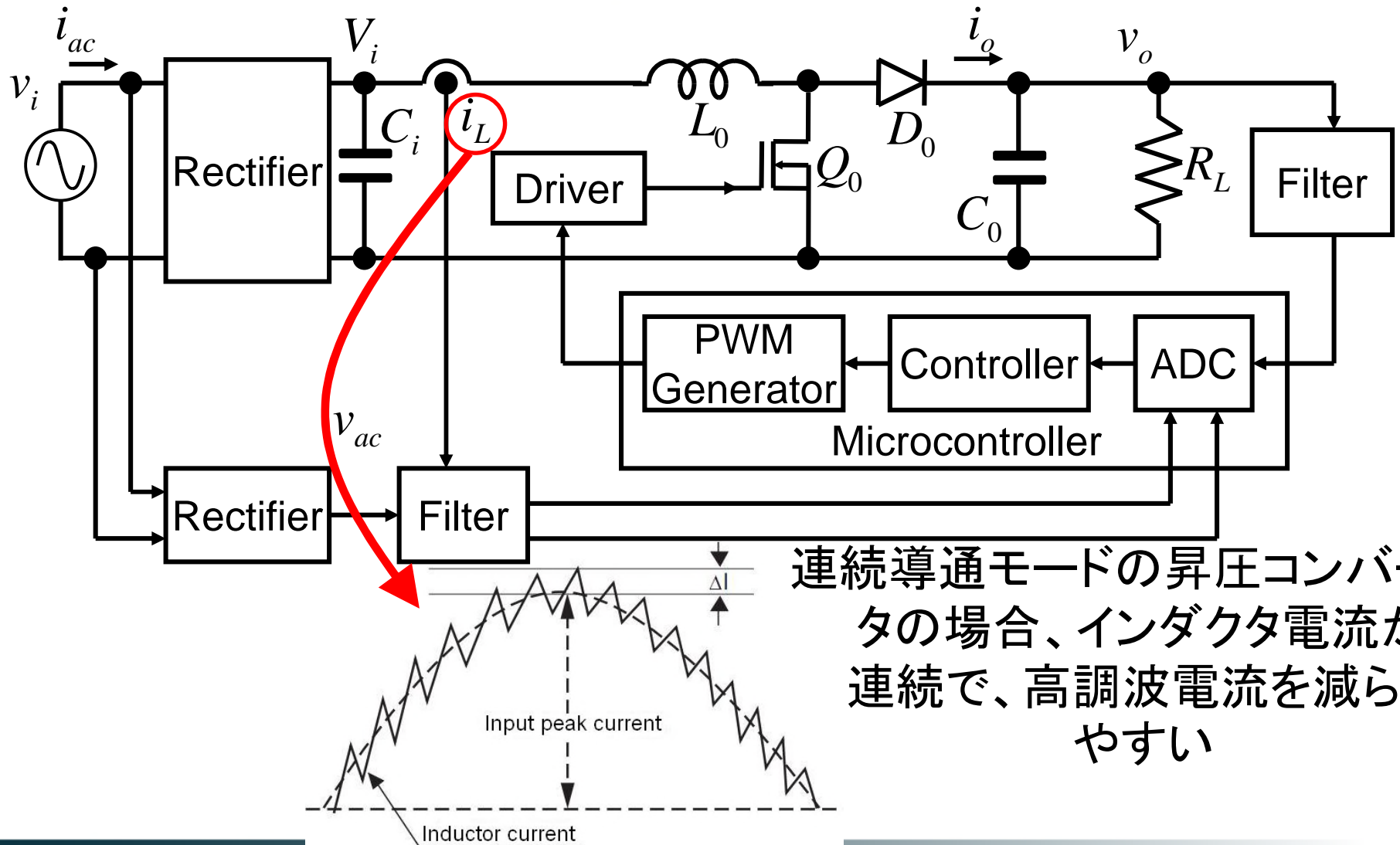
$$\lambda = r + \frac{k_z}{z-1} (r-y) - \frac{k_z}{1-H_1} y$$

近似的2自由度制御器の等価変換

以下の式を用い
上のシステムを
等価変換する

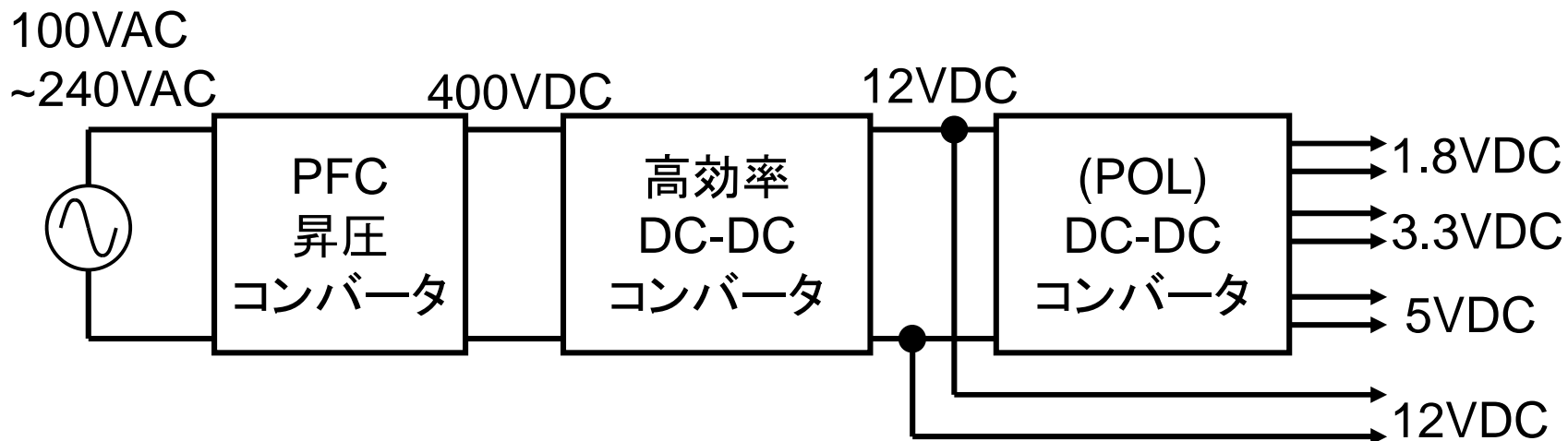


PFCコンバータに昇圧コンバータを採用する理由

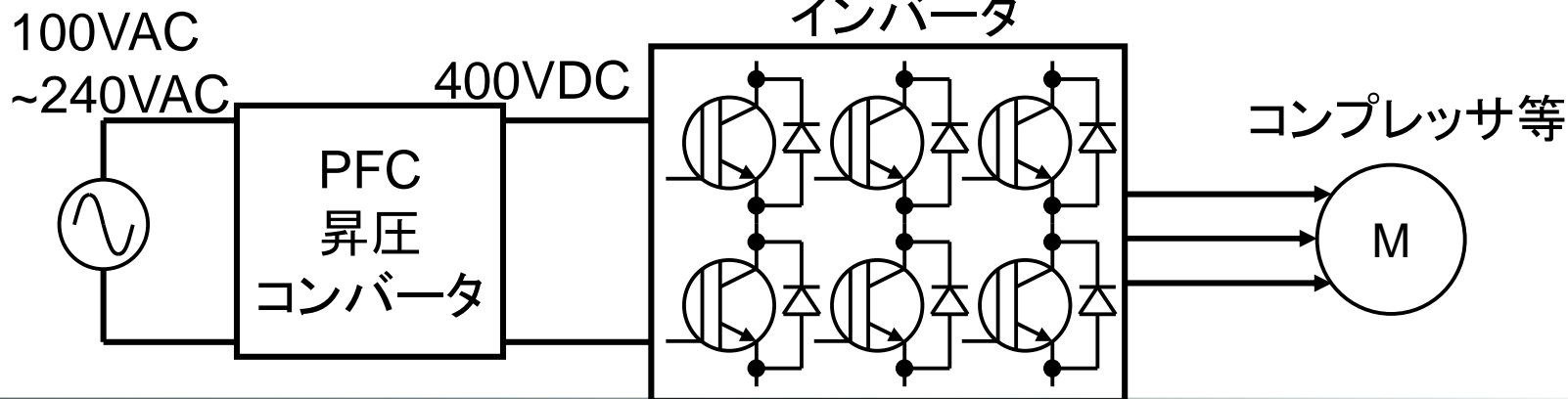


応用例

■ サーバ用高性能電源システム

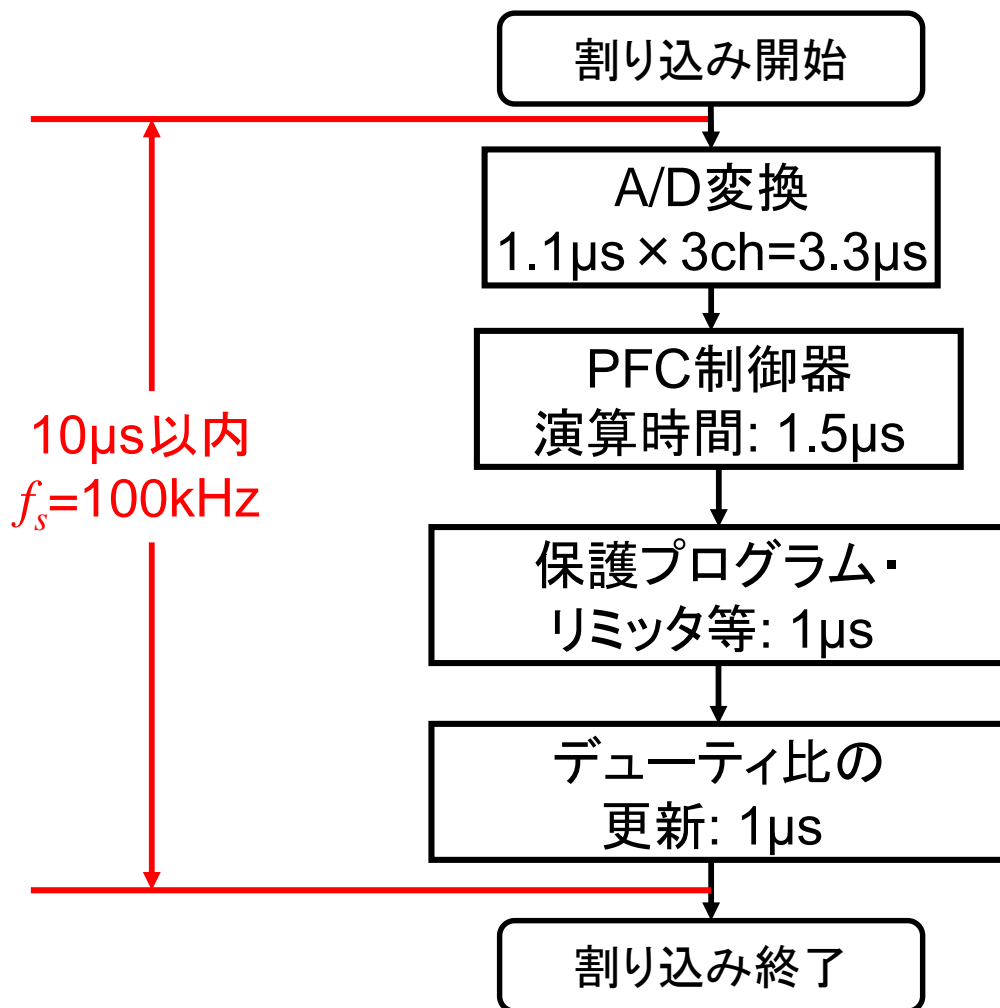


■ エアコン等インバータシステムの電源



制御プログラム構成

■ マイクロコントローラの割り込みルーチン



マイコン等でデジタル制御を行う場合、CPUの演算時間が限られる

制御器は高速に計算できる
シンプルでロバストなものである必要がある