

DC-DCコンバータの SHマイコンによる 高度デジタル制御

電子工学科 電子システム学講座 樋口研究室

0612157 太田 恵大

指導教員 樋口 幸治 准教授

発表項目

- 研究の背景と目的
- DC-DCコンバータの構成
- 制御器の設計
- シミュレーションと実験結果
- 結論と今後の課題

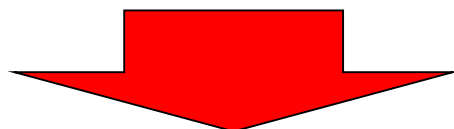
発表項目

- 研究の背景と目的
- DC-DCコンバータの構成
- 制御器の設計
- シミュレーションと実験結果
- 結論と今後の課題

研究の背景と目的(1)

■ 従来のDC-DCコンバータ

- ・アナログICによる簡単な積分制御
- ・デジタルPID制御

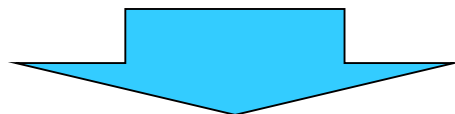


- ・個々の負荷に対して設定条件を変更し、それぞれの制御系を設計して対応する必要があった

研究の背景と目的 (2)

- 近年FPGAやマイクロプロセッサが急速に発達

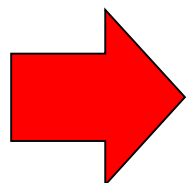
- ・動作周波数の上昇
- ・消費電流の増加
- ・動作電圧の低下
- ・複数の電源電圧を使用



- これらの電源となるDC-DCコンバータは

- ・出力電圧の高精度化
- ・負荷急変時の出力電圧変動の抑制
- ・立ち上がり時間の高速化
- ・小型化
- ・大電流供給

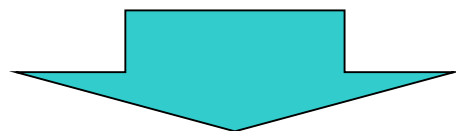
などが要求される



従来の設計法では対応できない！

研究の背景と目的 (3)

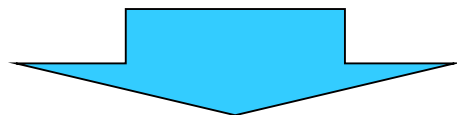
- DC-DCコンバータに
高度デジタル制御を使用する
 - 近似的2自由度制御
 - ロバスト性の実現



- 広範囲な負荷に対して
1つの制御器で対応できる

研究の背景と目的 (4)

- これまで近似的2自由度デジタル制御器としてDSPを用いた制御器が提案されてきた



- 近年、高速なコントローラ系マイコンが登場しマイコンを使って、組み込み機器の制御と並行してコンバータ制御を行うことが現実的になっている

○DSPをマイコンに置き換えることで得られる利点

- ・周辺機能が豊富で開発しやすい
- ・組み込み制御用プログラムなどのソフトウェア資産を有効活用できる
- ・ワンチップで並列制御すれば実装面積を削減できる

研究の背景と目的 (5)

○従来の方法

- ・演算部にDSPを使用
- ・サンプリング周波数600[kHz]
- ・立ち上がり時間50[μ s]以内
- ・負荷急変時の出力電圧変動40[mV]以下

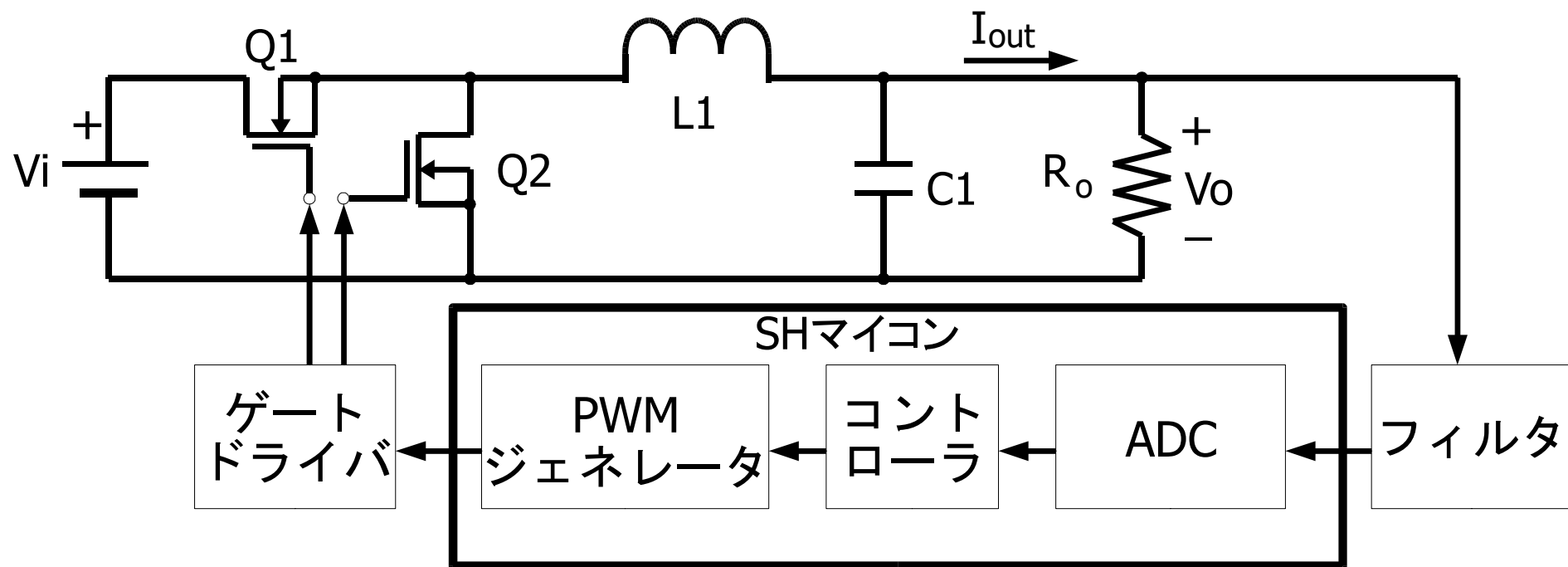
○今回の目標

- ・演算部にSHマイコンを使用
- ・DSPの場合と同等の性能を得る
- ・基板を新規製作してFETのスイッチングロスを減らす

発表項目

- 研究の背景と目的
- DC-DCコンバータの構成
- 制御器の設計
- シミュレーションと実験結果
- 結論と今後の課題

DC-DCコンバータの構成 (1)



$$V_i = 9.6[\text{V}]$$

$$L1 = 0.5[\mu\text{H}]$$

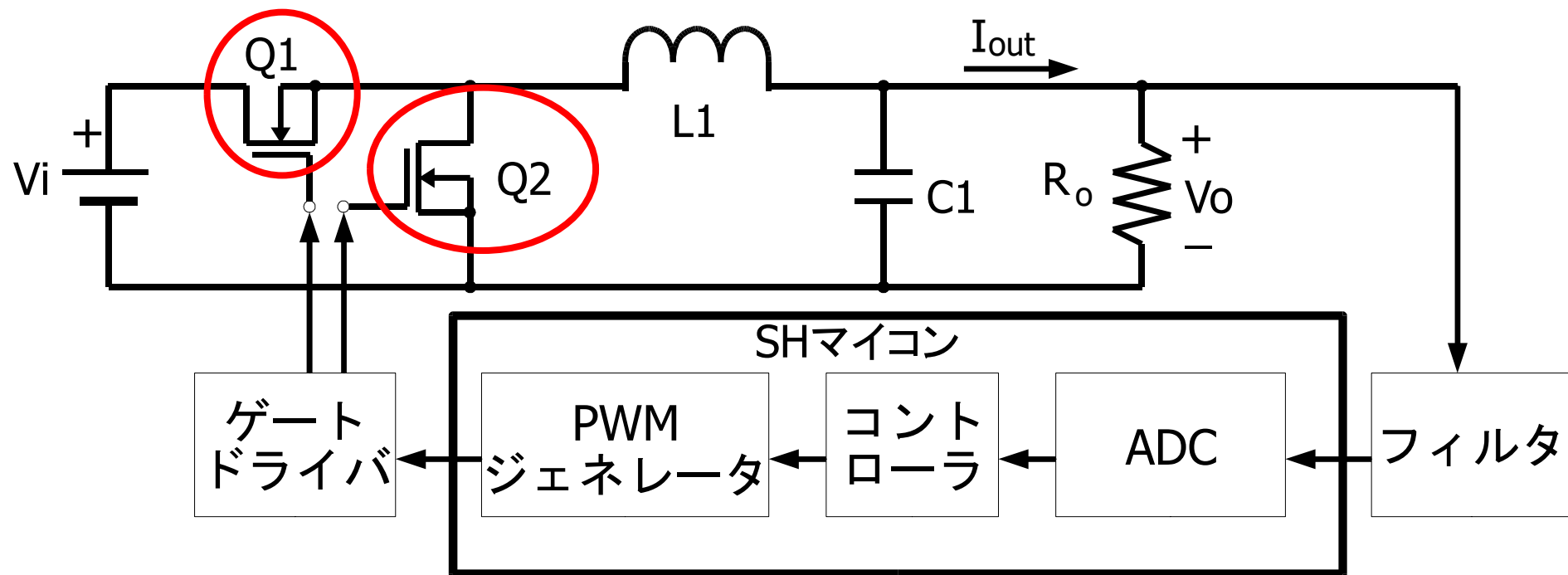
$$f_s = 450[\text{kHz}]$$

$$C1 = 235[\mu\text{F}]$$

$$R_o = 0.33[\Omega]$$

$$V_o = 3.3[\text{V}]$$

DC-DCコンバータの構成 (1)



$$V_i = 9.6[\text{V}]$$

$$L_1 = 0.5[\mu\text{H}]$$

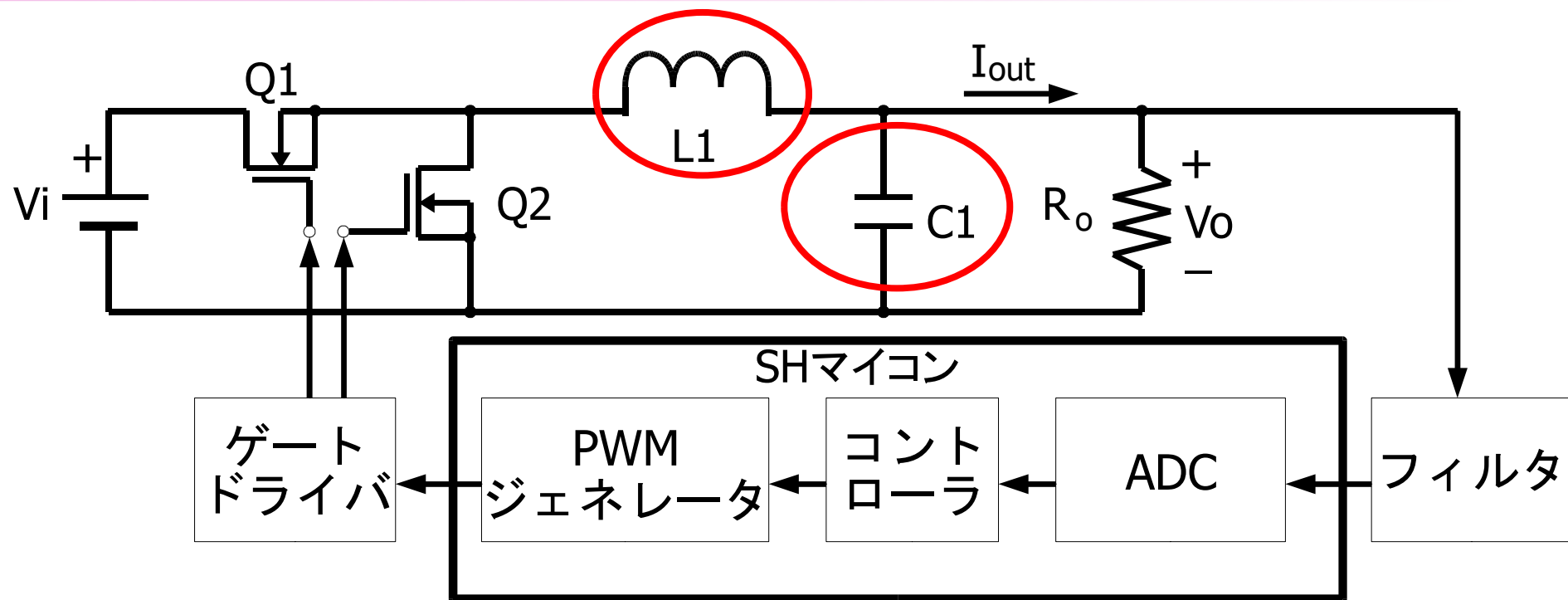
$$f_s = 450[\text{kHz}]$$

$$C_1 = 235[\mu\text{F}]$$

$$R_o = 0.33[\Omega]$$

$$V_o = 3.3[\text{V}]$$

DC-DCコンバータの構成 (1)



$$V_i = 9.6[\text{V}]$$

$$L_1 = 0.5[\mu\text{H}]$$

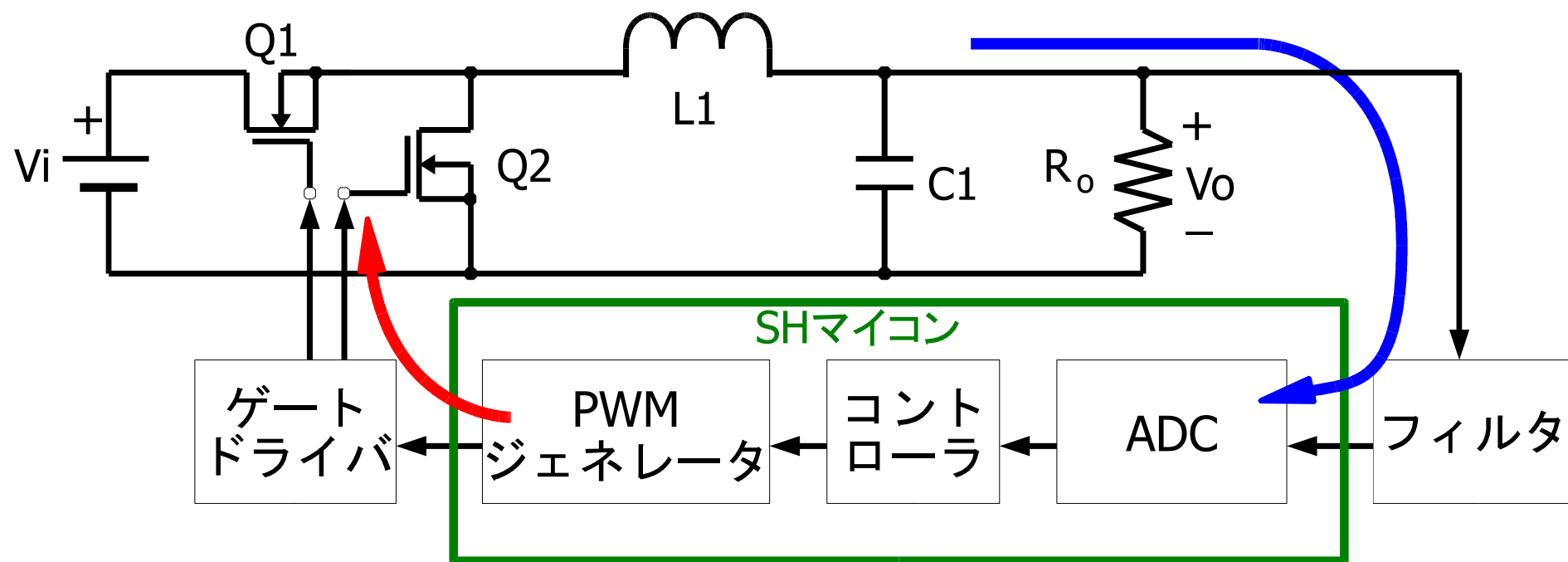
$$f_s = 450[\text{kHz}]$$

$$C_1 = 235[\mu\text{F}]$$

$$R_o = 0.33[\Omega]$$

$$V_o = 3.3[\text{V}]$$

DC-DCコンバータの構成 (1)



$$V_i = 9.6[\text{V}]$$

$$L1 = 0.5[\mu\text{H}]$$

$$f_s = 450[\text{kHz}]$$

$$C1 = 235[\mu\text{F}]$$

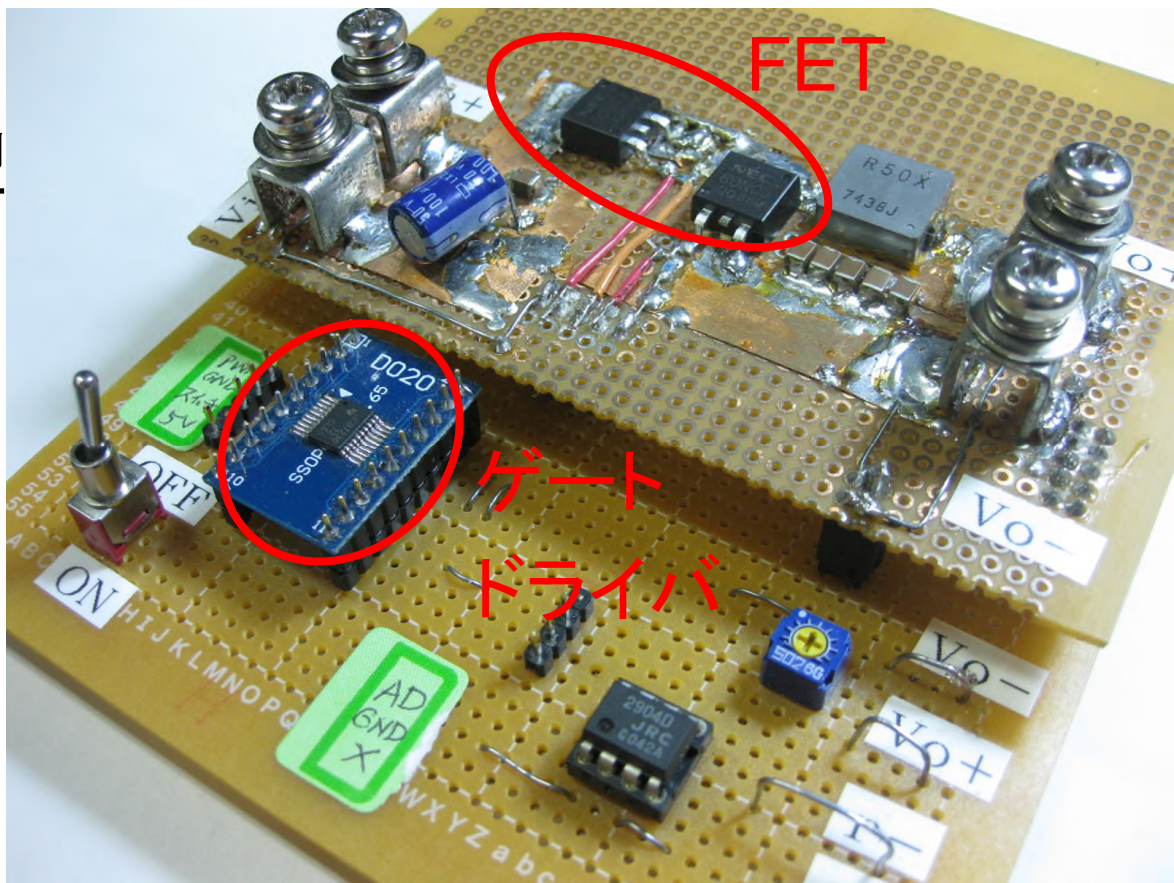
$$R_o = 0.33[\Omega]$$

$$V_o = 3.3[\text{V}]$$

DC-DCコンバータの構成 (2)

■ 昨年度は

■ DSP用の非絶縁型
DC-DCコンバータを
ユニバーサル基板で
階層構造で製作



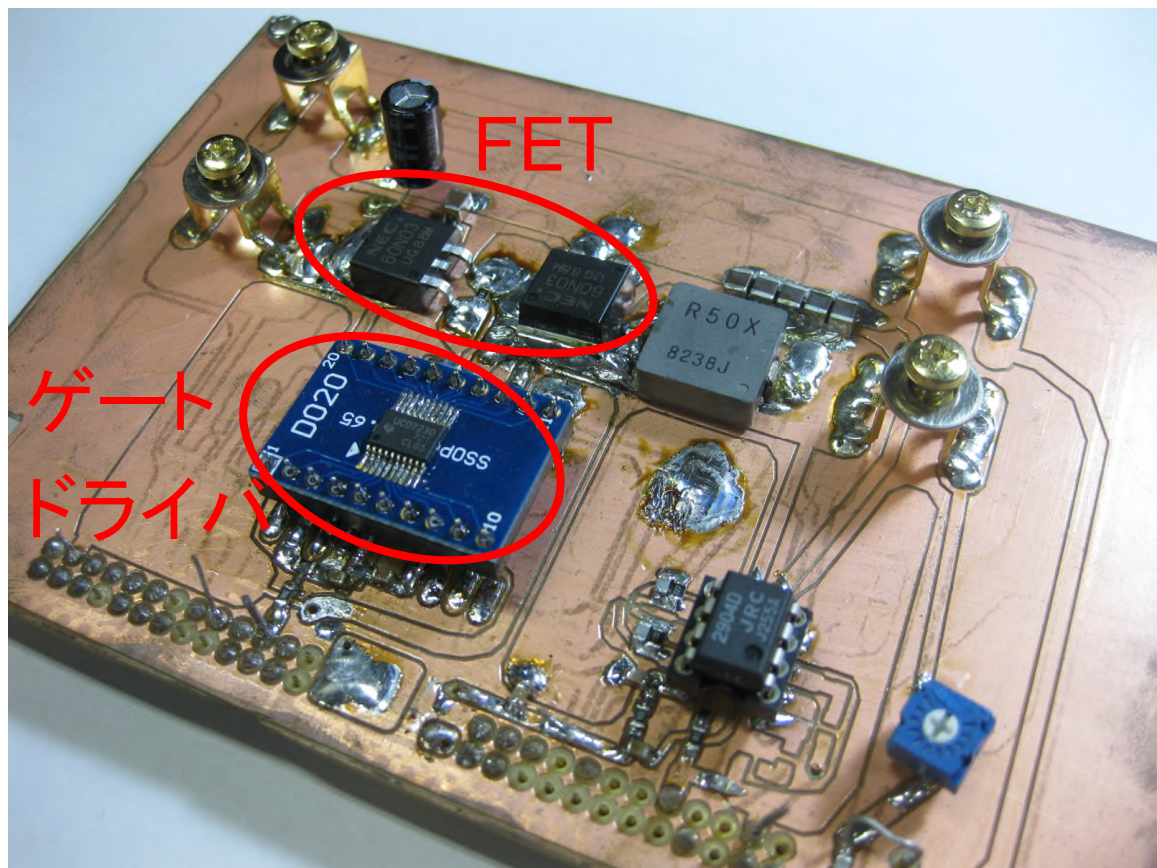
問題点として

➡ DSP-ゲートドライバ、ゲートドライバ-FET間の距離
が長かったためFETのスイッチング効率が悪かった

DC-DCコンバータの構成 (3)

■ 本年度は

■ SHマイコン用に
基板上の配線と定数
を見直し
新基板を製作



これによりFETのスイッチングを
より良くできるようになった

SHマイコンの概要

- 組み込みコントローラ向けに開発された
シングルチップ型マイクロコントローラ



SH7216(SH2A-FPU)

演算: 浮動小数点方式

演算性能: 400[MFLOPS]

A/Dコンバータ: 12[bit]

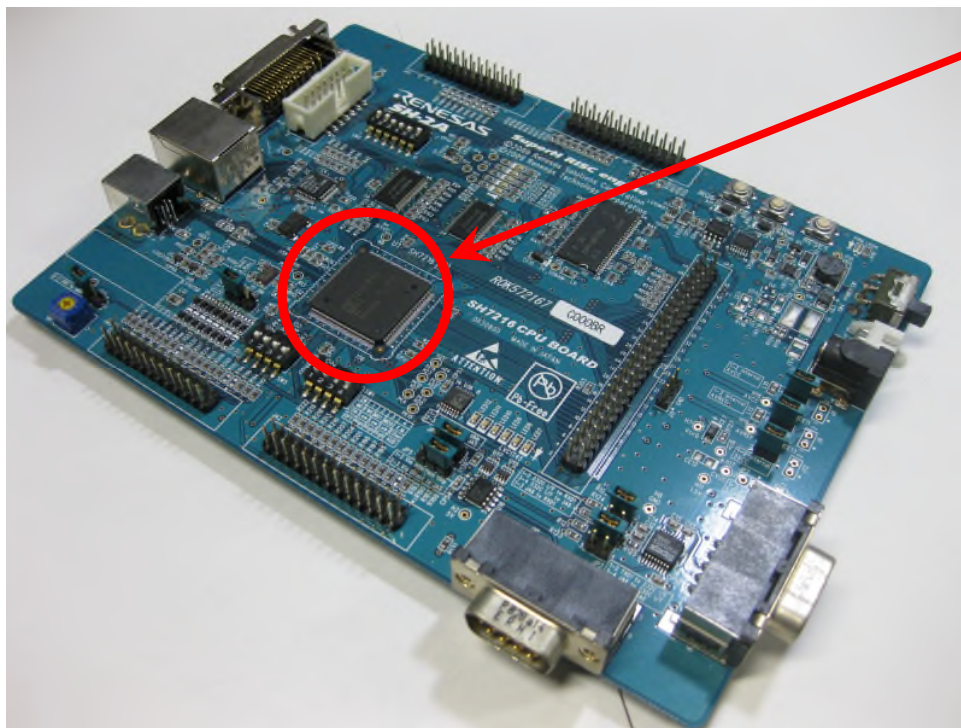
変換時間1[μ s]

PWM出力: 8[bit]

(D/Aコンバータ換算)

SHマイコンの概要

- 組み込みコントローラ向けに開発された
シングルチップ型マイクロコントローラ



SH7216(SH2A-FPU)

演算: 浮動小数点方式

演算性能: 400[MFLOPS]

A/Dコンバータ: 12[bit]

変換時間1[μ s]

PWM出力: 8[bit]

(D/Aコンバータ換算)

SHマイコンとDSPの比較

SHマイコン(SH7216)

演算:浮動小数点方式

演算性能:400[MFLOPS]

制御演算時間:1.2[μ s]

ADC:12[bit]・1[μ s]

PWM:8[bit]



DSP(TMS320F28335)

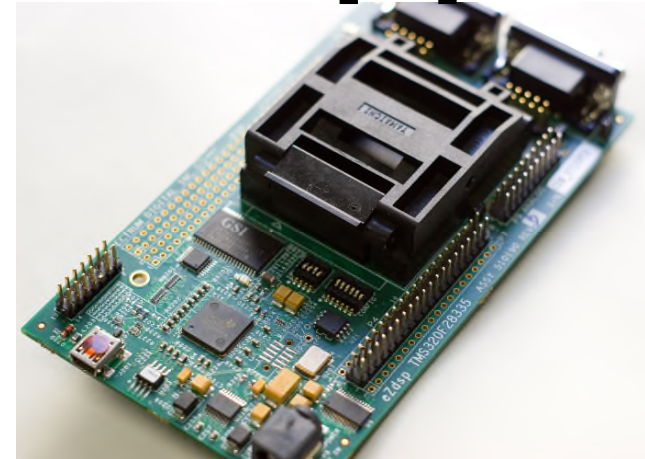
演算:浮動小数点方式

演算性能:300[MFLOPS]

制御演算時間:0.9[μ s]

ADC:12[bit]・80[ns]

PWM:13[bit]

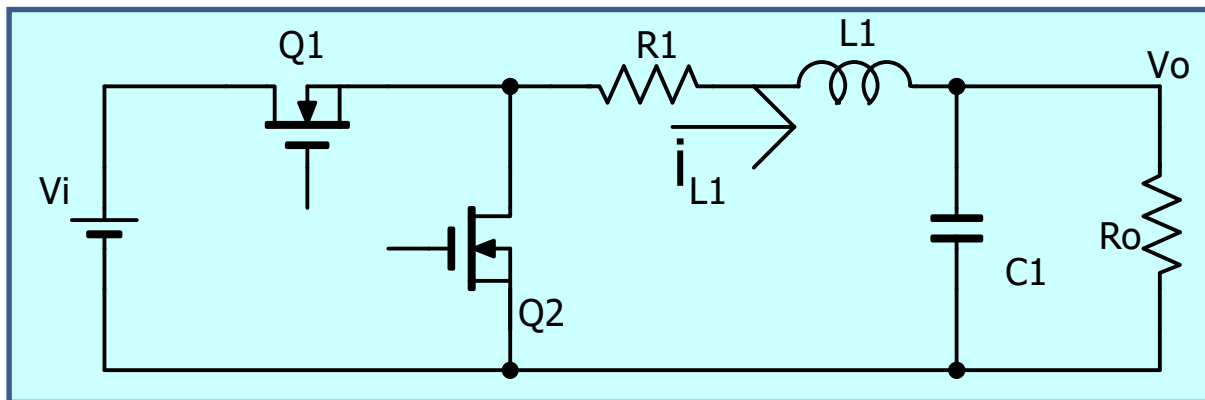


発表項目

- 研究の背景と目的
- DC-DCコンバータの構成
- 制御器の設計
- シミュレーションと実験結果
- 結論と今後の課題

制御対象の状態方程式

■ コンバータのモデル化



$$\begin{aligned} \dot{x} &= A x + B u + B q_u \\ y &= C x + q_y \end{aligned} \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_o \\ i_{L1} \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_o C_1} & \frac{1}{C_1} \\ \frac{-1}{L_1} & \frac{-R_1}{L_1} \end{bmatrix}$$

コンバータ部ゲイン:

$$K_p = -0.086 \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_p}{L_1} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

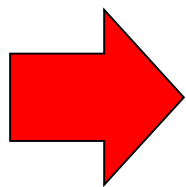
状態方程式の離散化

- AD変換時間や演算時間の遅れを
入力に存在する無駄時間とみなして離散化

$$x_d(k+1) = A_d x_d(k) + B_d u(k)$$

$$y_d(k) = C_d x_d(k)$$

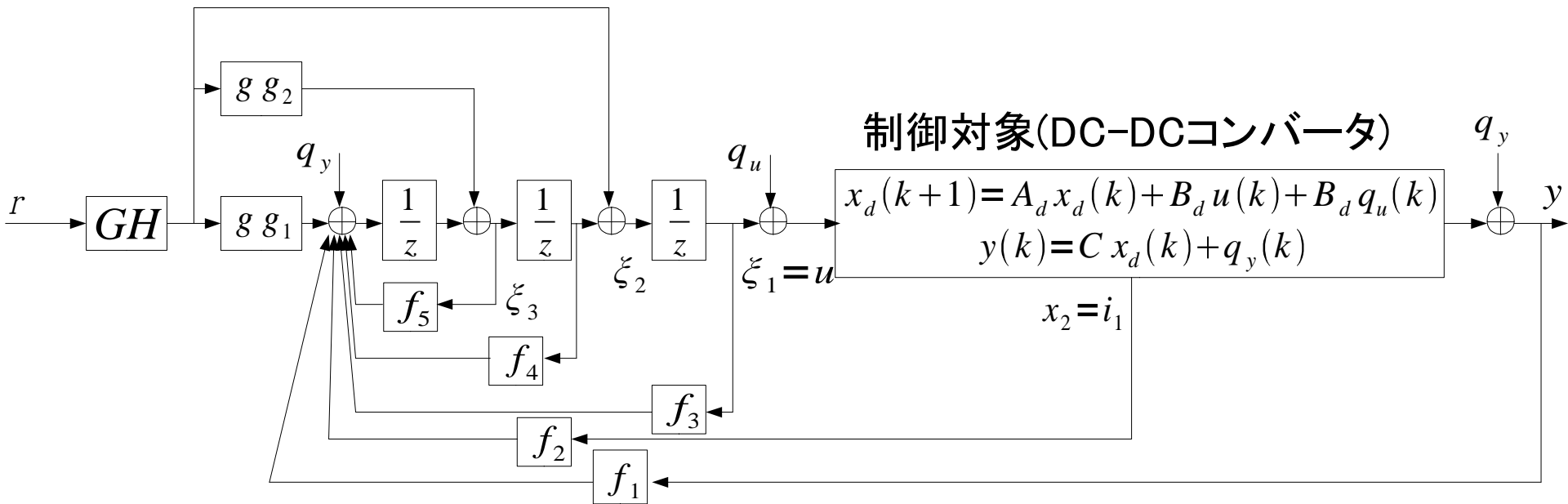
$$A_d = \begin{bmatrix} e^{AT} & \int_{T-L}^T e^{A\eta} b d\eta \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_d = \begin{bmatrix} \int_0^{T-L} e^{A\eta} b d\eta \\ 1 \end{bmatrix} \quad C_d = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}$$
$$x_d = \begin{bmatrix} x & \xi \end{bmatrix}^T$$



これを新たな制御対象とみなし
状態フィードバック則を適用

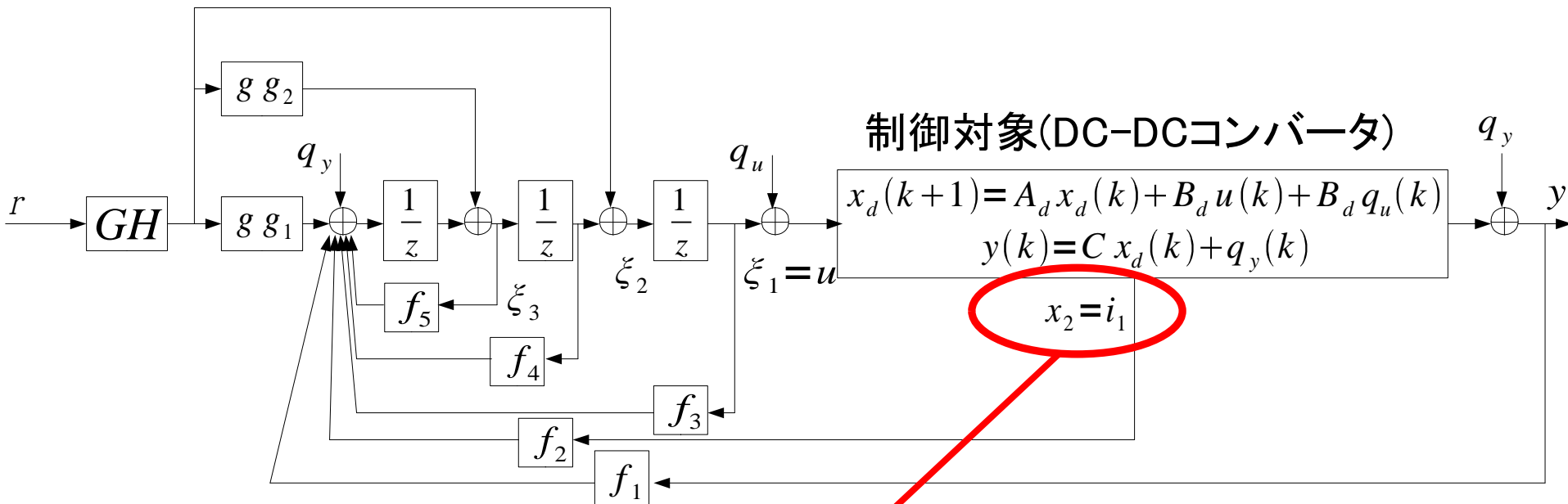
状態フィードバックからなるモデルマッチング系

- 状態フィードバック則を用いモデルマッチングする



状態フィードバックからなるモデルマッチング系

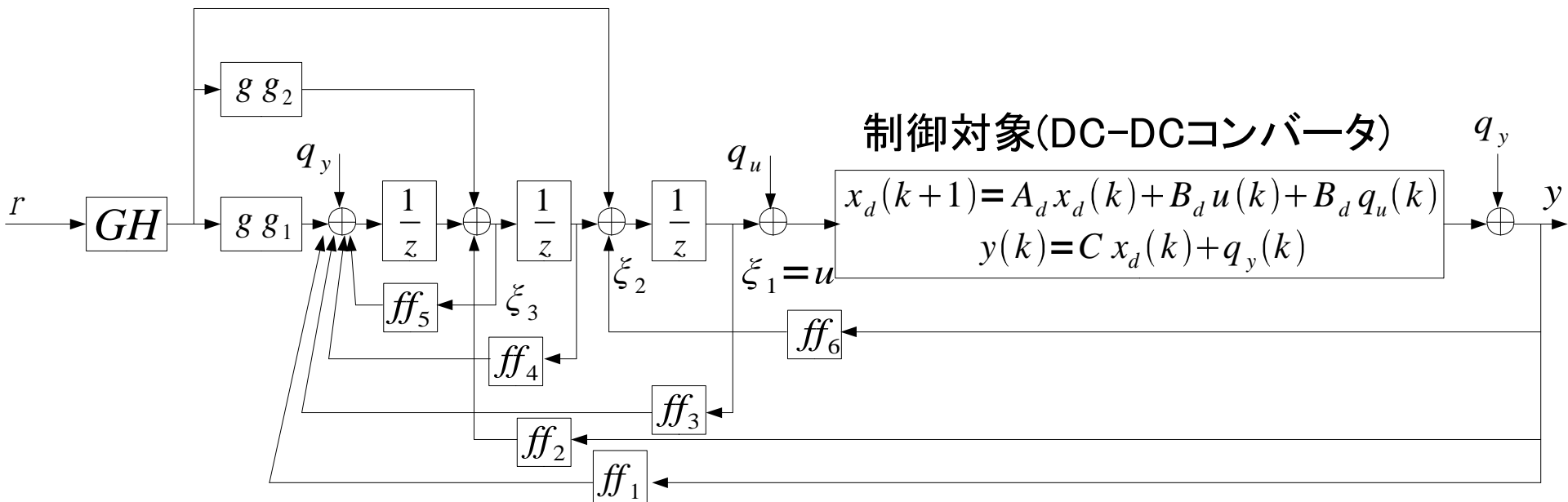
- 状態フィードバック則を用いモデルマッチングする



- 電流フィードバック部を等価変換して
電圧フィードバックのみにする

出力電圧フィードバックのみを用いた系

- 電流部を等価変換し出力フィードバックのみにする



近似的2自由度制御器の設計法

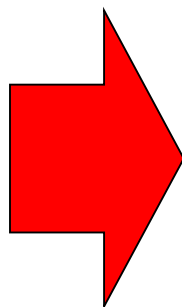
- 目標値 r から制御量 y への伝達関数を次式に指定する

$$W_{ry} = \frac{(1+H_1)(1+H_2)(1+H_3)(z-n_1)(z-n_2)(z+H_4)(z+H_5)}{(1-n_1)(1-n_2)(z+H_1)(z+H_2)(z+H_3)(z+H_4)(z+H_5)}$$

ここで $H_2 \gg H_1, H_3$ と指定すると、

$$W_{ry} \approx \frac{1+H_2}{z+H_2}$$

となる



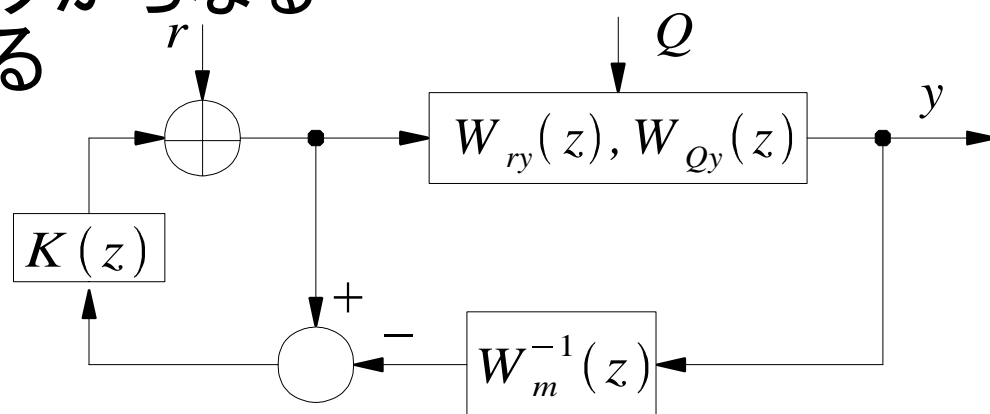
一次モデルに近似

近似的2自由度制御器の設計法

- ここで逆システムとフィルタからなる
ロバスト補償器を接続する

但し、 $W_m^{-1} \approx \frac{z + H_2}{1 + H_2}$

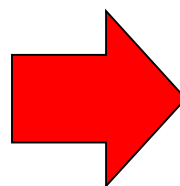
$$K(z) = \frac{k_z}{z - 1 + k_z}$$



このとき、

$r \rightarrow y$ は $y \approx \frac{1 + H_2}{z + H_2} r$

$Q \rightarrow y$ は $y \approx \frac{(z - 1)^2}{z - 1 + k_z} \bar{W}_{Qy} Q$



H_2

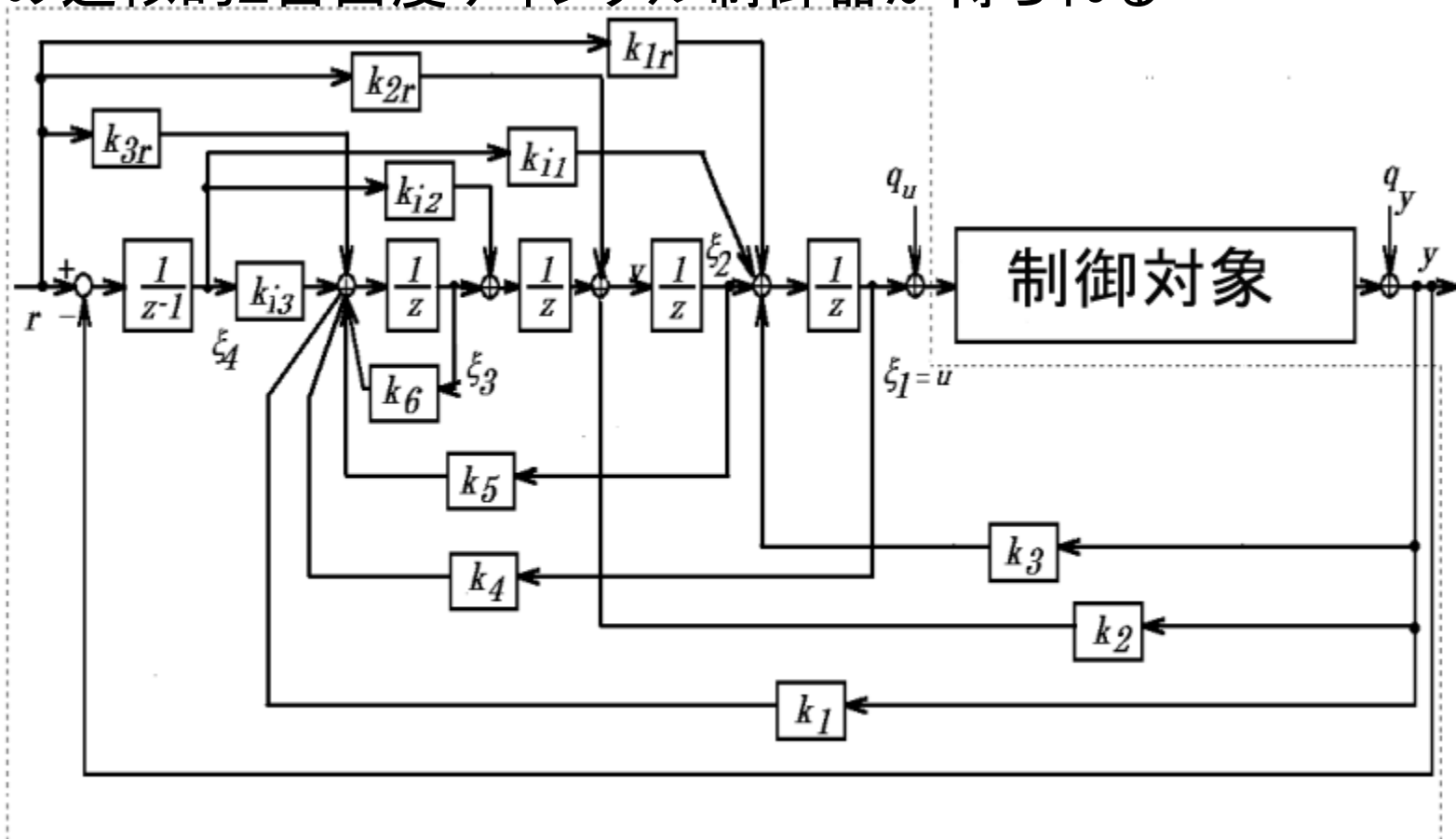
k_z

によってそれぞれ
独立に指定できる

近似的2自由度系
の実現

近似的2自由度デジタル積分型制御器

- ロバスト補償器とモデルマッチング系を等価変換することで以下の近似的2自由度デジタル制御器が得られる



各パラメータ

設計パラメータ

$$H1 = -0.1 + 0.5i$$

$$H2 = -0.885$$

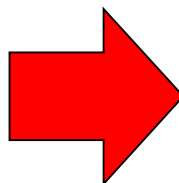
$$H3 = -0.1 - 0.5i$$

$$H4 = -0.3 + 0.3i$$

$$H5 = -0.3 - 0.3i$$

$$K_z = 0.17$$

$$k_q = -1$$



制御器パラメータ

$$K1 = 1.204541$$

$$K2 = -1.520982$$

$$K3 = 0.8436175$$

$$K4 = 0.8491034$$

$$K5 = 0.3733202$$

$$K6 = -0.2224235$$

$$Ki1 = -7.282576e-003$$

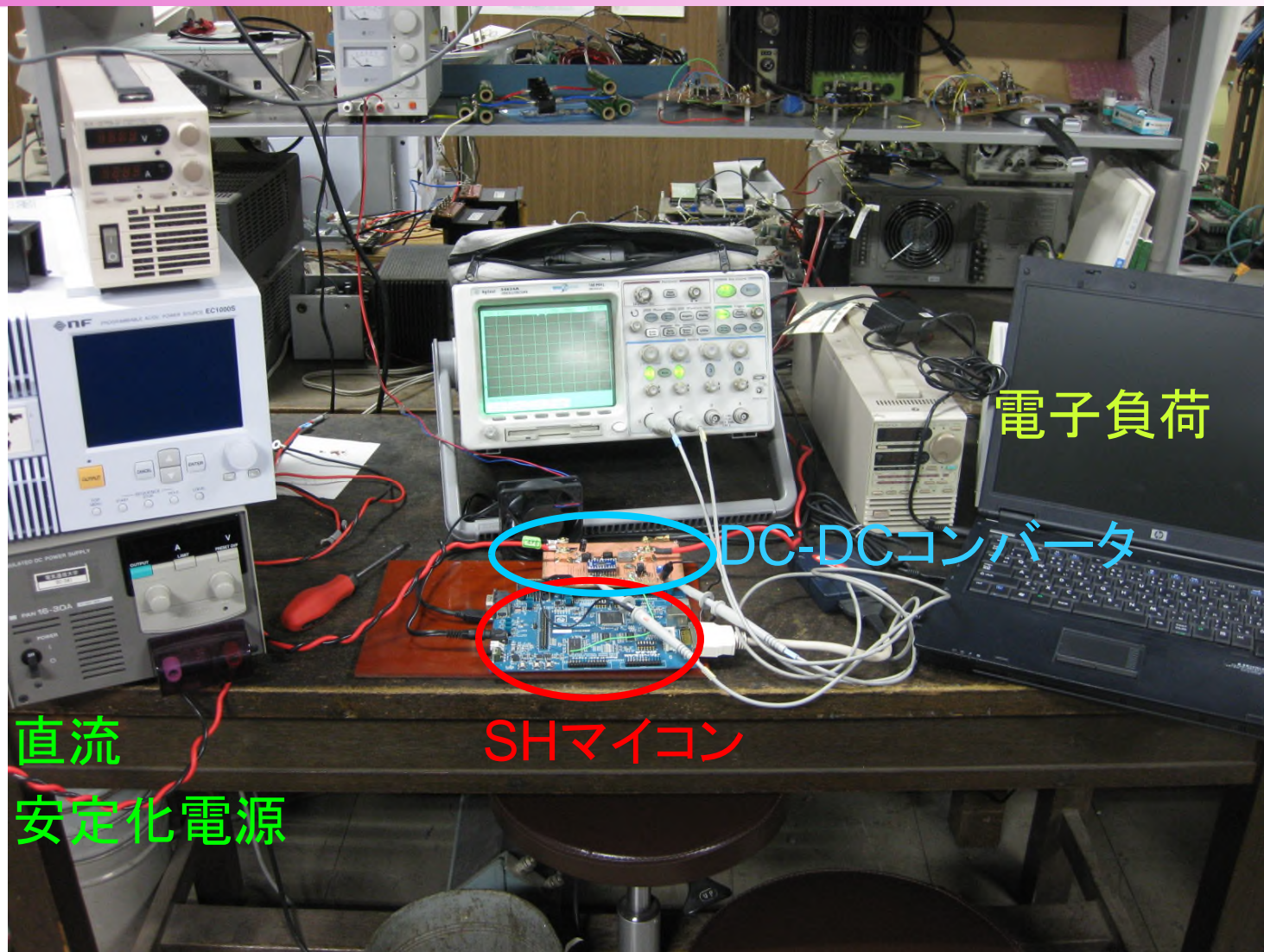
$$Ki2 = 5.989362e-003$$

$$Ki3 = -5.361771e-003$$

実験装置



実験装置



電子負荷

DC-DCコンバータ

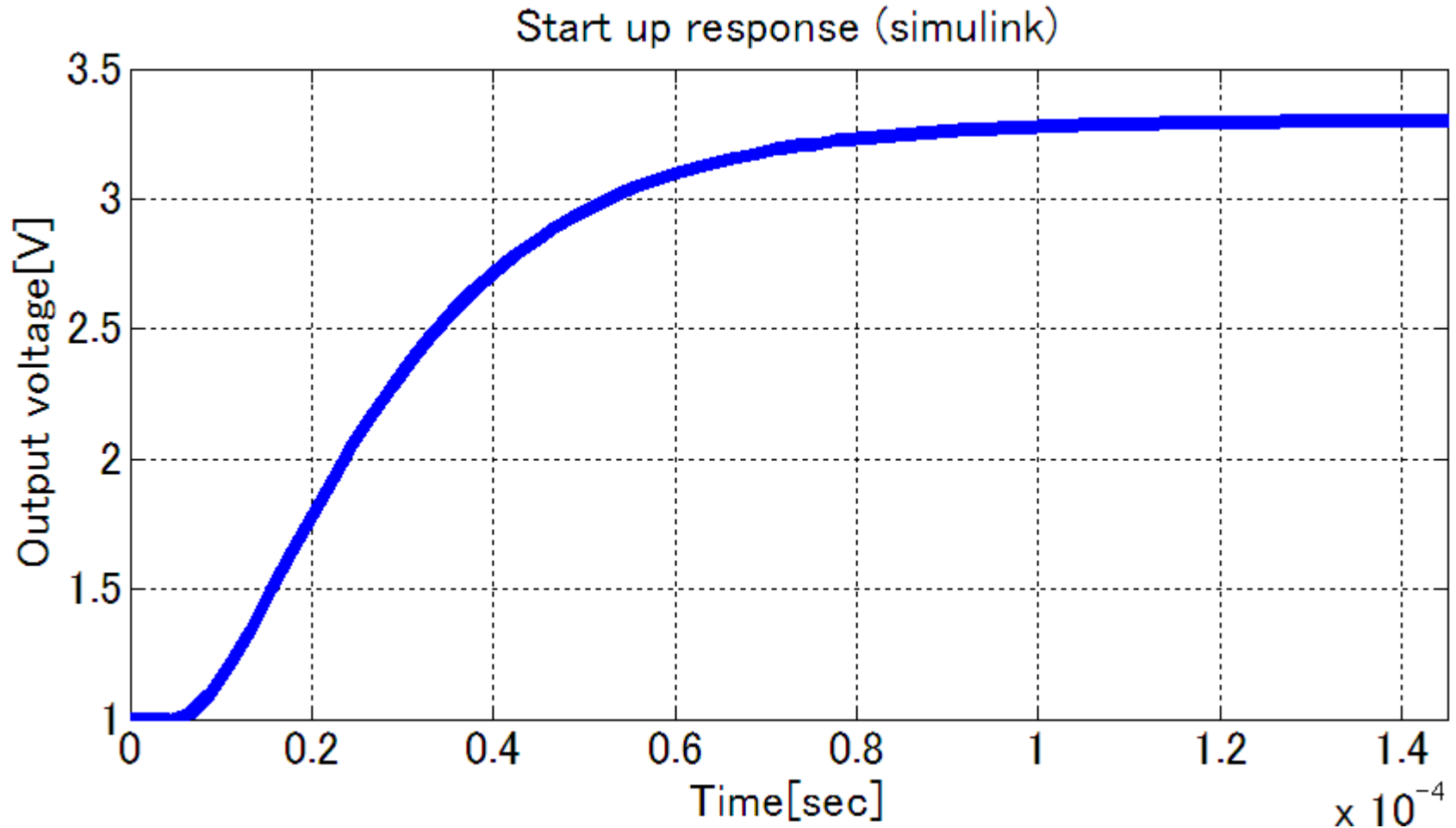
SHマイコン

直流
安定化電源

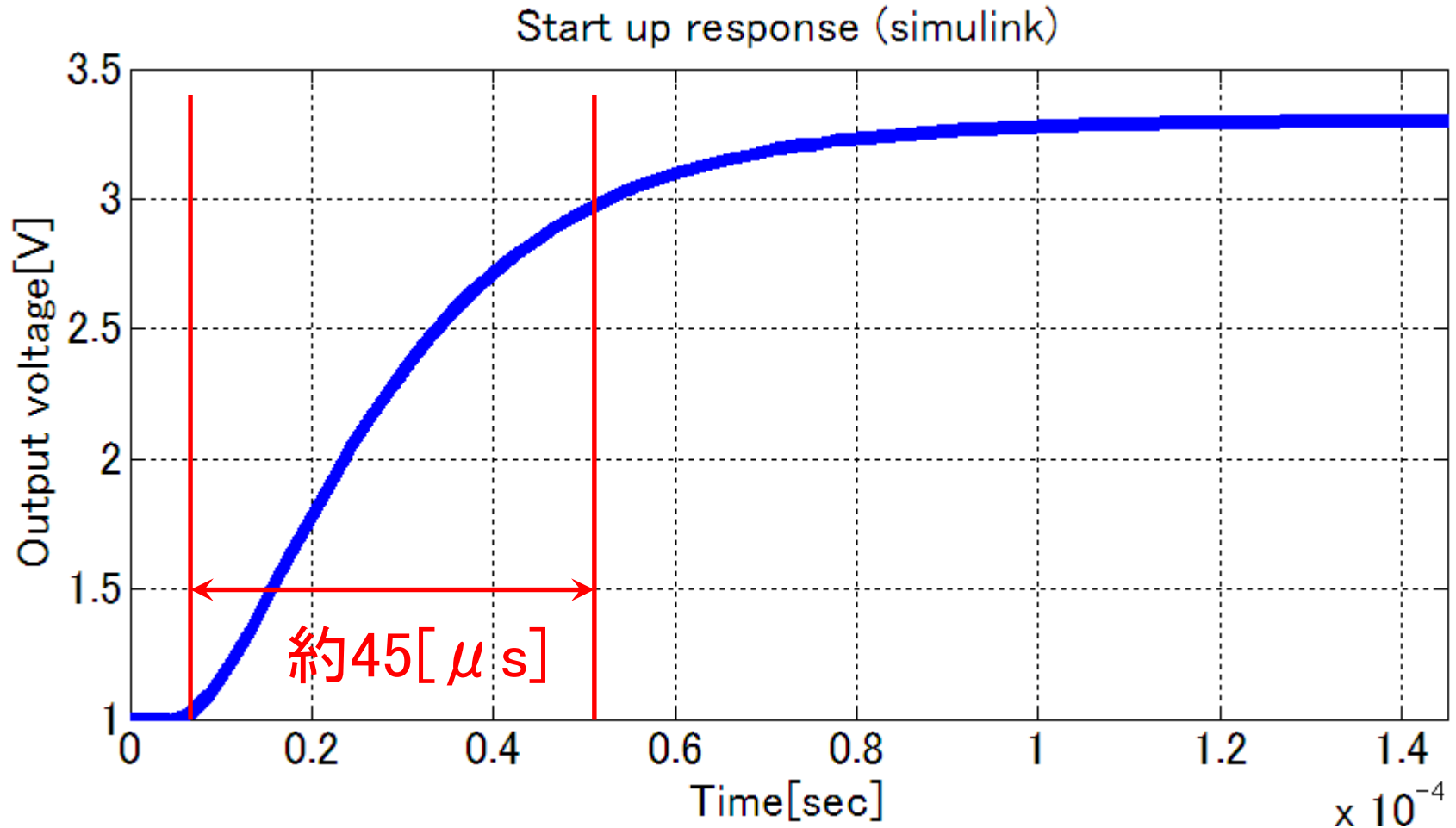
発表項目

- 研究の背景と目的
- DC-DCコンバータの構成
- 制御器の設計
- シミュレーションと実験結果
- 結論と今後の課題

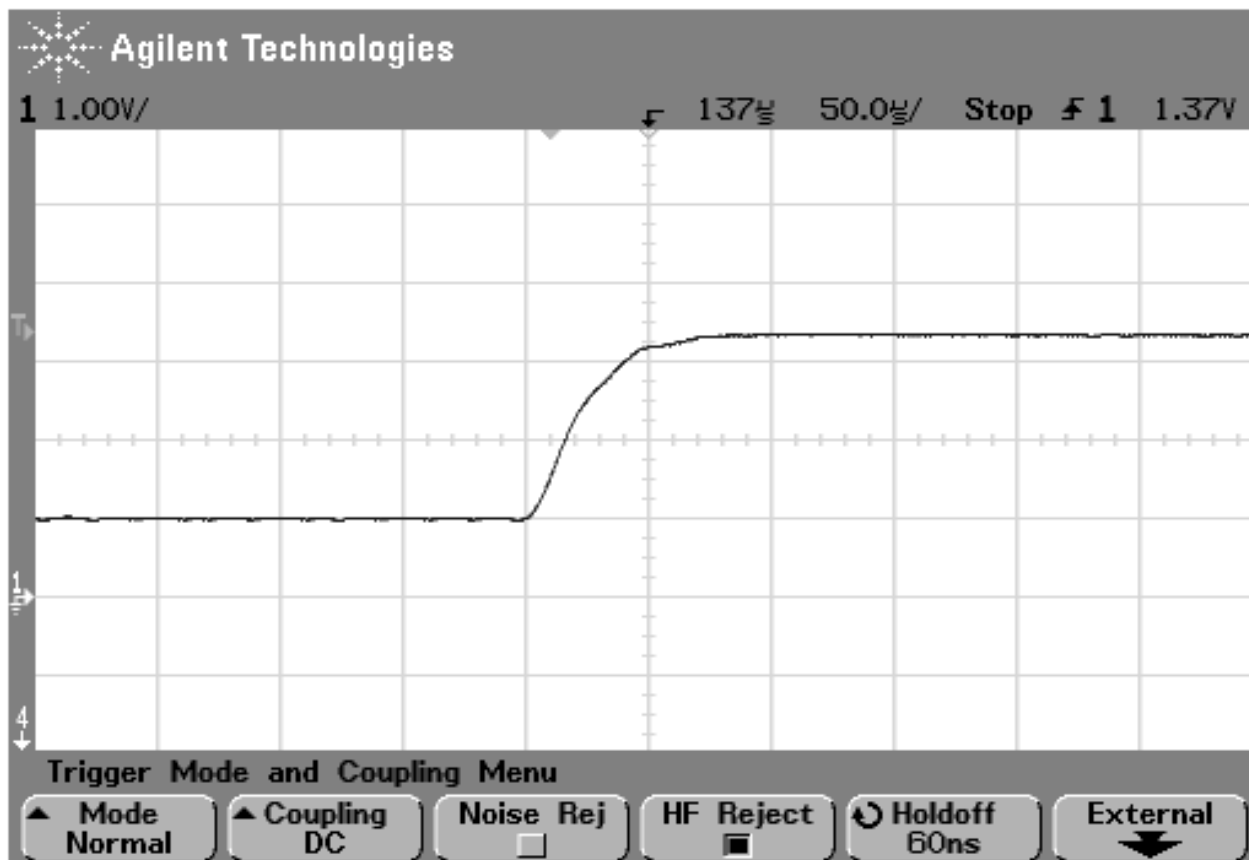
スタートアップ応答のシミュレーション



スタートアップ応答のシミュレーション



スタートアップ応答の実験結果

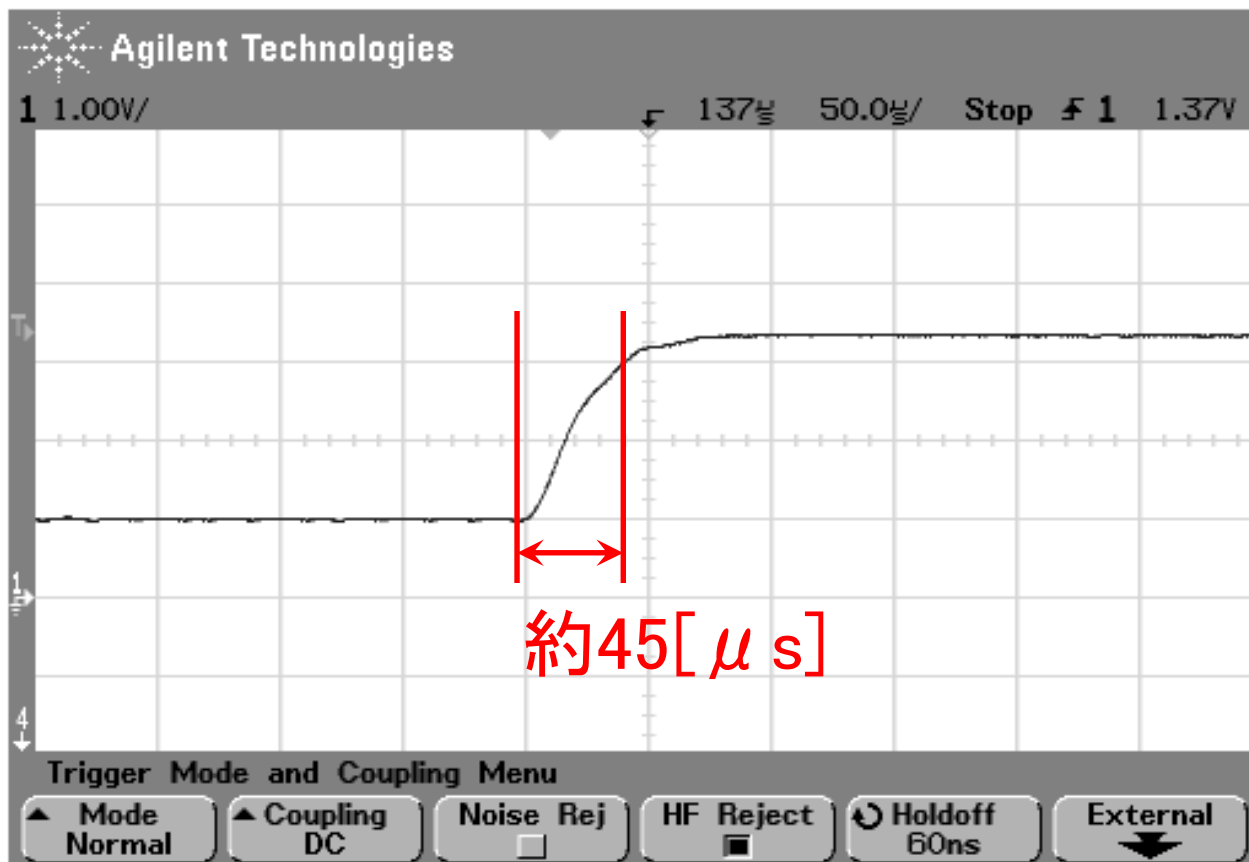


$V_o = 3.3[V]$

$50[\mu s/div]$

$R_o = 0.33[\Omega]$

スタートアップ応答の実験結果



$V_o = 3.3[V]$

50[μs/div]

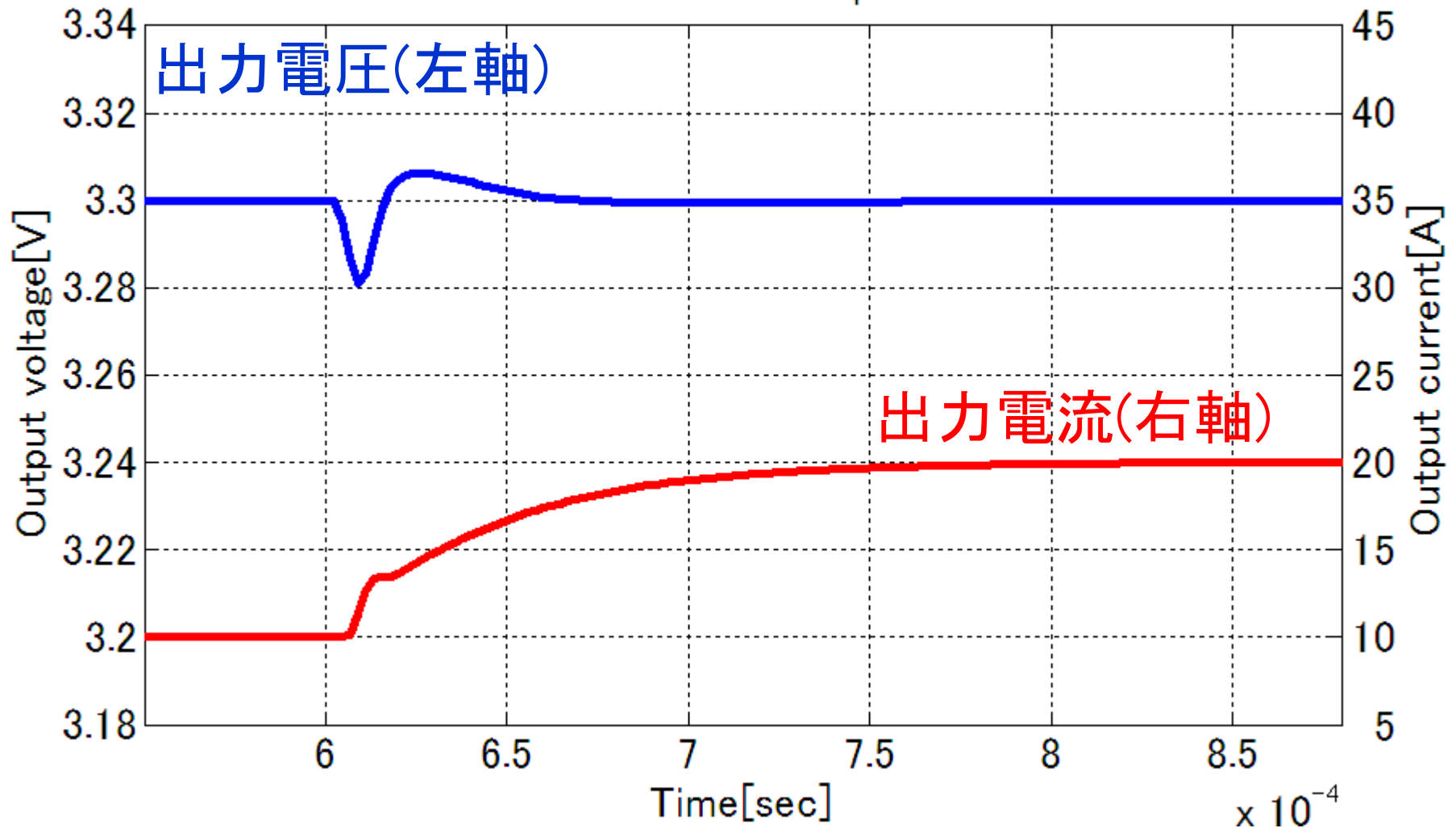
$R_o = 0.33[\Omega]$



$R_o = \infty, 0.165[\Omega]$ でも同様

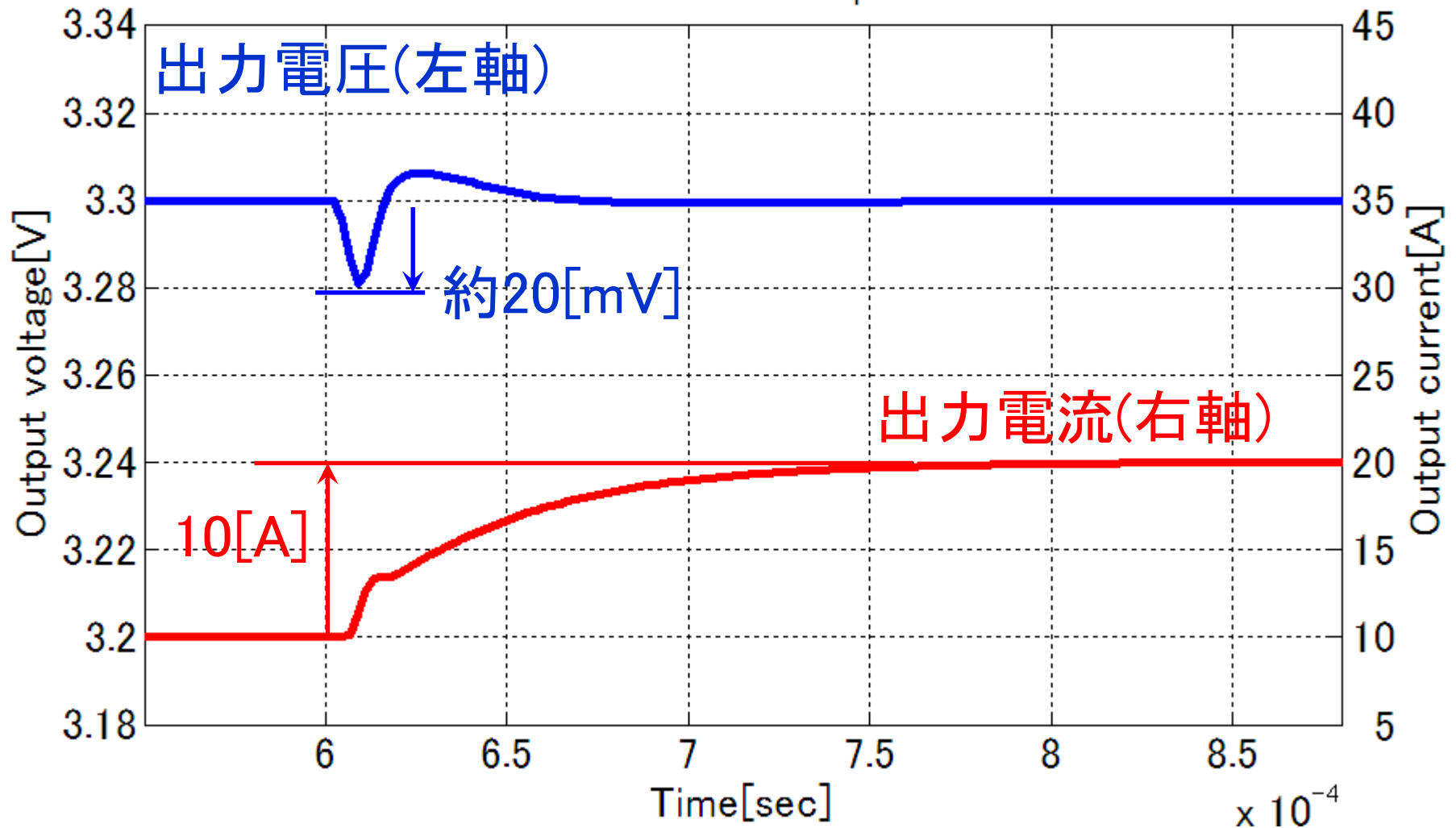
負荷急変応答のシミュレーション

Dynamic Load Response

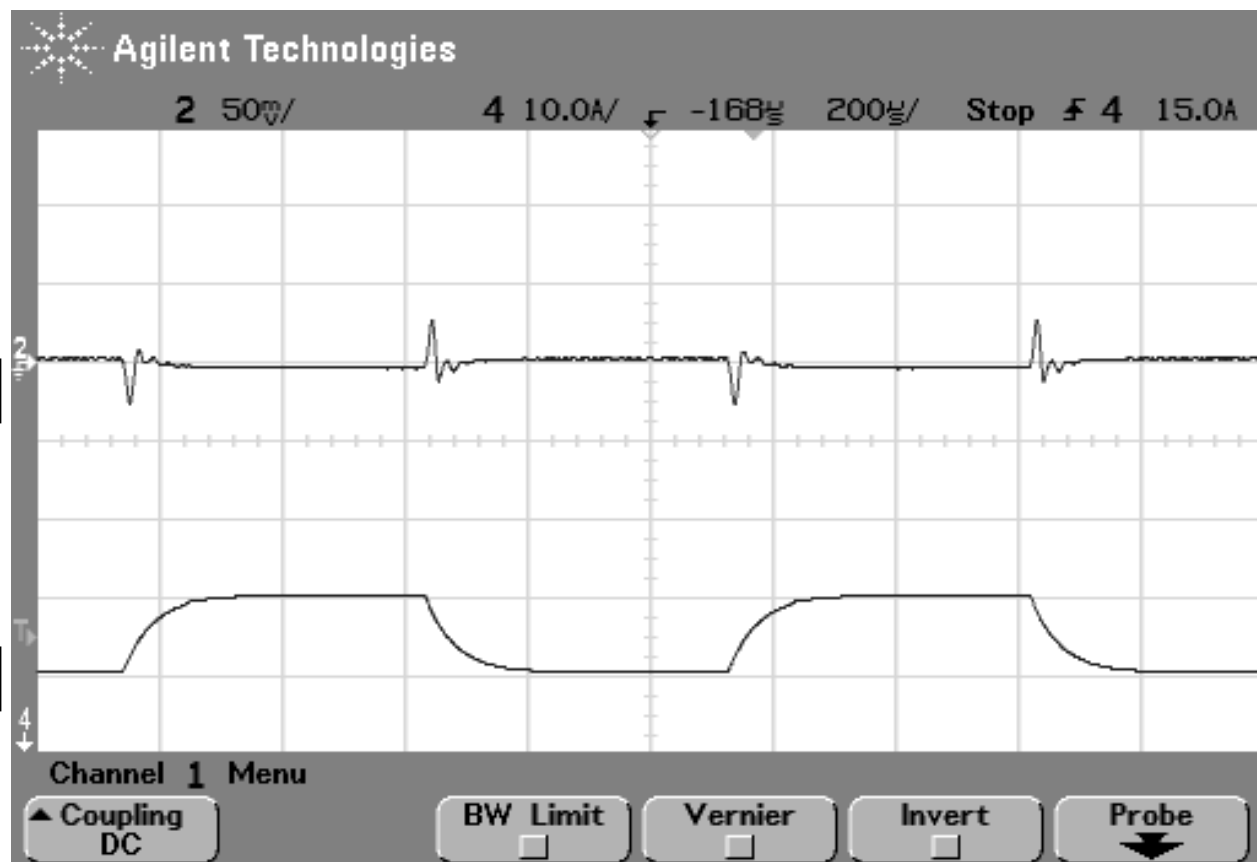


負荷急変応答のシミュレーション

Dynamic Load Response



負荷急変応答の実験結果



出力電圧
50[mV/div]

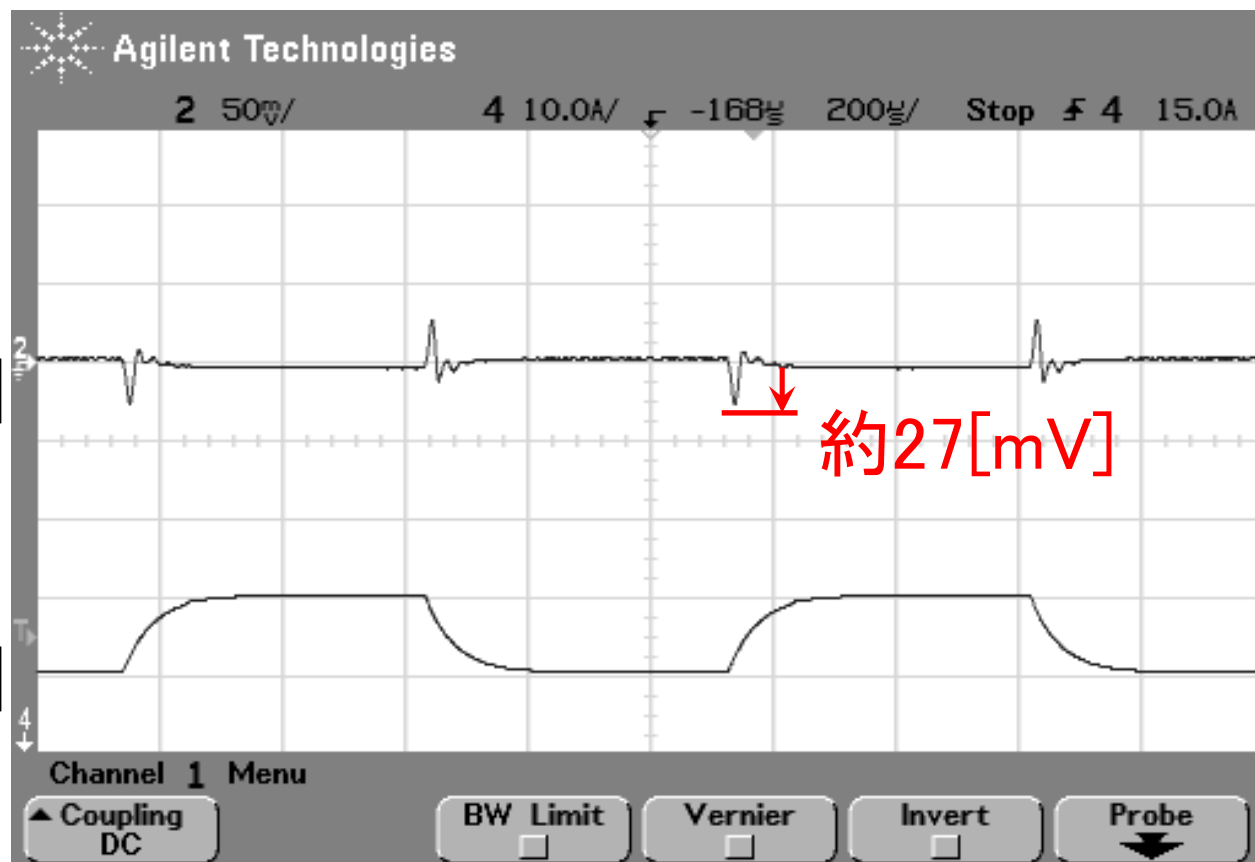
出力電流
10[A/div]

$V_o = 3.3[V]$

$200[\mu s/div]$

$R_o = 0.33 \leftrightarrow 0.165[\Omega]$

負荷急変応答の実験結果



出力電圧
50[mV/div]

出力電流
10[A/div]

$V_o = 3.3[V]$

$200[\mu s/div]$

$R_o = 0.33 \Leftrightarrow 0.165[\Omega]$

発表項目

- 研究の背景と目的
- DC-DCコンバータの構成
- 制御器の設計
- シミュレーションと実験結果
- 結論と今後の課題

結論

- 本研究で提案した近似的2自由度設計法によりSHマイコンを用いてDC-DCコンバータを構成することで、DSPを使用した場合と同等のロバストな制御系を実現できることを確認した
- 立ち上がり特性・負荷急変応答特性がシミュレーションに近い結果になることを確認した

今後の課題

- 負荷急変応答において、出力電圧の変動幅がシミュレーションと違っているため、これを改善する
- 制御アルゴリズム・パラメータを改善してより良い特性を得る
- スイッチング周波数を上げ、より良い特性を持つ制御器を設計する
- 今回実験しなかった入力電圧急変に対してもロバスト性を得られるか確認する

ご清聴ありがとうございました。

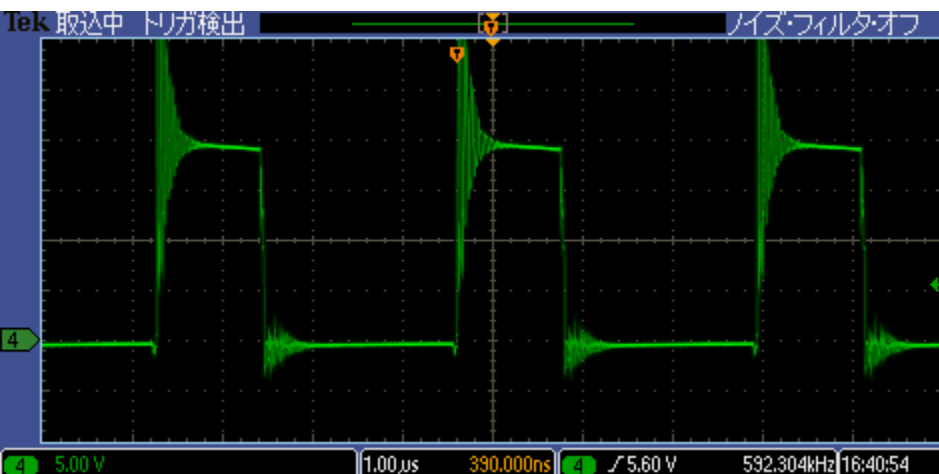
DSP→SHマイコンに置き換える理由

- 今までマイコンは、組み込み制御では一般的であったが高速ではなく、コンバータ制御には向かなかった
- 近年、高速なコントローラ系マイコンが登場し、組み込み機器の制御を行いながら、並列してコンバータ制御を行うことが現実的になってきた
- マイコンであれば、周辺機能が豊富で開発しやすく、組み込み制御プログラムなどのソフトウェア資産を有効活用できる
- 「DSPをSHマイコンで置き換えても同等もしくはそれ以上の性能が得られるか」という観点から、置き換えを行った

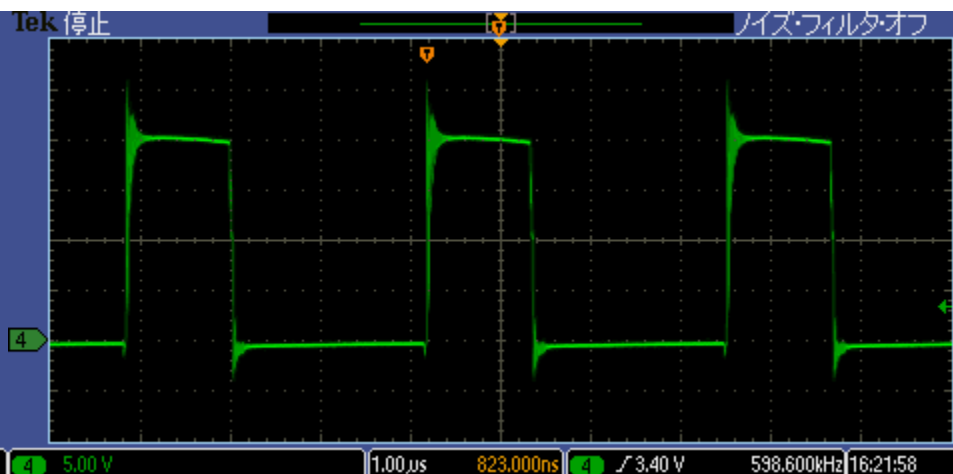
DC-DCコンバータの構成 (4)

■ FETのゲート波形

■ 旧基板



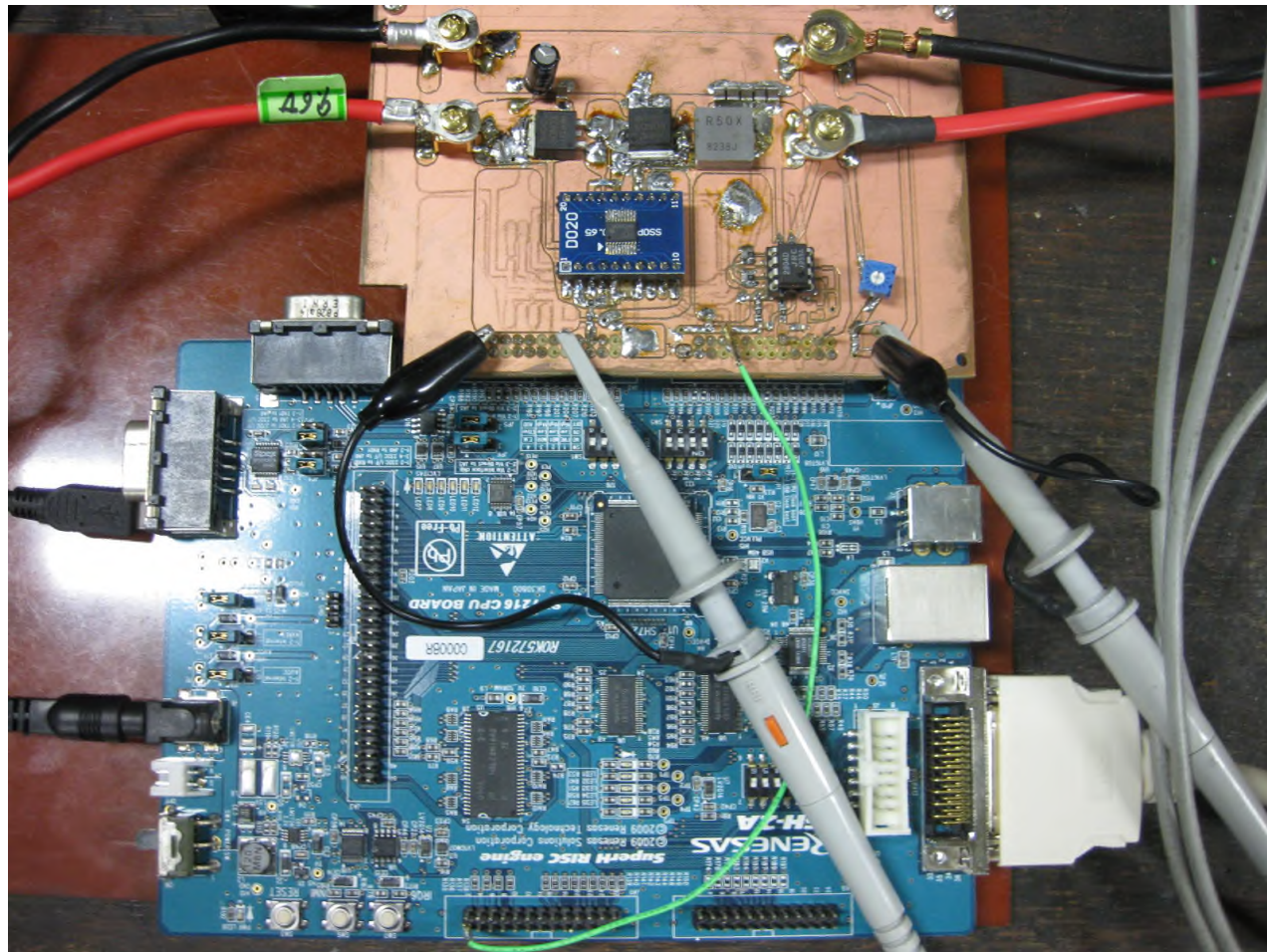
新基板



- 明らかにゲート波形が良くなっている
- DC-DCコンバータの入出力電力変換効率は
83[%] \rightarrow 89[%]と良くなった

実験装置

- SHマイコン用に新しくDC-DCコンバータ基板を製作



実験装置

