

# [C12] 力率改善回路のロバストデジタル制御

知能機械工学専攻

樋口研究室

1032026

太田恵大

## 1. 研究の背景と目的

近年、電力機器の力率の改善と、高調波のさらなる低減化が要求されてきている。一般の電力機器には、非線形性を持つ整流器があり、入力側の力率の低下と高調波の発生を招く原因となっている。機器の力率が悪いと、送電の効率が悪く電力の浪費となる。また、電流・電圧波形に高調波が存在すると、電力線やコンデンサの過熱焼損事故などを引き起こす原因となる。力率と高調波の特性を改善する方法として、一般に、アクティブ PFC(Power Factor Correction: 力率改善)回路、特に電流導通モード昇圧コンバータ回路が用いられる。PFC 昇圧コンバータは、時比率が連続的に変化し、また負荷や入力電圧は一意に決定できず、仕様の最小値から最大値まで急に変更されるため、制御が難しいとされる。

これまでに DC-DC コンバータをロバストに制御する近似的 2 自由度制御器が提案された。しかしながら、この制御器は、入力電流と出力電圧の 2 つを制御する PFC 昇圧コンバータに直接適用すると設計が困難である。本研究では、電流導通モードの PFC 昇圧コンバータを制御対象とし、力率を改善し、高調波を十分低減しながら、負荷の変動に対して出力電圧の変動を十分小さくするために、インダクタ電流制御器と出力電圧制御器の 2 重ループを持つ、ロバストな近似的 2 自由度デジタル積分形力率改善制御器の設計法を提案する。本設計法は、パラメータの設計条件から、内側の電流制御ループを一次モデルに近似することで、ロバスト性を保ちながら電圧制御ループの設計を簡易にする。提案手法によって得られるデジタル制御器は、MATLAB を用いてシミュレーションを行いパラメータを決定する。また、制御器を PFC 昇圧コンバータシステムに接続されたマイコンに実装し、実験によって検証を行う。実験結果から、新しく設計・製作した PFC 昇圧コンバータシステムが、シミュレーションとほぼ同様の動作し、力率と高調波特性を改善しながら、各動作点において、負荷急変による出力電圧変動を小さく抑えることが可能なことを示している。

## 2. PFC 昇圧コンバータ

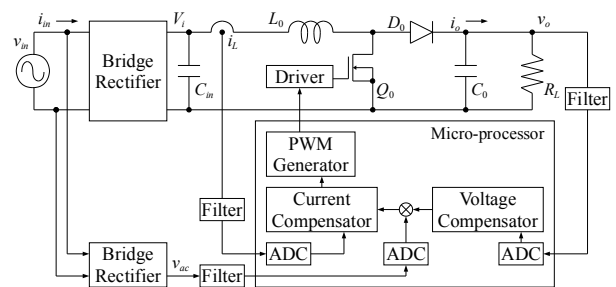


図 1. デジタル制御 PFC 昇圧型コンバータの構成

本研究で使用する PFC 昇圧コンバータを図 1 に示す。ここで、入力電圧  $v_{in}=100[V_{AC}]$ 、整流電圧  $V_i=140[V_{DC}]$ 、平滑キャパシタ  $C_{in}=1[\mu F]$ 、出力電圧  $v_o=385[V_{DC}]$ 、インダクタ  $L_o=150[\mu H]$ 、負荷キャパシタ  $C_o=940[\mu F]$ 、負荷抵抗  $R_L=282[\Omega]$ 、インダクタの等価直列抵抗  $R_o=1.8[\Omega]$  である。マイコンには SH2A-FPU(SH7216)を使用し、サンプリング周波数  $f_s=100[kHz]$ 、サンプリング周期  $T_s=10[\mu s]$  とする。

今回は、PFC 昇圧コンバータの仕様として、以下の項目を定める。

- (1)出力電圧は  $240[V_{DC}]$  から  $385[V_{DC}]$ 、負荷抵抗は  $300[\Omega]$  から  $5[k\Omega]$  まで変化する
- (2)負荷が  $300[\Omega]$  から  $5[k\Omega]$  (またはその逆)に急変した時の出力電圧変動は  $5[\%]$  以下とする
- (3)最大負荷時の力率は  $0.99$  以上とする
- (4)入力電流の高調波電流は国際規格である IEC/EN61000-3-2 を満たす

昇圧コンバータは非線形システムであるため、出力電圧や負荷抵抗によってその動作点が変わり、動特性が変化する。力率改善を行うと、常に動作点が変わるため、仕様から、以下の 3 つの動作点を定め、全ての動作点で安定となるよう、制御器を設計する。

- 動作点①：出力電圧 385[V<sub>DC</sub>], 負荷抵抗 5[kΩ]  
 動作点②：出力電圧 385[V<sub>DC</sub>], 負荷抵抗 300[Ω]  
 動作点③：出力電圧 240[V<sub>DC</sub>], 負荷抵抗 300[Ω]

昇圧コンバータの動作点近傍の微小変動における状態方程式は(1)式のように表される.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_c x(t) + B_c u(t) \\ y(t) &= C_c x(t)\end{aligned}\quad (1)$$

ただし,

$$x = \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta v_o \end{bmatrix}, A_c = \begin{bmatrix} -\frac{R_0}{L_0} & -\frac{1-\mu_s}{L_0} \\ \frac{1-\mu_s}{C_0} & -\frac{1}{R_L C_0} \end{bmatrix}$$

$$B_c = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_0} \\ \frac{I_s}{-C_0} \end{bmatrix}, C_c = [1 \quad 0], u = \Delta \mu$$

式(1)の制御対象を離散化し, 演算時間遅れやAD変換時間を考慮した入力むだ時間  $L_d = 0.99T_s$  を追加したモデルを新たな制御対象とする.

### 3. インダクタ電流制御器

状態フィードバック則により, 図2のような状態フィードバックゲインを制御対象に接続し, インダクタ電流の目標値  $r$  とインダクタ電流出力  $y$  間の伝達関数を以下のように指定する.

$$W_{ry} = \frac{(1+H_1)(1+H_2)(1+H_3)(z-n_1)(z-n_2)}{(z+H_1)(z+H_2)(z+H_3)(1-n_1)(1-n_2)} \quad (2)$$

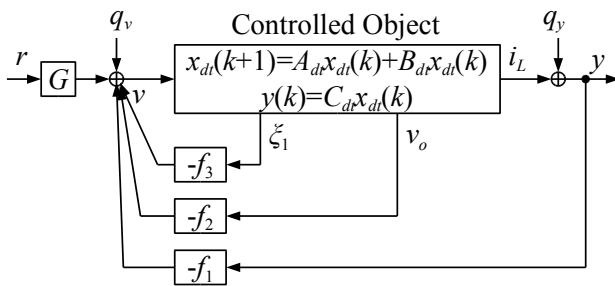


図2. モデルマッチングシステム

負荷変動に対してロバストにするため, 図2のシステムに, 図3の, 逆システムとフィルタから成るロバスト補償器を接続する. ここで,  $Q=[q_v, q_y]$  は等価外乱,  $K(z)$  は以下の式のロバストフィルタである.

$$K(z) = \frac{k_z}{z-1+k_z} \quad (3)$$

ここで,  $|H_1| \gg |H_3|$ ,  $H_2 \approx n_1$  と指定すると, 目標

値  $r$ -出力  $y$  間伝達関数  $W_{ry}$  と, 等価外乱  $Q$ -出力  $y$  間伝達関数  $W_{Qy}$  はそれぞれ式(4)のように近似される.

$$y \approx \frac{1+H_1}{z+H_1} r, \quad y \approx \frac{z-1}{z-1+k_z} \overline{W_{Qy}} Q \quad (4)$$

式(4)より,  $r \rightarrow y$  の特性は  $H_1$ ,  $Q \rightarrow y$  の特性は  $k_z$  によって, それぞれ独立に指定できることが分かる. 従って, このシステムは近似的2自由度系であり,  $k_z$  を大きくすればするほど負荷変動などの外乱に対して低感度な系となる.

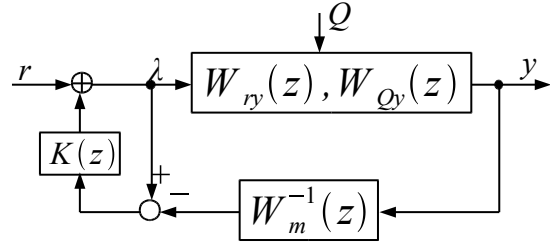


図3. ロバスト補償器をつけた系

図3の制御器のパラメータは以下の手順で決定する. まず  $H_1$  を, 入力電圧変化に追従できる値に定める.  $|H_3| \ll |H_1|$ ,  $H_2 \approx n_1$  を満たすように,  $H_2, H_3$  を指定する. 続いて,  $k_z$  を根軌跡を用いて決定する. 図3のシステムの極は,  $k_z$  を大きくするとともに移動する. 移動後の極  $p_1, p_2$  全てが, 安定性のために単位円内におり, かつ  $|H_2| \gg |p_1|, |p_2|$  を満たす範囲で,  $k_z$  を大きくし, 外乱に強くする.

### 4. 出力電圧制御器

図3の電流制御器を等価変換し, 力率を改善するために, 電流制御器の目標値  $r$  に, 入力電圧の全波整流波  $v_{ac}$  と, 補正ゲイン  $G_v$  を乗算すると, システムは図4のようになる.

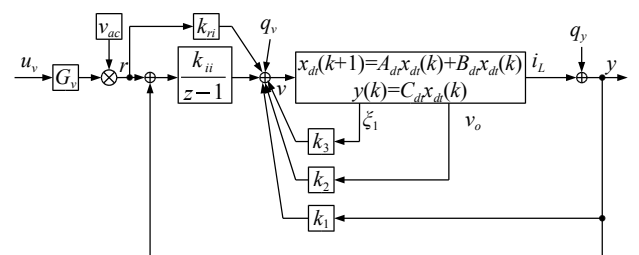


図4. 乗算器とゲインを追加した電流制御器

この時の乗算器入力  $u_v$  から出力電圧  $v_o$  までの伝達関数は以下となる.

$$W_{rv} = \frac{(1+H_1)(1+H_2)(1+p_1)(1+p_2)}{(z+H_1)(z+H_2)(z+p_1)(z+p_2)} \times \frac{(z-n_{1v})(z-n_{2v})}{(1-n_{1v})(1-n_{2v})} \quad (5)$$

ここで、電流制御器のパラメータ決定条件から、 $|H_2| \gg |p_{z1}|, |p_{z2}|$  となる。また一般的な昇圧コンバータの使用では、 $H_2 (\approx n_1)$  は  $|H_2| \gg |H_1|$  となるから、(5)式は(6)式の1次モデルに近似される。

$$W_{ryv} \approx \frac{(1+H_2)}{(z+H_2)} = W_{mv} \quad (6)$$

1次モデルに近似された図4のシステムに対して、再度図3の構成のロバスト補償器を接続する。この時、出力電圧の目標値  $r_v$ -出力  $y_v$  間の伝達関数  $W_{ryv}$  と、等価外乱  $Q_v$ -出力  $y_v$  間の伝達関数  $W_{Qyv}$  は、電流制御器と同様に、 $H_2$ ,  $k_{zv}$  によってそれぞれ独立に指定でき、電圧制御器も近似的2自由度システムとなる。パラメータは、 $H_2 \approx n_1$  であるから、 $k_{zv}$  を、電流制御器に影響を与えない程度に大きくし、ロバスト性を高める。

ロバスト補償器を等価変換すると、以下の近似的2自由度デジタル積分形力率改善制御器が得られる。

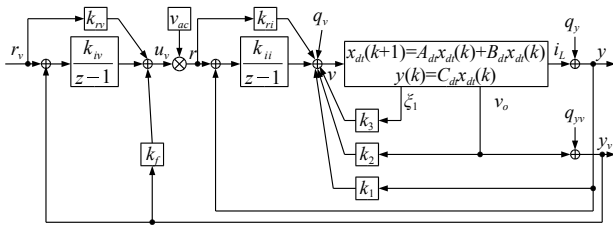


図5. 近似的2自由度デジタル積分形PFC制御器

## 5. シミュレーション

図6に設計した制御系の出力電圧ステップ応答のシミュレーション結果を示す。立ち上がり時間は約300[ms]である。

また、動作点の変化を正確にシミュレーションするために、回路シミュレータを含めたモデルを作成し、シミュレーションを行った結果を、図7, 8に示す。最大負荷時の定常状態シミュレーション結果では、インダクタ電流は入力電圧の全波整流波形によく追従しており、力率と高調波特性の改善が期待される。負荷急変シミュレーション結果では、負荷の急変による出力電圧の変動幅は15[V]と、5[%]以内に収まっている。

## 6. 実験結果

シミュレーションによって設計した制御器をマイコンに実装し、実験を行った。各動作点における電圧ステップ応答の実験結果を図9に示す。また、負荷急変時の出力電圧変動の実験結果を図10に、定常状態の入力電圧・電流波形を図11に示す。5[kΩ]から300[Ω]の負荷急変時に出力電圧変動幅を5[%]以下に抑えることができた。さらに、図12の力率特性から50[W]~500[W]の負荷範囲

において、力率0.95以上であり、最大負荷時で0.994を達成した。

従来手法との比較として、電流制御器・電圧制御器ともにデジタルPI制御を使用した場合の、負荷電流急変波形の結果と、高調波特性を、図14, 15に示す。デジタルPI制御を用いた場合、5[kΩ]から300[Ω]の急変では不安定となり、変動範囲を狭め、1[kΩ]から300[Ω]に変化させた場合でも、出力電圧が20[V]以上変動し、5[%]以内に収まらなかった。

近似的2自由度制御とPI制御の場合の、入力電流の高調波特性を図14に示す。最大負荷時の定常状態では、どちらもIEC/EN61000-3-2に定める高調波規制値を下回る良好な結果を得られた。

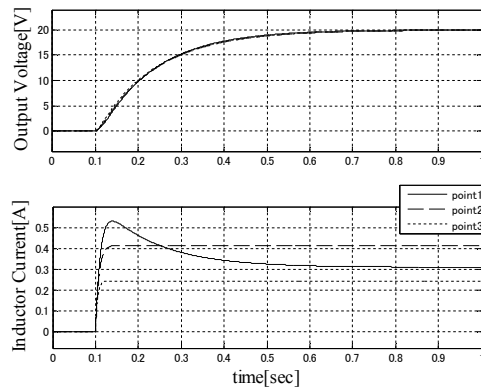


図6. 立ち上がり応答シミュレーション結果

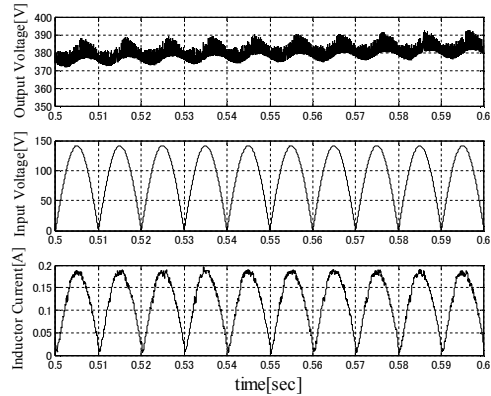


図7. 定常状態シミュレーション結果

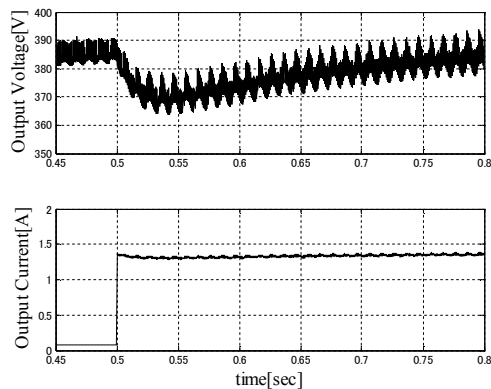


図8. 負荷急変シミュレーション結果

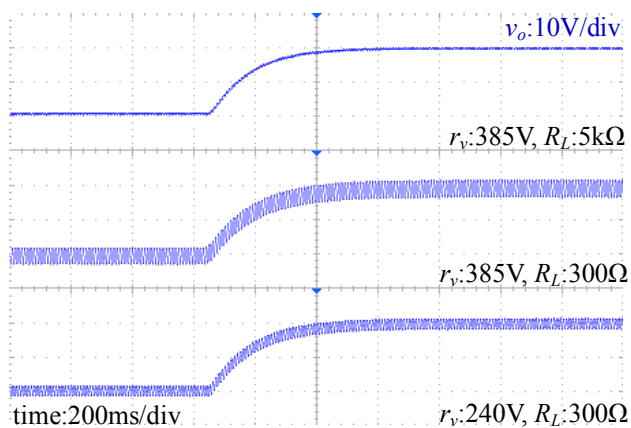


図 9. ステップ応答実験結果

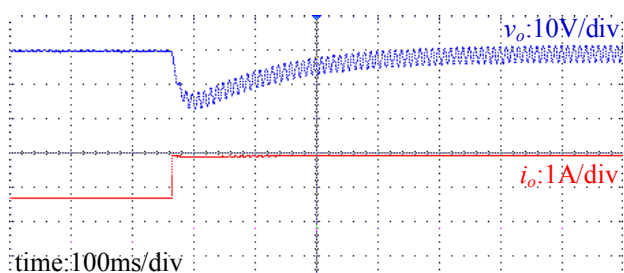


図 10. 負荷電流急変実験

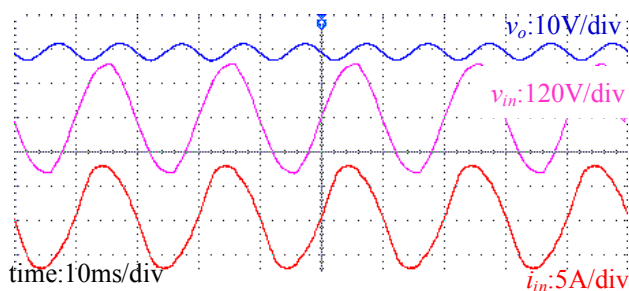


図 11. 定常状態の出力電圧/入力電圧/入力電流波形

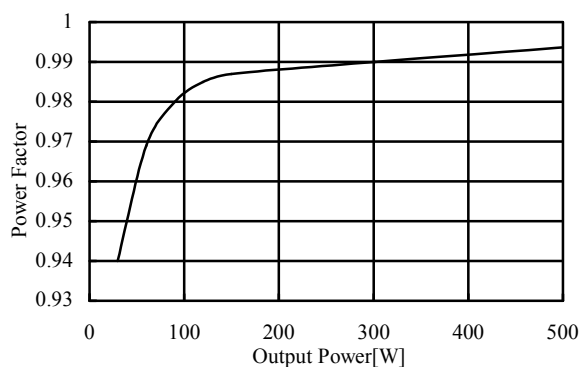


図 12. 力率特性

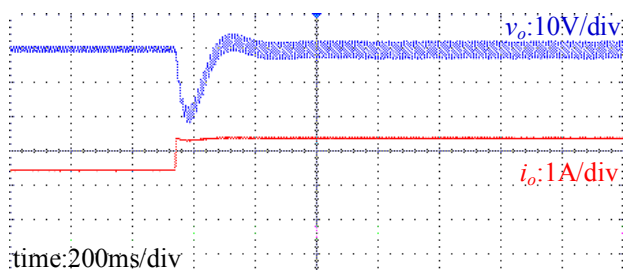


図 13. PI 制御の負荷電流急変実験(1kΩ→300Ω)

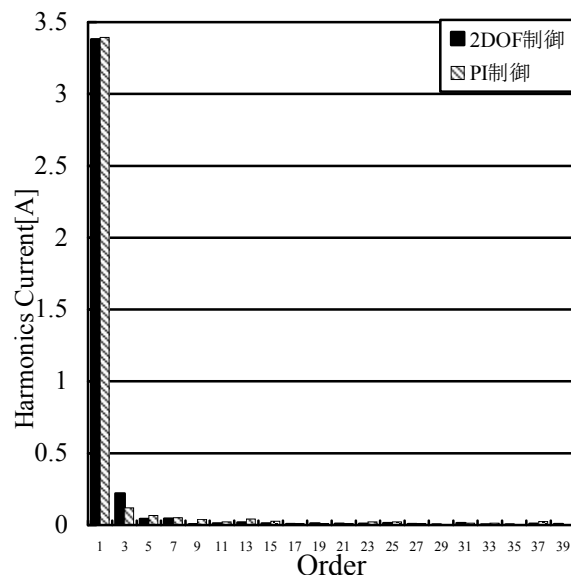


図 14. 高調波電流特性

## 7. おわりに

本研究では、電流導通モードの PFC 昇圧コンバータを制御対象とし、インダクタ電流制御器と出力電圧制御器の 2 重ループで制御することで、力率を改善し、高調波を十分低減しながら、負荷の変動に対して出力電圧の変動を十分小さく抑え、簡易に設計できる、ロバストな近似的 2 自由度デジタル積分形制御器の設計法を提案した。

またこの制御器を、マイコンに実装して制御対象に接続し、実験を行うことによって、実際に力率を改善しながらロバスト性を達成することを確認した。従来手法との比較から、今回提案した制御器の方が、よりロバストであると言え、提案法の有効性が示された。

今後の課題として、入力電圧変動に対してもロバストになるようパラメータを改善すること、パワー部を多相化しインターリーブ動作させること、入力電圧波形をソフトウェアで生成し、さらに高調波電流を抑えること、などが挙げられる。

## 参考文献

[1]佐々木清吾, 渡辺晴夫, “スイッチング電源の動的制御のための多動作点解析”, 信学技報, pp.33-38, 2005

## 学会発表実績

[1]Y. Ohta, K. Higuchi, T. Kajikawa, “Robust Digital Control for Boost DC-DC Converter”, *The 8<sup>th</sup> ECTI-CON 2011*, pp.525-528, May., 2011

[2]Y. Ohta, K. Higuchi, T. Kajikawa, T. Matsushima, M. Suzuki, “Robust Digital Control for PFC Boost Converter”, *SICE Annual Conference 2011*, pp.1410-1415, Sep., 2011