

系統連系PWMインバータ制御系の包括的設計法

小岩 健太*・梅村 敦史*・高橋 理音*

田村 淳二*・榮坂 俊雄*

Comprehensive Design Approach of Compensators for Grid-connected PWM Inverters

Kenta KOIWA*, Atushi UMEMURA*, Rion TAKAHASHI*,
Junji TAMURA* and Toshio EISAKA*

This paper provides comprehensive design method of compensator for grid-connected PWM inverters with LCL-filter to supply high quality electric power from distributed generations. The proposed compensator ensures: i) high speed tracking with low distortion and zero steady-state errors for sinusoidal current reference; ii) robust responses against frequency and voltage changes of grid power supply. The proposed design methodology is based on the utmost compensator that covers all realizable linear control systems. Various multi-objective control requirements can be considered in the design framework directly, and then, trial-and-error process is reduced. The software-in-the-loop simulations are presented to support the advantages of the design and to demonstrate the system performance compared to traditional Linear Quadratic Regulator with Internal Model controller.

Key Words: utility interactive inverter, LCL-filter, control system design, robust control, numerical optimization

1. はじめに

近年、化石燃料の枯渇や地球温暖化対策、さらにはリスク分散の観点から、太陽光発電や風力発電などによる分散型電源が注目を集めている。これらの分散型電源は一般に直流電力を発生するため、既存の交流電力系統に接続する際には直流から交流に電力を変換する系統連系インバータが必要となる。特に高調波を抑制し、良質の電力を得るために、LCLフィルタ付三相PWMインバータが使用される^{1)~3)}。このような系統連系インバータの利用に際しては、系統に流れ込む電流が、

1. 正弦波電流目標値に対して、低歪みで高速に定常偏差なく追従すること、

2. 電力系統の電圧変動、周波数変動やシステムモデルの不確かさなどの影響を受けにくい（ロバストである）こと、
が特に重要な要件であり、これらの目的を達成するために適切な制御系を構成することが望まれる。

従来、上記の制御目的を達成するために、さまざまな電流制御系設計法が提案されている。正弦波目標値に対する定常偏差を考慮した最も基本的な制御系設計法として、検出した

電流をd-q同期回転座標系⁴⁾に変換し、その結果にPI（比例積分）補償を施す方法が知られている^{1),2)}。しかしながら、この方法は制御器導出のために座標変換および逆変換の2度にわたる煩雑な処理を要し、またPIパラメータの決定には試行錯誤が必要である。

座標変換を介さずに定常偏差を厳密にゼロにするためには内部モデル原理⁵⁾による制御系構成が有効である。周期信号に対して内部モデル原理を適用した代表的な制御法として繰り返し制御⁶⁾があり、PWMインバータの制御系へ応用した例も報告されている⁷⁾。繰り返し制御は既知でない周期外乱を除去できるが、定常偏差の除去に一般に数周期の時間を要する。文献8)では内部モデルに正弦波生成モデルを用い、PI制御器と組み合わせたPIS補償器が提案されている。この方法では繰り返し制御よりも高速な応答性が得られるがPIパラメータの決定のための体系的な方法論はなく、やはり試行錯誤が必要である。さらに文献9)では、内部モデルとして伝達関数に未定係数分子多項式を含む、より一般的な正弦波生成モデルを用い、拡大状態フィードバック系を構成して最適レギュレータ（LQR）理論により制御器ゲインを求めた。この方法は合理的極配置法であると同時に、円条件によるロバスト安定性も保証される。ただし、重み行列の決定に試行錯誤を要し、評価関数も限定的で多様な制御目的を考慮することは困難である。

これに対し最近、各種ロバスト性を含む多様な制御要求を考慮できる枠組みとして、線形行列不等式（LMI）による定

* 北見工業大学工学部 北見市公園町 165 番地

* Faculty of Engineering, Kitami Institute of Technology, 165 Koen-cho, Kitami

(Received March 14, 2014)

(Revised October 11, 2014)

式化に基づく制御系設計論が整備されている¹⁰⁾。LMI の枠組みで H_2 制御, H_∞ 制御, 極配置など, 複数の評価を考慮した PWM インバータ制御系の設計も提案されている^{11), 12)}。LMI による設計は統合的であるが, 凸最適化問題としての定式化であり, PWM インバータ制御系の設計の枠組みとして必ずしも最適ではない。また複数の目的を同時に達成する解を共通リアプノフ関数により求める場合には結果が保守的になることが知られている。

本研究では系統連系インバータ制御系における多様性, 複雑性, 実用性への対応の観点から, 特定の制御法や定式化に立脚した設計法ではなく, 「従来の結果を包含し, 実現可能な線形制御系すべてを考慮できる枠組みを用いて調整パラメータを制御目的に適用するように決定する」という包括的設計法を合目的的手法であるとして新たに提案する。さらにこの設計法において, 正弦波目標値に対する高速・高精度でロバストな追従特性を達成する LCL フィルタ付三相 PWM インバータ制御系の具体的設計手順を示す。

本設計法は, 以下の特徴をもつ包括的・体系的な設計法である。

1. 線形制御系において実現可能な目標値・制御量間および外乱・制御量間の伝達関数のすべてを考慮できること,
2. 複数の多様な制御仕様を柔軟に考慮できること。

上記特徴 1. により, 従来提案された (あるいは今後提案される) 設計法は, 線形である限りすべて本論文が提案する枠組みで再現可能となる。このため少なくともこれまで得られている制御性能は達成され, 一般にはそれ以上の性能の実現が期待できる。また逆に制限を設けることで制御器の次数や入力情報の数や種類を指定した設計が可能となる。さらに本方法は設計の自由度が伝達関数の係数パラメータで表現されるため, 特徴 2. に示す特徴をもつ。具体的には複数の制御目的を, スカラー化した評価関数により集約的に扱うことや, 優先順位に従い段階的に満たしていくことが可能であり, 解析手法や LMI では定式化されない数値最適化問題も扱うことができる。さらに, 設計手順で後述するように, LQR 重み行列や PI パラメータなど制御目的と直接対応しない変数の試行錯誤による調整が軽減されること, 最も実用化されている PI 制御で用いられている座標変換や LCL フィルタ共振対策を明示的には必要としないこと, など実用上のメリットも有する。

本論文の構成はつぎのとおりである。2 章では本論文で検討する制御系の全体像を説明し, 制御対象モデルを示す。3 章では「実現可能な線形制御系すべてを考慮できる枠組み」として, サーボ系設計の基本的方法の一つとして知られている補償限界形制御器¹³⁾を, 「正弦波目標値に対して制御量が定常誤差なく追従する」という要件を満たすように拡張し, 導入する。その上で本理論による PWM インバータ制御系の設計手順および具体的設計例とその結果を示す。4 章では実際の計算機シミュレーションにより, 3 章で設計した結果を文献 9) で提案された方法による結果と比較し, その有効性を

示す。比較対象として文献 9) を選択した理由は, 従来の設計の中で比較的自由度の高い設計であること, LQR は制御系設計法として典型的であり, 一般にロバスト性が高い設計であると認められていること, による。5 章はまとめである。

2. 制御システムモデル

Fig. 1 に本論文で検討する制御系の全体像を示す。本制御系において, 直流電源 E_{dc} が分散型電源を模擬しており, これが三相 PWM インバータと LCL フィルタを介して既存の電力系統を模擬した三相交流電圧源 v_{ga} , v_{gb} , v_{gc} に接続される。PWM の三相 a, b, c 相の指令値のうち 2 相分の v_a^* , v_c^* は独立であり, 残る v_b^* は Fig. 1 に示すとおり零相成分が 0 となるよう決定する。そのため以後, 各相を意味する添え字は省略する。また PWM およびインバータの動特性を無視すれば, $v^* = v_i$ とみなしてよい。

ここで制御対象は LCL フィルタ付 PWM インバータであり, **Fig. 2** のように単相回路で示され, その状態方程式は (1) 式で記述される。ただし, L_i , L_g は各インダクタの誘導係数, R_i , R_g は同じく抵抗成分, C_f はコンデンサの静電容量を意味する。状態変数ベクトル $\mathbf{x}(t)$ は, 各インダクタの電流 $i_1(t)$, $i_2(t)$, およびコンデンサ電圧 v_c の 3 変数で構成され, このうち最終段インダクタの電流 $i_2(t)$ が制御量である。また q は操作入力 v_i に加わる外乱であり, 3 章で説明する設計仕様で考慮する。同様に系統電圧 v_g も外乱として位置づけられる。制御対象の主要パラメータは文献 1) の値を参考に定めた (**Table 1** 参照)。

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(v_i(t) + q) + \mathbf{h}v_g(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

ただし $\mathbf{x}(t) = [i_1(t), v_c(t), i_2(t)]^T$,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_i}{L_i} & -\frac{1}{L_i} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & -\frac{R_g}{L_i} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{E_{dc}}{2L_i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

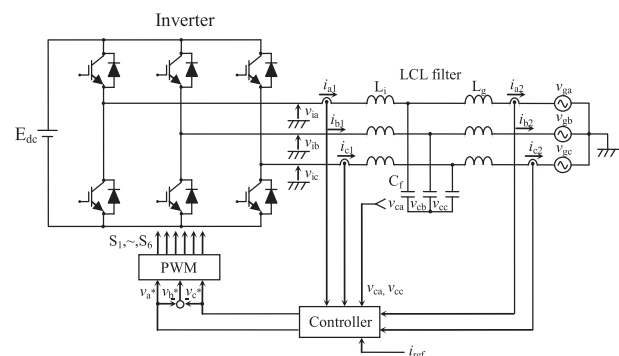


Fig. 1 System model

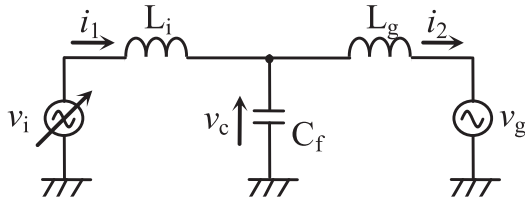


Fig. 2 Equivalent inverter circuit of single phase

Table 1 Plant parameters

Component	Parameter	Value
System	Rated power	4.1 kW
	Rated line to line voltage V_{L-L}	380 V
	Rated current amplitude	8.8 A
	Grid frequency	50 Hz
	DC link voltage E_{dc}	700 V
	Switching frequency	5000 Hz
LCL filter	L_i	3.18 mH
	L_g	7.96 mH
	C_f	4.52 μ F
	L_i Internal resistance R_i	0.01 Ω
	L_g Internal resistance R_g	0.02 Ω

$$\mathbf{C} = [0 \quad 0 \quad 1], \quad \mathbf{h} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_g} \end{bmatrix}.$$

Fig. 1 において制御器の役割は、制御対象の状態変数をすべてフィードバック観測量として利用し、適切なインバータ出力電圧 v_i を操作入力として LCL フィルタに印加することによって、系統側に流れ込む電流 i_2 を目標とする正弦波 i_{ref} に一致させることである。

3. 補償限界形制御器による PWM インバータ制御系の設計

本章でははじめに補償限界形制御系設計理論について「正弦波目標値に対して制御量が定常誤差なく追従する」という、インバータ制御系設計において最も基本的な要件を満たすように拡張した上で導入する。つぎにこの理論に基づき正弦波目標値に対する高速・高精度でロバストな追従特性を達成する LCL フィルタ付三相 PWM インバータ制御系の設計手順を示す。最後にこの手順に従い 2 章で示した制御対象モデルに対する設計を行なう。

3.1 補償限界形制御系設計論とその拡張

制御系は定められた制御対象と自由に設定可能な制御器により構成される。したがって制御系全系の伝達関数は制御対象が制約条件となり、自由には設定できない。補償限界形制御理論は 1 入力 1 出力 (多観測) 線形制御系において、与えられた制御対象に対し実現可能な目標値・制御量間および外

乱・制御量間の伝達関数のクラスを必要十分条件として明らかにすると共に、実現可能な制御系の一般表現 (標準形) を示した。本設計理論はサーボ系設計の基本的方法の一つとして知られ¹⁴⁾、航空機の制御や電力分野などに応用されている^{15), 16)}。以下では補償限界形制御理論に基づく制御系設計に関する主要結果をまとめる。

線形制御系において与えられた制御対象に関して安定で実現可能な目標値・制御量間の伝達関数 (以下 W_{ry} と記す) および外乱・制御量間の伝達関数 (以下 W_{qy} と記す) は、制御対象の伝達関数モデルに関するつぎの制約を受ける。すなわち、

制約 1. 制御対象の不安定零点、

制約 2. 制御対象の伝達関数の分子分母間の次数差、

に関する制約である。さらに、時間の多項式で表わされる目標入力および外乱に対してそれぞれ定常偏差が 0 となる性質を満たすために、システムタイプ (型)¹⁷⁾ の条件を別途制約 3 として考慮している。

本論文では目標値を正弦波とするために、補償限界形制御系設計理論を拡張して、従来の制約 3 に替えて新たに以下の制約 3 を設ける。すなわち、

制約 3. 一般的目標信号に対するロバスト定常応答

3-1 全系の目標値・偏差間の伝達関数 ($W_{re} = 1 - W_{ry}$) の分子に内部モデルとして目標値信号発生器伝達関数モデルの分母多項式をもつ、

3-2 全系の外乱・制御量間の伝達関数 W_{qy} の分子に内部モデルとして目標値信号発生器伝達関数モデルの分母多項式をもつ、

という制約である。

上記の新しい制約 3 が正弦波を含む一般の目標信号に対するロバストな定常特性実現のための必要十分条件であることについては文献 13), 18) およびシステムタイプや内部モデル原理に関する従来の知見により証明可能である。紙面の都合上、以下では証明の道筋を示す。まず必要性は背理法によって容易に証明可能である。条件 3-1 が目標値に対し定常偏差のない制御系の十分条件であることは最終値定理から明らかである。つぎにこの性質のロバスト性に関して、文献 18) では系 1 で基底等価外乱と名付けられた特定の外乱を導入し、基底等価外乱・制御量間の伝達関数の分子に目標値信号発生器伝達関数モデルの分母多項式を因子としてもつことがロバストな定常特性実現のための必要十分条件であることを示している。本論文の条件 3-2 は任意の外乱・制御量間の伝達関数についての同様な条件であり、基底等価外乱・制御量間の伝達関数はその部分集合であるから、条件 3-2 が成り立てば文献 18) の系 1 の条件が成り立つ。以上で条件 3-2 の十分性が示された。

3.2 拡張された補償限界形制御理論による設計手順

本節では前節で示した枠組みによる一般的な制御器設計手順を示す。その後、系統インバータ制御の場合の補足を行なう。

制御器設計手順

手順 1. 必要な伝達関数モデルの準備

制御対象の伝達関数モデル, および目標値信号発生モデル (= 内部モデル) の分母多項式を導出する.

手順 2. 実現可能な W_{ry} および W_{qy} の一般表現

制御器の次数を指定し, 前節で示した制約 1~3 を満たし, 制御器パラメータである未定係数を含む実現可能な W_{ry} および W_{qy} の一般表現を求める.

手順 3. 制御器の導出

制御目的を W_{ry} および W_{qy} に対する具体的な設計仕様として表現する. そして設計仕様を優先順に, またはすべて同時に満たすように手順 2 で示した未定係数を決め, 制御器を決定する.

手順 3 で未定係数が定められない場合, 所望の制御器が存在しないことを意味する. その場合, 制御器の次数を上げる, 設計仕様を緩和する, などの変更を加えて再度上記手順を実施することが必要となる.

以下では系統インバータ制御系設計の場合について補足説明する. まず, 手順 1 において目標値発生モデルは正弦波発生モデルとなる. つぎに手順 2 において本論文で扱う (1) 式の制御対象は不安定零点をもたないため, 前節で示した 1 番目の制約を受けない. さらに外乱 q として (1) 式で示すように操作入力 v_i に加わる外乱に着目する場合には, 実現可能な W_{ry} および W_{qy} のクラスはそれぞれ以下となる.

- W_{ry} の分母分子の次数差は制約 2 により, 制御対象の入力・制御量間の伝達関数の次数差以上である. また, 分子多項式の定数項から内部モデルの次数までの個数の係数は制約 3 により決定される. それ以上の次数の係数は自由に設定可能である.
- W_{qy} の分子分母の次数差は制約 2 により制御対象の操作入力・制御量間の伝達関数の次数差と等しい. また制約 3 により分子多項式には因子として正弦波発生モデルの分母多項式を含む. それ以外の係数は自由に設定可能である.

このとき制御器パラメータである未定係数を含む実現可能な W_{ry} および W_{qy} の一般表現は, 文献 13), 15) で示されている制御系の標準形においてシステムタイプに関する部分を正弦波発生モデルに置き換えることによって得られる. 最後に手順 3 では 1 章で述べた要件 1 および 2 を満たすような仕様を与える. 「正弦波電流目標値に対して, 定常偏差なく追従すること」は手順 2 で制約 3 を考慮していることで自動的に満たされる. 速応性については代表極の極配置によって考慮できる. 「電力系統の電圧変動, 周波数変動やシステムモデルの不確かさなどの影響を受けにくい (ロバストである) こと」については, W_{qy} によって評価可能である. したがって調整パラメータである制御器ゲインを, 数値最適化により W_{qy} が小さくなるように決定することで達成できる. 数値最適化手法としては設計者の知見や目的に応じて PSO やさまざまな線形, 非線形の数値最適化手法が利用可能である. 遺伝的アルゴリズム (GA) ¹⁹⁾ を用いた場合, 個体数, 交叉率などの調整

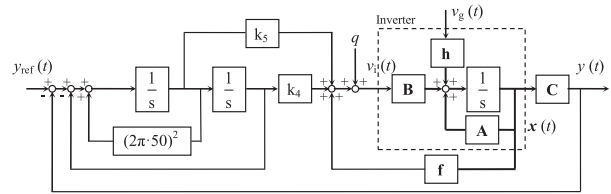


Fig. 3 Inverter control system using utmost compensator

パラメータが存在するが, インバータ制御系規模の最適化では, 標準的な調整値で十分良い結果が得られることが多いと考えられる. 特に既存の良い制御器を初期遺伝子として組み込んでおけば, 少なくともそれ以上の性能を達成する制御器が容易に導出可能である.

3.3 PWM インバータ制御系の設計例

以下では 2 章で与えられた制御対象に対して 1 章で示した二つの制御目的を同時に達成する制御器を 3.2 節で述べた手順および補足に従って導出する.

手順 1. 必要な伝達関数モデルの準備

2 章で示した制御対象の状態方程式より操作入力 $u = v_i$ から観測量 $y^* = x$ までの伝達関数行列 $P_{uy^*}(s)$ は以下のよう

$$P_{uy^*}(s) = \begin{bmatrix} P_{ui1}(s) \\ P_{uvc}(s) \\ P_{ui2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 110 \cdot 10^3 s^2 + 277 \cdot 10^3 s + 306 \cdot 10^{10} \\ 243 \cdot 10^8 s + 613 \cdot 10^8 \\ 306 \cdot 10^{10} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$= \frac{\begin{bmatrix} 110 \cdot 10^3 s^2 + 277 \cdot 10^3 s + 306 \cdot 10^{10} \\ 243 \cdot 10^8 s + 613 \cdot 10^8 \\ 306 \cdot 10^{10} \end{bmatrix}}{s^3 + 5.65s^2 + 973 \cdot 10^5 s + 262 \cdot 10^6}$$

東日本標準である周波数 50 Hz の正弦波信号発生モデル (ラプラス変換表現) の分母多項式 $r_i(s)$ は以下となる.

$$r_i(s) = s^2 + (2\pi \cdot 50)^2 \quad (3)$$

手順 2. 実現可能な W_{ry} および W_{qy} の一般表現

制御器の次数は一般に高いほど良い制御性能が得られるが, 今回の設計では, 制御器の次数は比較のため文献 9) と同じ 2 次とする. また同様な理由で, 補償限界形制御器標準形において目標値信号のフィードフォワード部分のゲインは 0 とし, この部分の自由度はあえて利用しないこととする. これらの制約を考慮したときの拡張補償限界形制御系は Fig. 3 に示すとおり, 文献 9) での制御機構と全く同じものとなり, 設計の自由度も等しい. ここで, $f = [k_1, k_2, k_3]$ は状態フィードバックゲイン, k_4, k_5 は内部モデルからのゲインを表わす. また 2 章で示したように本システムにおいて外乱は操作入力に加わる入力外乱とした. これは, すべての外乱を操作入力に加わるスカラー信号で集約して考慮するためである. 入力外乱の影響が小さい制御系を設計すれば, 電力系統の電圧変動, 周波数変動やシステムモデルの不確かさなどの影響を受けにくいロバストな制御系が実現される.

Fig. 3 より実現可能な W_{ry} および W_{qv} の一般表現が以下のように求められる。

$$W_{ry}(s) = \frac{\text{num}_r}{\text{den}} \quad (4)$$

$$W_{qv}(s) = \frac{\text{num}_q}{\text{den}} \quad (5)$$

ただし、各分子多項式、および共通分母多項式はつぎのとおりである。

$$\begin{aligned} \text{num}_r &= 306 \cdot 10^{10}(k_5 s + k_4) \\ \text{num}_q &= 306 \cdot 10^{10}(s^2 + (2\pi \cdot 50)^2) \\ \text{den} &= s^5 + (5.65 - 110 \cdot 10^{10}k_1)s^4 + \\ &\quad (974 \cdot 10^5 - 276 \cdot 10^3k_1 - 243 \cdot 10^8k_2)s^3 + \\ &\quad (262 \cdot 10^6 - 307 \cdot 10^{10}k_1 - 612 \cdot 10^8k_2 \\ &\quad - 306 \cdot 10^{10}k_3)s^2 + \\ &\quad (960 \cdot 10^{10} - 273 \cdot 10^8k_1 - 240 \cdot 10^{13}k_2 \\ &\quad + 306 \cdot 10^{10}k_5)s + \\ &\quad 306 \cdot 10^{10}k_4 - 302 \cdot 10^{15}k_3 - 604 \cdot 10^{13}k_2 \\ &\quad - 302 \cdot 10^{15}k_1 + 259 \cdot 10^{11} \end{aligned}$$

手順 3. 制御器の導出

1 章で示した二つの制御目的を達成するために、具体的に以下の設計仕様を考慮する。

設計仕様 1. 目標値応答特性として、50 Hz の正弦波電流目標値に対して制御量が 0.03 s 程度で追従し、制御対象モデルの変動によらず定常偏差がない（ロバストな定常特性をもつ）こと、

設計仕様 2. 以下の不確かさを考慮し、これらに対する制御量への影響について、全周波数帯域での最大値を最小とするために、 W_{qv} の H_∞ ノルムを最小化する。

- 電力系統の周波数が変動する。
- 電力系統の電圧振幅が変化する。
- 直流電源が変化する。

設計仕様 1 のロバストな定常特性については制御系が構造的に内部モデルをもつことにより自動的に達成される。設計仕様 1 の速応性については極配置により達成を図る。極配置と H_∞ ノルムに関する設計仕様は以下に示す適応度関数 J の最小化として定式化される。

$$J = \|W_{qv}\|_\infty + P \quad (6)$$

ただし P は極配置に関するペナルティ関数であり、追従速度を考慮して以下のように設定した。

$P = 0$: W_{qv} の特性極 (W_{ry} と共通の特性分母多項式の解) の実部がすべて -100 以下の場合、

$P = 10000$: 上記以外の場合。

ここでペナルティの判定基準は 1 次伝達関数系の極配置と時定数の関係から、目安として代表極の実部を -100 としたが、結果として速応性が不十分であればこの値を小さく、過剰であれば大きくすることで適切な解が得られる。なお、追

Table 2 Compensator gain parameters

Gain	Proposed design	LQR(Case1)	LQR(Case2)
k_1	-32.09	-2.24	-2.24
k_2	-4.35	-1.00	-1.00
k_3	-10.08	0.84	0.03
k_4	-11547.35	-273.82	-80470.46
k_5	7700.22	0.49	185.45

随時間自体をペナルティに利用することで直接速応性を考慮することも可能である。上記適応度関数 J を最小化するパラメータを解析的に導出する手法はないので数値最適化手法を用いる。本論文では勾配計算の不要な確率的多点探索法として広く利用されている遺伝的アルゴリズムを用いた。

以下では、上記設計手順によって得られた設計結果を、同じ制御対象に対し文献 9) で用いられている LQR 手法を適用して得られた設計結果と比較して示す。ただし、LQR (Case1) は重み行列の要素をすべて 1 とした場合、LQR (Case2) は制御目的をよりよく満足するよう試行錯誤した結果、重み行列を $Q = \text{diag}(1 \ 1 \ 1 \ 100000 \ 100000)$ 、 $R = 1$ とした場合である。ここで Q の始めの 3 要素は制御対象の状態、残りの 2 要素は内部モデルの状態に掛かる係数であり、 R は操作入力に掛かる係数である。Case2 は、Case1 を初期重みとし、速応性向上を目的として偏差をなるべく早く小さくするため、内部モデルの状態にかかる重みをインバータ出力電流値が定格を超えない範囲で 10 倍ずつ増加させ、数回の試行錯誤を経て得られた。ロバスト性については状態フィードバックによる LQR が本来もっている低感度特性に期待して特に考慮しなかったが、通常はロバスト性も総合して重み行列を調整することになるので、さらに多数の複雑な試行錯誤が必要になる。一方、提案設計法では GA パラメータも含め、試行錯誤は行っていない。

はじめに Table 2 に設計結果として求められた制御器ゲインを比較する。提案設計は状態フィードバックゲイン、内部モデルからのゲインそれぞれで大きさのバランスが揃っており、最大ゲインの絶対値は LQR (Case2) より小さいことから LQR に比較してハイゲイン制御器ではない。また提案制御系について確認の結果、電流目標値を 0~1 p.u. にステップ状に変化させた場合でも制御量である系統への電流が歪むことはなく、過変調は生じなかった。このことからゲインの大きさは操作入力に悪影響を及ぼしてはいないと考える。なお、今回は行っていないが、提案設計においては、制御器ゲインの大きさや操作量についても制御仕様として評価関数に組み込むことによって直接考慮することが可能である。

つぎに Table 3 では全系の伝達関数の特性極、Fig. 4、Fig. 5 では W_{ry} および W_{qv} のボード線図、そして Table 4 で位相余裕およびゲイン余裕を比較する。Table 3 によれば提案手法では全極の実部が指定どおり -100 以下であるのに

対し, LQR では Case2 の場合でも代表極は -55.17 である. Fig. 4 の W_{ry} のゲイン線図より, LQR (Case1) では 50 Hz のみ peaky にゲインが 0 dB となるのに対し LQR (Case2) と提案手法の結果は 50 Hz を中心に広い周波数の信号に追従可能である. 特に提案手法では高い周波数帯域においてゲインが大きいこと, より優れた速応性が実現された. また Fig. 5 では, ほぼ全周波数帯域で提案手法の W_{qy} ゲインが両 LQR

に対して小さくなっており, 優れた外乱抑制特性を実現している. なお (6) 式の評価指標 J の値は LQR では Case1 および Case2 いずれも 0.707 であり, 提案設計法では 0.0237 であった. Table 4 において位相余裕およびゲイン余裕に関しては LQR より提案手法が小さいが, 一般に目標値追従制御系においては経験的指針としてゲイン余裕 12~20 dB, 位相余裕 $40^\circ \sim 65^\circ$ 程度の安定余裕があれば十分であることが知られており²⁰⁾ 系統連系インバータとしては十分な安定余裕もっている. 理論的に避けられないロバスト安定性と低感度性の非両立性を考えると, 提案設計は LQR での過大な安定余裕を, 必要な外乱抑制の強化のためにトレードオフした合理的な結果といえる.

4. 計算機シミュレーション

本章では設計仕様に関する提案手法の制御性能を LQR (Case2) と比較して示す. この際, Fig. 1 において制御対象として状態方程式や伝達関数などの数理モデルではなく, インバータのスイッチング動特性を考慮できる瞬時値モデルを用いることで, より実際的な計算機シミュレーションを行なった. シミュレーションには, Matlab/SimulinkTM (SimPowerSystems) を使用した.

まず設計仕様 1 に関する制御性能を確認する. Fig. 6 に定格電流正弦波目標値を与えた場合の正弦波ステップ応答を示す. 提案手法による制御系の応答 (a) は LQR (Case2) の応答 (b) に比べ約 2 倍速く約 0.03 s でほぼ定常状態に達しており, 制御目的を満足している. なお図を省略するが, LQR (Case1) においては定常状態に達するまでの時間は 30 s 以上であった. 何れの場合も定常偏差はない.

つぎに設計仕様 2 の電力系統の周波数変動に関する制御性能を確認する. 日本では電力系統の周波数は 50 Hz もしく

Table 3 Closed loop poles

	Proposed design	LQR(Case1)	LQR(Case2)
Pole	-3.50×10^4	$(-12.30 + 9.58i) \times 10^4$	$(-12.30 + 9.58i) \times 10^4$
	-2903.11	$(-12.30 - 9.58i) \times 10^4$	$(-12.30 - 9.58i) \times 10^4$
	$-100.00 + 328.12i$	$-0.174 + 314.16i$	$-55.17 + 316.76i$
	$-100.00 - 328.12i$	$-0.174 - 314.16i$	$-55.17 - 316.76i$
	-1064.08	-177.83	-169.77

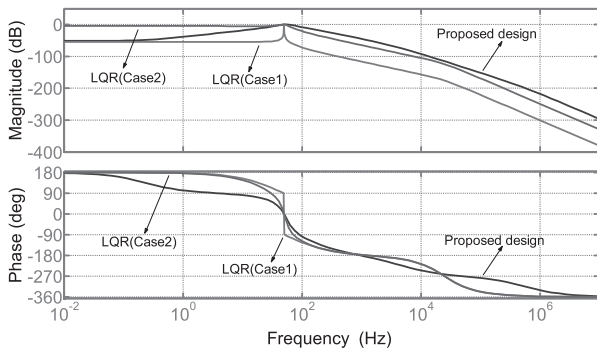


Fig. 4 Bode plot of W_{ry}

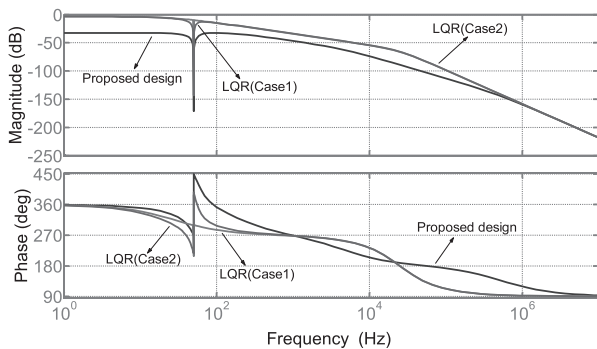
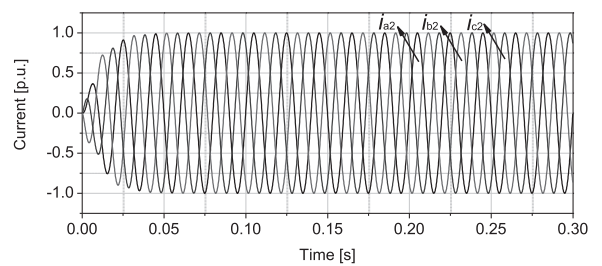


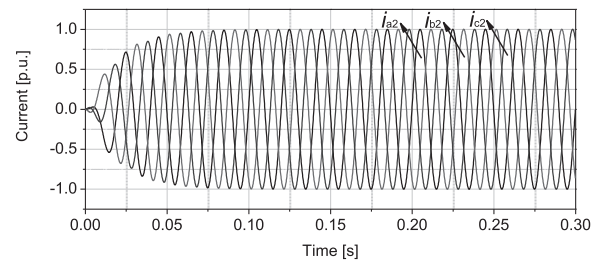
Fig. 5 Bode plot of W_{qy}

Table 4 Phase margin and Gain margin

	Proposed design	LQR(Case1)	LQR(Case2)
Phase margin	71.4°	90.0°	90.0°
Gain margin	44.3 dB	∞	∞

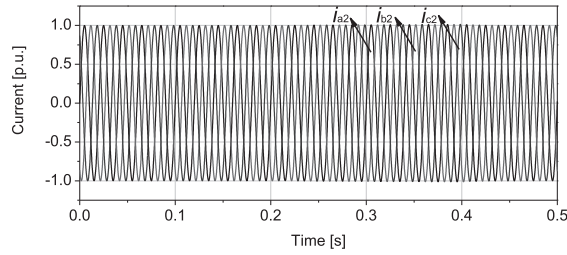


(a) Proposed design

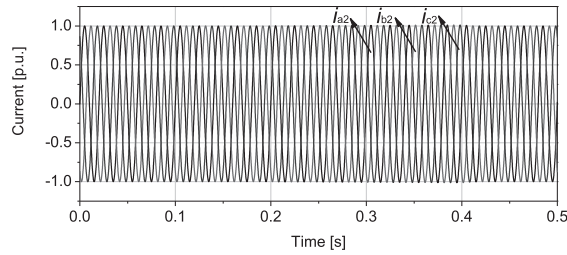


(b) LQR (Case2)

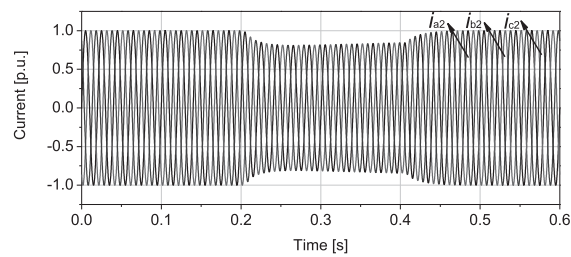
Fig. 6 Sinusoidal step responses



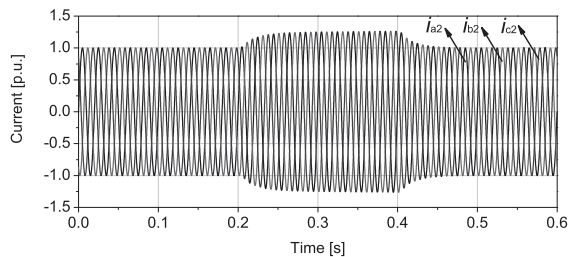
(a) Case of 50.2Hz



(b) Case of 49.8Hz

Fig. 7 Sinusoidal responses with frequency fluctuations (Proposed design)

(a) Case of 50.2Hz

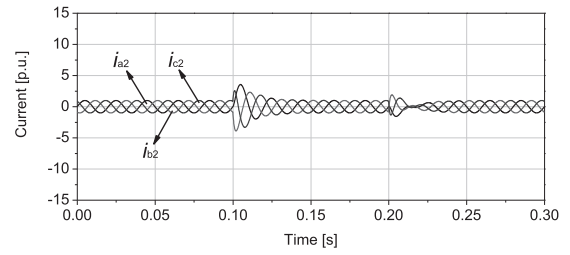


(b) Case of 49.8Hz

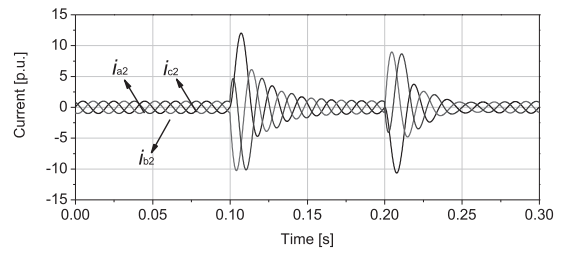
Fig. 8 Sinusoidal responses with frequency fluctuations (LQR (Case2))

は 60 Hz を基準に ± 0.2 Hz 以内に収めることを目標としている²¹⁾。そこで系統周波数が 50.2 Hz および 49.8 Hz に変化した場合の定常応答を比較する。Fig. 7 に提案制御法, Fig. 8 に LQR (Case2) の各周波数変動に対する定常応答を示す。共に 0.2s で系統周波数をそれぞれ ± 0.2 Hz 変化させ 0.4s で 50 Hz に戻している。提案制御法では系統周波数が変化した場合においても目標値振幅との誤差は 1% 以下で目標値に追従している。一方, LQR の場合, (a) においては振幅が減少し, 誤差は約 -19% であった。(b) においては逆に振幅が増加し, 誤差は約 $+26\%$ であった。

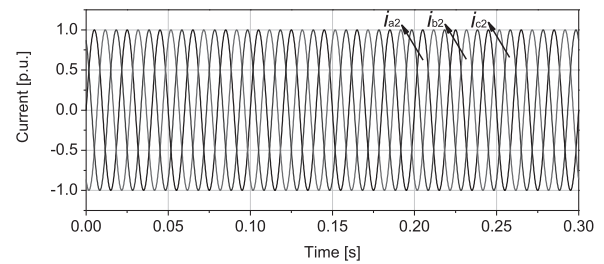
さらに設計仕様 2 の電圧振幅変化に関連し, 電力系統にお



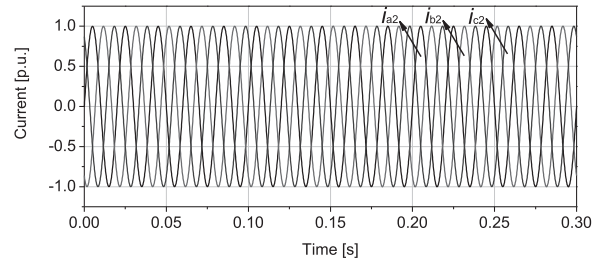
(a) Proposed design



(b) LQR (Case2)

Fig. 9 Sinusoidal responses with amplitude changes

(a) Proposed design



(b) LQR (Case2)

Fig. 10 Sinusoidal responses with E_{dc} changes

ける代表的外乱の影響を調べるために, 接続した電力系統電圧の振幅を 0.1s で 1 p.u. から 0 p.u. に瞬時的に変化させ, 0.2s で 1 p.u. に瞬時的に戻した場合における過渡応答の結果を Fig. 9 に示す。LQR では電圧が 0 に落ちた時点で電流振幅が約 12.0 p.u. に変化すると共に, 定常状態に戻るまでに 0.08s 以上の時間がかかっている。さらに系統電圧が 1 p.u. に戻った場合においても影響を受け, 10.5 p.u. 程度変化している。一方, 提案制御法では電流振幅の変化が 4 p.u. 以下と LQR に比べて 1/3 以下に抑えられており, 定常状態に戻るまでの時間も約 0.03s と 2.5 倍以上速い。また 0.2s で系統電圧が 1 p.u. に戻った場合においても電流振幅が約 1.9 p.u. と, やはり LQR に比べ 1/5 以下であった。

最後に再生可能エネルギー発電を想定した場合の制御対象システムモデルの主要な変動として、直流電源の電圧変動に対する両制御系のロバスト性を確認する。Fig. 10 に 0.15 秒で直流電圧 E_{dc} を -20% 変化させた場合の結果を示す。Fig. 10, から LQR および提案設計法共に直流電圧変動に対して不感であることが確認できる。なお、紙面の都合上省略するが、直流電圧 E_{dc} を $+20\%$ 変化させても制御量は両設計法とも不感であった。

これらの結果より、提案手法は同じ自由度、制御系構成での設計にもかかわらず、試行錯誤により調整した LQR に比べて正弦波電流目標値に高速に追従し、電力系統の電圧変化や周波数変化ならびに分散電源の電圧変化の影響を受けにくいロバストな制御系を試行錯誤なく容易に導出可能であることが示された。

5. ま と め

本論文では正弦波目標値に対して高速・高精度でロバストな追従特性を達成する LCL フィルタ付三相 PWM インバータ制御系の包括的・体系的設計法を提案した。本設計法は、補償限界形制御理論を基にしているため、実現可能な線形制御系のすべてを考慮できる。また多様な制御仕様を直接考慮できるため、試行錯誤による調整の負担が少ない。

本手法による設計結果は、実際のな計算機シミュレーションにより、従来の代表的な方法である最適レギュレータによる設計と比較され、有効性が示された。本論文では従来結果との比較のため、制御器次数や自由度を制限して設計を行なったが、より一般的な構成で設計を行なうことにより、さらに高性能な設計が可能である。また本論文では単純性を重視して適応度関数を設定したが、より実際のな制約や複数のノルムを導入することで、多様で精密な制御目的を直接的に考慮できる。

参 考 文 献

- M. Liserre, F. Blaabjerg and S. Hansen: Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **41**-5, 1281/1291 (2005)
- E. Twining and D.G. Holmes: Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **18**-3, 888/895 (2003)
- 梅村, 高橋, 田村: 離散時間モデル追従制御インバータを備えた風力発電系統連系の研究, *パワーエレクトロニクス学会誌*, **38**-15, 115/121 (2013)
- D.W. Novotny and T.A. Lipo: *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford University Press (1996)
- B.A. Francis and W.M. Wonham: The internal model principle of control theory, *Automatica*, **12**-5, 457/465 (1976)
- 中野, 井上, 山本, 原: 繰返し制御, 計測自動制御学会 (1989)
- G. Weiss, Q.-C. Zhong, T.C. Green and J. Liang: H_∞ repetitive control of DC-AC converters in microgrids, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **19**-1, 219/230 (2004)
- 福田, 今村: PIS 補償器を用いた系統インターフェースコンバータの電流制御, *電気学会誌 D*, **124**-1, 131/137 (2004)
- 加藤, 井上, 堂ノ本: LCL 形フィルタ付系統連系インバータの正弦波追従電流制御法, *電気学会論文誌 C*, **131**-11, 1858/1863 (2011)
- S. Boyd, L.E. Ghaoui, E. Feron and V. Balakrishnan: *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM (1994)
- 岩佐, 馬場, 田中, 田中: 正弦波 PWM インバータのロバスト制御器設計, *電気学会論文誌 D*, **132**-12, 1104/1111 (2012)
- L.A. Maccari, J.R. Massing, L. Schuch, C. Rech, H. Pinheiro, V.F. Montagner and R.C.L.F. Oliveira: Robust H_∞ control for grid connected PWM inverters with LCL filters, 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 1/6 (2012)
- R. Tagawa: On the compensation in linear feedback control system (Transfer function attainable by realizable linear compensation), IFAC World Congress preprints, III, Session 15 (1981)
- 小郷, 美多: システム制御理論, 150/152, 実教出版 (1979)
- 高浜, 木村, 田川: 補償限界形制御器による低感度飛行制御システムの設計, 計測自動制御学会論文集, **21**-10, 1105/1112 (1985)
- 田中, 長谷川: 積分補償および状態フィードバックを用いた負荷周波数制御方式, *電気学会論文誌 B*, **103**-12, 813/820 (1983)
- 伊藤, 木村, 細江: 線形制御系の設計理論, 140/160, コロナ社 (1978)
- 築坂, 神谷, 田川: 構造を持つシステムに対するロバスト定常特性の実現条件, 第 16 回 DST シンポジウム資料 (1993)
- D. Goldberg: *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*, Addison-Wesley (1989)
- 近藤, 藤井: 制御工学, 114, オーム社 (1972)
- 村上, 横山, 多田: 大容量風力発電が導入された電力系統における周波数制御のための蓄電池容量評価に関する基礎的検討, *電気学会論文誌 B*, **126**-2, 236/242 (2006)

[著 者 紹 介]

小 岩 健 太



2012 年北見工業大学卒業。同年同大学大学院博士前期課程（電気電子工学専攻）入学，現在に至る。主としてインバータ制御系設計，風力発電，電力系統解析に関する研究に従事。電気学会，IEEE 会員。

梅 村 敦 史 (正会員)



2005 年東京電機大学理工学研究科応用システム工学専攻博士後期課程満期退学。2011 年博士（工学）取得，1994 年大橋製作所勤務，2008 年東京電機大学理工学部助手，非常勤助手を経て，2012 年北見工業大学助教となり，現在に至る。主にパワーエレクトロニクス，メカトロニクス，ロボット工学の研究に従事。博士（工学）。電気学会，電気設備学会，精密工学会，ロボット学会などの会員。

高 橋 理 音



1998 年北見工業大学電気電子工学科卒業。同年北見工業大学電気電子工学科教務職員，2006 年同助教，2009 年同准教授となり，現在に至る。主として風力発電，電力系統解析に関する研究に従事。博士（工学）。電気学会，IEEE 会員。

田村 淳二



1984年北海道大学大学院博士課程修了。工学博士。北見工業大学講師，助教授を経て96年教授となり，現在副学長。91年より10カ月間米国テキサス大学客員研究員。同期機の解析理論，電力系統の安定度並びに風力発電システムに関する研究に従事。2008年電気学会回転機技術委員会委員長，2010年電気学会北海道支部長，2012年電気設備学会北海道支部長。電気設備学会，日本風力エネルギー協会，電気学会，IEEE 会員。

榮坂 俊雄（正会員）



1987年北海道大学大学院工学研究科電気工学専攻（博士課程）中途退学。同年北海道大学工学部電気工学科助手。92年北見工業大学情報工学科助教授。2007年同教授，現在に至る。制御系設計論およびその応用に関する研究に従事（工学博士）。システム制御情報学会，電子情報通信学会，日本ロボット学会，人工知能学会，IEEE などの会員。

.....