

マトリックスコンバータの出力電流制御性能と 共振抑制を両立する制御器設計

学生員 高橋 広樹 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Parameter Design Method of Matrix Converter to Ensure Compatibility between Resonance Suppression and Output Current Control Performance

Hiroki Takahashi, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper presents a design procedure for an output current control and a damping control of a matrix converter to suppress a LC filter resonance and improve a transient current response. With a conventional design method which gives preference to stability, the damping control causes a large output current overshoot and a large control bandwidth error of the output current. Thus, in order to obtain a desired transient response with keeping a stable operation, this paper describes a modified control block diagram which a reference filter is added in to suppress the output current overshoot. In addition, a design flowchart using bode-diagrams is also proposed. From experimental results, the damping control designed with the proposed method suppresses the filter resonance. In addition, the proposed design method reduces the output current overshoot of 60% and an error between the desired and the obtained control bandwidth in comparison with the conventional method.

キーワード : マトリックスコンバータ, ダンピング制御, LC 共振, ボード線図

Keywords : Matrix converter, Damping control, LC resonance, Bode-diagram

1. はじめに

近年, 大容量のエネルギーバッファを介さずに直接交流から交流に電力を変換できるマトリックスコンバータが研究されている⁽¹⁾。マトリックスコンバータは入力電流を PWM 制御するため, 入力側に LC フィルタを接続する。しかし, マトリックスコンバータにはフィルタで LC 共振が励起される問題がある。一般的には, フィルタインダクタに並列にダンピング抵抗を接続して共振を抑制する⁽²⁾。しかし, マトリックスコンバータの入力に発電機やトランスを接続し, それらが持つインダクタンスをフィルタインダクタとして利用する場合はダンピング抵抗を接続できない。

これまで, マトリックスコンバータのフィルタ共振を抑制する様々な安定化手法が提案されてきた⁽³⁾⁻⁽⁵⁾。これらの論文ではフィルタキャパシタ電圧の検出法⁽³⁾やサンプリングによる制御遅れ⁽⁴⁾, マトリックスコンバータの損失⁽⁵⁾が安定度に与える影響を述べている。しかし, マトリックスコンバータを用いたモータドライブの場合, 文献(3)-(5)で示された安定解析のみではなく, 出力電流制御の観点からマトリックスコンバータの安定性を議論する必要がある。これに対し, マトリックスコンバータの出力電流制御による不安定化原理とそれを改善するダンピング制御が提案されている。しかし, 従来のダンピング制御の設計法では, 出力電

流制御への影響よりもゲイン余裕の設計を優先しているため, 過大な出力電流オーバーシュートや電流制御設計において所望の帯域が得られなくなるといった問題がある⁽⁶⁾。

本論文では, 共振抑制と所望の出力電流応答を両立させることを目的とし, ボード線図を用いたマトリックスコンバータの出力電流制御とダンピング制御の設計法を提案する。提案法では出力電流オーバーシュートを抑制するため, マトリックスコンバータの伝達関数に基づいた零極相殺フィルタを導出する。次に, 安定性と所望の出力電流制御帯域を得るため, フローチャートを用いた設計手順を示す。最後に, 提案する設計法が従来の設計法と比べて良好な電流制御性能を得ることを実験で確認したので報告する。

2. システム構成図

Fig. 1 にダンピング制御を適用したマトリックスコンバータのシステムブロック図を示す。簡単化のため負荷はモータではなく RL 負荷とする。フィルタ共振を抑制するダンピング制御は出力電流制御のフィードバックに適用され, 時定数 T_{hpf} のハイパスフィルタとダンピングゲイン K_d を持つ。しかし, ダンピング制御によって出力電流制御の伝達関数に零点が含まれるため, 過大な出力電流オーバーシュートが発生する問題がある。このオーバーシュートを抑制するため, 本論文では零極相殺フィルタ $F(s)$ を導入する。

3. パラメータ設計モデル

Fig. 2 にボード線図を描くために用いるマトリックスコンバータのブロックモデルを示す。Fig. 2 ではデューティの空間ベクトルを導入することでマトリックスコンバータの入出力回路及び電流制御系が統合され、システム全体の周波数特性を考慮した制御設計ができる。なお、Fig. 2 はボード線図を描くため定常近傍で線形近似されている。マトリックスコンバータの出力電圧ベクトルの微小変化分 Δv_{out} と入力電流ベクトルの微小変化分 Δi_{in} は(1)-(2)式で得られる⁽⁵⁾。ただし、添字の s は定常成分を、 Δ は微小変化分を表す。

$$\Delta v_{out} = \frac{3}{2}(\overline{\Delta m_i v_{cs}} + \overline{m_k \Delta v_c}) + \frac{3}{2}(\overline{\Delta m_d v_{cs}} + \overline{m_{ds} \Delta v_c}) \dots \dots \dots (1)$$

$$\Delta i_{in} = \frac{3}{2}(\Delta m_i \overline{i_{ous}} + \overline{m_k \Delta i_{out}}) + \frac{3}{2}(\Delta m_d \overline{i_{ous}} + \overline{m_{ds} \Delta i_{out}}) \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 v_c はフィルタキャパシタ電圧ベクトル、 i_{out} は出力電流ベクトル、 m_d と m_i はそれぞれデューティの正相ベクトル、逆相ベクトルである。なお、ベクトル変数の上線は複素共役を示す。一方、マトリックスコンバータの入力力率を1に制御する場合、 Δm_d と Δm_i は次式から求められる。

$$\Delta m_d = \frac{v_{ms}}{3V_{in}} \Delta v_{out}^* \dots \dots \dots (3)$$

$$\Delta m_i = \frac{v_{ms}}{3V_{in}} \overline{\Delta v_{out}^*} \dots \dots \dots (4)$$

ここで、 v_{out}^* は出力電圧指令値ベクトル、 v_{in} は電源電圧ベクトル、 V_{in} は電源電圧振幅である。 v_{out}^* は出力電流制御の出力なので、(1)式から(4)式を用いることでマトリックスコンバータの入出力回路と制御系を統合した Fig. 2 が得られる。

4. 零極相殺フィルタの設計

出力電流オーバーシュートを抑制する零極相殺フィルタを設計するためには、出力電流制御系の伝達関数が必要である。しかし、Fig. 2 は空間ベクトルで、かつ5次のシステムなのでその伝達関数は複雑になる。そこで、本論文では Fig. 2 から求めた閉ループ周波数応答を元に、出力電流制御系を二次遅れ系に近似して零極相殺フィルタを設計する。

Fig. 3 にマトリックスコンバータブロックモデルの近似モデルを示す。ただし、Fig. 3 はダンピング制御と零極相殺フィルタを含んでいない。Fig. 3 の閉ループ伝達関数は制動係数 ζ と固有角周波数 ω_n で定義された二次遅れ標準形であり、前向き伝達関数とゲイン1のフィードバックで構成される。Fig. 3 を用いて Fig. 2 から求めたゲイン線図の共振点特性を近似する場合、 ζ と ω_n はそれぞれ次式で表される。

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{1}{M_p^2}}} \dots \dots \dots (5)$$

$$\omega_n = \omega_p \left(1 - \frac{1}{M_p^2}\right)^{\frac{1}{4}} \dots \dots \dots (6)$$

ここで、 M_p と ω_p はそれぞれ Fig. 2 のボード線図から求めた

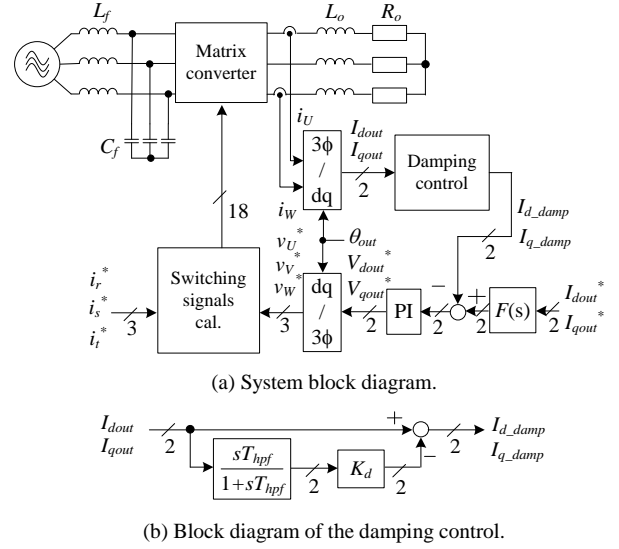


Fig. 1. Matrix converter employing a damping control combined with an output current control.

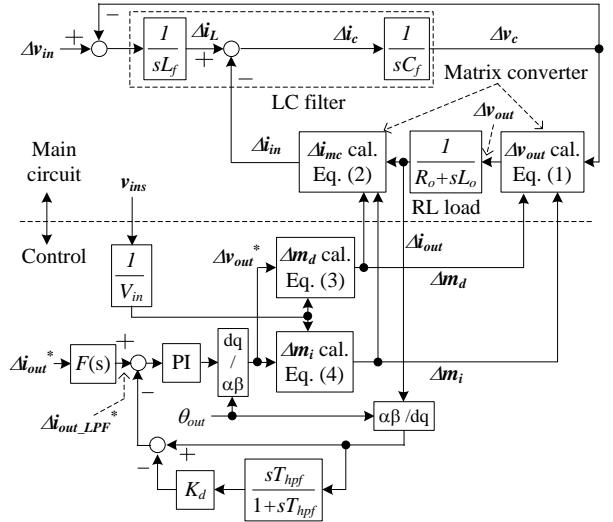


Fig. 2. Linearized block model of the matrix converter focusing on differential components.

共振点ゲインと共振角周波数である。

Table 1 にマトリックスコンバータの主回路パラメータと電流制御のPI制御パラメータを示す。PI制御パラメータは本来次章で示すフローチャートで設計されるが、ここでは Fig. 3 の近似モデルが妥当であることを示すため、Fig. 2 のPI制御器に Table 1 のパラメータを用いる。

Fig. 4 にダンピング制御を適用しない場合の $\Delta i_{out_LPF}^*$ 入力 Δi_{out} 出力のゲイン特性を示す。Fig. 4 より、Fig. 2 の線形化モデルと Fig. 3 の近似モデルのゲイン特性は、共振点ゲインと共振角周波数が一致している。さらに、キャリア周波数の1/10である1 kHz以下の領域で近似モデルのゲイン特性は線形化モデルの特性に良く近似できている。従って、近似モデルを用いて零極相殺フィルタを設計できる。

Fig. 5 にダンピング制御と零極相殺フィルタ $F(s)$ を考慮した近似モデルを示す。Fig. 5 より、 $\Delta i_{out_LPF}^*$ 入力 Δi_{out} 出力の伝達関数を求めると次式が得られる。

$$\frac{\Delta i_{out}}{\Delta i_{out_LPF}^*} = \frac{\frac{\omega_n^2}{T_{hpf}}(1+sT_{hpf})}{s^3 + \left(\frac{1}{T_{hpf}} + 2\zeta\omega_n\right)s^2 + \omega_n\left(\frac{2\zeta}{T_{hpf}} + \omega_n(1-K_d)\right)s + \frac{\omega_n^2}{T_{hpf}}} \dots (7)$$

(7)式が示す通り、ダンピング制御によって出力電流制御系の伝達関数は零点を持つ。この零点は過大な出力電流オーバーシュートの原因となるため、フィルタ $F(s)$ で零極相殺する必要があるが、(7)式より $F(s)$ は次式で簡単に設計できる。

$$F(s) = \frac{1}{1+sT_{hpf}} \dots (8)$$

5. 設計フローチャート

Fig. 6 にマトリックスコンバータの出力電流制御とダンピング制御を設計するためのフローチャートを示す。

1) Step 1: 電流制御用 PI パラメータの計算

線形化モデルのボード線図を求めるため、プラントを RL 負荷とみなし、次式を用いて PI 制御器の比例ゲイン K_p と積分時間 T_i を設計する。

$$K_p = \omega_{c_design} L_o \dots (9)$$

$$T_i = \frac{L_o}{R_o} \dots (10)$$

ここで、 ω_{c_design} は所望の出力電流制御帯域である。

2) Step 2: 共振点パラメータの観測

シミュレータを用いて Fig. 2 の線形化モデルのボード線図を描く。そして、Fig. 5 の近似モデルを用いて設計を簡単にするため、共振点パラメータ M_p , ω_p を観測する。

3) Step 3 近似モデルの導出

(5), (6)式から近似モデルの ζ と ω_n を計算する。

4) Step 4: ダンピングパラメータの決定

近似モデルの伝達関数である(7), (8)式を用いて出力電流制御系のボード線図を描く。この時、所望の電流制御帯域を得るように、 K_d , T_{hpf} をスイープする。

5) Step5: 線形化モデルでカットオフ周波数を評価

近似モデルから求めた K_d , T_{hpf} を線形化モデルに適用し、シミュレータでボード線図を求めてカットオフ周波数を評価する。もし得られたカットオフ周波数が仕様を満足できない場合、step 4 に戻って再設計する。

6) Step 6: 安定解析

シミュレータで出力電流制御系の一巡周波数応答を求めてゲイン余裕、位相余裕を評価する。Step 4 で求めたダンピングパラメータで安定化できない場合は、step 1 の PI 制御パラメータ設計に戻って再設計する。例えば、 ω_{c_design} を減少、もしくは T_{hpf} を増加させて共振周波数帯域での一巡周波数応答ゲインを下げると安定化しやすくなる。この時は、 K_d を調整して出力電流制御帯域を調整する。

6. シミュレーション及び実験結果

シミュレーションと実験で Fig. 1 の出力 d 軸電流応答を観測し、安定性と電流制御性能を評価する。実験条件は Table

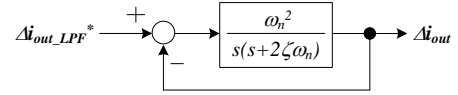


Fig. 3. Approximate block model between $\Delta i_{out_LPF}^*$ and Δi_{out} without the damping control to simplify the design procedure.

Table 1. Circuit and PI control parameters.

| | | | |
|--------------------------------------|----------------------|----------------------------------|----------------------|
| Input line voltage | 200 V | Rated output voltage | 173 V |
| Rated power | 3 kW | Carrier frequency | 10 kHz |
| Input filter L (L_f) | 10.0 mH (23.6%) | Load resistance (R_o) | 12.7 Ω (127%) |
| Input filter C (C_f) | 4.55 μ F (1.91%) | Load inductance (L_o) | 6.27 mH (19.7%) |
| Current reference (step input) | 0.01 p.u. | Current reference (steady state) | 0.4 p.u. |
| Current controller natural frequency | 650 Hz | Control period | 100 μ s |

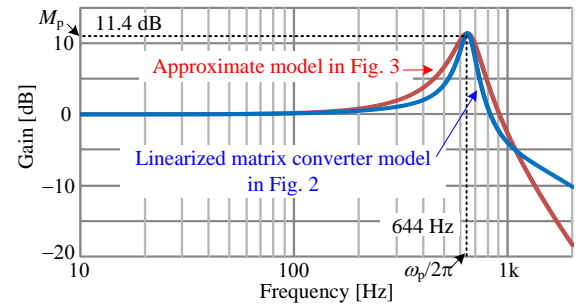


Fig. 4. Gain characteristic of the closed-loop transfer function between $\Delta i_{out_LPF}^*$ and Δi_{out} without the damping control.

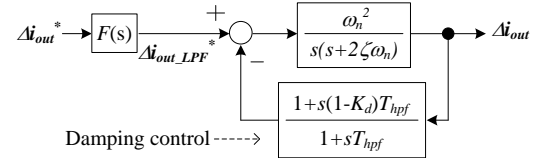


Fig. 5. Approximate block model between Δi_{out}^* and Δi_{out} taking the damping control into account.

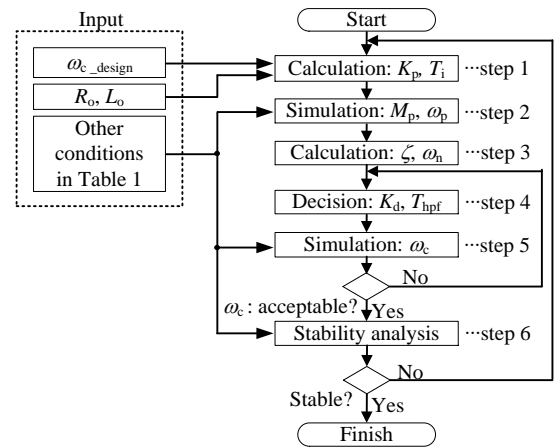


Fig. 6. Proposed design flowchart.

1 と同様だが、出力 d 軸電流指令値のステップ幅は 0.05 p.u. とする。また、Table 2 に提案設計法とゲイン余裕の設計を優先した従来法⁽⁶⁾を適用した場合のダンピングパラメータ

を示す。Table 2 のダンピングパラメータを用いることで、提案法と従来法のそれぞれで 3.9 dB, 4.3dB と同等のゲイン余裕を得ることをシミュレーションで確認している。

Fig. 7 に出力 d 軸電流応答の実験結果を示す。(a)がダンピング制御なしの場合で、(b)と(c)がそれぞれ従来法と提案法で設計したダンピング制御を適用した波形である。(a)では出力電流指令値のステップ直後にシステムが安定限界となり、フィルタ共振が励起されて d 軸電流が振動する。一方、(b)と(c)では指令値ステップを入力しても出力側ダンピング制御がシステムを安定化し、定常的な振動を抑制できる。しかし、従来の設計法を適用した(b)ではダンピング制御によって電流制御系に零点が含まれるため、188%のオーバーシュートが発生する。一方、提案法を適用した(c)では、零極相殺フィルタ $F(s)$ によってオーバーシュートが 76%に抑制される。以上の結果より、提案法によって出力電流オーバーシュートを 60%低減できることを確認した。

Fig. 8 にシミュレーションと実験で取得した出力電流の閉ループゲイン特性を示す。ただし、所望の電流制御帯域は 650 Hz である。従来法ではダンピング制御によって制御帯域が 1 kHz を超えており、またゲイン特性にピークが現れている。一方、提案法では設計フローチャートによって制御帯域が 570 Hz となり、設計値との誤差を減少できる。さらに、従来法ではダンピング制御によって 40 Hz から 200 Hz の帯域でゲインが増加するのに対し、提案法では $F(s)$ によってゲインが 200 Hz までの帯域でほぼ 0 dB 一定となるため、電流オーバーシュートを低減できる。なお、300 Hz 以上における実験結果と線形化モデルのゲイン特性が一致しない一因は、検出用 AD コンバータのゼロ次ホールドや DSP から FPGA にデューティ指令をセットする際の遅れ、積分器やローパスフィルタの離散化である。以上の遅れ要素がボード線図に与える影響の詳細な考察は今後の課題とする。

7. 結論

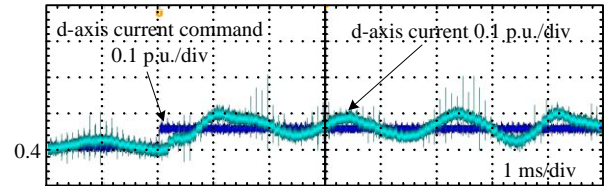
本論文では、フィルタ共振を抑制しつつ所望の出力電流制御性能を得るため、マトリックスコンバータのボード線図によるダンピング制御と出力電流制御の設計法を提案した。提案法では、ダンピング制御の問題点である過大な出力電流オーバーシュートを抑制するため、零極相殺フィルタを導入する。さらに、安定性を確保しつつ所望の出力電流制御帯域を得るため、フローチャートを用いて制御パラメータを導出した。実験結果より、提案法は出力電流オーバーシュートを 60%低減できる。さらに、制御帯域誤差も低減できることを確認し、提案法の有用性を実証した。

文 献

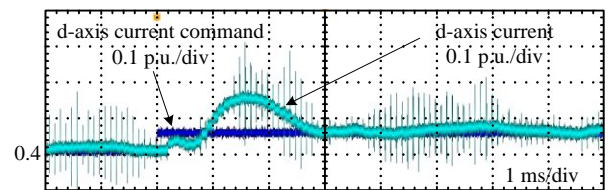
(1) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49, No. 2, pp. 274-288 (2002)
 (2) D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri: "Stability Analysis of Electric Drives Fed by Matrix Converters", Proc. of the 2002 IEEE-ISIE, Vol. 4,

Table 2. Comparison of the damping parameters

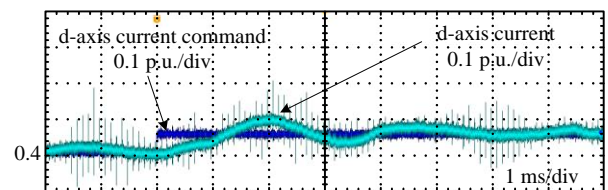
| Proposed method | Damping gain (K_d) | 0.60 p.u. |
|---------------------|---|-----------|
| | Damping HPF time constant (T_{hpf}) | 0.64 ms |
| Conventional method | Damping gain (K_d) | 0.56 p.u. |
| | Damping HPF time constant (T_{hpf}) | 3.1 ms |



(a) Without any damping controls.



(b) With the damping control designed with the conventional method. (d-axis current overshoot is 188%.)



(c) With the damping control designed with the proposed method. (d-axis current overshoot is 76%.)

Fig. 7. Output d-axis current response in experiment.

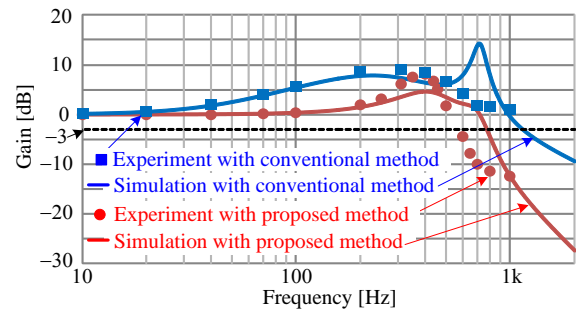


Fig. 8. Gain characteristics of the closed-loop transfer function between Δi_{out}^* and Δi_{out} in simulation and experiment.

No. 8-11, pp. 1108-1113 (2002)
 (3) F. Liu, C. Klumpner, F. Blaabjerg: "A Robust Method to Improve Stability in Matrix Converters", Proc. 35th PESC 2004, pp. 3560-3566 (2004)
 (4) C. A. J. Ruse, J. C. Clare, C. Klumpner: "Numerical Approach for Guaranteeing Stable Design of Practical Matrix Converter Drive Systems", Proc. 32nd IECON 2006, pp. 2630-2635 (2006)
 (5) D. Casadei, G. Serra, A. Tani, A. Trentin, L. Zarri: "Theoretical and Experimental Investigation of the Stability of Matrix Converters", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 52, No. 5, pp. 1409-1419 (2005)
 (6) 高橋, 伊東: 「マトリックスコンバータの出力側に適用したダンピング制御のパラメータ設計と過渡特性評価」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, No. 1, pp. 177-180 (2013)