

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

学生員 高橋 広樹 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Parameter Design and Evaluation of Transient Response of Damping Control Combined to Output Stage of Matrix Converter

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

This paper discusses a parameter design method for the damping control in order to suppress LC filter resonance in a matrix converter. The damping control is combined with the output current control and implemented to reduce current distortions causing from the resonance. This paper describes the design method using Bode-diagrams of a linearized block diagram for the whole system which is including the circuit and the control block of the matrix converter. In simulations, the designed damping control ensures the gain margin of 5.48 dB, and results in the stable operation of the matrix converter. In addition, the transient response characteristics are evaluated based on the overshoot value of the output current with respects to the gain margin in experiments.

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盛んに研究されている⁽¹⁾⁻⁽²⁾。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, 電源電圧やマトリックスコンバータの入力電流の変動によってフィルタで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。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制御としてダンピング制御が提案されている⁽³⁾⁻⁽⁴⁾。このダンピング制御は, マトリックスコンバータの入力電流制御に適用する場合と出力電流制御に統合する場合 (以下, 出力側ダンピング制御) の2つに大別されるが, 負荷モータをベクトル制御で駆動する場合, 出力電流センサを流用できる出力側ダンピング制御がコスト面で有利である。

しかし, 出力側ダンピング制御の定量的な設計法については議論する必要がある。この設計法の1つとして, 著者らはマトリックスコンバータの簡易モデルからボード線図を導出して設計する手法を提案したが, マトリックスコン

バータには展開していない⁽⁵⁾。

本論文では, 所望の共振抑制効果とそれに対する出力電流応答特性を得ることを目的とし, マトリックスコンバータのブロックモデルによる出力側ダンピング制御の設計法を提案する。提案法では, 瞬時空間ベクトルを用いてマトリックスコンバータの回路と制御系を統合した線形化モデルからボード線図を導出する。次に, ボード線図のゲイン余裕を元にダンピングパラメータを設計し, 実験にてそのフィルタ共振抑制効果を確認する。最後に, 設計したシステムの安定度とトレードオフとなる出力電流応答特性について考察したので報告する。

2. 出力側にダンピング制御を適用したマトリックスコンバータ

Fig. 1に出力側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。また, マトリックスコンバータの変調には文献(1)の三角波キャリア比較法を適用する。提案する出力側ダンピング制御は出力電流制御系のフィードバックパスに適用される。従って, 出力電流制御用の電流センサを流用してフィルタ共振を抑制できる。しかし, マトリックスコンバータにおける出力側ダンピング制御のパラメータ設計法は十分に検討されていない。

マトリックスコンバータのフィルタ共振は, 電源電圧に含

まれる高調波がトリガとなる直列共振と、マトリックスコンバータの動特性がトリガとなる並列共振の 2 パターンがあるが、フィルタ設計のみで回避できない並列共振への対策が困難である。この並列共振はマトリックスコンバータの出力電流フィードバック制御（出力電流 ACR）の応答を高速化すると励起されるため、並列共振は出力電流 ACR の不安定化を意味する。従って、マトリックスコンバータの回路と出力電流 ACR を統合したブロックモデルからボード線図を取得し、ゲイン余裕を元にシステムの安定度を設計することでフィルタ共振を抑制できる。しかし、Fig. 1 からわかる通りダンピング制御と出力電流 ACR の PI 制御器は互いに干渉する。従って、設計した安定度に対する出力電流の過渡応答特性を評価する必要がある。

3. パラメータ設計モデルの導出

ボード線図のゲイン余裕を元にマトリックスコンバータの安定度を設計する場合、回路と制御系を統合したブロックモデルが必要である。しかし、マトリックスコンバータは入出力周波数及び位相が異なるため、通常のプロックモデルでは入出力回路を統合できない問題がある。この問題を解決するため、本論文ではデューティの空間ベクトルを用いてマトリックスコンバータの入出力回路及び出力電流 ACR の統合モデルを導出する。デューティの正相ベクトル m_d と逆相ベクトル m_i を用いることで、マトリックスコンバータの出力電圧ベクトル v_{out} は(1)式から得られる⁽²⁾。

$$v_{out} = \frac{1}{2} \overline{m_i} v_c + \frac{1}{2} \overline{m_d} v_c \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 v_c はフィルタキャパシタ電圧ベクトルである。なお、ベクトル変数の上線は複素共役を示す。同様に、マトリックスコンバータの入力電流ベクトル i_{in} は出力電流ベクトル i_{out} を用いて(2)式から求められる。

$$i_{in} = \frac{1}{2} \overline{m_i} i_{out} + \frac{1}{2} \overline{m_d} i_{out} \dots\dots\dots (2)$$

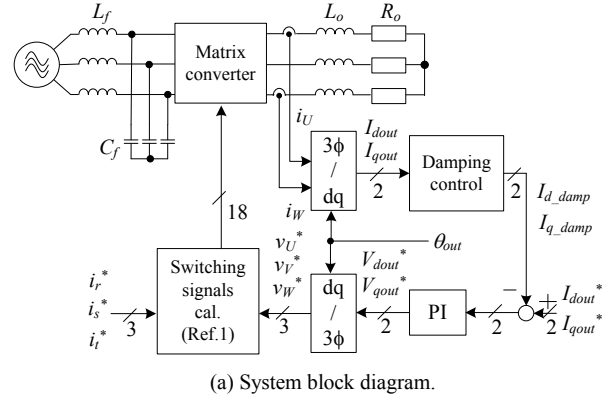
以上のように、デューティベクトルを用いることで、マトリックスコンバータの入出力方程式が得られる。一方、マトリックスコンバータの入力率を 1 に制御し、かつ定常状態のフィルタインダクタ電圧降下が電源電圧よりも十分に小さいとみなせる場合、 m_d と m_i は次式から求められる。

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

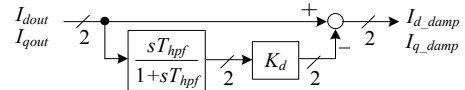
$$m_i = \frac{v_{in}}{V_{in}} i_{out}^* \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 v_{out}^* は出力電圧指令値ベクトル、 V_{in} は電源電圧振幅である。 v_{out}^* は出力電流 ACR 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回路と制御系を統合したブロックモデルを導出できる。

Fig. 2 に Fig. 1 で示したマトリックスコンバータの回路と制御系を統合したブロックモデルを示す。なお、図中の太字は全てベクトルを表す。出力電流ステップ入力による過渡時において m_d , m_i , v_c , i_{out} の変化の時定数が近い場合、 v_{out}



(a) System block diagram.



(b) Block diagram of the damping control.

Fig. 1. Matrix converter employing the damping control combined to the output current control.

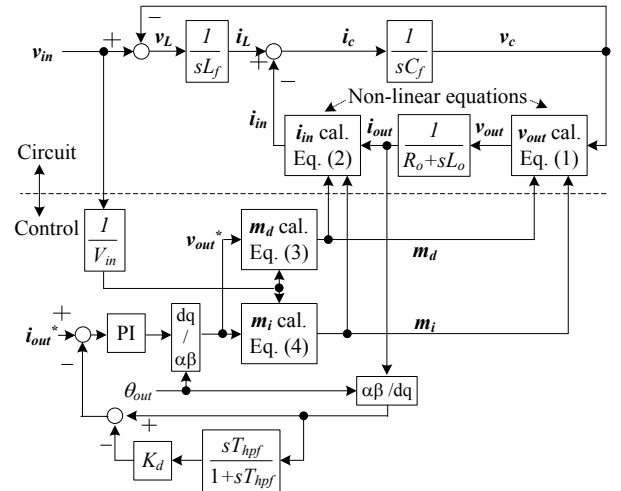


Fig. 2. Block model of the matrix converter as shown in Fig. 1.

と i_{in} の応答は非線形となる。ブロックモデルからボード線図を描くにはシステムが線形でなければならないため、定常近傍で線形近似する。 m_d , m_i , v_c , i_{out} を定常成分と微小変化成分で表して(1), (2)式を展開すると(5), (6)式が得られる。ただし、添字の s は定常成分を表し、 Δ は微小変化成分を表す。

$$\Delta v_{out} = \frac{1}{2} (\Delta \overline{m_i} v_{cs} + \overline{m_s} \Delta v_c) + \frac{1}{2} (\Delta \overline{m_d} v_{cs} + \overline{m_{ds}} \Delta v_c) \dots\dots\dots (5)$$

$$\Delta i_{in} = \frac{1}{2} (\Delta \overline{m_i} i_{outs} + \overline{m_s} \Delta i_{out}) + \frac{1}{2} (\Delta \overline{m_d} i_{outs} + \overline{m_{ds}} \Delta i_{out}) \dots\dots\dots (6)$$

Fig. 3 に(5)-(6)式によって線形化され、微小変化成分のみ着目したマトリックスコンバータの線形化ブロックモデルを示す。(1)-(2)式では非線形となるベクトル同士の積が(5)-(6)式によって全て定常ベクトルと微小変化ベクトルの積和で線形化される。従って、Fig. 3 からボード線図を求めることで、出力側ダンピング制御のパラメータ設計と電流応答の解析ができる。ただし、定常ベクトルと微小変化ベクトルの回転角周波数が異なるため、入出力位相をある瞬間で固定した直流モデルで解析する必要がある。

4. 出力側ダンピング制御パラメータの設計

Table 1 に出力側ダンピング制御の設計のためのパラメータを示し, Fig. 4 に Fig. 3 の線形化モデルにおける出力電流制御系の一巡周波数応答を示す。出力側ダンピング制御を導入しない場合, フィルタ共振の影響で 820 Hz をピークとした共振点が見られる。これにより, 650 Hz で設計したゲイン交差周波数が 1079 Hz に推移する。さらに, フィルタ共振によって位相が急激に変化するため, 結果的に位相余裕, ゲイン余裕を確保できずシステムが不安定となる。

次に, システムを安定化する出力側ダンピング制御の設計法について述べる。まず, 出力側ダンピング制御の伝達関数 $H_{damp}(s)$ は(7)式で表される。

$$H_{damp}(s) = \frac{1+sT_{hpf}(1-K_d)}{1+sT_1} = \frac{1+sT_2}{1+sT_1} \dots\dots\dots (7)$$

(7)式では $T_1 > T_2$ なので出力側ダンピング制御は遅れ補償に相当する。従って, 所望のゲイン余裕 g_m を確保するためには, 出力側ダンピング制御で位相交差周波数のゲインを下げれば良い。なお, 位相余裕ではなくゲイン余裕を元に設計するのは, 位相余裕から設計すると位相余裕を確保してもゲイン余裕がマイナスとなり, 不安定となる場合があるためである。まず, Fig. 4 (b)よりダンピング制御を導入しない場合の位相交差周波数 f_{cp} を読み取る。次に, ダンピング制御なしのゲイン曲線から f_{cp} の時のゲイン g_a を求め, (8)式からダンピングゲイン K_d を求める。

$$(g_a + g_m) + 20\log_{10}(1-K_d) = 0 \dots\dots\dots (8)$$

ただし, $0 < K_d < 1, g_a > 0, g_m > 0$ である。一方, g_m を確保するには出力側ダンピング制御を導入しても f_{cp} では位相遅れがゼロでなければならない。従って, 遅れ補償要素のボード線図の折れ点近似に基づき⁽⁶⁾, 出力側ダンピング制御の HPF 時定数 T_{hpf} を(9)式で設計する。

$$T_{hpf} = \frac{5}{2\pi(1-K_d)f_{cp}} \dots\dots\dots (9)$$

Fig. 4 の出力側ダンピング制御を適用したゲイン及び位相曲線は g_m を 5 dB として(8), (9)式から設計した結果である。なお, 設計で得た K_d 及び T_{hpf} は Table 1 の値である。Fig. 4 より, 出力側ダンピング制御によって f_{cp} のゲインが下がり, 5.48 dB のゲイン余裕が得られるのでシステムは安定となる。なお, 設計値と実際のゲイン余裕に 9.6%の誤差が発生するのは, (9)式が折れ点近似に基づいているためである。

Fig. 5 に g_m を 5 dB, 10 dB とした線形化ブロックモデルのナイキスト線図を示す。(8), (9)式的设计より, 設計値 10 dB に対して実際のゲイン余裕は 10.6 dB となり, 5 dB の時よりも安定となる。しかし, ゲイン交差周波数より低域に着目すると, g_m が 10 dB の軌跡の位相は 5 dB の軌跡より 10 deg. 遅れ, かつ位相がほとんど変化していない。これは出力側ダンピング制御による遅れ補償効果が大きいためであり,

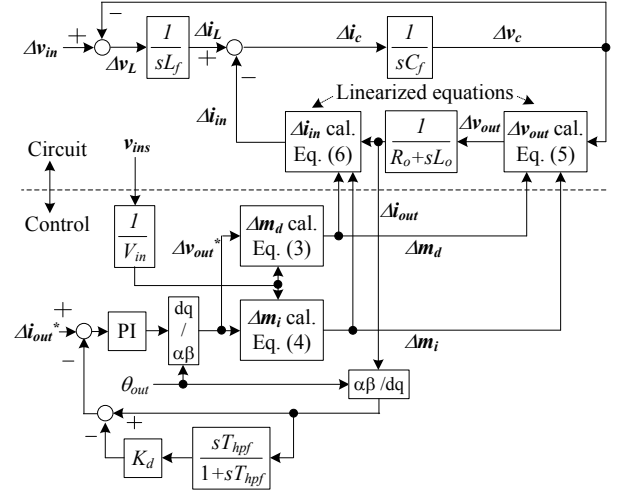
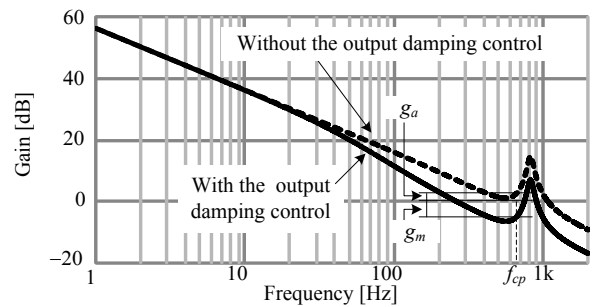


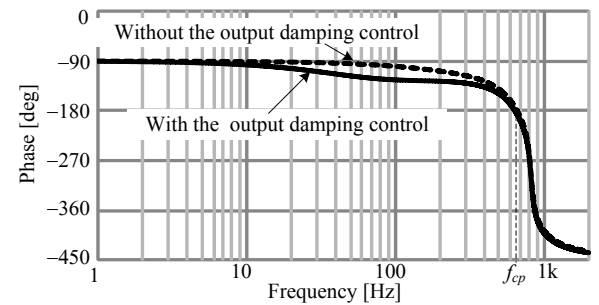
Fig. 3. Linearized model regarding the differential components of the block model of the matrix converter.

Table 1. Analysis conditions of the linearized model.

Input line voltage	200 V	Rated output voltage	173 V
Rated power	3 kW	Load resistance (R_o)	130%
Input filter L (L_f)	20.2%	Load inductance (L_o)	11.2%
Input filter C (C_f)	2.22%	Carrier frequency	10 kHz
Input voltage angle	105 deg.	Output current angle	15 deg.
PI control + damping control	Current command (step input)	0.01 p.u.	
	Current command (steady state)	0.4 p.u.	
	ACR natural frequency	650 Hz	
	Damping gain (K_d)	0.59 p.u.	
	Damping HPF time constant (T_{hpf})	18.5 ms	



(a) Gain characteristics.



(b) Phase characteristics.

Fig. 4. Bode-diagram of the open-loop transfer function of the output current control loop in the linearized block model.

低域の位相が -180 deg .に近づくので過渡特性が悪化する。従って、(8), (9)式から設計した出力側ダンピング制御の安定度と出力電流オーバーシュートはトレードオフとなる。

5. 出力電流の過渡特性評価

Fig. 1 の実機にて安定性に対する出力 dq 軸電流応答を評価する。実験条件は Table 1 と同様だが、電源電圧は 50 Hz の交流とし、出力 d 軸電流指令値の定常値とステップ幅はそれぞれ 0.45 p.u. と 0.05 p.u. とする。

Fig. 6 に出力 dq 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)がゲイン余裕をそれぞれ 5 dB, 10 dB で設計した出力側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る。その結果、フィルタ共振ひずみが出力電流にも重畳し定常状態でも 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、出力側ダンピング制御を適用することで(b)では 204%, (c)では 304%ものオーバーシュートが発生する。従って、ゲイン余裕と出力電流オーバーシュートはトレードオフであることを実験でも確認した。以上の結果より、マトリックスコンバータの負荷が瞬間的な突入電流を許容出来るのであれば、(8), (9)式からダンピングパラメータを設計し、フィルタ共振を抑制できる。

6. 結論

本論文では、所望の共振抑制効果を得るため、マトリックスコンバータのブロックモデルによる出力側ダンピング制御の定量的な設計法を提案した。提案法では、空間ベクトルを用いてマトリックスコンバータの全体の線形化モデルを導出し、ボード線図のゲイン余裕からダンピングパラメータを設計する。設計したダンピングパラメータを用いることでフィルタ共振を抑制し、システムを安定化できることを確認した。さらに、設計したゲイン余裕に対する出力電流のオーバーシュート特性を実験から取得した。今後は、負荷をモータとした時の特性を取得する予定である。

文 献

- (1) 伊東, 小高, 佐藤, 大口, 江口: 「マトリックスコンバータにおける PWM パターンの比較」, IEEJ Trans. D, Vol. 126, No. 9, pp. 1178-1184 (2006)
- (2) D. Casadei, G. Serra, A. Tani, A. Trentin, L. Zarrì: "Theoretical and Experimental Investigation of the Stability of Matrix Converters", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 52, No. 5, pp. 1409-1419 (2005)
- (3) M. Rivera, C. Rojas, J. Rodriguez, P. W. Wheeler, B. Wu, J. Espinoza: "Predictive Current Control With Input Filter Resonance Mitigation for a Direct Matrix Converter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 26, No. 10, pp. 2794-2803 (2011)
- (4) J. Haruna, J. Itoh: "Control Strategy for a Matrix Converter with a Generator and a Motor", Proc. 26th IEEE APEC, pp. 1782-1789 (2011)
- (5) 高橋, 伊東: 「多重マトリックスコンバータのフィルタ共振を抑制するダンピング制御の安定性に関する検討」 SPC-13-068 (2013)
- (6) 中野, 美多: 「制御基礎理論 古典から現代まで」, 昭晃堂 (1981)

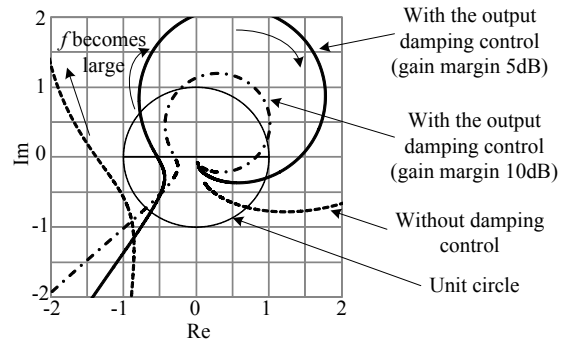
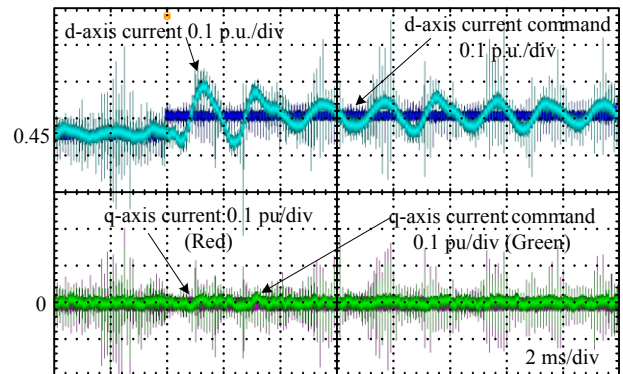
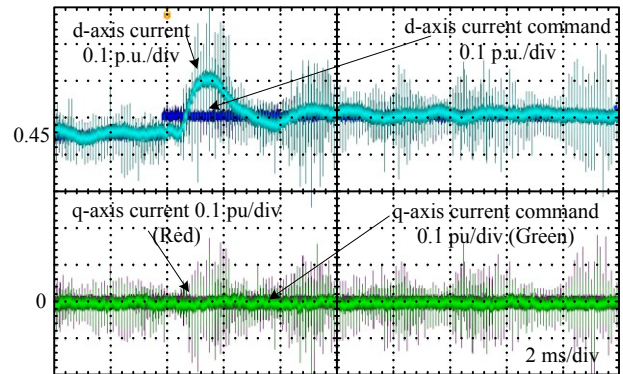


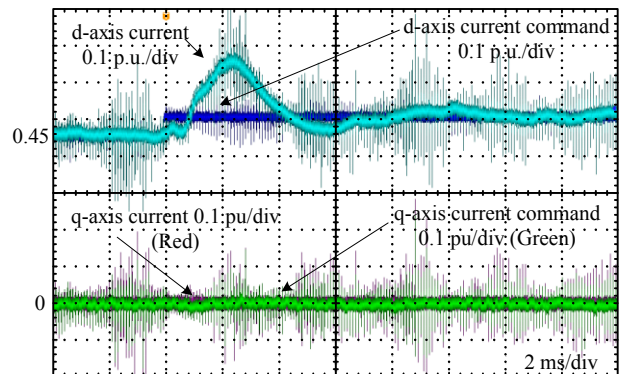
Fig. 5. Nyquist diagram of the output current control loop.



(a) Without any damping controls.



(b) With the output damping control designed with gain margin of 5 dB. (d-axis current overshoot is 204%.)



(c) With the output damping control designed with gain margin of 10 dB. (d-axis current overshoot is 304%.)

Fig. 6. Step response of output dq-axis current.