

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

高橋 広樹* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Consideration on Stability of Damping Control to Suppress Filter Resonance in Multi-modular Matrix Converter

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

This paper discusses a stability analysis for a damping control to suppress LC filter resonance in a multi-modular matrix converter. The damping control is combined to an output current control of the system and reduces current distortions due to the resonance. However, any design methods for the damping control have not been clarified. Therefore, in order to design the control parameters to obtain the desired damping effect and the transient response, this paper describes a stability analysis using Bode-diagrams of a linearized block diagram of the whole system including the circuit and the control block. In simulations, the damping control ensures the phase margin by 46 degrees, and leads the system to stable. In addition, the design equations of the damping control are derived and the validity is confirmed by simulations.

キーワード : 多重マトリックスコンバータ, ダンピング制御, フィルタ共振, 安定解析
(multi-modular matrix converter, damping control, filter resonance, stability analysis)

1. はじめに

近年, 風力発電などの高圧大容量システムに適用する多重マトリックスコンバータが盛んに研究されている^{[1]-[4]}。これは三相-単相マトリックスコンバータをセルとした複数のセルと多巻線トランスから構成される。従って, エネルギーの主経路に大容量電解コンデンサを使用しないため, 従来のシステムと比べて高効率化, 長寿命化が期待できる。

しかし, 多重マトリックスコンバータには多巻線トランスとセルのフィルタキャパシタの間で LC 共振が発生する問題がある^[4]。フィルタ共振はシステムの入力電流ひずみを増加させ, 同時に出力特性も悪化させる。多重マトリックスコンバータでは, フィルタリアクトルとしてトランスの漏れインダクタンスを利用するため, リアクトルと並列にダンピング抵抗を接続できない。従って, フィルタ共振を抑制する制御の導入が必要である。

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^{[5]-[6]}。さらに, 多重マトリックスコンバータに適用するダンピング制御として, 出力電流制御 (以下, 出力電流 ACR) に統合されたダンピング制御 (以下, 出力側ダンピング制御) が提案されている^{[4], [7]}。出力側ダンピング制御は, 一般的なモータドライブシステムで使用される電流センサを流用して共振を抑制するため, ダンピング制御のためにセンサを増

設する必要がないという利点がある。

しかし, 出力側ダンピング制御のパラメータの設計法はこれまで検討されていない。通常マトリックスコンバータの出力電流制御に統合されたダンピング制御の安定解析が提案されているが, 状態方程式を用いるため設計が複雑になる難点を持つ^[8]。さらに, 伝達関数をベースとしたダンピング制御のゲイン設計法も提案されているが, フィルタがボード線図に与える影響を考慮していないため, 定量的にパラメータを設計できない問題がある^[9]。

そこで本論文では, 所望の共振抑制効果と出力電流応答を得ることを目的とし, マトリックスコンバータの簡易モデルによる出力側ダンピング制御の安定解析手法を提案する。提案法は, 回路と制御系を含めたシステム全体の線形化モデルに基づいたボード線図を用いることを特徴とする。従って, 状態方程式を用いる手法よりも解析が簡単であり, かつフィルタ共振の影響を考慮した設計ができる。さらに, 提案する安定解析法を用いた出力側ダンピング制御の制御パラメータ設計式も示す。本論文では, まず出力側ダンピング制御を適用した多重マトリックスコンバータのシステムブロック図を示す。次に, 簡単化のためマトリックスコンバータの簡易 DC モデルのブロック図を導出し, ボード線図を用いて出力側ダンピング制御のパラメータを設計する。最後に簡易解析モデルを三相回路に展開し, その安定解析結果が回路モデルと一致することを確認したの

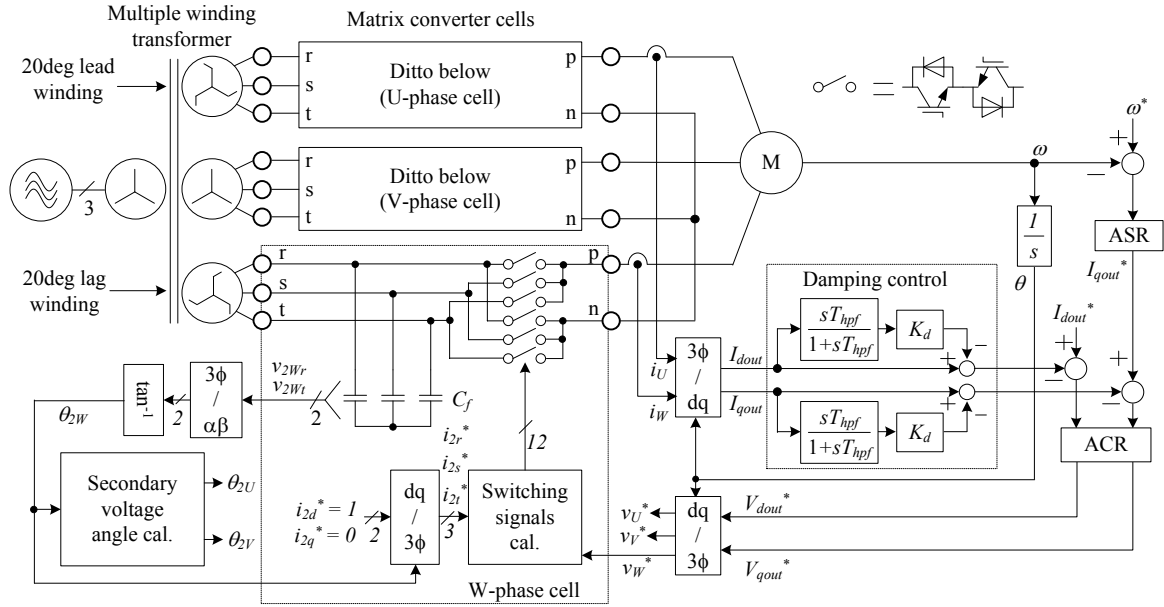


Fig. 1. System block diagram of a multi-modular matrix converter employing three modules with the output damping control.

で報告する。

2. 出力側ダンピング制御を適用した多重マトリックスコンバータ

図 1 に出力側ダンピング制御を適用した多重マトリックスコンバータのシステムブロック図を示す。本来は複数のセルをカスケード接続して高圧化するが、簡単化のために出力一相あたり 1 セルとする。多巻線トランスは、三相一相マトリックスコンバータの入力電流（トランス二次電流）に含まれる単相電力脈動を相殺し、トランス一次電流を正弦波化する。また、マトリックスコンバータセルは出力相電圧とトランス二次電流を制御する。

前述のとおり、多重マトリックスコンバータにはトランス漏れインダクタンスとフィルタキャパシタの間で LC 共振が発生する問題がある。このフィルタ共振は出力電流 ACR の不安定化が原因であり、本論文ではフィルタ共振を抑制するために出力電圧指令値を生成するブロックにダンピング制御を追加する。この時、ダンピング制御は出力電流 ACR に統合されるため電流制御応答に影響を与える。従って、制御パラメータを設計するためにはこの出力側ダンピング制御による共振抑制効果と電流制御応答を評価する解析モデルが必要となる。

3. 単相簡易 DC モデルを用いた安定解析

〈3・1〉 解析モデルの導出

マトリックスコンバータは入出力が異なる周波数の交流なので解析が複雑になる^[8]。従って、本論文では簡単化のためマトリックスコンバータの入出力位相をある瞬間で固定した単相簡易 DC モデルを解析する。

図 2 に出力側ダンピング制御によるフィルタ共振抑制効果と電流制御応答を解析するマトリックスコンバータの単

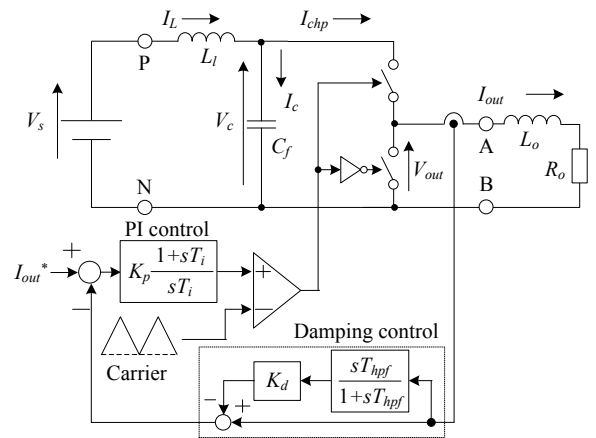


Fig. 2. Simplified single-phase DC model of a matrix converter with an input LC filter.

相簡易 DC モデルを示す。ここで、 L_l はフィルタリアクトル（トランス漏れインダクタンス）、 C_f はフィルタキャパシタ、 R_o は負荷抵抗、 L_o は負荷リアクトルである。また、ACR は PI 制御器と出力側ダンピング制御で構成される。

図 3 に図 2 で示した単相簡易 DC モデルのブロック図を示す。フィルタキャパシタ電圧 V_c と出力電圧 V_{out} 、及び入力電流 I_{chp} と出力電流 I_{out} の関係を変調率 α で表す。 V_{cn} はフィルタキャパシタ電圧の定格値である。図 2 の単相簡易 DC モデルでは α と V_c 、 I_{out} の変化の時定数が近いので、図 3 のブロックモデルは非線形性を示す。システムの伝達関数を求めて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、図 3 のブロック図を定常近傍で線形化する。図 3 より出力電圧 V_{out} と入力電流 I_{chp} は次式で表される。

$$V_{out} = \alpha V_c \dots \dots \dots (1)$$

$$I_{chp} = \alpha I_{out} \dots \dots \dots (2)$$

(1), (2)式は非線形方程式なので線形近似する。 V_{out} , α , V_c , I_{chp} , I_{out} を定常成分と微小変化成分で表して展開すると(3)-(4)式が得られる。ただし、サフィックスの s は定常成分を表し、 Δ は微小変化成分を表す。また、微小変化同士の積は、定常値に比べ十分小さいので無視する。

$$\Delta V_{out} = \alpha_s \Delta V_c + V_{cs} \Delta \alpha \dots\dots\dots (3)$$

$$\Delta I_{chp} = \alpha_s \Delta I_{out} + I_{outs} \Delta \alpha \dots\dots\dots (4)$$

ここで、出力電流定常値 I_{outs} は

$$I_{outs} = \frac{V_{outs}}{R_o} = \frac{\alpha_s V_{cs}}{R_o} \dots\dots\dots (5)$$

図4に(3)-(5)式によって線形化され、微小変化分のみ着目した単相簡易DCモデルのブロック図を示す。図3では非線形となる変数同士の積が、図4では定常値ゲインと加算で線形化されている。従って、図4より簡易DCモデルの伝達関数とボード線図が求められるため、出力側ダンピング制御による共振抑制効果と電流制御応答を解析できる。

〈3・2〉 線形化モデルの妥当性検証

表1に図2の回路モデルと図4の線形化モデルの妥当性を検証するためのシミュレーション条件を示す。なお、ここで採用した線形化の手法は定常値に対する微小変化を前提としているので、本節ではオープンループでデューティ指令値に微小変化ステップを加算し、回路モデルと線形化モデルのインディシャル応答を比較する。

図5にシミュレーションによる線形化モデルのインディシャル応答を示す。図5より、フィルタキャパシタ電圧波形と出力電流波形は回路モデルと線形化モデルで応答が一致している。しかし、フィルタリアクトル電流波形には1.9%の定常誤差が発生している。これは出力電流リップルによって負荷抵抗での消費電力が増加するのが原因であり、回路モデルの出力電流リップルを小さくすると、線形化モデルのフィルタリアクトル電流は回路モデル波形と一致する。従って、図4の線形化モデルは単相簡易DCモデルのブロック図として妥当といえる。

〈3・3〉 出力側ダンピング制御の有用性検証

本節では出力電流 ACR とダンピング制御を適用し、電流指令値に微小変化ステップを加算してその応答を観測することで出力側ダンピング制御の有用性を検証する。

図6に出力側ダンピング制御に関する線形化モデルのシミュレーション結果を示す。(a)が出力側ダンピング制御を導入しない場合の時間応答波形で、(b)は出力側ダンピング制御を導入した時の波形である。(a)ではフィルタ共振が励起され、フィルタリアクトル電流及びフィルタキャパシタ電圧に共振振動が重畳する。さらに、フィルタ共振の影響で出力電流は指令値に追従せず512 Hzの周波数で振動しながら発散する。一方、(b)では電流指令値ステップが入力されても出力側ダンピング制御によってフィルタ共振が抑制され、各波形は定常値に収束する。さらに、出力電流が指

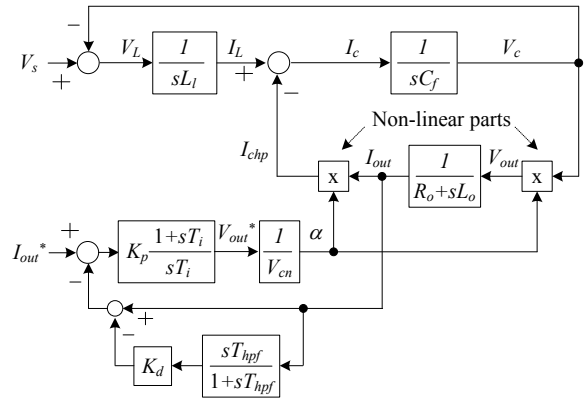


Fig. 3. Block diagram of the simplified single-phase DC model with an input LC filter.

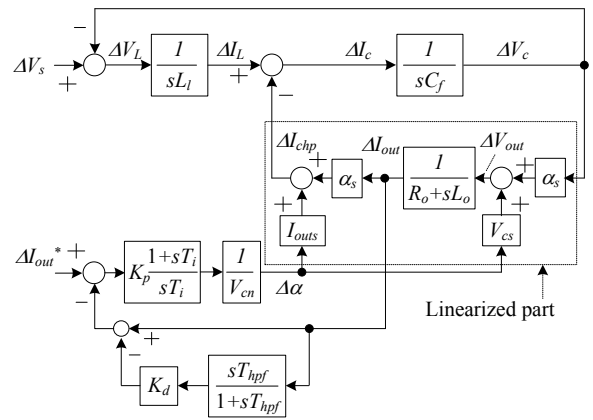


Fig. 4. Linearized model regarding the differential components of the simplified single-phase DC model with an input LC filter.

Table 1. Simulation conditions of the circuit model and the linearized model of the simplified single-phase DC model.

Input voltage	115.5 V	Rated output voltage	100V
Rated power	1 kW	Load resistance	83.7 %
Carrier frequency	10 kHz	Load inductance	1mH (0.1ms)
Input filter L	4mH (0.3ms)		
Input filter C	20.4μs (0.27ms)	Filter C voltage (steady state)	115.5 V
Open loop control	Duty command (step input)	0.01 p.u.	
	Duty command (steady state)	0.5 pu	
PI + damping control	Current command (step input)	0.01 p.u.	
	Current command (steady state)	0.5 p.u.	
	ACR natural frequency	650 Hz	
	Damping gain	0.29 p.u.	
	Damping HPF cut off frequency	60.6 Hz	

令値に追従しているのが確認できる。従って、出力側ダンピングを適用することで、フィルタ共振抑制と出力電流制御を同時に達成できる。しかし、出力側ダンピング制御を適用すると55.3%のオーバーシュートが発生する。出力電流 ACR は出力側ダンピング制御を考慮せずにベクトル制御の

設計指針^[10]に基づいて一次遅れ系に設計しているため、このオーバーシュートの原因は出力側ダンピング制御である。従って、このオーバーシュートを抑制するには出力側ダンピング制御の再設計もしくはフィルタが必要となる。

図 7 に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。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 601 Hz をピークとした共振点が現れる。これにより、650 Hz で設計したゲイン交差周波数が 769 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、結果的に位相余裕を確保できずシステムが不安定となる。一方、出力側ダンピング制御を導入すると、出力側ダンピング制御の HPF (High Pass Filter) のカットオフ周波数である 60 Hz 以降のゲインが低下する。この特性は遅れ補償そのものであり、(6)式で示す出力側ダンピング制御の伝達関数 $H_{damp}(s)$ から明らかである。

$$H_{damp}(s) = \frac{1 + sT_{hpf}(1 - K_d)}{1 + sT_1} = \frac{1 + sT_2}{1 + sT_1} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 $T_1 > T_2$ である。

次に、所望の位相余裕 ϕ_m を得るための出力側ダンピング制御の設計法について述べる。まず、図 7 (b) より、ダンピング制御を導入しないときの位相が ϕ_m に一致する周波数 f_m 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_m の時のゲイン G_m を求める。この G_m が安定化のために出力側ダンピング制御で低下させるゲインに相当し、次式からダンピングゲイン K_d を求める。

$$G_m = 20 \log_{10}(1 - K_d) \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 $0 < K_d < 1$, $G_m < 0$ である。一方、 ϕ_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_m 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^[11]、出力側ダンピング制御の HPF 時定数 T_{hpf} を次式で設計する。

$$T_{hpf} = \frac{5}{2\pi(1 - K_d)f_m} \dots\dots\dots (8)$$

図 7 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 ϕ_m を 50 deg. とし (7), (8) 式から設計した結果である。なお、設計で得たダンピングゲイン及び HPF カットオフ周波数は表 1 の値である。図 7 より、出力側ダンピング制御を導入することで f_m がゲイン交差周波数となり、46 deg. の位相余裕が得られるのでシステムは安定となる。なお、設計値と実際の位相余裕に 8% の誤差が発生するのは、(8) 式が折れ点近似に基づいているためである。

図 8 に線形化モデルの出力電流制御系の閉ループ周波数応答を示す。ダンピング制御を導入しない場合、200 Hz までの帯域ではゲイン曲線は 0 dB 一定だが、図 6 (a) の出力電流振動周波数である 512 Hz に鋭い共振点を持つ。一方、出力側ダンピング制御を導入すると 30 Hz より高域のゲインが上昇し、過渡状態に設計より大きなオーバーシュートを

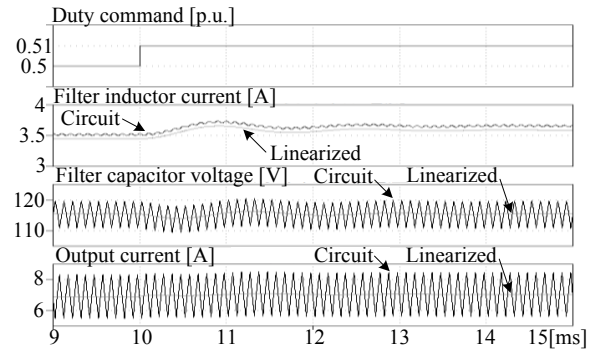
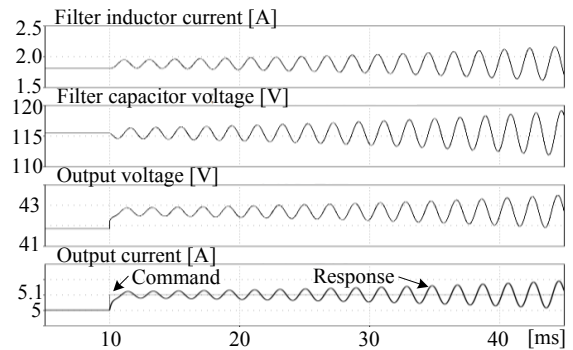
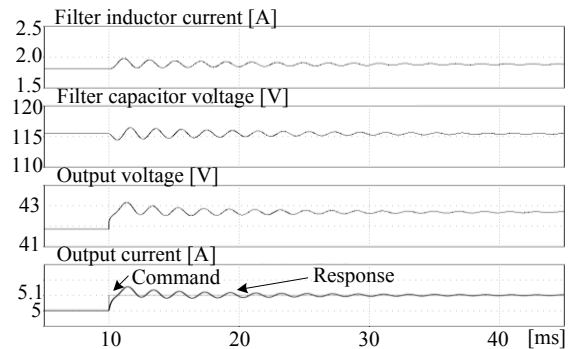


Fig. 5. Indicial responses of the linearized model and the circuit model with an open-loop control in a simulation.



(a) Without any damping controls.



(b) With the output damping control.

Fig. 6. Indicial responses of the linearized model with the ACR and the output damping control in simulations.

発生させる。これは出力側ダンピング制御の追加によって閉ループ伝達関数に零点が現れるためであり、この零点を相殺するフィルタを挿入することで抑制できる。一方、図 8 において、出力側ダンピング制御を導入してもゲイン特性が 0 dB 以下となる帯域はダンピング制御を導入しない場合と同等なので、電流制御系の速応性は維持される。従って、スイッチング素子や負荷モータの熱設計及び負荷モータの軸ねじれの観点から瞬間的なラッシュ電流を許容できる場合は安定度と速応性を優先して設計する。

〈3・4〉 出力側ダンピング制御による安定度の改善

本節では、マトリックスコンバータの不安定化を助長するフィルタリアクトルを変化させた時の線形化モデルの位相余裕及びゲイン余裕をシミュレーションで測定し、出力側ダンピング制御によるシステムの安定度の改善について

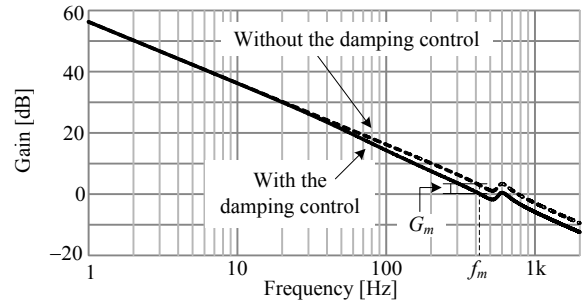
考察する。なお、出力側ダンピング制御のパラメータは位相余裕が 50 deg. となるように(7), (8)式を用いて設計している。

図 9 にフィルタリアクトルに対する線形化モデルの位相余裕及びゲイン余裕特性を示す。(a)が位相余裕特性、(b)がゲイン余裕特性である。なお、フィルタリアクトルの%インピーダンスは 50 Hz を想定し、基準化している。フィルタリアクトルが大きくなると一巡周波数応答の共振点が低域に推移するため、出力側ダンピング制御を導入しないと位相余裕及びゲイン余裕がゼロ以下となって不安定化する。図 9 では、フィルタリアクトルが 7.54%以上で不安定化するのが確認できる。なお、位相余裕が急激に低下するのは共振点で位相特性が急峻に変化するためである。一方、出力側ダンピング制御を適用するとフィルタリアクトルが 7.54%以上でも位相余裕、ゲイン余裕を確保できる。なお、出力側ダンピング制御において 7.07%以下の測定点がないのは、この領域で(7)式を用いてダンピングゲインを設計すると、ダンピングゲインがマイナスになり安定度を下げためである。図 7 では位相余裕はほぼ一定となるが、いずれも設計値の 50 deg. に満たない。これは前述のとおり(8)式を遅れ補償要素のボード線図における折れ点近似から導出したためである。なお、位相余裕の誤差率はフィルタリアクトルが 14.1%の時に最大の 12.8 %となるが、ダンピング制御 HPF の時定数を大きくするとこの誤差を小さくできる。一方、ゲイン余裕はフィルタリアクトルが大きくなるにつれて上昇するが、これはフィルタリアクトルが大きいかほど共振点付近の特性変化が緩やかになり、出力側ダンピング制御を導入することで位相交差周波数がより低域に推移するためである。以上のように、(7), (8)式を用いて設計した出力側ダンピング制御を適用することで、単相簡易 DC モデルの位相余裕及びゲイン余裕を改善し、システムを安定化できる。

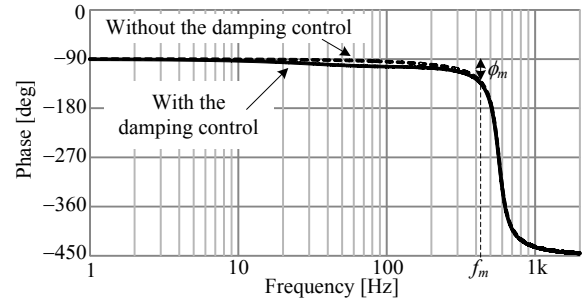
4. 簡易 DC 回路モデルの三相回路への展開

図 10 に図 2 の単相簡易 DC モデルを用いた三相回路モデルを示す。本章では、図 4 の線形化モデルを三相交流回路の安定解析に展開するアプローチとして、入出力位相がある値の時の三相交流回路の安定性を検証する。この安定解析の結果が図 9 に一致すれば、図 4 の線形化モデルを用いた安定解析を三相交流回路に展開できる。従って、図 10 の三相簡易 DC モデルには出力側ダンピング制御を適用しない。図 10 では各々の単相簡易 DC 回路にある電源位相時の三相電圧が入力され、出力には Y 結線された RL 負荷を接続する。すなわち、図 10 はある位相状態で動作しているマトリックスコンバータの直流回路と等価といえる。なお、回路パラメータは表 1 を用い、固定する入出力位相を 15 deg. とする。

図 11 にシミュレーションによる三相簡易モデルの時間応答波形を示す。図 11 では図 9 のフィルタリアクトルに対する単相線形化モデルの安定解析結果を元に、安定、安定限界、不安定の 3 つの条件で時間応答波形を観測し、図 9 に

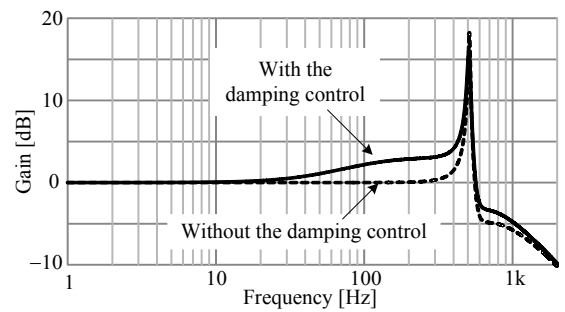


(a) Gain characteristics.

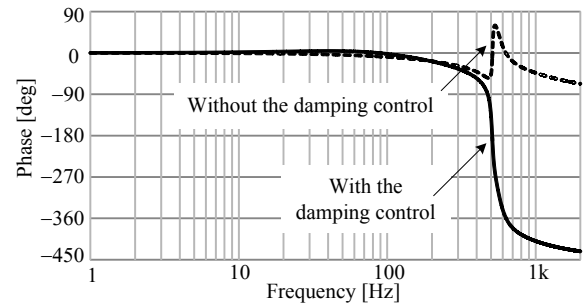


(b) Phase characteristics.

Fig. 7. Bode-diagram of the open-loop transfer function of the output current control loop in the linearized block model.



(a) Gain characteristics.



(b) Phase characteristics.

Fig. 8. Bode-diagram of the closed-loop transfer function of the output current control loop in the linearized block model.

一致するか検討する。なお、図 11 に示す時間応答波形は図 10 の U 相モデルのフィルタリアクトル電流 I_f である。(a)がフィルタリアクトルを 4.71%とした安定条件での波形、(b)がフィルタリアクトルを 7.54%とした安定限界条件での波形、(c)がフィルタリアクトルを 9.42%とした不安定条件での

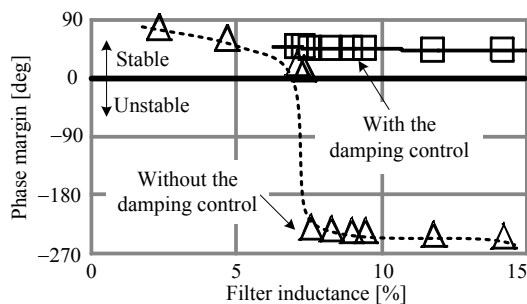
波形である。(a)では出力電流指令値ステップと同時にフィルタリアクトル電流に共振ひずみが重畳するが、システムが安定なので定常値に収束する。また、(b)では指令値ステップの直後から定常的に振動しており、システムが安定限界なのが見える。さらに(c)ではフィルタリアクトル電流が図6(a)と同様に512 Hzで振動しながら発散する。以上のように、図11の時間応答波形は全て図9の安定解析結果に一致する。従って、図4の線形化モデルによるシステムの安定解析手法は三相回路にも適用でき、マトリックスコンバータの安定解析への展開が可能である。

5. 結論

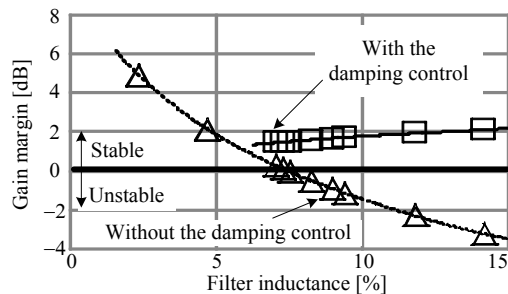
本論文では、単相簡易DCモデルを用いて多重マトリックスコンバータのフィルタ共振を抑制する出力側ダンピング制御の安定性を解析する手法を提案した。提案法は、回路と制御系を含めたシステム全体の線形化モデルに基づいたボード線図を用いることを特徴とする。提案法を用いることでLCフィルタを持つシステムの安定性を把握でき、かつ出力側ダンピング制御の制御パラメータを設計できる。シミュレーション結果より、出力側ダンピング制御を適用することで、一巡周波数応答の共振点付近のゲインを下げ、位相余裕を46 deg.確保できることを確認した。さらに、システムの不安定化を助長するフィルタリアクトルに対する位相余裕及びゲイン余裕を測定し、出力側ダンピング制御によって安定度を改善できることを確認した。最後に、提案法を三相回路に展開できることを示した。今後の課題として、出力側ダンピング制御を適用した三相交流回路のボード線図による安定解析が挙げられる。

文 献

- (1) J. Kang, E. Yamamoto, M. Ikeda, E. Watanabe: "Medium-Voltage Matrix Converter Design Using Cascaded Single-Phase Power Cell Modules", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 58, No. 11, pp. 5007-5013 (2011)
- (2) J. Wang, B. Wu, D. Xu, N. R. Zargari: "Multimodular Matrix Converters With Sinusoidal Input and Output Waveforms", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 59, No. 1, pp. 17-26 (2012)
- (3) 林, 竹下: 「三相/単相マトリックスコンバータの多重化構成とPWM制御法」, SPC-12-168/MD-12-62 (2012)
- (4) 高橋, 伊東: 「多重マトリックスコンバータの入力電流安定化制御の検討」, SPC-11-188/MD-11-049 (2011)
- (5) 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)
- (6) 春名, 伊東: 「発電機を電源とするマトリックスコンバータの制御法」, IEEJ Trans. D, Vol. 129, No. 5, pp. 428-489 (2009)
- (7) 高橋, 伊東: 「多重マトリックスコンバータの出力側に着目したダンピング制御の実機検証」, 平成24年度電気関係学会北陸支部連合大会, pp. A-65 (2012)
- (8) 春名, 伊東: 「発電機と電動機を接続したマトリックスコンバータにおける入出力制御の統合に関する一考察」, SPC-10-090 (2010)
- (9) 吉村, 春名, 星, 伊東: 「マトリックスコンバータに発電機を接続した場合の安定化制御のゲイン設計法」, 平成24年度電気学会全国大会, No. 4, pp. 24-25 (2012)
- (10) 杉本, 小山, 玉井: 「AC サーボシステムの理論と設計の実際」, 総合電子出版社 (1990)



(a) Phase margin characteristics.



(b) Gain margin characteristics.

Fig. 9. Phase margin and gain margin characteristics of the linearized model against the filter inductance.

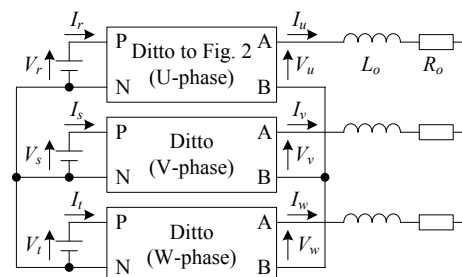
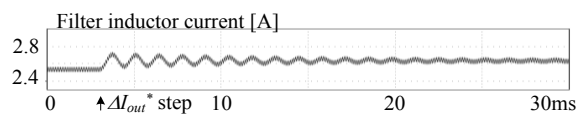
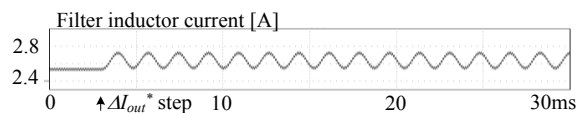


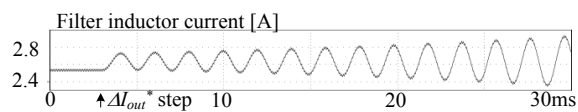
Fig. 10. Simplified three-phase DC circuit model using the simplified DC model as illustrated in Fig. 2.



(a) Stable condition (filter inductance 4.71%).



(b) Boundary condition (filter inductance 7.54%).



(c) Unstable condition (filter inductance 9.42%).

Fig. 11. Simulation results of R-phase input current I_r in the simplified three-phase circuit.

- (11) 中野, 美多: 「制御基礎理論 古典から現代まで」, 昭晃堂 (1981)