

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

高橋 広樹* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Consideration of Input Current Stability Control for a Multiplexed Matrix Converter

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

This paper discusses the control methods to stabilize the input current of a multiplexed matrix converter. A multiplexed matrix converter has a transformer and some cells which consist of a three-phase to single-phase matrix converter with filter capacitors. A multiplexed matrix converter has a problem due to the resonant between a leakage inductance of a transformer and a filter capacitor of cells. In this paper, first, the problem of the multiplexed matrix converter and the principle of the resonant are clarified. Second, two damping controls which are focused on the input and output stages of matrix converter cell are provided to suppress the resonant and achieve a stable operation. As a result with simulations, the input and output damping control obtains the input current THD by 2.38 % and 1.09 % respectively. Moreover, the proposed output damping control can improve the response speed of the output current control, compared with the conventional method.

キーワード : マトリックスコンバータ, 多重化, 入力電流安定化制御, ダンピング制御
(Matrix converter, Multiplexing, Input current stability control, Damping control)

1. はじめに

電力変換器の大容量化の手法として、トランスによる多重化がある⁽¹⁾。モジュール化された電力変換器 (以下、セルと記載) の入力と電源の間にトランスを接続し、セル同士の出力を直列もしくは並列接続することでシステムを大容量化できる。トランスによる多重化には 2 つ利点がある。まず、各セルの入力がトランスによって絶縁されるため、セル間の干渉なくセルを制御できる。次に、トランスの二次巻線移相により、セルで発生する電源高調波が相殺されるため、電源フィルタの設計が容易となる。以上の理由から、鉄鋼圧延主機や風力発電といった大容量電力変換システムにはトランスによる多重化が利用される。従来では、セルに PWM 整流器と PWM インバータで構成される BTB (Back to Back) システムが適用される。しかし、BTB システムは直流リンクに大容量の電解コンデンサを使用するため、システムの大型化や定期的なメンテナンスが必要といった問題が生じる。

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⁽²⁾⁻⁽⁹⁾。マトリックスコンバータは BTB システムと比べ、大容量の電解コンデンサを使用しないため、システムの小型軽量化やメンテナンスフリー化を実現できる。また、BTB システムが交流から直流、直流から交流に 2 回電力を変換するのに対し、マトリックスコンバー

タは 1 回で電力を変換するのでシステムを高効率に運転できる。さらに、マトリックスコンバータは付加回路なしで電源再生や入力力率制御が可能である。以上の理由から、マトリックスコンバータはモータドライブや系統連系システムなど様々な用途への応用が期待されている。

マトリックスコンバータを大容量システムに適用する場合、マトリックスコンバータをセルとした多重化が考えられる。マトリックスコンバータは入力電流を PWM 制御するため、電源側に LC フィルタが必要である。マトリックスコンバータを多重化する場合、入力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できるので、装置を小型化できる。しかし、トランスの漏れインダクタンスとマトリックスコンバータセルの入力フィルタキャパシタの共振により、入力電流ひずみが発生する。一般的なマトリックスコンバータの共振抑制法として、フィルタリアクトルに並列にダンピング抵抗を接続する手法があるが、トランスの漏れインダクタンスにはダンピング抵抗を接続できない。共振による入力電流ひずみは、電源高調波の増加と出力性能の悪化を招くため、制御的な対策が必要となる。

そこで本論文では、マトリックスコンバータセルに共振ひずみを抑制するダンピング制御を適用する。まず、マトリックスコンバータの多重化における問題点を明らかにし、共振が発生する原理を解明する。次に、セルの入力側にダンピング制御を適用し、シミュレーションによってその波形改善効果を検証する。さらに、出力側にダンピング

制御を適用した場合の入力側ダンピング制御に対する利点を考察し、シミュレーションによって出力側にダンピング制御を適用しても同様に共振抑制可能なことを確認する。

2. 多重マトリクスコンバータ

〈2・1〉 システム構成

図 1 に多重マトリクスコンバータの回路図を示す。セルは三相-単相マトリクスコンバータで構成され、出力一相につき 1 セルが出力相電圧と入力電流を制御する。セルの出力端子はプラス側 (p) を負荷に接続し、マイナス側 (n) は中性点として各セル同士で結線する。

図 2 にトランスの構成図を示す。トランスは電源とセルの間に接続され、各セルの入力側の絶縁と二次巻線 20 度移相によるトランス一次電流の高調波低減を担う。トランスの二次巻線を 2 つに分割し、各々を異なるコアに巻いて直列接続することで、各セルの入力電圧及び電流の位相を 20 度ずつ移相する。ここで、20 度移相を実現する巻数比 x, y は次式で表される。

$$x = \frac{\sin \pi/9}{\sin 2\pi/3} \dots\dots\dots(1)$$

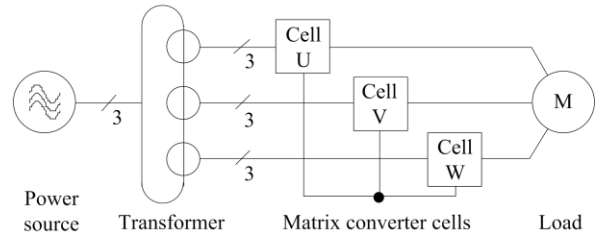
$$y = \frac{\sin 2\pi/9}{\sin 2\pi/3} \dots\dots\dots(2)$$

セルが三相-単相マトリクスコンバータで構成されるため、各セルの入力電流は出力周波数の単相脈動を含む。しかし、トランスの移相により単相脈動が相殺され、トランス一次電流は正弦波となる。

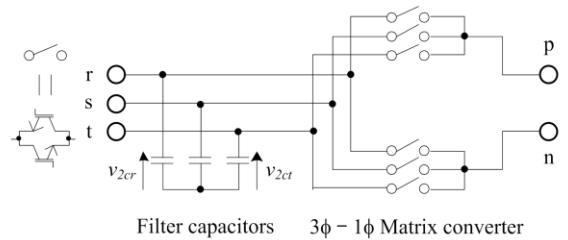
〈2・2〉 共振の原理

マトリクスコンバータは出力電流をチョッピングして入力電流を制御するため、入力電流は PWM 波形となる。従って、電源高調波低減のためにセルの入力に LC フィルタが必要となる。多重マトリクスコンバータの場合、入力フィルタリアクトルはトランスの漏れインダクタンスを利用できるため、追加素子はキャパシタのみでよい。しかし、一般的なマトリクスコンバータシステムとは異なり、多重マトリクスコンバータはトランス漏れインダクタンスに並列にダンピング抵抗を接続できないので、LC 共振が発生し、入力電流ひずみが増加する。

図 3 に入力フィルタの一相分等価回路を示す。ここで、 L_l は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_{mc} は定常的な電力に相当する負荷抵抗である。先に述べた共振は、マトリクスコンバータを定電力駆動したときに現れる等価負性抵抗によって発生する。出力電力 P_{mc} を一定としてマトリクスコンバータを駆動した場合、フィルタ出力電流 (マトリクスコンバータセルの入力電流) i_{mc} は次式で表される。



(a) System configuration of the multiplexed matrix converter.



(b) Configuration of matrix converter cells.

Fig. 1. A multiplexed matrix converter.

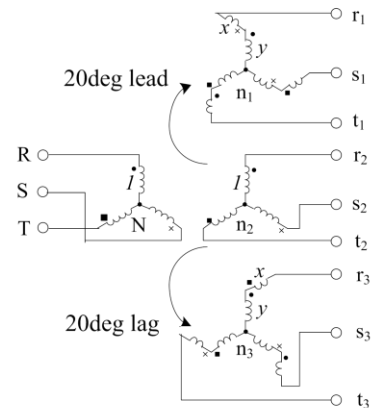


Fig. 2. Connection diagram of a transformer in the multiplexed matrix converter.

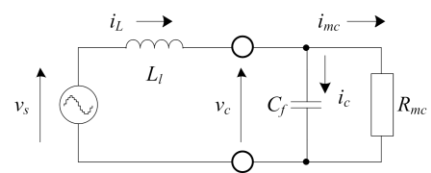


Fig. 3. An equivalent circuit of an input filter.

$$i_{mc} = \frac{P_{mc}}{v_c} \dots\dots\dots(3)$$

(3)式は非線形方程式なので、線形近似を行う。 i_{mcs}, v_{cs}, P_{mc} を定常成分と微小変化成分で表して(3)式を展開すると(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。微小変化分同士の積は、定常値に比べ十分小さいので、無視できる。

$$P_{mcs} + \Delta P_{mc} = v_{cs} i_{mcs} + \Delta v_c i_{mcs} + v_{cs} \Delta i_{mc} \dots\dots\dots(4)$$

このとき、マトリクスコンバータセルの入力電流の定常

成分と微小変化成分は次式で表される。

$$i_{mcs} = \frac{P_{mcs}}{v_{cs}} = \frac{1}{R_{mc}} v_{cs} \dots\dots\dots (5)$$

$$\Delta i_{mc} = \frac{\Delta P_{mc} - \Delta v_c i_{mcs}}{v_{cs}} \dots\dots\dots (6)$$

ここでは定電力負荷を想定するので、(6)式の ΔP_{mc} を0とすると次式が得られる。

$$\Delta i_{mc} = -\frac{i_{mcs}}{v_{cs}} \Delta v_c = -\frac{1}{R_{mc}} \Delta v_c \dots\dots\dots (7)$$

(7)式はキャパシタ電圧の変化に対するマトリックスコンバータセルの入力電流の変化を表しており、 Δv_c の係数が負であることから、負性抵抗が現れることを示唆している。負性抵抗は、 v_c の変動を助長するように i_{mc} を変化させるため、不安定化の原因となる。

図4に定電力負荷における入力フィルタのブロック図を示す。 $H_1(s)$ と $H_2(s)$ はそれぞれLPF (Low Pass Filter) とHPF (High Pass Filter) の特性を持ち、次式で定義する。

$$H_1(s) + H_2(s) = 1 \dots\dots\dots (8)$$

マトリックスコンバータセルは、入出力の瞬時電力を一致させるように入力電流を制御するため、定電力負荷時には入力側に等価負性抵抗が現れる。図4の入力電流のリプル成分 Δi_{mc} に着目すると、負性抵抗ゲイン $-1/R_{mc}$ によってフィードバックループが正帰還となり、システムが不安定となる。この負性抵抗による共振を抑制するためには、ダンピング抵抗を接続する方法、もしくはダンピング制御をマトリックスコンバータに導入して制御的に負性抵抗を相殺する方法のいずれかを選択する⁽⁸⁾。

3. 入力側にダンピング制御を施した場合

〈3・1〉 制御法

一般的な共振抑制法は、ダンピングファクタを0.2～0.4程度で設計した抵抗をフィルタリアクトルに並列接続する方法である。しかし、多重マトリックスコンバータの場合、トランスの漏れインダクタンスには並列にダンピング抵抗を接続できない。ダンピング抵抗をフィルタコンデンサに直列接続する方法も考えられるが、リアクトルに並列接続する方法に比べダンピング抵抗での損失が増加する。なお、トランスの巻線抵抗にダンピング効果を期待できるが、巻線抵抗だけでは抵抗値が小さく不十分である。従って、多重マトリックスコンバータの場合、マトリックスコンバータセルに共振を抑制する制御を導入し、制御的に共振の原因である負性抵抗を相殺する必要がある。

図5に共振を抑制するため、入力側にダンピング制御を適用した場合のブロック図を示す。まず、フィルタキャパシタ電圧 v_{2cr} 、 v_{2cl} を検出して回転座標変換し、HPFを通して共振周波数成分のみを抽出する。なお、このHPFは図4の

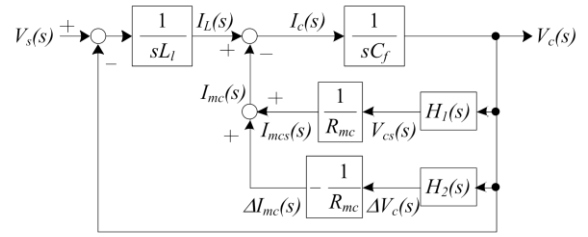


Fig. 4. Block diagram of an input filter at constant load.

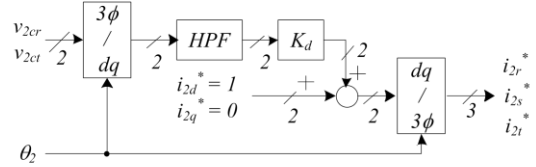


Fig. 5. Control block diagram of the damping control on the input stage.

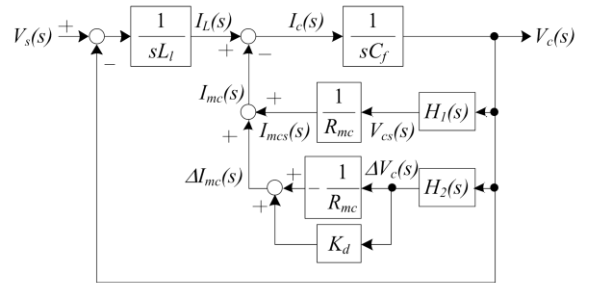


Fig. 6 Block diagram of an input filter with the input damping control.

$H_2(s)$ に相当し、回転座標上では基本波成分が直流となるため、HPFのカットオフ周波数は低くて良い。次に、抽出した共振周波数成分にダンピングゲイン K_d を乗算し、入力電流指令値 i_{2d}^* 、 i_{2q}^* に重畳して、マトリックスコンバータセルの入力電流指令値とする。

図6に入力側の制御にダンピング制御を適用した時の入力フィルタブロック図を示す。入力側に導入するダンピング制御によって、フィルタキャパシタ電圧リプル成分 Δv_c のフィードバックに、新たにダンピングゲイン K_d のループが追加される。従って、 K_d を $1/R_{mc}$ より大きくすることで、 Δi_{mc} のフィードバックが負帰還となる。その結果、入力側ダンピング制御が等価負性抵抗を制御的に相殺し、フィルタ共振を抑制できる。

図7に入力側の制御にダンピング制御を適用したときの構成図を示す。入力側ダンピング制御の座標変換の角度は、電源電圧角度をPLLでロックし、図2に示したトランス移相角度を加算することで得られる。また、定電力負荷を模擬するため、負荷をRL負荷とし、負荷電流にACR (Auto Current Regulator) をかける。マトリックスコンバータセルは出力相電圧を制御するため、負荷電流ACRの出力は各セルに割り振られる。

〈3・2〉 シミュレーション結果

表1に入力側にダンピング制御を適用したときのシミュレーション条件を示す。本シミュレーションでは200V, 3kW

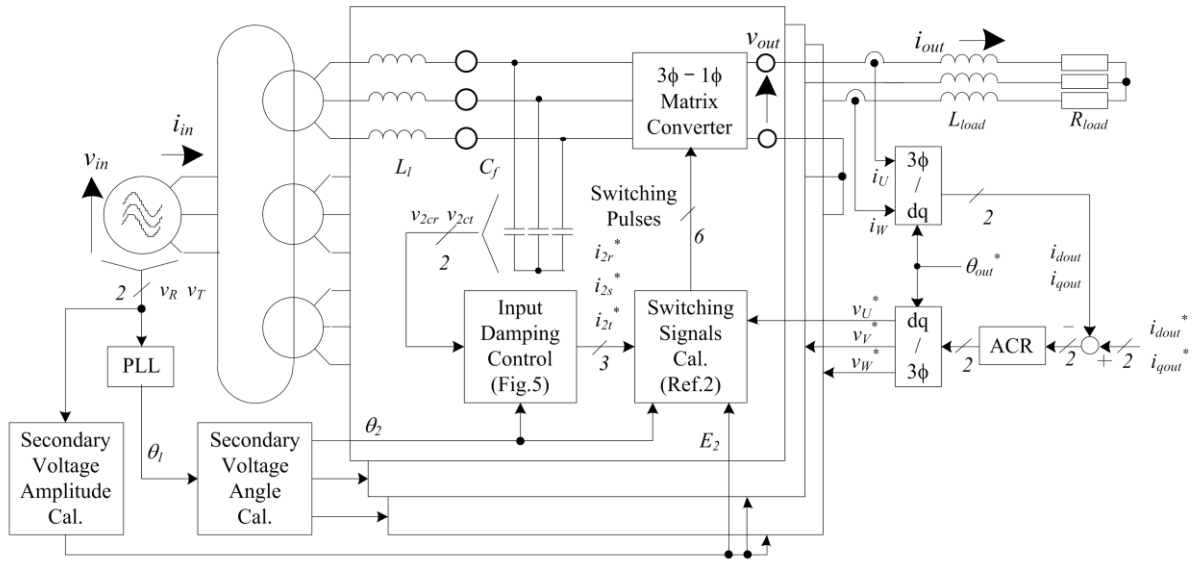


Fig. 7. Configuration diagram of the input damping control.

システムを想定している。

図 8 に入力側制御にダンピング制御を導入した入出力波形を示す。(a)がダンピング制御なしの結果で、(b)が入力側にダンピング制御を導入した結果である。負性抵抗による共振を発生させるため、 $t = 0.1s$ で負荷電流指令値 0.5 p.u.をステップ入力する。図 8 (a)では、負荷電流ステップを与えると入力電流共振が発生し、不安定となる。さらに、共振が出力電圧電流波形にも悪影響を及ぼす。一方、(b)では負荷電流ステップを与えても定常状態の入力電流は安定した正弦波となる。さらに、出力電圧電流も良好な正弦波となる。(b)の 40 次までの入力電流 THD (Total Harmonic Distortion) を測定すると 2.38 %となり、良好な入力電流波形が得られる。

図 9 に入力側にダンピング制御を導入した際の入出力 dq 軸電流を示す。(a)がダンピング制御なしの結果で、(b)が入力側にダンピング制御を導入した結果である。ダンピング制御を導入しない場合、出力電流も共振の悪影響を受け、ACR のみでは共振リプル成分を補償しきれない。一方、入力側にダンピング制御を導入した結果、出力電流に共振リプルは現れず、出力電流は指令値に追従する。この時、出力 d 軸電流のオーバーシュートは 11.6 %、最終値の $\pm 3\%$ 以内に実電流が収束する整定時間は 19.4 ms となる。以上の結果より、入力側へダンピング制御を施すことで多重マトリックスコンバータのフィルタ共振を抑制し、入力電流を安定化できる。

4. 出力側にダンピング制御を施した場合

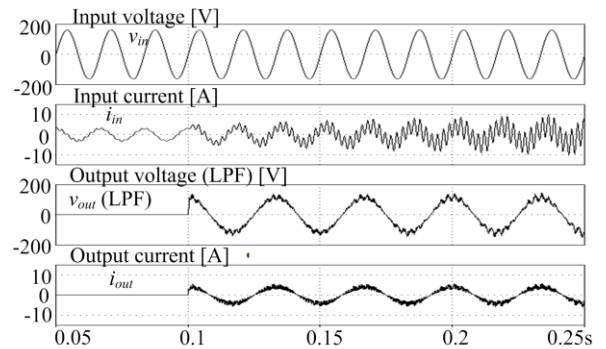
〈4.1〉 制御法

3.2 節にて、入力側へのダンピング制御導入が多重マトリックスコンバータのフィルタ共振抑制に有用であることを示した。本節では、ダンピング制御を出力側に移行し、負荷電流 ACR と統合した制御について検討する。

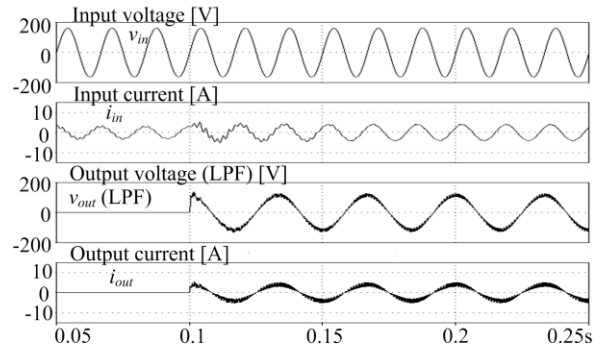
図 5 に示す入力側でのダンピング制御には 2 つ問題点が

Table 1. Parameters of the input damping control.

Input voltage	200 V	Output frequency	30 Hz
Input frequency	60 Hz	Load resistance	95 %
Trans. turn ratio	1	Load inductance	5 %
Rated power	3 kW	ACR natural frequency	600Hz
Leakage inductance	6.78 %	Load current command	0.5 pu
Filter capacitor	24.2 %	Damping gain	1.1 pu
Carrier frequency	4 kHz	Damping HPF cut off frequency	10 Hz
Commutation	ideal		



(a) Without the input damping control.



(b) With the input damping control.

Fig. 8. Input and Output waveforms with simulation.

ある。一つ目は、入力側と出力側の制御の干渉である。ベクトル制御で出力電流を制御する場合、出力電流応答の高速化が求められる。しかし、入力側にダンピング制御を適用する場合、高周波領域でのシステムの感度を下げているので、相反する設計となり、入出力制御のゲイン調整が難しい。この結果、出力側の電流制御器や入力側のダンピング制御のゲイン設計が複雑になる。

二つ目は、振動分を検出するため、各セルに高速の電圧センサが必要になることである。入力側のダンピング制御は全てのセルのフィルタキャパシタ電圧を検出して制御するため、電圧センサやCPUのコストが増加する。負荷電力の大容量化に連れてセル数が増加することを考慮すれば、セル数に依存しない共振抑制制御が求められる。

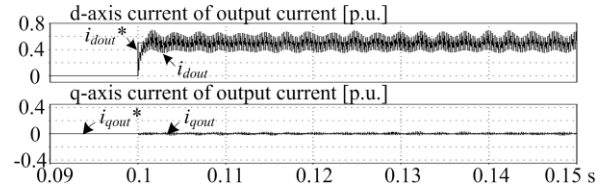
一般的なモータドライブシステムのベクトル制御では、負荷電流をフィードバックする。負荷電流センサの数はセル数に依存せず、また一括で検出するため、図5の入力側のダンピング制御と比べ負荷電流を用いたダンピング制御の方がコスト面で有利である。従って、マトリックスコンバータセルの出力電圧制御にダンピング制御を統合した方がよい。

このことは次のようにも説明できる。マトリックスコンバータはエネルギーバッファを持たないため、入力フィルタ共振ひずみは出力側に悪影響を及ぼす。しかし、換言すれば、出力側で共振ひずみをダンピングすることで、結果的に入力共振を抑制できる。また、出力電流制御にダンピング制御を統合することで、セルの入力側をオープンループで制御できる。従って、入出力制御が非干渉化されるので、ダンピング制御と出力電流制御のゲイン調整を簡単化できる。

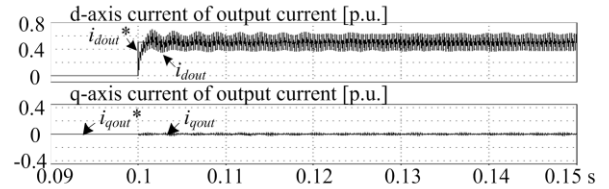
図10に出力側へダンピング制御を適用した従来制御のブロック図を示す⁹⁾。図10は、共振を抑制するダンピング制御とベクトル制御を想定した出力電流PI制御を組み合わせたブロック図となる。この制御を適用することで、共振抑制と出力電流制御を同時に実現できるが、PI制御と直列にLPFが入っているため、基本波の電流応答が制限される。

図11に提案する出力側へダンピング制御を適用した場合の制御ブロック図を示す。図11の特徴は、電流制御のメインパスにLPFを用いずに共振抑制と出力電流制御を同時に実現する点にある。まず、HPFで共振に起因する出力電流の高調波成分を抽出する。ここで、HPFのカットオフ周波数は、出力電流の基本波成分が回転座標変換によって直流となるため、入力側へダンピング制御を適用した場合と同様に十分低い周波数で良い。次に、抽出した高調波成分にダンピングゲインを乗算し、出力電流指令値に重畳する。また、出力電流制御はダンピング制御量の加算によって得られた指令値 i_{dout}^{**} , i_{qout}^{**} と実電流 i_{dout} , i_{qout} の偏差に対してPI制御をかける。以上の制御で、基本波周波数に対する応答を下げることなくフィルタ共振抑制と出力電流制御を同時に実現できる。

出力側へダンピング制御を適用する場合のシステム構成



(a) Without the input damping control.



(b) With the input damping control.

Fig. 9. dq-axis current with the input damping control.

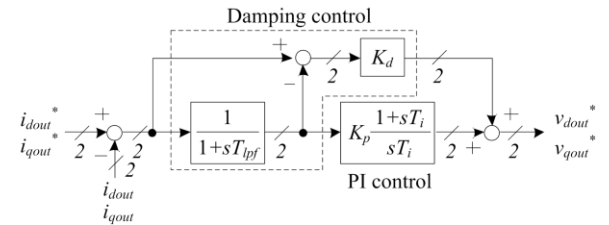


Fig. 10 Control block diagram of the conventional output damping control.

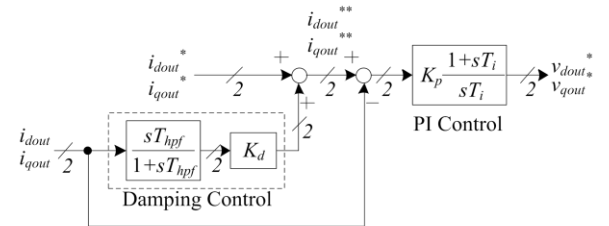


Fig. 11. Control block diagram of the proposed output damping control.

において、図11の制御ブロックは図7のACRに相当する。この時、入力ダンピング制御は適用せず、マトリックスコンバータセルの入力電流制御をオープンループとする。

〈4・2〉 シミュレーション結果

出力側へダンピング制御を適用した場合のシミュレーション条件は表1とほぼ同一である。ただし、ダンピングゲインを0.5 p.u.、ダンピングHPFのカットオフ周波数を30 Hzに変更する。

図12に提案する出力側へのダンピング制御を導入した場合の入出力波形を示す。負性抵抗による共振を発生させるため、入力側へダンピング制御を適用した場合と同様に $t = 0.1$ s で負荷電流指令値 0.5 p.u. をステップ入力する。図12より、出力側にダンピング制御を導入した場合、定常状態での入力電流波形が正弦波となる。図12の入力電流の40次までのTHDを測定すると1.09%となり、良好な波形が得られる。以上の結果より、提案する出力側のダンピング制

御も、入力側へダンピング制御を適用した場合と同様に多重マトリックスコンバータのフィルタ共振を抑制し、入力電流を安定化できる。

図 13 に出力側へダンピング制御を導入した際の出力 dq 軸電流を示す。このとき、従来法および提案法のフィルタカットオフ周波数は 30 Hz で統一し、ダンピングゲインは安定な波形が得られる 0.5 p.u. に設定した。(a)が従来法の結果で、(b)が提案法の結果である。出力側にダンピング制御を適用することで、従来法、提案法ともにステップ指令を入力しても定常状態では共振による振動が発生せず、d 軸電流は指令値に追従する。この時、従来制御の出力 d 軸電流のオーバーシュートは 54.0 %、整定時間は 75.1 ms となる。一方、提案法の出力 d 軸電流のオーバーシュートは 104.2 %、整定時間は 23.5 ms となる。制御系に LPF を使用していないため、従来法に比べオーバーシュートは提案法の方が増大するが、整定時間は 69.4 % も短縮される。一方、入力側へダンピング制御を適用した場合と出力側に提案ダンピング制御を適用した場合の整定時間を比較すると、それぞれ 19.4 ms および 23.5 ms となり、提案法は入力側へダンピング制御を適用した場合と同等の性能が得られる。従って、提案する出力側ダンピング制御は基本波に対する応答性能を損なうことなく共振を抑制できる。なお、提案する出力側のダンピング制御はオーバーシュートが入力側ダンピング制御及び従来法よりも大幅に大きくなるが、これは提案法のステップ入力直後において、ダンピング制御の出力を重畳した出力電流指令値 i_{dout}^{**} , i_{qout}^{**} が振動的になるためである。

5. 結論

本論文では、多重マトリックスコンバータにおける入力電流安定化制御を検討した。まず、マトリックスコンバータの多重化における問題点が定電力負荷時の等価負性抵抗にあることを明らかにし、等価負性抵抗によって共振が発生する原理を明らかにした。次に、共振の解決策として、マトリックスコンバータセルの入力側もしくは出力側にダンピング制御を適用し、シミュレーションによってその有用性を検証した。シミュレーション結果より、ダンピング制御を適用しない場合は負荷電流指令値ステップと同時に共振が発生し、入力電流に持続振動が重畳する。一方、入力側もしくは出力側にダンピング制御を適用する場合、負荷電流指令値入力後、定常状態では入力電流は安定な正弦波となり、それぞれの制御法における入力電流 THD は 2.38 % および 1.09 % が得られる。従って、検討した入力側及び出力側制御に適用するダンピング制御は、多重マトリックスコンバータの入力電流安定化に有用である。さらに、出力側へダンピング制御を適用した場合において従来法と提案法を比較し、出力電流制御系に LPF を使用しないことで整定時間を 69.4 % 短縮できることを確認した。

今後は、検討したダンピング制御の実機検証を行う予定である。

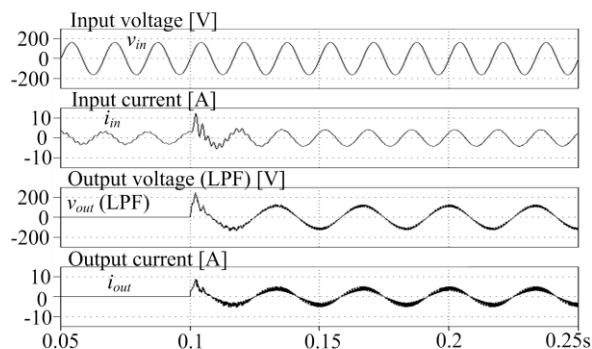
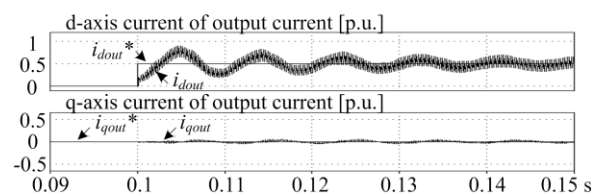
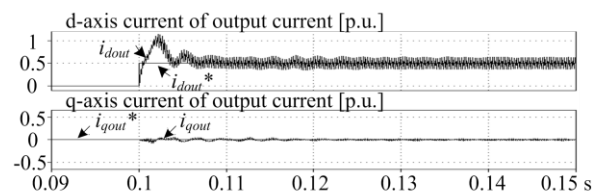


Fig. 12. Simulation waveforms with the proposed output damping control.



(a) Conventional control.



(b) Proposed control.

Fig. 13. dq-axis currents with the output damping control.

文 献

- (1) 電気学会 半導体電力変換方式調査専門委員会編:「半導体電力変換回路」, 電気学会 (2007)
- (2) J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi, K. Kuroki and E. Yamada: "VVVF On-line Control of Matrix Converter", IEEJ Trans., Vol.116-D, No.6, pp.644-651 (1996)
- (3) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka and N. Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method" IEEJ Vol.124-D No.5 (2004)
- (4) T. Takeshita and H. Shimada: "Matrix Converter Control Using Direct AC/AC Conversion Approach to Reduce Output Voltage Harmonics", IEEJ Trans., Vol.126-D, No.6, pp.778-787 (2006)
- (5) Y. Tadano, S. Hamada, S. Urushibata, M. Nomura, Y. Sato and M. Ishida: "A Space Vector Modulation Scheme for Matrix Converter that Gives Top Priority to the Improvement of the Output Control Performance", IEEJ Trans., Vol.128-D, No.5, pp.631-641 (2008)
- (6) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare and L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review" IEEE Trans. on Industry Electronics Vol.49, No.2, pp.274-288, (2002)
- (7) J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round and H. Ertl: "Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters" IEEE Trans. On Power Electronics, Vol.22, No.5, pp.1649-1661, (2007)
- (8) J. Haruna and J. Itoh: "Control Strategy of a Matrix Converter with a Generator as Input", IEEJ Trans., Vol.129-D, No.5, pp.428-489 (2009)
- (9) J. Haruna and J. Itoh: "A Consideration about Combination of Input / Output Control for a Matrix Converter using Generator and Motor", SPC-10-090, (2010)