
系統連系用マトリックスコンバータにおける
アクティブインピーダンスを用いた
動作の安定化に関する研究

高橋 広樹

2016 年 2 月

目次

目次.....	i
図目次.....	v
表目次.....	x
第1章 序論	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究目的.....	13
1.2.1 フィルタ共振抑制.....	13
1.2.2 瞬低時の運転継続.....	15
1.3 論文概要.....	17
参考文献	20
第2章 系統連系用マトリックスコンバータの安定化手法	23
2.1 緒論	23
2.2 BTB システムとマトリックスコンバータの回路構成	24
2.3 フィルタ共振の抑制技術.....	29
2.3.1 フィルタの設計制約とダンピング抵抗.....	32
2.3.2 DC-DC コンバータにおける安定化技術.....	35
2.3.3 モータドライブ用インバータにおける安定化技術	41
2.3.4 電流形整流器におけるフィルタ共振抑制技術	43
2.3.5 マトリックスコンバータにおけるフィルタ共振抑制技術	48
2.3.6 ダンピング制御におけるトレードオフ関係.....	55

目次

2.4 瞬低に対する FRT 技術.....	57
2.4.1 瞬低中の連系用変換器への要求.....	57
2.4.2 瞬低がマトリックスコンバータに与える影響	62
2.4.3 マトリックスコンバータの FRT 制御	64
2.5 アクティブインピーダンス動作による安定化制御	76
2.6 本研究の位置づけ	81
2.7 結論	86
参考文献	88
第3章 アクティブインピーダンスによるフィルタ共振抑制制御とその設計法.....	97
3.1 緒論	97
3.2 システム構成.....	100
3.3 マトリックスコンバータのブロックモデル.....	103
3.3.1 デューティの空間ベクトルを用いたモデリング	103
3.3.2 線形化した空間ベクトルモデルの妥当性検証	107
3.4 入力アドミタンスの周波数特性に基づいたフィルタ共振の抑制原理.....	109
3.5 出力電流制御系の周波数特性を用いたパラメータ設計	112
3.5.1 指令値フィルタの設計	112
3.5.2 設計フローチャート.....	115
3.5.3 ボード線図を用いた従来法との比較	120
3.6 実験結果.....	123
3.7 ゲイン特性誤差の要因と設計上の留意点	131
3.7.1 ゲイン誤差要因の特定	131
3.7.2 誤差による問題点とその対策.....	133
3.8 結論	136
参考文献	137
第4章 フィルタ共振を抑制するダンピング制御の多重マトリックスコンバータへの適用 ...	139
4.1 緒論	139
4.2 多重マトリックスコンバータの等価モデル.....	140

4.3 多重マトリックスコンバータの共振抑制制御.....	142
4.3.1 入力電流制御に統合した従来のダンピング制御	142
4.3.2 アクティブインピーダンス動作を実現するダンピング制御	144
4.4 シミュレーション結果.....	148
4.4.1 3セルモデルのシミュレーション結果	150
4.4.2 9セルモデルのシミュレーション結果	150
4.5 実験結果.....	154
4.5.1 入出力波形	154
4.5.2 トランス一次電流 THD による従来法と提案法の比較	159
4.6 結論	163
参考文献	164
第5章 アクティブインピーダンスによるマトリックスコンバータの FRT 制御	165
5.1 緒論	165
5.2 回路構成.....	166
5.3 アクティブインピーダンス動作による FRT の制御原理.....	167
5.4 瞬低時の動作モードと時分割制御.....	169
5.4.1 インダイレクトマトリックスコンバータによる検討.....	169
5.4.2 VSI の動作モード.....	171
5.4.3 発電機トルク制御の原理	173
5.4.4 直流リンク電流制御の原理	175
5.4.5 瞬低時の変調ブロック図	177
5.5 瞬低時のフィードバック制御	178
5.6 シミュレーション結果.....	180
5.7 実験結果.....	183
5.8 多重マトリックスコンバータへの適用に関する基礎検討.....	189
5.8.1 回路構成.....	189
5.8.2 制御ブロック図.....	191
5.8.3 実験結果.....	192

目次

5.9 結論	194
参考文献	195
第 6 章 結論	197
6.1 本研究の成果.....	197
6.2 アクティブインピーダンス動作に関する結論.....	203
6.3 今後の課題.....	204
謝辞.....	207
論文目録	209

図目次

図 1.1	一次エネルギーの国内供給量及び電力化率の推移	2
図 1.2	世界の電力消費量の推移	2
図 1.3	世界の再生可能エネルギーの累積導入量予測	5
図 1.4	各国の再生可能エネルギーの累積導入予測	5
図 1.5	風力発電システムの構成	6
図 1.6	揚水式水力発電のしくみ	8
図 1.7	ループ状になった潮流経路のイメージ	9
図 1.8	系統連系用マトリックスコンバータに対する要求の特性要因図	12
図 1.9	論文概要	19
図 2.1	BTB システムとマトリックスコンバータの回路構成	26
図 2.2	多重インバータと多重マトリックスコンバータの回路構成	28
図 2.3	マトリックスコンバータの単相フィルタ等価回路	31
図 2.4	マトリックスコンバータの単相フィルタブロック図	31
図 2.5	ダンピング抵抗 R_d の接続方法	34
図 2.6	DC-DC コンバータを用いた POL システムの回路図	36
図 2.7	位相空間の例	36
図 2.8	V^2 制御ループを用いた安定化原理	38
図 2.9	ループキャンセレーションによる安定化制御	39
図 2.10	ダンピング制御を使用した降圧チョップパのシステム	40
図 2.11	NIRC を用いた安定化制御	42

図目次

図 2.12	3 ステップ法によるフィルタ振動抑制	44
図 2.13	回路パラメータから次サンプル点での操作量を演算する手法	45
図 2.14	CSR におけるダンピング制御	47
図 2.15	フィルタ共振を抑制する直接フィードバック制御	47
図 2.16	マトリックスコンバータの極配置の例	50
図 2.17	入力電流指令値にダンピング補償量を重畳する制御法の例	53
図 2.18	出力電圧指令値にダンピング補償量を重畳する制御法	54
図 2.19	マトリックスコンバータに適用した入力側ダンピング制御と出力側ダンピング制御の比較結果	56
図 2.20	発電システムにおける瞬低時の運転継続領域のイメージ図	58
図 2.21	風力発電システムにおける瞬低時の系統への無効電流注入規定	61
図 2.22	本研究で想定するフルコンバータ方式の風力発電システム	61
図 2.23	発電機のベクトル制御中に瞬低が発生した場合のシミュレーション結果	63
図 2.24	昇圧可能なマトリックスコンバータの回路図	65
図 2.25	ゲートブロックによる瞬低ライドスルーの結果	66
図 2.26	変調率を補正する方式	67
図 2.27	ゼロパワー制御による方式	68
図 2.28	スナバに 6in1 の IGBT モジュールを用いた方式	69
図 2.29	スナバキャパシタへの充電とゼロベクトルの切り替えによる方式	71
図 2.30	マトリックスコンバータの動作モードを全遮断，ゼロベクトル，アクティブベクトルとした誘導機負荷時の FRT 制御法	72
図 2.31	運転継続と系統無効電流制御を両立するマトリックスコンバータの FRT 制御	74
図 2.32	運転継続と系統無効電流制御，風力発電機のブレーキトルク制御を両立するマトリックスコンバータの FRT 制御	75
図 2.33	マトリックスコンバータにおけるアクティブインピーダンス動作の概念図	77
図 2.34	アクティブインピーダンスによるフィルタ共振の抑制原理	78
図 2.35	アクティブインピーダンスによる瞬低中の安定化原理	80
図 2.36	本研究の位置付け	82

図 2.37	フィルタ共振抑制における提案法の位置付け.....	83
図 2.38	FRT における提案法の位置付け.....	85
図 3.1	アクティブインピーダンス動作を実現する安定化制御の特徴.....	99
図 3.2	出力電流制御にダンピング制御を統合したマトリックスコンバータのシステムブロック図.....	102
図 3.3	本章で検討するシステムブロック図	102
図 3.4	デューティの空間ベクトルに基づくマトリックスコンバータのシステムブロック図	105
図 3.5	微小変化成分に着目した図 3.4 の線形化ブロックモデル.....	106
図 3.6	線形化ブロックモデルと回路モデルにおけるオープンループ制御時のステップ応答	108
図 3.7	微小変化分に対するマトリックスコンバータの入力アドミタンス ($\Delta i_{in}/\Delta v_c$) の周波数特性.....	111
図 3.8	出力電流制御系の $\Delta i_{out_LPF}^*$ から Δi_{out} までの近似モデル	114
図 3.9	線形化モデルと近似モデルにおける $\Delta i_{out_LPF}^*$ から Δi_{out} までのゲイン特性.....	114
図 3.10	図 3.8 の近似モデルに指令値フィルタ $F(s)$ とダンピング制御を追加した出力電流制御系.....	114
図 3.11	設計フローチャート.....	118
図 3.12	ダンピング制御を導入しない場合の電流制御系の一巡周波数応答.....	119
図 3.13	従来法と提案法で設計した電流制御系のナイキスト線図.....	121
図 3.14	従来法と提案法で設計した出力電流制御系の閉ループ周波数応答.....	122
図 3.15	ダンピング制御を導入しない時のマトリックスコンバータの各部波形	126
図 3.16	ダンピング制御を導入したマトリックスコンバータの入出力波形.....	127
図 3.17	入力電流の高調波解析結果.....	128
図 3.18	出力 dq 軸電流のステップ応答波形	129
図 3.19	出力電流制御系の閉ループ周波数特性.....	130
図 3.20	離散化と電圧転流を考慮したマトリックスコンバータの回路モデル.....	132
図 3.21	通常の電流制御系を離散化したブロック図.....	135

図目次

図 3.22 図 3.21 の電流制御系のゲイン特性.....	135
図 4.1 本章で取り扱う多重マトリックスコンバータの回路図.....	141
図 4.2 三相－三相マトリックスコンバータを用いた図 4.1 の等価モデル.....	141
図 4.3 従来の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制御ブロック図	143
図 4.4 従来のダンピング制御を適用した際の入力フィルタ単相ブロック図.....	143
図 4.5 提案する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制御ブロック 図	145
図 4.6 多重マトリックスコンバータにおけるアクティブインピーダンス動作とダンピン グ制御の関係	146
図 4.7 多重マトリックスコンバータの入力アドミタンスの周波数特性.....	147
図 4.8 多重マトリックスコンバータの 3 セルモデルにおける入出力波形のシミュレーシ ョン結果.....	151
図 4.9 IPM モータの過渡応答波形のシミュレーション結果.....	152
図 4.10 多重マトリックスコンバータの 9 セルモデルにおける入出力波形のシミュレーシ ョン結果.....	153
図 4.11 3 セル多重マトリックスコンバータの入出力波形の実験結果	156
図 4.12 トランス一次電流の高調波解析結果	157
図 4.13 マトリックスコンバータセルの入出力波形の実験結果.....	158
図 4.14 出力電力に対するトランス一次電流 THD 特性.....	161
図 4.15 トランス漏れインダクタンスに対するトランス一次電流 THD 特性	161
図 4.16 従来のダンピング制御の入力電流指令値を変化させた時のトランス一次電流 THD 特性 (シミュレーション結果, 電源インピーダンス 11.8%)	162
図 5.1 FRT に対応する系統連系用マトリックスコンバータの回路構成.....	166
図 5.2 発電システム用マトリックスコンバータの FRT 制御に必要なアクティブインピー ダンス動作	168
図 5.3 インダイレクトマトリックスコンバータの回路構成.....	170
図 5.4 VSI の動作モード.....	172

図 5.5	VSI の空間ベクトル図	172
図 5.6	スナバ導通モードと還流モードにおける IMC の等価回路	174
図 5.7	直流リンク導通モードでベクトル V1 を選択した時の電流経路	176
図 5.8	瞬低に対応する IMC の変調ブロック図	177
図 5.9	瞬低時に導入するスナバ電圧制御と発電機電流振幅制御のブロック図	179
図 5.10	残電圧 0%におけるシミュレーション結果	182
図 5.11	マトリックスコンバータの各部波形	184
図 5.12	系統側の電圧電流波形	185
図 5.13	系統無効電流制御特性	187
図 5.14	スナバ電圧制御と発電機電流振幅制御の応答波形	188
図 5.15	発電機 dq 軸電流波形	188
図 5.16	一括型ブレーキ回路を備えたマトリックスコンバータの回路構成	190
図 5.17	一括型ブレーキ回路を備えたマトリックスコンバータの制御ブロック図	191
図 5.18	一括型ブレーキ回路を備えたマトリックスコンバータの系統電流波形	193
図 5.19	一括型ブレーキ回路を備えたマトリックスコンバータのスナバ電圧，ブレーキ電 圧，発電機 dq 軸電流の波形	193

表目次

表 1.1	系統の電力脈動を補償する蓄電デバイス.....	8
表 2.1	風力発電における欧米の FRT 要件.....	59
表 2.2	国内の瞬低に対する FRT 要件	60
表 2.3	FRT の特性比較表	84
表 3.1	マトリックスコンバータの回路パラメータ	107
表 3.2	オープンループ時の制御パラメータ	108
表 3.3	PI 制御パラメータ	110
表 3.4	ダンピング制御の設計パラメータ	121
表 4.1	入力アドミタンスの周波数特性を得るためのパラメータ（実験パラメータ）	146
表 4.2	シミュレーション条件.....	149
表 4.3	IPM モータパラメータ	149
表 5.1	直流リンク導通モードと還流モードで選択するベクトル	176
表 5.2	シミュレーション及び実験条件	181
表 5.3	フィードバック制御パラメータ	181
表 6.1	第 3 章から第 5 章で得られた結論のまとめ	202

第1章

序論

1.1 研究背景

戦後，世界各国のエネルギー使用量は増加の一途を辿っており，先進国を始め開発途上国もエネルギーを自在に使えるようになりつつある⁽¹⁾。このようなエネルギーの大量消費を背景に各国は著しい経済成長を遂げているが，地球温暖化や化石エネルギーの枯渇が大きな問題になっている。このため，1990年代から世界規模で地球温暖化の対策に関する会議が開かれ始め，特に1997年には先進国の温室効果ガス排出量について法的拘束力のある数値約束を各国毎に設定した京都議定書が議決された⁽²⁾。日本においては，京都議定書の目標値6%に対して5カ年平均で基準年比8.4%もの温室効果ガスを削減し，目標値を達成することができた⁽³⁾。しかし，2011年の東日本大震災を契機とした火力発電の増加により，石油，石炭，天然ガスといった化石燃料の消費量は依然増加傾向にある⁽¹⁾。

図1.1に一次エネルギー国内供給量及び電力化率の推移を示す⁽¹⁾。最終エネルギーに占める電力の割合を示す電力化率は2013年度で24.9%となり，40年前と比較して約2倍となっている。国内に供給されるエネルギーとともに電力化率も増加している現状を考えると，温室効果ガスや化石燃料の使用料削減には電気エネルギーの有効利用が重要な意味を持つ。同様に，図1.2に示す世界の電力消費量の推移を見ると，世界の消費電力量は年率3%から5%の増加となっており，このことから低炭素社会の実現のためには世界的な電力の省エネルギー化が急務であることが分かる。そのため，近年ではアプリケーションに応じて電力を高効率に変換するパワーエレクトロニクス的重要性が増している。

第1章 序論

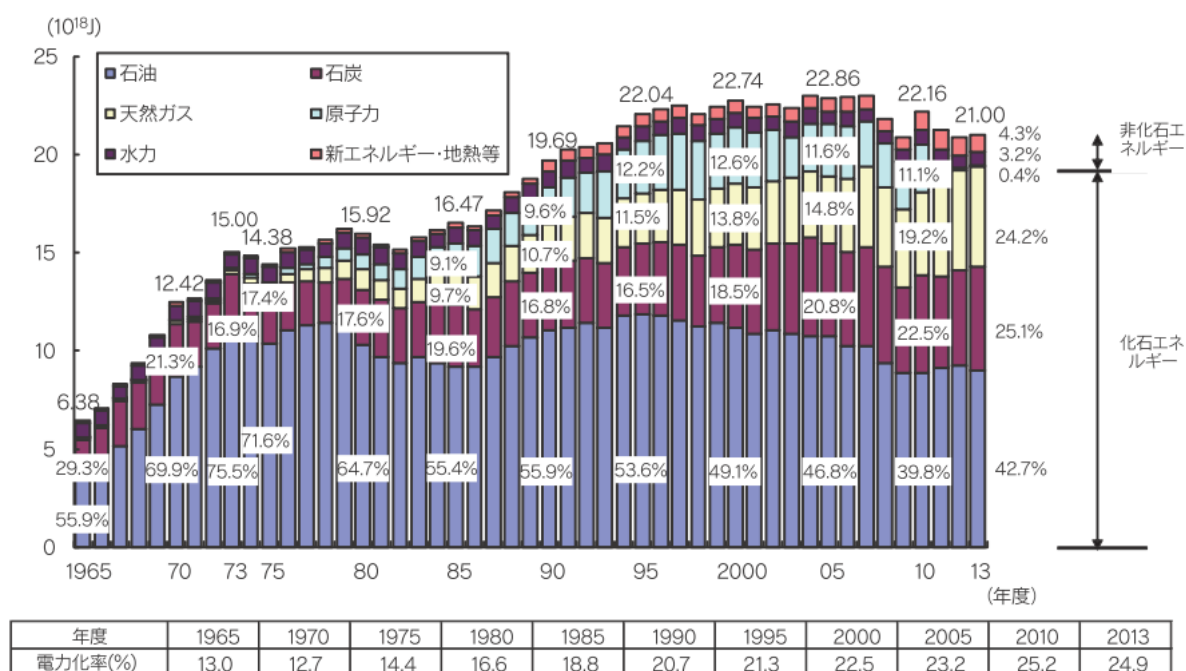


図 1.1 一次エネルギーの国内供給量及び電力化率の推移

(文献(1) 経済産業省・資源エネルギー庁: 「エネルギー白書 2015」より引用)

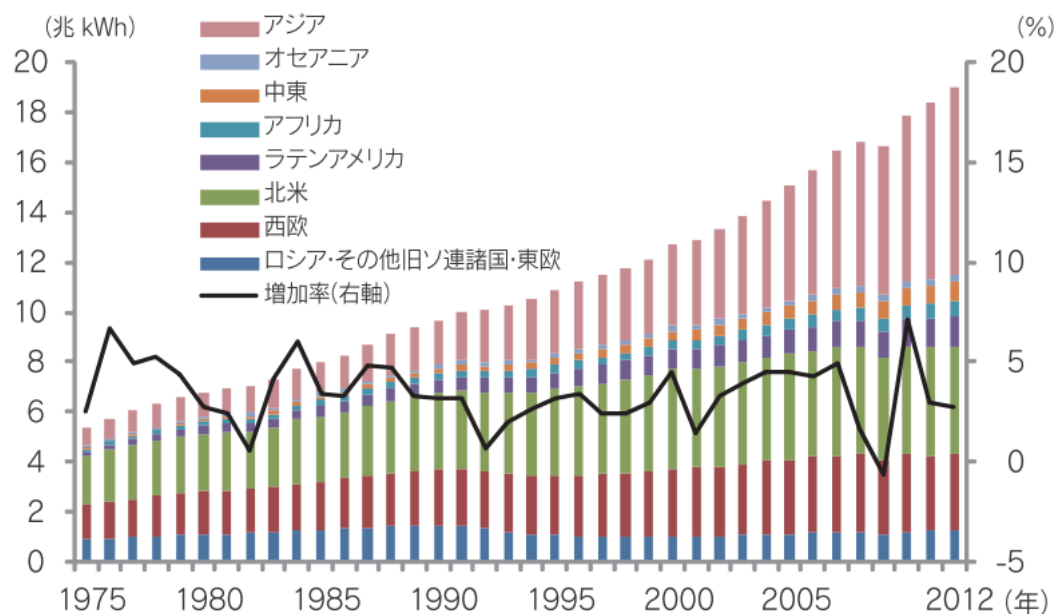


図 1.2 世界の電力消費量の推移

(文献(1) 経済産業省・資源エネルギー庁: 「エネルギー白書 2015」より引用)

パワーエレクトロニクスは半導体デバイスで構成される低損失かつ無接点のスイッチを高速にオン、オフすることで電力を変換・制御する技術である^(4,5)。パワーエレクトロニクスの歴史は1957年にアメリカのGeneral Electric社によって発売された半導体デバイスであるサイリスタから始まり、1973年にアメリカのNewellによって「電力」、「エレクトロニクス」、「制御」を融合させた新しい技術分野であると提唱された⁽⁶⁾。今日ではGTO (Gate turn-off thyristor)やIGBT (Insulated gate bipolar transistor), MOSFET (Metal oxide semiconductor field-effect transistor)などを使用した半導体電力変換装置が産業部門から交通、電力、家電民生まで幅広い分野で使用されている。さらに、最近ではEV (Electric vehicle) やHEV (Hybrid EV) といった自動車産業や、太陽光、風力発電といった再生可能エネルギー発電分野にもパワーエレクトロニクスが浸透し、重要な役割を担っている⁽⁷⁾。

特に、再生可能エネルギー発電については国家レベルのエネルギー政策に直結する技術分野であり、世界各国でその大量導入が検討されている^{(1), (8)}。例えば、アメリカの「New energy for America」計画では、再生可能エネルギー発電量を2025年までに全体の25%とする目標を発表している⁽⁸⁾。また、中国では「再生可能エネルギー発展第11次5カ年計画(2008)」で、2020年までに一次エネルギーに対する再生可能エネルギーの割合を15%に引き上げる目標を設定した⁽⁸⁾。さらに、再生可能エネルギーの技術開発が進んでいるEUでは、2020年までに電力、熱、運輸部門の最終エネルギー消費に占める再生可能エネルギーの割合を20%までに引き上げる「再生可能エネルギー指令」を2007年に採択している⁽⁸⁾。特にドイツでは、日本の東京電力福島第一原発事故以降、原子力発電に依存しないエネルギー政策を掲げており、再生可能エネルギー発電とエネルギー効率改善で原子力による発電電力を代替し、2022年までに全ての原子炉を閉鎖する法律が施行された⁽¹⁾。日本においても、2010年6月に政府が定めた現行のエネルギー基本計画では、2030年に向けた目標として再生可能エネルギーを1990年比で約1割から2割に増加させることが見込まれていた⁽⁸⁾。しかし、東京電力福島第一原発事故を受けて2012年に実施された政府のエネルギー・環境会議では、再生可能エネルギーといったグリーンエネルギーの導入を最大限に引き上げるという方針に切り替えられた。このように、世界各国で再生可能エネルギーの役割がより一層重要となっている。

図1.3にIEA (International Energy Agency)による世界の再生可能エネルギーの累積導入量

予測を示し、図 1.4 に各国の累積導入量を示す⁽⁸⁾。今後 20 年間で世界の再生可能エネルギーは 2011 年に比べて約 5 倍になることが見込まれている。特に、再生可能エネルギーの中で最も導入が進められると予測されているのが風力発電である。日本では、立地の関係から風力発電よりも太陽光発電の導入数の方が多いが、24 時間発電可能な点や風の運動エネルギーから電気エネルギーへの変換効率が 30%から 40%と比較的高い点、キロワットあたりのコストの面から世界的には風力発電の大量導入が進められている⁽⁸⁻⁹⁾。

図 1.5 に風力発電システムの基本構成を示す。風力発電システムには風の運動エネルギーを電気エネルギーに変換する風車と、変換した電気エネルギーを系統に送電する AC-AC 電力変換器が必要になる。AC-AC 電力変換はパワーエレクトロニクスにおける電力変換形態の一種であり、図 1.5 のように発電機に応じて使い分けられる⁽¹⁰⁻¹¹⁾。以前は誘導発電機に始動時の突入電流を防ぐソフトスタータのみを設け、一定速度で誘導発電機を回転させる方式が用いられていた。この方式は、低コストで高い信頼性を有する特徴があるが、

- 1) 一定速度での運転になるので、低風速域における高効率運転が困難
- 2) 安定な系統にしか連系できない。
- 3) 突風による急峻なトルクが発生した時の機械ストレスを軽減する機構が必要

という欠点がある。従って、現在では AC-AC 電力変換器を用いながら風速に応じて風車を可変速運転する方式が一般的である。

一方、太陽光発電や風力発電といった再生可能エネルギー発電の大量導入には次の問題がある^{(8),(18)}。

- 1) 系統電力の需給バランスが崩れる（特に供給過多）ことによる系統周波数変動
- 2) 配電網内の逆潮流による連系点の電圧上昇
- 3) ループ配電網における計画外潮流
- 4) 系統事故時の単独運転と不要解列

従って、再生可能エネルギー発電を大量導入し、次世代の系統配電システムを構築するには上記の問題を解決する必要がある。そのため、これまでパワーエレクトロニクスと電力系統技術を融合させた解決法が提案されてきた⁽²⁵⁻²⁶⁾。

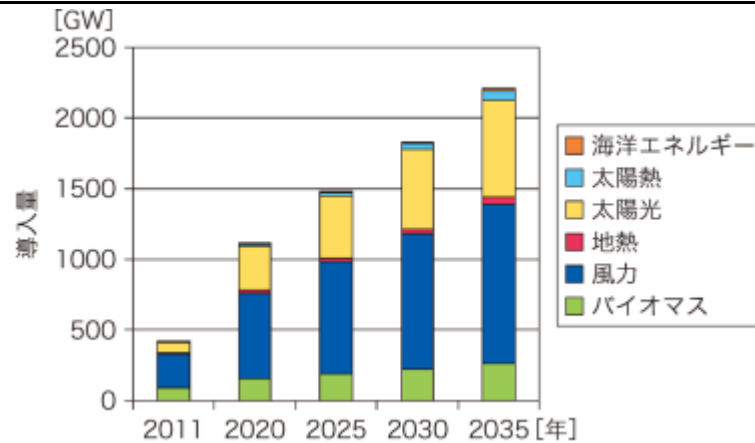


図 1.3 世界の再生可能エネルギーの累積導入量予測

(文献(8) 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構: 「NEDO 再生可能エネルギー技術白書 第2版」より引用)

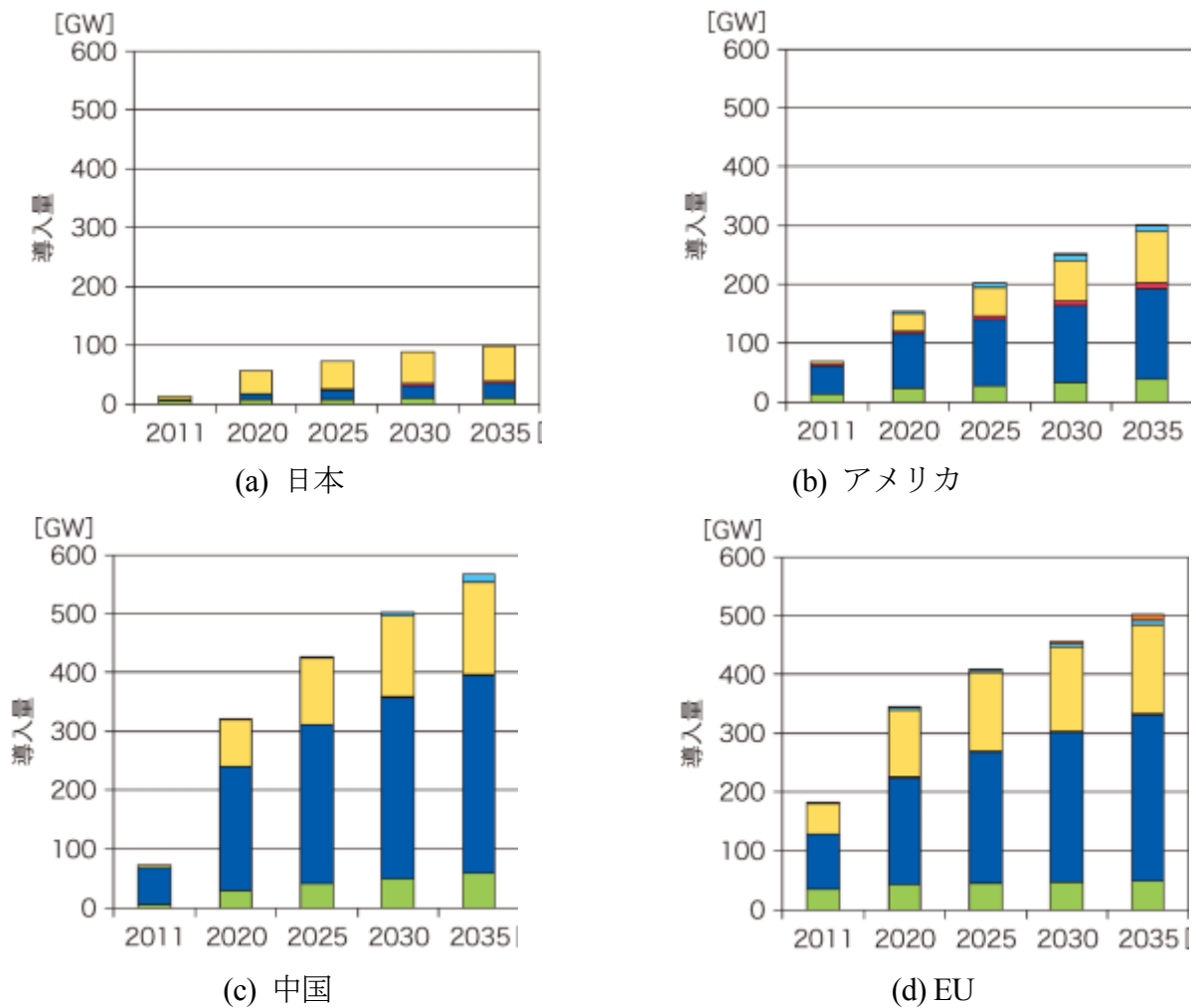
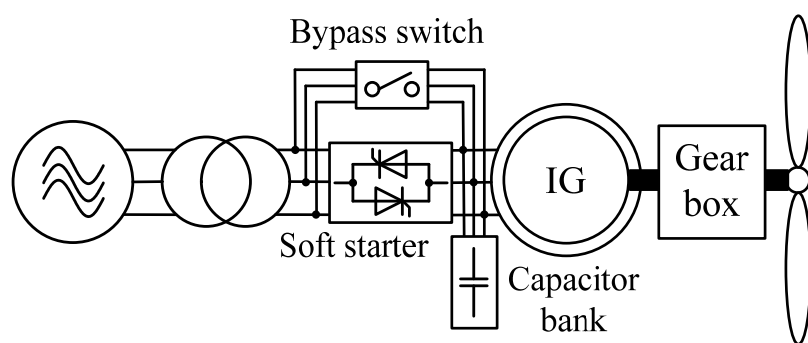
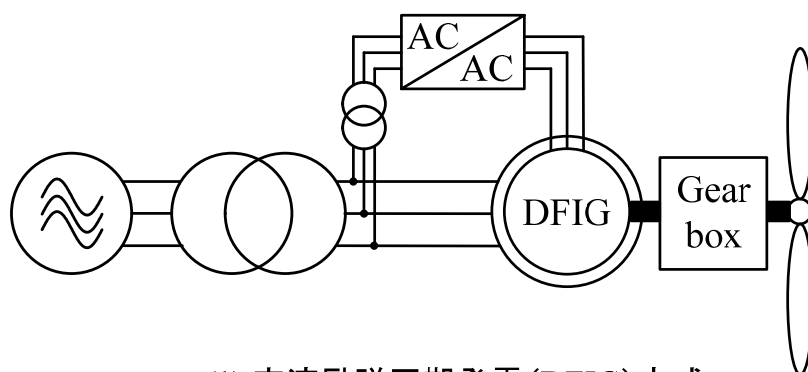


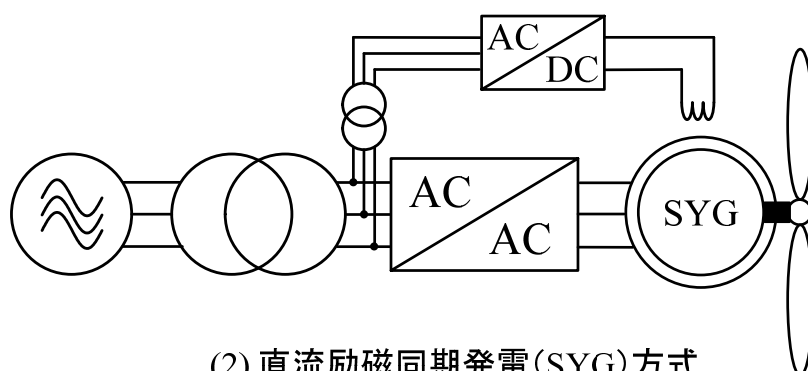
図 1.4 各国の再生可能エネルギーの累積導入予測 (文献(8) 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構: 「NEDO 再生可能エネルギー技術白書 第2版」より引用)



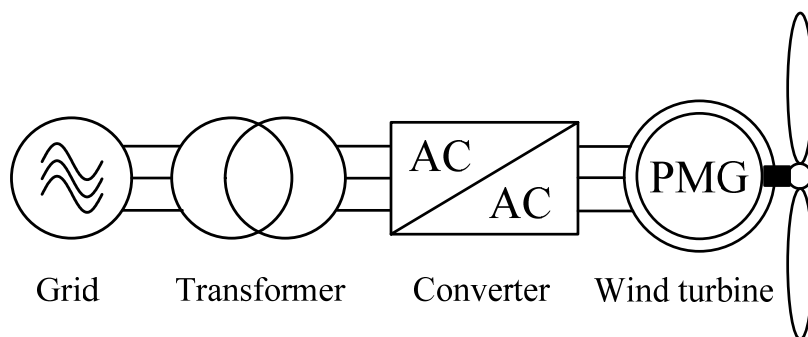
(a) 一定速駆動方式



(1) 交流励磁同期発電(DFIG)方式



(2) 直流励磁同期発電(SYG)方式



(3) 永久磁石同期発電(PMG)方式

(b) 可変速駆動方式

図 1.5 風力発電システムの構成

まず、太陽光発電や風力発電による発電電力は気候や天候、時間帯に左右されるため、電力会社は電力の需給バランスの調整をする必要がある。もし、このバランスが崩れると系統電圧の周波数が変動し、需要家側の電気機器の運転に影響を与える可能性がある。さらに、一定値以上に周波数が変動すると発電機の保護機能によって系統から発電機が解列し、大停電を引き起こす恐れがある。これを防ぐため、電力会社各社は主に火力発電や水力発電で需給調整を行っている。特に水力発電は火力発電よりも起動時間が短く、また出力変化速度も大きいため電力の需給バランスに適している。例えば、総発電電力量の95%が水力発電であるノルウェーでは、総発電電力量の20%に及ぶ大量の風力発電を導入したデンマークの受給調整を担っている。このように、水力発電は再生可能エネルギーの大量導入に不可欠な受給バランスであるが、中でも図1.6に示す揚水式水力発電（揚水発電）は高度の異なる2つの貯水池の間で水を上げ下げすることで、発電だけではなく水の位置エネルギーの形で蓄電することも可能である⁽¹²⁾。さらに、AC-AC電力変換器を用いて揚水発電機を可変速運転するシステムも提案されている⁽¹³⁾。この可変速方式では揚水運転時に入力電力を調整できるため、夜間や休日など電力需要の少ない時間帯における系統の安定化に大きく貢献している。なお、水力発電の可変速運転システムは揚水式のみではなく、水流の落差が大きくて従来の発電設備では対応が困難である比較的小さな既設ダムにも適用可能であり、ここでもAC-AC電力変換器が用いられる⁽¹⁴⁾。

一方、再生可能エネルギー発電によって発生する短周期の系統電力変動を抑制するため、表1.1のように蓄電池やキャパシタ、フライホイールといった蓄電デバイスとパワーエレクトロニクス機器を用いた電力平準化装置が開発されている⁽¹⁵⁾。これらの蓄電デバイスを用いることで数秒から数時間周期の電力変動を抑制できるため、蓄電池に関しては風力発電所や太陽光発電所に平準化装置が併設されるケースも多い⁽⁸⁾。また、キャパシタやフライホイールを用いた平準化装置の開発事例も報告されている⁽¹⁶⁻¹⁷⁾。ここで、蓄電池やキャパシタは直流電力を蓄電するデバイスなので、系統に接続するにはDC-AC電力変換器（インバータ）が必要になる。一方、フライホイールを用いた平準化装置ではフライホイールとモータが一体となっているため、モータを駆動するためにAC-AC電力変換器が使用される。このように、揚水発電や蓄電デバイスとパワーエレクトロニクスを融合させることで柔軟に系統電力の需給バランスを調整し、周波数変動を抑制することができる。

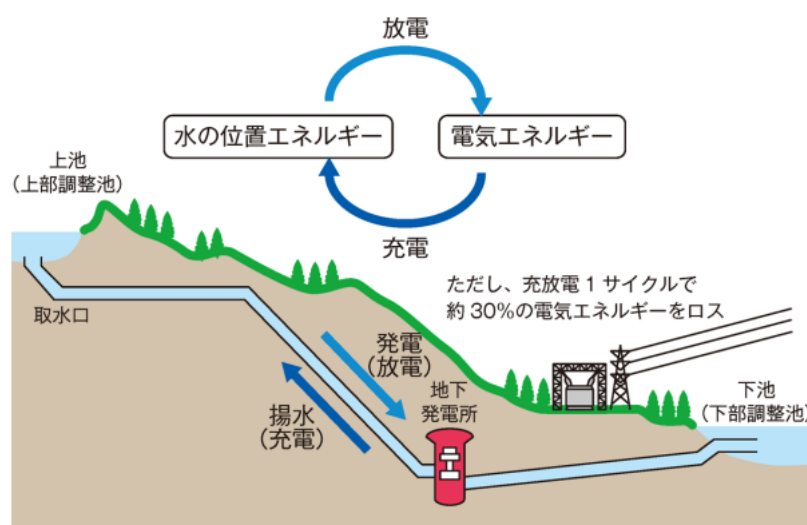


図 1.6 揚水式水力発電のしくみ（文献(8) 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構: 「NEDO 再生可能エネルギー技術白書 第2版」より引用）

表 1.1 系統の電力脈動を補償する蓄電デバイス⁽¹⁵⁾

	蓄電池 (鉛, NAS)	超電導磁気 エネルギー貯蔵 (SMES)	電気二重層 コンデンサ	フライホイール	揚水発電
エネルギー変換	電気化学	電磁気	静電気	運動(回転)	位置
貯蔵効率	70～75%	80～90%	80～90%	80～90%	65～75%
一般的に使われる 貯蔵期間	中長期 (分～日)	短中期 (秒～時)	短期 (秒～分)	短中期 (秒～日)	長期 (半日～)
貯蔵密度	大	中	中	中	小
サイクル寿命	2000～4500回	1万回～(未知数)	10万回～	10万回～	特に無し

次に、再生可能エネルギー発電の大量導入による配電系統の電圧上昇について述べる。近年では、再生可能エネルギーの固定価格買取制度（FIT: Feed in tariff）の施行によって風力発電所や太陽光発電システムから電力会社に売電するケースが増加している。このため、再生可能エネルギー発電システムの連系点を上流として配電系統内に逆潮流が発生するが、通常の配電網では変電所から各需要家に対して電圧が少しずつ低下するように設計されているため、逆潮流によって連系点電圧が適正值（ $101\text{ V} \pm 6\text{ V}$ ）を逸脱する恐れがある。このため、系統内の無効電流を制御する STATCOM (Static synchronous compensator)を導入し、

配電網の電圧を適正範囲に保つケースがある⁽¹⁹⁻²⁰⁾。これにより、再生可能エネルギー発電の出力を下げることなく系統電圧を安定化できる。通常、STATCOM は DC-AC 変換器であるインバータと直流キャパシタで構成されるものがほとんどである⁽²¹⁾。しかし、少数ではあるが直流キャパシタの代わりにフライホイール等の回転体を使用した AC-AC 変換による STATCOM も研究されている⁽²²⁻²⁴⁾。

一方、配電網の複雑化に伴い、図 1.7 のように潮流経路がループ状になるケースが報告されている⁽⁸⁾。特に、ヨーロッパでは送電線が複数の国を経由すること多いため、各国が再生可能エネルギー発電を大量に導入すると計画外の潮流が発生することがある。この問題に対し、従来では移相変圧器を用いて見かけ上の送電線の長さを変えることでループ潮流が流れないようにする対策がとられていた。しかし、近年では潮流制御機能をもつパワーエレクトロニクス機器の UPFC (Unified power flow controller) が研究され、複雑な潮流経路を持つ系統への適用の可能性が検討されている⁽²⁷⁾。さらに、UPFC の潮流制御によって計画外潮流の発生を防止し、かつ制御法によっては線路損失も低減できる⁽²⁸⁾。UPFC は系統に対して直列に補償する変換器と並列に補償する変換器の組み合わせとなるため、電力変換形態としては AC-AC 変換となる。



図 1.7 ループ状になった潮流経路のイメージ (文献(8) 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構: 「NEDO 再生可能エネルギー技術白書 第2版」から引用)

これまで述べてきたように、今後世界的な大量導入が見込まれる風力発電や、それに伴う系統電力の需給バランス調整の揚水発電とフライホイールによる蓄電、系統の安定化を担う STATCOM や UPFC には AC-AC 電力変換器が使用される。また、再生可能エネルギーの大量導入による問題ではないが、系統電圧低下を補償する DVR (Dynamic voltage restorer) やエンジン発電機、ガスタービン等による停電バックアップといった重要負荷の保護にも AC-AC 変換器が使用される⁽³⁹⁻⁴⁰⁾。これらの用途では双方向のパワーフローが求められるため、多レベル化や直列多重、並列多重などの派生はあるが、最も基本的な回路構成は 2 レベルの PWM 整流器と 2 レベルの PWM インバータで構成される BTB (Back to Back) システムとなる。BTB システムは電圧の安定した直流リンク部を持つため制御法が比較的簡単で信頼性が高い。従って、系統連系用途のみならず、産業用モータドライブや新幹線の主回路システムなどの用途でも実績がある。しかし、BTB システムは AC-DC と DC-AC の間で 2 回電力を変換するため装置の高効率化には限界がある。また、直流リンク部に大容量のエネルギー蓄積要素である電解コンデンサを使用する。電解コンデンサは安価で大容量化が容易だが機器の大型化の一因であり、かつ寿命部品なので定期的なメンテナンスが必要となる。特に、電解コンデンサには周囲温度が 10 度上昇すると寿命が半分になるアルミニウム則やリプル電流による自己発熱による寿命低下などの問題もある⁽²⁹⁾。

この問題に対し、1970 年代よりサイリスタの高圧大電流化に伴って AC から AC に直接電力を変換するサイクロコンバータが研究、実用化されてきた^{(4),(30)}。サイクロコンバータは直接電力変換器なので、BTB システムと比べて大容量電解コンデンサを使用しないメリットがある。また、サイクロコンバータはサイリスタの自然転流を利用するため経済性、信頼性の面で有利であり⁽³¹⁾、鉄鋼プラント用のドライブ装置や誘導加熱炉用途、水力発電に使用されてきた。

サイクロコンバータは自然転流を利用して出力電圧を生成するため、入力周波数より高い出力周波数を得ることが難しいという問題がある。このため、1980 年に強制転流を用いたサイクロコンバータであるマトリックスコンバータが提案された⁽³²⁾。マトリックスコンバータはサイクロコンバータと同様に直接形 AC-AC 変換器なので、エネルギーの主経路に大容量の電解コンデンサを使用せず、必要な受動素子は小型の LC フィルタのみという特長がある。また、電力変換回数が 1 回なので、原理的に BTB システムよりも高効率に電

力を変換できる。さらに、マトリックスコンバータは付加回路なしで電源回生や入力力率制御が可能である。このように、マトリックスコンバータは高効率、小型軽量、長寿命の AC-AC 変換器として注目されており、日本国内では富士電機と安川電機から低圧 (200 V, 400 V) 向けの製品が発売された⁽³³⁻³⁴⁾。さらに、安川電機からは中電圧 (3.3 kV, 6.6 kV) 用途の多重マトリックスコンバータも開発されている⁽³⁵⁾。他にも国内外でマトリックスコンバータの研究が盛んに行われており、モータドライブだけではなく風力発電システムや系統安定化用途に関する報告も多数されている。

図 1.8 に系統連系用途にマトリックスコンバータを適用した場合の要求に関する特性要因図を示す。図 1.8 の特性要因図は大きく分けて「連系機器の動作の安定化」、「効率的・安定的な系統運用」、「重要負荷の保護」の3つの要求に分類される。まず、連系機器の動作の安定化のために系統の瞬時電圧低下（瞬低）への対応である FRT (Fault ride through) とフィルタ共振抑制が要求される。また、再生可能エネルギーの大量導入時にも安定かつ効率的に系統を運用するための要求として、周波数変動抑制や逆潮流対策、無効電流対策も求められる。さらに、重要負荷の保護の観点から DVR や停電バックアップといった技術が要求される。これらは AC-AC 変換器として従来の BTB システムを適用する場合の要求と同様だが、いくつかマトリックスコンバータ特有の課題がある。この特有の課題として、まず系統側のフィルタ共振の抑制が挙げられる。マトリックスコンバータは BTB システムとは異なり、系統側の電流が PWM 波形となるためスイッチング周波数成分の電流が系統に流出しないように小型の LC フィルタを設ける。しかし、LC フィルタの周波数特性には共振点が含まれるため、フィルタ共振が励起されるとシステムが不安定となり系統電流やスナバ電圧が発散してトリップする問題がある。さらに、安定限界に近い領域で運転するとフィルタ共振によって系統電流に高調波が重畳する。従って、系統に連系するマトリックスコンバータにはフィルタ共振を励起しないための対策が必要となる。なお、そのフィルタ共振抑制手法は低圧用マトリックスコンバータのみではなく、中電圧用途で 사용되는多重マトリックスコンバータにも容易に拡張できることが望ましい。

また、マトリックスコンバータは原理的に降圧もしくは昇圧しかできないため、発電機の可変速運転と瞬低中の運転継続を求める FRT 要件の両立が難しい問題がある。FRT 要件とは系統電圧の瞬低が発生しても系統連系変換器が解列せずに運転を継続することを規定

した要件であり、変換器の一斉解列による大停電を防ぐ目的がある。従来の BTB システムでは PWM 整流器が昇圧し、PWM インバータが降圧するので発電機端子電圧は系統電圧に対して昇降圧が可能であり、FRT への対応と発電機の可変速運転が容易である。しかし、マトリックスコンバータは系統電圧に対して降圧形変換器として使用されることが多いため、系統電圧が瞬低した際には発電機端子電圧も低下してトリップの原因となるため、運転を停止せざるを得ない場合がある⁽³⁶⁾。なお、昇圧構成でマトリックスコンバータを使用すると発電機の可変速運転領域が狭まる問題がある。従って、発電機の可変速運転と FRT に対応するには降圧型構成で何らかの FRT 対策をとるが必要である。

以上のように、マトリックスコンバータを系統連系用途に適用するには、BTB システムで容易とされていた要求を満足する必要がある。そのため、マトリックスコンバータの動作の安定化としてフィルタ共振抑制と瞬低時の運転継続に対する制御法の開発と高性能化が望まれている。

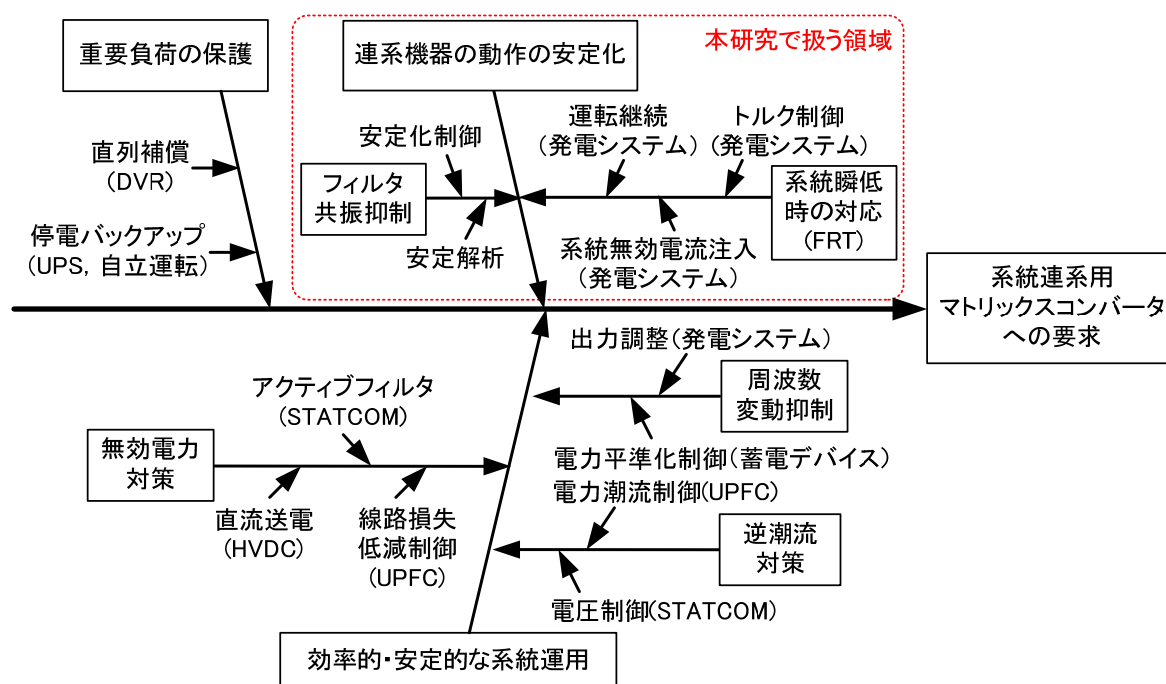


図 1.8 システム連系用マトリックスコンバータに対する要求の特性要因図

1.2 研究目的

本研究では、系統連系マトリックスコンバータにおける動作の安定化を実現するため、フィルタ共振抑制と瞬低に対応する FRT という原理的な課題を解決する制御法を開発する。フィルタ共振はシステムを不安定化させる一因であり、また系統へ高調波電流を流出させる。従って、マトリックスコンバータを系統連系用途に適用するためにはその安定化が非常に重要となる。一方、これまでマトリックスコンバータは瞬低に対して脆弱とされていたが、瞬低にロバストな系統連系向けの FRT 制御法を開発することで、マトリックスコンバータを用いた発電システムのさらなる安定化を実現できる。この時、それぞれの手法が低圧用マトリックスコンバータだけではなく、中電圧向けの多重マトリックスコンバータにも容易に適用できるように配慮する必要がある。本節では、上記の目的を達成するため、以下にそれぞれの課題の詳細とそれに対するアプローチを示す。

1.2.1 フィルタ共振抑制

系統連系変換器から系統に高調波電流が流出すると、線路インピーダンスの影響で系統電圧にも高調波成分が重畳し、機器の誤動作を招くおそれがある。従って、系統連系変換器は各高調波次数における流出電流上限値が定められ高調波電流抑制ガイドライン⁽³⁷⁻³⁸⁾を遵守する必要がある。なお、以下ではマトリックスコンバータを発電機と系統のインターフェースとして使用する場合を想定して説明するが、平準化装置や UPFC などといった系統安定化機器に使用するマトリックスコンバータでも同様である。

マトリックスコンバータでは系統へ PWM 電流が流出するのを防ぐため、スイッチング周波数より低い共振周波数の LC フィルタを使用する。しかし、LC フィルタは周波数特性に共振点を持つため、場合によっては不安定化し電圧電流波形が発散する問題がある。さらに、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ので、系統側の電圧電流にひずみが重畳すると発電機側にも悪影響を与える。このため、フィルタ共振を励起しないための対策が必要となる。

フィルタ共振の発生メカニズムは複数あり、それに応じて対策も変わってくる。ここで共振を励起する要因の例を挙げると、以下の3つがよく知られている。

- 1) 系統電圧高調波（直列共振を励起）

- 2) マトリックスコンバータの PWM による電流高調波（並列共振を励起）
- 3) マトリックスコンバータの定電力負荷特性による負性抵抗（並列共振を励起）

直列共振の原因となる系統電圧高調波に対しては、フィルタの共振周波数を系統周波数の整数倍に一致しないように調整することで防ぐ。また、並列共振の一因である PWM 電流高調波についても、スイッチング周波数と共振周波数をできるだけ離すことで防げる。なお、高調波を含む系統電圧を検出してマトリックスコンバータを変調することで系統電流がひずむ問題と、フィルタの直列共振による系統電流ひずみは別物であり、ここでは後者を指す。

最後に定電力負荷特性による負性抵抗について述べる。定電力負荷特性とはフィルタからマトリックスコンバータを見た時、マトリックスコンバータが定電力負荷として振る舞う特性である。この特性はマトリックスコンバータ特有のものではなく、例えば DC バスで接続された POL (Point of load) の DC-DC コンバータでも同様の特性が見られる。この原因は、マトリックスコンバータの発電機側や DC-DC コンバータの負荷側に導入する高速のフィードバック制御である。例えば、マトリックスコンバータを接続する発電機の可変速運転には発電機電流のフィードバック制御が必要となるが、電流フィードバック制御では検出した発電機電流に応じて電圧指令値を決定しているため、フィードバック制御は等価的に瞬時電力を制御していることになる。ここで LC フィルタから定電力負荷であるマトリックスコンバータを見ると、フィルタキャパシタ電圧が変動してもマトリックスコンバータは発電機の瞬時電力を一定に保とうとするので、フィルタキャパシタからマトリックスコンバータに流入する電流はフィルタキャパシタ電圧変動を打ち消すように変化する。すなわち、その微小変化分を見るとマトリックスコンバータの入力インピーダンスが負の抵抗、すなわち負性抵抗のように振る舞う。負性抵抗はフィルタブロック図上で正帰還ループを構成するため、システムが安定限界を迎えてフィルタ共振による高調波電流が系統に流出する。特に、発電機電力が大きくなるとキャパシタ電圧変動に対するマトリックスコンバータの入力電流の変動が大きくなるため、正帰還ループのゲインが上がりフィルタ共振が発生しやすくなる。また、発電機電流のフィードバック制御の応答周波数を上げて定電力特性が強まるためフィルタ共振が発生しやすい。このように、定電力負荷特性によるフィルタ共振はマトリックスコンバータの入出力回路パラメータや制御パラメータ、

運転状況が複雑に絡みあって励起されるため、前述の直列共振や並列共振のようにフィルタの設計だけで避けるのが難しい。このため、系統連系用途にマトリックスコンバータを適用するためにはシステム全体の特性を解析しながら安定化を図る必要がある。なお、上記のメカニズムで発生するフィルタ共振は定電力負荷特性が原因で発生するため、過渡時のみその特性を緩和するような制御を導入することでフィルタ共振を抑制できる。具体的には、マトリックスコンバータの入力インピーダンスの周波数特性における高域の負性抵抗特性を純抵抗特性に変換する制御を導入する。しかし、過渡時の定電力特性を緩和しているためマトリックスコンバータの発電機電流制御性能に影響を与える。本研究では、BTBシステムと同様の安定性と電源電流品質をマトリックスコンバータでも確保するため、過渡時の定電力特性を緩和するフィルタ共振制御を開発する。さらに、過渡時における発電機電流制御系への影響を評価するモデルを構築し、発電機電流制御とフィルタ共振制御の間のトレードオフを解決する設計手法に言及する。そして、マトリックスコンバータの発電機電流制御性能を維持しながらフィルタ共振を抑制し、系統に高調波電流を流出させない安定なシステムを構築する。

1.2.2 瞬低時の運転継続

1.1 節でも述べたように、瞬低によって大量の再生可能エネルギー発電システムが解列すると、系統電圧復帰時の需給バランスが崩れて最悪の場合大停電を引き起こす。従って、瞬低による残電圧とその継続時間が規定内の場合、発電システムには解列せずに運転を継続し続けることが求められる。また、ドイツやスペイン、アイルランドなどでは瞬低中に発電システムから系統に無効電流を注入することが FRT 要件として規定されている。この無効電流注入は、系統電圧回復時のトランスへの励磁突入電流を防ぎ、早急な系統電圧回復をサポートする効果がある。さらに、瞬低中の発電機動作に着目すると、瞬低によって大幅なトルク変動が発生した場合、発電機が振動もしくは加速する恐れがある。このため、瞬低時も通常時と同様に発電機トルクを制御することが求められている。従来の BTB システムでは、瞬低が発生しても変換器として昇降圧が可能なので、直流リンク電圧さえ維持できれば運転継続と系統無効電流制御、発電機トルク制御を同時に行う事ができる。しかし、マトリックスコンバータは原理的に昇降圧ができないため、瞬低中も安定に運転する

ためには何らかの対策を講じる必要がある。以下では、風力発電や揚水発電を想定し、マトリックスコンバータで発電機を可変速運転するため、系統電圧に対して降圧型変換器として運用した場合の FRT 制御のアプローチを示す。

マトリックスコンバータを用いた発電システムでは、系統電圧が瞬低によって低下すると発電機端子電圧も低下する。しかし、瞬低中も発電機トルクを制御するためには瞬低中も安定な電圧源を元に発電機端子電圧を変調して発電機電流を制御する必要がある。別の見方をすれば、発電機から見たマトリックスコンバータが有効電力を消費する抵抗のように振る舞うことでトルクを制御できる。さらに、発電機インダクタンスとマトリックスコンバータの抵抗模擬動作が直列のインピーダンス回路を構成するため過電流トリップによる運転停止を防ぐことができる。一方、系統の無効電流制御に関してはマトリックスコンバータの系統側がリアクタンスとして動作すればよい。本研究では、上記のように瞬低中に運転継続と系統無効電流制御、発電機トルク制御を同時に達成する FRT 制御法を開発する。この制御法を開発することで、瞬低に対するマトリックスコンバータの脆弱性を打破し、発電システムのさらなる安定化と高性能化を実現する。

1.3 論文概要

図 1.9 に本論文の概要を示す。本論文は 6 章から構成されており、各章の内容は以下の通りである。

第 1 章では、研究背景として低炭素社会の実現を達成するために、再生可能エネルギー発電や系統安定化機器における AC-AC 変換器、特にマトリックスコンバータの重要性と、それに対する要求を述べた。特に、系統連系用途にマトリックスコンバータを適用するためにはその動作の安定化としてフィルタ共振の抑制技術と FRT 技術の開発が必要であることを示した。さらに本研究の研究目的について述べ、フィルタ共振を抑制するための要点と課題、及び系統連系規程に準ずる FRT を達成するための要点を提示した。

第 2 章では、これまで提案されてきたフィルタ共振抑制技術とマトリックスコンバータの FRT 制御技術について述べ、その特長と問題点を整理する。次に、これらの問題点を解決できるマトリックスコンバータのアクティブインピーダンス動作に着目した新しい安定化制御を提案する。提案する安定化制御は、入出力端子においてマトリックスコンバータを等価的にインピーダンスとして動作させ、それをアクティブに制御することでフィルタ共振抑制と瞬低中の運転継続を可能とし、系統連系用マトリックスコンバータの安定化を実現する。最後に従来の安定化制御と提案法を比較し、本論文の位置づけを示す。

第 3 章から第 5 章では、第 2 章で提案するアクティブインピーダンス動作に対して具体的な制御方式を提案し、特徴および性能を議論する。その制御方式による安定化の効果や従来法に対する優位点については試作器を用いて実験を行い検証する。

第 3 章では、アクティブインピーダンス動作によるフィルタ共振抑制制御の共振抑制原理やその設計法について述べる。提案する共振抑制制御は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であり、入力アドミタンスの周波数特性で生じる負性抵抗を純抵抗に変換させてフィルタ共振を防ぐ。また、所望のゲイン余裕と出力電流制御性能を両立するため、出力電流制御系の周波数特性に着目したパラメータ設計法を提案する。その後、提案法がフィルタ共振を抑制しつつ、従来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する。

第 4 章では、中電圧用途に用いる多重マトリックスコンバータに適したダンピング制御を確立するため、従来の入力電流制御に統合するダンピング制御と 4 章で提案したダンピ

ング制御を多重マトリックスコンバータに適用し、その優劣を比較する。特に、従来法と提案法を導入した際の負荷電力と電源インピーダンスに対するトランス一次電流ひずみを比較し、それぞれの適用可能範囲から提案法の優位性を実験で明らかにする。

第 5 章では、アクティブインピーダンス動作による FRT 制御の具体的な手法について述べる。提案する FRT 制御では、瞬低時のマトリックスコンバータを仮想 AC-DC-AC 変換方式に基づいて電流形整流器と電圧形インバータに分離し、それぞれをキャパシタと抵抗として動作させる。このインピーダンスとしての動作を実現するため、第 3 章ではキャリア周期中の動作を 3 つのモードに分けた時分割変調を導入する。さらに、安定な運転継続性能と所望の発電機トルクを得るために専用のフィードバック制御も提案する。その後、提案する FRT 制御についてシミュレーションと実験を行い、提案法の有用性を実証する。最後に、検討した FRT 制御を中電圧用途向けの多重マトリックスコンバータに展開し、その実験結果を示す。

第 6 章では、本論文の有用性と各章で提案した回路の総括を述べ、今後の課題についてまとめる。

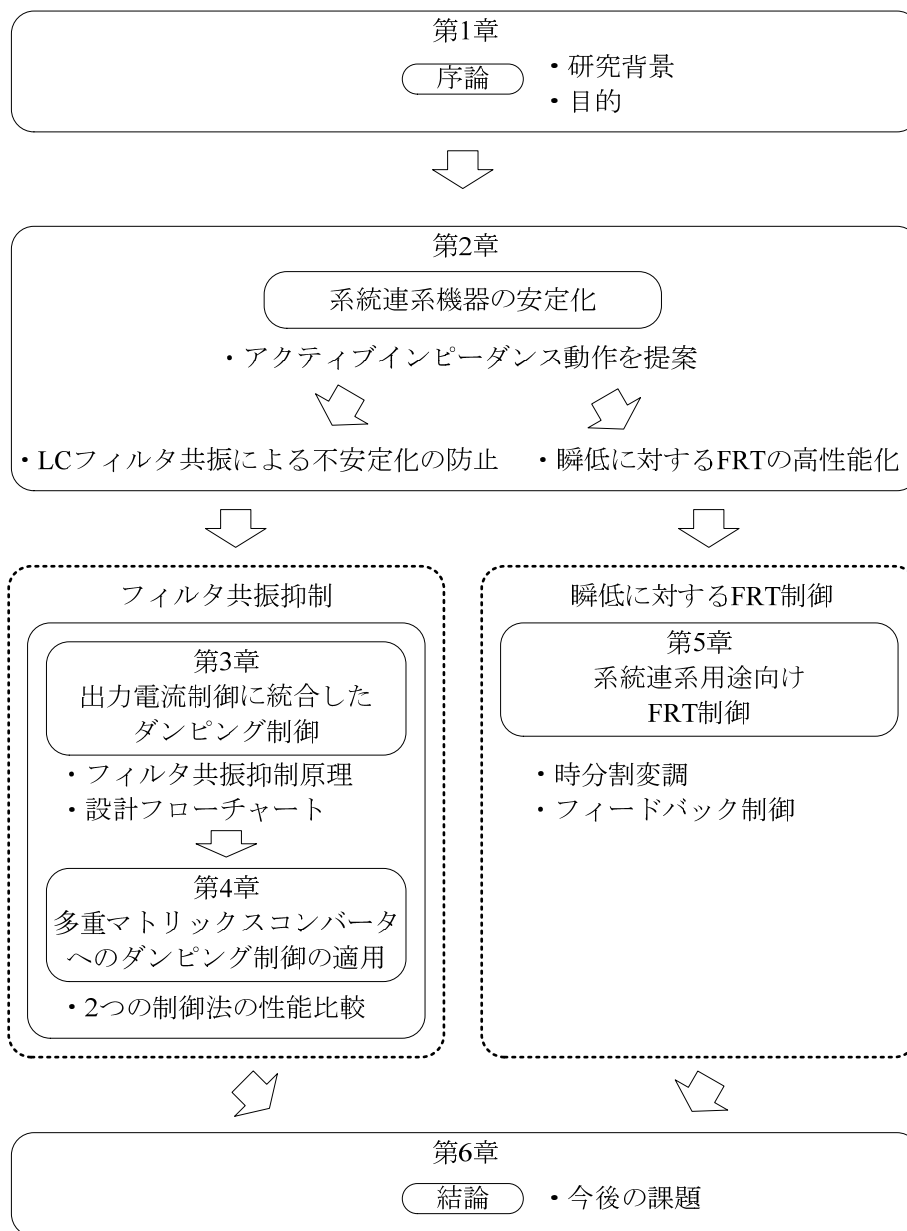


図 1.9 論文概要

参考文献

- (1) 経済産業省・資源エネルギー庁: 「エネルギー白書 2015」, <http://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2015pdf/>, (2015)
- (2) 環境省: 「京都議定書」, http://www.env.go.jp/earth/ondanka/mechanism/kpeng_j.pdf, (1997)
- (3) 首相官邸ホームページ: 「京都議定書目標達成計画の進捗状況」, <https://www.kantei.go.jp/jp/singi/ondanka/kaisai/dai28/siryou.pdf>, (2014)
- (4) 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」, オーム社, (1987)
- (5) 電気学会 半導体電力変換システム調査専門委員会編: 「パワーエレクトロニクス回路」, オーム社, (2000)
- (6) William E. Newell: “Power Electronics --- Emerging from Limbo”, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 6-12 (1973)
- (7) 伊東, 伊東, トランジスタ技術 SPECIAL 編集部: 「パワーエレクトロニクス技術教科書」, CQ 出版社, (2014)
- (8) 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構: 「NEDO 再生可能エネルギー技術白書 第2版」, http://www.nedo.go.jp/library/ne_hakusyo_index.html, (2013)
- (9) 財団法人 新エネルギー財団: 「風のちからを利用して電気を起こす, 『風力発電』」, <http://www.nef.or.jp/windpower/index.html>
- (10) 木村, 井出, 西浜, 二見, 一瀬, 藤垣, 飯塚, 今家, 八木, 田村: 「大容量風力発電システムにおける発電機選定の一考察」, 電学論 D, Vol. 126, No. 3, pp. 255-260 (2006)
- (11) Z. Chen, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg: “A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines”, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 24, No. 8, pp. 1859-1875 (2009)
- (12) 九州電力: 「揚水発電の仕組み」, http://www.kyuden.co.jp/effort_water_omarugawa_omaru04.html
- (13) 楠, 藤田, 山口: 「可変速揚水発電・水力発電システムを支えるパワーエレクトロニクス技術」, 東芝レビュー, Vol. 69, No. 4, pp. 12-15 (2014)
- (14) 戸田, 森: 「水力発電をめぐる市場動向と東芝の取り組み」, 東芝レビュー, Vol. 70, No. 1, pp. 2-6 (2015)

-
- (15) 高野: 「自然エネルギー発電のための電力貯蔵技術」, 電気学会誌, Vol. 127, No. 10, pp. 668-671 (2007)
- (16) 小林, ナディア, 井上, 赤木: 「320V, 12F 電気二重層キャパシタと双方向絶縁形 DC-DC コンバータを併用した電力貯蔵装置」, 電学論 D, Vol. 129, No. 2, pp. 214-221 (2009)
- (17) 伊東, 田中, 松尾, 山田: 「複数台並列運転を想定した小型・汎用フライホイール電力平準化システムの実機検証」, 電学論 D, Vol. 134, No. 1, pp. 19-26 (2013)
- (18) 石井: 「次世代送配電系統制御」, 電気学会誌, Vol. 132, No. 10, pp. 680-683 (2012)
- (19) 日立ホームページ: 「STATCOM (無効電力補償装置)」, http://www.hitachi.co.jp/products/infrastructure/product_solution/energy/smartgrid/power_electronics/statcom.html
- (20) 葛巻, 餅川, 村尾: 「再生可能エネルギーの有効活用に役立つスマートグリッド用 STATCOM」, 東芝レビュー, Vol. 66, No. 12, pp. 36-39 (2011)
- (21) 原田, 鮫島, 田村: 「世界最大級・日本最大 STATCOM (静止形無効電力補償装置) - 中部電力・東信変電所-」, 電気学会誌, Vol. 134, No. 5, pp. 263-266 (2014)
- (22) 玉田, 伊東: 「マトリックスコンバータを用いた電力障害補償の提案」, 電学論 D, Vol. 128, No. 7, pp. 933-939 (2008)
- (23) N. Holtsmark, M. Molinas: “Reactive Power Compensation Capability of a Matrix Converter-based FACTS Device”, Proc. Power Tech 2011, (2011)
- (24) Y. Sun, X. Li, M. Su, H. Wang, H. Dan, W. Xiong: “Indirect Matrix Converter-Based Topology and Modulation Schemes for Enhancing Input Reactive Power Capability”, IEEE Trans. P.E., Vol. 30, No. 9, pp. 4669-4681 (2015)
- (25) 玉井, 山本: 「電力変換技術の電力システムへの応用」, 電学論 D, Vol. 121, No. 3, pp. 296-301 (2001)
- (26) 横田, 小林, 荒井: 「今後の電力系統とパワーエレクトロニクス」, 東芝レビュー, Vol. 55, No. 8, pp. 2-7 (2000)
- (27) L. Gyugyi, C. D. Schauder, S. L. Williams, T. R. Rietman, D. R. Torgerson, A. Edris: “The Unified Power Flow Controller A New Approach to Power Transmission Control”, IEEE

- Trans. P. D. , Vol. 10, No. 2, pp. 1085-1097 (1995)
- (28) 山田, 竹下, 國井, 上田: 「UPFC を用いた循環電流補償と無効電流抑制によるループ配電系統の線路損失最小化制御」, 電学論 D, Vol. 133, No. 1, pp. 29-36 (2013)
- (29) ルビコン株式会社ホームページ: 「アルミニウム電解コンデンサ テクニカルノート」, <http://www.rubycon.co.jp/products/alumi/technote.html>
- (30) 星野, 増田: 「最近の鉄鋼制御システム II 章 ドライブシステムの技術動向と適用」, 電学論 D, Vol. 120, No. 6, pp. 748-750 (2000)
- (31) 多田隈: 「電力変換装置の高性能化」, 電学論 D, Vol. 107, No. 11, pp. 1306-1310 (1987)
- (32) M. Venturini: “A New Sine Wave In, Sin Wave Out Conversion Technique Eliminates Reactive Elements”, Proc. 7th National Solid-State Power Conversion Conference, pp. E3-1-E3-15 (1980)
- (33) 富士電機ホームページ: 「これからの交流電力変換器 マトリックスコンバータ「FRENIC-Mx シリーズ」を本日発売」, <http://www.fujielectric.co.jp/about/news/06030601/>, (2006)
- (34) 安川電機ホームページ: 「インバータを超えた! 次世代モータドライブ U1000」, <http://www.e-mechatronics.com/product/inverter/u1000/index.html>
- (35) 安川電機ホームページ: 「世界初, マトリックスコンバータ方式による高圧ドライブ装置」, <http://www.yaskawa.co.jp/newsrelease/product/8858>
- (36) 原, 竹下, 伊東, 小高: 「マトリックスコンバータの原理的課題とその対策」, JIASC 2010, No. 1, pp. 63-68 (2010)
- (37) 社団法人 日本電機工業会: 「汎用インバータの高調波抑制対策について」, (2004)
- (38) 資源エネルギー庁公益事業部: 「高圧または特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」, (1994)
- (39) 松浦, 吉野: 「瞬時電圧低下対策」, 電気学会誌, Vol. 128, No. 9, pp. 602-605 (2008)
- (40) 森野, 沼田, 傳田: 「分散型電源によるマイクログリッドシステムの開発 (その 1)」, 清水建設研究報告, Vol. 84, pp. 45-56 (2006)

第 2 章

系統連系用マトリックスコンバータの 安定化手法

2.1 緒論

第 1 章では、再生可能エネルギー発電の大量導入と系統安定化について述べ、系統連系用途に適用する高性能な AC-AC 変換器としてマトリックスコンバータの優位性を示した。同時に、従来の連系用変換器である BTB システムより劣性な点として、まずフィルタ共振による電源電流高調波の問題と負性抵抗特性との関係について述べ、フィルタ共振の抑制が安定なシステム運用に重要であることを明確にした。しかし、フィルタ共振の抑制手法が発電機の可変速制御や系統安定化装置の瞬時電力の制御に必要な電流制御系に影響を与えるため、そのトレードオフを解決する手法が必要であると述べた。さらに、その手法は低圧用途のみではなく、中電圧用の多重マトリックスコンバータにも容易に拡張できることが望ましい。ここで、このフィルタ共振抑制に関する要求をまとめると次のようになる。

- 1) マトリックスコンバータの負性抵抗特性を弱めてフィルタ共振を抑制すること
- 2) 電流制御系の帯域とシステムの安定度を同時に評価できるモデルを提供すること
- 3) 多重マトリックスコンバータに拡張してもコストが増加しないこと。可能であればソフトウェアの変更のみで対応可能であること

また、第 1 章では発電システムに求められる FRT 要件にも言及し、マトリックスコンバータを用いた発電システムの高性能化には FRT 制御の開発が不可欠であることを記した。

特に、系統に連系する発電システムでは瞬低時の運転継続のみではなく、系統への無効電流注入や発電機トルク制御も同時に実現する必要があることを述べた。

本章でははじめに、従来の BTB システムとマトリックスコンバータの回路構成を比較し、フィルタ共振と FRT がなぜマトリックスコンバータ特有の課題であるかを述べる。次に、これまで提案されてきたフィルタ共振抑制技術と FRT 制御技術について整理し、その特徴と問題点を示す。さらに、これらの問題点を解決するためマトリックスコンバータのアクティブインピーダンス動作に着目した手法を提案する。最後に本研究の位置づけを示し、本研究の意義を明らかにする。

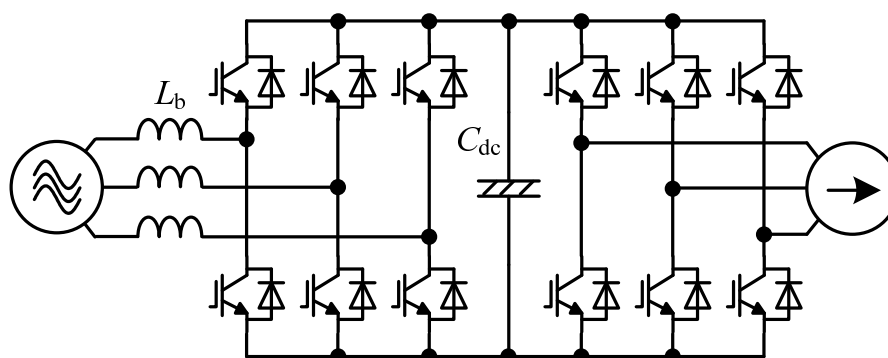
2.2 BTB システムとマトリックスコンバータの回路構成

図 2.1 に BTB システムとマトリックスコンバータの回路構成を示す。図 2.1 の負荷となる電流源は発電システムでは可変速制御する発電機を模擬し、STATCOM や UPFC, DVR といった系統安定化装置では連系インダクタと電圧源（もしくは連系インダクタと二次側を系統としたトランス）を模擬している。BTB システムは直流リンクキャパシタである C_{dc} を中心に、IGBT で構成された PWM 整流器と PWM インバータを背中合わせにした構成となる⁽¹⁾⁽²⁾。また、系統と PWM 整流器を接続するため、その間に昇圧インダクタ L_b が挿入される。BTB システムでは C_{dc} として大容量の電解コンデンサを使用し、安定した直流電圧を確保する。この結果、PWM 整流器と PWM インバータの変調は簡単で多数の使用実績があるが、AC-DC と DC-AC の間で 2 回電力を変換するため装置の高効率化には限界がある。また、電解コンデンサは安価で大容量化が容易だが機器の大型化の一因であり、かつ寿命部品なので定期的なメンテナンスが必要という問題がある。

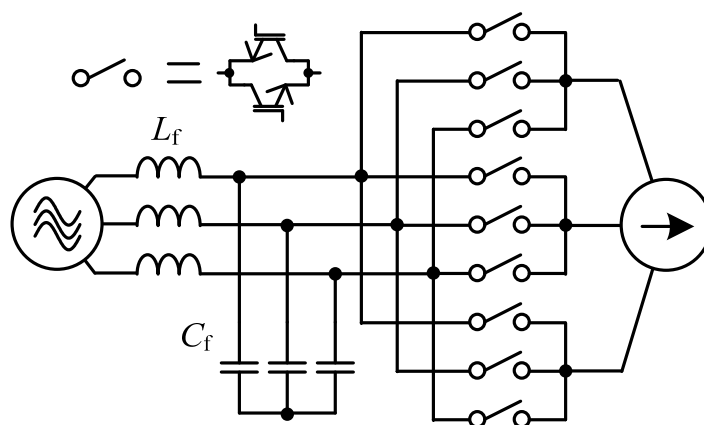
一方、マトリックスコンバータは逆素子 IGBT (RB-IGBT) を逆並列接続した双方向デバイス（通常の IGBT を逆直列接続しても可）を 9 個用いて、出力各相と入力各相を自由に接続できるように構成した変換器である⁽³⁾⁽⁵⁾。ただし、フィルタキャパシタ C_f の両端を短絡させる接続関係と負荷電流源を開放させる接続関係は禁止されている。マトリックスコンバータはエネルギーの主経路に直流部を持たない直接形 AC-AC 変換器なので、大容量の電解コンデンサを使用せず、主経路に必要な受動素子は小型の LC フィルタのみとなる。また、電力変換回数が 1 回なので、原理的に BTB システムよりも高効率に電力を変換でき

る。このように、マトリックスコンバータは BTB システムよりも高効率、小型軽量、長寿命という利点がある。しかし、系統側にスイッチング電流リップルを除去する LC フィルタを使用するので、フィルタ共振が励起されて系統に高調波電流が流出する可能性がある。さらに、BTB システムには昇圧インダクタがあるので PWM 整流器で系統電圧を昇圧できるのに対し、マトリックスコンバータではフィルタキャパシタ電圧を PWM するので基本的に降圧しかできないという原理的な欠点がある。

図 2.2 に中電圧用途に使用する多重インバータと多重マトリックスコンバータの回路構成を示す⁶⁾。多重変換器は多巻線トランスとカスケード接続した三相-单相モジュールで構成され、出力電圧の高圧化と系統電流の正弦波化を達成する。ただし、図 2.2 では 3.3 kV 系に連系する変換器の一般例として、各モジュールを 3 段カスケード接続としている。図 2.2 の多重インバータでは、産業用モータドライブシステムで使用される一般的な多重インバータとは異なり、双方向のパワーフローを達成するためインバータモジュールの整流器をダイオードブリッジから自励式整流器に置き換えている。図 2.1 と同様に、多重インバータではモジュール内に直流キャパシタ C_{dc} が接続されるが、多重マトリックスコンバータではフィルタキャパシタ C_f が接続される。この時、多重マトリックスコンバータではフィルタインダクタの代わりに多巻線トランスの漏れインダクタンスを使用できるため、使用する受動素子はフィルタキャパシタのみで良い。ただし、フィルタキャパシタは IGBT で発生するサージ電圧を極力小さくするため双方向スイッチの直近に接続される。また、多重インバータに関しては、モジュール内の整流器を 6 パルス運転としても多巻線トランスの移相の効果で系統電流高調波を低減できるため昇圧インダクタは必要ない。このように、多重インバータ、多重マトリックスコンバータともに使用する受動素子はキャパシタのみとなるが、その基本的な特徴は図 2.1 と同様である。

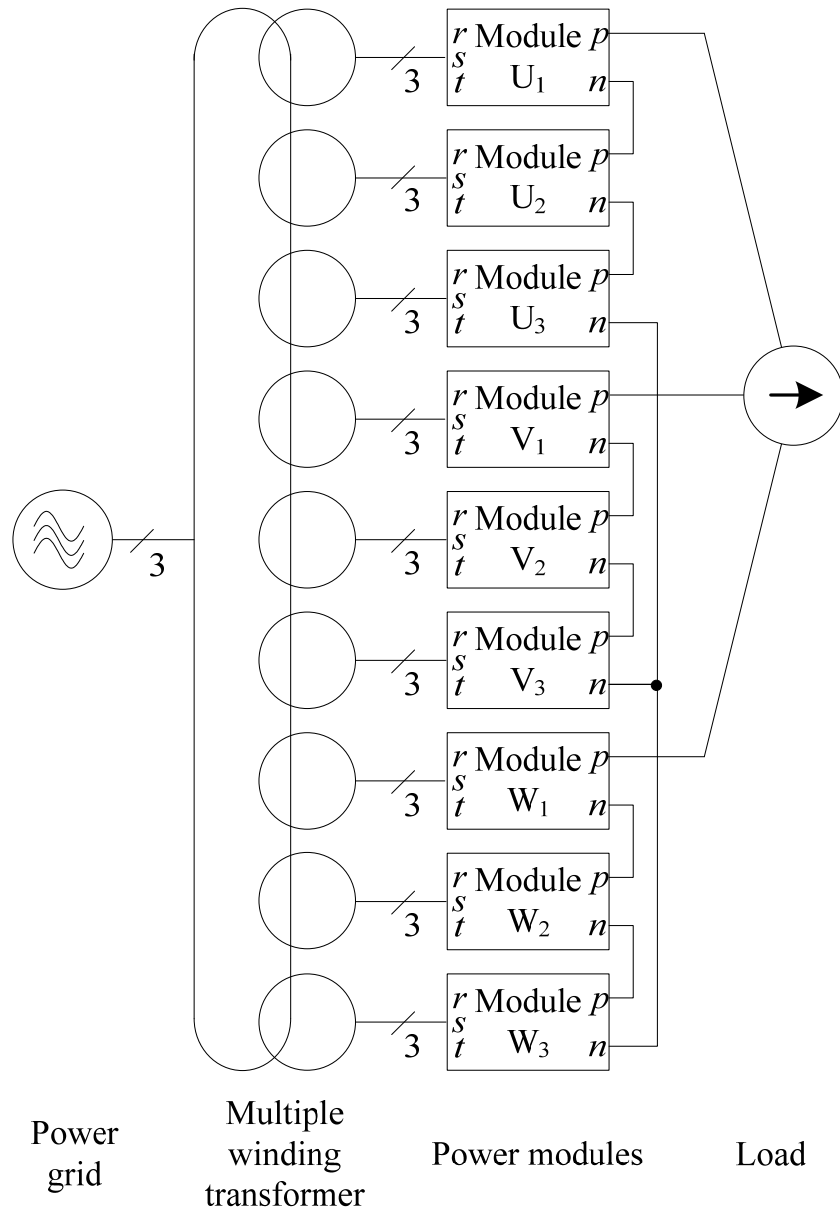


(a) BTB システム

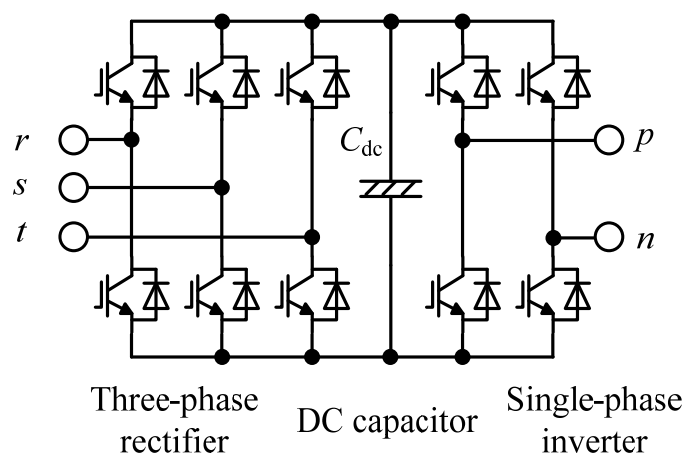


(b) マトリックスコンバータ

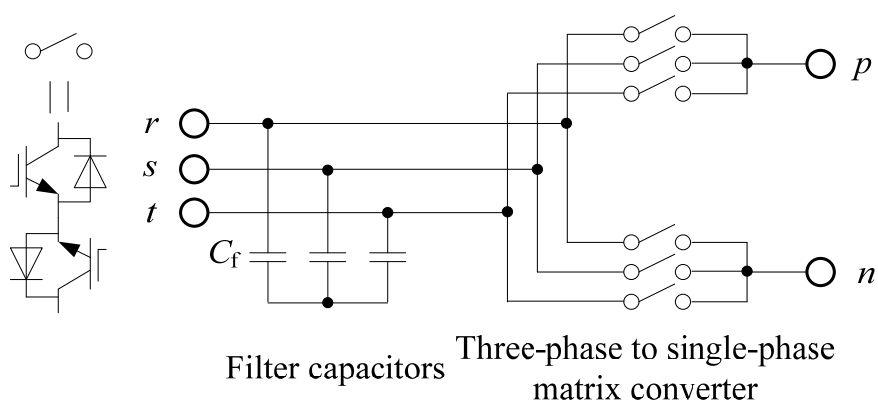
図 2.1 BTB システムとマトリックスコンバータの回路構成



(a) 多重変換器のシステム構成



(b) 多重インバータのモジュール回路



(c) 多重マトリックスコンバータのモジュール回路

図 2.2 多重インバータと多重マトリックスコンバータの回路構成

2.3 フィルタ共振の抑制技術

本節では、まずマトリックスコンバータのフィルタブロック図と伝達関数を用いて負性抵抗特性がシステムを不安定化させる原理を明らかにする。次に、LC フィルタの設計制約と受動素子によるフィルタ共振の抑制法について述べる。さらに、受動素子を追加せずにフィルタ共振を抑制する従来の制御法の特徴とその問題点を紹介する。ここでは、マトリックスコンバータのみではなくLCフィルタを持つDC-DCコンバータやモータドライブ用インバータ、電流形整流器における安定化制御も対象とし、これまで別々の変換器で提案されてきた安定化制御に共通する共振抑制の要点も明らかにする。

図 2.3 にマトリックスコンバータの単相フィルタ等価回路を示す。ここで、 L_f はフィルタインダクタ、 C_f はフィルタキャパシタ、 R_{ins} はマトリックスコンバータの入出力で授受する定常的な電力に相当する負荷抵抗である。まず、単相等価回路のフィルタキャパシタ電圧 v_c 、マトリックスコンバータの入力電流 i_{in} 、出力電力 p_{mc} を次式で定義する。

$$v_c = v_{cs} + \Delta v_c \quad \text{.....(2.1)}$$

$$i_{in} = i_{ins} + \Delta i_{in} \quad \text{.....(2.2)}$$

$$p_{mc} = p_{mcs} + \Delta p_{mc} \quad \text{.....(2.3)}$$

ここで、添字の s は系統電圧角周波数 ω_m で変化する定常成分を表し、 Δ は過渡状態における微小変化分を表す。ここで、各定常成分は次式で表される。ただし、マトリックスコンバータは入力力率 1 で運転するものとし、 V_c, I_{in} はそれぞれ実効値である。

$$v_{cs} = \sqrt{2}V_c \cos \omega_m t \quad \text{.....(2.4)}$$

$$i_{ins} = \sqrt{2}I_{in} \cos \omega_m t \quad \text{.....(2.5)}$$

$$p_{mcs} = v_{cs} i_{ins} = V_c I_{in} (1 + \cos 2\omega_m t) \quad \text{.....(2.6)}$$

$$R_{ins} = \frac{v_{cs}}{i_{ins}} = \frac{V_c}{I_{in}} \quad \text{.....(2.7)}$$

(2.1)-(2.3)式より、 i_{in} は次式で表される。

$$i_{in} = \frac{p_{mc}}{v_c} \quad \text{.....(2.8)}$$

前章で述べたように、系統連系用途に適用するマトリックスコンバータでは発電機電流や出力電流のフィードバック制御が必要となる。電流のフィードバック制御では検出した電

流に応じて電圧指令値を決定するため、等価的に瞬時電力を制御する。従って、フィルタから見たマトリックスコンバータは定電力負荷となり、(2.8)式右辺の独立変数は v_c になる。すなわち、(2.8)式は非線形方程式となる。フィルタ回路のブロック図を導出するにはシステムが線形でなければならないため、(2.8)式を定常近傍で線形近似する。(2.1)-(2.3)式より、 i_{in} の微小変化分 Δi_{in} を求めると次式が得られる。

$$\Delta i_{in} = \frac{\Delta p_{mc} - i_{ins} \Delta v_c}{v_{cs}} \dots\dots\dots (2.9)$$

定電力負荷では Δp_{mc} がゼロになるため、結果的に Δi_{in} は(2.10)式で表される。

$$\Delta i_{in} = -\frac{i_{ins}}{v_{cs}} \Delta v_c = -K_{enrg} \Delta v_c \dots\dots\dots (2.10)$$

ここで、 K_{enrg} は等価負性コンダクタンスのゲインである。(2.10)式より、定電力負荷時のマトリックスコンバータはフィルタキャパシタ電圧 v_c の変化を妨げる方向に入力電流 i_{in} を変化させる負性抵抗特性を持つことがわかる。

図 2.4 に定電力負荷時における単相フィルタブロック図を示す。定常分と微小変化分を分けるため LPF (Low Pass Filter) $H_1(s)$ と HPF (High Pass Filter) $H_2(s)$ を導入する。この $H_1(s)$ と $H_2(s)$ は次式で定義される。

$$H_1(s) + H_2(s) = 1 \dots\dots\dots (2.11)$$

図 2.4 より $-K_{enrg}$ によってマイナーループが正帰還となることが分かる。その結果、フィルタ回路は LC 共振を伴いながら不安定化する。さらに、図 2.4 の伝達関数は次式で表される。

$$\frac{V_c(s)}{V_g(s)} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{1}{C_f} \left(\frac{1}{R_{ins}} H_1(s) - K_{enrg} H_2(s) \right) s + \frac{1}{L_f C_f}} \dots\dots\dots (2.12)$$

従って、マトリックスコンバータのフィルタ共振を励起する不安定化ゲインは負性コンダクタンスによる $-K_{enrg}$ であり、特性方程式の s の 1 乗項がゼロになると安定限界を迎えて系統に高調波電流を流出させる。さらに、 s の 1 乗項がマイナスになるとシステムが不安定化する。このため、フィルタ共振を抑制するためには次のような手法を採用する。

- 1) ダンピング抵抗を接続して等価負性コンダクタンスゲインを相殺
- 2) 安定解析によって不安定領域を導出し、その領域を避けて運転
- 3) マトリックスコンバータの制御で等価負性コンダクタンスゲインを相殺

ただし、発電システムや系統安定化装置での運用を考えるとこれらのフィルタ共振抑制手法による安定度改善のみを評価するのではなく、マトリックスコンバータの定電力運転特性、すなわち出力電流フィードバック制御への影響も考慮する必要がある。以降では、この2つの点に着目しながらそれぞれの共振抑制方式の原理と特徴について具体的に述べる。

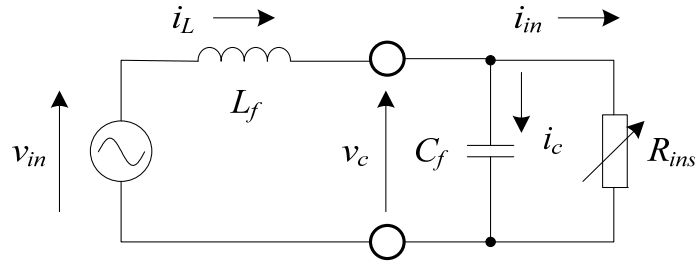


図 2.3 マトリックスコンバータの単相フィルタ等価回路

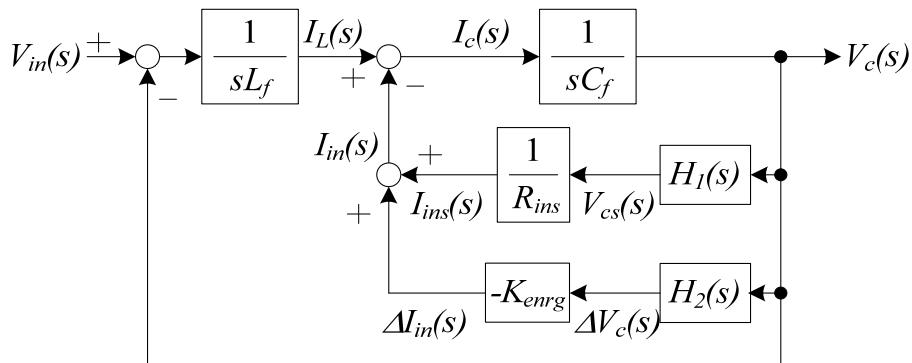


図 2.4 マトリックスコンバータの単相フィルタブロック図

2.3.1 フィルタの設計制約とダンピング抵抗

マトリックスコンバータの LC フィルタは、入力電流の PWM 成分を系統に流出させないために使用する。その設計法はこれまでにいくつか提案されてきたが⁽⁷⁾⁽¹²⁾、その設計における制約事項は主に次の通りである。ただし、EMI フィルタは考慮していない。

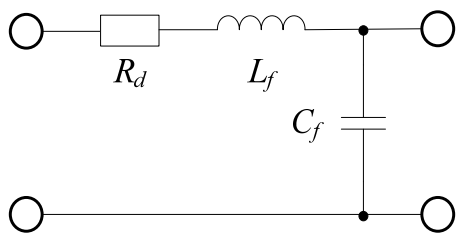
- 1) インダクタンスとキャパシタンスの LC 積からフィルタカットオフ周波数を決定する。ここで、フィルタカットオフ周波数は系統周波数よりも十分大きく、かつスイッチング周波数よりも小さくし、マトリックスコンバータの入力電流 PWM 成分を十分に減衰できるようにする。例えば、文献(11)ではカットオフ周波数を系統周波数の約 20 倍、スイッチング周波数の約 1/3 としている。
- 2) フィルタキャパシタンスの最大値は、系統電圧に対する入力力率による制約を受ける。特に、マトリックスコンバータの出力電圧は入力力率による制限を受けるため、系統電流の力率のみではなく出力電圧範囲にも配慮しなければならない。
- 3) フィルタキャパシタンスの最小値は、フィルタキャパシタ電圧リプルの最大値から求まる。
- 4) フィルタインダクタンスの最大値は、定格入力電流が流れた時の電圧降下から決まる。

このように、LC フィルタの値は上記の制約の中で設計される。しかし、多重マトリックスコンバータのように多巻線トランスを用いる場合や、マトリックスコンバータより系統側に絶縁トランスを用いる場合は、それらの漏れインダクタンスをフィルタインダクタの代わりに用いることができるが、フィルタインダクタンスの設計の自由度が落ちるため、最適設計ができない場合がある。

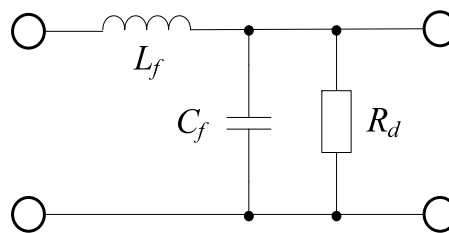
一方、受動素子である抵抗をフィルタに適切に接続することでフィルタ共振を抑制し、安定領域を拡大できる⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。この抵抗はダンピング抵抗と呼ばれ、フィルタ共振周波数に対して純抵抗特性を効かせることで負性抵抗特性を相殺し、システムの不安定化を防ぐことができる。

図 2.5 にダンピング抵抗の接続方法を示す。図 2.5 に示した接続法のいずれの場合もフィルタ共振を抑制できるが、以下にその特徴を示す。まず、(a)では RLC 直列回路を構成するため、(2.12)式に示したフィルタ伝達関数の特性多項式における s の項にダンピング抵抗

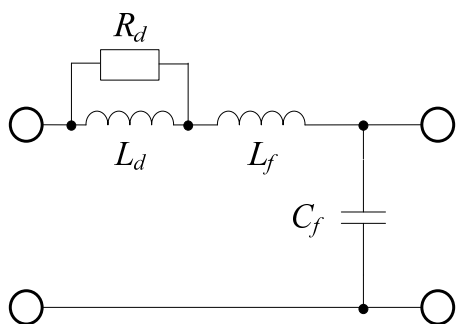
R_d の項が追加され、負性抵抗を相殺できる。しかし、 R_d には主回路電流が流れるためその消費電力が非常に大きく、高効率化の妨げとなる。一方、(b)は R_d によって直接負性抵抗を相殺できるが、 R_d の両端に主回路が印加されるため(a)と同様に発熱が問題となる。これに対し、(c)、(d)ではそれぞれダンピング抵抗とインダクタもしくはダンピング抵抗とキャパシタを追加する手法である。これらの方法は、系統周波数成分に対してはそれぞれ L_d のインピーダンスが低い、もしくは C_d のインピーダンスが高いため、 R_d での消費電力を抑えることができる。しかし、共振周波数成分に対しては R_d と比べて L_d のインピーダンスを十分大きく、もしくは C_d のインピーダンスを十分小さくして等価的に(a)、(b)の回路を構成する。図2.4に示したように負性抵抗は共振周波数成分に対してのみ効く成分なので、(c)、(d)の方法は系統周波数成分には影響を与えずに負性抵抗を相殺できる。しかし、前述のとおりに共振周波数成分に対しては L_d のインピーダンスを十分大きく、もしくは C_d のインピーダンスを十分小さくするため、それぞれ L_d 、 C_d を大きくしなければならない問題がある。以上のことから、追加素子がダンピング抵抗のみで系統周波数成分への影響が少ない(c)、(f)の接続法が現実的だが、(f)ではスイッチング周波数成分の電流が R_d に流れるため R_d の発熱が問題になる。このことから、実際は(e)の方法が選択されることが多い。しかし、先に述べたようにフィルタインダクタとしてトランスの漏れインダクタンスを用いる場合は、漏れインダクタンスに対してダンピング抵抗を並列接続できない。このような場合は、マトリックスコンバータを安定に運転するための安定解析もしくは負性抵抗を相殺する安定化制御が求められる。



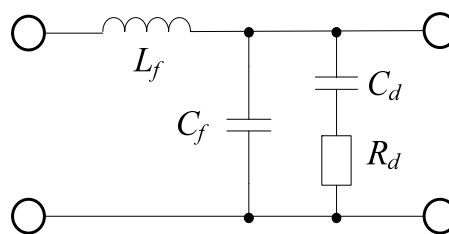
(a) R_d を L_f に直列接続



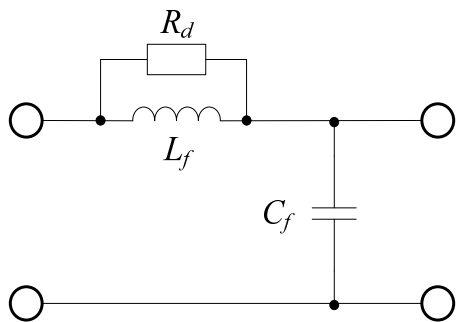
(b) R_d を C_f に並列接続



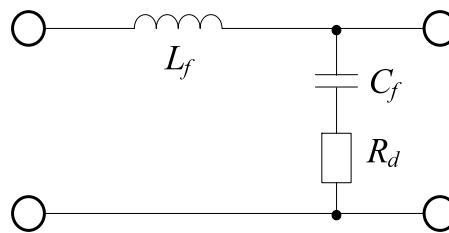
(c) R_d と L_d の並列回路を L_f に直列接続



(d) R_d と C_d の直列回路を C_f に並列接続



(e) R_d を L_f に並列接続



(b) R_d を C_f に直列接続

図 2.5 ダンピング抵抗 R_d の接続方法⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾

2.3.2 DC-DC コンバータにおける安定化技術

負性抵抗特性による不安定化は、マトリックスコンバータのみではなく POL (Point of load) などといった複数の DC-DC コンバータを用いるシステムでも発生する。これは、POL のコンバータには高速な電圧フィードバック制御が必要であり、かつその入力側にスイッチングによる PWM 電流を吸収する LC フィルタが接続されるためである。従って、交流と直流の違いはあるものの、入出力端子間にエネルギーバッファを持たない DC-DC コンバータとマトリックスコンバータの不安定化には共通点が存在する。従って、負性抵抗による不安定化を抑制する技術として、DC-DC コンバータにおける安定化技術を整理する。

(1) 安定解析による運転可能領域の明確化⁽¹⁵⁾⁻⁽²¹⁾

図 2.6 に DC バスを用いた POL システムの回路図を示す。このシステムではメインの DC バスを入力とした上位の DC-DC コンバータ (Line-regulating source-interface converter:LSC) が下位の DC-DC コンバータに対して電力を供給している。この時、2 つの DC-DC コンバータの間にはスイッチング周波数成分を除去するための LC フィルタが接続される。また、POL に電力を供給する下位の DC-DC コンバータは負荷電圧を制御するため、高速の電圧フィードバック制御を導入している。このため、下位の DC-DC コンバータは LSC に対して定電力負荷 (Constant power load: CPL) となる。

DC-DC コンバータの安定解析では、数式を元にその安定限界となる CPL の最大電力を定式化する^{(15), (19)-(21)}、フィルタインダクタ電流とフィルタキャパシタ電圧の 2 つ状態変数を用いてグラフ化した位相空間を用いる例⁽¹⁶⁾⁻⁽¹⁸⁾が多い。安定限界となる最大電力の定式化には、CPL に並列接続されるフィルタ定数を変化させた場合や⁽¹⁹⁾、共振を抑制するダンピング抵抗の接続方法⁽¹⁵⁾、半導体デバイスの寄生抵抗を考慮したモデル⁽²⁰⁾が提案されている。また、LSC を接続せずに POL の入力側にマルチステージの LC フィルタを接続した時の解析も提案されている⁽²¹⁾。このような受動素子による安定化では、回路トポロジーに応じて状態方程式を立てることでその安定限界を解析することができる。一方、位相空間を用いる安定解析は、システムの安定性を可視化して評価する手法である。

図 2.7 にフィルタインダクタ電流 $i_L(x_1)$ とフィルタキャパシタ電圧 $v_C(x_2)$ の位相空間における軌跡を示す。(a)が LSC のスイッチを ON した時の位相空間で、(b)が OFF とした時

の位相空間である。位相空間は 2 つの状態変数の挙動を可視化し、CPL の定常動作点から LSC がスイッチングした時に収束もしくは発散するかどうかを判別する。さらに、様々な安定化制御を LSC に導入した際の効果を評価できる。しかし、マトリックスコンバータのような AC-AC 変換器では状態変数が回転ベクトルとなるため、このように位相空間を用いると解析が複雑になると考えられる。

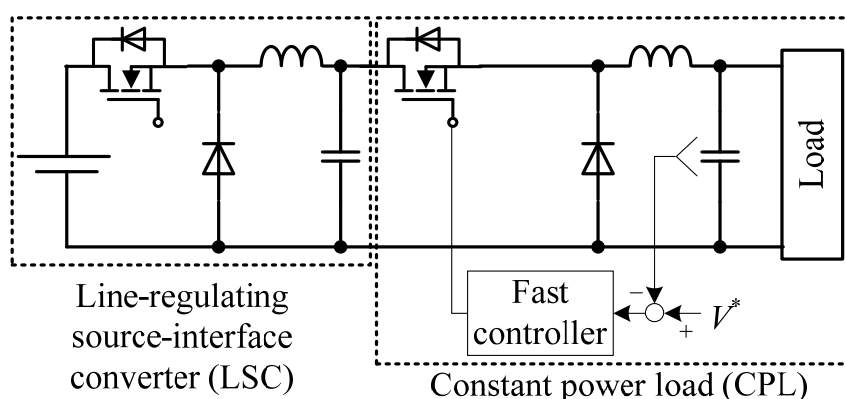


図 2.6 DC-DC コンバータを用いた POL システムの回路図⁽¹⁶⁾

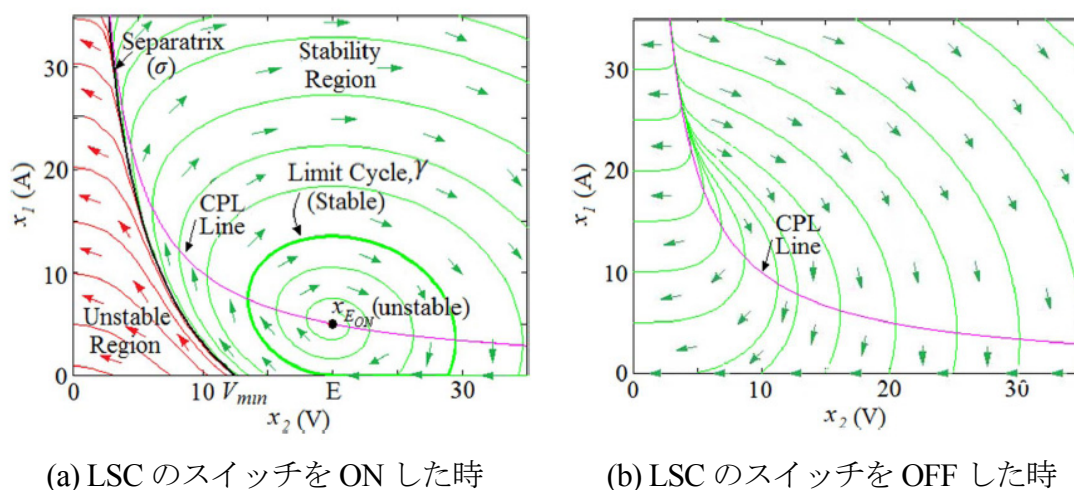


図 2.7 位相空間の例

(文献(16) C. N. Onwuchekwa, A. Kwasinski: “Analysis of boundary control for Buck Converters With Instantaneous Constant-Power Loads”, IEEE Trans. P.E., Vol. 25, No. 8, pp. 2018-2032 (2010) より引用)

(2) 安定化制御の導入⁽²²⁾⁻⁽²⁵⁾

これまでに POL の運転可能領域を拡大する安定化制御がいくつか提案されている。これらの制御法の共通点はフィードバック制御による定電力負荷特性を故意に緩和する点にある。具体的には、定電力負荷特性による非線形項を含まないもしくは相殺する方式⁽²²⁾⁽²³⁾や、過渡時の振動成分を検出して定電力負荷特性を弱める方式⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾が挙げられる。

図 2.8 に V^2 ループによる安定化制御を示す⁽²²⁾。図 2.8 では POL の負荷電圧フィードバック制御の検出値をフィルタキャパシタ電圧の二乗とし、PI 制御器で V^2 制御ループを構成している。その結果、 V^2 制御ループは定電力特性による非線形項を含まない線形システムとなって定電力負荷特性がなくなるため、適切なゲインを設定すれば安定に運転できる領域を拡大できる。しかし、この方式は制御量が電圧の二乗の次元となるため、パラメータ変動に対する感度が高くなり、過渡特性が悪化する。

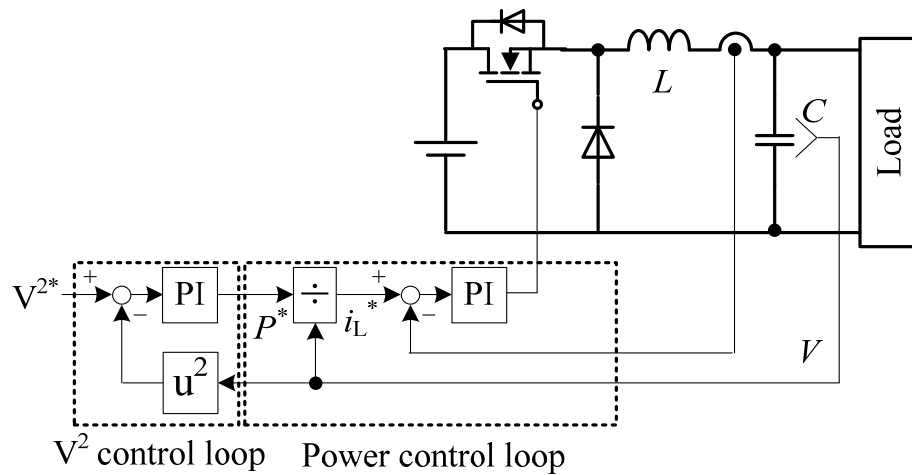
図 2.9 にフィードバックループを増やして定電力特性の項を等価的に相殺する安定化制御を示す⁽²³⁾。図 2.9 では、CPL に対して電力を供給する上位の降圧チョップの制御系に、 K_{FB} をゲインとする微分形のフィードバックループを追加している。この追加フィードバックループは、(b)の青線で示された定電力特性による非線形項を等価的に相殺する。この方式は、制御量の次元を上げないためパラメータ変動に対する感度が低くなり、過渡特性の悪化を防げる。しかし、この方式は CPL に対して上位にコンバータが存在することが前提となっているため、マトリックスコンバータを用いたシステムに転用する場合、上位に安定化制御を導入するコンバータが別途必要になる。このことから、負性抵抗による不安定化問題を解決するには、等価的に定電力負荷となるコンバータ自身に安定化制御を追加するのが望ましい。

図 2.10 に定電力負荷となるコンバータ自身に安定化制御を追加した降圧チョップシステムを示す⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾。図 2.10 では、負荷のインバータに電力を供給する降圧チョップの制御にキャパシタ電圧制御とインダクタ電流制御を適用しており、等価的に降圧チョップが定電力負荷となるため入力側の LC フィルタの影響も相まってシステムが不安定となる。しかし、図 2.10 では電圧制御器に並列に安定化のためのダンピング制御を導入している。このダンピング制御はバンドパスフィルタの構成をとり、降圧チョップの入力に設置されるフィルタキャパシタの振動を検出して電流指令値に加える。具体的には、不安定化のトリガとな

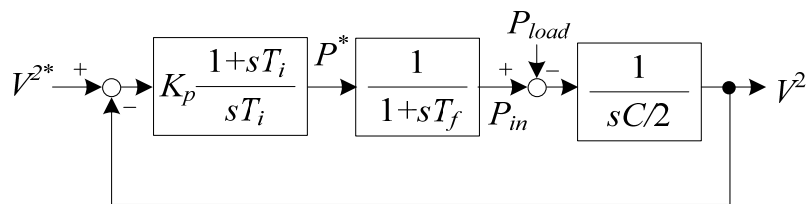
第2章

系統連系用マトリックスコンバータの 安定化手法

る過渡時にダンピング制御がキャパシタ電圧の振動分のみを抽出して電流指令値に加えるため、降圧チョップの出力電力が振動する。この結果、定電力負荷特性が弱まりシステムは不安定にならない。また、この方式は定電力負荷となるコンバータ自身に安定化制御を導入するので、追加のコンバータが不要という利点がある。さらに、文献(24)では使用する電圧制御器と電流制御器の応答が安定度に与える影響にも言及し、電圧制御器と電流制御器の応答を低下させることでも安定化を実現している。しかし、安定化のために状態変数行列から根軌跡を描く必要があるため、マトリックスコンバータに展開した際にはその設計が複雑になる。また、ダンピング制御が過渡特性に与える影響も評価しているが、その具体的な設計法には言及していない。

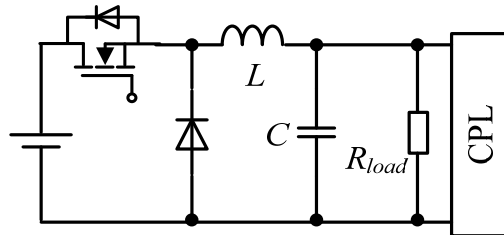


(a) V^2 制御ループを用いた POL のシステム構成

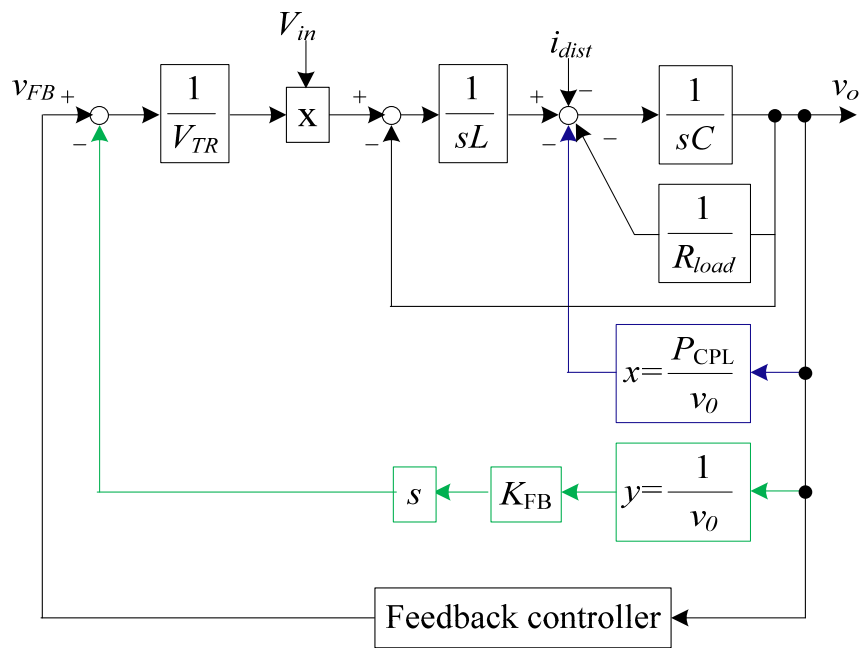


(b) V^2 制御ループの等価ブロック図

図 2.8 V^2 制御ループを用いた安定化原理⁽²²⁾



(a) 回路図



(b) 制御ブロック図

図 2.9 ループキャンセレーションによる安定化制御⁽²³⁾

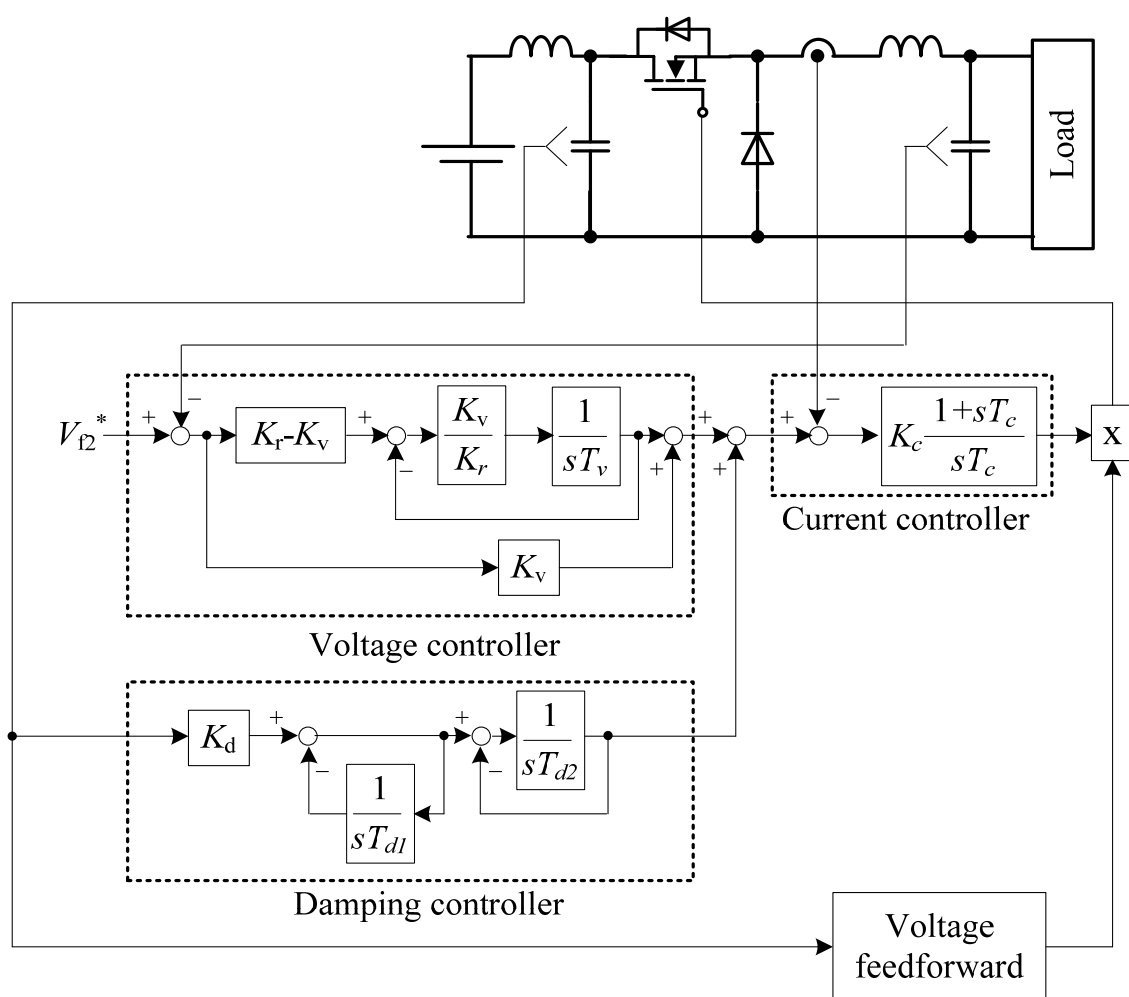


図 2.10 ダンピング制御を使用した降圧チョップパのシステム⁽²⁴⁾

2.3.3 モータドライブ用インバータにおける安定化技術

前節では DC-DC コンバータにおける安定化制御について述べたが、原理的には入出力端子間にエネルギーバッファがなければ DC-AC や AC-DC といったコンバータでも不安定化は発生する。しかし、電圧形整流器は図 2.1 に示したように LC フィルタを使用しないため負性抵抗による不安定化は生じない。ここでは、高速な電流制御と入力側に LC フィルタが必要なモータドライブ用の電圧形インバータに適用される安定化技術⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾について整理する。この安定化技術は、特に直流部のキャパシタンスを低減して小型化を目指す用途に有効であり、これまでと同様に過渡時のみ定電力特性を弱めて負性抵抗が発生しないようにしている。具体的には、過渡時のフィルタ共振振動を検出して、それを元に電力を振動させるような指令値を加える。

図 2.11 に NIRC (Negative input-resistance compensator) を用いた安定化制御⁽²⁷⁾を示す。NIRC とは負性抵抗を相殺するための制御器で、HPF にゲイン K_f を乗算した構成をとる。その結果、過渡時に発生したフィルタキャパシタ電圧の振動分のみを電流指令値に加えるため、電流制御系ではその振動分に応じた電力を追加で出力することになる。すなわち、過渡時におけるインバータの定電力特性が弱まり、結果として図 2.10 と同様にシステムを安定化できる。このように、NIRC もダンピング制御の一種であり、ダンピング制御が DC-DC コンバータにもインバータにも有用であることが分かる。しかし、この場合も電流制御系や速度制御系との設計の兼ね合いについては述べられていない。

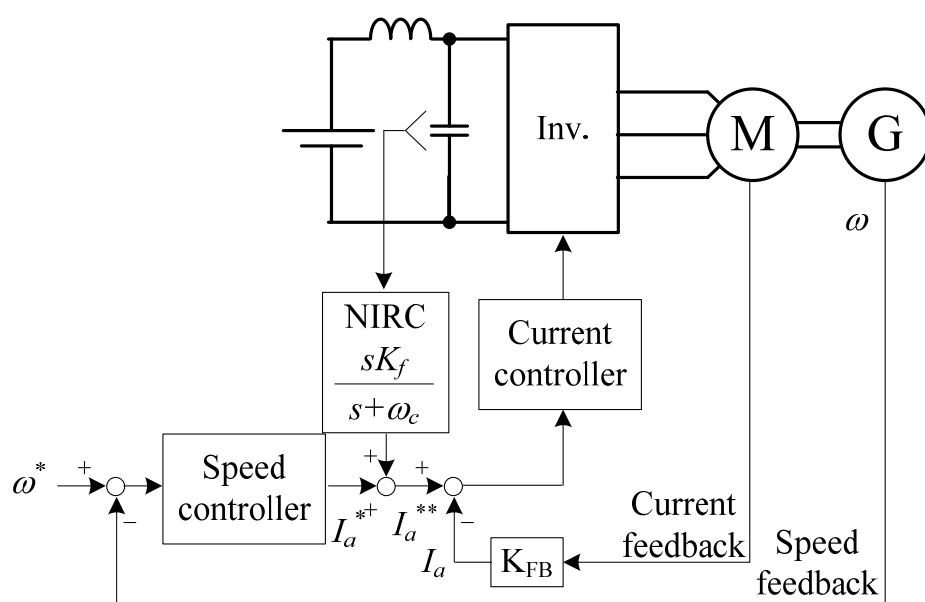


図 2.11 NIRC を用いた安定化制御⁽²⁷⁾

2.3.4 電流形整流器におけるフィルタ共振抑制技術

前節では LC フィルタを入力段に持つ電圧形インバータにおける安定化について述べたが、他にも LC フィルタを持つ変換器として電流形整流器（CSR）が挙げられる。電圧形インバータとは異なり、CSR は交流側に LC フィルタを接続し、直流側に電流源もしくはインダクタを持つ。すなわち、入出力端子に接続される受動素子はマトリックスコンバータと同様になる。このため、LC フィルタ共振の抑制もしくは振動の除去を目的とした手法がこれまで提案されており、本節ではその手法を整理する。特に CSR のフィルタ共振抑制技術としては、フィルタ共振による振動を検出しない手法（オープンループに基づいた手法）⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾と検出値をフィードバック制御する手法⁽³⁰⁾⁽³⁴⁾に大別される。

(I) オープンループに基づいた手法⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾

フィードバックループを使用しない振動抑制法として、これまで 3 ステップ法⁽²⁸⁾と回路パラメータから次サンプル点での操作量を演算する手法⁽²⁹⁾が提案されている。いずれも、過渡時における振動を抑制する目的で導入されており、低コストなマイコンを使用する電流形整流器に適している。

図 2.12 に 3 ステップ法によるフィルタ振動抑制を示す⁽²⁸⁾。図 2.12 では、LC フィルタを持つ単相 CSR の変調率が変化する際、単にステップ状に変化させるのではなく 3 ステップで変化させることで共振振動を抑制し、整定時間を短くする。この手法では変調率を 3 ステップで変化させるだけなのでオープンループで実施できる簡便さがある。しかし、効果的に共振振動を抑制するためには t_1, t_2 がフィルタ共振周波数の関数になるため、キャリア周波数の設計自由度が低下し、また微調整が必要となる問題がある。

図 2.13 に回路パラメータから次サンプル点での操作量を演算する手法を示す⁽²⁹⁾。図 2.13 では、サンプル点毎に共振振動を抑制するダンピング補正項を電流指令値に加えている。各サンプル点における電流指令値 $i_{sxy}^{*,k+1}$ は次式で表される。

$$i_{sxy}^{*,k+1} = i_{sxy}^{*,k+1} + L_s C_s \left[\left(\frac{\Delta i_{sxy}^*}{\Delta t} \right)^{k+1} - \left(\frac{\Delta i_{sxy}^*}{\Delta t} \right)^k \right] / \Delta t \dots\dots\dots (2.13)$$

ここで $i_{sxy}^{*,k+1}$ と $i_{sxy}^{*,k}$ は指令値フィルタを通した電流指令値、 L_s と C_s はフィルタ定数、 Δt

は制御周期である。(2.13)式では右辺の第二項がダンピング補正項であり、この項を加える事で電流指令値が図 2.13(b)のように変化する。このように、振動抑制に必要な制御量を全て指令値から演算することでスペックの低いマイコンを使用できる。しかし、あくまでも電流指令値の変化分からダンピング補正項を計算しているので、負荷電力によって変化する負性抵抗特性に対して安定度を改善できない問題がある。さらに、この補正項が直流電流制御に与える影響も考慮していない。

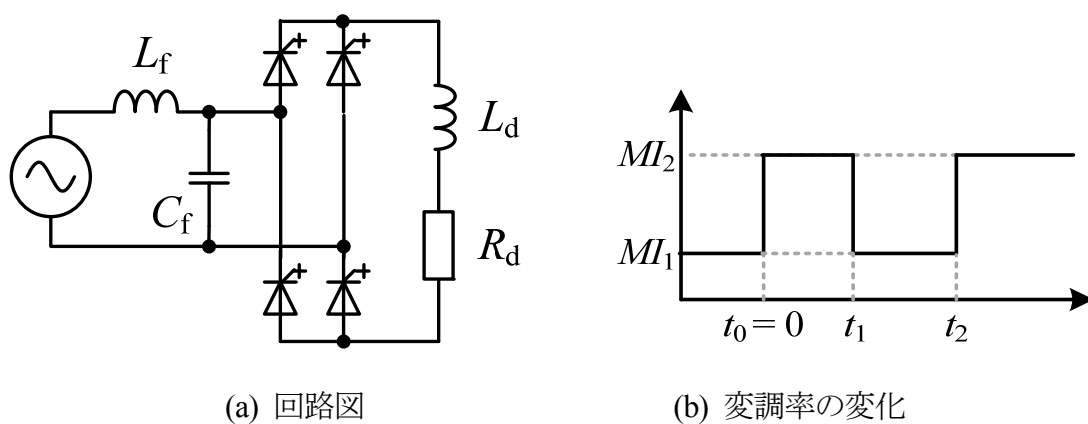
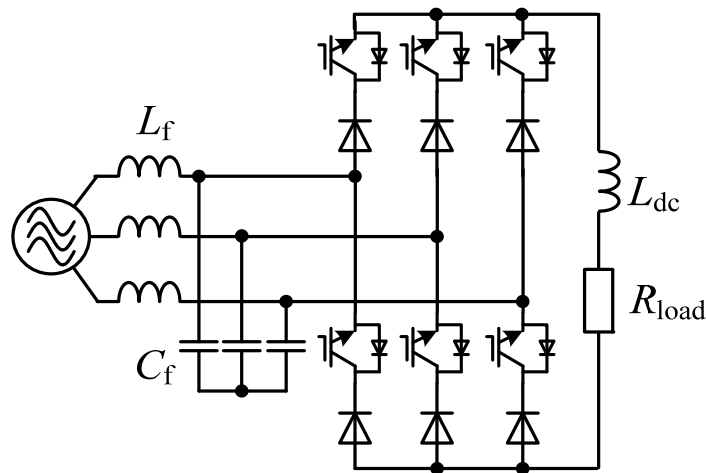
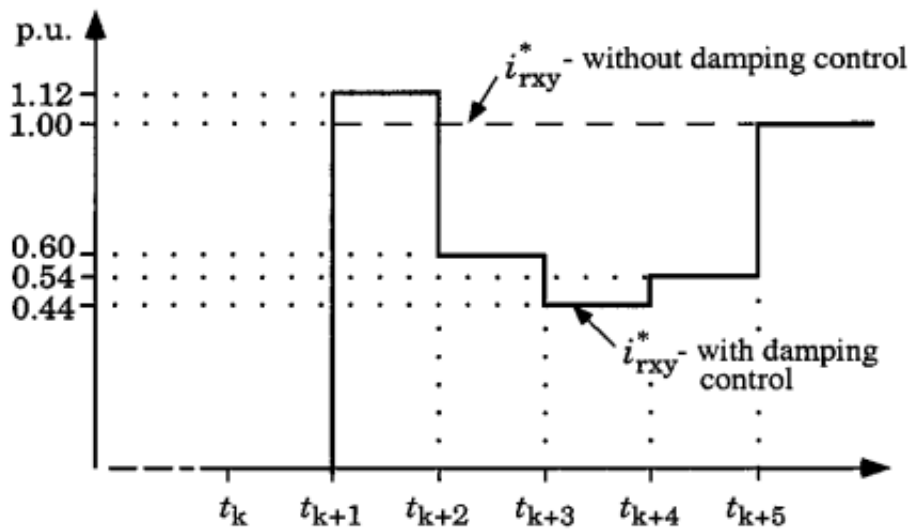


図 2.12 3 ステップ法によるフィルタ振動抑制⁽²⁸⁾



(a) 回路図



(b) 電流指令値のタイムチャート

図 2.13 回路パラメータから次サンプル点での操作量を演算する手法⁽²⁹⁾

((b)の図は文献(29) M. Salo, H. Tuusa: “A Vector Controlled Current-Source PWM Rectifier with a Novel Current Damping Method”, IEEE Trans. P.E., Vol. 15, No. 3, pp. 464-470 (2000)から引用)

(2) フィードバックに基づいた手法⁽³⁰⁾⁻⁽³⁴⁾

CSR にフィードバックを用いてフィルタ共振を抑制する手法は、ダンピング制御を中心にいくつか提案されている。基本的には、フィルタ共振の振動成分を抽出してゲインをかけて指令値に加算する手法が多く、フィルタに対して仮想的に抵抗を接続するダンピング制御⁽³⁰⁾⁻⁽³²⁾や、ダンピング制御と 3 ステップ法を組み合わせた手法⁽³³⁾、複数の直接フィード

バック制御を追加する手法⁽³⁴⁾が挙げられる。

図 2.14 に CSR における代表的なダンピング制御のブロック図を示す⁽³⁰⁾。図 2.14 では、フィルタキャパシタ電圧を検出し、HPF を通してダンピング抵抗に相当するゲイン $1/R_d$ を乗算する。この HPF とゲイン $1/R_d$ の乗算がダンピング制御に相当し、フィルタキャパシタ電圧の変化分と同相の電流を交流側に流すので、あたかもフィルタキャパシタに並列に抵抗値が R_d のダンピング抵抗を接続したかのように動作する。その結果、安定限界となる負荷電力を拡大できる。なお、図 2.14 ではフィルタキャパシタ電圧を検出しているが、フィルタインダクタ電流の振動分を検出する手法もある⁽³²⁾。以上のように、DC-DC コンバータやモータドライブ用インバータと同様に、CSR においてもダンピング制御は負性抵抗を相殺した安定化に有用である。しかし、図 2.14 では直流電流 PI 制御の操作量にダンピング制御量を加算するので、過渡時のオーバーシュートやボード線図におけるカットオフ周波数といった直流リンク電流の制御性能に影響を与える。この問題に対し、直流電流制御系をも考慮した CSR のダンピング制御の設計法はほとんど検討されていない。

図 2.15 に直接フィードバック制御を用いた CSR のフィルタ共振抑制法を示す⁽³⁴⁾。図 2.15 では、直接フィードバックの選択肢としてフィルタキャパシタの電圧電流、およびフィルタインダクタの電圧電流の 4 つが挙げられ、フィードバックループにゲインを挿入して電流指令値から減算している。それぞれの直接フィードバックにおけるフィルタ伝達関数を求めると図 2.15(b)が得られ、それぞれの特徴を書き出すと次のようになる。

- 1) インダクタ電流フィードバック (ISF) とキャパシタ電流フィードバック (ICF) はフィルタ伝達関数の固有角周波数を変化させるが、制動係数には寄与しない
- 2) インダクタ電圧フィードバック (VLF) とキャパシタ電圧フィードバック (VCF) は制動係数を変化させるが、固有角周波数には寄与しない

以上のことから、文献(34)では ICF と VLF の 2 つを選択し、直接フィードバック制御することでフィルタ共振を抑制している。ただし、直流部にインダクタを接続した場合に必要な直流電流制御の影響を考慮していないため、直接フィードバック制御が直流電流制御性能を悪化させる恐れがある。

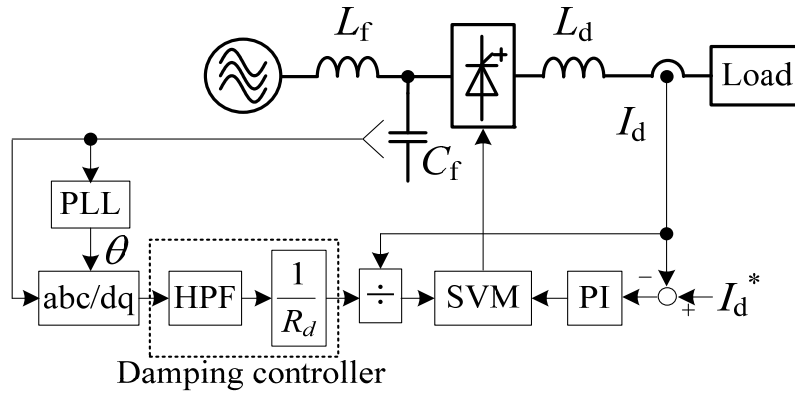
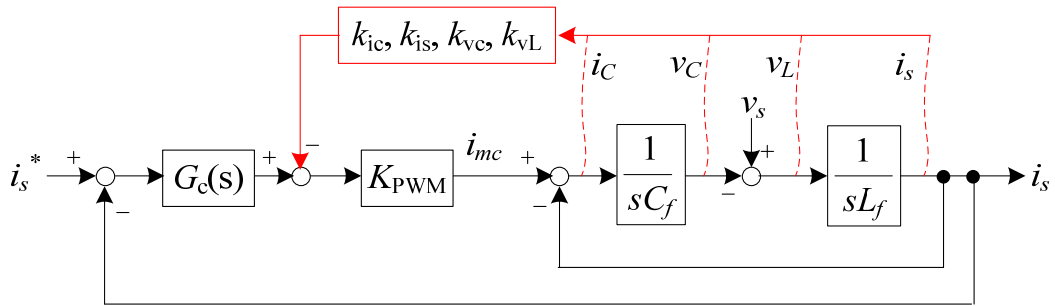


図 2.14 CSR におけるダンピング制御⁽³⁰⁾



(a) 制御ブロック図

Feedback control	$G'_{ii}(s)$	$G'_{iv}(s)$	ω'_n, ζ'
i_s (ISF)	$\frac{1}{s^2 L_f C_f + 1 + k_{is}}$	$\frac{s C_f}{s^2 L_f C_f + 1 + k_{is}}$	$\omega_n \sqrt{1 + k_{is}}, 0$
v_L (VLF)	$\frac{1}{s^2 L_f C_f + s k_{vL} L_f + 1}$	$\frac{s C_f}{s^2 L_f C_f + s k_{vL} L_f + 1}$	$\omega_n, \frac{k_{vL}}{2} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$
i_C (ICF)	$\frac{1}{s^2 L_f C_f (1 - k_{iC}) + 1}$	$\frac{s C_f (1 - k_{iC})}{s^2 L_f C_f (1 - k_{iC}) + 1}$	$\omega_n \frac{1}{\sqrt{1 - k_{iC}}}, 0$
v_C (VCF)	$\frac{1}{s^2 L_f C_f - s k_{vC} L_f + 1}$	$\frac{s C_f - k_{vC}}{s^2 L_f C_f - s k_{vC} L_f + 1}$	$\omega_n, -\frac{k_{vC}}{2} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$

(b) 各直接フィードバック制御におけるフィルタ伝達関数

図 2.15 フィルタ共振を抑制する直接フィードバック制御⁽³⁴⁾

2.3.5 マトリックスコンバータにおけるフィルタ共振抑制技術

マトリックスコンバータに適用するフィルタ共振抑制技術として、これまでに多数の文献が紹介されている。これらの文献を大別すると、システムの安定限界や極配置を求める安定解析⁽³⁵⁾⁽⁴⁵⁾、もしくは安定領域を拡大する安定化制御⁽⁴⁶⁾⁽⁵⁷⁾に分けられる。以下では、その特徴と問題点について整理する。

(1) システムの安定解析⁽³⁵⁾⁽⁴⁵⁾

マトリックスコンバータの安定解析では、基本的にマトリックスコンバータが安定限界となる負荷電力の定式化⁽³⁵⁾⁽³⁷⁾や、状態方程式の固有値から安定領域を求める手法⁽³⁸⁾⁽⁴³⁾が多く用いられる。他にも、マトリックスコンバータの入力電流指令値ベクトルの生成に必要な電圧検出に関する安定性評価も報告されている⁽⁴⁴⁾⁽⁴⁵⁾。

負荷電力の定式化では、マトリックスコンバータのインピーダンス行列から安定限界の電力を求めることを基本としている。その安定限界の電力 P_{\lim} は次式で表される⁽³⁵⁾⁽³⁶⁾。

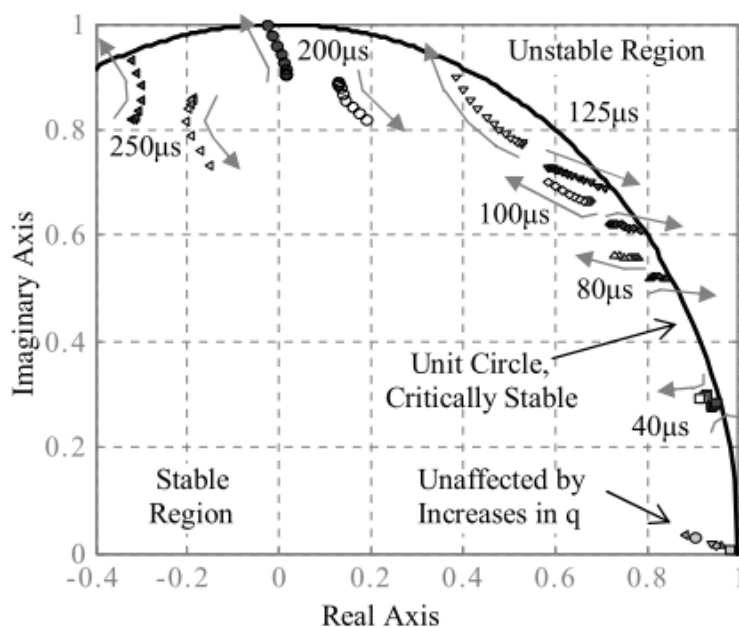
$$P_{\lim} = \frac{3}{2} \frac{V_i^2}{R_{\text{res}}} \dots\dots\dots (2.14)$$

ここで、 V_i は系統電圧振幅、 R_{res} は共振周波数における等価抵抗である。この等価抵抗 R_{res} はマトリックスコンバータのインピーダンス行列 Z_{eq} を用いて次式で表される。

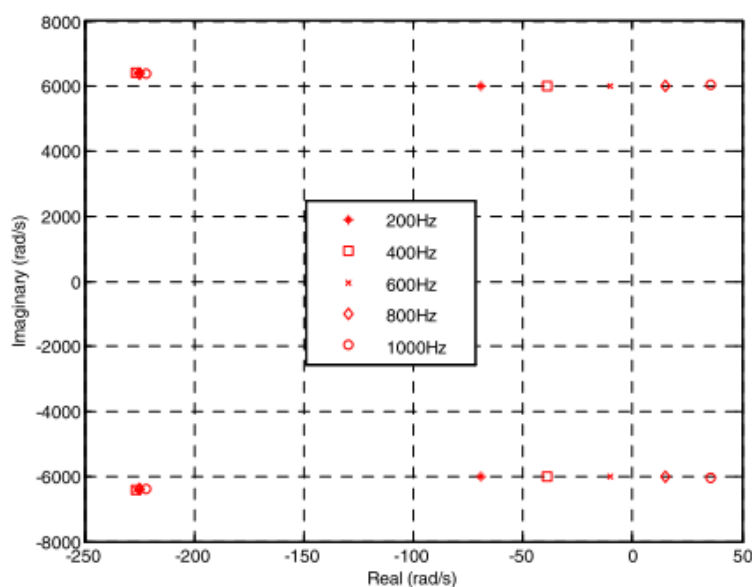
$$R_{\text{res}} = \sqrt{Z_{\text{eq}}(j\omega_r + j\omega_{in})Z_{\text{eq}}^c(j\omega_r - j\omega_{in})} \dots\dots\dots (2.15)$$

ここで、 Z_{eq}^c は系統電圧ベクトルの共役複素数に対応するインピーダンス行列であり、 ω_r は共振角周波数である。ここでは要点となる式のみを説明したが、マトリックスコンバータの入力電圧電流方程式からインピーダンス行列を求めることで安定限界となる電力を定式化できる。さらに、(2.14)式を応用してマイコンのキャリア割り込みによる遅れの影響や⁽³⁵⁾、マトリックスコンバータの損失がシステムに与える安定改善効果⁽³⁶⁾を考慮した安定限界式も報告されている。また、定式化した安定限界の負荷電力が伝達関数による解析結果やヤコビ行列を用いた解析結果と一致することを確認した文献も報告されている⁽³⁷⁾。しかし、この方法では式が非常に複雑になるため、変動パラメータに対する感度などの特性を把握しにくい問題がある。

図 2.16 にマトリックスコンバータのシステム行列から求めた極配置の例を示す⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾。マトリックスコンバータの入出力電圧電流や出力電圧指令値の状態方程式を元にシステム行列を立て、その固有値を求めることで図 2.16 のような極配置が得られる。例えば、図 2.16 (a)では制御周期をパラメータとして出力電圧指令値を 0.05 p.u.ずつ増加させた時の極配置を示しているが、図 2.16 (a)からは制御周期に応じて安定限界となる出力電圧が変わることが分かる。この場合、図中のプロット数が多いほど安定限界となる出力電圧が高く、制御周期が 125 μ s の時が最も安定である。なお、この例ではマトリックスコンバータの負荷を RL としているため、安定限界となる出力電圧指令値を求めることは、安定限界となる負荷電力を求めることと等価である。一方、図 2.16 (b)ではマトリックスコンバータの出力側に電流フィードバック制御を適用したシステムにおいて、出力電流制御系の固有周波数に対する安定度を評価している。この場合、出力電流制御系の応答を高速化するほど極が右半平面に移動し、固有周波数が 800 Hz 以上になると不安定になることが分かる。このように、システム行列から極配置を求めることで連続系、離散系問わずシステム全体の安定性を評価でき、かつパラメータに対する安定性への感度も容易に把握できる。なお、図 2.16 では制御周期や出力電流制御応答周波数に対する安定性を示したが、他にも入力電圧検出のフィルタ時定数や誘導機のすべりと同期速度に対する安定性の評価⁽³⁸⁾⁽³⁹⁾、入出力にベクトル制御を導入した場合の評価⁽⁴⁰⁾も報告されている。以上のように、固有値からシステムの安定性を評価する手法は非常に有用であるが、極配置では過渡時の応答を把握しにくく、所望の安定度と高い出力電流制御性能の両立が難しい問題がある。



(a) 制御周期をパラメータとして出力電圧指令値を 0.05 p.u. ずつ増加させた時の極配置
(文献(41) C. A. J. Ruse, J. C. Clare, C. Klumpner: “Numerical Approach for Guaranteeing Stable Design of Practical Matrix Converter Drive Systems”, Proc. IECON2006, pp. 2630-2635 (2006)より引用)



(b) 出力電流制御系の固有周波数に対する極配置
(文献(42) J. Wang, M. Bouazdia: “Stability of Matrix Converter-fed Permanent Magnet Brushless Motor Drive Systems”, Proc. EPE2009, pp. 1-10 (2009)より引用)

図 2.16 マトリックスコンバータの極配置の例⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾

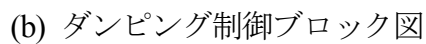
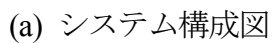
(2) 安定領域を拡大する制御⁽⁴⁶⁾⁻⁽⁵⁷⁾

マトリックスコンバータの負性抵抗を相殺して安定領域を拡大する制御はこれまで多数報告されている。中でもダンピング制御に関する文献が最も多く、マトリックスコンバータの入力電流指令値にダンピング補償量を重畳する方式⁽⁴⁶⁾⁻⁽⁵¹⁾と出力電圧指令値に補償量を重畳する方式⁽⁵²⁾⁻⁽⁵⁵⁾に大別される。他にも、出力電圧指令値の演算にフィードバックを用いず、代わりに LC フィルタの伝達関数を考慮する方式⁽⁵⁶⁾や系統電流を PID 制御する方式⁽⁵⁷⁾も報告されているが、文献(56)の方式は出力電流制御を加えた場合にモデルを複雑にし、また文献(57)の系統電流 PID 制御は出力電流制御と組み合わせた際に基本波レベルで両者が干渉して不安定となるため⁽⁴⁰⁾、ここではダンピング制御について整理する。

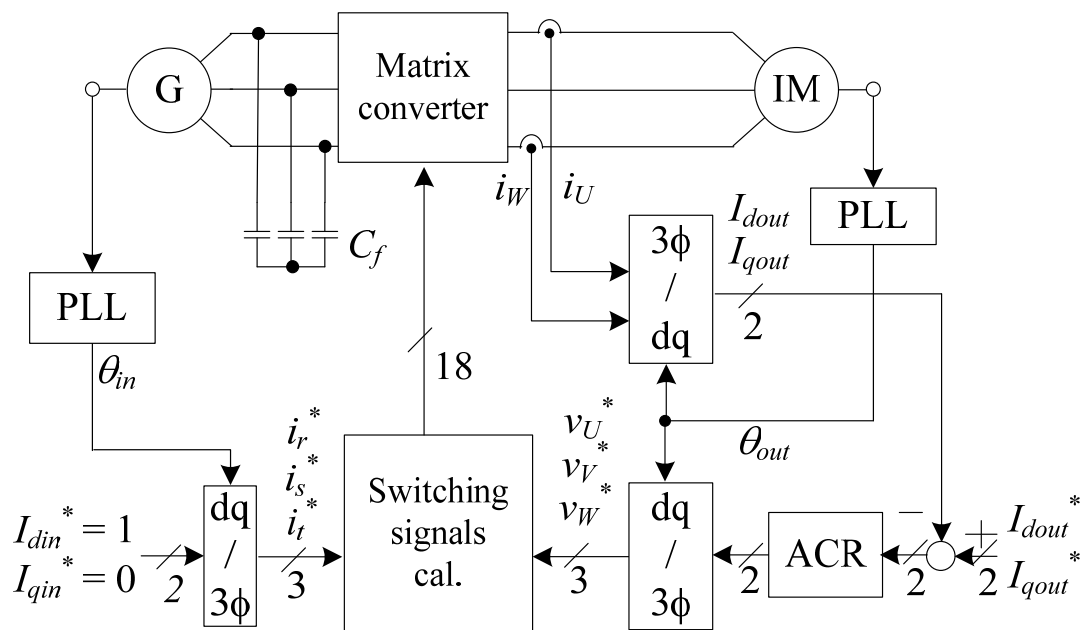
図 2.17 に入力電流指令値にダンピング補償量を重畳する制御法のブロック図を示す。図 2.17 では、入力電流指令値 I_{din}^* , I_{qin}^* に対してダンピング制御の補償量を加算している。ダンピング制御は、図 2.17 (b)の通り時定数 T_d の HPF とダンピングゲイン K_d で構成される。これまでに述べたように、ダンピング制御ではフィルタキャパシタ電圧の共振周波数成分のみを HPF で抽出し、 K_d を乗算して入力電流指令値に加える事で、仮想的にダンピング抵抗をフィルタキャパシタに並列接続するのと等価となる。この結果、ダンピング制御による仮想抵抗が負性抵抗を相殺するのでシステムの不安定化を防ぐことができる。しかし、出力電流フィードバック制御が必要な場合、図 2.17 のようにマトリックスコンバータの入出力でそれぞれフィードバックループが構成される。1 章でも述べたように、フィードバック制御は等価的に瞬時電力を制御するため、図 2.17 では特に共振周波数が含まれる数百 Hz から数 kHz の帯域で入出力の瞬時電力制御が互いに干渉する。マトリックスコンバータはエネルギーバッファをもたないので、この入出力制御の干渉は各々のフィードバック制御に影響し、その非干渉化が難しい。このことから、所望の出力電流制御性能とフィルタ共振抑制効果を得るためには負性抵抗を相殺するダンピング制御と出力電流制御を統合し、入力側をオープンループとして非干渉化するのが望ましい。

図 2.18 に出力電圧指令値にダンピング補償量を重畳する制御のブロック図法を示す⁽⁵²⁾。図 2.18 では、出力電流のフィードバックループにダンピング制御を統合し、入力側の電流制御はオープンループとしている。本制御では、フィルタ共振による入力電流ひずみが出力側にも伝搬することを利用し、出力電流に含まれる共振ひずみを HPF で抽出してダンピ

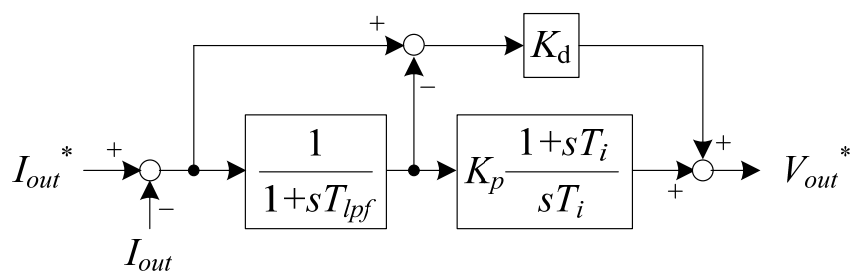
ング補償量とする。このダンピング制御は、過渡時においてもその振動を抽出して故意に出力電圧指令値の変化を大きくするため、過渡時の定電力特性を弱める。その結果、図 2.17 と同様にシステムの安定領域を拡大できる。また、図 2.17 では入出力にフィードバックループが構成されていたのに対し、図 2.18 ではフィードバックループが出力側のみに構成されるため、瞬時電力はダンピング制御を内包した出力電流制御系で一意に決定できる。従って、図 2.17 に対して入出力における瞬時電力制御の干渉がないという利点がある。しかし、図 2.18 を提案した文献(52)では統合されたダンピング制御が出力電流制御に与える影響を明確にしていない。また、出力電流制御の PI 制御器とダンピング制御を直列接続した文献(53)では、ボード線図にフィルタ共振の影響が反映されていないため、制御帯域は設計できるが定量的にダンピングゲインを設計できない問題がある。一方、文献(54)ではダンピング制御量を出力電流制御にフィードフォワードすることでフィルタ共振を抑制するが、文献(52)と同様に出力電流制御系との兼ね合いは示されていない。このため、出力電流制御系にダンピング制御を統合した制御系において、ダンピング制御による安定性と電流制御性能をボード線図で定量的に評価する手法が提案されている⁽⁵⁵⁾。しかし、この手法はシステムのゲイン余裕を優先して設計しているため、過渡時に過大なオーバーシュートが発生し、また出力電流制御帯域が設計値と大きく異なる問題がある。従って、所望のカットオフ周波数の確保やオーバーシュートの抑制といった高い電流制御性能と安定性を両立する手法が求められる。



53



(a) システム構成図



(b) ダンピング制御を統合した電流制御系（ACR）のブロック図

図 2.18 出力電圧指令値にダンピング補償量を重畳する制御法⁽⁵²⁾

2.3.6 ダンピング制御におけるトレードオフ関係

前項まで述べたように、入力電流に含まれるスイッチングリップル除去用の LC フィルタを持つ変換器では、マトリックスコンバータに限らず様々な変換器で負性抵抗による不安定化の対策が採られてきた。その中で、各々の電力変換形態においてもダンピング制御が共振抑制に効果的であることが明らかになった。ここで、フィードバックする検出値の観点からダンピング制御を2つに大別すると、1つは DC-DC コンバータや電流形整流器、電圧形インバータでも採用されているフィルタキャパシタ電圧を検出するタイプで、もう一方はマトリックスコンバータで採用されている出力電流を検出するタイプである。本研究では、LC フィルタをマトリックスコンバータの入力側、発電機や負荷を出力側としてそれぞれの方式を入力側ダンピング制御、出力側ダンピング制御と定義する。しかし、これらのダンピング制御では負性抵抗の相殺によるシステムの安定化が実証されているが、系統連系用途に必要な電流のフィードバック制御とダンピング制御の兼ね合いもしくは設計法についてはほとんど言及されていない。

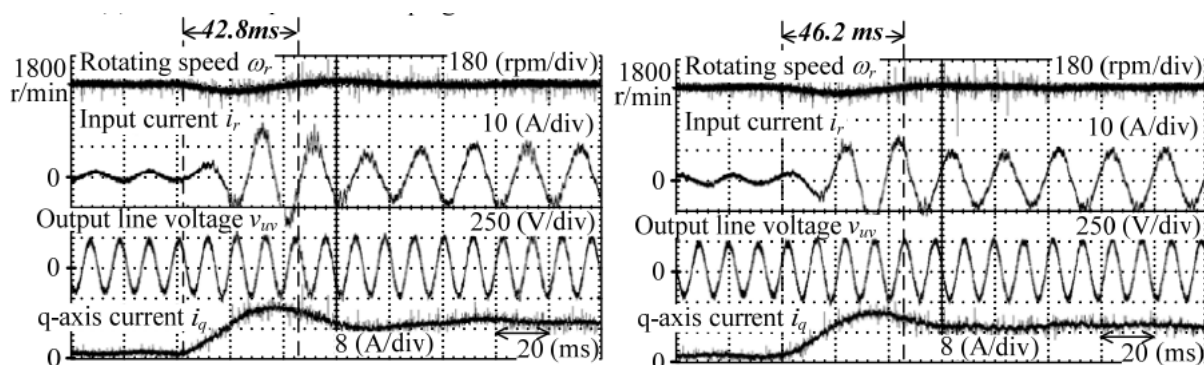
図2.19にマトリックスコンバータに適用した入力側ダンピング制御と出力側ダンピング制御を実験的に比較した結果を示す⁽⁵⁸⁾。文献(58)では出力電流フィードバック制御とダンピング制御の兼ね合いや設計法について理論的に述べる代わりに、出力電流制御性能と安定性の観点から入力側ダンピング制御と出力側ダンピング制御を比較している。その結果、図 2.19 から分かるように次のようなトレードオフ関係が明らかにされた。

- 入力側ダンピング制御：出力電流制御性能は高いが安定性は低い
- 出力側ダンピング制御：出力電流制御性能は低いが安定性は高い

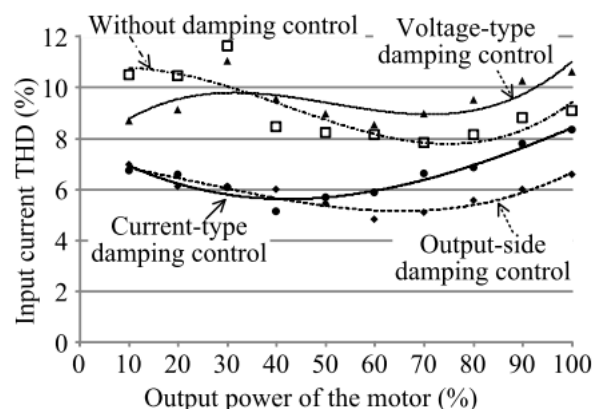
ただし、上記の比較検討の評価パラメータが出力電流の整定時間と入力電流 THD なので、次のように仮定している。

- 出力電流指令値のステップ入力に対して整定時間が短い＝出力電流制御性能が高い。
すなわち、過渡時のオーバーシュート量が小さく、かつカットオフ周波数が高い。
- 入力電流 THD が低い＝安定性が高い

従って、系統連系用途に適用するマトリックスコンバータを高性能化するためには出力電流制御性能と安定性の間にあるこのトレードオフ関係を解決する共振抑制手法が必要となる。



(a) 入力側ダンピング制御適用時（左）と出力側ダンピング制御適用時（右）の
入出力波形（上からモータ速度，入力電流，出力線間電圧，出力 q 軸電流）



(b) 入力電流 THD の比較

(Voltage-type damping control : 入力側ダンピング制御,

Output-side damping control : 出力側ダンピング制御)

図 2.19 マトリックスコンバータに適用した入力側ダンピング制御と
出力側ダンピング制御の比較結果

(文献(58) K. Koiwa, J. Itoh: 「Efficiency and Damping Control Evaluation of a Matrix Converter with a Boost-up AC Chopper in Adjustable Speed Drive System」, Proc. ECCE 2013, pp. 2707-2714
(2013)より引用)

2.4 瞬低に対する FRT 技術

本節では、系統連系機器に用いるマトリックスコンバータの安定化に関して、系統の瞬時電圧低下に対応する FRT 制御について述べる。FRT 制御は、瞬低が発生してもシステムの運転を安定に継続することを第一の目的としており、特に発電システムの安定運用の必須条件となっている。本節では、まず瞬低時の連系用変換器に求められる機能について整理する。次に、マトリックスコンバータの系統側電圧を低下させたシミュレーションにて瞬低時の問題点を把握する。そして、これまでに提案されてきたモータドライブと風力発電向けのマトリックスコンバータの FRT 制御を紹介し、その特徴と問題点を洗い出す。

2.4.1 瞬低中の連系用変換器への要求

図 2.20 に発電システムにおける瞬低時の運転継続領域のイメージ図を示し、表 2.1 に風力発電における欧米各国の FRT 要件を示す⁽⁵⁹⁾。図 2.20 に示した通り、系統に連系する発電システムは規定内の残電圧と継続時間であれば系統から解列せずに運転を継続し続けなければならない。欧米各国における FRT の残電圧と継続時間の規定は表 2.1 のとおりであり、最も厳しい残電圧は 0%の ZVRT (Zero voltage ride through)で、継続時間は 1 秒以内の規定が多い。国内においても、表 2.2 のように太陽光発電や風力発電、燃料電池、ガスエンジンを用いたシステムに対して FRT 要件が規定されており、運転継続が要求される条件は残電圧 20%以上、継続時間 1 秒以内である⁽⁶⁰⁾⁽⁶¹⁾。

図 2.21 に風力発電システムにおける瞬低時の系統への無効電流注入規定を示す⁽⁵⁹⁾。この無効電流注入は、瞬低中も系統に無効電流を供給することで系統電圧復帰時のトランスへの励磁突入電流を防いで早急な系統電圧回復をサポートする目的で規定され、ドイツやスペイン、イギリス、アイルランドなどで導入されている。例えば、ドイツの E.ON コードでは 10%以内の系統電圧変動のデッドバンドを除き、1%の電圧低下に対して 2%の無効電流を注入することが求められている。なお、上記のような運転継続機能と系統無効電流制御を発電システムに求める FRT 要件は、今後エンジン発電機や揚水発電など様々な分散電源システムにも適用されると考えられるが、本研究では風力発電システムを例として検討を行う。

図 2.22 に本研究で想定するフルコンバータ方式の風力発電システムを示す。風車を可変

速制御する発電システムには、図 1.5 に示したように発電機として DFIG を用いた方式とフルコンバータ方式が有力である。しかし、DFIG を用いた方式では DFIG の固定子巻線に系統を直結するため、瞬低中の系統無効電流の制御が難しく、FRT 要件を満足しない可能性がある⁽⁶²⁾⁻⁽⁶⁶⁾。一方、フルコンバータ方式は発電機と系統の間に発電機と同容量の電力変換器が接続されるため、系統への無効電流注入が DFIG の方式よりも容易であり、今後の需要増加が見込まれる⁽⁶⁷⁾⁽⁶⁸⁾。以上のことから、本研究ではフルコンバータ方式の風力発電システムにおける FRT を検討する。

一方、風力発電システムでは瞬低中の風車の加速、振動を防ぐため、出来る限り瞬低によるトルク変動を抑える必要がある⁽⁶⁹⁾。しかし、瞬低中は系統への有効電力をゼロもしくは大幅に低減しなければならない⁽⁶¹⁾。従って、風力発電では運転継続や系統無効電流制御といった系統連系要件とは別に、瞬低中も瞬低前と同じ有効電力を発電機から取り出して連系用変換器内で消費することでトルクを維持する必要がある。

以上で述べた瞬低時の要求を整理すると次のようにまとめられる。

- 1) 瞬低時も、規定された残電圧と継続時間以内であれば、系統に連系された電力変換器は解列せずに運転を継続する。
- 2) 瞬低中は残電圧に応じて系統に無効電流を注入する。
- 3) 瞬低中も瞬低前と同じトルクを発電機に印加するため、発電機から取り出す有効電力の変動を抑える。

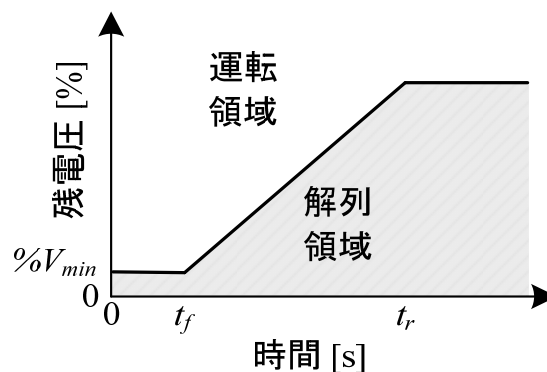


図 2.20 発電システムにおける瞬低時の運転継続領域のイメージ図

表 2.1 風力発電における欧米の FRT 要件⁽⁵⁹⁾

系統連系規程	瞬低継続時間 t_f [ms]	残電圧最小値 $\%V_{\min}$ [%]	電圧回復時間 t_r [s]
ドイツ(Eon)	150	0	1.5
イギリス	140	0	1.2
アイルランド	625	15	3
ノルウェー(Nordel)	250	0	0.75
デンマーク(<100 kV)	140	25	0.75
デンマーク(>100 kV)	100	0	10
ベルギー(強度の瞬低)	200	0	0.7
ベルギー(軽度の瞬低)	1500	70	1.5
カナダ(AESO)	625	15	3
カナダ(Hydro-Quebec)	150	0	1
アメリカ	625	15	3
スペイン	500	20	1
イタリア	500	20	0.8
スウェーデン(<100 MW)	250	25	0.25
スウェーデン(>100 MW)	250	0	0.8
ニュージーランド	200	0	1

表 2.2 国内の瞬低に対する FRT 要件⁽⁶⁰⁾

発電装置種類	瞬低継続時間 t_f [s]	残電圧最小値 $\%V_{\min}$ [%]	運転条件 (V : 連系点電圧)	
			$V \geq \%V_{\min}$	$V < \%V_{\min}$
太陽光(単相) (2017年3月末まで)	1.0	30	運転継続	運転継続 または ゲートブロック (注)
太陽光(単相) (2017年4月以降)	1.0	20		
太陽光(三相) (2017年3月末まで)	0.3	30		
太陽光(三相) (2017年4月以降)	0.3	20		
蓄電池(単相) (2018年4月以降)	1.0	20		
蓄電池(三相) (2019年4月以降)	0.3	20		
燃料電池(単相) (2018年4月以降)	0.3	20		
燃料電池(三相) (2019年4月以降)	0.3	20		
ガスエンジン(単相) (2018年4月以降)	0.3	20		

(注) 三総連系のものは, 三相短絡を想定した三相平衡での電圧低下ケースのみに適用

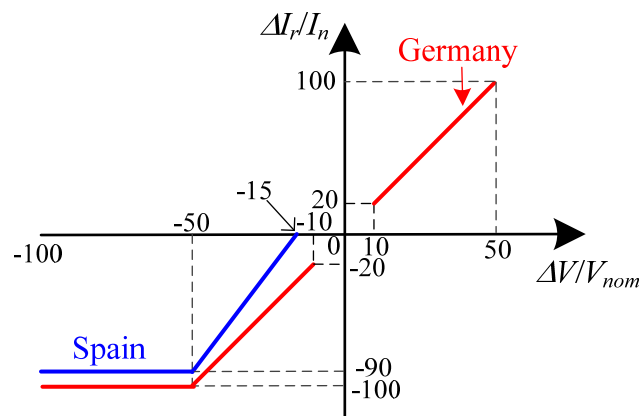


図 2.21 風力発電システムにおける瞬低時の系統への無効電流注入規定⁽⁵⁹⁾

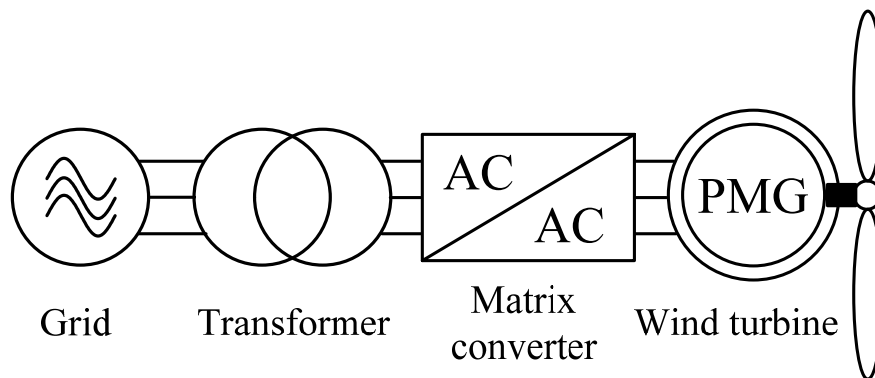


図 2.22 本研究で想定するフルコンバータ方式の風力発電システム

2.4.2 瞬低がマトリックスコンバータに与える影響

図 2.1 や図 2.2 で示したように、マトリックスコンバータは系統側を基準として降圧型変換器となり、かつエネルギーバッファを持たないため瞬低中の出力電圧制御が難しい。以下に、マトリックスコンバータの瞬低への脆弱性について具体的に述べる。

図 2.23 に発電機電流をフィードバック制御している最中に瞬低が発生した場合のシミュレーション結果を示す。図 2.23 では、 $t=0.1\text{ s}$ から 0.2 s の間で残電圧 10%の瞬低を発生させている。瞬低前はフィードバック制御で発電機の dq 軸電流は指令値に追従するが、瞬低が発生すると発電機端子電圧も強制的に低下するため、マトリックスコンバータの電流制御系が指令値飽和を起こし運転継続と発電機トルク制御が困難となる。さらに、発電機電流が制御できないので、発電機電流を元に PWM で生成する系統電流の正弦波化も難しい。この現象は系統電圧が復帰した際も持続するため、正常運転に戻るためには一度運転を停止しなければならない。なお、多重マトリックスコンバータでは系統側にトランスを用いるため昇圧が可能だが、瞬低を見込んでトランスの昇圧比を設計すると系統正常時のトランス利用率が悪くなる。このように、瞬低対策を施していないマトリックスコンバータでは FRT 要件の遵守や瞬低時の発電機トルク維持が困難である。従って、マトリックスコンバータを発電システムに適用するにはその FRT 制御を開発する必要がある。

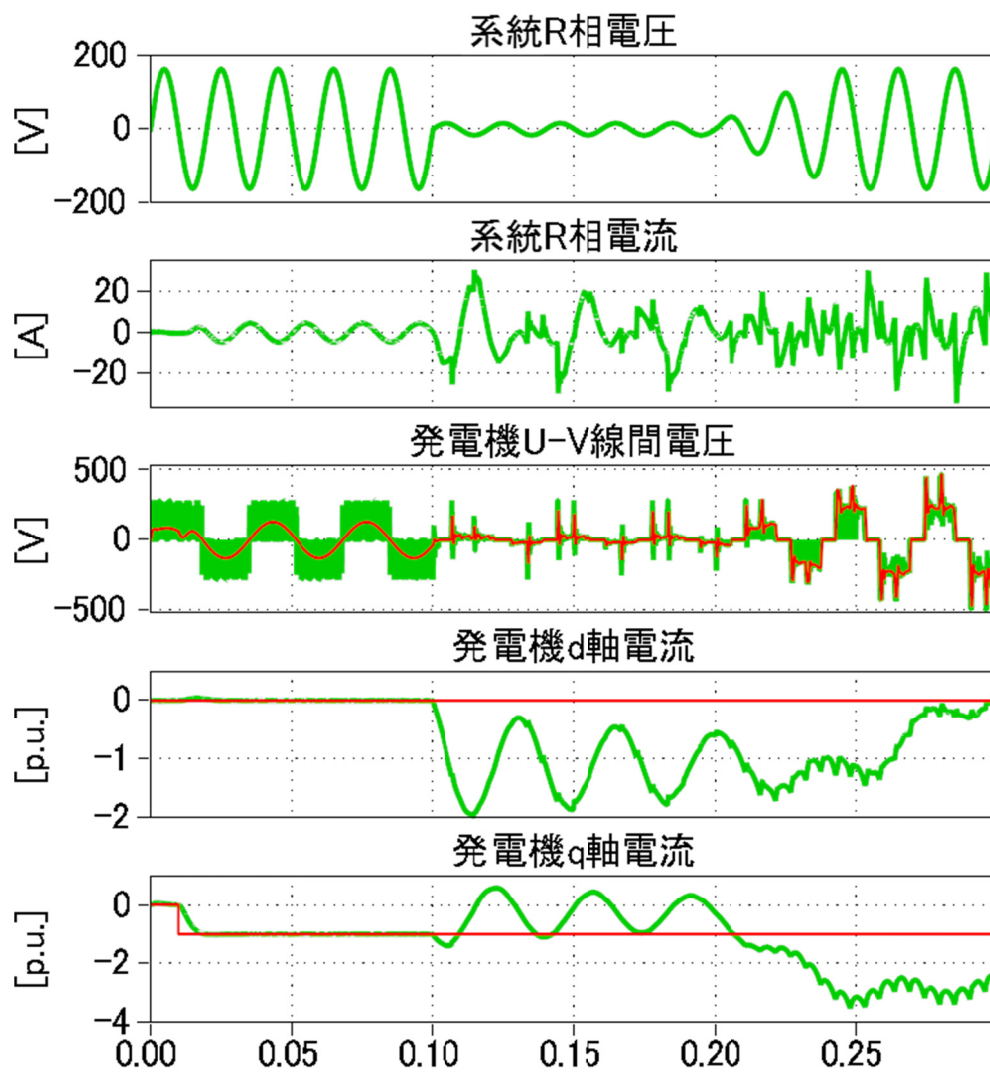


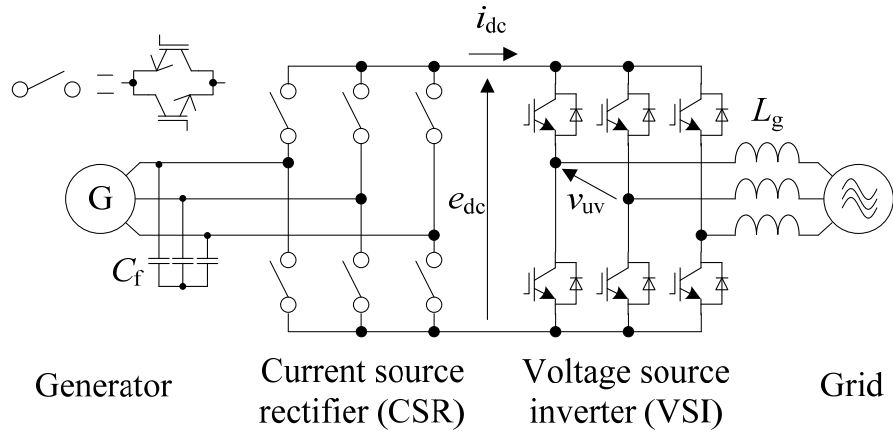
図 2.23 発電機のベクトル制御中に瞬低が発生した場合のシミュレーション結果

2.4.3 マトリックスコンバータのFRT制御

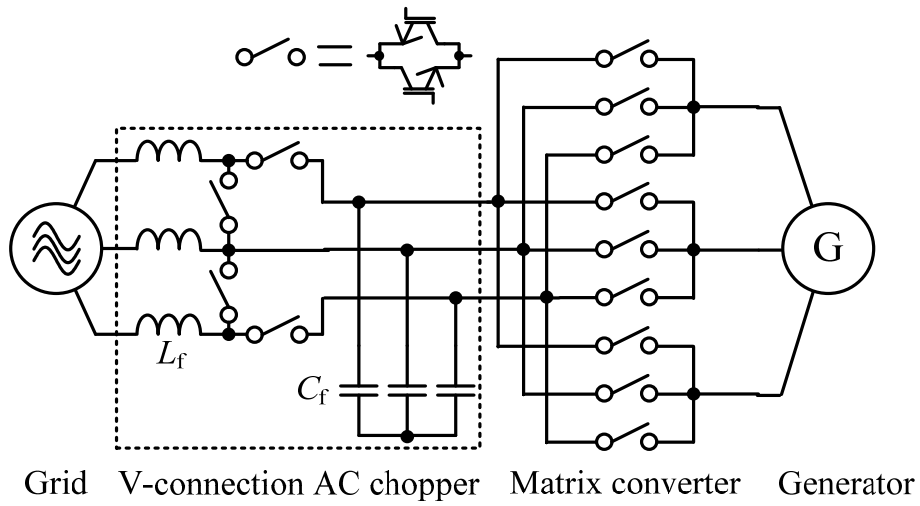
これまで、産業用モータドライブ向けのマトリックスコンバータのFRT制御が提案されている。これらを大別すると、原理的に昇圧できるトポロジを用いた方式⁽⁷⁰⁾⁻⁽⁷²⁾やゲートブロックによる方式^{(47),(73)(74)}、変調率を補正する方式⁽⁷⁵⁾、ゼロパワー制御を用いた方式⁽⁷⁶⁾、スナバ回路を利用した方式⁽⁷⁷⁾⁻⁽⁸²⁾に分けられる。さらに、風力発電システム向けマトリックスコンバータのFRT制御も提案されている⁽⁸³⁾⁻⁽⁸⁵⁾。本節では、それらの特長と問題点について整理する。

(1) 昇圧可能なマトリックスコンバータを用いた方式⁽⁷⁰⁾⁻⁽⁷²⁾

図2.24に昇圧可能なマトリックスコンバータの回路図を示す。図2.24(a)の方式は図2.22に示した回路と比べて系統と発電機の接続関係を反対にしており、系統電圧を昇圧して発電機端子電圧を生成する⁽⁷⁰⁾。従って、瞬低によって系統電圧が低下しても昇圧動作によって運転を継続できる。しかし、常に系統電圧よりも発電機電圧が高くなければならないため、起動時の突入電流や可変速運転範囲が狭いといった問題が生じる。一方、(b)ではマトリックスコンバータの前段にV結線チョッパを挿入することで、チョッパで昇圧しマトリックスコンバータで降圧する昇降圧形を構成している⁽⁷²⁾。昇降圧形にすることで通常時の可変速運転や瞬低時の運転継続が可能となる。しかし、V結線チョッパがマトリックスコンバータの前段に接続されるため、通常運転時の効率が低下する問題がある。



(a) 昇圧形マトリックスコンバータ（間接形）⁽⁷⁰⁾



(b) V 結線チョッパを用いた昇降圧形マトリックスコンバータ⁽⁷²⁾

図 2.24 昇圧可能なマトリックスコンバータの回路図

(2) 産業用モータドライブ向けマトリックスコンバータの FRT 制御^{(47),(73)-(82)}

図 2.25 に、ゲートブロックによる瞬低ライドスルーの結果を示す⁽⁷⁴⁾。図 2.25 では瞬低検出時にマトリックスコンバータの全てのスイッチを OFF にしており、系統から解列はしていないが主回路のスイッチングを停止している。そのため、このゲートブロックの間は入出力電流がゼロとなり、出力端子にはモータの速度起電力の電圧波形が現れる。しかし、系統電圧の復帰後は一周期のみ PLL (Phase locked loop) で系統電圧位相をロックするためにゲートブロック状態が続くが、その後は運転を再開しモータに電力を供給できる。マトリックスコンバータはエネルギーの主経路に大容量の電解コンデンサを使用しないため、電解コンデンサへの初期充電といった処理が必要ない。従って、再起動に必要な時間は系統復帰後の PLL に必要な電源一周期のみなので、従来の BTB システムよりも再起動の時間を大幅に低減できる。しかし、図 2.25 からわかるように瞬低中は入出力電流が流れないため、系統への無効電流注入と発電機のトルク制御ができない。さらに、系統連系用途では運転継続機能としてゲートブロックを認めていない。従って、この方式は系統連系用途には不向きである。

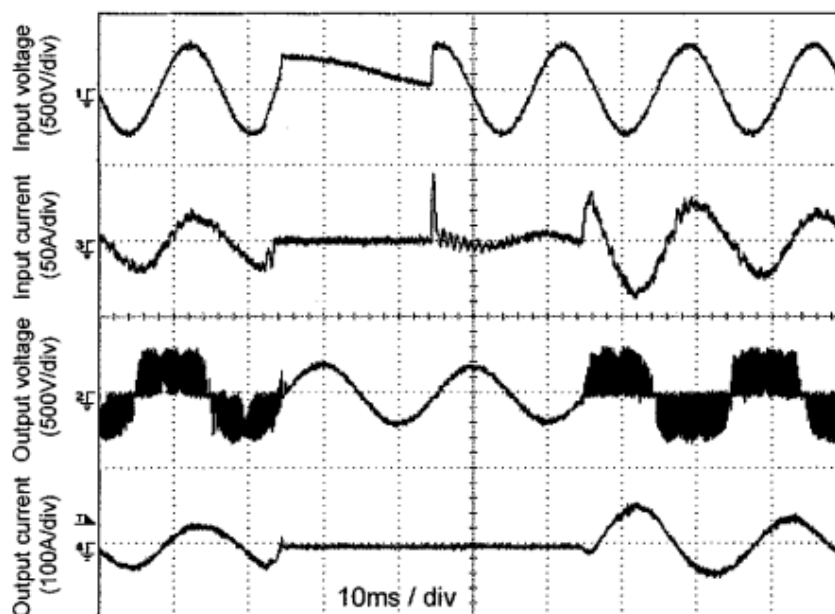
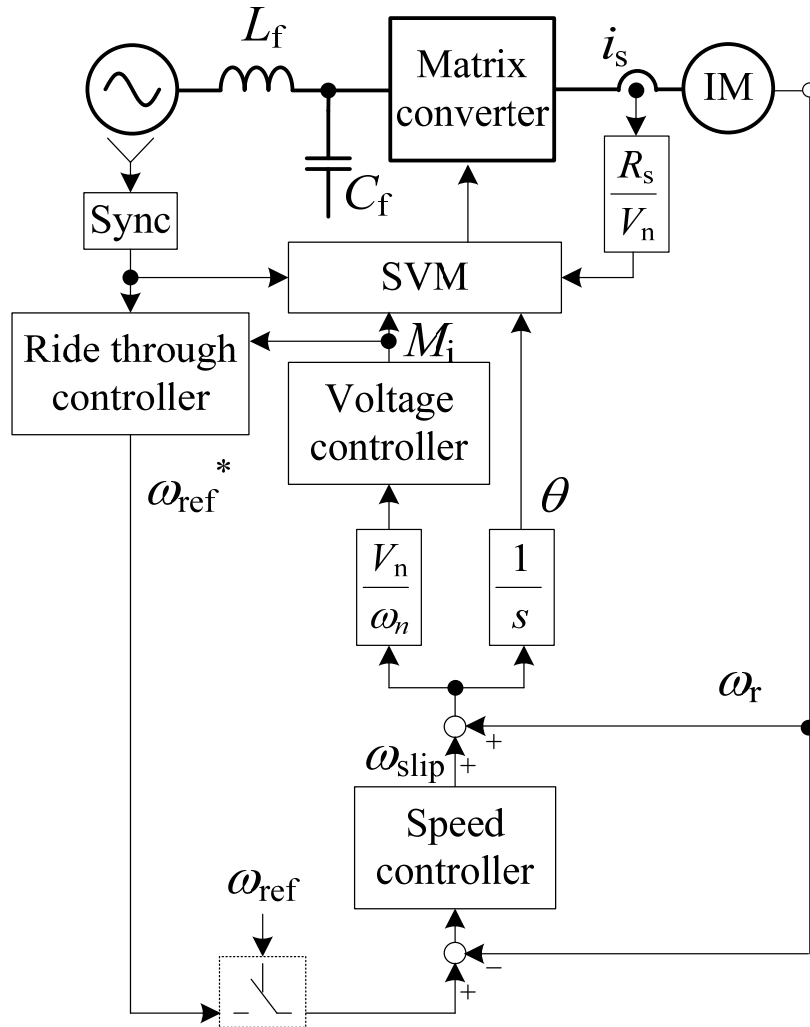


図 2.25 ゲートブロックによる瞬低ライドスルーの結果⁽⁷⁴⁾

(文献⁽⁷⁴⁾ J. K. Kang, H. Hara, A. M. Hava, E. Yamamoto, E. Watanabe, T. Kume: “The Matrix Converter Drive Performance Under Abnormal Input Voltage Conditions”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 721-730 (2002)より引用)

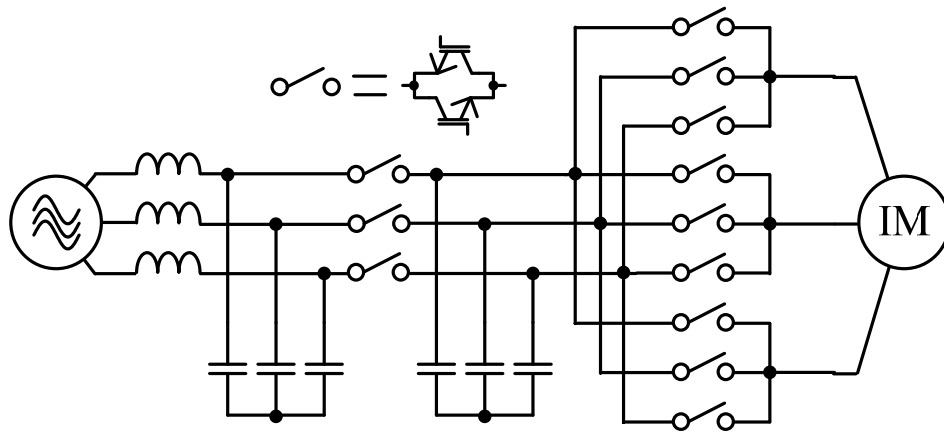
図 2.26 に、瞬低中の変調率を補正する方式を示す⁽⁷⁵⁾。図 2.26 は誘導機を V/f 制御するシステムだが、通常時は誘導機の手速度指令値を ω_{ref} とするのに対し瞬低時は低下電圧に応じて補正した ω_{ref}^* を速度指令値とする。これによりマトリックスコンバータの変調率 M_i が補正され、瞬低が発生しても誘導機の手速度は一定に保たれる。この方式は変調率を補正するだけで瞬低に対応できるため、コントローラの計算負荷が比較的に少なく済む利点がある。しかし、この方式は変調率が 1 以下の線形領域でしか使用できないため、電圧低下が比較的に小さい瞬低にしか対応できない。従って、表 2.1 や表 2.2 で示した FRT 要件を満足できないと思われる。



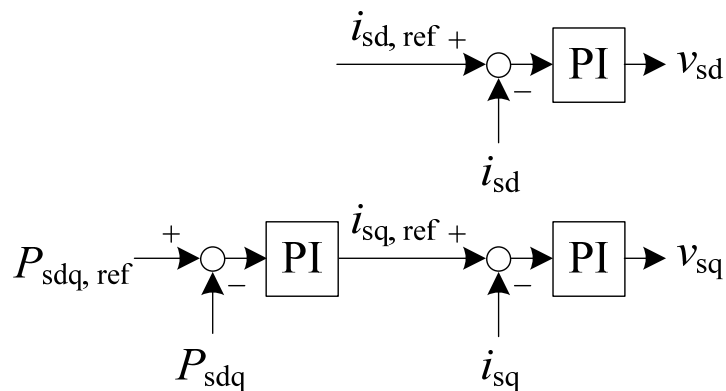
(a) システムブロック図

図 2.26 変調率を補正する方式⁽⁷⁵⁾

図 2.27 にゼロパワー制御を用いた方式を示す⁽⁷⁶⁾。この方式では瞬低時に系統側に設けた双方向の半導体スイッチを遮断し、同時に負荷である誘導機をベクトル制御する q 軸電流指令値をゼロとする。この系統遮断とゼロパワー制御によって有効電力の授受がなくなるため、フィルタキャパシタ電圧は直流とはなるがその瞬時ベクトルは通常時と同じ長さを保つことができる。この結果、マトリックスコンバータの出力電圧を低下させることなく運転を継続できる。図 2.25 で示したゲートブロックの方式とは異なり、この方式では瞬低中も誘導機に d 軸電流を流せるため回転子磁束を維持できる利点がある。しかし、半導体スイッチによる系統遮断とゼロパワー制御のため、系統電流と発電機トルクの制御は難しい。



(a) 系統側回路図



(b) ゼロパワー制御のブロック図

図 2.27 ゼロパワー制御による方式⁽⁷⁶⁾

図 2.28 にスナバに 6in1 の IGBT モジュールを用いた方式を示す⁽⁷⁷⁾。マトリックスコンバータでは、フィルタキャパシタと双方向スイッチの間の配線インダクタンスによるサージ電圧の吸収と、トリップ時の誘導性負荷のエネルギーを回収するためにダイオードブリッジとキャパシタによるクランプスナバを設ける必要がある。しかし、図 2.28 では負荷の誘導機とスナバキャパシタの間のダイオードブリッジを 6in1 の IGBT モジュールに置き換えている。系統正常時、スナバキャパシタには系統電圧振幅以上の直流電圧が印加されているため、瞬低が発生しても誘導機に有効電力を供給しなければ、スナバキャパシタ電圧を元に 6in1 の IGBT を PWM することでマトリックスコンバータの出力電圧を制御できる。ここで、瞬低中のマトリックスコンバータはゲートブロック状態とする。この方式も図 2.27 と同様に瞬低中も誘導機の回転子磁束を維持できるが、有効電力の制御ができないためトルクは維持できない。ただし、スナバキャパシタに並列に抵抗を接続すれば、誘導機からスナバへのパワーフローに限ってのみ有効電力を供給し、ブレーキトルクを得ることができる。しかし、マトリックスコンバータをゲートブロックしているため、FRT 要件である系統電流制御ができない問題がある。

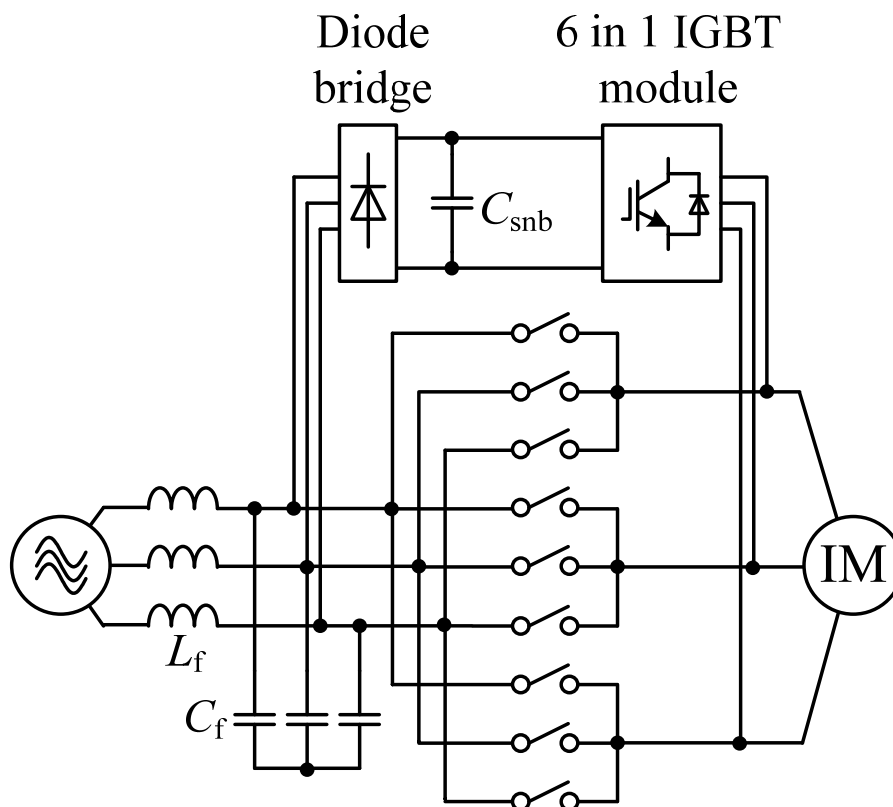
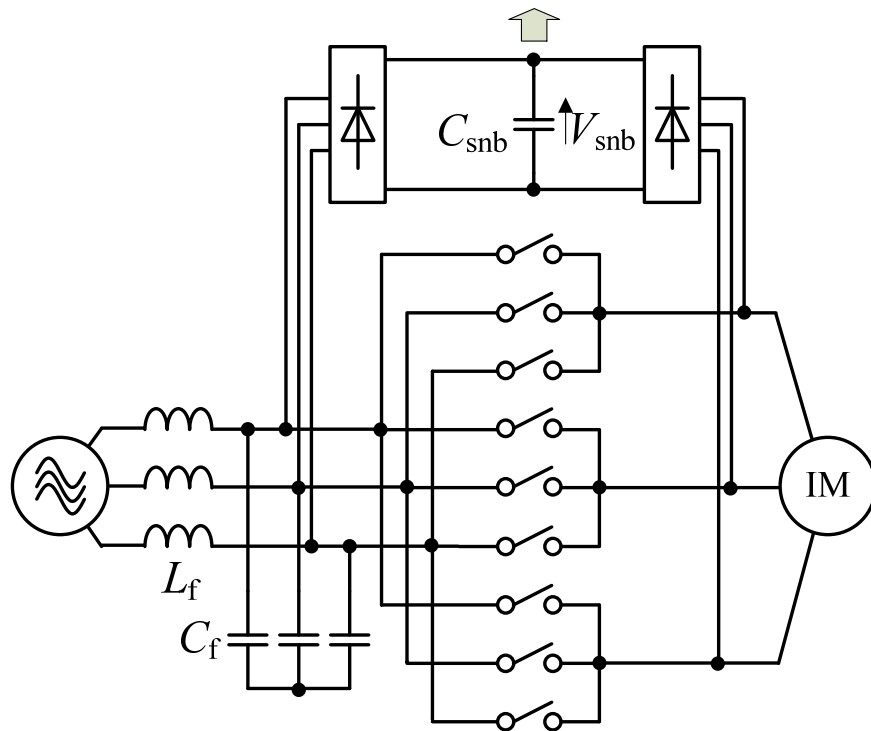


図 2.28 スナバに 6in1 の IGBT モジュールを用いた方式⁽⁷⁷⁾

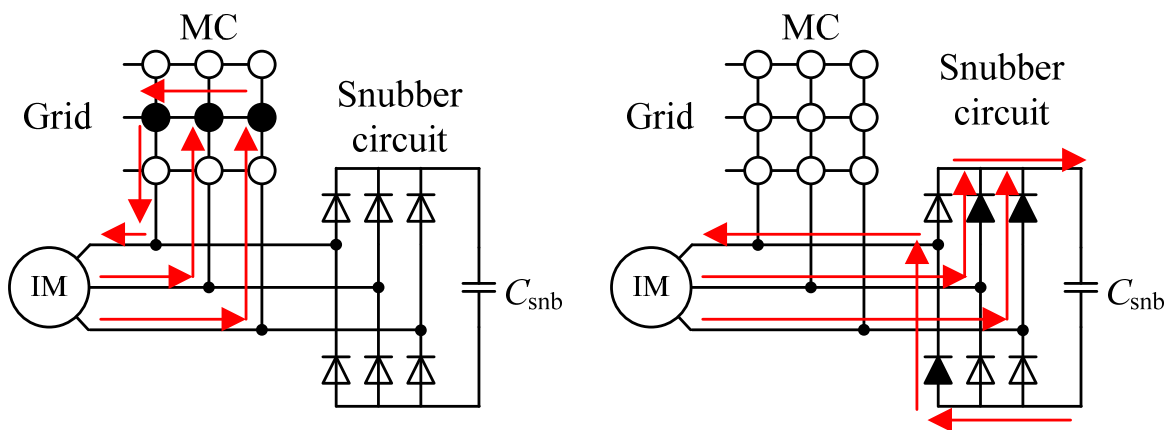
図2.29にスナバキャパシタへの充電とマトリックスコンバータのゼロベクトルを切り替える方式を示す⁽⁷⁸⁻⁸¹⁾。図2.29では、制御回路用の電源をスナバキャパシタから供給する用途を想定し、瞬低時に負荷モータからスナバキャパシタに制御用の電力を供給する制御を導入している。具体的には図2.29(b)のようにマトリックスコンバータの全遮断モードとゼロベクトルモードを繰り返すことで、ゼロベクトル時に充電したモータインダクタンスのエネルギーを全遮断時にスナバキャパシタに移す。制御電源の電力は主回路電力に比べるとごく僅かなため、スナバキャパシタに電力を供給してもモータが即座に停止することはない。全遮断とゼロベクトルのモードでは、マトリックスコンバータの入出力端子間が接続されないので、瞬低が発生してもモータはその影響を受けない。また、図2.29は図2.28と同様にスナバキャパシタを利用する方式だが、図2.29ではスナバのダイオードブリッジを6in1のIGBTモジュールに置き替えないので、コストの増加なしに瞬低中も運転継続ができる。さらに、スナバキャパシタに並列にブレーキ回路を接続して瞬低中のみアクティブにすることで有効電力を消費できるため、クレーンやエレベータといった用途ではこのブレーキ回路によってブレーキトルクを得て緊急停止する例もある⁽⁸¹⁾。しかし、マトリックスコンバータの入出力端子間が接続されないので、系統無効電流は制御できない。

図2.30に瞬低中のマトリックスコンバータの動作モードを全遮断、ゼロベクトル、アクティブベクトルとした誘導機負荷時のFRT制御法を示す⁽⁸²⁾。図2.30では図2.29の動作モードにアクティブベクトルを加えている。このアクティブベクトルとは、系統と誘導機を接続するモードであり、このアクティブベクトルモードを加える事で誘導機の固定子磁束を制御できる。図2.30(b)のベクトル図の通り、固定子磁束ベクトルと系統電圧ベクトルを同相にすることでd軸磁束はd軸電圧（＝系統電圧ベクトル）と時間の積になり、d軸磁束は系統電圧ベクトルに比例する。一方、全遮断モードでは固定子磁束を減らすので、この2つのモードのヒステリシス制御で固定子磁束を調整できる。この方式は、図2.27のゼロパワー制御や図2.28の6in1 IGBTを用いた手法とは異なり、スイッチを追加することなく誘導機の磁束を制御できる利点がある。しかし、発電機トルクや系統の無効電流制御はできない。ただし、全遮断とゼロベクトルの他にモードを1つ追加することで瞬低中の運転継続の他に固定子磁束も制御可能となる点で非常に有用な手法である。

Switching mode power supply for control hardware

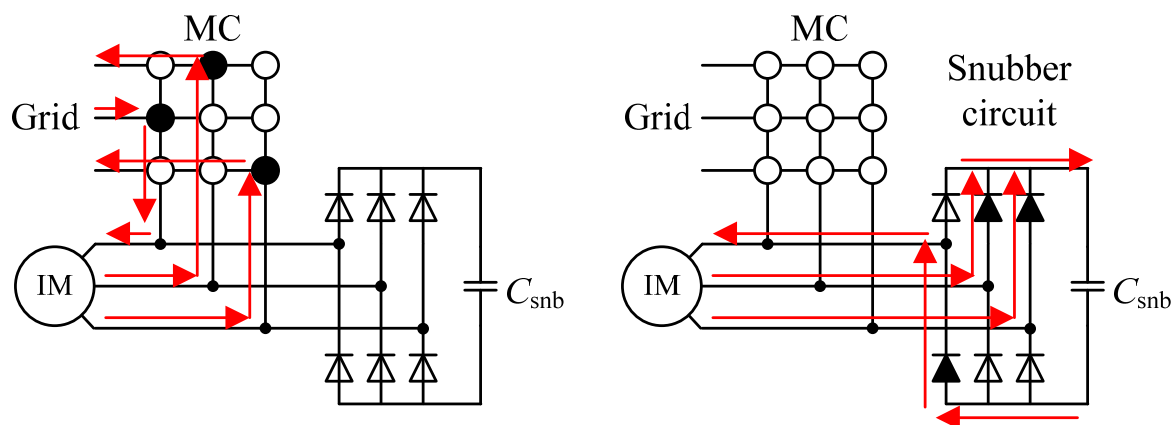


(a) 回路図

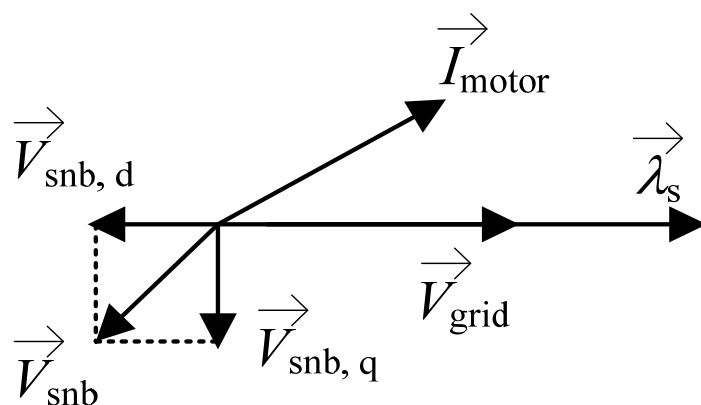


(b) 動作モード

図 2.29 スナバキャパシタへの充電とゼロベクトルの切り替えによる方式⁽⁸⁰⁾



(a) アクティブベクトルと全遮断モード（この他にゼロベクトルモードもあり）



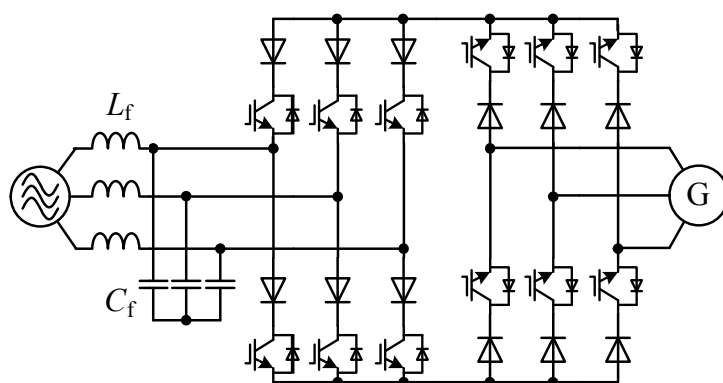
(b) 瞬低中のベクトル図

図 2.30 マトリックスコンバータの動作モードを全遮断，ゼロベクトル，アクティブベクトルとした誘導機負荷時の FRT 制御法⁽⁸²⁾

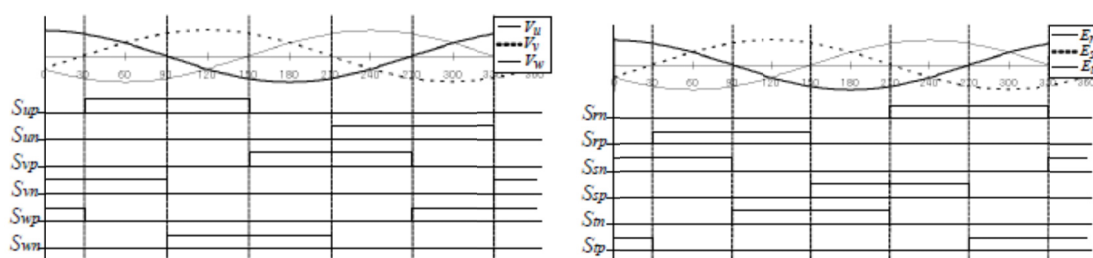
(3) 風力発電向けマトリックスコンバータの FRT 制御⁽⁸³⁾⁻⁽⁸⁵⁾

図 2.31 に瞬低中の運転継続と系統無効電流制御を両立するマトリックスコンバータの FRT 制御を示す⁽⁸³⁾⁽⁸⁴⁾。図 2.31 では瞬低中のマトリックスコンバータを仮想電流形整流器と仮想電流形インバータの組み合わせとして動作させる。この時、それぞれの動作モードは図 2.31 (b)のように系統電圧位相、もしくは発電機の誘起電圧位相に応じてスイッチングする 6 パルス運転とする。このようにマトリックスコンバータを電流形として動作させることで、BTB システムと同様に系統電圧に対して発電機電圧の昇降圧が可能になり、瞬低中も運転継続できる。さらに、系統電流の位相と振幅を PI 制御しその指令値を元に 6 パルス運転することで図 2.31 (c)のように運転継続と系統無効電流制御を両立できる。しかし、この手法では発電機電流を制御していないため発電機トルクを制御できない問題がある。

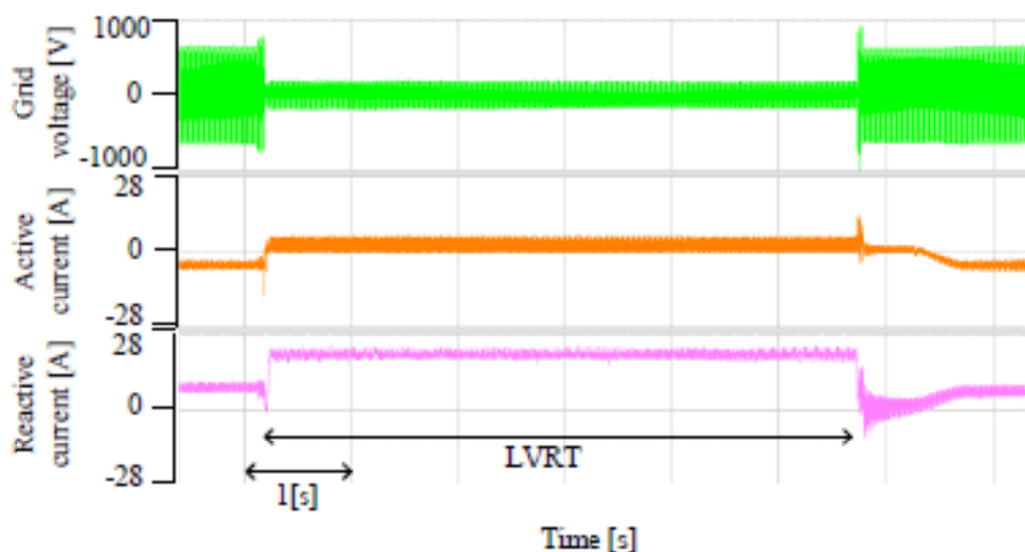
図 2.32 に瞬低中の運転継続と系統無効電流制御、風力発電機のブレーキトルク制御を両立するマトリックスコンバータの FRT 制御を示す⁽⁸⁵⁾。図 2.32 では図 2.31 で示した仮想電流形変換器による変調法に加え、その電流指令値をブレーキトルク指令値から演算することで瞬低中のブレーキトルクを得る。このブレーキトルク制御は図 2.32 (a)のようなブロック図で表され、風力発電機の速度が制限値を上回った場合、トルク指令値 τ_{bra}^* が生成される。このトルクは発電機の巻線抵抗 R で消費される有効電力に応じて発生するため、電流指令値 I_{bra}^* は τ_{bra}^* 、 ω_m 、 R から求められる。その結果、(b)のシミュレーション結果からわかるように発電機電流を上げることで発電機の加速を抑制できる。一方、(a)のブレーキトルク制御を加えても系統側の電流制御には影響を与えず、瞬低中も系統に無効電流を注入できる。従って、図 2.31 の変調法と図 2.32 (a)のブレーキトルク制御を組み合わせることで、瞬低中の運転継続と系統無効電流制御、発電機トルク制御を両立できる。しかし、この方式ではブレーキトルクを得るために発電機の巻線抵抗を利用するため、所望の有効電力を消費するためには非常に大きな電流を流す必要があり、巻線の発熱が問題になる。さらに、図 2.31 と図 2.32 で示した変調法は本来電流形整流器と電圧形インバータに分けられるマトリックスコンバータを完全に電流形として動作させているので、発電機巻線は常に二相分しか主回路上に電流経路を確保できない。これにより、残りの一相は保護回路であるスナバにしか電流を確保できず、スナバ電圧上昇や制御への外乱の原因になる。



(a) 仮想電流形整流器と仮想電流形インバータ



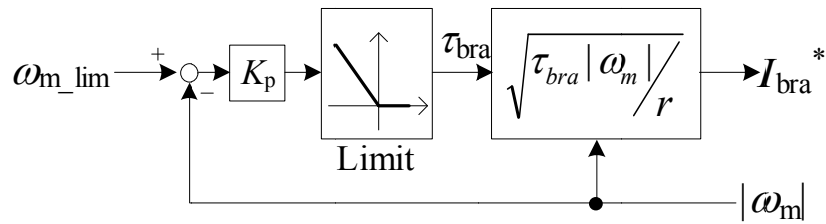
(b) 瞬低中の仮想整流器と仮想インバータの動作モード



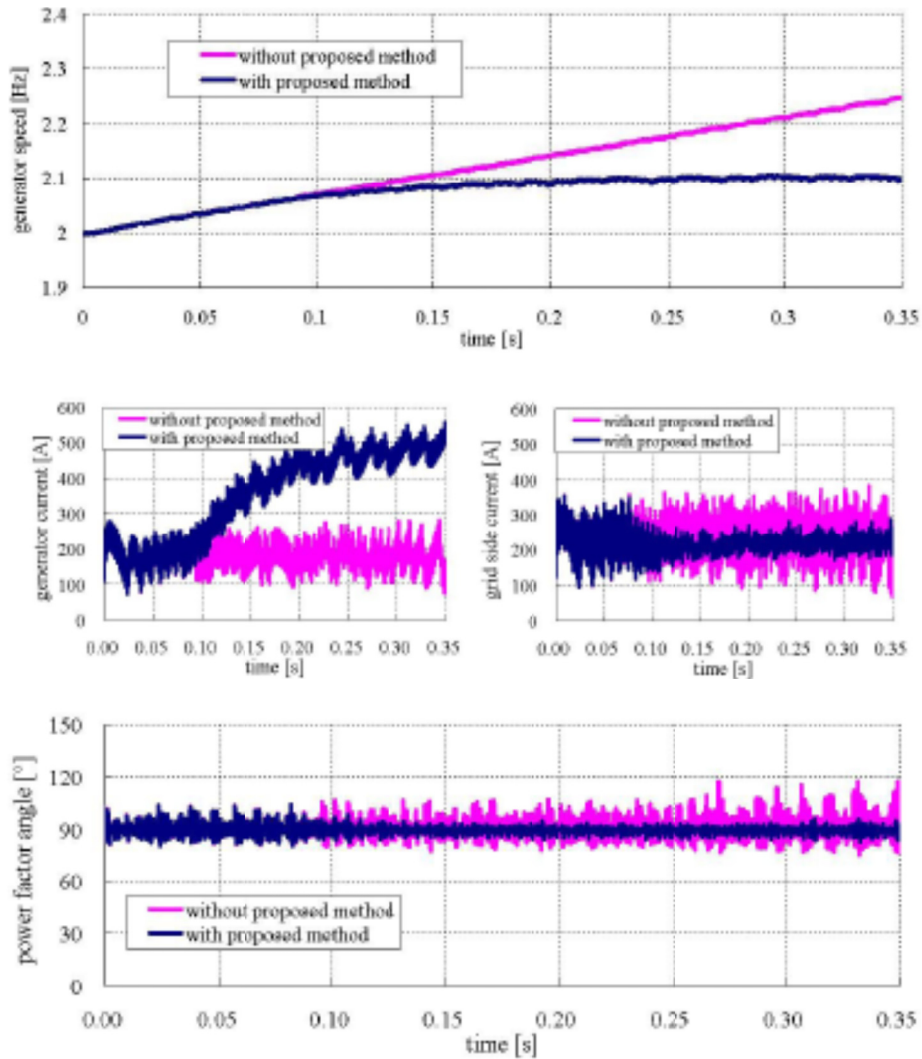
(c) 実験結果

図 2.31 運転継続と系統無効電流制御を両立するマトリックスコンバータの FRT 制御⁽⁸⁴⁾

((b), (c)の図は文献(84) K. Inomata, H. Hara, S. Morimoto, J. Fujii, K. Takeda, E. Yamamoto, E. Watanabe and J. Kang: “Enhanced Fault Ride Through Capability of Matrix Converter for Wind Power System”, Proc. IECON2013, pp. 4836-4841 (2013)より引用)



(a) ブレーキトルクの制御ブロック図



(b) シミュレーション結果

図 2.32 運転継続と系統無効電流制御，風力発電機のブレーキトルク制御を両立するマトリックスコンバータの FRT 制御⁽⁸⁵⁾ ((b)の図は文献(85) K. Inomata, H. Hara, S. Morimoto, J. Fujii, K. Takeda, E. Yamamoto: “Application of Modular Matrix Converter to Wind Turbine Generator”, Proc. IPEC2014, pp. 1654-1659 (2014)より引用)

2.5 アクティブインピーダンス動作による安定化制御

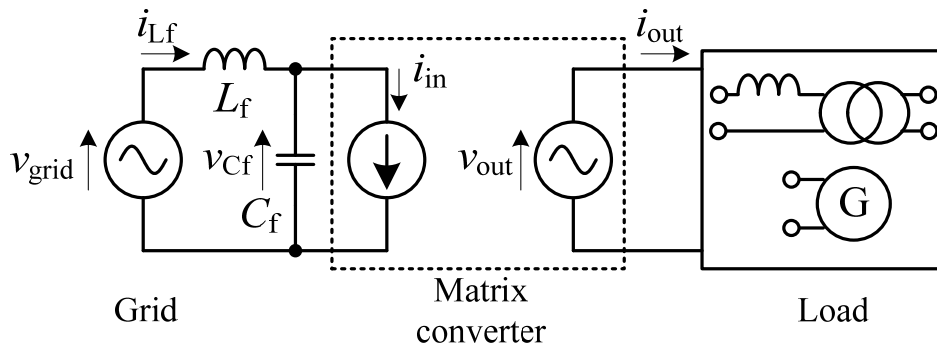
本節から、本研究で提案する新しいマトリックスコンバータの安定化制御について説明する。マトリックスコンバータは出力電圧と同時に入力電流位相を制御できるため、LC フィルタからマトリックスコンバータを見ると入力電流位相指令値に応じてマトリックスコンバータを抵抗やリアクタンスといった受動素子として捉えることができる。例えば、図 2.3 の単相フィルタ等価回路ではマトリックスコンバータの入力インピーダンスを定常的な負荷電力を消費する抵抗とみなしているが、これは入力電流位相を入力電圧と同相に制御しているためである。一方、マトリックスコンバータの出力側に着目すると、負荷から見たマトリックスコンバータは通常電圧源となるが、負荷の電流源に対してマトリックスコンバータの出力インピーダンスを制御しても出力電圧は一意に定まる。本研究では、マトリックスコンバータの入出力インピーダンスをアクティブに制御することでフィルタ共振と FRT の課題を解決し、系統連系機器の安定化を実現する。

図 2.33 にアクティブインピーダンス動作の概念図を示す。これまでに提案されてきたマトリックスコンバータの制御では、系統側を電流源、負荷側を電圧源として動作させていた。しかし、本研究ではそれぞれをアドミタンス Y_m とインピーダンス Z_{out} に置き換え、間接的に入力電流と出力電圧を制御する。なお、通常の出電圧源、入力電流源として動作するマトリックスコンバータと区別するため、本研究ではこの動作をアクティブインピーダンス動作と定義する。以下では、アクティブインピーダンス動作によるフィルタ共振抑制と瞬低ライドスルーの原理を説明する。

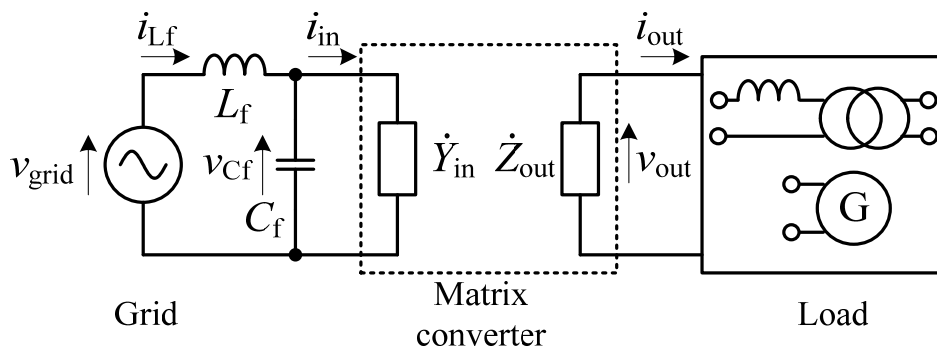
図 2.34 にアクティブインピーダンスによるフィルタ共振の抑制原理を示す。本研究では、図 2.4 の入力フィルタブロック図における負性コンダクタンスゲインを相殺するため、マトリックスコンバータの入力アドミタンスを制御する。提案するアクティブインピーダンス動作では、50 Hz の基本波に対する入力アドミタンスは変化させずに、共振周波数に対する入力コンダクタンスを負から正に変換する。このように入力アドミタンスの周波数特性をアクティブに変化させることで負性抵抗特性によるフィルタ共振を抑制し、マトリックスコンバータの動作を安定化できる。本研究では、その具体的な手法として入力アドミタンスを制御する安定化制御をマトリックスコンバータに導入する。

さらに、本研究では出力電流制御系の周波数特性（ボード線図）を利用して安定化制御

を設計する。2.3 節の冒頭で述べたように、出力電流制御が入力アドミタンスの負性抵抗特性の原因となるが、これを換言すれば出力電流制御の不安定化がフィルタ共振を励起すると捉えられる。従って、出力電流制御の一巡周波数特性から所望の位相余裕やゲイン余裕を満足するように安定化制御を設計すればシステムの安定化を図れる。さらに、閉ループ周波数特性を解析すると安定化制御が出力電流制御に与える影響を評価できるため、出力電流制御に使用する PI 制御器と安定化制御の兼ね合いを考慮した設計法を示す。2.3.6 項で述べたように、これまでに提案されてきた安定化制御では出力電流制御と共振抑制制御の設計の兼ね合いが示されていないため、それらを所望の安定度や制御帯域といったパラメータから定量的に設計できず、安定性と出力電流制御性能の間にトレードオフ関係がある。しかし、上記のように入力アドミタンスだけではなく出力電流制御系の周波数特性にも着目することで、所望の安定度と制御性能の間のトレードオフを解決する制御器設計が可能となる。

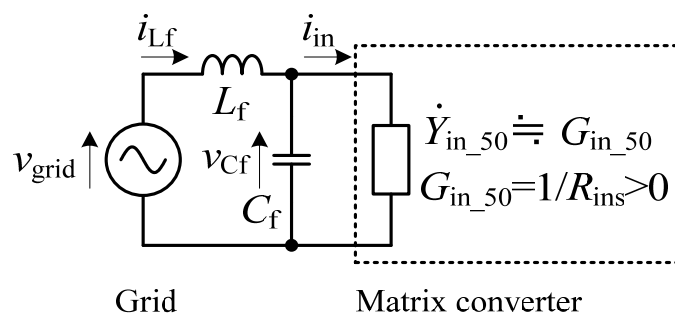


(a) 従来の電流源、電圧源動作

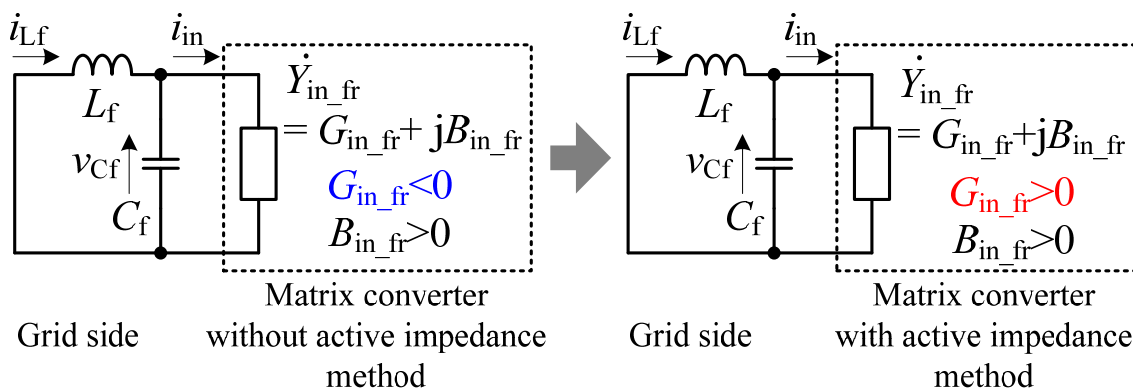


(b) 本研究で提案するアクティブインピーダンス動作

図 2.33 マトリックスコンバータにおけるアクティブインピーダンス動作の概念図



(a) 基本波（50 Hz）に対する入力側等価回路



(b) 共振周波数 f_r に対する入力側等価回路

図 2.34 アクティブインピーダンスによるフィルタ共振の抑制原理

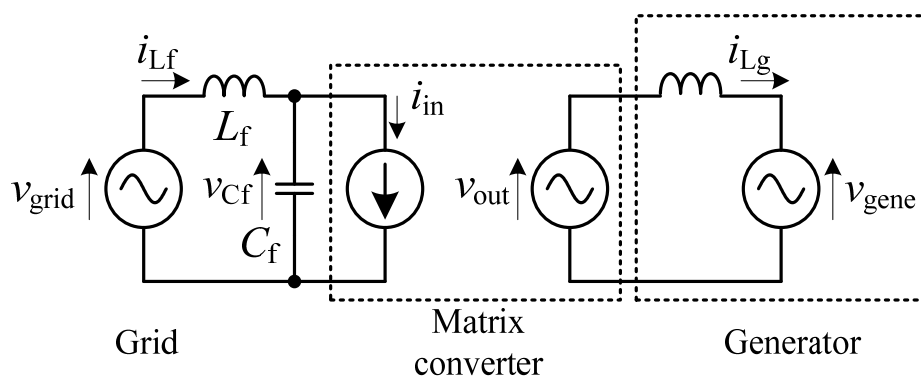
図 2.35 にアクティブインピーダンスによる瞬低中の安定化原理を示す。系統が正常な場合、マトリックスコンバータは入力側を電流源、出力側を電圧源として動作するが、瞬低中はアクティブインピーダンス動作に切り替える。これにより、入出力回路中の電源がそれぞれ系統電圧源と発電機の世界起電力のみとなるため、回路中の電流はインピーダンスで制限され、マトリックスコンバータの入出力電流波形は発散せず安定に運転を継続できる。また、図 2.35 (b)では瞬低中の入力アドミタンスをキャパシタとしているため、系統側は LC フィルタと入力キャパシタの回路構成となり、系統には無効電流が流れる。さらに、マトリックスコンバータの出力インピーダンスを抵抗として有効電力を消費することで、瞬低中も発電機トルクを維持できる。通常、マトリックスコンバータは内部にエネルギーバッファを持たないので、 Y_{in} と Z_{out} における瞬時有効電力を一致させなければならない。しかし、マトリックスコンバータの周辺回路であるスナバ回路を含めてマトリックスコンバータをインピーダンスとして扱えば、必ずしも入出力の瞬時有効電力は一致しなくても良い。本研究では、スナバ回路に抵抗（ブレーキ抵抗）と IGBT から構成されるブレーキ回路を設け、瞬低中はブレーキ抵抗で発電機の有効電力を消費する。この時、発電機端子からマトリックスコンバータを見るとマトリックスコンバータの入出力で授受する有効電力はゼロだが、ブレーキ抵抗で有効電力を消費するためあたかも Z_{out} に抵抗成分が含まれているように見える。このように、瞬低中の Y_{in} と Z_{out} をアクティブに制御することで、運転継続だけでなく系統への無効電流注入と発電機トルク制御も同時に達成する。

以上のように、本研究ではマトリックスコンバータの入出力インピーダンスの静特性と動特性に着目し、それをアクティブに制御することで瞬低やフィルタ共振に対してシステムを安定化し、系統連系機器の安定運用に貢献する。なお、インピーダンスと静特性と動特性を次のように定義する。

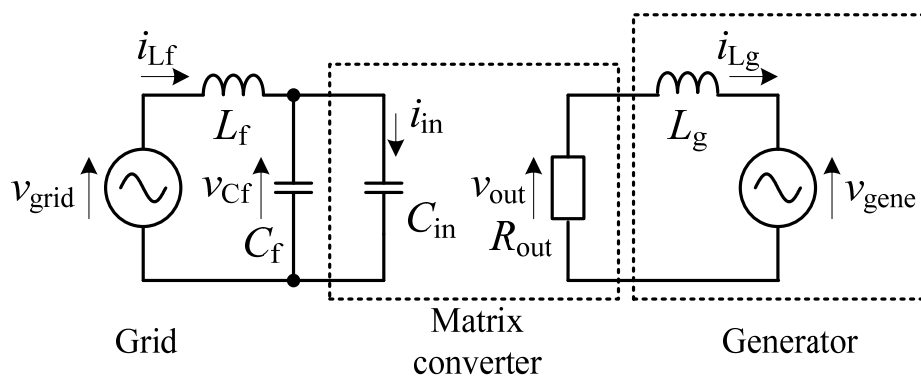
- 1) 静特性：マトリックスコンバータが模擬する定常状態でのインピーダンス値
- 2) 動特性：インピーダンスもしくはアドミタンスの周波数特性

このように電力変換器をインピーダンスとして動作させる手法は DC-AC 変換器等を使用した例が報告されているが⁽⁸⁶⁾、マトリックスコンバータの入出力端子において同時にそのインピーダンスを制御するアプローチや、その周波数特性から安定化制御を評価する手法はこれまで検討されておらず、この概念を元に系統連系用マトリックスコンバータの安定

化を図ることは学術的、工学的に非常に意義がある。



(a) 系統正常時の等価回路



(b) 瞬低中の等価回路

図 2.35 アクティブインピーダンスによる瞬低中の安定化原理

2.6 本研究の位置づけ

2.4 節まで従来のマトリックスコンバータのフィルタ共振抑制と FRT の手法について述べてきた。本節では、このような従来の安定化制御に対して、2.5 節で提案したマトリックスコンバータのアクティブインピーダンス動作の位置付けと目標を明らかにする。

図 2.36 に本研究の位置付けを示す。図 2.36 では、マトリックスコンバータの入出力電流の制御性能と動作の安定性を軸としているため、グラフの右上に位置するほどより高性能な制御であることを示す。本研究では、アクティブインピーダンス動作によって従来よりも高性能な系統連系マトリックスコンバータの実現を目指す。具体的には、従来のフィルタ共振抑制制御では安定性と電流制御性能のトレードオフがあるのに対し、入力アドミタンスと出力電流制御の周波数特性に着目し、それらを適切に設計することで所望の安定度と電流制御性能を両立する設計法を開発する。一方、従来の FRT 制御が瞬低時のマトリックスコンバータの安定化に主眼をおいてきたのに対し、アクティブインピーダンス動作では安定化に加えて系統電流及び発電機電流を同時に制御する。このように、アクティブインピーダンス動作によって安定かつ高性能な系統連系マトリックスコンバータを実現し、系統連系用途において多数の実績がある BTB システムからの置き換えを目指す。

図 2.37 にフィルタ共振抑制における本研究の位置付けを示す。2.3.6 項で述べたように、従来の入力側ダンピング制御と出力側ダンピング制御には動作の安定性と出力電流制御性能の間にトレードオフカーブが存在する。そこで本研究では、マトリックスコンバータのフィルタ共振による不安定化という問題に対し、アクティブインピーダンス動作を実現する共振抑制制御とその詳細な設計法を提案し、安定度と電流制御性能のトレードオフを解決する。前節で述べたように、提案するアクティブインピーダンス動作では入力アドミタンスにおける負性抵抗特性を弱めるが、その設計では出力電流制御のボード線図を利用し、所望のゲイン余裕と出力電流制御性能を両立する。これにより、高い電流制御性能を維持しつつフィルタ共振を抑制できる。最終的には、BTB システムと同等の安定性と制御性能を持つマトリックスコンバータの実現を目指す。

表 2.3 に FRT の特性比較表を示し、図 2.38 に FRT における提案法の具体的な位置付けを示す。従来の産業用モータドライブ向けマトリックスコンバータの FRT では、瞬低に対するマトリックスコンバータの脆弱性を打破してシステムの運転を継続するため、様々な

第2章

系統連系用マトリックスコンバータの 安定化手法

制御が提案されてきた。しかし、これらの制御法では負荷となる誘導機の磁束の維持や、制御電源の確保といった運転継続機能にのみ主眼を置いており、系統無効電流制御と負荷のトルク制御も含む3つの機能の両立は難しい。また、従来の風力発電向けマトリックスコンバータのFRTでは、マトリックスコンバータを完全に電流形変換器として動作させているため系統無効電流の制御と運転継続が可能となるが、発電機の巻線抵抗を用いたトルク制御となるため、巻線の発熱や過大電流トリップが問題となる。さらに、誘導性である発電機に対してマトリックスコンバータを電流形動作させているため、スナバ電圧の上昇や制御への外乱が大きいといった問題も生じる。一方、本研究で提案するアクティブインピーダンス動作によるFRT制御では、系統側と発電機側の等価インピーダンスをそれぞれキャパシタンスと抵抗として動作させるため、系統無効電流制御と発電機トルク制御を両立できる。特に、系統無効電流制御では制御可能範囲が0.8 p.u.から0.9 p.u.程度にとどまるものの、発電機トルク制御については制御可能範囲を1 p.u.にまで広げられる。さらに、提案法では、マトリックスコンバータが安定なインピーダンスとして動作するので瞬低中のトリップも発生しない。このように、提案法では安定な運転継続と系統無効電流制御、発電機トルク制御といった発電システムに対する3つのFRT要求を達成し、従来のFRT制御と比べて高性能で、かつBTBシステムと同等のFRT性能を発揮できる。

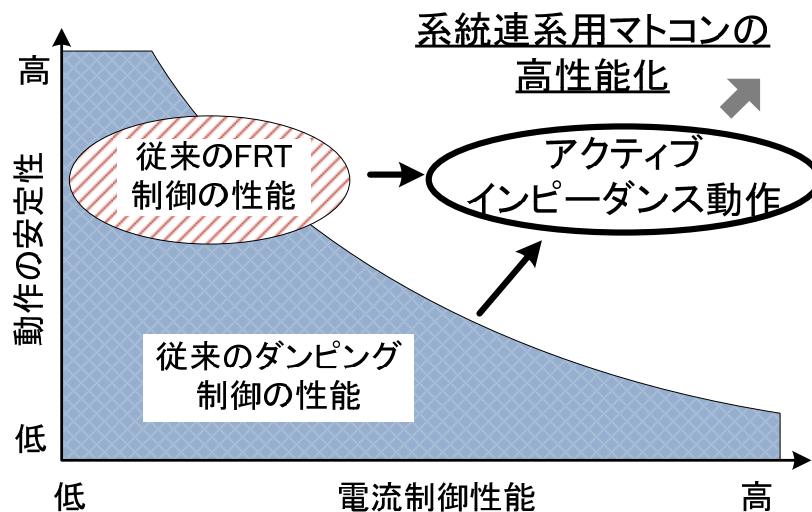


図 2.36 本研究の位置付け

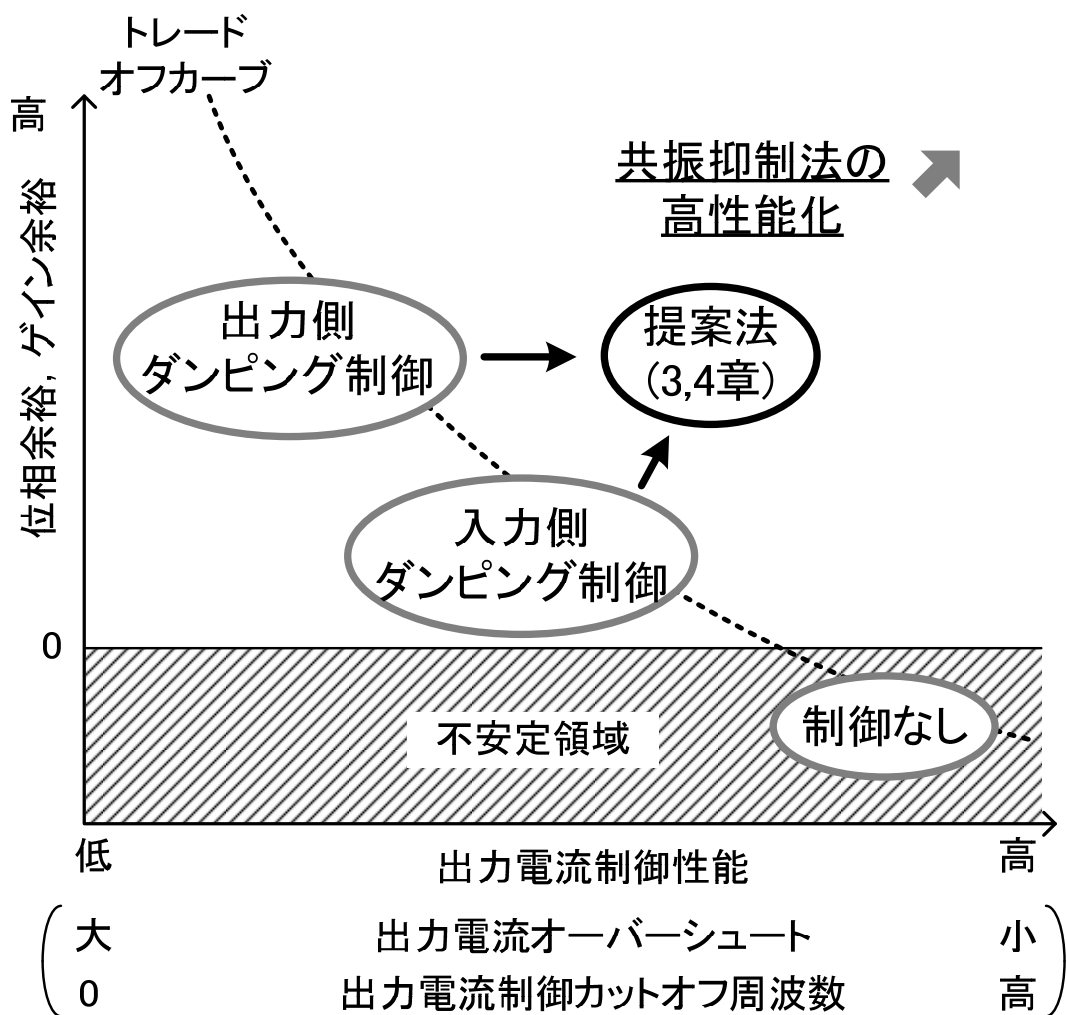


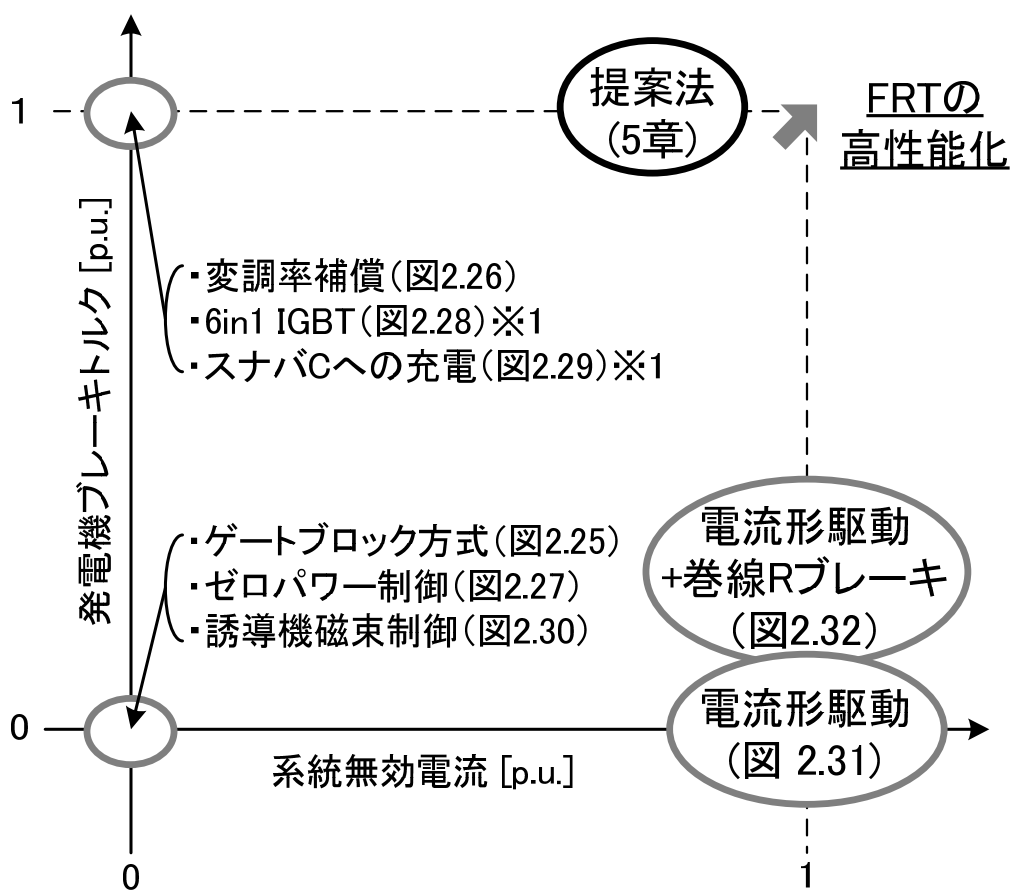
図 2.37 フィルタ共振抑制における提案法の位置付け

表2.3 FRTの特性比較表

	産業用モータードライブ用途					風力発電用途			
	ゲート ブロック方式 (図2.25)	変調率補償 (図2.26)	ゼロパワー 制御 (図 2.27)	6in1 IGBT モジュール (図 2.28)	スナバCへの 充電方式 (図 2.29)	誘導機磁束 制御 (図 2.30)	電流形駆動 (図 2.31)	電流形駆動 +巻線Rブレ ーキ(図 2.32)	提案法 (5章)
ゲートブロック(GB) or 解列の有無	GB有り (△)	無し (○)	IGBTによる 解列有り (×)	GB有り (△)	無し (○)	無し (○)	無し (○)	無し (○)	無し (○)
残電圧 V_{lvrt} , 継続 時間 T_{lvrt} の制限	V_{lvrt} : 無し T_{lvrt} : 無し (○)	V_{lvrt} : 70%程度 T_{lvrt} : 無し (×)	V_{lvrt} : 無し T_{lvrt} : 無し (○)	V_{lvrt} : 無し T_{lvrt} : 無し (○)	V_{lvrt} : 無し T_{lvrt} : 1秒程度 (△)	V_{lvrt} : 無し T_{lvrt} : V_{lvrt} に依 存(○)	V_{lvrt} : 無し T_{lvrt} : 無し (○)	V_{lvrt} : 無し T_{lvrt} : 無し (○)	V_{lvrt} : 無し T_{lvrt} : 無し (○)
系統無効電流 制御機能	無し (×)	無し (×)	無し (×)	無し (×)	無し (×)	無し (×)	有り (○)	有り (○)	発電機電力 による制限 あり(△)
トルク制御機能 (瞬低中のモータ or 発電機動作)	無し(×) (フリーラン)	有り(○) (トルク印加)	無し(×) (フリーラン)	無し(×) (フリーラン) ※1	無し(×)※1 (充電エネル ギ一分減速)	無し(×) (フリーラン)	無し(×) (加速)	巻線発熱に よる制限(△) (トルク印加)	有り(○) (トルク印加)
追加素子 (交換を含む)	無し (○)	無し (○)	フィルタC:3 IGBT:6 (×)	IGBT:6 (×) ※1	無し(○) ※1	無し (○)	無し (○) ※2	無し (○) ※2	IGBT:1 ブレーキR:1 (△)
備考	・再起動時の 突入電流を 防止する必要 あり	・残電圧が高 い条件のみ	・誘導機向け →磁束を維持 ・主回路と系 統を遮断	・誘導機向け →磁束を維持 ・制御が容易	・crane, elevator →ブレーキトル クが必要。 ・制御電源確保	・誘導機向け →磁束を維持 ・ V_{lvrt} に応じて T_{lvrt} が増加	・スナバ電圧 上昇と制御へ の外乱が問題 の発熱が問題	・スナバ電圧 上昇や制御へ の外乱, 巻線 の発熱が問題	・最小限の部 品追加で制御 範囲を大幅に 拡大

※1 ブレーキIGBTとブレーキ抵抗を追加すれば、回生時のみブレーキトルクが得られる

※2 スナバ電圧の抑制が必要な場合、ブレーキIGBTとブレーキ抵抗が必要



※1 ブレーキIGBTとブレーキ抵抗を追加して回生ブレーキを得る場合のみ

図 2.38 FRT における提案法の位置付け

2.7 結論

本章では、これまで提案されてきたフィルタ共振抑制手法と FRT 手法を示し、これらの特徴と問題点を整理した。その後、マトリックスコンバータのアクティブインピーダンス動作とそれによるフィルタ共振抑制原理と FRT の原理を示し、以下の結論を得た。

- 1) マトリックスコンバータでは、スイッチング電流リップルを除去する LC フィルタと発電機や負荷電流のフィードバック制御に起因する負性抵抗によって不安定化する問題がある。これに対し、ダンピング制御に代表される様々な安定化技術が提案されてきたが、所望の安定度と電流制御性能を両立できる設計指針は明らかにされていない。
- 2) マトリックスコンバータは原理的に系統電圧を昇圧できないため、瞬低が発生すると発電システムの運転継続ができなくなる問題がある。この問題に対し、産業用モータドライブの分野を中心に様々な FRT 制御が提案されてきたが、いずれも瞬低中の系統無効電流制御と発電機トルク制御の両立が難しい。また、風力発電用マトリックスコンバータの FRT 制御も提案されているが、電流形として動作させているためスナバ電圧上昇や制御への外乱、発電機巻線における発熱が大きいという問題がある。
- 3) 本研究では、マトリックスコンバータにおける従来の電流源、電圧源動作に対し、マトリックスコンバータの入出力インピーダンスを制御するアクティブインピーダンス動作を提案し、その概念をフィルタ共振と FRT に対する安定化制御に適用する。アクティブインピーダンス動作は、マトリックスコンバータが出力電圧と入力電流位相を同時に制御できることに着目した制御法であり、定常的な入出力インピーダンス値をアクティブに制御、もしくはその周波数特性を変化させる制御を導入することを指す。
- 4) アクティブインピーダンス動作を用いたフィルタ共振の抑制では、マトリックスコンバータの入力アドミタンスの周波数特性に着目し、共振周波数帯域における負性抵抗特性を純抵抗特性に変換して安定化する。さらに、システム全体を包括したブロック図から出力電流制御の周波数特性を求め、それをもとに安定度と出力電流制御性能のトレードオフを解決する。一方、アクティブインピーダンス動作による FRT では、瞬低中における系統側、発電機側の等価インピーダンスをそれぞれキャパシタンスと抵抗に模擬することで、運転継続、系統無効電流制御、発電機トルク制御を両立する。
- 5) 本研究で提案するアクティブインピーダンス動作の位置づけとして、従来のマトリッ

クスコンバータで不足していた FRT の電流制御機能やシステムの安定化に伴うトレードオフの解決を達成し、系統連系用途で多数の実績がある BTB システムに置き換わるマトリックスコンバータの実現を目指す。

参考文献

- (1) 萩原, 赤木: 「自励式BTBの直流リンク電圧制御法」, 電学論D, Vol. 123, No. 1, pp. 48-55 (2003)
- (2) 除, 佐藤: 「PWM整流回路—インバータシステムにおける直流リンクコンデンサの最小容量決定法」, 電学論D, Vol. 133, No. 8, pp. 804-811 (2013)
- (3) 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)
- (4) T. Friedli, J. W. Kolar: “Milestones in Matrix Converter Research”, IEEE Journal I. A., Vol. 1, No. 1, pp. 2-14 (2012)
- (5) 直接形交流電力変換回路の実用化と応用技術調査専門委員会: 「マトリックスコンバータの技術動向と応用」, 電気学会技術報告, No. 1111, (2008)
- (6) S. Kouro, J. Rodriguez, B. Wu, S. Bernet, M. Perez: “Powering The Future of Industry: High-Power Adjustable Speed Drive Topologies”, IEEE I. A. Magazine, Vol. 18, No. 4, pp. 26-39 (2012)
- (7) S. Safari, A. Catellazzi, P. Wheeler: “The Impact of Switching Frequency on Input Filter Design for High Power Density Matrix Converter”, Proc. ECCE2014, pp. 579-585 (2014)
- (8) Q. Xian-hui, Z. Bo, L. Jia-xing, H. Na, W. Jia-dan: “Input Filter Design for Two-Stage Matrix Converter Applied in Aero Variable-Frequency Power System”, Proc. IECON2014, pp. 4852-4858 (2014)
- (9) J. Andreu, I. Kortabarria, E. Ormaetxea, E. Ibarra, J. L. Martin, S. Apinaniz: “A Step Forward Towards the Development of Reliable Matrix Converters”, IEEE Trans. I.E., Vol. 59, No. 1, pp. 167-183 (2012)
- (10) A. Trentin, P. Zanchetta, J. Clare, P. Wheeler: “Automated optimal Design of Input Filters for Direct AC/AC Matrix Converters”, IEEE Trans. I.E., Vol. 59, No. 7, pp. 2811-2823 (2012)
- (11) T. Kume, K. Yamada, T. Higuchi, E. Yamamoto, H. Hara, T. Sawa, M. M. Swamy: “Integrated Filters and Their Combined Effects in Matrix Converter”, IEEE Trans. I.A., Vol. 43, No. 2, pp. 571-581 (2007)
- (12) Q. Wang, B. Wen, X. Zhang, R. Burgos, P. Mattavelli, D. Boroyevich: “Input and Output EMI

- Filter Design Procedure for Matrix Conveters”, Proc. IECON2013, pp. 4868-4873 (2013)
- (13) H. She, H. Lin, X. Wang, L. Yue: “Damped Input Filter Design of Matrix Converter”, Proc. PEDS2009, pp. 672-677 (2009)
- (14) D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri: “Stability Analysis of Electrical Drives Fed by Matrix Converters”, Proc. ISIE 2002, Vol. 4, pp. 1108-1113 (2002)
- (15) A. M. Rahimi, A. Emadi: “An Analytical Investigation of DC-DC Power Electronic Converters With Constant Power Loads in Vehicular Power Systems”, IEEE Trans. V.T., Vol. 58, No. 6, pp. 2689-2702 (2009)
- (16) C. N. Onwuchekwa, A. Kwasinski: “Analysis of boundary control for Buck Converters With Instantaneous Constant-Power Loads”, IEEE Trans. P.E., Vol. 25, No. 8, pp. 2018-2032 (2010)
- (17) A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, G. A. Williamson: “Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives”, IEEE Trans. V.T., Vol. 55, No. 4, pp. 1112-1125 (2006)
- (18) C. H. Rivetta, A. Emadi, G. A. Williamson, R. Jayabalan, B. Fahimi: “Analysis and control of a buck DC-DC converter operating with constant power load in sea and undersea vehicles”, IEEE Trans. I.A., Vol. 42, No. 2, pp. 559-572 (2006)
- (19) A. Kwansinski, C. N. Onwuchekwa: “Dynamic Behavior and Stabilization of DC Microgrids With Instantaneous Constant-Power Loads”, IEEE Trans. P.E., Vol. 26, No. 3, pp. 882-834 (2011)
- (20) A. Khaligh: “Realization of Parasitics in Stability of DC-DC Converters Loaded by Constant Power Loads in Advanced Multiconverter Automotive Systems”, IEEE Trans. I.E., Vol. 55, No. 6, pp. 2295-2305 (2008)
- (21) X. Liu, Y. Zhou, W. Zhang, S. Ma: “Stability Criteria for Constant Power Loads With Multistage LC Filters”, IEEE Trans. V.T., Vol. 60, No. 5, pp. 2042-2049 (2011)
- (22) J. Wang, D. Howe: “A Power Shaping Stabilizing Control Strategy for DC Power Systems With Constant Power Loads”, IEEE Trans. P.E., Vol. 23, No. 6, pp. 2982-2989 (2008)
- (23) A. M. Rahimi, G. A. Williamson, A. Emadi: “Loop-cancellation technique A novel nonlinear feedback to overcome the destabilizing effect of constant-power loads”, IEEE Trans. V.T., Vol.

- 59, No. 2, pp. 650-661 (2010)
- (24) 坪井, 辻, 山田: 「入力 LC フィルタ付きチョップパ系の不安定現象とその対策」, 電学論 D, Vol. 120, No. 10, pp. 1171-1181 (2000)
- (25) A. M. Rahimi, A. Emadi: “Active Damping in DCDC Power Electronic Converters A Novel method to Overcome the Problems of Constant Power Loads”, IEEE Trans. I.E., Vol. 56, No. 5, pp. 1428-1439 (2009)
- (26) A. Awan, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar: “Active Stabilization of a Poorly Damped Input Filter Supplying a Constant Power Load”, Proc. ECCE 2009, pp. 2991-2997 (2009)
- (27) X. Liu, A. J. Forsyth, A. M. Cross: “Negative Input-Resistance Compensator for a Constant Power Load”, IEEE Trans. I.E., Vol. 54, No. 6, pp. 3188-3196 (2007)
- (28) Y. Neba: “A Simple Method for Suppression of Resonance Oscillation in PWM Current Source Converter”, IEEE Trans. P.E., Vol. 20, No. 1, pp. 132-139 (2005)
- (29) M. Salo, H. Tuusa: “A Vector Controlled Current-Source PWM Rectifier with a Novel Current Damping Method”, IEEE Trans. P.E., Vol. 15, No. 3, pp. 464-470 (2000)
- (30) J. C. Wiseman, B. Wu: “Active Damping Control of a High-Power PWM Current-Source Rectifier for Line-Current THD Reduction”, IEEE Trans. I.E., Vol. 52, No. 3, pp. 758-764 (2005)
- (31) Y. W. Li: “Control and resonance damping of VSC and CSC with LC filters”, IEEE Trans. I.E., Vol. 56, No. 5, pp. 1511-1521 (2009)
- (32) F. Liu, B. Wu, N. R. Zargari, M. Pande: “An Active Damping Method Using Inductor-Current Feedback Control for High-Power PWM Current-Source Rectifier”, IEEE Trans. P.E., Vol. 26, No. 9, pp. 2580-2587 (2011)
- (33) Y. W. Li, B. Wu, N. R. Zargari, J. C. Wiseman, D. Xu: “Damping of PWM Current Source Rectifier Using a Hybrid Combination Approach”, IEEE Trans. P.E., Vol. 22, No. 4, pp. 1383-1393 (2007)
- (34) Z. Bai, H. Ma, D. Xu, B. Wu, Y. Fang, Y. Yao: “Resonance Damping and Harmonic Suppression for Grid-Connected Current-Source Converter”, IEEE Trans. I.E., Vol. 61, No. 7,

- pp. 3146-3154 (2014)
- (35) D. Casadei, J. Clare, L. Empringham, G. Serra, A. Tani, A. Trentin, P. Wheeler and L. Zarri: “Large-Signal Model for the Stability Analysis of Matrix Converters”, IEEE Trans. I.E., Vol. 54, No. 2, pp. 939-950 (2007)
- (36) D. Casadei, G. Serra, A. Tani, A. Trentin, L. Zarri: “Theoretical and Experimental Investigation on the Stability of Matrix Converters”, IEEE Trans. I.E., Vol. 52, No. 5, pp. 1409-1419 (2005)
- (37) Q. Guan, P. Yang, X. Wang, Z. Zhang: “Stability Analysis of Matrix Converter with Constant Power Loads and LC Input Filter”, Proc. IPEDMC2012, pp. 900-904 (2012)
- (38) D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri: “Effects of input voltage measurement on stability of matrix converter drive system”, IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 4, pp. 487-497 (2004)
- (39) F. Liu, C. Klumpner, F. Blaabjerg: “Stability Analysis and Experimental Evaluation of a Matrix Converter Drive System”, Proc. IECON2003, Vol. 3, pp. 2059-2065 (2003)
- (40) 春名, 伊東: 「マトリックスコンバータによる発電機と電動機のベクトル制御」, 半導体電力変換/リニアドライブ合同研究会, Vol. , No. , pp. SPC-08-173/LD-08-076 (2008)
- (41) C. A. J. Ruse, J. C. Clare, C. Klumpner: “Numerical Approach for Guaranteeing Stable Design of Practical Matrix Converter Drive Systems”, Proc. IECON2006, pp. 2630-2635 (2006)
- (42) J. Wang, M. Bouazdia: “Stability of Matrix Converter-fed Permanent Magnet Brushless Motor Drive Systems”, Proc. EPE2009, pp. 1-10 (2009)
- (43) J. Wang, M. Bouazdia: “Influence of Filter Parameters Topologies on Stability of Matrix Converter-fed Permanent Magnet Brushless Motor Drive Systems”, Proc. IEMDC2009, pp. 964-970 (2009)
- (44) R. Pena, G. Tobar, J. Clare, P. Wheeler, G. Asher: “Stability Analysis of a Wind Energy Conversion System Based on a Doubly Fed Induction Generator Fed by a Matrix Converter”, IEEE Trans. I.E., Vol. 56, No. 10, pp. 4194-4206 (2009)
- (45) F. Liu, C. Klumpner, F. Blaabjerg: “A Robust Method to Improve Stability in Matrix Converters”, Proc. PESC2004, Vol. 5, pp. 3560-3566 (2004)
- (46) 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」, 電学論 D, Vol.

- 129, No. 5, pp. 482-489 (2009)
- (47) I. Sato, J. Itoh, H. Ohguchi, A. Odaka, H. Mine: “An Improvement Method of Matrix Converter Drives Under Input Voltage Disturbances”, IEEE Trans. P.E., Vol. 22, No. 1, pp. 132-138 (2007)
- (48) M. Rivera, J. Rodriguez, B. Wu, J. R. Espinoza, C. A. Rojas: “Current Control for an Indirect Matrix Converter With Filter Resonance Mitigation”, IEEE Trans. I.E., Vol. 59, No. 1, pp. 71-79 (2012)
- (49) M. Rivera, C. Rojas, J. Rodriguez, P. Wheeler, B. Wu, J. R. Espinoza: “Predictive Current Control With Input Filter Resonance mitigation for a Direct Matrix Converter”, IEEE Trans. P.E., Vol. 26, No. 10, pp. 2794-2803 (2011)
- (50) T. Nunokawa, T. Takeshita: “Resonance Suppression Control in Complex Frame for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters”, Proc. EPE2007, pp. 1-10 (2007)
- (51) 小岩, 伊東: 「マトリックスコンバータに適用するダンピング制御のゲイン設計法」, 平成 23 年電気学会全国大会, Vol. 4, pp. 37-38 (2011)
- (52) 春名, 星, 高橋, 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の入出力制御の統合化と安定性に関する実験的考察」, 電学論 D, Vol. 134, No. 2, pp. 193-201 (2014)
- (53) 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 年電気学会全国大会, Vol. 4, pp. 24-25 (2012)
- (54) Y. Sun, M. Su, X. Li, H. Wang, W. Gui: “A General Constructive Approach to Matrix Converter Stabilization”, IEEE Trans. P.E., Vol. 28, No. 1, pp. 418-431 (2013)
- (55) H. Takahashi, J. Itoh: “Stability Analysis of Damping Control to Suppress Filter Resonance in Multi-modular Matrix Converter”, Proc. ECCE2013, pp. 448-455 (2013)
- (56) X. Wang, H. Lin, B. Feng, Y. Lyu: “Damping of Input LC Filter Resonance based on Virtual Resistor for Matrix Converter”, Proc. ECCE2012, pp. 3910-3916 (2012)
- (57) 春名, 伊東: 「発電機を電源として接続したマトリックスコンバータの入力電流ベクトル制御の特性検証」, 電学論 D, Vol. 130, No. 11, pp. 1205-1211 (2010)
- (58) K. Koiwa, J. Itoh: “Efficiency and Damping Control Evaluation of a Matrix Converter with a Boost-up AC Chopper in Adjustable Speed Drive System”, Proc. ECCE 2013, pp. 2707-2714

- (2013)
- (59) M. Tsili, S. Papathanassiou: “A review of grid code technical requirements for wind farms”, IET Renew. Power Gener., Vol. 3, No. 3, pp. 308-332 (2009)
- (60) 小林: 「系統擾乱の荒波を乗り越えろ -分散形電源の Fault Ride Through 要件とは何か-」, 電気学会誌, Vol. 135, No. 1, pp. 28-31 (2015)
- (61) 系統連系専門部会編: 「系統連系規程 JEAC9701-2012」, 日本電気協会, (2013)
- (62) F. Iov, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, B. Andersen, J. Birk, J. Miranda: “Grid Code Compliance of Grid-Side Converter in Wind Turbine Systems”, Proc. PESC2006, pp. 1-7 (2006)
- (63) S. M. Muyeen, R. Takahashi, T. Murata, J. Tamura: “A Variable Speed Wind Turbine Control Strategy to Meet Wind Farm Grid Code Requirements”, IEEE Trans. P.S., Vol. 25, No. 1, pp. 331-340 (2010)
- (64) K. Ma, F. Blaabjerg, M. Liserre: “Thermal Analysis of Multilevel Grid Side Converters for 10-MW Wind Turbines under Low Voltage Ride Through”, IEEE Trans. I.A., Vol. 49, No. 2, pp. 909-921 (2013)
- (65) F. Blaabjerg, K. Ma: “Future on Power Electronics for Wind Turbine System”, IEEE journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 1, No. 3, pp. 139-152 (2013)
- (66) F. Blaabjerg, M. Liserre, K. Ma: “Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems”, IEEE Trans. I.A., Vol. 48, No. 2, pp. 708-719 (2012)
- (67) Z. Wu, W. Gao, D. Yang, Y. Shi: “Comprehensive Modeling and Analysis of Permanent Magnet Synchronous Generator Wind Turbine System with Enhanced low Voltage Ride Through Capability”, Proc. ECCE2012, pp. 2091-2098 (2012)
- (68) M. Rizo, A. Rodriguez, E. Bueno, F. J. Rodriguez, C. Giron: “Low Voltage Ride-Through of Wind Turbine based on Interior Permanent Magnet Synchronous Generators Sensorless Vector Controlled”, Proc. ECCE2010, pp. 2507-2514 (2010)
- (69) Z. Chen, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg: “A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines”, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 24, No. 8, pp. 1859-1875 (2009)
- (70) B. Wang, G. Venkataramanan: “Dynamics and Stability of Matrix-Converter Based Permanent Magnet Wind Turbine Generator”, Proc. IECON2012, pp. 6069-6075 (2012)

- (71) 廣門, 山村, 石田: 「独立電源用三相 4 線式昇圧形マトリックスコンバータの特性検証」, 電学論 D, Vol. 134, No. 11, pp. 939-947 (2014)
- (72) 小岩, 伊東: 「V 結線チョッパを用いた昇圧形マトリックスコンバータの実機検証」, 電学論 D, Vol. 132, No. 1, pp. 1-8 (2012)
- (73) P. W. Wheeler, J. C. Clare, M. Apap, L. Empringham, L. de Lillo, K. J. Bradley, C. Whitley and G. Towers: “Power supply loss ride-through and device voltage drop compensation in a matrix converter permanent magnet motor drive for an aircraft actuator”, Proc. 35th PESC 2004, pp. 149-154 (2004)
- (74) J. K. Kang, H. Hara, A. M. Hava, E. Yamamoto, E. Watanabe, T. Kume: “The Matrix Converter Drive Performance Under Abnormal Input Voltage Conditions”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 721-730 (2002)
- (75) E. P. Wiechmann, R. P. Burgos, J. Rodriguez: “Continuously Motor-Synchronized Ride-Through Capability for Matrix-Converter Adjustable-Speed Drives”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49, No. 2, pp. 390-400 (2002)
- (76) D. Orser, N. Mohan: “A Matrix Converter Ride-Through Configuration Using Input Filter Capacitors as an Energy Exchange Mechanism”, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 30, No. 8, pp. 4377-4385 (2015)
- (77) H. J. Cha, P. N. Enjeti: “Matrix Converter-fed ASDs”, IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 10, No. 4, pp. 33-39 (2004)
- (78) C. Klumpner, I. Boldea, F. Blaabjerg: “Limited Ride-Through Capabilities for Direct Frequency Converters”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 16, No. 6, pp. 837-845 (2001)
- (79) C. Klumpner, F. Blaabjerg: “Experimental Evaluation of Ride-Through Capabilities for a Matrix Converter Under Short Power Interruptions”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49, No. 2, pp. 315-324 (2002)
- (80) C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, F. Blaabjerg: “A New Matrix Converter-Motor (MCM) for Industry Applications”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49, No. 2, pp. 325-335 (2002)
- (81) C. Klumpner, F. Blaabjerg: “Short Term Braking Capability During Power Interruptions for Integrated Matrix Converter-Motor Drives”, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 19, No. 2, pp.

303-311 (2004)

- (82) R. Prasad: “Low Voltage Ride-Through Capability for Matrix Converter fed Adjustable-Speed Induction Machine Drives for Industrial and Wind Applications”, Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Univ. Minnesota, Minneapolis, MN, USA, (2011)
- (83) J. Kang, N. Takada, E. Yamamoto, E. Watanabe: “High Power Matrix Converter for Wind Power Generation Applications”, Proc. 8th ICPE2011, pp. 1331-1336 (2011)
- (84) K. Inomata, H. Hara, S. Morimoto, J. Fujii, K. Takeda, E. Yamamoto, E. Watanabe and J. Kang: “Enhanced Fault Ride Through Capability of Matrix Converter for Wind Power System”, Proc. IECON2013, pp. 4836-4841 (2013)
- (85) K. Inomata, H. Hara, S. Morimoto, J. Fujii, K. Takeda, E. Yamamoto: “Application of Modular Matrix Converter to Wind Turbine Generator”, Proc. IPEC2014, pp. 1654-1659 (2014)
- (86) 船渡, 河村: 「電力用アクティブパッシブ回路」, 電学論 D, Vol. 113, No. 5, pp. 601-610 (1993)

第3章

アクティブインピーダンスによる フィルタ共振抑制制御とその設計法

3.1 緒論

第2章では、風力発電や揚水発電といった発電システムや電力平準化, STATCOM, UPFC, DVR といった系統安定化用途に用いるマトリックスコンバータへの要求として、フィルタ共振による電源高調波電流の流出や不安定化の対策が重要であることを述べた。特に、トランスによる系統との絶縁が必要な用途や多重マトリックスコンバータではダンピング抵抗を接続できないので、制御的な対策が必要であることを示した。また、制御による不安定化対策として、マトリックスコンバータに限らず様々な電力変換器でダンピング制御が適用されており、その安定化原理と特徴をまとめた。さらに、従来のダンピング制御におけるシステムの安定化と出力電流制御のトレードオフを解決することを本研究の位置付けとし、アクティブインピーダンス動作の概念とそれによる安定化原理を示した。

図 3.1 にアクティブインピーダンス動作を実現する安定化制御の特徴を示す。本研究では、マトリックスコンバータの入出力にフィードバック制御を導入することで発生する干渉を避けるため、出力電流フィードバックループに安定化制御 $C(s)$ を導入する。ここで導入する安定化制御は、図 3.1 のようにフィルタ共振周波数におけるマトリックスコンバータの入力コンダクタンスを負から正に変換する制御である。具体的には、図 3.1 の下部に示したような入力アドミタンスの位相特性を得る制御を導入し、2章で提案したアクティ

ブインピーダンス動作を実現することでフィルタ共振を抑制する。

そこで本章では、アクティブインピーダンス動作を実現する安定化制御としてマトリックスコンバータの出力電流制御に統合した新しいダンピング制御を提案し、その設計法と有用性を明らかにする。ここでは、電流制御器としてこれまで多数の実績があるPI制御器を用い、提案するダンピング制御と組み合わせてフィルタ共振の抑制と電流制御性能の両立を目指す。本章ではまず、低圧の系統連系用マトリックスコンバータに必要な制御として、出力電流制御系と安定化のためのダンピング制御について述べる。次に、デューティの空間ベクトルに基づくマトリックスコンバータのブロックモデルを示し、それを用いてマトリックスコンバータの入力アドミタンスの周波数特性を描く。この周波数特性より、提案するダンピング制御がマトリックスコンバータの入力アドミタンスの負性抵抗特性を緩和して安定化できることを明らかにする。

一方、提案するダンピング制御と同様に、これまで出力電流制御系に統合したダンピング制御の設計法が提案されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。しかし、文献(1), (2)では、安定度と出力電流制御性能の両者の定量的な設計が難しい問題がある。この問題に対し、文献(3)では前述したデューティの空間ベクトルに基づくマトリックスコンバータのブロックモデルを用いて、所望のゲイン余裕を満足するダンピング制御の設計法（以下、従来法）が紹介されている。しかし、この手法はシステムのゲイン余裕を優先して設計しているため、所望の電流制御性能を満足できない問題がある。特に、従来法では出力電流制御系に零点が発生するためゲインが増加する周波数帯域が発生し、出力電流制御の過渡応答が悪化する。そのため、過渡時のオーバーシュートを抑制しながら所望の安定度と電流制御カットオフ周波数を確保する設計法が必要となる。

そこで本章では、提案するダンピング制御がマトリックスコンバータの負性抵抗特性を緩和することを明らかにした後、出力電流制御とダンピング制御の設計法として、出力電流制御の周波数特性を用いた手法を示す。まず、従来法の問題点である出力電流オーバーシュートを抑制するため、伝達関数に基づいた零極相殺フィルタを導出する。次に、安定性と所望のカットオフ周波数を得るため、マトリックスコンバータのブロックモデルに基づいた設計フローチャートを示す。さらに、提案法がフィルタ共振を抑制しつつ、従来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する。最後に、実験で得た電流制御

ゲイン特性と設計値の誤差の要因を特定し、実際の設計での留意点とデジタル制御の離散化の影響、及び設計フローチャートの適用限界について考察する。

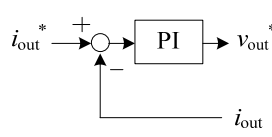
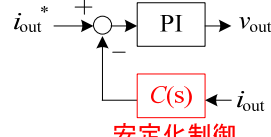
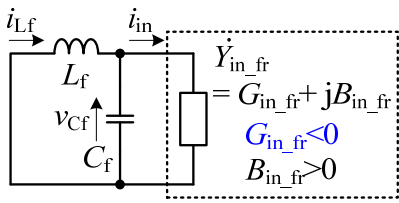
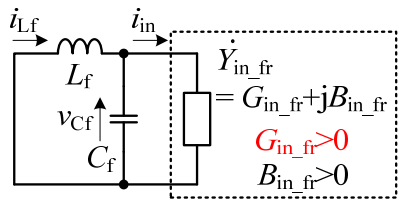
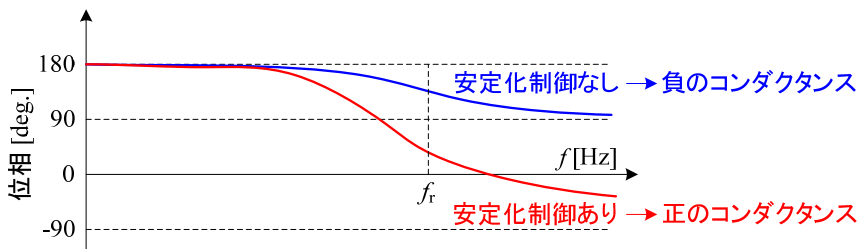
	出力電流のPI制御のみ	アクティブインピーダンス動作を実現する安定化制御を導入
出力電流制御ブロック図		 安定化制御
共振周波数 f_r におけるフィルタ等価回路と入力アドミタンス	 フィルタ マトリックスコンバータ	 フィルタ マトリックスコンバータ
入力アドミタンスの周波数特性	 位相 [deg.] f [Hz] 安定化制御なし → 負のコンダクタンス 安定化制御あり → 正のコンダクタンス	

図 3.1 アクティブインピーダンス動作を実現する安定化制御の特徴

3.2 システム構成

図 3.2 に出力電流制御に提案するダンピング制御を統合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。マトリックスコンバータの入力フィルタはトランスの漏れインダクタンス L_f と小容量のフィルタキャパシタ C_f で構成される。また、マトリックスコンバータの出力側には発電機が接続され、発電機を可変速制御するためベクトル制御で駆動する。なお、UPFC や DVR といった用途では出力側にインダクタと電圧源が接続され、フライホイールを用いた平準化装置や STATCOM ではモータが接続される。従って、発電機以外の用途でも出力電流のフィードバック制御（ACR）が用いられる。

マトリックスコンバータのフィルタ共振は、電源電圧高調波によって励起される直列共振と、マトリックスコンバータの等価負性抵抗特性によって励起される並列共振に分けられる。ここで、直列共振はフィルタ共振周波数が系統周波数の整数倍に一致しないようにフィルタキャパシタを再設計すれば避けられる。しかし、2 章で述べたようにベクトル制御に含まれる出力電流制御によってマトリックスコンバータの入力アドミタンスが共振周波数帯域で負性抵抗に起因する負性コンダクタンス特性を示すと、フィルタの並列共振が励起される。従って、並列共振はフィルタの再設計のみでは対策が難しく、出力電流制御系からの影響を含めた対策が必要になる。

そこで本研究では、出力電流制御にダンピング制御を統合し、入力アドミタンスの周波数特性における負性コンダクタンス特性を通常のコンダクタンスへと転移させて並列共振の発生を防ぐ。このダンピング制御はダンピングゲイン K_d と時定数 T_{hpf} を持つハイパスフィルタ (HPF) から構成される。この時、フィルタ共振やダンピング制御による入力アドミタンスの周波数特性を議論する場合、図 3.2 のような速度制御系まで含んだシステムでは検討が複雑になる。従って、本論文では、ベクトル制御ではなく定電力特性の原因となる出力電流制御のみをターゲットとするため、単純化したモデルを扱う。

図 3.3 に本章で検討するシステムブロック図を示す。単純化のため、入力側に設置されるトランスを理想トランスと漏れインダクタンス L_f に分離し、理想トランスは省略している。 L_f はトランスの漏れインダクタンスのため設計の自由度が低い、フィルタキャパシタ C_f は次の条件を満たすように設計する。

- (1) C_f の最大値：入力力率仕様から決定する。

(2) C_f の最小値：電圧リプル率の設計値から決定する。実用上では使用するフィルムコンデンサの許容リプル電流による制限もあるため注意が必要である。

(3) フィルタ共振周波数 f_r の設計： L_f が設計パラメータではないので f_r は C_f に依存する。 f_r はキャリア周波数成分の電流が系統に流出しないよう、キャリア周波数の 1/10 以下で設計する。さらに、電源電圧高調波による直列共振を避けるため、 f_r が電源周波数 (50 Hz) の整数倍に一致しないように配慮する必要がある。

以上のことから、本章では L_f を 12.8%, C_f を 3.32%, f_r を 766 Hz に設定する。

一方、出力側においても簡単化のために発電機を RL 負荷で置き換える。従って、出力電圧指令値は速度制御を含めたベクトル制御ではなく、PI 制御器で構成した出力電流制御から生成される。本章では、図 3.3 のシステムにおけるマトリックスコンバータの入力アドミタンスの周波数特性とパラメータ設計に使用する出力電流制御系の周波数特性を得るため、マトリックスコンバータと入出力回路、及び制御系を統合したブロックモデルを提案する。

第3章
アクティブインピーダンスによる
フィルタ共振抑制制御とその設計法

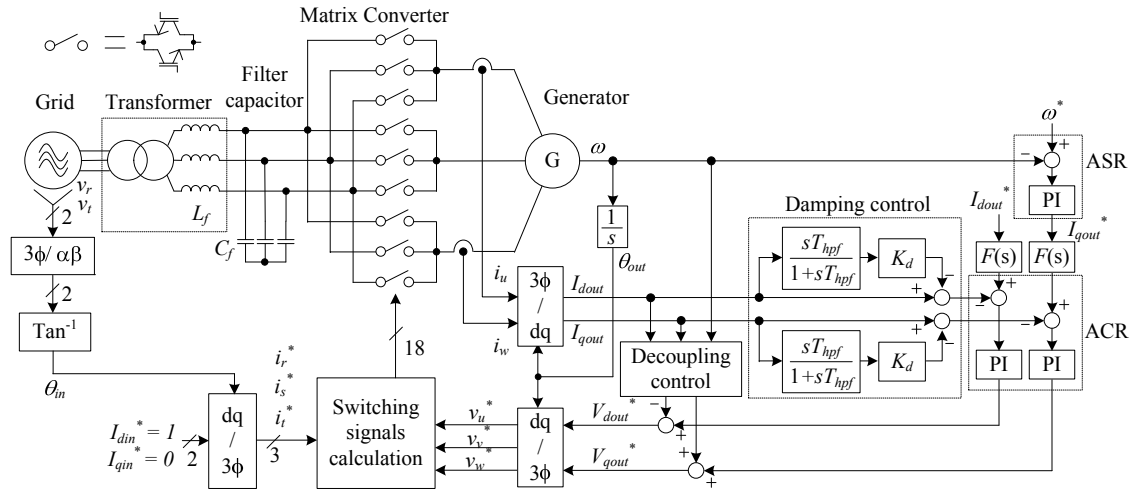
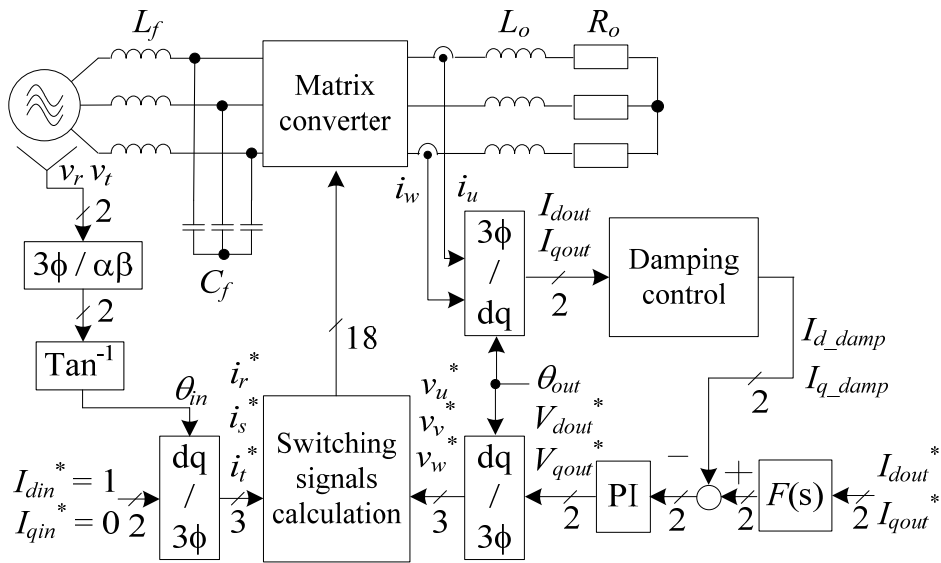
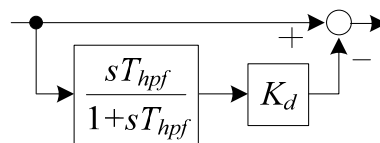


図 3.2 出力電流制御にダンピング制御を統合したマトリックスコンバータの
システムブロック図



(a) 全体図



(b) ダンピング制御

図 3.3 本章で検討するシステムブロック図

3.3 マトリックスコンバータのブロックモデル

3.3.1 デューティの空間ベクトルを用いたモデリング

回路と制御系を統合したマトリックスコンバータのブロックモデルを導出するためには、マトリックスコンバータの入出力電圧と電流の方程式が必要になる。これら 2 つの方程式を導出する手法として、これまでにデューティの空間ベクトルに基づいたマトリックスコンバータの入出力方程式が提案されている⁽⁴⁾。本節では、図 3.3 の電圧、電流や制御信号を全て空間ベクトルで表せることに着目し、空間ベクトルで表したデューティを用いてマトリックスコンバータのブロックモデルを導出する。

図 3.4 に空間ベクトルで表したマトリックスコンバータのブロックモデルを示す。太字で書かれた変数はベクトルである。例えば、入力電圧ベクトル \mathbf{v}_{in} は次式で定義される。

$$\mathbf{v}_{in} = \frac{2}{3} \left(\mathbf{v}_r + \mathbf{v}_s e^{j\frac{2}{3}\pi} + \mathbf{v}_t e^{-j\frac{2}{3}\pi} \right) \dots\dots\dots (3.1)$$

ここで、 $\mathbf{v}_r, \mathbf{v}_s, \mathbf{v}_t$ はそれぞれ系統の R 相、S 相、T 相電圧である。また、空間ベクトル \mathbf{x}, \mathbf{y} の乗算で得られるベクトル \mathbf{z} は下記の式で定義される。

$$\mathbf{x} = x_\alpha + jx_\beta \dots\dots\dots (3.2)$$

$$\mathbf{y} = y_\alpha + jy_\beta \dots\dots\dots (3.3)$$

$$\mathbf{z} = z_\alpha + jz_\beta = (x_\alpha y_\alpha - x_\beta y_\beta) + j(x_\alpha y_\beta + x_\beta y_\alpha) \dots\dots\dots (3.4)$$

ブロック図上でマトリックスコンバータのフィルタと RL 負荷を接続するため、空間ベクトルで表されたデューティ $\mathbf{m}_d, \mathbf{m}_i$ を導入する。 $\mathbf{m}_d, \mathbf{m}_i$ の定義は文献(4)に記載されているため割愛するが、マトリックスコンバータの 9 つのスイッチのデューティを統合したベクトルである。具体的には、入力電圧ベクトル \mathbf{v}_{in} の回転角周波数を ω_i 、出力電流ベクトル \mathbf{i}_{out} の回転角周波数を ω_o とすると、 \mathbf{m}_d は $\omega_i + \omega_o$ で回転し、 \mathbf{m}_i は $\omega_i - \omega_o$ で回転するベクトルである。また、 $\mathbf{m}_d, \mathbf{m}_i$ のベクトル長は入力力率指令値と出力電圧指令値で決まる。 $\mathbf{m}_d, \mathbf{m}_i$ 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 \mathbf{v}_{out} と入力電流ベクトル \mathbf{i}_{in} は次式から得られる。

$$\mathbf{v}_{out} = \frac{3}{2} \mathbf{m}_i \mathbf{v}_c + \frac{3}{2} \mathbf{m}_d \mathbf{v}_c \dots\dots\dots (3.5)$$

$$\mathbf{i}_{in} = \frac{3}{2} \mathbf{m}_i \mathbf{i}_{out} + \frac{3}{2} \overline{\mathbf{m}_d \mathbf{i}_{out}} \dots\dots\dots (3.6)$$

ここで、 \mathbf{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。一方、入力力率指令値が1の時のデューティベクトル $\mathbf{m}_d, \mathbf{m}_i$ は、出力電圧指令値ベクトル \mathbf{v}_{out}^* と入力電圧ベクトル \mathbf{v}_{in} を用いて次式で表される。

$$\mathbf{m}_d = \frac{\mathbf{v}_{in}}{3V_{in}} \mathbf{v}_{out}^* \dots\dots\dots (3.7)$$

$$\mathbf{m}_i = \frac{\mathbf{v}_{in}}{3V_{in}} \overline{\mathbf{v}_{out}^*} \dots\dots\dots (3.8)$$

ここで、 V_{in} は入力電圧振幅である。

しかし、フィルタ共振による不安定化を議論する場合、 $\mathbf{v}_c, \mathbf{m}_d, \mathbf{m}_i, \mathbf{i}_{out}$ の振動の時定数が近いため、(3.5), (3.6)式は非線形方程式となる。従って、マトリックスコンバータのブロックモデルからボード線図を得るためには、図3.4を定常点近傍で線形近似する必要がある。線形近似では各ベクトルを定常成分と微小変化成分に分離する。例えば、線形近似されたフィルタキャパシタ電圧ベクトル \mathbf{v}_c は(3.9)式で表される。

$$\mathbf{v}_c = \mathbf{v}_{cs} + \Delta \mathbf{v}_c \dots\dots\dots (3.9)$$

ここで、右辺第一項の添字 s は定常成分を表し、第二項の Δ は微小変化成分を表す。(3.9)式に従って(3.5)式から(3.8)式を線形近似すると(3.10)式から(3.13)式が得られる。ただし、本章では系統外乱によるフィルタの直列共振を扱わないため、外乱となる入力電圧ベクトル \mathbf{v}_{in} の微小変化成分 $\Delta \mathbf{v}_{in}$ を0とする。

$$\Delta \mathbf{v}_{out} = \frac{3}{2} (\overline{\Delta \mathbf{m}_i} \mathbf{v}_{cs} + \overline{\mathbf{m}_{is}} \Delta \mathbf{v}_c) + \frac{3}{2} (\Delta \mathbf{m}_d \overline{\mathbf{v}_{cs}} + \mathbf{m}_{ds} \overline{\Delta \mathbf{v}_c}) \dots\dots\dots (3.10)$$

$$\Delta \mathbf{i}_{in} = \frac{3}{2} (\Delta \mathbf{m}_i \mathbf{i}_{outs} + \mathbf{m}_{is} \Delta \mathbf{i}_{out}) + \frac{3}{2} (\Delta \mathbf{m}_d \overline{\mathbf{i}_{outs}} + \mathbf{m}_{ds} \overline{\Delta \mathbf{i}_{out}}) \dots\dots\dots (3.11)$$

$$\Delta \mathbf{m}_d = \frac{\mathbf{v}_{ins}}{3V_i} \Delta \mathbf{v}_{out}^* \dots\dots\dots (3.12)$$

$$\Delta \mathbf{m}_i = \frac{\mathbf{v}_{ins}}{3V_i} \overline{\Delta \mathbf{v}_{out}^*} \dots\dots\dots (3.13)$$

図 3.5 に線形化したマトリックスコンバータのブロックモデルを示す。図 3.5 のモデルをシミュレーションすることで、マトリックスコンバータの入力アドミタンスや出力電流制御系の周波数特性を評価できる。ただし、図 3.5 では定常ベクトルと微小変化ベクトルの回転周波数が異なるので、定常ベクトルの角度を固定した直流モードで解析する必要がある。

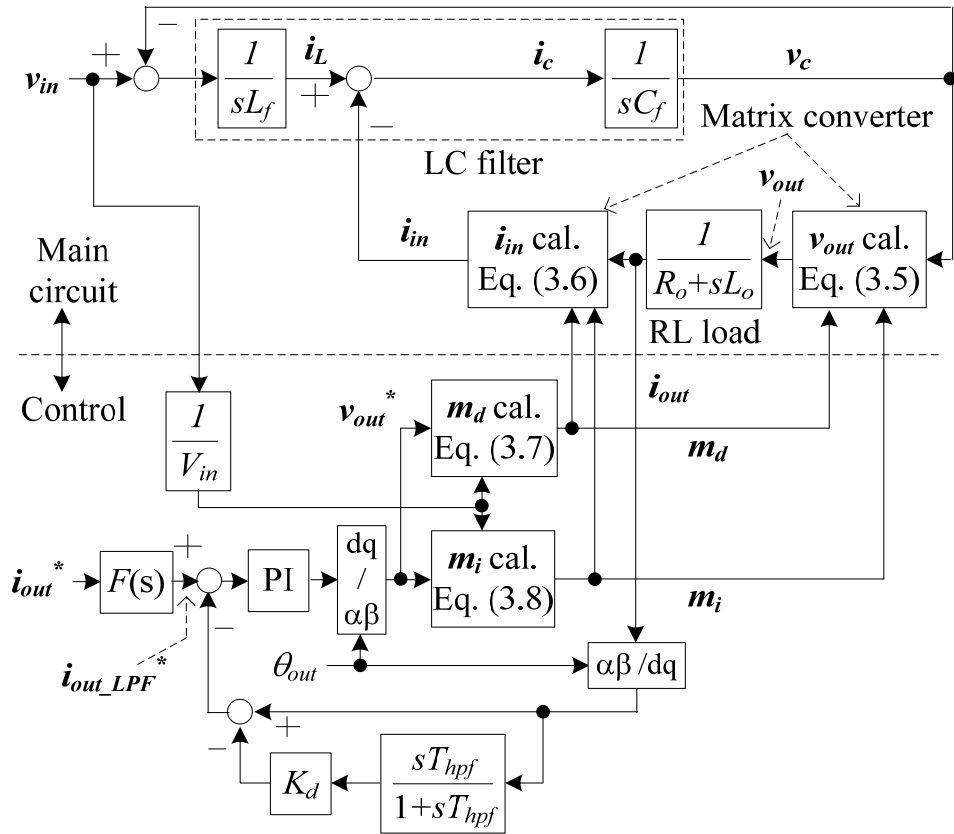


図 3.4 デューティの空間ベクトルに基づくマトリックスコンバータの
システムブロック図

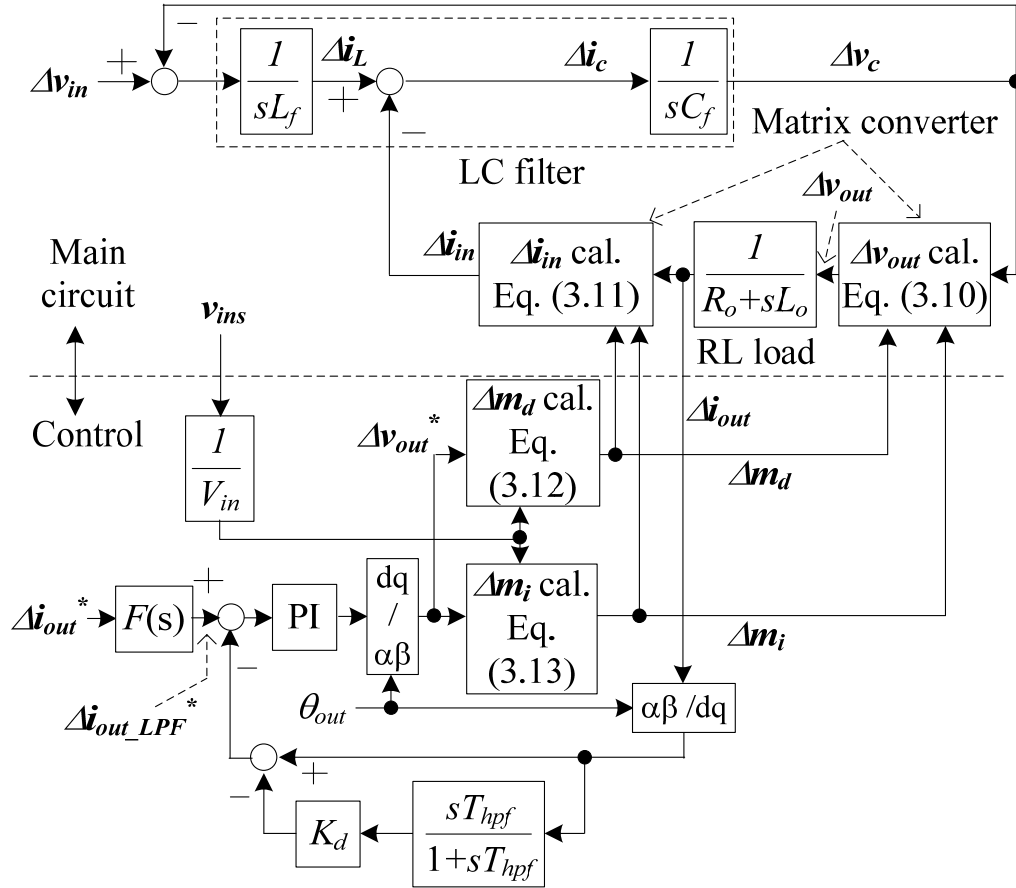


図 3.5 微小変化成分に着目した図 3.4 の線形化ブロックモデル

3.3.2 線形化した空間ベクトルモデルの妥当性検証

表 3.1 と表 3.2 に、図 3.3 で示したモデルの主回路と制御系のパラメータを示す。本節では、図 3.5 の線形化モデルの妥当性を検証するため、出力電流制御とダンピング制御を除いたオープンループのシミュレーション結果を示す。前節で述べたように、解析は直流モードで行うが、インダクタやキャパシタはその値を 50 Hz で基準化している。また、本節でのみキャリア周波数を 100 kHz に上げ、キャリア比較時の量子化誤差を軽減している。

図 3.6 に線形化したブロックモデルのステップ応答と図 3.3 の回路モデルのステップ応答の比較結果を示す。ただし、回路波形のスイッチングリプルを減らして平均値を比較するため、図 3.6 の全波形に 1 kHz をカットオフ周波数としたローパスフィルタ (LPF) をかけている。図 3.6 より、線形化モデルの応答波形は回路モデルの応答波形に一致していることが確認できる。さらに、定常状態での両モデルの波形の誤差は 1% 以下である。従って、図 3.5 の線形化モデルはマトリックスコンバータのブロックモデルとして妥当であり、図 3.5 からマトリックスコンバータの入力アドミタンスや出力電流制御系の周波数特性を導出できる。

表 3.1 マトリックスコンバータの回路パラメータ

Input line voltage	200 V	Rated output voltage	173 V
Rated power	3 kW	Carrier frequency	10 kHz
Input filter L (L_f)	5.45 mH (12.8%)	Load resistance (R_o)	7.33 Ω (73.3%)
Input filter C (C_f)	7.92 μ F (3.32%)	Load inductance (L_o)	3.86 mH (12.1%)
Input voltage angle	105 deg.	Output voltage angle	15 deg.

表 3.2 オープンループ時の制御パラメータ

Open-loop control	d-axis voltage command (steady state)	0.5 p.u.
	d-axis voltage command (step input)	0.01 p.u.
	q-axis voltage command (steady state)	0 p.u.
	q-axis voltage command (step input)	0 p.u.

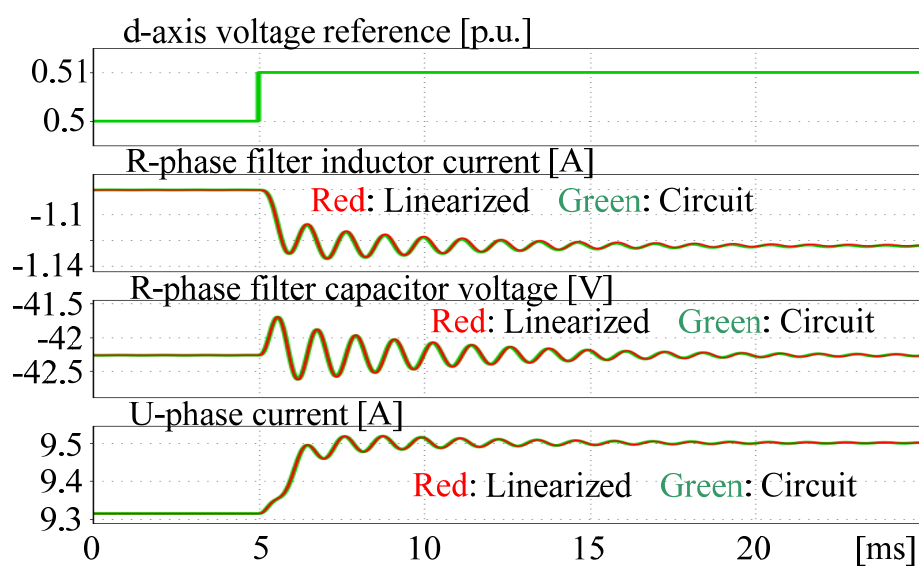


図 3.6 線形化ブロックモデルと回路モデルにおけるオープンループ制御時の
ステップ応答

3.4 入力アドミタンスの周波数特性に基づいたフィルタ共振の抑制原理

本節では、提案するダンピング制御によってフィルタ共振を抑制できることを入力アドミタンスの周波数特性の観点からを明らかにする。

表 3.3 に入力アドミタンスの周波数特性を得るための出力電流制御系の PI 制御パラメータを示す。ただし、比例ゲイン K_p と積分時間 T_i はそれぞれ次式で計算する。

$$K_p = \omega_{c_design} \frac{L_o}{Z_{o_n}} \dots\dots\dots (3.14)$$

$$T_i = \frac{L_o}{R_o} \dots\dots\dots (3.15)$$

ここで、 ω_{c_design} は所望の電流制御カットオフ角周波数、 Z_{o_n} は定格出力インピーダンスであり、本節では ω_{c_design} を 4084 rad/s (650 Hz に相当) とする。なお、(3.14), (3.15) 式は PI 制御器のプラントを純粋な RL 負荷とした時に、出力電流制御系が一次遅れ系になる設計式である⁽⁵⁾。

図 3.7 に微小変化分に対するマトリックスコンバータの入力アドミタンス ($\Delta i_{in}/\Delta v_c$) の周波数特性を示す。ただし、ダンピング制御パラメータはゲインを 0.6 p.u. とし、HPF のカットオフ周波数を 200 Hz とした。また、純粋な入力アドミタンスの周波数特性を求めるため、図 3.5 の線形化モデルから LC フィルタを取り外している。さらに、オープンループ制御における特性は図 3.6 と同様に出力電流制御系を除いて求めた。なお、図 3.7 の周波数特性はシミュレータである Piece-wise Linear Electrical Circuit Simulation (PLECS) で描いている。2 章でも述べたように、マトリックスコンバータを安定に運用するためには理想的には入力アドミタンスが純抵抗となることが望ましい。図 3.7 のように、出力電圧をオープンループ制御する場合はマトリックスコンバータが定電圧負荷特性を示すので、全体の周波数特性を考えるとマトリックスコンバータの入力アドミタンスは純抵抗によるコンダクタンスとインダクタによるサセプタンスで模擬できる。この時、図 2.4 のような系統側の単相ブロック図を考えると、マイナーループは負帰還となるためシステムは安定となる。しかし、出力電流のフィードバック制御を導入すると定電力負荷特性となって位相が 180 deg. 反転するため、入力アドミタンスは負性抵抗による負性コンダクタンスとキャパシタ

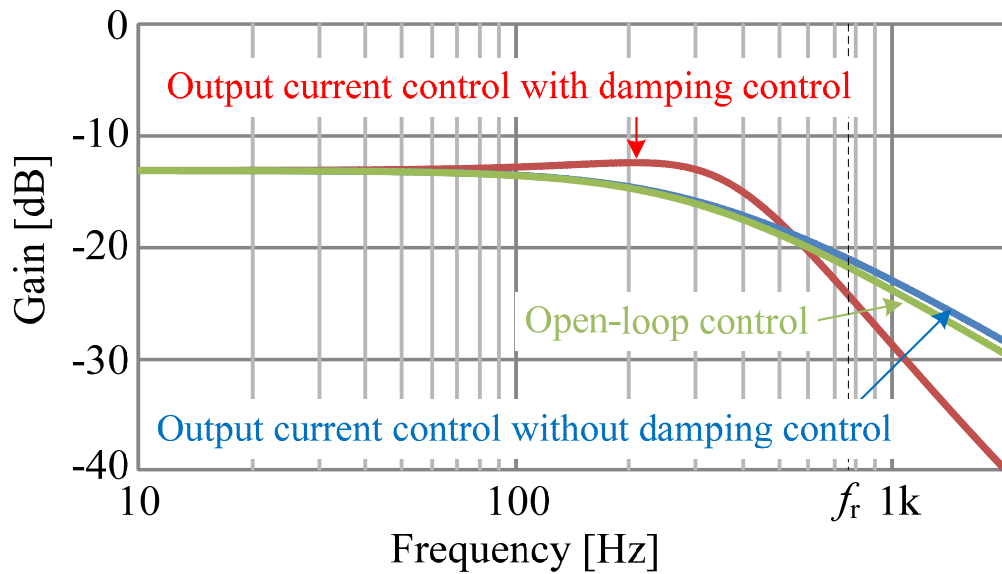
第3章

アクティブインピーダンスによる フィルタ共振抑制制御とその設計法

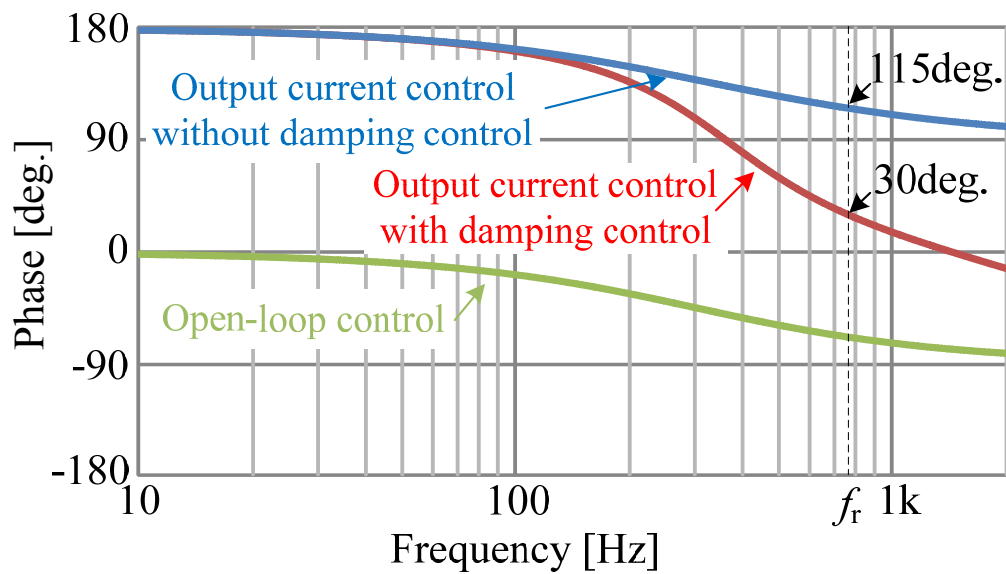
によるサセプタンスの組み合わせとなる。この時、フィルタ共振によるフィルタキャパシタ電圧の振動成分はLCフィルタの共振周波数 f_r (図 3.7 では 766 Hz) 付近の周波数となるため、その帯域における位相が負性コンダクタンスによる影響を強く受けると単相ブロック図における微小変化分のマイナーループが正帰還となるため、フィルタ共振を伴いながら不安定化する。そのため、安定化のためにはフィルタの共振周波数帯域における入力アドミタンスを純抵抗によるコンダクタンスを含むようにすれば良い。そこで、図 3.3 のように出力電流制御のフィードバックにダンピング制御を導入すると、共振周波数帯域における位相が+30 deg.となり、入力アドミタンスは純抵抗によるコンダクタンスとキャパシタによるサセプタンスで構成される。このように、出力側にダンピング制御を導入することで、入力アドミタンスの動特性である周波数特性を負性コンダクタンスから純抵抗によるコンダクタンスへと遷移させて安定化できる。しかし、この安定化にはダンピング制御の適切なパラメータ設定が必要なので、次節からその手法を述べる。

表 3.3 PI 制御パラメータ

PI control	Proportional gain K_p	1.58 p.u.
	Integral time T_i	526 μ s
	Current reference (step input)	0.01 p.u.
	Current reference (steady state)	0.55 p.u.



(a) ゲイン特性



(b) 位相特性

図 3.7 微小変化分に対するマトリックスコンバータの入力アドミタンス ($\Delta \mathbf{i}_{in}/\Delta \mathbf{v}_c$) の
周波数特性

3.5 出力電流制御系の周波数特性を用いたパラメータ設計

前節で述べたように、ダンピング制御でシステムを安定化させるためには、適切なパラメータ設計法が必要となる。このため、3.1 節で述べたように文献(3)において出力電流制御にダンピング制御を統合した際のパラメータ設計法が提案されている。しかし、この従来の設計法では出力電流制御系の閉ループ周波数特性に零点が発生し、過大な出力電流オーバーシュートを発生させる。さらに、安定度を優先してパラメータ設計しているので出力電流制御系が所望のカットオフ周波数を満足できない問題がある。このため、本節では出力電流制御系の周波数特性を用いた新しいパラメータ設計法を提案する。提案手法では、まず過渡応答時のオーバーシュートを改善するため指令値フィルタを導入する。また、所望の安定度と出力電流制御系のカットオフ周波数を得るため、フローチャートを用いた設計法を提案する。

3.5.1 指令値フィルタの設計

本節ではこのオーバーシュートを抑制して指令値応答を改善するため、零極相殺用の指令値フィルタ $F(s)$ を導入する。この $F(s)$ の設計には、線形化モデルにおける出力電流制御系の伝達関数を求める必要がある。しかし、(3.4)式に示した通り、線形化モデルにはベクトルの α 軸成分と β 軸成分の相互干渉があるため、それを考慮して伝達関数を求めるのは非常に難しい。そこで本節では、ダンピング制御を含めない場合のボード線図のゲイン特性を二次遅れ系に近似して出力電流制御系の伝達関数を導出し、 $F(s)$ の伝達関数を決定する。

図 3.8 に出力電流制御系の $\Delta \mathbf{i}_{out_LPF}^*$ から $\Delta \mathbf{i}_{out}$ までの近似モデルを示す。ただし、図 3.8 ではダンピング制御を含めない。図 3.8 の近似モデルは制動係数 ζ と固有角周波数 ω_n をパラメータとする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が、閉ループ伝達関数 $G_{app}(s)$ は次式のように二次遅れ標準形となる。

$$G_{app}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \dots\dots\dots (3.16)$$

次に、(3.16)式を出力電流制御系のボード線図の共振周波数近傍で近似する。ここでは、出力電流制御系のボード線図に現れる共振点のピークゲイン M_p と共振角周波数 ω_p を用いて次のように ζ と ω_n を設計する⁽⁶⁾。

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{1}{M_p^2}}} \dots\dots\dots(3.17)$$

$$\omega_n = \omega_p \left(1 - 1/M_p^2\right)^{\frac{1}{4}} \dots\dots\dots(3.18)$$

図 3.9 に線形化モデルと近似モデルにおける $\Delta \mathbf{i}_{out_LPF}^*$ から $\Delta \mathbf{i}_{out}$ までのゲイン特性を示す。(3.17), (3.18)式によって、共振点のピークゲインと周波数が両モデルで一致していることが確認できる。また、2つのゲイン曲線の誤差は最大で 8.1 dB あるが、伝達関数が既知のモデルでマトリックスコンバータモデルのゲイン曲線の概形を近似できている。従って、図 3.8 の近似モデルはダンピング制御を適用しない場合の線形化モデルのモデリングとして妥当であり、この近似モデルをベースに指令値フィルタを設計する。

図 3.10 に図 3.8 の近似モデルに指令値フィルタ $F(s)$ とダンピング制御を追加した出力電流制御系を示す。図 3.10 の $\Delta \mathbf{i}_{out_LPF}^*$ から $\Delta \mathbf{i}_{out}$ までの閉ループ伝達関数は次式で表される。

$$\frac{\Delta \mathbf{i}_{out}}{\Delta \mathbf{i}_{out_LPF}^*} = \frac{\frac{\omega_n^2}{T_{hpf}}(1 + sT_{hpf})}{s^3 + \left(\frac{1}{T_{hpf}} + 2\zeta\omega_n\right)s^2 + \omega_n\left(\frac{2\zeta}{T_{hpf}} + \omega_n(1 - K_d)\right)s + \frac{\omega_n^2}{T_{hpf}}} \dots\dots\dots(3.19)$$

(3.19)式より、ダンピング制御によって出力電流制御系の閉ループ伝達関数に T_{hpf} を時定数とする零点が発生する。従って、(3.19)式の零点を極零相殺するには指令値フィルタを次のように設計すれば良い。

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_{hpf}} \dots\dots\dots(3.20)$$

この結果、零点によるボード線図上のゲイン増加が解消されるため、過大な出力電流オーバーシュートを抑制できる。

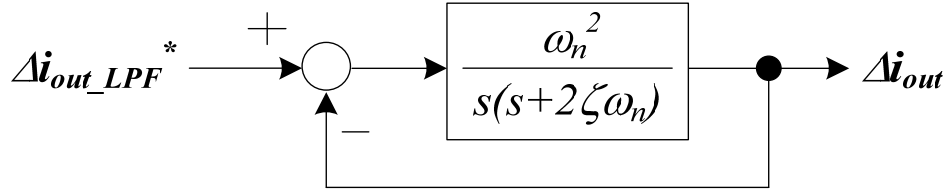


図 3.8 出力電流制御系の $\Delta i_{out_LPF}^*$ から Δi_{out} までの近似モデル

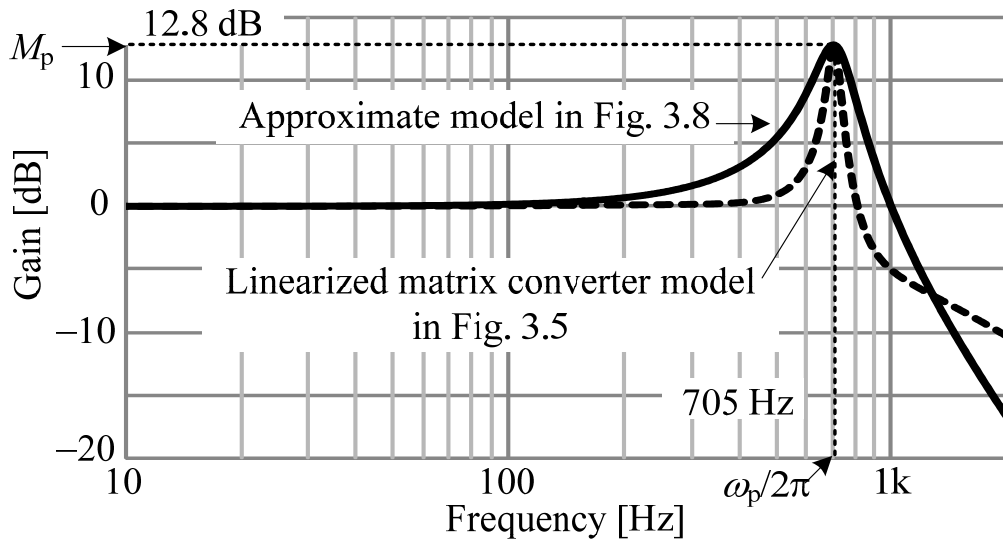


図 3.9 線形化モデルと近似モデルにおける $\Delta i_{out_LPF}^*$ から Δi_{out} までのゲイン特性

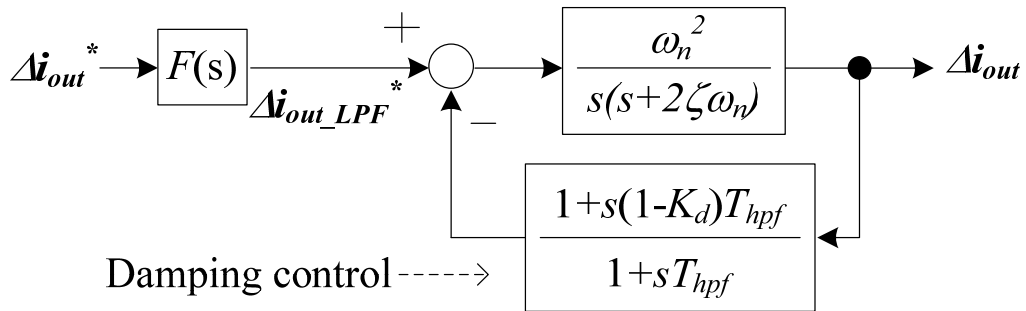


図 3.10 図 3.8 の近似モデルに指令値フィルタ $F(s)$ とダンピング制御を追加した出力電流制御系

3.5.2 設計フローチャート

本節では、フィルタ共振を抑制しつつ所望の電流制御帯域を得る制御パラメータの設計法を示す。ここでは、図 3.5 の線形化モデルを元に、シミュレータで得られるボード線図から所望の出力電流カットオフ周波数の設計と安定化を実現する。

図 3.11 に提案する設計フローチャートを示す。フローチャートのアウトプットは PI 制御器の比例ゲイン K_p 、積分時間 T_i 、ダンピング制御のゲイン K_d 、HPF 時定数 T_{hpf} である。図 3.11 のフローチャートでは、ボード線図を元に、一巡周波数応答で所望のゲイン余裕を、閉ループ周波数応答でカットオフ周波数を設計する。

1) Step 1: PI 制御器の暫定パラメータの決定

ダンピング制御を導入しない場合の出力電流制御系の安定度と制御帯域を求めるため、PI 制御の比例ゲイン K_p を次式の通り計算する。

$$K_p = \omega_{c_temp} \frac{L_o}{Z_{o_n}} \dots\dots\dots (3.21)$$

ここで、 ω_{c_temp} は暫定的に設定する所望のカットオフ角周波数であり、設計開始時は $\omega_{c_temp} = \omega_{c_design}$ とする。また、PI 制御の積分時間 T_i は(3.15)式で設計する。

2) Step 2: 出力電流制御系のボード線図を描画

図 3.5 の線形化モデルのボード線図をシミュレータで導出する。この時、導出するボード線図は電流制御系の一巡周波数応答と閉ループ周波数応答の 2 つである。(3.15)式と(3.21)式で PI 制御器を設計した際のボード線図を確認するため、ダンピング制御は導入しない ($K_d = 0$ p.u.に設定する)。

図 3.12 にダンピング制御を導入しない場合の電流制御系の一巡周波数応答を示す。なお、図 3.12 では LC フィルタが出力電流制御系に与える影響を明らかにするため、LC フィルタの有無で周波数応答を比較する。LC フィルタを考慮しない場合、(3.15)、(3.21)式で PI 制御器を設計することでゲイン特性は-20 dB/dec で減衰し、位相は-90 deg.で一定となる。一方、LC フィルタの特性を考慮するため図 3.5 の線形化モデルで制御ブロックと入出力回路を統合すると、一巡周波数応答に LC 共振特性が現れる。図 3.12 では、LC 共振によって

共振周波数帯域でゲインが上がり、ゲイン交差周波数が所望値の 650 Hz から 1019 Hz に推移する。加えて、-90 deg.で一定だった位相特性が共振周波数帯域で 360 deg.遅れる。この結果、ゲイン余裕が-2.7 dB、位相余裕が-227 deg.となって出力電流制御系が不安定化し、フィルタ共振が発生する。従って、安定化のためにはダンピング制御でゲイン余裕を所望の値以上に設定する必要がある。本節では、次の Step 3 で所望のゲイン余裕を確保できるダンピングパラメータの領域を決め、Step 4 で所望のカットオフ周波数を得るようにダンピングパラメータを決定する。

3) 所望のゲイン余裕を満足するダンピングパラメータの領域を決定

Step 2 で求めた一巡周波数応答を元に、シミュレータと図 3.5 の線形化モデルを用いて所望のゲイン余裕を満足するダンピングパラメータの領域を決定する。ここでは、実機に含まれるサンプリング&ホールドや PWM 遅れ、検出遅れによる安定度低下を考慮し、所望のゲイン余裕を 5.6 dB とする。一方、提案するダンピング制御の伝達関数 $H_{damp}(s)$ は次式で表される。

$$H_{damp}(s) = \frac{1 + sT_{hpf}(1 - K_d)}{1 + sT_{hpf}} = \frac{1 + sT_2}{1 + sT_1} \dots\dots\dots(3.22)$$

(3.22)式からわかるように、ダンピング制御は遅れ補償に等しく、共振周波数近傍のゲインを下げてゲイン余裕を確保する。従って、安定化に有効な K_d の範囲は $0 < K_d < 1$ で、 T_{hpf} が一定であれば 1 に近づくほどゲイン余裕を大きくできる。また、共振周波数近傍の一巡周波数応答ゲインを落として安定化するので、ダンピング HPF のカットオフ周波数 f_{hpf} は共振周波数 f_r 以下とする。なお、 f_{hpf} と T_{hpf} の関係式は次式で表される。

$$f_{hpf} = \frac{1}{2\pi T_{hpf}} \dots\dots\dots(3.23)$$

f_{hpf} を小さくすると(3.22)式の T_1 が大きくなるので、一巡周波数応答のゲインが低下する周波数が低くなり、十分なゲイン余裕を得やすくなる。しかし、 K_d の増加及び f_{hpf} の低下は閉ループ周波数特性に大きく影響するので、Step 3 では K_d と f_{hpf} のおおよその領域を決め、次の Step 4 でその値を決定する。

4) Step 4: 所望の電流制御カットオフ周波数を得るようにダンピングパラメータを調整

Step 3 で K_d と f_{hpf} の領域を決めたので, Step 4 では所望のカットオフ周波数を得るように K_d と f_{hpf} を決定する。この Step 4 でも Step 3 と同様にシミュレータと図 3.5 の線形化モデルを用いる。もし, Step 3 で求めたダンピングパラメータ領域で所望のカットオフ周波数を満足できなければ, Step 5 で $\omega_{\text{c_temp}}$ を変更して Step 1 に戻る。

5) Step 5: $\omega_{\text{c_temp}}$ を変更

Step 1-4 で安定度と制御帯域を両立出来ない場合, Step 5 で暫定的な PI 制御パラメータを決定する $\omega_{\text{c_temp}}$ を当初の値から変更する。もし, Step 4 で評価した制御帯域が所望の値よりも大きい場合は $\omega_{\text{c_temp}}$ を下げれば良い。一方, 制御帯域が所望値よりも小さい場合は $\omega_{\text{c_temp}}$ を上げて再設計する。しかし, $\omega_{\text{c_temp}}$ を上げると図 3.12 (a) の一巡周波数応答のゲイン特性が全体的に持ち上がるので, ますます不安定化しやすくなる。また, 閉ループ周波数特性の共振周波数帯域ではフィルタの共振特性が支配的となるため, PI 制御での調整が効かない場合がある。この場合は制御帯域の仕様, もしくはフィルタキャパシタの設計を見直す必要がある。

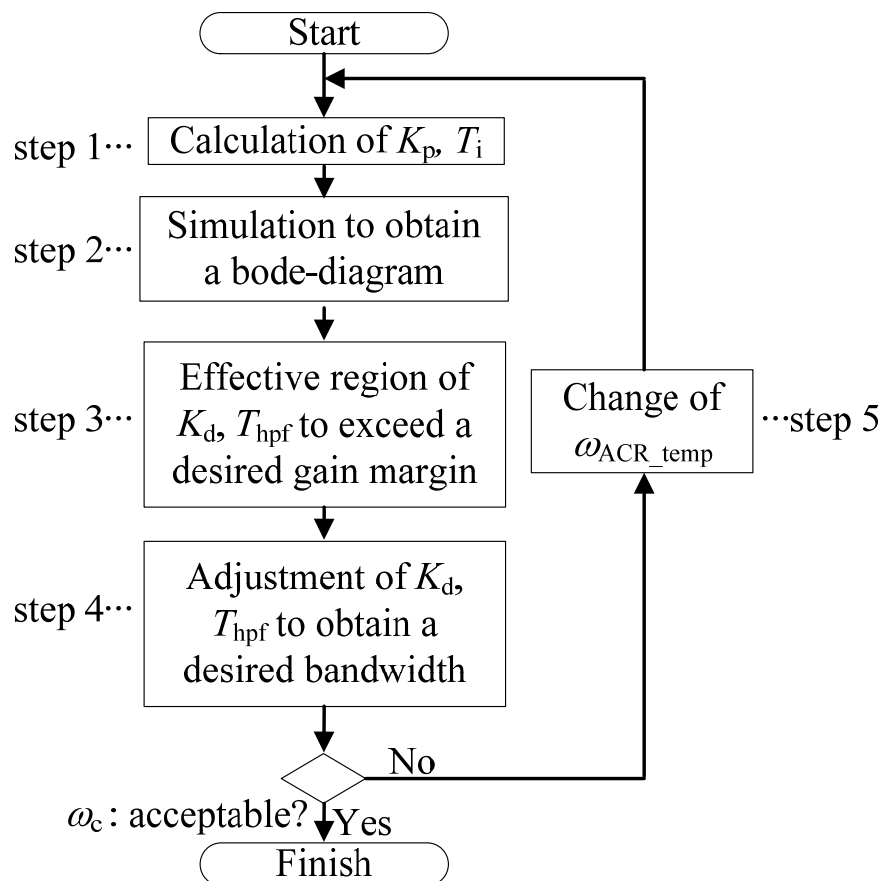
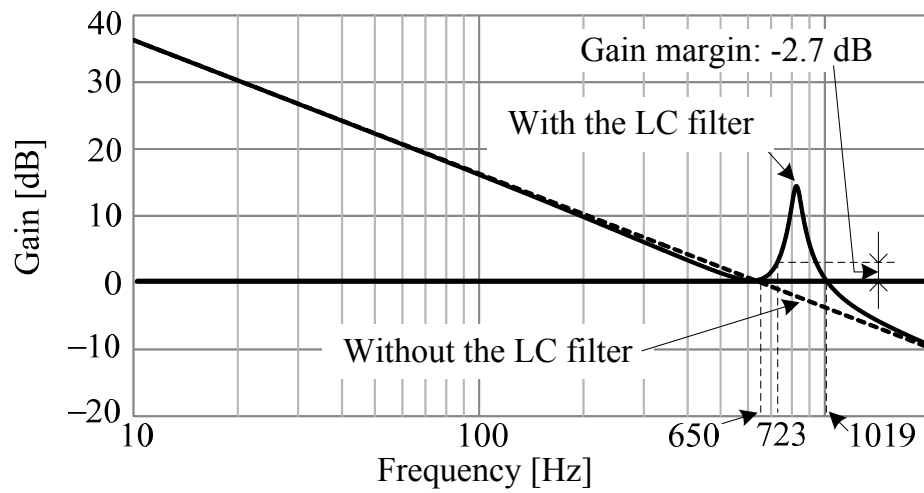
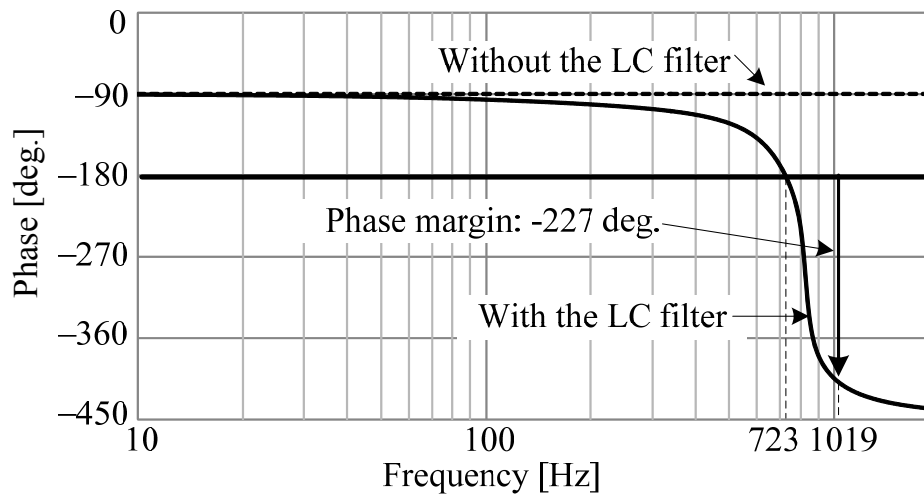


図 3.11 設計フローチャート



(a) ゲイン特性



(b) 位相特性

図 3.12 ダンピング制御を導入しない場合の電流制御系の一巡周波数応答

3.5.3 ボード線図を用いた従来法との比較

表 3.4 に図 3.11 のフローチャートを用いて設計した提案法のパラメータと従来法で設計したパラメータを示す。従来法では PI 制御パラメータを(3.14), (3.15)式で設計し, ダンピングパラメータは次式で計算する⁽³⁾。

$$(g_a + g_m) + 20 \log_{10}(1 - K_d) = 0 \dots\dots\dots(3.24)$$

$$T_{hpf} = \frac{5}{2\pi(1 - K_d)f_{cp}} \dots\dots\dots(3.25)$$

ここで, f_{cp} はダンピング制御を導入しない場合の位相交差周波数で, g_a は f_{cp} における一巡周波数応答ゲインである。また, g_m は所望のゲイン余裕であり, 本論文では提案法との比較のため 5.6 dB に統一する。なお, 従来法の電流制御系では指令値フィルタは使用しない。

図 3.13 に従来法と提案法で設計した電流制御系のナイキスト線図を示す。ダンピング制御を導入しない場合, $(-1, j0)$ の点を右に見ながら実軸を交差するため不安定となる。一方, 提案法と従来法で設計したダンピング制御を導入することで 5.6 dB のゲイン余裕をもって電流制御系を安定化し, フィルタ共振を抑制できる。従って, 表 3.4 のダンピングパラメータで従来法, 提案法ともに同等のゲイン余裕が得られることを確認した。

図 3.14 に提案法と従来法で設計した出力電流制御系の閉ループ周波数応答を示す。なお, 所望の電流制御カットオフ周波数を 650 Hz としている。従来法では, 電流制御系の零点の影響で, ダンピング HPF のカットオフ周波数である 59.8 Hz 以降のゲインが増加し, 過大な出力電流オーバーシュートの原因となる。さらに, この影響でカットオフ周波数が 650 Hz から 63.5%高域に推移して 1063 Hz となる。なお, 従来法でも零点を相殺するように (3.20) 式の指令値フィルタを導入した場合, (3.14), (3.15) 式を用いて PI 制御パラメータを設計しているにもかかわらず, カットオフ周波数が 187 Hz となる。従って, 従来の設計法では所望の制御帯域を満足できない。一方, 提案法で設計した場合は指令値フィルタによって 59.8 Hz 以降のゲイン増加を 1.2 dB にまで抑えられるので, オーバーシュートを低減できる。さらに, 提案法ではカットオフ周波数が 508 Hz となる。所望のカットオフ周波数である 650 Hz とは 21.8%の誤差があるが, 共振点の影響でゲインが 508 Hz, 689 Hz, 770 Hz の 3 点で -3 dB を交差する。すなわち, 設計値の 650 Hz が 508 Hz と 770 Hz の範囲内であるため, 本章では要求仕様を満足したと判断し, この条件で設計を終了する。以上のように

に，提案法で設計することで制御帯域誤差を 63.5%から 21.8%まで低減できることを確認した。

表 3.4 ダンピング制御の設計パラメータ

Proposed method	Damping gain (K_d)	0.60 p.u.
	Damping HPF cut-off frequency (f_{hpf})	200 Hz
Conventional method	Damping gain (K_d)	0.59 p.u.
	Damping HPF cut-off frequency (f_{hpf})	59.8 Hz

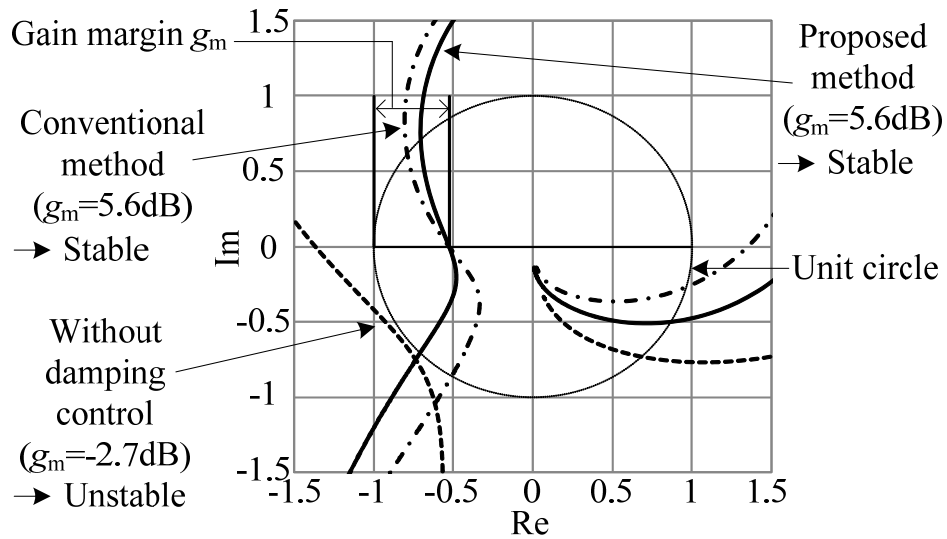
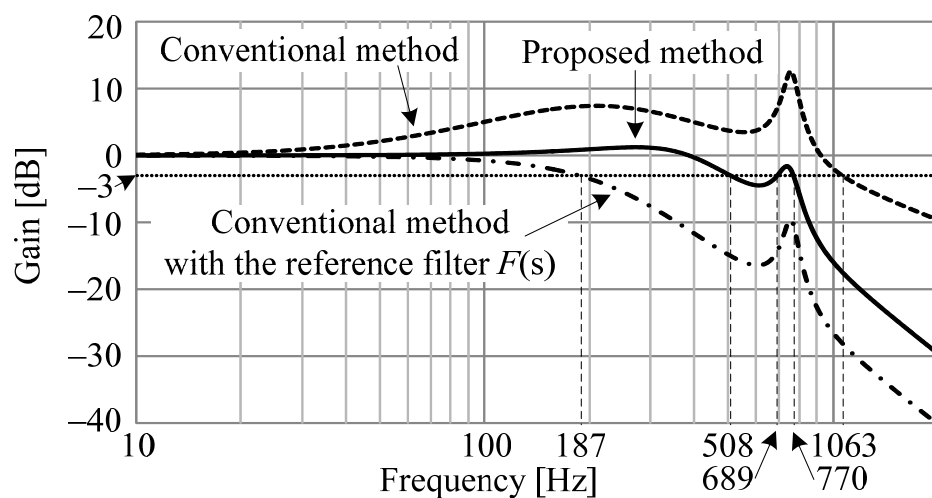
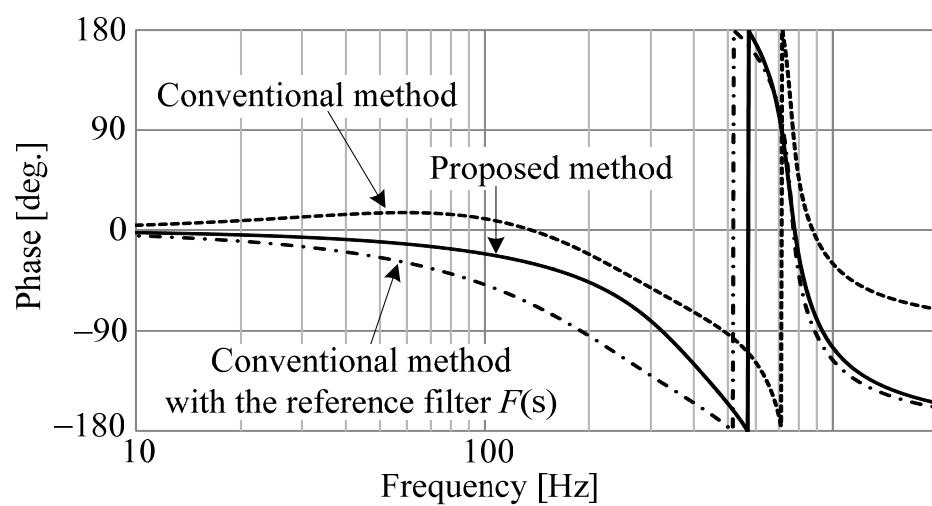


図 3.13 従来法と提案法で設計した電流制御系のナイキスト線図



(a) ゲイン特性



(b) 位相特性

図 3.14 従来法と提案法で設計した出力電流制御系の閉ループ周波数応答

3.6 実験結果

本節では図 3.2 の試作器を構成し、提案法によるフィルタ共振抑制と出力電流制御性能の改善を実験で評価する。ただし、フィルタ共振による過電圧から半導体デバイスを保護するため、ダイオードブリッジと RC からなるスナバ回路⁽⁷⁾を接続する。試作器のパラメータは表 3.1 から表 3.4 に示した通りだが、実験を簡単にするために入力電圧周波数を直流から 50 Hz に変更している。出力については解析条件と同じ直流とする。マトリックスコンバータの変調は文献(8)の方式を採用する。

図 3.15 にダンピング制御を導入しない場合のマトリックスコンバータの波形を示す。図 3.15 (a)は出力電流指令値を 0.55 p.u.一定とした時の入出力波形、(b)は出力電流指令値を 0.55 p.u.から 0.6 p.u.にステップ変化させた時のスナバ電圧と入出力波形である。図 3.15(a)では、フィルタ共振が励起され、入出力電流波形に共振ひずみが重畳する。その結果、入力電流 THD は 17.4%となり、出力電流は定常的に振動する。また、図 3.13 のナイキスト線図はダンピング制御を導入しないと出力電流制御系が不安定化することを示しているが、マトリックスコンバータやフィルタでの損失によるダンピング効果があるため、図 3.15(a)では安定限界となる。また、図 3.15(b)のように電流指令値を安定限界の 0.55 p.u.から 0.6 p.u.に上げると制御系が不安定化し、マトリックスコンバータの保護に用いるスナバの電圧が上昇する。図 3.15(b)では使用しているスナバキャパシタの耐圧の関係から過電圧レベルを 430 V に設定しており、不安定化によってスナバ電圧が 430 V に達するとゲート遮断でマトリックスコンバータが運転を停止する。以上のように、フィルタ共振による入出力電流ひずみと出力電流制御系の不安定化を確認した。

図 3.16 に従来法と提案法でゲイン余裕が 5.6 dB となるようにダンピング制御を設計した場合の入出力波形を示す。図 3.16(a)は従来法で設計した結果、(b)は提案法で設計した結果である。なお、電流指令値は 0.55 p.u.一定としている。図 3.16 の両波形より、ダンピング制御を導入することで出力電流制御系を安定化でき、入出力電流波形に共振ひずみが含まれない。ここで、図 3.16 の(a), (b)ともに入力電流 THD はそれぞれ 8.0%, 8.3%となり、図 3.13 のナイキスト線図で示したように提案法で設計したダンピング制御は従来法と同等の共振抑制効果が得られることを確認した。なお、入力電流 THD が 8.0%と大きいのは実験時の電力が定格の 23%と低い領域であり、転流によるひずみが電流の基本波に比べて相対

第3章

アクティブインピーダンスによる フィルタ共振抑制制御とその設計法

的に大きく見えるためである。

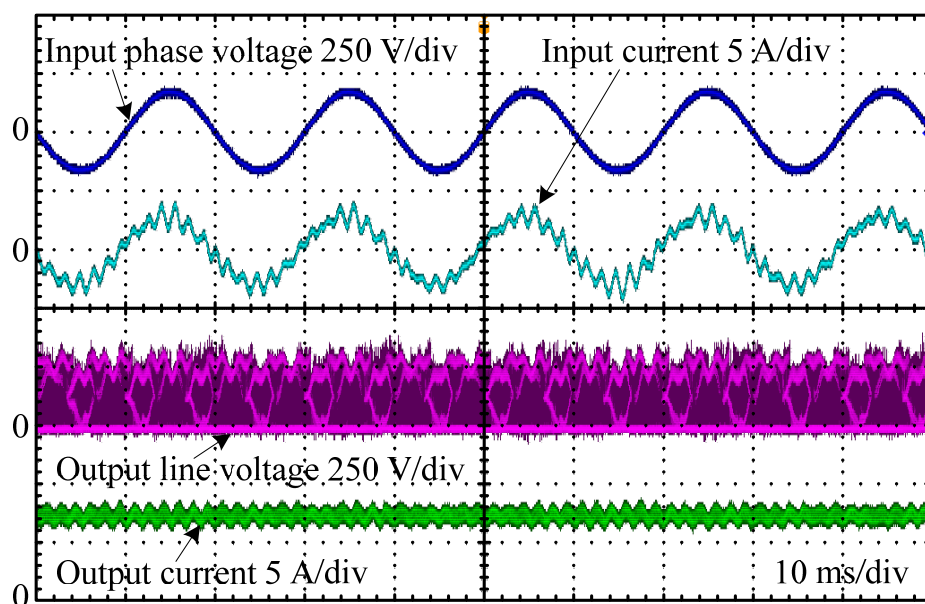
図 3.17 に入力電流の高調波解析結果を示す。(a)はダンピング制御を導入しない場合、(b)は従来法でダンピング制御を設計した場合、(c)が提案法でダンピング制御を設計した場合の解析結果である。図 3.17(a)ではフィルタ共振によって 550 Hz, 650 Hz といった 11 次, 13 次成分がそれぞれ 4.5%, 13.3%まで増加する。さらに, 573 Hz, 673 Hz の非論理高調波がそれぞれ 2.4%, 4.3%となることが確認できる。一方, (b), (c)のようにゲイン余裕を 5.6 dB で設計したダンピング制御を導入することで, 両者でほぼ同じスペクトル特性が得られる。結果より, 1%を超える成分は整数倍調波のみとなることを確認した。特に, 650 Hz 成分は従来法, 提案法のダンピング制御により 3.0%以下に低減できる。また, 573 Hz, 673 Hz といった非論理高調波も 1%以下に低減され, 提案法で設計したダンピング制御によって共振スペクトルを抑制できることを確認した。

図 3.18 にマトリックスコンバータの出力 d 軸電流指令値を 0.5 p.u.から 0.55 p.u.にステップ変化させた時の dq 軸電流応答波形を示す。(a)はダンピング制御を導入しない場合、(b)は従来法でダンピング制御を設計した場合、(c)が提案法でダンピング制御を設計した場合の波形である。ダンピング制御を導入しない場合, d 軸電流指令値のステップ入力直後に電流制御系が安定限界となりフィルタ共振が励起される。その結果, 定常的に d 軸電流に振動が残る。一方, (b)と(c)ではゲイン余裕が 5.6 dB となるようにダンピング制御と電流制御系を設計しているため, d 軸電流は指令値に収束する。しかし, (b)では出力電流制御系に零点が含まれるので, 148%ものオーバーシュートが発生する。一方, (c)では指令値フィルタで極零相殺するのでオーバーシュートを 48%に低減できる。従って, 提案法によって出力電流のオーバーシュートを 67.6%低減できることを確認した。

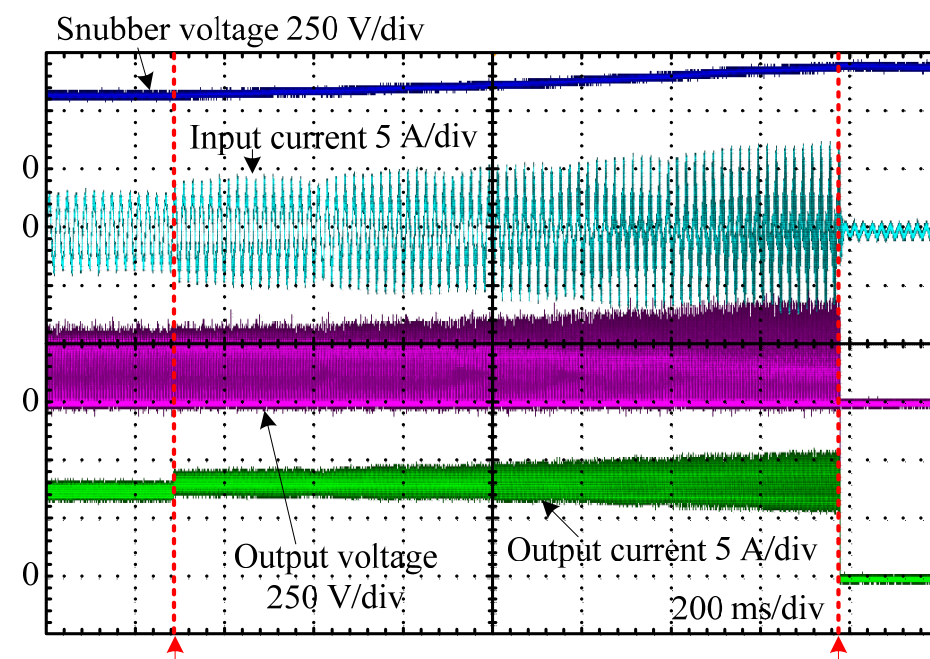
図 3.19 に実験で得た出力電流制御系のゲイン特性を示す。本実験では, d 軸電流指令値に 0.55 p.u.の一定値+0.05 p.u.の正弦波を入力し, 交流指令値周波数の d 軸電流の検出値と指令値の比をプロットしている。なお, 指令値正弦波の周波数は 10 Hz から 1 kHz まで変化させている。図 3.19 より, 10 Hz から 200 Hz までの帯域では従来法, 提案法ともにシミュレーションと実験結果が一致する。10 Hz から 200 Hz の帯域において, 従来法の設計では零点の影響でダンピング HPF のカットオフ周波数である 59.8 Hz 以降のゲインが 3 dB 以上増加し, 図 16(b)に示したように 148%ものオーバーシュートの原因となる。しかし, 提

案法では指令値フィルタを導入して極零相殺しているので 59.8 Hz 以降のゲイン上昇を抑制し、図 3.18(c)のようにオーバーシュートを低減できる。また、出力電流制御のカットオフ周波数に着目すると、従来法では零点によるゲイン増加の影響で所望値の 650 Hz に対し 1 kHz を超える（誤差率 53.8%以上）。しかし、提案法を導入することでカットオフ周波数の実測値は 590 Hz となり、所望値との誤差は 9.2 %となる。以上のように、提案法によって電流制御系のカットオフ周波数の実測値と所望値の誤差を 1/6 以下に低減し、電流制御性能を改善できることを確認した。

しかし、図 3.5 の線形化モデルから求めたシミュレーション結果と実験結果では、400 Hz から 1 kHz の帯域で誤差が 2 dB 以上となる。その結果、カットオフ周波数の実測値は図 3.14 で得たシミュレーション値の 508 Hz に対して 16.1%増加する。この誤差の一因は、マトリックスコンバータのスイッチを安全に転流させる 4step 電圧転流シーケンスと DSP (Digital signal processor)の演算に起因する離散化である。これらが誤差要因であることを特定したシミュレーション結果とその問題点、上記の誤差要因を制御設計に考慮する場合の留意点を次節に示す。



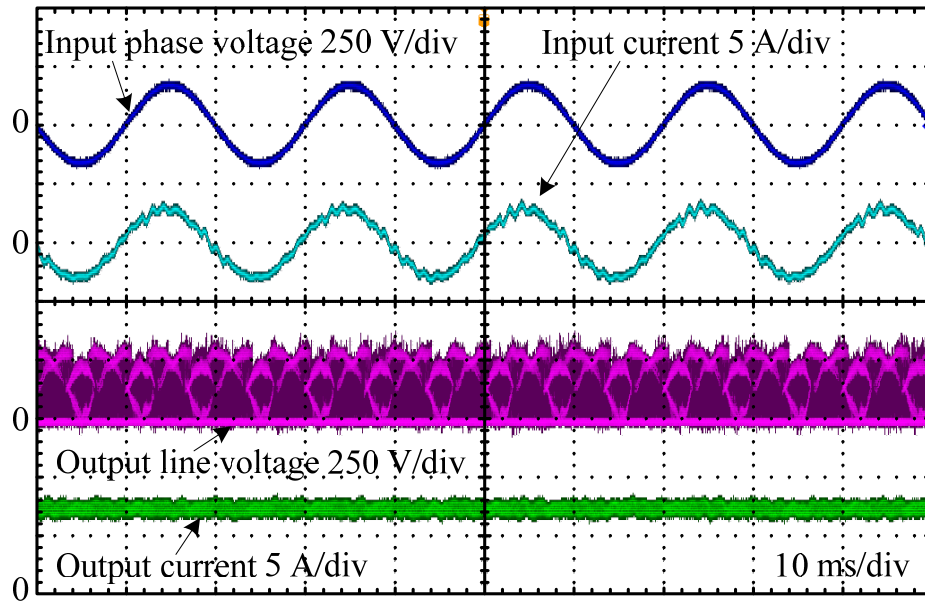
(a) 定常状態における入出力波形（出力電流指令値 0.55 p.u.）



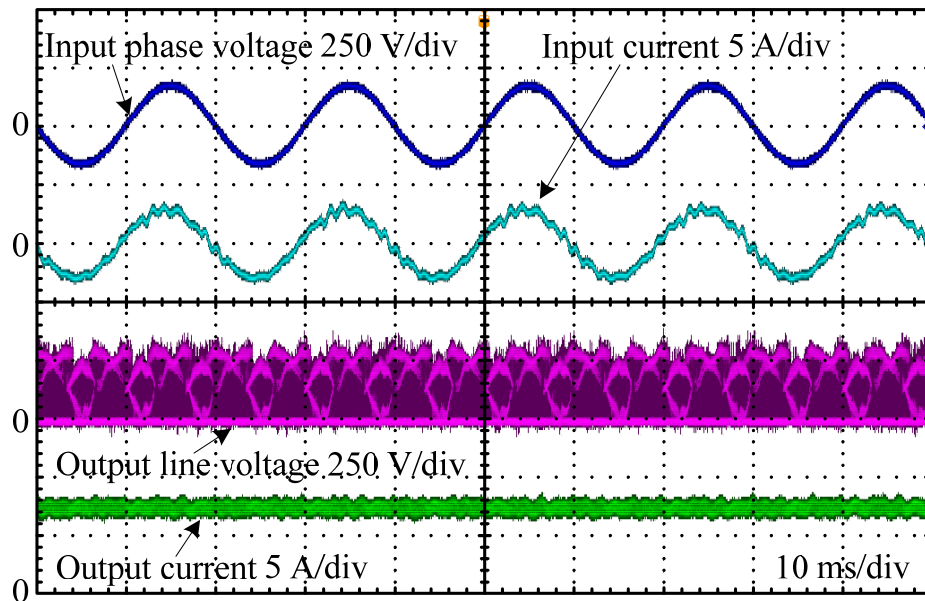
The output current reference is changed from 0.55 p.u. to 0.6 p.u.. The matrix converter is tripped by an over voltage protection.

(b) 出力電流指令値を 0.55 p.u.から 0.6 p.u.にステップ変化させた時の
スナバ電圧と入出力波形

図 3.15 ダンピング制御を導入しない時のマトリックスコンバータの各部波形

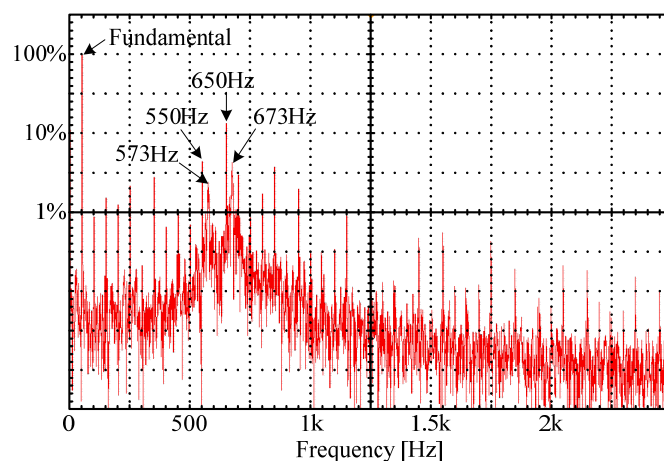


(a) 従来法で設計したダンピング制御を導入（入力電流 THD = 8.0%）

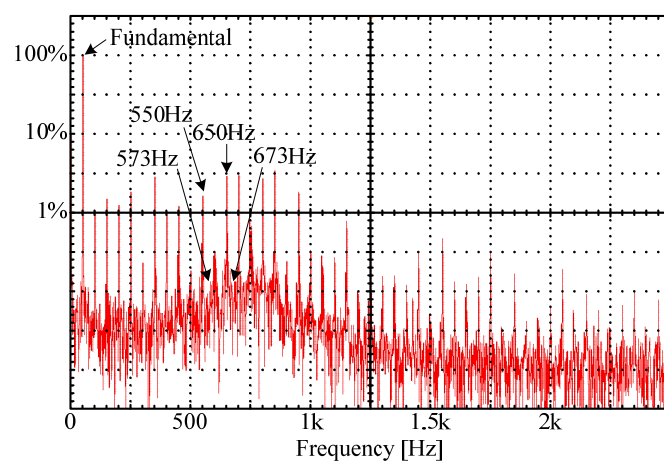


(b) 提案法で設計したダンピング制御を導入（入力電流 THD = 8.3%）

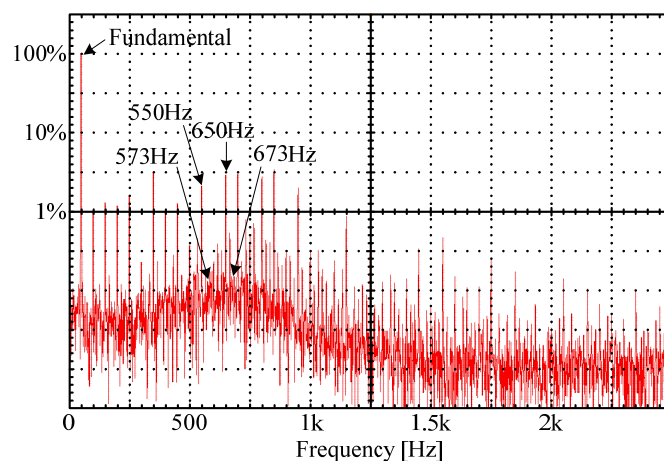
図 3.16 ダンピング制御を導入したマトリックスコンバータの入出力波形



(a) ダンピング制御なし

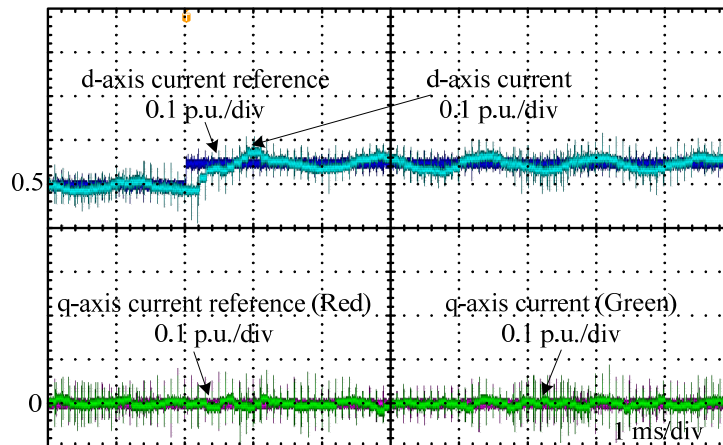


(b) 従来法で設計したダンピング制御を導入

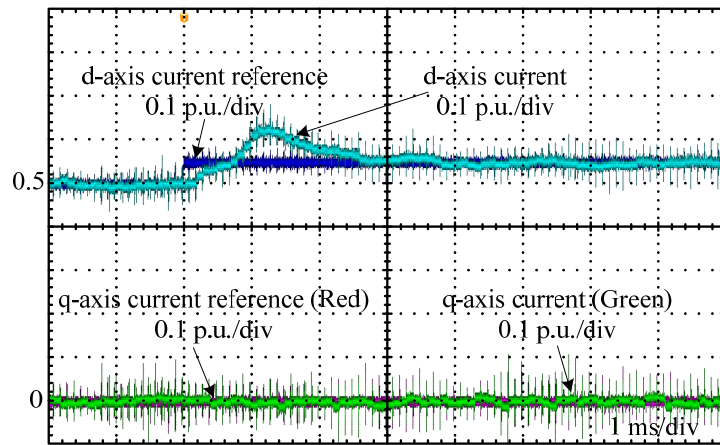


(c) 提案法で設計したダンピング制御を導入

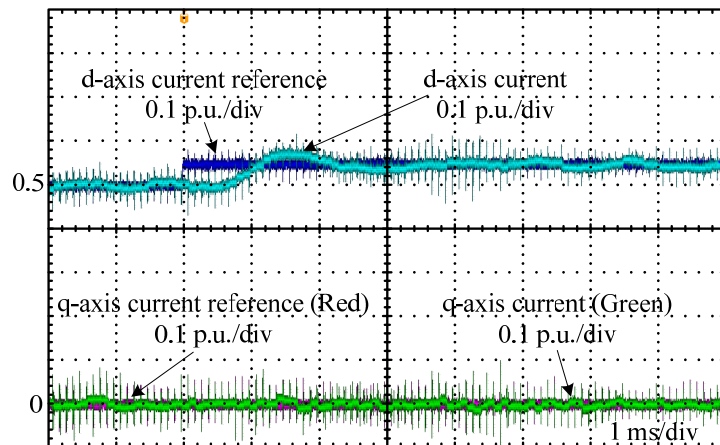
図 3.17 入力電流の高調波解析結果



(a) ダンピング制御なし



(b) 従来法で設計したダンピング制御を導入（オーバーシュート=148%）



(c) 提案法で設計したダンピング制御を導入（オーバーシュート=48%）

図 3.18 出力 dq 軸電流のステップ応答波形

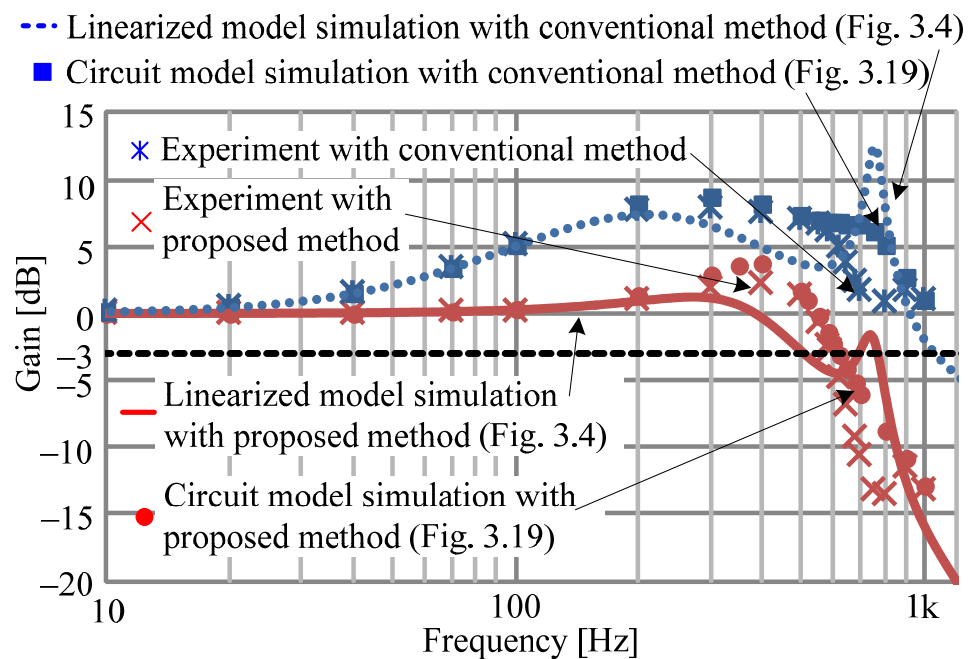


図 3.19 出力電流制御系の閉ループ周波数特性

3.7 ゲイン特性誤差の要因と設計上の留意点

3.7.1 ゲイン誤差要因の特定

図 3.20 に離散化と電圧転流を考慮したマトリックスコンバータの回路モデルを示す。離散化と電圧転流は非線形要素なので図 3.5 の線形化モデルでは考慮されていない。しかし、実機の動作には不可欠なのでこれらの影響を図 3.20 の回路モデルで考察する。図 3.20 は図 3.2 のシステム図をベースにしているが、離散化に必要な遅れ要素と文献(9)の電圧転流ブロックを追加している。まず、アナログの検出値と電流指令値を離散化するため、サンプルアンドホールドを電源電圧検出部と出力電流検出部、指令値フィルタの直前に挿入する。また、実機ではキャリア比較や電圧転流を実装する FPGA (Field programmable gate array) に DSP からデューティ指令値を引き渡す際に 1 サンプル遅れる⁽¹⁰⁾。これは PWM 遅れと呼ばれ、キャリアピークに対してゲートパルスに対称性を持たせ、波形ひずみを発生させないための処理である。従って、DSP の計算終了からデューティを FPGA のレジスタに書き込むまでの遅れを模擬するため、図 3.20 では遅れ要素 z^{-1} をキャリア比較の直前に接続する。さらに、積分やフィルタなど、ラプラス演算子 s に関連する演算も差分方程式で離散化する必要がある。ここで、LPF と HPF、積分器の差分方程式はそれぞれ次式で求められる。

$$y_{lpf}(kT_s) = \frac{1}{T_s + T_f} \{T_f \cdot y_{lpf}((k-1)T_s) + T_s \cdot u(kT_s)\} \quad (3.26)$$

$$y_{hpf}(kT_s) = 1 - y_{lpf}(kT_s) \quad (3.27)$$

$$y_i(kT_s) = y_i((k-1)T_s) + \frac{T_s}{T_i} \cdot u(kT_s) \quad (3.28)$$

ただし、 $y_{lpf}(kT_s)$ は LPF の出力、 $y_{hpf}(kT_s)$ は HPF の出力、 $y_i(kT_s)$ は積分器の出力である。また、 $u(kT_s)$ は各ブロックの入力で、 T_s はサンプリング時間、 T_f はフィルタ時定数、 T_i は積分時間である。なお、以上で示した z^{-1} やサンプルアンドホールドは全てキャリアピークに同期させる。(3.26)式から(3.28)式をそれぞれ指令値フィルタ、ダンピング制御 HPF、PI 制御器に適用して離散化した制御系を構築すると図 3.20 が得られる。

図 3.20 の回路モデルを用いて電圧転流と離散化の影響をシミュレーションで評価する。図 3.20 の回路モデルで電流制御系の閉ループ周波数応答を評価する方法は実験での評価手

第3章

アクティブインピーダンスによる フィルタ共振抑制制御とその設計法

順と同じであり、本シミュレーションの結果を実験結果と同様に図 3.19 に示す。図 3.19 より、離散化と電圧転流を考慮することで 620 Hz までの帯域で誤差が 2 dB 以下となり、実験結果との誤差を低減できる。その結果、離散化と電圧転流を考慮したシミュレーション結果と実験結果のカットオフ周波数の誤差は 5.1% となる。一方、線形化モデルを用いたシミュレーション結果では、従来法、提案法それぞれで 755 Hz, 738 Hz に共振ピークが発生するが、離散化と電圧転流を考慮すると共振周波数帯域でゲインが極大点を持たない結果が得られる。この原因は電圧転流だが、極大点が欠如するメカニズムを考察するにはモデルが非常に複雑になるため、共振周波数帯域での極大点に関する考察は今後の課題とする。しかし、本シミュレーションによって図 3.5 の線形化モデルを用いた設計結果と実験結果の誤差の一因が電圧転流と離散化にあることを確認した。

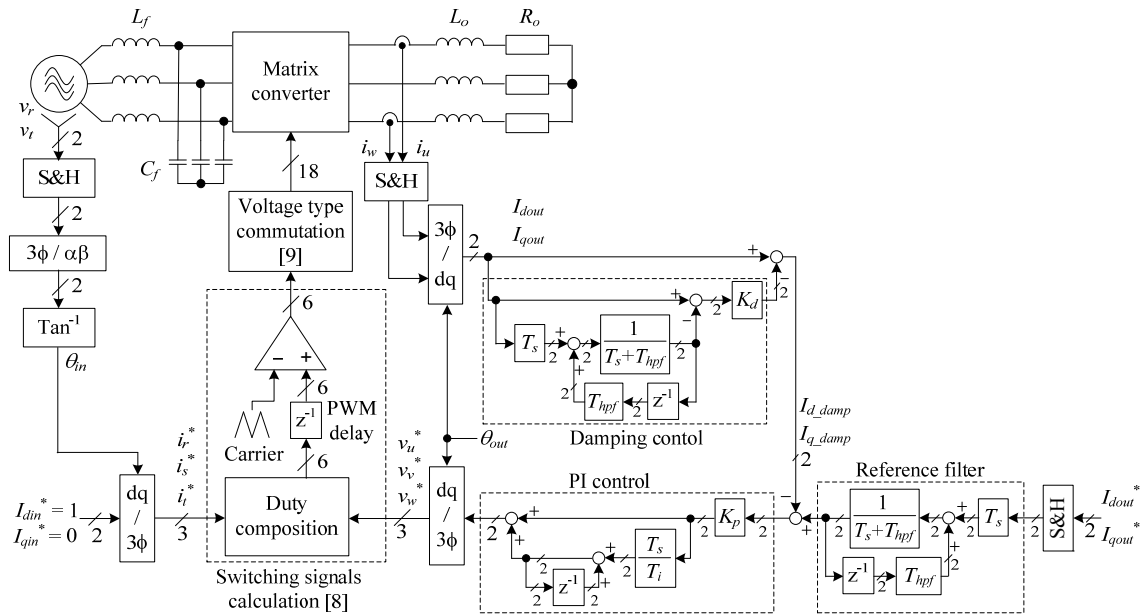


図 3.20 離散化と電圧転流を考慮したマトリックスコンバータの回路モデル

3.7.2 誤差による問題点とその対策

前節に示した通り、電圧転流と離散化の影響で、マトリックスコンバータの電流制御カットオフ周波数の実測値は図 3.11 のフローチャートを用いたシミュレーション結果より大きくなる。この現象は、設定するカットオフ周波数がサンプリング周波数に比較的近い場合に発生する。ここで、本研究のターゲットの一例である風力発電機やフライホイールの平準化装置では、電流制御系のカットオフ周波数が設計値以上に高くなり過ぎると瞬時トルクの変化が大きくなり、発電機の軸に過大な軸ねじれ（発電機とタービンのトルクアンバランス）を発生させるおそれがある。電流制御系のカットオフ周波数設計値がサンプリング周波数に近づくと、この問題が顕著になる。従って、設定するカットオフ周波数が高い場合、連続系をベースとした図 3.11 のフローチャートには適用限界があり、カットオフ周波数の誤差を許容できない場合は対策が必要となる。

次に、フローチャートの適用限界を超えた場合の対策として、離散化と電圧転流を考慮しながら提案法で電流制御とダンピング制御を設計する際の留意点を記す。電流制御系の設計でこれらの影響を考慮する場合、カットオフ周波数までの帯域での影響を調べれば良い。すなわち、提案法における共振周波数帯域での極大点の欠如はカットオフ周波数よりも高域なので、設計時にはさほど問題にならない。従って、実際の設計で必要となる情報は、図 3.19 のように実機と設計曲線の間で発生するゲイン誤差と、そのゲイン誤差が大きくなり始める周波数（図 3.19 では 400 Hz）である。これらの値は、離散化した通常の電流制御系のパルス伝達関数から概算できるが、その概算方法を次に示す。

図 3.21 に通常の電流制御系を離散化したブロック図を示す。図 3.21 の電流制御系は一般的な PI 制御器と RL 負荷プラントの閉ループ系だが、離散化のためサンプラとゼロ次ホールド (ZOH), PWM 遅れが挿入されている。なお、ZOH の伝達関数 $G_{ZOH}(s)$ は次式で与えられる。

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \dots\dots\dots (3.29)$$

この結果、図 3.21 の閉ループ系のパルス伝達関数 $G_{ACR}(z)$ は次式で与えられる。

第3章

アクティブインピーダンスによる フィルタ共振抑制制御とその設計法

$$G_{ACR}(z) = \frac{\frac{K_p}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o}{L_o} T_s} \right) \left[\left(1 + \frac{T_s}{T_i} \right) z - 1 \right]}{z^3 - \left(1 + e^{-\frac{R_o}{L_o} T_s} \right) z^2 + \left[e^{-\frac{R_o}{L_o} T_s} + \frac{K_p}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o}{L_o} T_s} \right) \left(1 + \frac{T_s}{T_i} \right) \right] z - \frac{K_p}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o}{L_o} T_s} \right)}$$

.....(3.30)

図 3.22 に図 3.21 の電流制御系のゲイン特性を示す。なお、所望のカットオフ周波数を 650 Hz とし、(3.17), (3.18)式で PI 制御器を設計している。結果より、離散化を考慮しない連続系モデルでは所望のカットオフ周波数の 650 Hz でゲインが-3 dB となる。一方、離散化を考慮した場合、ゲイン曲線は 400 Hz 時に連続系モデルよりも 1.6 dB 大きくなり、400 Hz から 1 kHz の帯域でゲインが増加する。なお、この離散化を考慮したゲイン曲線は(3.30)式と Matlab を使って導出し、プロット点は図 3.21 の回路シミュレーションで求めている。このように、(3.30)式から求めたゲイン曲線が回路モデルのシミュレーション結果に一致することを確認した。このように、(3.30)式を用いることで、離散化によるゲイン誤差を考慮してマトリックスコンバータの電流制御系を設計できる。

一方、安定性に着目した場合、離散化によって電流制御系が不安定化する可能性がある。しかし、離散化による不安定化は、図 3.11 のフローチャートでマトリックスコンバータの電流制御系を安定限界付近で設計した場合に発生する。従って、ある程度のゲイン余裕（本章では 5.6 dB）で PI 制御器とダンピング制御を設計すれば、マトリックスコンバータは安定に動作する。ただし、マトリックスコンバータに限らず、電力変換器は電流制御系のカットオフ周波数をサンプリング周波数に近づけるほど不安定化しやすくなるため、カットオフ周波数をサンプリング周波数の 1/10 以上に設定するときには注意が必要である⁽¹¹⁾。

以上のことから、電流制御系の設計が図 3.11 のフローチャートの適用限界を超える場合、次の 4 点を考慮すれば良い。

- 1) 電圧転流による共振点の欠如は考慮しなくて良い。
- 2) 離散化によるゲイン特性への影響を考慮するには、マトリックスコンバータ特有の電流制御系ではなく、通常の電流制御系のパルス伝達関数を用いて概算できる。
- 3) 離散化による不安定化を避けるため、安定限界付近ではなく十分なゲイン余裕をみて

電流制御系を設計する。

- 4) カットオフ周波数をサンプリング周波数の 1/10 以上とする場合はフローチャートの適用限界を超える可能性があるためフローチャートの運用に注意する。

以上の留意点を考慮することで、サンプリング周波数に対して設定するカットオフ周波数が比較的高い場合でも、離散化による影響を回避して実機で得られるカットオフ周波数を設計値に近づけることができる。その結果、安定度を確保しながら負荷の制御性能を改善できる。

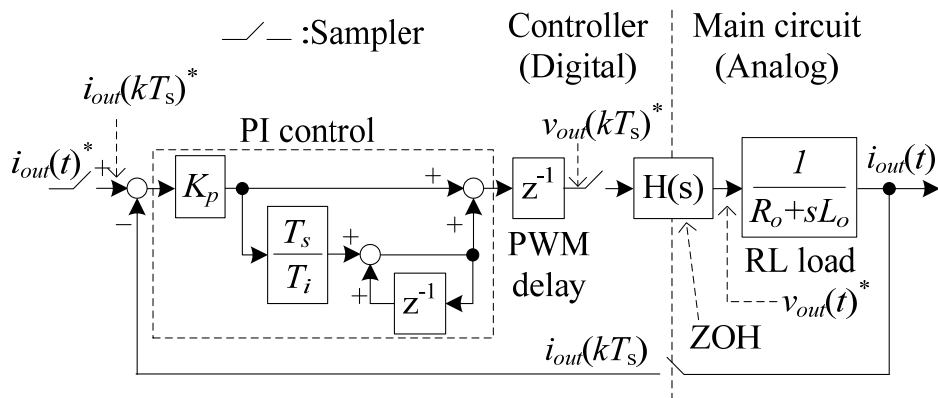


図 3.21 通常の電流制御系を離散化したブロック図

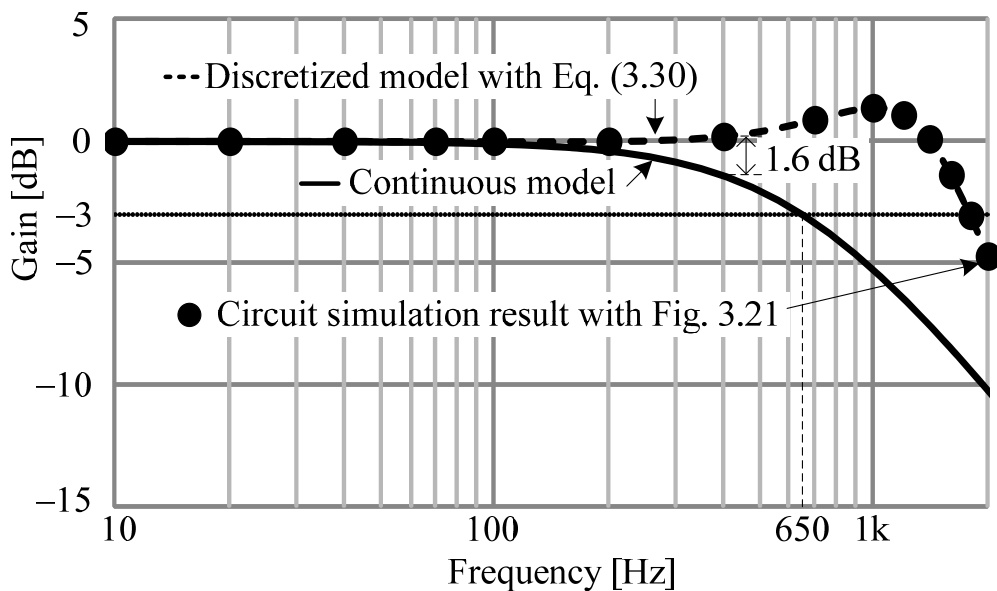


図 3.22 図 3.21 の電流制御系のゲイン特性

3.8 結論

本章では、風力発電や揚水発電といった発電システムや電力平準化、STATCOM, UPFC, DVR といった系統安定化用途に用いるマトリックスコンバータのフィルタ共振抑制制御として、アクティブインピーダンス動作を実現するダンピング制御を提案した。さらに、出力電流のオーバーシュートを抑制し、また所望の安定度と出力電流制御カットオフ周波数を両立するため、マトリックスコンバータの出力電流制御系の周波数特性に着目した制御器の設計法を提案した。以下に、本章で得られた結論を示す。

- 1) マトリックスコンバータの出力電流制御系のフィードバックにダンピング制御を導入することで、共振周波数帯域における入力アドミタンスを負性コンダクタンスから純抵抗によるコンダクタンスに変換できる。このように、入力側にダンピング制御を設けなくてもマトリックスコンバータの入力アドミタンスを変化させるように出力側にダンピング制御を設けることでフィルタ共振を抑制できることを明らかにした。設計では、提案するダンピング制御によってゲイン余裕を 5.6 dB 確保してシステムを安定化した。
- 2) マトリックスコンバータの出力電流制御において、ダンピング制御の HPF 時定数を用いた一次遅れの LPF を指令値フィルタとすることで、過渡応答時の電流オーバーシュートを抑制できる。実験では、オーバーシュートを 67.6%低減できることを確認した。
- 3) フローチャートを用いたパラメータ設計法を導入することで、出力電流制御カットオフ周波数の実測値と設計値の誤差を 1/6 以下に低減できることを確認した。
- 4) 閉ループ周波数応答の実験結果と設計結果の誤差の原因が電圧転流と DSP の離散化にあることを明らかにし、設計時にこれらを考慮する場合の留意点を示した。

以上の結果より、本章で提案したマトリックスコンバータのダンピング制御とその設計法の有用性を確認した。

参考文献

- (1) 春名, 星, 高橋, 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の入出力制御の統合化と安定性に関する実験的考察」, 電学論 D, Vol. 134, No. 2, pp. 193-201 (2014)
- (2) 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 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. , pp. 24-25 (2012)
- (3) H. Takahashi, J. Itoh: “Stability Analysis of Damping Control to Suppress Filter Resonance in Multi-modular Matrix Converter”, Proc. ECCE2013, pp. 448-455 (2013)
- (4) D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri: “Matrix Converter Modulation Strategies: Anew General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49, No. 2, pp. 370-381 (2002)
- (5) 杉本, 小山, 玉井: 「AC サーボシステムの理論と設計の実際 -基礎からソフトウェアサーボまで-」, 総合電子出版社, (1990)
- (6) 中野, 美多: 「制御基礎理論 古典から現代まで」, 昭晃堂, (1981)
- (7) 高橋, 伊東: 「三相－単相マトリックスコンバータの単相電力脈動によるスナバ電圧上昇抑制制御の基礎検討」, 平成 26 年電気学会全国大会, No. 4, pp. 130-131 (2014)
- (8) 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」, 電学論 D, Vol. 126, No. 9, pp. 1178-1184 (2006)
- (9) 小岩, 伊東: 「交流直接変換器に適用する転流シーケンスの改善」, 電学論 D, Vol. 134, No. 11, pp. 980-981 (2014)
- (10) T. Nunokawa, T. Takeshita: “Resonance Suppression Control in Complex Frame for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters”, Proc. EPE2007, pp. 1-10 (2007)
- (11) 伊東, 伊東, トランジスタ技術 SPECIAL 編集部: 「パワーエレクトロニクス技術教科書」, CQ 出版社, (2014)

第 4 章

フィルタ共振を抑制するダンピング制御 の多重マトリックスコンバータへの適用

4.1 緒論

マトリックスコンバータは入力電流と出力電圧を同時に制御するため、フィルタ共振を抑制するダンピング制御は入力側に適用する場合⁽¹⁾⁻⁽⁶⁾と出力側に適用する場合⁽⁷⁾⁻⁽⁹⁾の 2 パターンに大別できる。これまで、マトリックスコンバータの入力電流制御にダンピング制御を適用する手法（以下、従来法）が提案されてきたが、3 章で示したように本研究ではマトリックスコンバータの入力アドミタンスの周波数特性に基づき、出力電流制御にダンピング制御を適用する手法（以下、提案法）を提案した。

本章では、これらのダンピング制御を風力発電や揚水発電などの中電圧用途向けの多重マトリックスコンバータに展開し、多重マトリックスコンバータでもダンピング制御でフィルタ共振を抑制できることを実証する。2 章でも述べたように、多重マトリックスコンバータは電源側に多巻線トランスを接続するため、その漏れインダクタンスをフィルタインダクタとして流用できる。しかし、トランスを用いる場合はダンピング抵抗を接続できないため、ダンピング制御によるフィルタ共振抑制は多重マトリックスコンバータの系統連系機器への応用に向けて非常に重要である。本章では、多重マトリックスコンバータに適したダンピング制御を確立するため、従来法と提案法によるフィルタ共振抑制効果を検証する。さらに、両者の共振抑制効果や必要なセンサ数を比較し、その優劣を考察する。

4.2 多重マトリックスコンバータの等価モデル

図 4.1 に本章で取り扱う多重マトリックスコンバータの回路図を示す。本章では 3 セルモデルの多重マトリックスコンバータを対象として安定化の検討、シミュレーション、実験を行う。ただし、後述するようにシミュレーションのみ 9 セルモデルも取り扱う。

図 4.2 に三相－三相マトリックスコンバータを用いた多重マトリックスコンバータの等価モデルを示す。この等価モデルは、多巻線トランスの漏れインダクタンスを一次側に換算した L_p とフィルタキャパシタを一次側に換算した C_p からなる LC フィルタ、多重マトリックスコンバータと同等の出力電圧を得るためのトランス、三相－三相マトリックスコンバータから構成される。ここで、一次側に換算された C_p は図 4.1 のフィルタキャパシタ C_f を使って次式で表される。

$$C_{fp} = n \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^2 C_f \dots\dots\dots (4.1)$$

ただし、 n はセル数、 V_2/V_1 はトランス変圧比である。また、多重マトリックスコンバータの出力電圧 V_{out_mmmc} と等価モデルの出力電圧 V_{out_emc} は次式で表される。

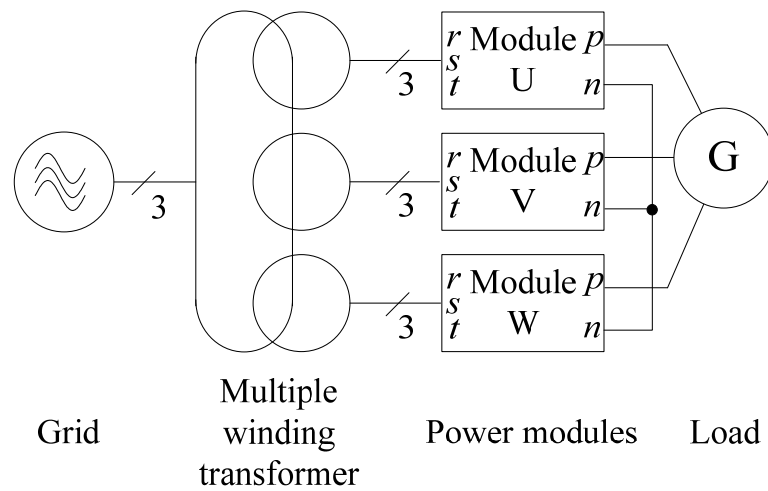
$$V_{out_mmmc} = \frac{mn}{2} \left(\frac{V_2}{V_1} \right) V_{in} \dots\dots\dots (4.2)$$

$$V_{out_emc} = \frac{\sqrt{3}}{2} ma V_{in} \dots\dots\dots (4.3)$$

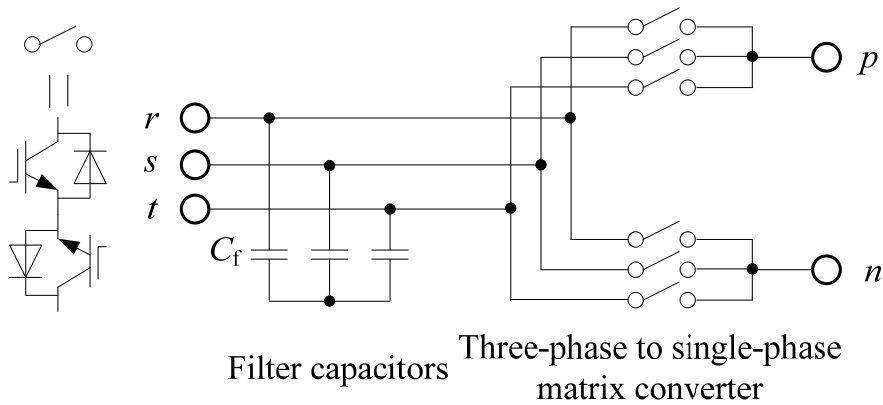
ここで、 m は変調率、 V_{in} は入力電圧、 a は等価回路におけるトランスの巻数比である。従って、図 4.1 と図 4.2 で同じ出力電圧を得るための a は次式で表される。

$$a = \frac{n}{\sqrt{3}} \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \dots\dots\dots (4.4)$$

(4.4)式より、図 4.1 の多重マトリックスコンバータは巻数比 a のトランスを用いることで三相－三相マトリックスコンバータと同じ出力電圧と入力電流が得られる。従って、3 章と同様にアクティブインピーダンス動作によるフィルタ共振抑制は多重マトリックスコンバータにも適用可能である。



(a) システム図



(b) モジュールの回路図

図4.1 本章で取り扱う多重マトリックスコンバータの回路図

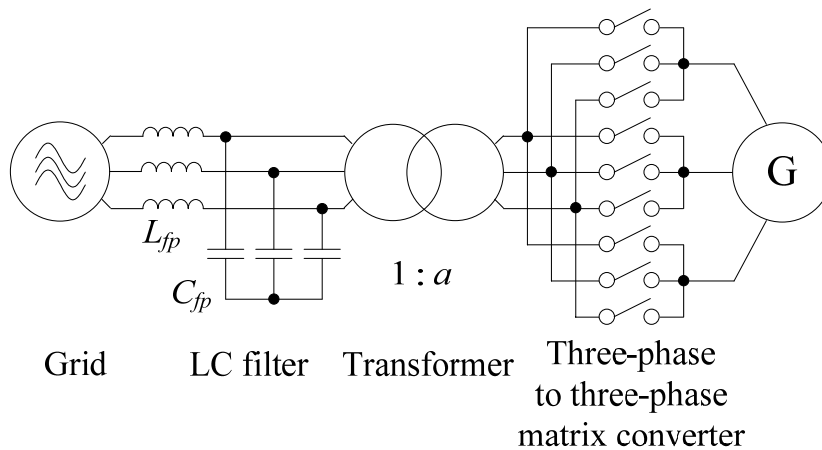


図4.2 三相-三相マトリックスコンバータを用いた図4.1の等価モデル

4.3 多重マトリックスコンバータの共振抑制制御

4.3.1 入力電流制御に統合した従来のダンピング制御

図 4.3 に従来の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制御ブロック図を示す。マトリックスコンバータセルの出力電圧指令値はモータを制御する速度制御系（以下 ASR）と電流制御系（以下 ACR）からなるベクトル制御で生成され、入力電流指令値はダンピング制御を統合した入力電流制御から生成される。ダンピング制御は検出したフィルタキャパシタ電圧に含まれる共振ひずみを相殺するようにダンピング補償量を生成して共振を抑制する。従って、従来のダンピング制御を導入する場合、全セルのフィルタキャパシタに電圧センサを取り付ける必要がある。

次に、従来法である図 4.3 のダンピング制御の詳細について述べる。まず、フィルタキャパシタ電圧を回転座標変換し、HPF を通して高調波成分のみを抽出する。次に、抽出した高調波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の入力電流指令値とする。なお、 i_{2d}^* , i_{2q}^* は基準化された指令値であり、多重マトリックスコンバータの電圧利用率を最大にするため、そのベクトル長を 1 p.u. に設定する。

図 4.4 に従来のダンピング制御を適用した際の入力フィルタ単相ブロック図を示す。図 4.4 において、入力電流制御にダンピング制御を統合することで入力フィルタブロック図にダンピング制御パスが追加される。ここで $\Delta I_{ind}(s)$ はダンピング制御によるマトリックスコンバータセルの補償入力電流である。図 4.4 から明らかなように、ダンピング制御パスによって等価負性抵抗ゲインが相殺され、マイナーループを負帰還にできる。従って、図 4.3 のダンピング制御によってシステムを安定化し、フィルタ共振を抑制できる。

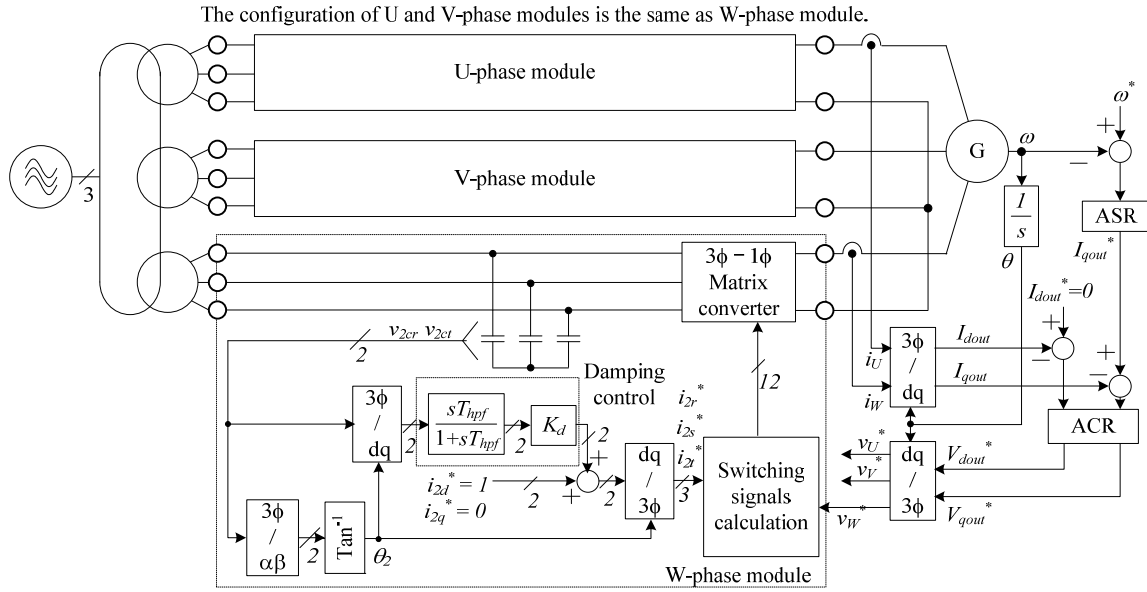


図 4.3 従来のダンピング制御を適用した多重マトリックスコンバータの制御ブロック図

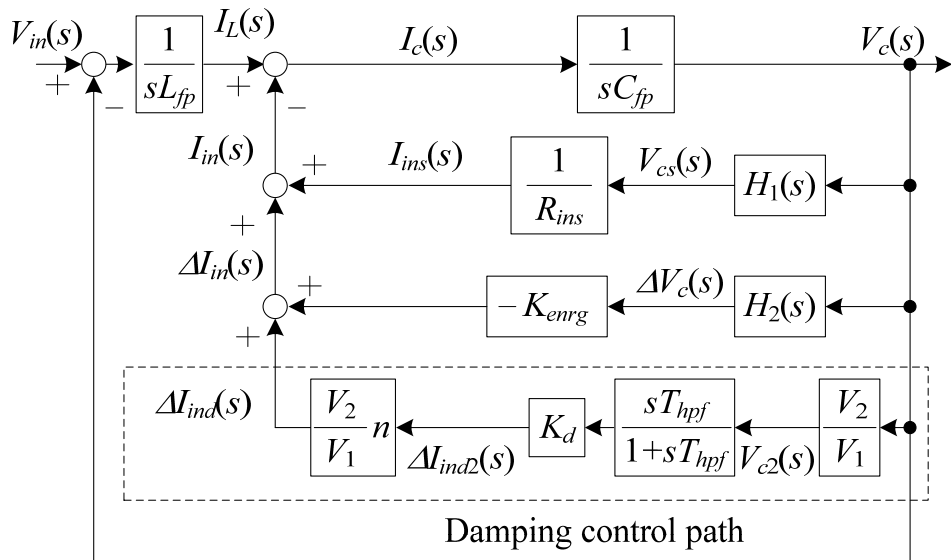


図 4.4 従来のダンピング制御を適用した際の入力フィルタ単相ブロック図

4.3.2 アクティブインピーダンス動作を実現するダンピング制御

図 4.5 に提案する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制御ブロック図を示す。多重マトリックスコンバータの出力電圧指令値は、モータ速度を制御するベクトル制御とフィルタ共振を抑制するダンピング制御を統合した制御系から生成される。ここでダンピング制御は出力電流制御系（ACR）に組み込まれ、出力電流に含まれる共振ひずみをダンピングすることで入力フィルタ共振を抑制する。従って、全てのマトリックスコンバータセルの入力電流をオープンループで制御できる。ただし、UセルとVセルのフィルタキャパシタ電圧角度 θ_{2U} , θ_{2V} はWセルのフィルタキャパシタ電圧角度 θ_{2W} を使って次式より求める。

$$\theta_{2U} = \theta_{2W} + 2\pi/9[\text{rad}] \quad \dots\dots\dots(4.5)$$

$$\theta_{2V} = \theta_{2W} + \pi/9[\text{rad}] \quad \dots\dots\dots(4.6)$$

本章では、多重マトリックスコンバータの転流方式として電流転流シーケンスを採用するため、全セルのフィルタキャパシタ電圧を監視する必要はない。従って、出力電流制御にダンピング制御を統合する場合、フィルタキャパシタ電圧検出はWセルの2ヶ所のみで良く、ダンピング制御に必要な共振成分の抽出には出力電流制御で使用する電流センサを流用する。一方、従来のダンピング制御を適用する場合は各セルに最低2ヶ所のフィルタキャパシタ電圧検出が必要なので、図 4.3 の構成で最低6個、図 2.2 (a)の9セルモデルでは最低18個のセンサが必要となる。このように、従来のダンピング制御ではセル数を n とすると、ダンピング制御のために必要な電圧センサが $2n$ で増加する。従って、フィルタ共振抑制に必要なセンサ数がセル数に依存しない提案法の方が、2章で論じた入出力制御の非干渉化だけでなくコスト面でも多重マトリックスコンバータに適している。

図 4.6 に多重マトリックスコンバータにおけるアクティブインピーダンス動作とダンピング制御の関係を示す。図 4.6 の中段に示したフィルタ等価回路と入力アドミタンスは図 4.2 の等価モデルを元になっている。図 4.6 と図 3.1 の相違点はフィルタとマトリックスコンバータの間に接続されたトランスのみである。周波数特性においてトランスは電圧と電流の位相特性に影響を与えないので、多重マトリックスコンバータにおいても図 3.1 と同様

にダンピング制御によってフィルタ共振周波数におけるマトリックスコンバータの入力コンダクタンスを負から正に変換できる。

表 4.1 に図 4.5 のシステムにおける入力アドミタンスの周波数特性を得るためのパラメータを示す。なお、表 4.1 のパラメータは実験条件と同等である。ただし、負荷をモータではなく RL 負荷とし、速度制御を除いて電流制御のみ導入する。

図 4.7 に多重マトリックスコンバータの入力アドミタンスの周波数特性を示す。図 4.7 は図 4.2 で示した等価モデルと図 3.5 の線形化モデルを元に、シミュレータである Piece-wise Linear Electrical Circuit Simulation (PLECS)を用いて描いた。ただし、図 3.7 と同様に図 3.5 の線形化モデルから LC フィルタを取り除いて入力アドミタンスを求めている。図 4.7 からわかるように、出力電流のフィードバック制御を導入すると定電力負荷特性となって位相が 180 deg.進むため、入力アドミタンスは負性抵抗による負性コンダクタンスとキャパシタによるサセプタンスの組み合わせとなる。しかし、出力電流制御のフィードバックにダンピング制御を導入することで、共振周波数 f_r (図 4.7 では 420 Hz) における位相を 111 deg.から 52 deg.に変換し、正のコンダクタンスを得ることができる。この結果、多重マトリックスコンバータでもフィルタ共振を抑制し、安定な入出力波形が得られる。

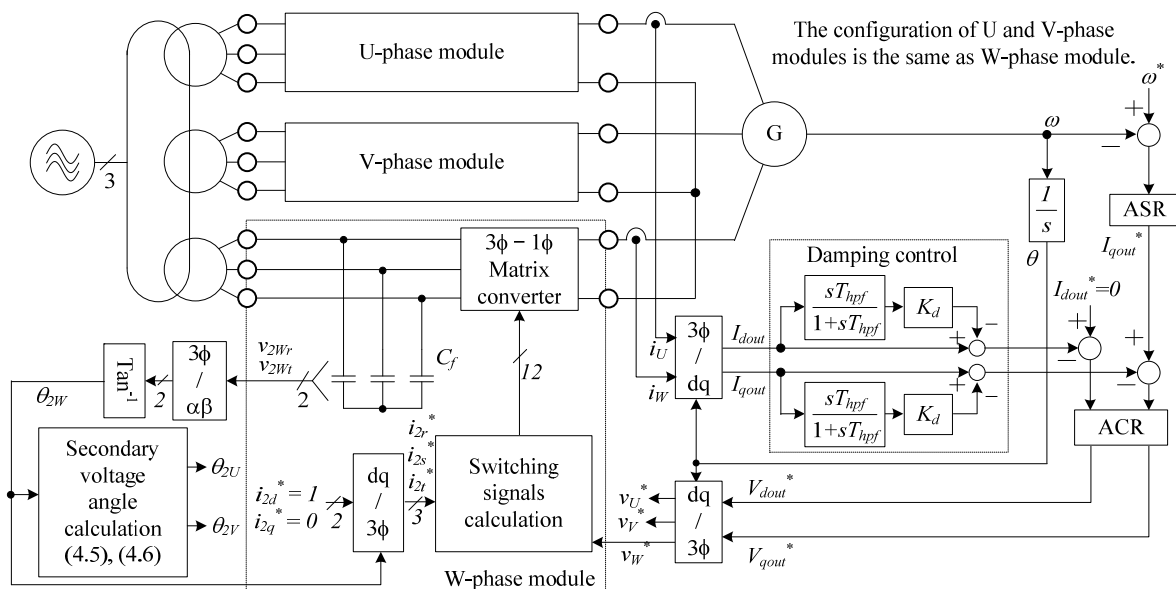


図 4.5 提案するダンピング制御を適用した多重マトリックスコンバータの制御ブロック

第4章

フィルタ共振を抑制するダンピング制御 の多重マトリックスコンバータへの適用

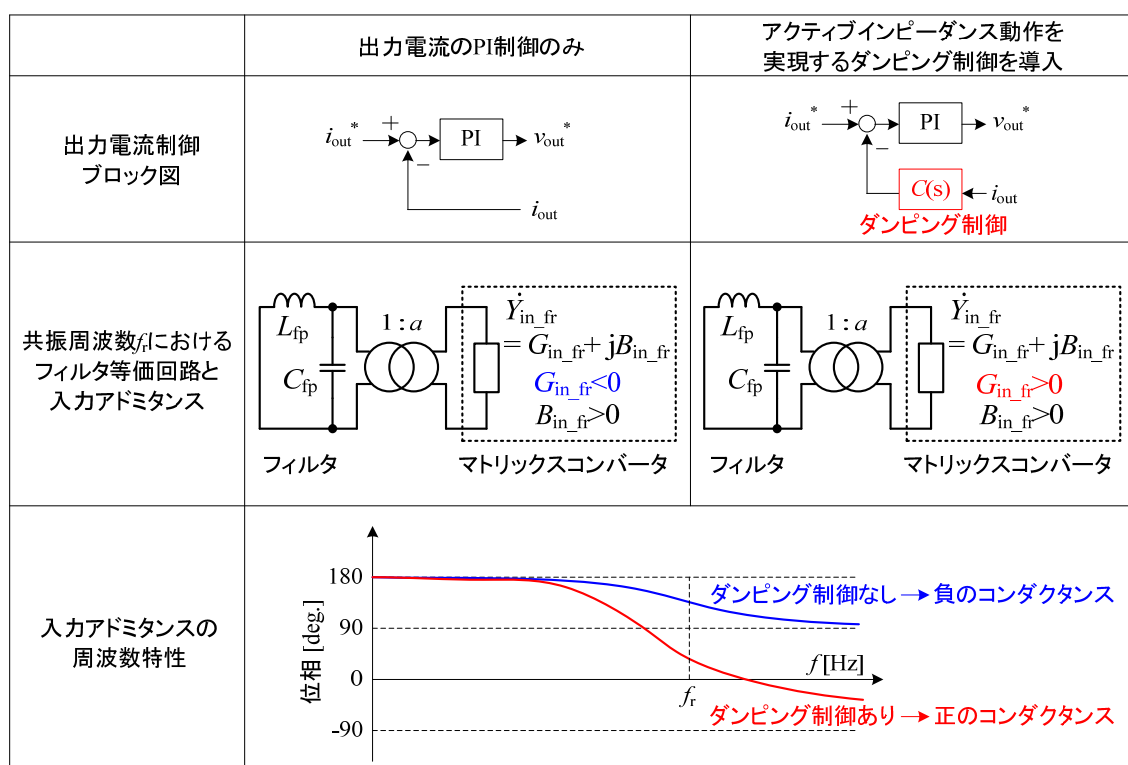
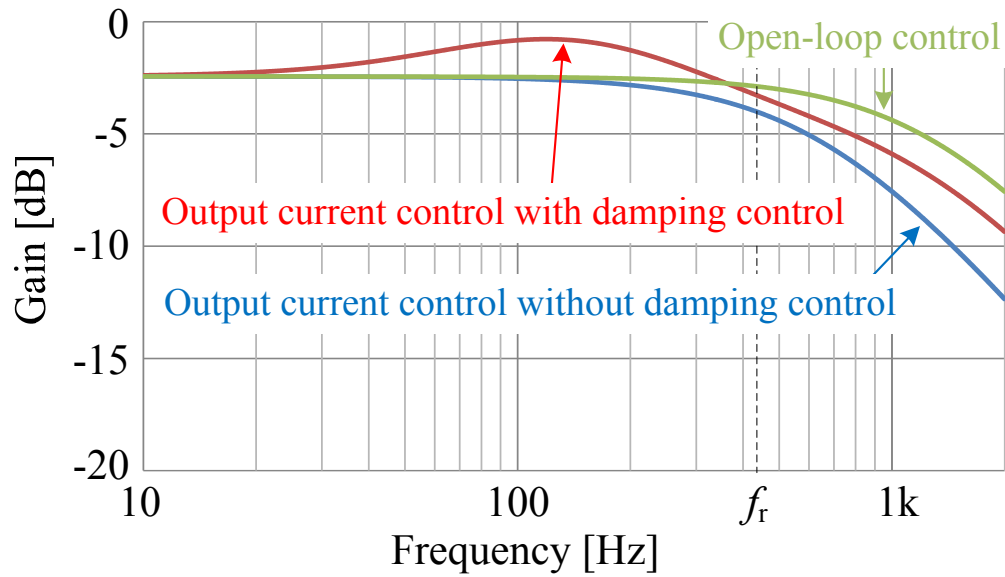


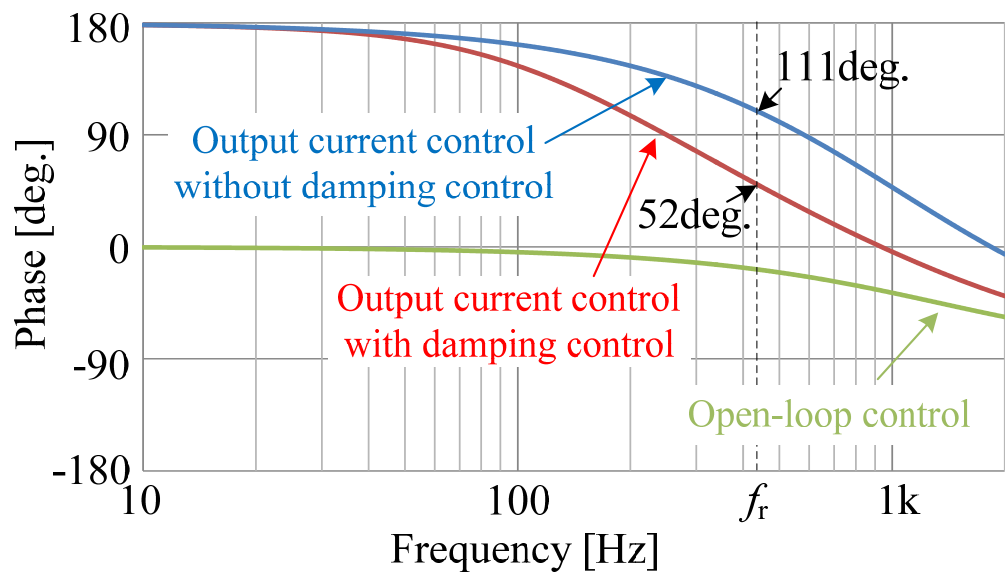
図 4.6 多重マトリックスコンバータにおけるアクティブインピーダンス動作とダンピング制御の関係

表 4.1 入力アドミタンスの周波数特性を得るためのパラメータ（実験パラメータ）

Input line voltage	200 V _{rms}	Output frequency	30 Hz
Input frequency	50 Hz	Load resistance	83.7 %
Rated power	3 kW	Load inductance	1.88 %
Trans. turn ratio	1	ACR natural frequency	650 Hz
Leakage inductance	9.42 %	Load current command	0.95 p.u.
Input filter C	8.55 %	Carrier frequency	10 kHz
Damping gain	Conventional damping control		1 p.u.
	Proposed damping control		0.6 p.u.
Damping HPF cut off frequency	Conventional damping control		30 Hz
	Proposed damping control		30 Hz



(a) ゲイン特性



(b) 位相特性

図 4.7 多重マトリックスコンバータの入力アドミタンスの周波数特性

4.4 シミュレーション結果

本節では、図 4.5 で示した多重マトリックスコンバータの3セルモデルと図 2.2 の9セルモデルに対して提案するダンピング制御を適用し、IPM (Interior permanent magnet) モータ駆動における有用性をシミュレーションで確認する。

表 4.2 にシミュレーション条件を示す。本シミュレーションでは、速度制御 (ASR) と電流制御 (ACR) を備えたベクトル制御で IPM モータを駆動する。2 章でも述べたように、負荷がモータの場合でも電流制御系によってマトリックスコンバータが定電力特性を持つため負性抵抗によって不安定化する。加えて、トランスの漏れインダクタンスの代わりにインダクタをトランス一次側に接続する。また、表 4.3 にシミュレーションで用いる IPM モータパラメータを示す。

表 4.2 シミュレーション条件

(a) 共通条件

Input line voltage	200 V _{rms}	ASR natural frequency	63.7 Hz
Input frequency	50 Hz	ACR natural frequency	650 Hz
Rated power	3 kW	Carrier frequency	10 kHz
Leakage inductance	9.42 %	Damping HPF cut off frequency	30 Hz
Input filter C	8.55 %		

(b) 3 セルモデルと 9 セルモデルにおける条件の違い

	3-module model	9-module model
Voltage transformation ratio V_2/V_1	1	1/3
Damping gain	0.6 p.u.	0.55 p.u.

表 4.3 IPM モータパラメータ

Rated speed	1800 rpm (1 p.u.)
Rated line voltage	180 V _{rms}
Rated power	1.5 kW
Rated current	6.1 A _{rms} (1 p.u.)
d-axis inductance	11.5 mH
q-axis inductance	23.0 mH
Stator resistance	0.783 Ω
Inertia moment	0.00255 kgm ²

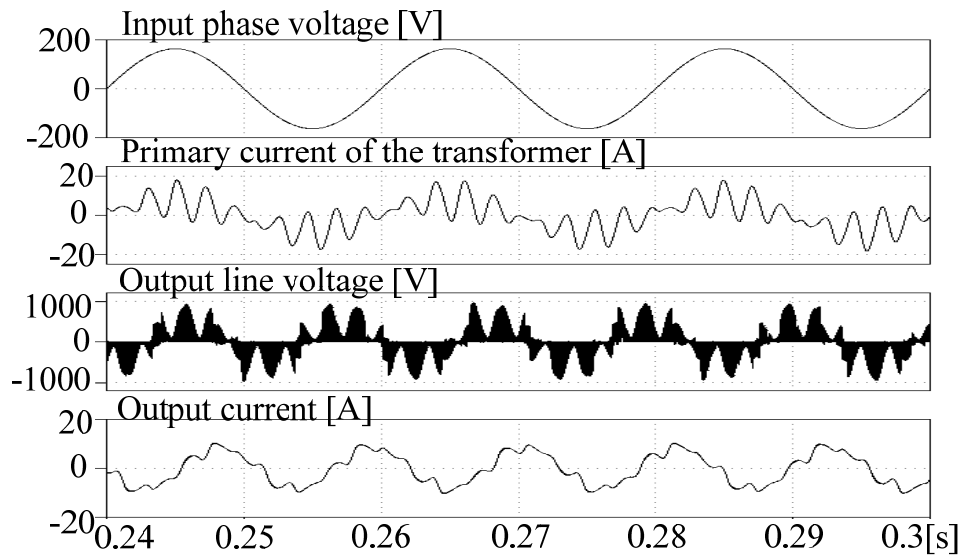
4.4.1 3 セルモデルのシミュレーション結果

図 4.8 に 3 セルモデルにおける入出力波形を示す。ただし、図 4.8 は負荷の IPM モータを定格速度かつ定格トルクで駆動したときの結果である。この結果から分かるように、ダンピング制御を導入しない場合、トランス一次電流にはフィルタ共振によるひずみが含まれ、トランス一次電流 THD は 62.9%となる。さらに、出力電圧電流波形にも共振ひずみが伝搬し、出力電流 THD は 15.4%となる。一方、提案するダンピング制御を導入することでフィルタ共振を抑制でき、トランス一次電流 THD は 1%未満になる。このように、従来のダンピング制御のようにセル毎にダンピング制御を導入しなくても、出力電流に対してダンピング制御をかけることでシステム全体を安定化できる。

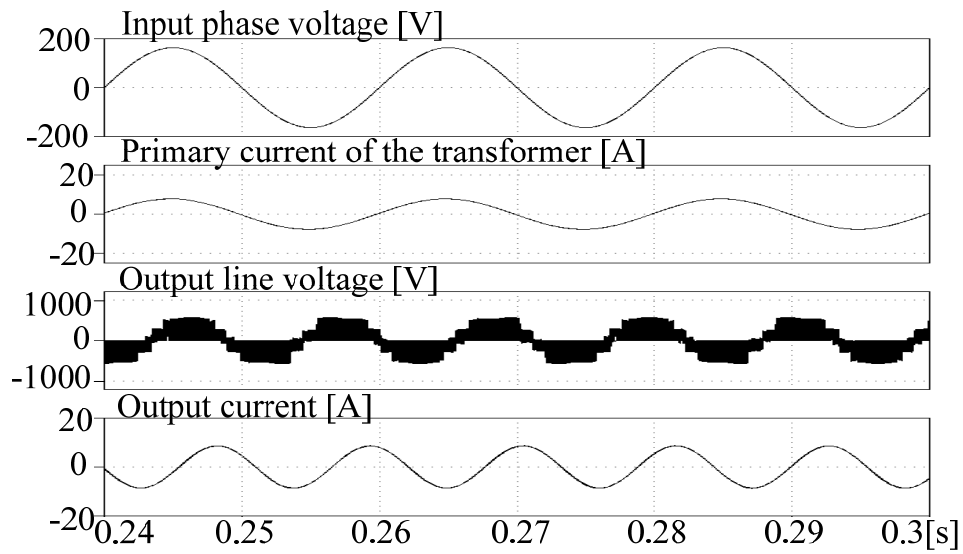
図 4.9 に IPM モータの過渡応答波形を示す。ダンピング制御を導入しない場合、フィルタ共振の影響が出力側にも伝搬するので加速中と定格トルクを出力している期間の dq 軸電流とトルクが振動するが、ダンピング制御を導入することで抑制できる。なお、定格トルク出力時の dq 軸電流のオーバーシュートは 3 章でその設計法を述べた指令値フィルタを導入しないためである。しかし、本シミュレーションから、提案するダンピング制御が多重マトリックスコンバータの 3 セルモデルにも有効であることを確認した。

4.4.2 9 セルモデルのシミュレーション結果

図 4.10 に多重マトリックスコンバータの 9 セルモデルにおける入出力波形のシミュレーション結果を示す。3 セルモデルのシミュレーションと同様に、このシミュレーションでも定格速度、定格トルクで IPM モータを駆動している。図 4.10 より、9 セルモデルにおいても提案するダンピング制御がフィルタ共振を抑制し、トランス一次電流 THD を 72.9%から 1.77%にまで低減できることを確認した。また、出力一相あたり 3 つのセルをカスケード接続しているため出力電圧は正弦波に近いマルチレベル波形となる。以上の結果より、提案するダンピング制御が中電圧用途に使用される多重マトリックスコンバータでもフィルタ共振を抑制できることを確認した。



(a) ダンピング制御なし

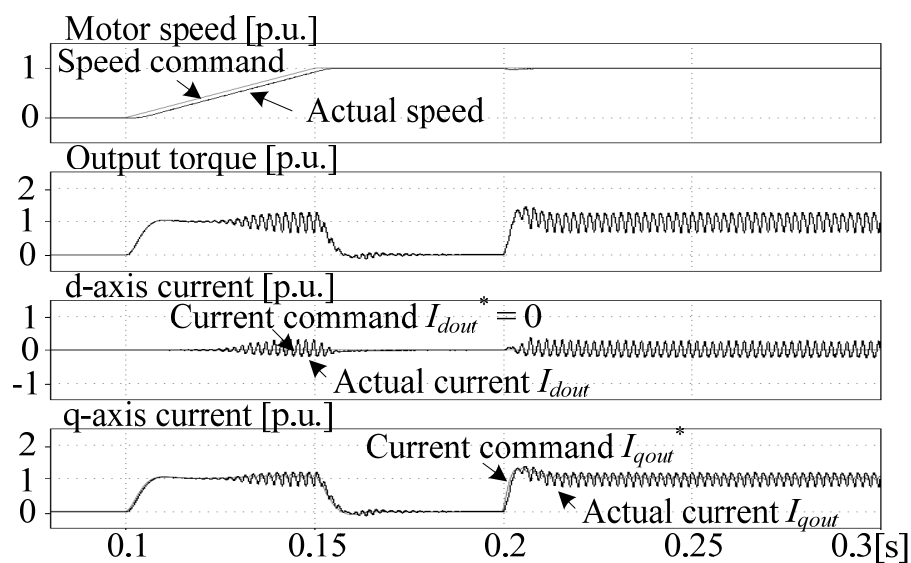


(b) 提案するダンピング制御を導入

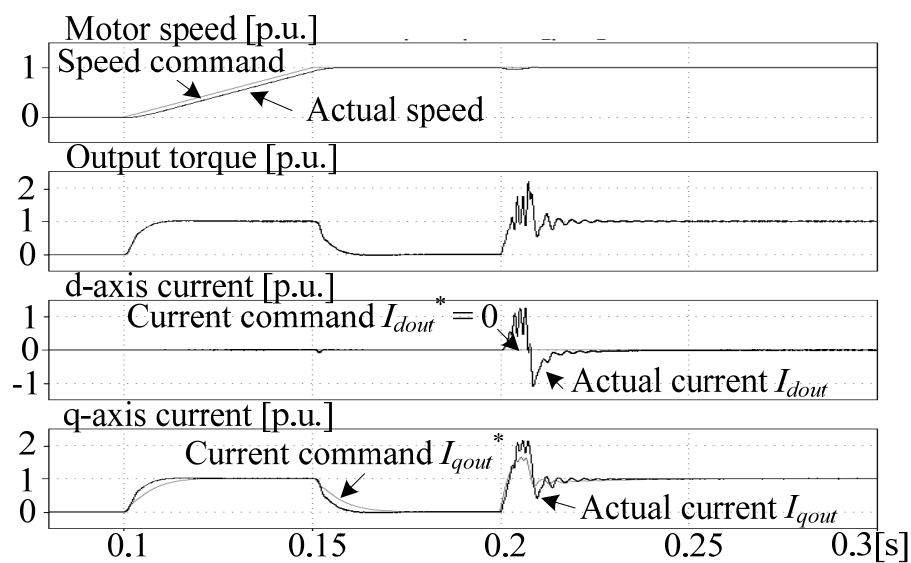
図 4.8 多重マトリックスコンバータの3セルモデルにおける入出力波形の
シミュレーション結果

第4章

フィルタ共振を抑制するダンピング制御 の多重マトリックスコンバータへの適用

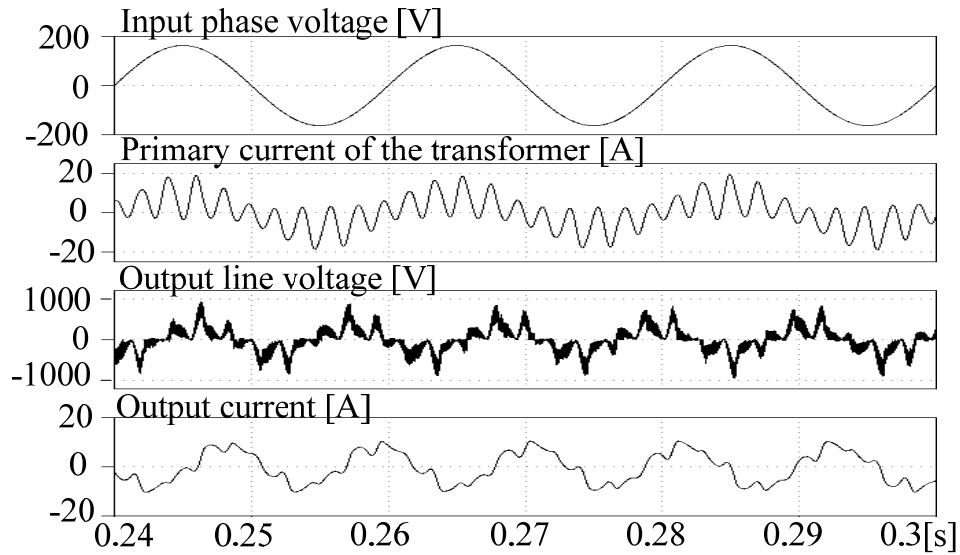


(a) ダンピング制御なし

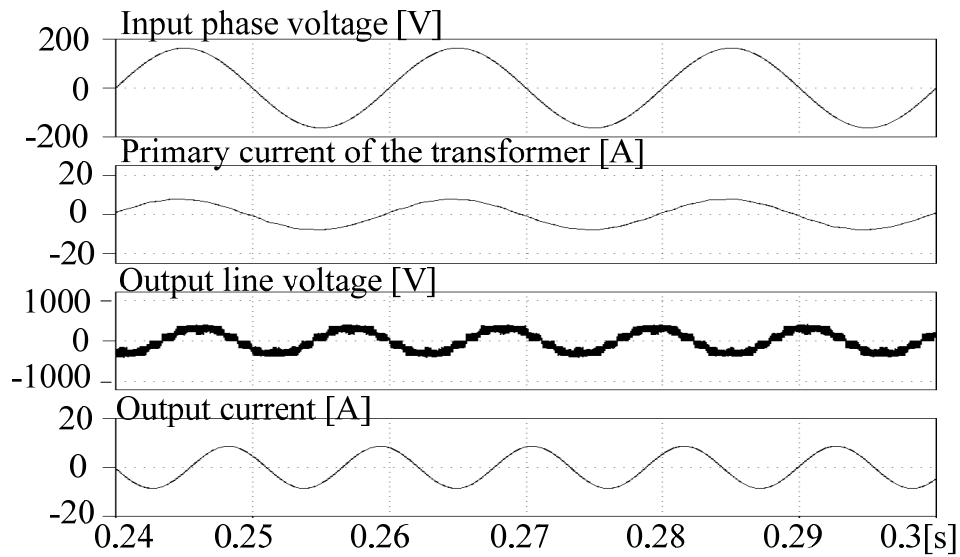


(b) 提案するダンピング制御を導入

図 4.9 IPM モータの過渡応答波形のシミュレーション結果



(a) ダンピング制御なし



(b) 提案するダンピング制御を導入

図 4.10 多重マトリックスコンバータの9セルモデルにおける入出力波形の
シミュレーション結果

4.5 実験結果

4.5.1 入出力波形

本節では図 4.1 の 3 セルモデルの試作器を構成し、従来法と提案法によるフィルタ共振抑制効果を実験で評価する。ただし、実験条件は表 4.1 と同等とし、負荷は RL 負荷とする。加えて、シミュレーションと同様にインダクタをトランスの一次側に挿入し、そのインピーダンスをトランス漏れインダクタンスとする。マトリックスコンバータの変調は文献(10)の方式を採用する。

図 4.11 に 3 セル多重マトリックスコンバータの入出力波形を示す。ダンピング制御を導入しない場合、フィルタ共振が励起されて入出力波形がひずむ。図 4.11 (a)では、トランス一次電流 THD が 18.6%，出力電流 THD が 6.6%となる。なお、この THD の結果はシミュレーションで得た結果よりの 1/3 以下だが、これはマトリックスコンバータセルやトランスの損失によるダンピング効果と、出力電流振動を抑制するために電圧指令値が過変調になることが原因である。一方、ダンピング制御を導入することでフィルタ共振は抑制され、入出力波形のひずみは小さくなる。従来のダンピング制御を適用した場合、トランス一次電流 THD は 5.7%，出力電流 THD は 2.5%となるが、図 4.11 (c)の通り提案するダンピング制御を適用した場合はそれぞれ 4.6%と 2.9%となる。このように、従来のダンピング制御と提案するダンピング制御を適用することで、トランス一次電流 THD をそれぞれ 69%と 79%低減できることを確認した。

図 4.12 にトランス一次電流の高調波解析結果を示す。ダンピング制御を導入しない場合、図 4.12 (a)のようにフィルタ共振に起因する 10%程度の 340 Hz, 440Hz スペクトルを確認できる。一方、ダンピング制御を導入した(b), (c)ではこれらの共振スペクトルが 1%以下に低減されている。従って、ダンピング制御によって多重マトリックスコンバータのトランス一次電流に含まれる共振スペクトルを 1%以下に低減できることを確認した。

図 4.13 にマトリックスコンバータセルの入出力波形を示す。図 5.9 (a)より、ダンピング制御を導入しないとフィルタキャパシタ電圧とトランス二次電流波形に共振ひずみが重畳する。この時のそれぞれの THD はフィルタキャパシタ電圧 THD が 10.7%，トランス二次電流 THD が 27.5%となる。ただし、トランス二次電流 THD の計算には単相電力脈動に起

因する 10 Hz と 110 Hz 成分を含んでいない。なお、この単相電力脈動成分 f_{pr1}, f_{pr2} は入力周波数 f_{in} と出力周波数 f_{out} を用いて次式で表される。

$$f_{pr1} = |f_{in} - 2f_{out}| \dots\dots\dots (4.7)$$

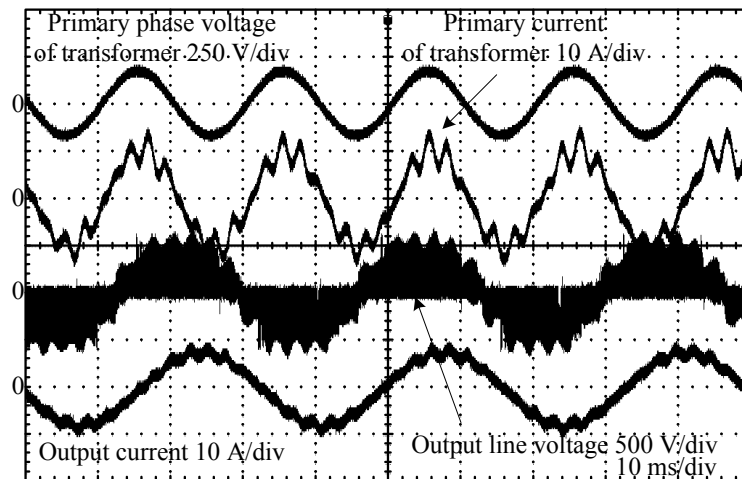
$$f_{pr2} = |f_{in} + 2f_{out}| \dots\dots\dots (4.8)$$

これらの単相電力脈動成分は多巻線トランスによってキャンセルされるため、トランス一次電流には含まれない。

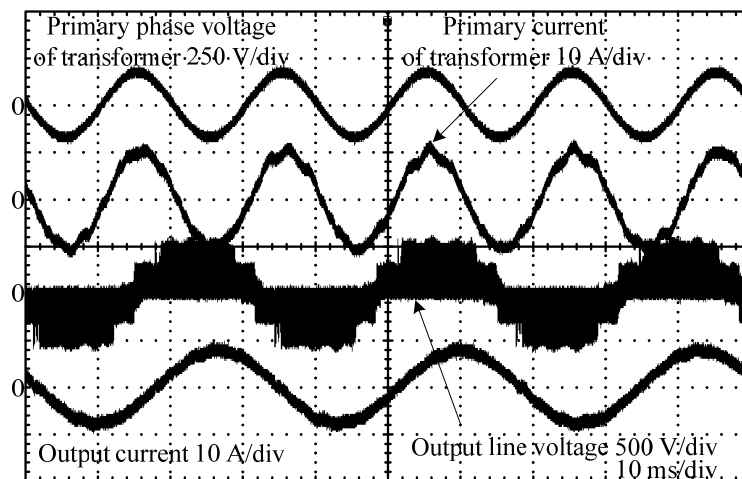
一方、従来のダンピング制御を導入することでそれぞれの THD はフィルタキャパシタ電圧 THD が 3.8%、トランス二次電流 THD が 8.0%となる。さらに、提案するダンピング制御を導入することで、フィルタキャパシタ電圧 THD が 2.2%、トランス二次電流 THD が 5.2%となり、従来法よりも THD をさらに低減できる。以上のように従来法と提案法のダンピング制御を導入することで多重マトリックスコンバータのフィルタ共振を抑制し、波形ひずみを大幅に改善できることを確認した。

第4章

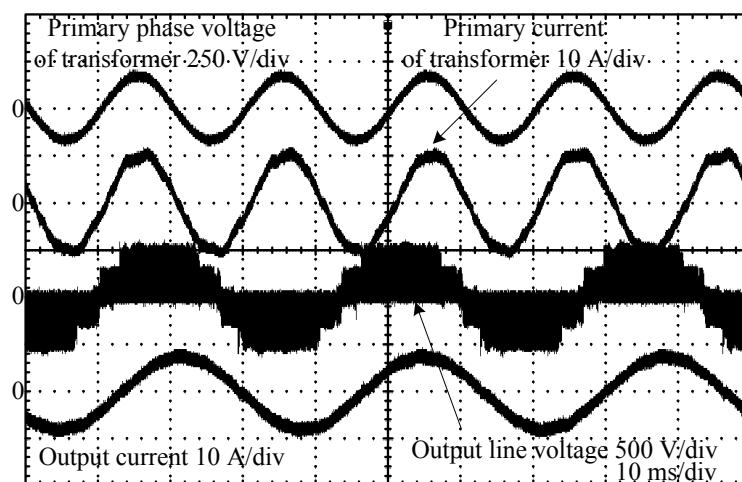
フィルタ共振を抑制するダンピング制御 の多重マトリックスコンバータへの適用



(a) ダンピング制御なし（トランス一次電流 THD: 18.6%, 出力電流 THD: 6.6%）

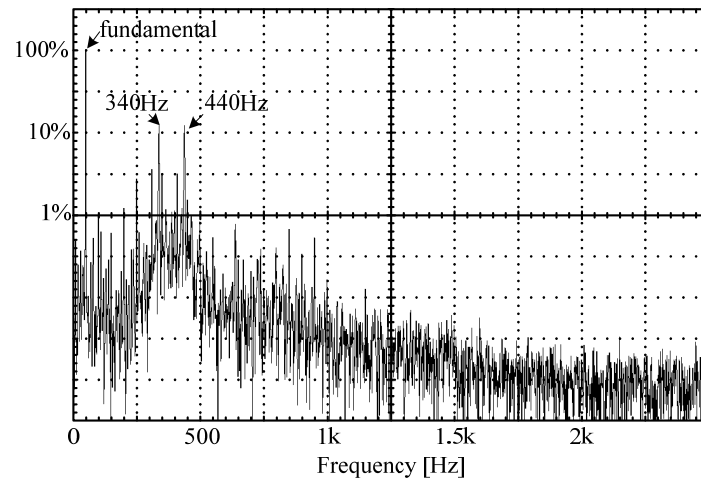


(b) 従来法のダンピング制御を導入（トランス一次電流 THD: 5.7%, 出力電流 THD: 2.5%）

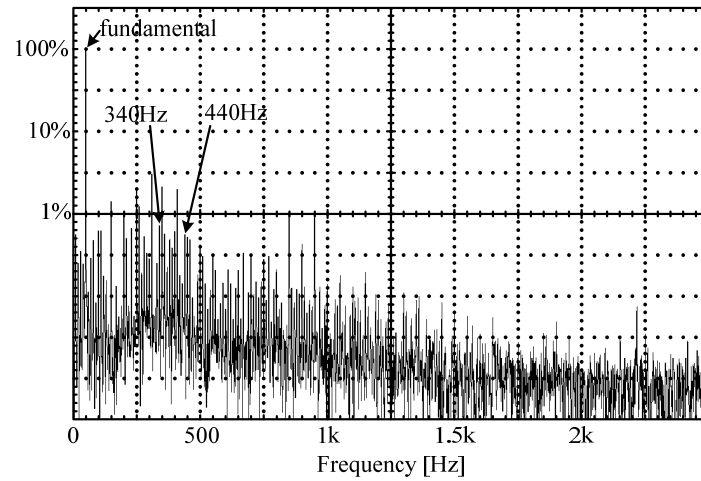


(c) 提案するダンピング制御を導入（トランス一次電流 THD: 4.6%, 出力電流 THD: 2.9%）

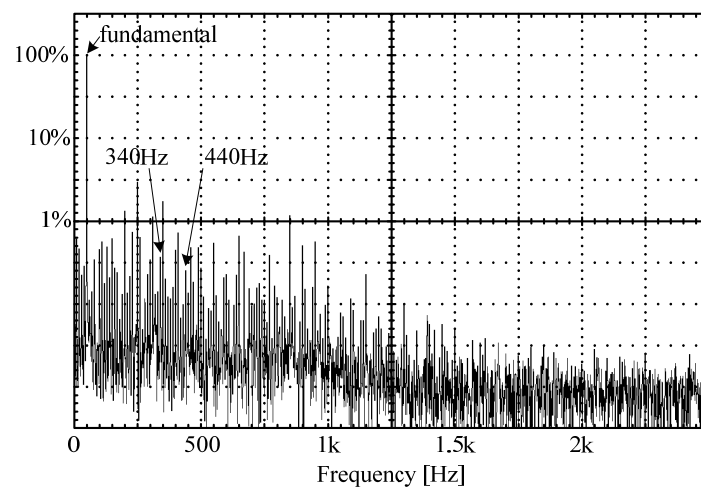
図 4.11 3 セル多重マトリックスコンバータの入出力波形の実験結果



(d) ダンピング制御なし



(e) 従来法のダンピング制御を導入

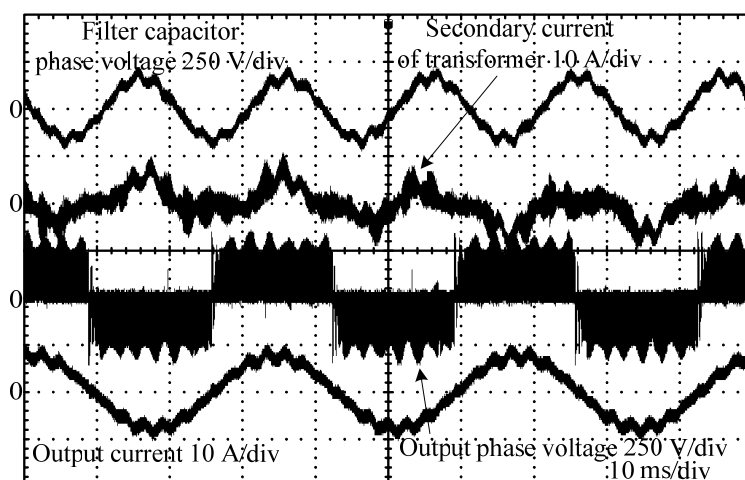


(f) 提案するダンピング制御を導入

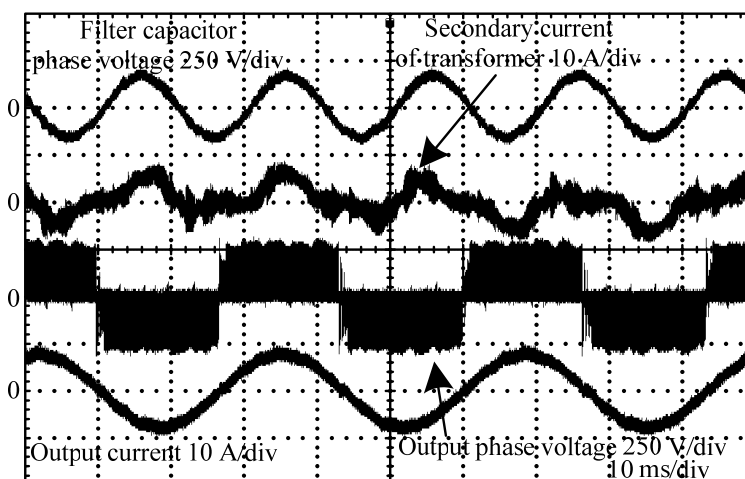
図 4.12 トランス一次電流の高調波解析結果

第4章

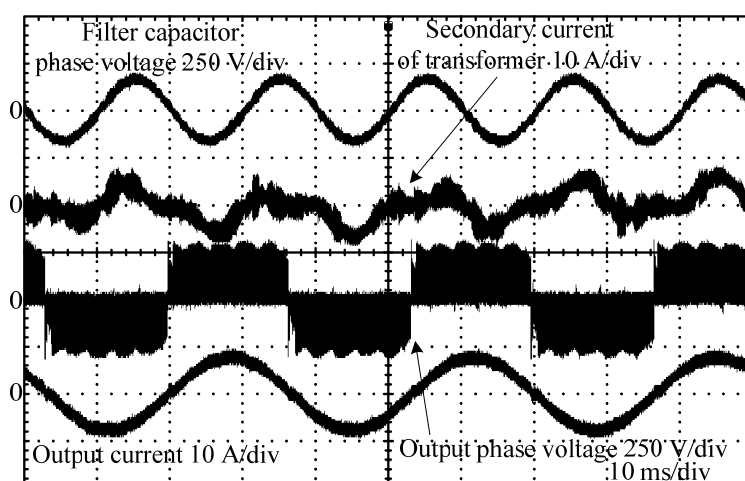
フィルタ共振を抑制するダンピング制御 の多重マトリックスコンバータへの適用



(a) ダンピング制御なし (フィルタ C 電圧 THD: 10.7%, トランス二次電流 THD: 27.5%)



(b) 従来法のダンピング制御 (フィルタ C 電圧 THD: 3.8%, トランス二次電流 THD: 8.0%)



(c) 提案するダンピング制御 (フィルタ C 電圧 THD: 2.2%, トランス二次電流 THD: 5.2%)

図 4.13 マトリックスコンバータセルの入出力波形の実験結果

4.5.2 トランス一次電流 THD による従来法と提案法の比較

図 4.14 に実験で得たトランス一次電流 THD の負荷電力特性を示す。実験パラメータは表 4.1 とほぼ同一だが、出力線間電圧が $240\text{ V}_{\text{rms}}$ 一定となるように電流指令値と負荷抵抗を調整して負荷電力を変化させている。また、ダンピングゲインは従来法、提案法ともに可変とし、その負荷条件においてトランス一次電流 THD が最も低減できる値を用いた。2章で述べたように、マトリックスコンバータは出力電力を増加させると共振を伴いながら不安定化する。そのため、ダンピング制御を適用しない場合、トランス一次電流 THD は 60%負荷以上の領域で増加し、その値は 10%を超える。一方、従来法もしくは提案法のダンピング制御を導入することで 60%負荷以上の領域でもフィルタ共振を抑制し、トランス一次電流 THD は 10%以下となる。しかし、従来法では 90%負荷以上の領域では共振を抑制しきれず、トランス一次電流 THD が 10%付近まで増加する。これに対し、提案するダンピング制御は 60%以上の負荷領域におけるトランス一次電流 THD を 5%以下に低減できる。すなわち、90%以上の負荷領域では提案するダンピング制御が従来法よりもトランス一次電流 THD を 1/2 以上低減できることを確認した。なお、40%負荷以下の領域でトランス一次電流 THD が増加する理由は、トランス一次電流基本波振幅が小さくなるため、相対的に転流によるひずみ成分が大きくなるためである。しかし、図 4.14 より提案するダンピング制御が従来のダンピング制御よりも共振抑制効果が大きく、適用可能範囲が広いことを確認した。

図 4.15 に実験で得たトランス一次電流 THD の電源インピーダンス特性を示す。負荷電力特性試験と同様に、ダンピングゲインは入力側ダンピング制御、出力側ダンピング制御ともに可変とした。また、電源インピーダンスはトランス一次側に接続するフィルタインダクタを変更することでそのインピーダンスを変えている。他の実験パラメータは表 4.1 のとおりである。図 4.15 より、ダンピング制御がない場合、トランスの漏れインダクタンスが増加するとシステムが不安定化しやすくなるため、フィルタ共振によってトランス一次電流 THD も増加する。これは、トランス漏れインダクタンスが増加すると出力電流制御系の一巡周波数特性に重畳する共振点が低域に推移し、よりゲイン余裕が負になりやすくなるためである。そのため、ダンピング制御を導入しない場合のトランス一次電流 THD は 20%程度まで増加する。さらに、電源インピーダンス 10%以上の領域でダンピング制御

第4章

フィルタ共振を抑制するダンピング制御 の多重マトリックスコンバータへの適用

なしのプロットがないのは、共振によってトランス一次電流とフィルタキャパシタ電圧が発散し、実機が過電圧でトリップするためである。一方、従来法もしくは提案法のダンピング制御を適用することで、ダンピング制御なしの場合よりもトランス一次電流 THD を低減できる。しかし、負荷電力特性と同様により不安定になりやすい条件、すなわち電源インピーダンスが高い領域では従来法のダンピング制御でも共振を抑制しきれず、トランス一次電流 THD が増加する。これに対し、提案するダンピング制御を適用した場合は全領域でトランス一次電流 THD を 5%以下に低減できる。従って、電源インピーダンスに対する THD 特性に関しても、提案するダンピング制御は従来法よりも共振抑制効果が高く、適用可能範囲が広いことを確認した。

次に、従来法に対して提案法のフィルタ共振抑制効果が高い理由について考察する。まず、従来のダンピング制御の適用可能範囲が狭い理由は、最大の電圧利用率を得る場合、マトリックスコンバータが原理的に過変調領域で動作することが原因である。一般的に、マトリックスコンバータは入力電流の振幅を制御できず、負荷電力の大きさによって入力電流振幅は一意に決まる。しかし、セルの入力電流位相を制御するためにはマトリックスコンバータセルの入力電流指令値を定義しなければならない。通常はシステムの電圧利用率を最大にするために、各セルの入力電流指令値 i_{2d}^* を図 4.3 に示す通り 1 p.u. とする。従って、ダンピング制御の出力であるダンピング補償電流指令値を i_{2d}^* に加算すると、最終的な入力電流指令値のベクトル長が 1 p.u. を超える。従って、入力側ダンピング制御の適用は原理的に過変調領域での運転となり、共振抑制効果が低減する。このため、入力側ダンピング制御の適用可能範囲は狭くなる。

図 4.16 に電源インピーダンスが 11.8% の条件において、従来のダンピング制御の入力電流指令値 i_{2d}^* を変化させた時のトランス一次電流 THD 特性（シミュレーション結果）を示す。図 4.16 から分かる通り、通常 1 p.u. を与えるセルの入力電流指令値 i_{2d}^* を 0.8 p.u. まで小さくすると、過変調領域での運転状態から脱し、従来のダンピング制御でも共振を抑制できる。従って、従来のダンピング制御で共振を抑制するためには、過変調とならないようにオンラインで入力電流指令値 i_{2d}^* を規格化すれば良い。しかし、従来のダンピング制御で共振抑制効果を維持するためには基本波の入力電流指令値 i_{2d}^* を小さくしなければならないため、多重マトリックスコンバータの電圧利用率が低下する問題がある。

一方、提案するダンピング制御では、電圧利用率による出力電圧飽和領域以下では出力電圧の振幅を自由に制御できるため共振抑制効果は低減しない。従って、出力電圧が高い領域では出力側ダンピング制御の方が入力側ダンピング制御よりも高い共振抑制効果を発揮し、適用可能範囲を広くできる。以上のことから、提案するダンピング制御は必要なセンサ数の観点に加えて共振抑制効果についても従来法より優れており、多重マトリックスコンバータの共振抑制制御として適していることを確認した。

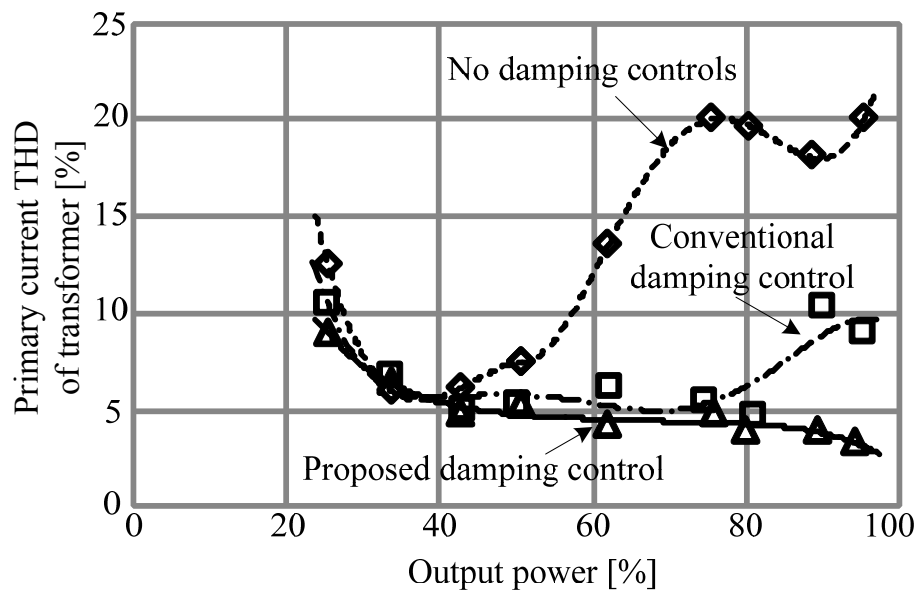


図 4.14 出力電力に対するトランス一次電流 THD 特性

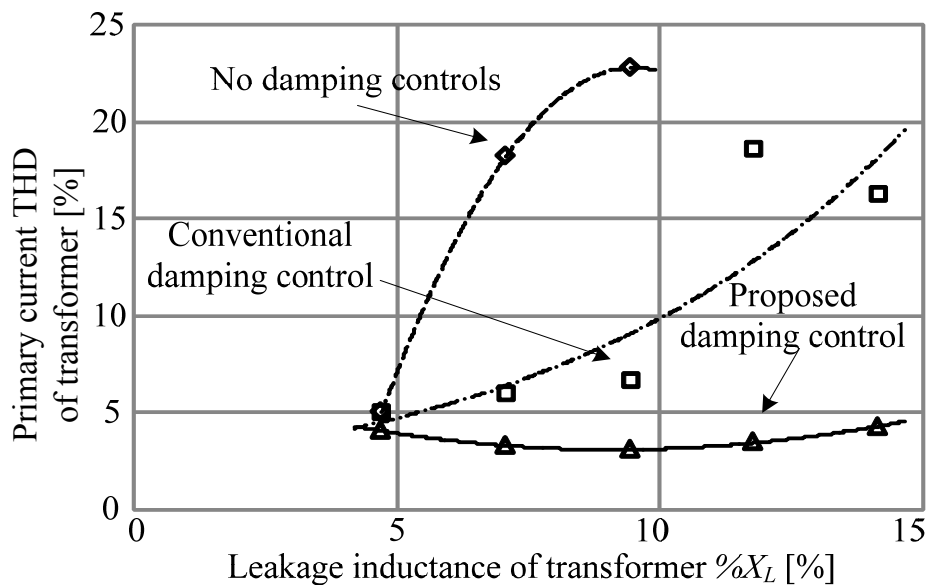


図 4.15 トランス漏れインダクタンスに対するトランス一次電流 THD 特性

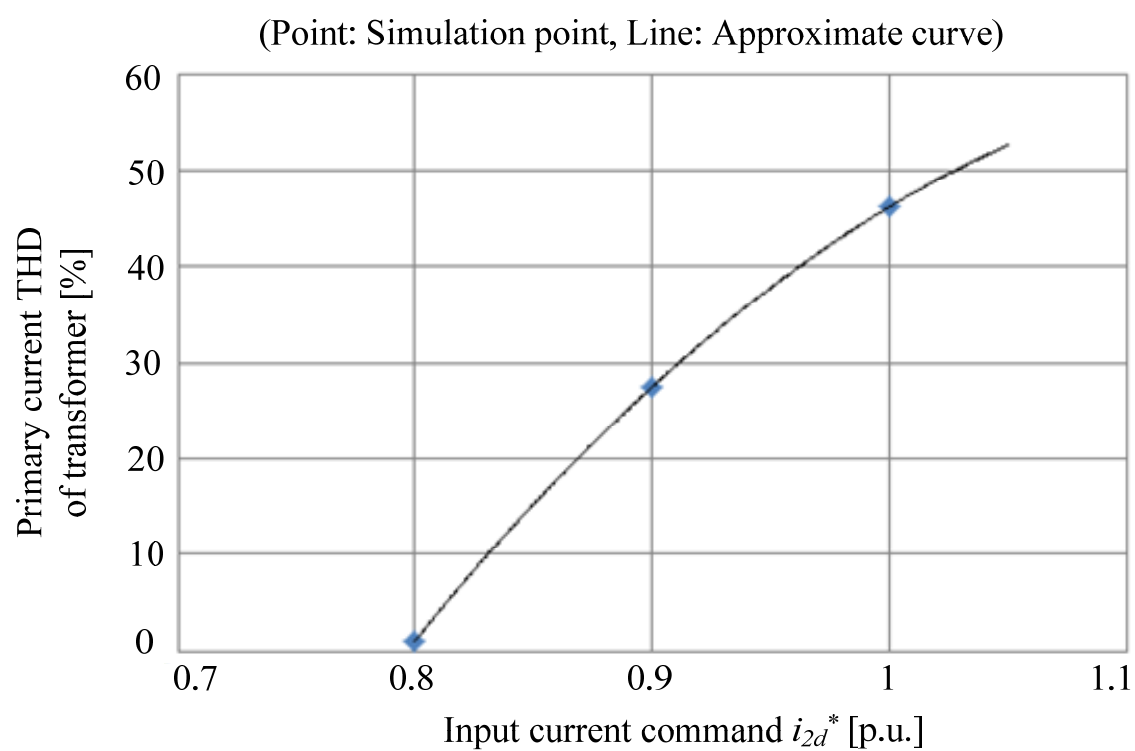


図 4.16 従来のダンピング制御の入力電流指令値を変化させた時のトランス一次電流 THD 特性 (シミュレーション結果, 電源インピーダンス 11.8%)

4.6 結論

本章では、風力発電や揚水発電など中電圧用途向けの多重マトリックスコンバータのフィルタ共振抑制制御として、従来の入力電流制御に統合するダンピング制御と3章で提案したダンピング制御を比較した。特に、それぞれのダンピング制御で必要なセンサとセル数の関係やフィルタ共振の抑制効果の優劣を明らかにし、その理由を考察した。以下に得られた結論を示す。

- 1) 従来のダンピング制御はフィルタキャパシタ電圧を検出するために1セル当たり到低2個の電圧センサが必要なので、セル数を n とするとその必要数は $2n$ で増加する。従って、3セルモデルでは最低6個、9セルモデルでは18個のセンサをダンピング制御のために追加する必要がある。これに対し、提案するダンピング制御は出力電流制御に必要な電流センサを流用するため、基本的にその必要数はセル数に依存せず、最低でも2個で済む。従って、提案するダンピング制御の方がコスト面で有利である。ただし、ここでは多重マトリックスコンバータの転流方式として出力電流極性を監視する電流転流方式を想定している。
- 2) 実験で負荷電力や電源インピーダンスに対するトランス一次電流 THD 特性を取得し、提案するダンピング制御の方が、従来法よりもトランス一次電流 THD を幅広い範囲で低減できることを確認した。これは、従来法が原理的に過変調領域で動作するので、条件に寄っては所望の共振抑制効果が得られないためである。実験では提案するダンピング制御を適用することで、60%以上の負荷領域、及び14.1%以下の電源インピーダンス範囲でトランス一次電流 THD を5%未満に抑制できることを確認した。

以上のことから、多重マトリックスコンバータにおいて提案するダンピング制御が従来法よりも有用であることを確認した。

参考文献

- (1) 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」, 電学論 D, Vol. 129, No. 5, pp. 482-489 (2009)
- (2) I. Sato, J. Itoh, H. Ohguchi, A. Odaka, H. Mine: “An Improvement Method of Matrix Converter Drives Under Input Voltage Disturbances”, IEEE Trans. P.E., Vol. 22, No. 1, pp. 132-138 (2007)
- (3) M. Rivera, J. Rodriguez, B. Wu, J. R. Espinoza, C. A. Rojas: “Current Control for an Indirect Matrix Converter With Filter Resonance Mitigation”, IEEE Trans. I.E., Vol. 59, No. 1, pp. 71-79 (2012)
- (4) M. Rivera, C. Rojas, J. Rodriguez, P. Wheeler, B. Wu, J. R. Espinoza: “Predictive Current Control With Input Filter Resonance mitigation for a Direct Matrix Converter”, IEEE Trans. P.E., Vol. 26, No. 10, pp. 2794-2803 (2011)
- (5) T. Nunokawa, T. Takeshita: “Resonance Suppression Control in Complex Frame for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters”, Proc. EPE2007, pp. 1-10 (2007)
- (6) 小岩, 伊東: 「マトリックスコンバータに適用するダンピング制御のゲイン設計法」, 平成 23 年電気学会全国大会, Vol. 4, pp. 37-38 (2011)
- (7) 春名, 星, 高橋, 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の入出力制御の統合化と安定性に関する実験的考察」, 電学論 D, Vol. 134, No. 2, pp. 193-201 (2014)
- (8) 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 年電気学会全国大会, Vol. 4, pp. 24-25 (2012)
- (9) H. Takahashi, J. Itoh: “Stability Analysis of Damping Control to Suppress Filter Resonance in Multi-modular Matrix Converter”, Proc. ECCE2013, pp. 448-455 (2013)
- (10) 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」, 電学論 D, Vol. 126, No. 9, pp. 1178-1184 (2006)

第 5 章

アクティブインピーダンスによる マトリックスコンバータの FRT 制御

5.1 緒論

第 2 章では、風力発電や揚水発電、エンジン発電機といった発電システムにおけるマトリックスコンバータの FRT 機能として、瞬低中の安定な運転継続、系統への無効電流注入、発電機トルクの維持の 3 つの機能を達成する制御法の必要性を述べた。次に、従来の FRT 制御⁽¹⁾⁻⁽¹³⁾では達成が困難なこれらの要求を同時に達成する手法として、アクティブインピーダンス動作によるマトリックスコンバータの FRT 制御法のコンセプトを示した。

本章では、このアクティブインピーダンス動作を実現する FRT 制御の具体的な手法について述べる。まず、仮想 AC-DC-AC 変換方式に基づき⁽¹⁴⁾、直接形 AC-AC 変換器であるマトリックスコンバータをエネルギーバッファのない AC-DC-AC 変換器であるインダイレクトマトリックスコンバータに置き換える。インダイレクトマトリックスコンバータは電流形整流器 (CSR) と電圧形インバータ (VSI) に分解できるが、図 2.35 で示したようにそれぞれをキャパシタと抵抗として動作させる原理を明らかにする。そして、それらのキャパシタンスと抵抗値をアクティブに制御する時分割変調法とそのデューティについて説明する。さらに、安定な運転継続性能と所望のトルクを得るためにデューティを自動調節するフィードバック制御を示す。その後、提案する FRT 制御についてシミュレーションと実験を行い、提案法の有用性を実証する。最後に、検討した FRT 制御を中電圧用途向けの多

重マトリックスコンバータに展開し，その実験結果を示す。

5.2 回路構成

図 5.1 に発電機から系統にインターフェースするマトリックスコンバータの回路図を示す。図 5.1 はマトリックスコンバータの LC フィルタと双方向スイッチ群，ブレーキ回路を内包したスナバ回路，発電機から構成される。瞬低中は系統に無効電流を流すため，マトリックスコンバータの入出力で授受する有効電力はゼロである。しかし，発電機にトルクを印加し続ける必要があるため，瞬低中はブレーキ IGBT をオンし，ブレーキ抵抗で発電機から供給される有効電力を消費する。この時，提案するアクティブインピーダンス動作によって，このブレーキ抵抗があたかも発電機端子に接続されているかのように見えるため，発電機のトルクを維持できる。このブレーキ回路はマトリックスコンバータ特有の追加部品ではなく，従来の整流器－インバータシステムでも必要となるためマトリックスコンバータの優位性は損なわれない⁽¹⁵⁾。

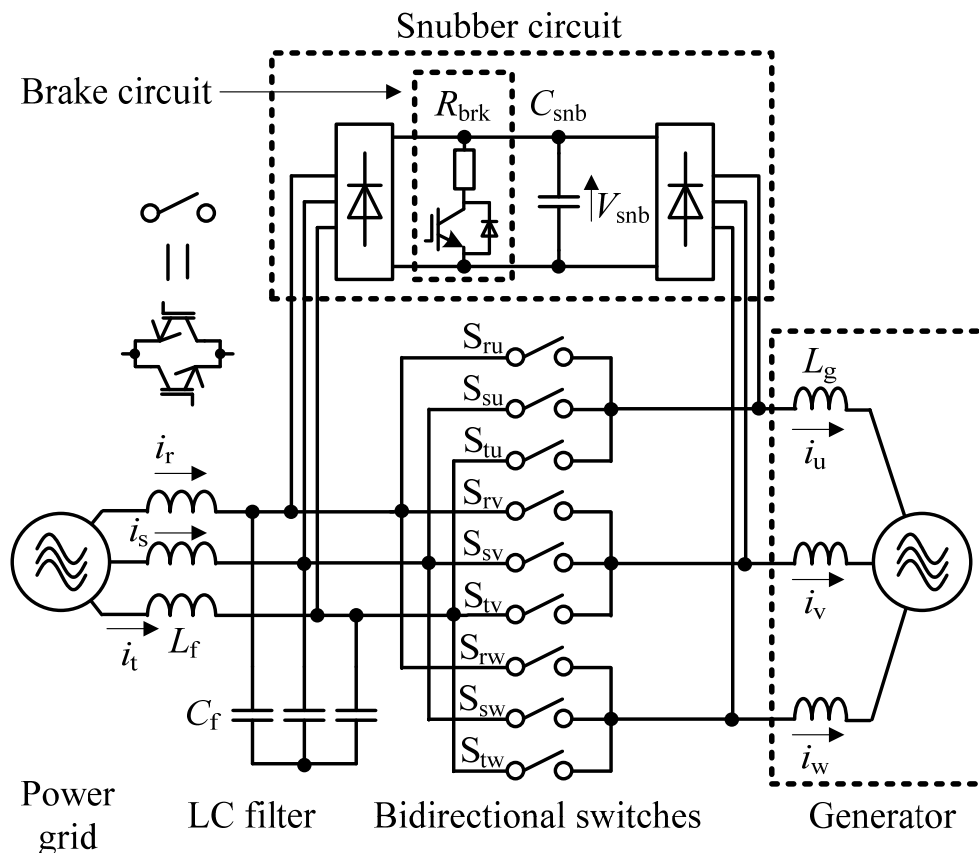
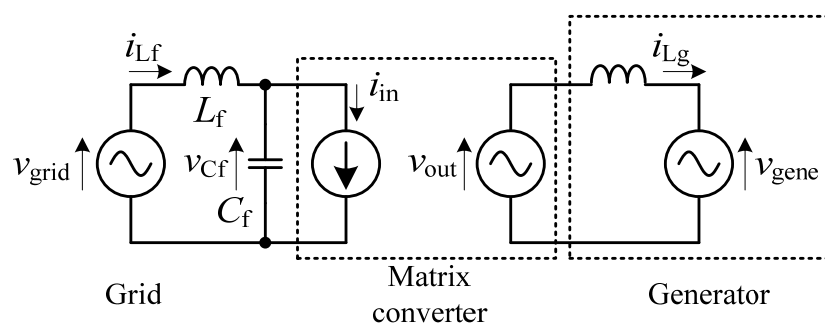


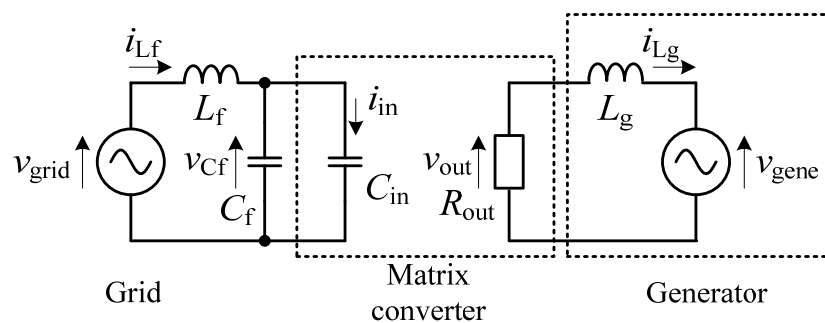
図 5.1 FRT に対応する系統連系用マトリックスコンバータの回路構成

5.3 アクティブインピーダンス動作による FRT の制御原理

図 5.2 に発電システム用マトリックスコンバータの FRT 制御に必要なアクティブインピーダンス動作を示す。2 章で述べたとおり、通常時のマトリックスコンバータは系統側が入力電流位相を制御する電流源となり、発電機側が電圧源として動作する。しかし、マトリックスコンバータの出力電圧 v_{out} は系統電圧の 0.866 倍以下に制限されるため、瞬低時も安定に運転を継続するためには電圧源動作から他の動作モードに切り替える必要がある。そこで、本研究では図 5.2 のように、瞬低中のマトリックスコンバータの入力アドミタンス Y_{in} をキャパシタ C_{in} とし、出力インピーダンス Z_{out} を抵抗 R_{out} として動作させる。2.5 節で述べたように、アクティブインピーダンス動作ではスナバ回路を含めることで入出力の瞬時有効電力が一致しなくても良いので、 Y_{in} をキャパシタとしても Z_{out} を抵抗とすることができる。図 5.2 (b) のように、入出力回路中の電源をそれぞれ系統電圧源と発電機の世界起電力のみとすることで回路中の電流はインピーダンスで制限され、マトリックスコンバータの入出力電流波形は発散せず安定に運転を継続できる。また、LC フィルタのフィルタインダクタの % インピーダンスは数 % なので、系統側では C_{in} によって $\pi/2$ rad 進みの無効電流が流れる。すなわち、系統へ流出する電流としては $\pi/2$ rad 遅れの無効電流となるため、瞬低中も系統に接続されたトランスに励磁電流を供給できる。一方、マトリックスコンバータの出力インピーダンスを抵抗 R_{out} として有効電力を消費することで、瞬低中も発電機トルクを維持できる。この R_{out} はマトリックスコンバータの変調によって図 5.1 のスナバ回路におけるブレーキ抵抗 R_{brk} がインピーダンス変換された見かけ上の抵抗であり、実際には R_{brk} で電力を消費する。このように、マトリックスコンバータのアクティブインピーダンス動作によって瞬低中も所望の動作を実現できる。



(a) 系統正常時における単相等価回路



(b) 瞬低時のアクティブインピーダンス動作による単相等価回路

図 5.2 発電システム用マトリックスコンバータの FRT 制御に必要な
 アクティブインピーダンス動作

5.4 瞬低時の動作モードと時分割制御

5.4.1 インダイレクトマトリックスコンバータによる検討

図 5.3 にアクティブインピーダンス動作による FRT 制御を検討するためのインダイレクトマトリックスコンバータ（以下、IMC）の回路図を示す。本論文では、仮想 AC-DC-AC 変換方式に基づき、マトリックスコンバータを図 5.3 のように CSR と VSI に置き換える。仮想 AC-DC-AC 変換方式とは、「系統側端子と発電機側端子の接続関係が同一であれば、変換器の構成が異なっても同じ入出力波形が得られる」との原理に基づいた方式⁽¹⁴⁾、マトリックスコンバータを仮想的に CSR と VSI に置き換えることで瞬低時のアクティブインピーダンス動作を実現する変調法を簡単に検討できる。なお、図 5.3 では瞬低中を想定するためスナバ回路をダイオードブリッジとスナバキャパシタ C_{snb} 、ブレーキ抵抗 R_{brk} の構成とする。さらに、簡単化のため LC フィルタを削除する。ここで、マトリックスコンバータと IMC で同じ入出力波形を得るためには、両者のスイッチング関数を用いて(5.1)式が成り立てば良い。ただし、図 5.1 のフィルタの影響は無視し、各スイッチング関数はオンの時 1、オフの時 0 とする。

$$\begin{bmatrix} S_{ru} & S_{su} & S_{tu} \\ S_{rv} & S_{sv} & S_{tv} \\ S_{rw} & S_{sw} & S_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} \\ S_{rn} & S_{sn} & S_{tn} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.1)$$

CSR と VSI の変調法は文献(14)で提案された三角波キャリア変調に基づき、CSR は系統力率を、VSI は発電機端子電圧を制御する。瞬低中は無効電流を系統に注入するため、CSR の系統力率指令値をゼロとし、CSR をキャパシタンスとして動作させる。なお、系統正常時は系統力率指令値を 1 とし、発電機から系統に電力を供給する。

一方、系統正常時の VSI は発電機をベクトル制御するが、瞬低時は CSR の系統力率ゼロ制御によって直流リンク電圧 e_{dc} がゼロになる。従って、瞬低時も発電機トルクを制御するためには e_{dc} を使わない VSI の変調法が必要になる。さらに、系統側に無効電流を注入するためには VSI の変調で一定の直流リンク電流 i_{dc} を確保しなければならない。本章では、この 2 つの課題を解決する VSI の変調法を提案する。なお、直流リンク電流は図 5.3 のように CSR から VSI に流れる向きを正とする。

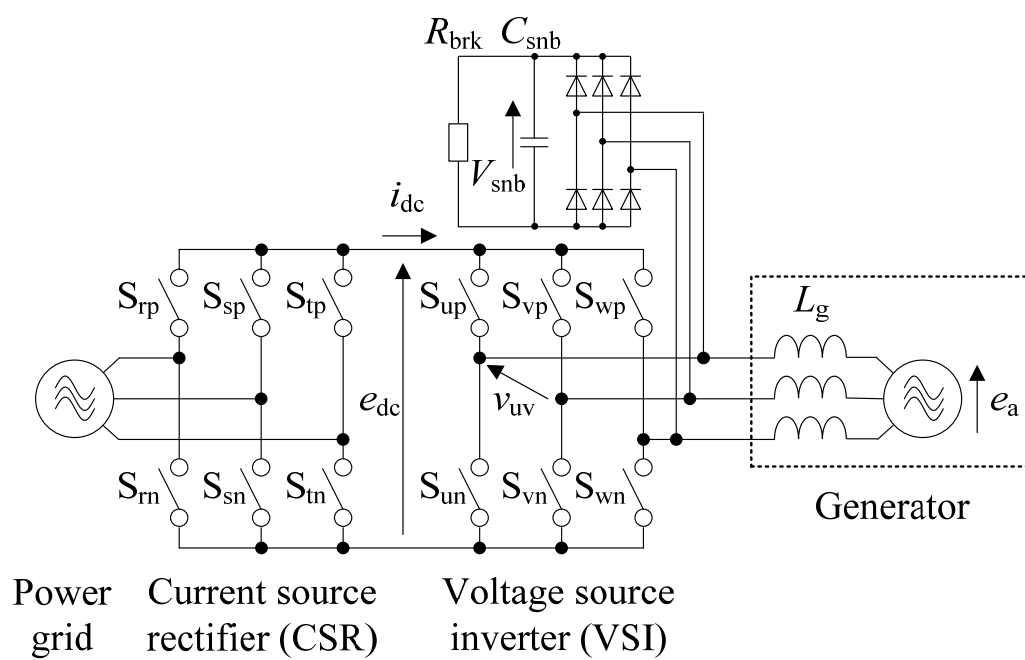


図 5.3 インダイレクトマトリックスコンバータの回路構成

5.4.2 VSI の動作モード

図 5.4 に提案する瞬低中の VSI の動作を示す。本変調法では VSI キャリア一周期中のモードを 3 つに時分割する。さらに、モード 1 とモード 2 のデューティをそれぞれスナバ導通デューティ d_{snb} と直流リンク導通デューティ d_{link} とする。

1) Mode I: スナバ導通モード

スナバ導通モードでは VSI の全スイッチをオフにし、発電機電流をスナバ回路に還流させる。スナバ導通モードの期間を制御するのはスナバ導通デューティ d_{snb} であり、この期間の直流リンク電流はゼロ、発電機端子間電圧振幅はスナバ直流電圧 V_{snb} に一致する。ただし、スナバ回路のダイオードブリッジの動作によって、発電機電流の符号が同じ相同士の線間電圧はゼロとなる。

2) Mode II: 直流リンク導通モード

図 5.5 に VSI の空間ベクトル図を示す。直流リンク導通モードでは VSI の空間ベクトルのうち、ゼロベクトル以外の V_1 - V_6 のいずれかを選択する。直流リンク導通モードの期間を制御するのは直流リンク導通デューティ d_{link} であり発電機側の全相が直流リンクに接続されるので一定の i_{dc} が得られ、発電機端子間電圧は直流リンク電圧に一致する。ただし、CSR を力率ゼロで動作させているので、系統周波数の 1/6 周期毎の直流リンク電圧の平均値はゼロである。

3) Mode III: 還流モード

還流モードでは VSI の空間ベクトルのうち、ゼロベクトルである V_0 もしくは V_7 を選択する。すなわち、還流モードでは VSI の下アームもしくは上アームの全スイッチがオンとなるため、発電機電流が VSI 内を還流する。この時、直流リンク電流と発電機端子間電圧は共にゼロとなる。なお、還流モードのデューティは $1-d_{\text{snb}}-d_{\text{link}}$ となる。

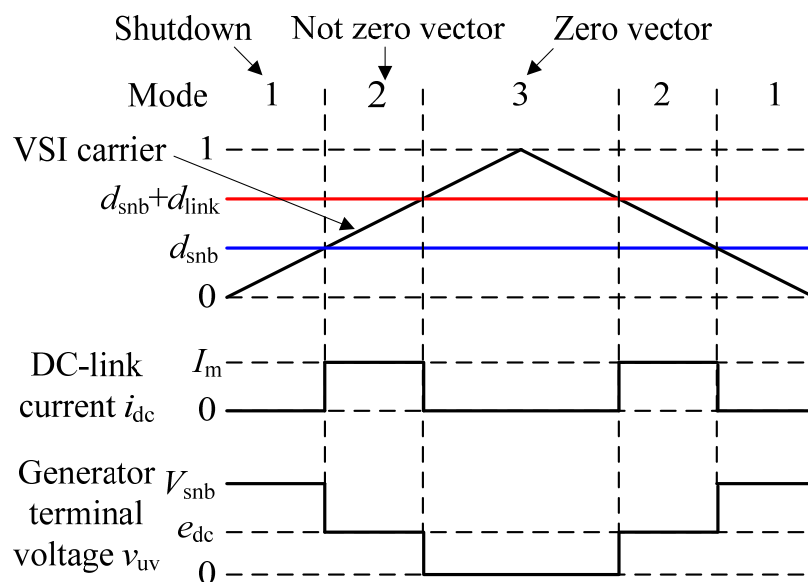


図 5.4 VSI の動作モード

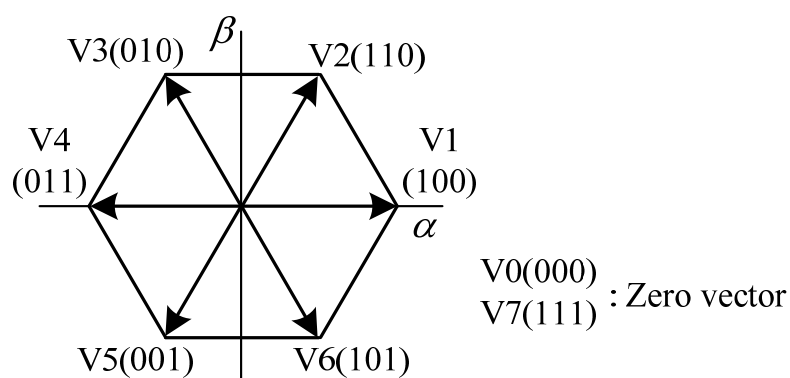


図 5.5 VSI の空間ベクトル図

5.4.3 発電機トルク制御の原理

図 5.6 にスナバ導通モードと還流モードにおける IMC の等価回路を示す。前述の通り、スナバ導通モードと還流モードでは i_{dc} がゼロなので、等価回路は VSI とスナバ回路、発電機のみで構成される。VSI のスイッチ S_1, S_2 はスナバ導通モードでオフとなり、還流モードでオンとなる。この時、図 5.6 の等価回路では還流モードで発電機インダクタンス L_g に発電機速度起電力 e_a からのエネルギーを充電し、スナバ導通モードでそのエネルギーをスナバ回路へ放電する。すなわち、図 5.6 の VSI は等価的に昇圧チョッパのような動作をとる。ここで、発電機から VSI に流入する有効電力と VSI からスナバへ流出する有効電力は等しいので、次式が成立する。

$$V_{snb} I_{snb} = \sqrt{3} V_{gene_line} I_a \cos\phi \dots\dots\dots (5.2)$$

ここで、発電機端子間電圧 V_{gene_line} と発電機電流 I_a は実効値とし、 $\cos\phi$ は発電機端子における基本波力率である。また、 V_{snb} に含まれるリップル成分は無視する。一方、図 5.6 では VSI が昇圧チョッパ動作となるため、発電機端子間電圧の基本波実効値 V_{gene_line} はスナバ導通デューティ d_{snb} を用いて次式で表される。

$$V_{gene_line} = \frac{K d_{snb} V_{snb}}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots (5.3)$$

ここで、 K は発電機端子間電圧に含まれるひずみに対する実効値の補正係数である。(5.2), (5.3)式より発電機電流実効値 I_a は次式で表される。

$$I_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{I_{snb}}{K d_{snb} \cos\phi} \dots\dots\dots (5.4)$$

(5.3), (5.4)式より、発電機端子から VSI を見たインピーダンス Z_{VSI} (Y 結線) は次式で表される。

$$\dot{Z}_{VSI} = \frac{V_{gene_line} / \sqrt{3}}{I_a} \angle\phi = \frac{1}{2} K^2 d_{snb}^2 \frac{V_{snb}}{I_{snb}} \cos\phi \angle\phi \dots\dots\dots (5.5)$$

スナバの電圧と電流に含まれるリップル成分は無視すると、スナバインピーダンスはブレーキ抵抗 R_{brk} のみになるので、(5.5)式より次式が得られる。

$$\dot{Z}_{VSI} = \frac{1}{2} K^2 d_{snb}^2 R_{brk} \cos\phi \angle\phi \dots\dots\dots (5.6)$$

第5章

アクティブインピーダンスによる マトリックスコンバータの FRT 制御

以上のように、図 5.6 の等価回路では VSI がチョップ動作となるため、VSI があたかもブレーキ抵抗をスナバ導通デューティ d_{snb} でインピーダンス変換しているように見え、かつそのインピーダンスが発電機端子に接続されているとみなすことができる。これにより、見かけ上 Z_{VSI} に含まれる抵抗成分が発電機有効電力を消費するため、(5.6)式に含まれる d_{snb} を用いてアクティブに VSI のインピーダンスを制御することで発電機トルクを制御できる。ただし、(5.6)式には検出が難しい K と $\cos\phi$ が含まれるため、実際にはその影響を自動的にキャンセルするフィードバック制御を導入する。このフィードバック制御については 5.5 節で述べる。

なお、スナバ導通モードのデューティが d_{snb} であるのに対し、還流モードのデューティは $1-d_{\text{snb}}-d_{\text{link}}$ となるため、 d_{link} がこのアクティブインピーダンス動作の外乱になるように見える。しかし、直流リンク導通モードにおける直流リンク平均電圧はゼロなので、図 5.6 において直流リンク導通モードは還流モードと同じとみなすことができる。従って、 d_{link} は VSI のアクティブインピーダンス動作の外乱とならない。このように、スナバ導通モードと還流モードを使用することで VSI を仮想的にインピーダンスとして動作させ、その抵抗成分によって発電機トルクを制御できる。

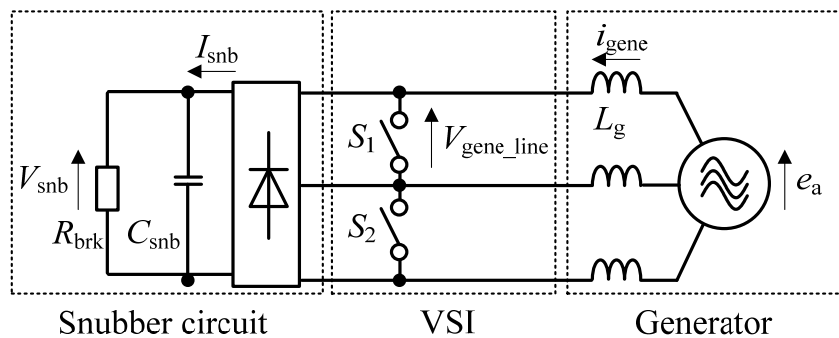


図 5.6 スナバ導通モードと還流モードにおける IMC の等価回路

5.4.4 直流リンク電流制御の原理

表 5.1 に発電機から系統への電力供給時における直流リンク導通モード (Mode 2) と還流モード (Mode 3) で選択するベクトルを示す。ただし、発電機電流ベクトルの角度 θ_g は電流ベクトルが d 軸に一致した瞬間を 0 deg. とする。なお、発電機電流ベクトルの角度は 発電機電流の $\alpha\beta$ 軸成分とアークタンジェントの近似式から簡単に求められる。また、図 5.7 に直流リンク導通モードでベクトル V1 を選択した時の VSI の電流経路を示す。図 5.7 に示すように、ベクトル V1 を選択するとそのスイッチングパターンから $i_{dc} = i_u$ となる。従って、表 5.1 に示す通り発電機電流ベクトルの角度に応じて直流リンク導通モードのベクトルを切り替えることで、負の i_{dc} を確保できる。なお、ここでは系統正常時と同じ電流の向きである負の i_{dc} を得るように VSI ベクトルを選んでいる。また、還流モードで選択するゼロベクトルはモードの移行時にスイッチングする相が常に一相のみとなるように切り替える。この還流モードと直流リンク導通モードの時比率に応じて直流リンク電流の大きさが決まる。さらに、VSI のキャリア比較で使用する三相デューティ指令値は、図 5.4 及び直流リンク導通モードと還流モードのベクトルの関係から表 5.1 のように与えれば良い。ただし、 d_{135}^* , d_{246}^* は次式から与える。

$$d_{135}^* = d_{link}^* + d_{snb}^* \dots\dots\dots (5.7)$$

$$d_{246}^* = 1 - d_{link}^* \dots\dots\dots (5.8)$$

ここで、 d_{link}^* と d_{snb}^* はそれぞれ d_{link} と d_{snb} の指令値である。以上のように、直流リンク導通モードにおける VSI ベクトルの切り替えによって一定の直流リンク電流 i_{dc} を確保し、さらに還流モードを組み合わせることで直流リンク電流の値を制御できる。従って、このモードで得られた i_{dc} と CSR の力率ゼロ変調を組み合わせることで系統に無効電流を注入できる。この動作を CSR のインピーダンス動作の観点から考えると、CSR は常に変調率 1 で動作するため、この直流リンク電流制御が瞬低中に CSR が模擬するキャパシタンスの制御に相当する。このように、直流リンク電流の制御と CSR の力率制御によって CSR のキャパシタンスを制御し、系統に無効電流を注入できる。さらに、提案法ではスナバ導通デューティと直流リンク導通デューティが互いに独立なので、スナバ導通モードと直流リンク導通モード、還流モードをキャリア一周期中に時分割変調することで、瞬低中の系統無効電流制御と発電機トルク制御を同時に達成できる。

表 5.1 直流リンク導通モードと還流モードで選択するベクトル

Generator current vector phase	Mode 2	Mode 3	VSI duty reference		
			d_u^*	d_v^*	d_w^*
$0\text{deg.} \leq \theta_{ig} < 60\text{deg.}$	V6	V7	1	d_{246}^*	1
$60\text{deg.} \leq \theta_{ig} < 120\text{deg.}$	V1	V0	d_{135}^*	0	0
$120\text{deg.} \leq \theta_{ig} < 180\text{deg.}$	V2	V7	1	1	d_{246}^*
$180\text{deg.} \leq \theta_{ig} < 240\text{deg.}$	V3	V0	0	d_{135}^*	0
$240\text{deg.} \leq \theta_{ig} < 300\text{deg.}$	V4	V7	d_{246}^*	1	1
$300\text{deg.} \leq \theta_{ig} < 360\text{deg.}$	V5	V0	0	0	d_{135}^*

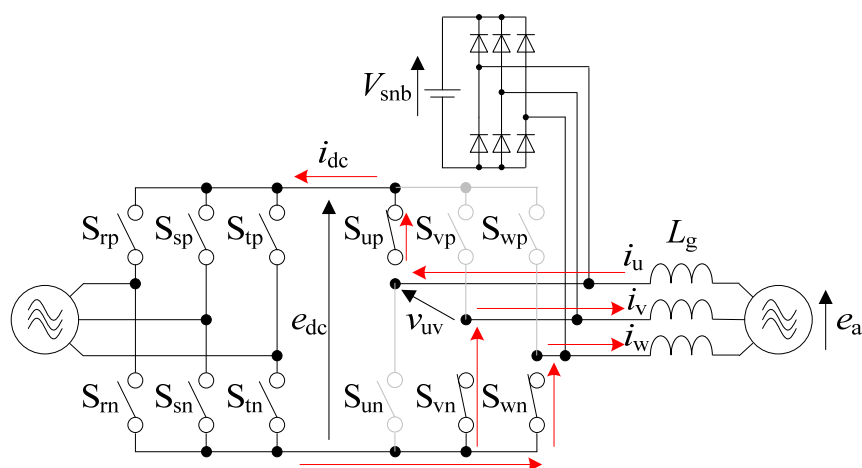


図 5.7 直流リンク導通モードでベクトル V1 を選択した時の電流経路

5.4.5 瞬低時の変調ブロック図

図 5.8 に、仮想 IMC の変調ブロック図を示す。CSR は文献(14)の一相変調法を用いる。ここで、CSR は瞬低時に系統力率指令値を変更するだけなので、系統正常時と瞬低時で変調を変える必要はない。一方、系統正常時の VSI も変形キャリアを用いた文献(14)の変調法を使用するが、瞬低時は全く異なる変調法を使用するため、瞬低を検出したらマルチプレクサ MUX2 を用いて VSI ゲートパルス进行切り替える。また、スナバ導通モードと直流リンク導通モードを分けるため MUX1 を用いる。一方、直流リンク導通デューティ指令値 d_{link}^* に対して d_{link}^{**} が生成されるが、これは CSR の一相変調による系統電流ひずみを除去する補償である。この補償で得られた d_{link}^{**} を d_{snb}^* とともに表 5.1 の通りに VSI の三相デューティに振り分けることで、瞬低時の VSI ゲートパルスが得られる。

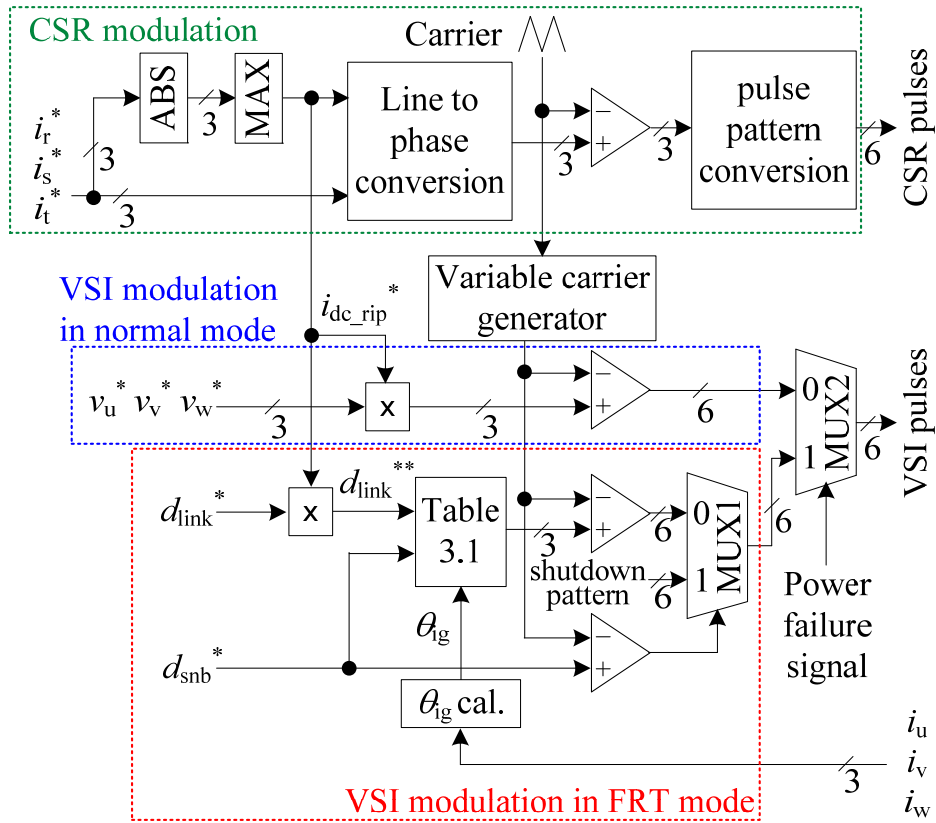


図 5.8 瞬低に対応する IMC の変調ブロック図

5.5 瞬低時のフィードバック制御

図 5.9 に瞬低中に導入するフィードバック制御のブロック図を示す。図 5.1 のとおり、実際のシステムではスナバ回路の電圧源がキャパシタとなり、発電機はインダクタと電圧源で模擬されるため、瞬低中に運転継続するにはスナバ電圧と発電機電流を安定に制御する必要がある。また、5.4.3 項で述べたように、VSI のアクティブインピーダンス動作では所望の抵抗値を得るためにスナバ導通デューティ d_{snb} を制御するが、 d_{snb} 以外の変数の影響を自動的にキャンセルする手法が求められる。このため、本節では瞬低中にスナバ電圧と発電機電流をフィードバック制御する。図 5.9 では、図 5.6 に示した等価回路を元にスナバ電圧制御をアウターループ、発電機電流制御をインナーループとしている。瞬低中はブレーキ IGBT がオンするので、スナバ電圧指令値 V_{snb}^* はブレーキ抵抗 R_{brk} で消費する有効電力に応じて決定する。これにより、アクティブインピーダンス動作で VSI が模擬する抵抗値を適切に制御できる。ただし、スナバダイオード及び主回路スイッチの耐圧の関係から V_{snb}^* はスナバ過電圧検出レベル以下とする。また、系統復帰時のスナバキャパシタへの充電電流によってスナバダイオードが破壊されるのを防ぐため、 V_{snb}^* は系統正常時のスナバ電圧よりも大きくする必要がある。従って、 V_{snb}^* と R_{brk} で消費できる有効電力 P_{brk} には次の制限がある。

$$V_{snb_nor} < V_{snb}^* < V_{snb_ov} \dots\dots\dots(5.9)$$

$$\frac{V_{snb_nor}^2}{R_{brk}} < P_{brk} < \frac{V_{snb_ov}^2}{R_{brk}} \dots\dots\dots(5.10)$$

ここで、 V_{snb_nor} は系統正常時のスナバ電圧、 V_{snb_ov} はスナバ過電圧レベルである。なお、スナバに系統からの充電電流を抑制する初期充電回路を接続して系統復帰時に抵抗を介した充電経路を確保できる場合、図 5.6 の等価回路から(5.9)、(5.10)式の下限值がそれぞれ E_a と E_a^2/R_{brk} になり(5.10)式の範囲を拡大できる。ただし、 E_a は発電機速度起電力である。

図 5.9 ではスナバ電圧制御、発電機電流制御ともに PI 制御器を用いるが、図 5.6 の S_1, S_2 が同期してスイッチングするため、発電機電流の位相を制御するにはスイッチングの自由度が足りない。このため、発電機電流は振幅のみを制御する。一方、図 5.6 からわかるように、発電機の速度起電力 E_a がほぼ一定の場合、発電機電流の振幅を増やすためには発電機端子電圧を下げなければいけない。このことから、発電機電流制御のフィードフォワー

ド項 E_a に対して PI 制御器の出力を減算する。さらに、スナバ導通デューティ指令値 d_{snb}^* を得るために、発電機端子電圧指令値をスナバ電圧 V_{snb} で除算する。以上のフィードバック制御を導入することで、瞬低中における安定した運転継続と発電機トルク制御を達成できる。さらに、前節で示した時分割変調と図 5.9 のフィードバック制御を合わせることで、瞬低中の運転継続と系統無効電流制御、発電機トルク制御という 3 つの機能を同時に実現できる。

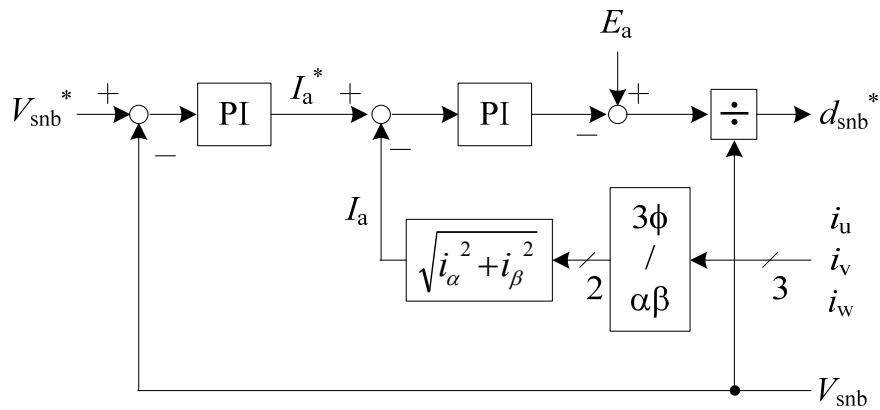


図 5.9 瞬低時に導入するスナバ電圧制御と発電機電流振幅制御のブロック図

5.6 シミュレーション結果

表 5.2 に提案するアクティブインピーダンスに基づいた FRT 制御法の妥当性を検証するシミュレーション条件を示し、表 5.3 にフィードバック制御パラメータを示す。ただし、発電機の代わりにインダクタと電圧源を用いる。本章では残電圧を 0% とした ZVRT (Zero voltage ride through) の条件において、図 5.1 のマトリックスコンバータの FRT 制御のシミュレーション結果を示す。 E_a 及び発電機電流制御系の回転座標変換に必要な角度は、代用した電圧源の瞬時値とアークタンジェントの近似式を用いて演算する。なお、実際に発電機を使用する際の E_a は回転子速度から推定でき、また角度は回転子位置から求められる。瞬低は三相電圧低下とし、継続期間は 100 ms とする。また、直流リンク導通デューティ指令値は次式で与える。

$$d_{link}^* = k(1 - d_{snb}^*) \dots\dots\dots (5.11)$$

ここで k はスナバ電圧制御を優先した際の系統無効電流指令値を決定する無次元の比例係数である。具体的には、スナバ電圧制御に必要な d_{snb}^* を除いた $(1 - d_{snb}^*)$ を直流リンク導通モードと還流モードに割り当て、 $(1 - d_{snb}^*)$ に対する直流リンク導通モードの比率を k とする。すなわち $k = 1$ の時に最大の系統電流振幅が得られ、 $k = 0$ の時は系統電流振幅が最小となる。本シミュレーションでは k を 1 に設定する。

図 5.10 に ZVRT のシミュレーション結果を示す。図 5.10 の瞬低期間では、仮想 CSR の力率ゼロ制御と仮想 VSI の直流リンク導通モードによって CSR がキャパシタとして動作し、基本波が 3.28 A (0.76 p.u. に相当) の無効電流を系統に注入できている。ただし、図 5.10 では瞬低時の系統電圧ベクトル角度を PLL (Phase locked loop) で保持できているものとする。また、仮想 VSI のスナバ導通モードと図 5.9 のフィードバック制御によってスナバ電圧が指令値の 400 V に一致し、各部の電圧電流波形が発散することなく安定にライドスルーできることを確認した。さらに、スナバ電圧を 400 V に制御することで、発電機からブレーキ抵抗に供給される有効電力は系統正常時と同等の 1.5 kW となり、瞬低中も発電機トルクを制御できることを確認した。なお、瞬低中の系統電流と発電機電流はひずみを含む波形となるが、これはスナバのダイオードブリッジの動作と発電機インダクタンスの影響であり、このひずみの改善は今後の課題とする。以上のように、提案する FRT 制御をマトリックスコンバータに導入することで、瞬低中の運転継続と系統無効電流注入、発電

機トルク制御を同時に達成できることを確認した。

表 5.2 シミュレーション及び実験条件

Grid line voltage	200 V	FRT duration	100 ms
Rated power	1.5 kW	Carrier frequency	10 kHz
Grid side filter L (L_f)	2.15 mH (2.53%)	Generator back e.m.f.	140V
Grid side filter C (C_f)	7.92 μ F (6.64%)	Generator inductance (L_g)	3.86 mH (9.28%)
Snubber capacitor	300 μ F	Brake resistor	110 Ω

表 5.3 フィードバック制御パラメータ

Normal mode (Field oriented control)		d-axis current reference	0 p.u.
		q-axis current reference	-1 p.u.
		Proportional gain	1.2 p.u.
		Integral time	26.6 ms
FRT mode	Snubber voltage control	Voltage reference	400 V
		Proportional gain	2.0 p.u.
		Integral time	33 ms
	Generator current control	Proportional gain	1.0 p.u.
		Integral time	3.3 ms

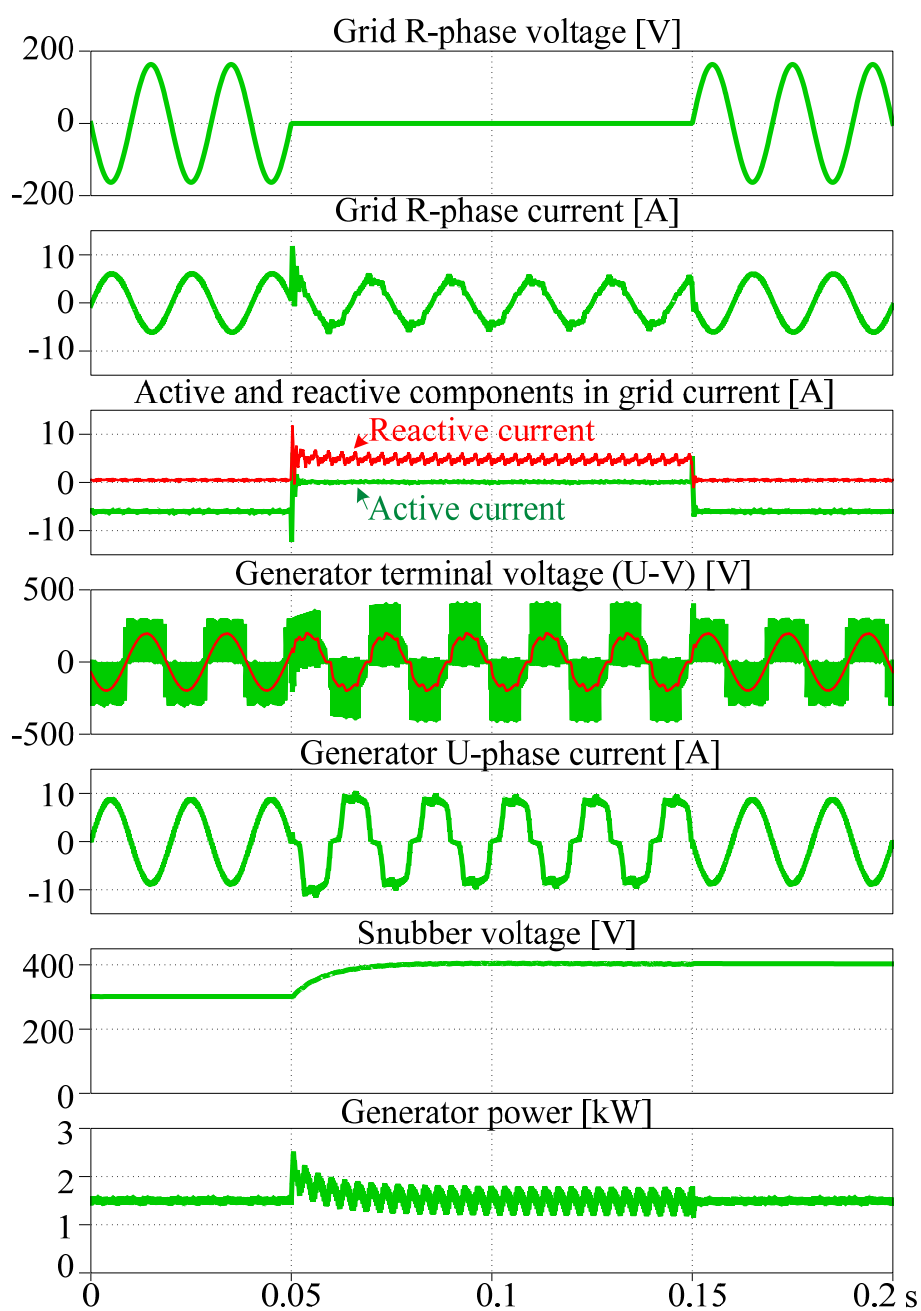


図 5.10 残電圧 0%におけるシミュレーション結果

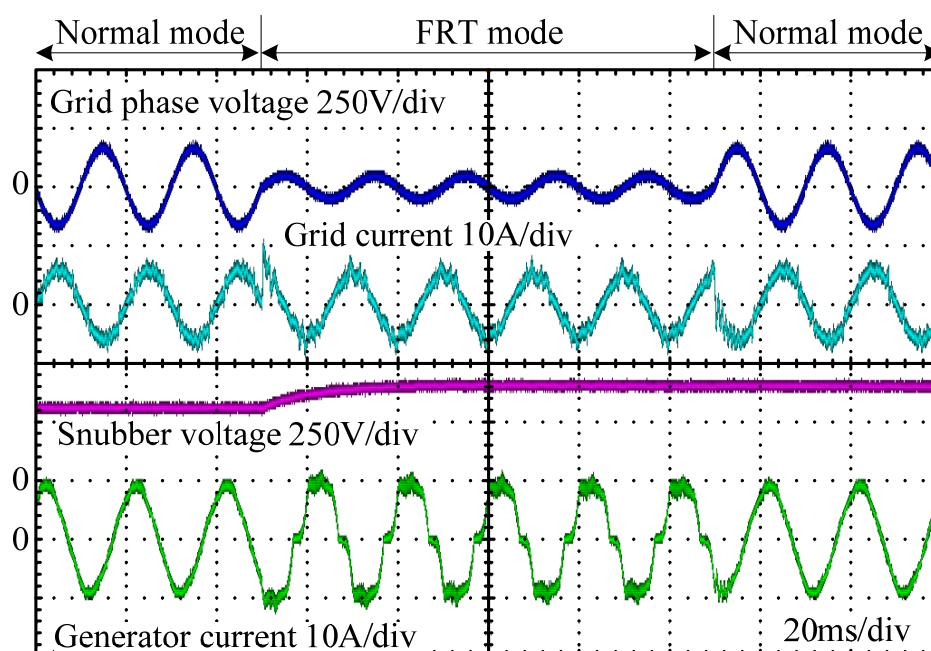
5.7 実験結果

本節では図 5.1 の試作機を構成し、実験で提案する FRT 制御の有用性を確認する。実験条件は表 5.2、表 5.3 と同様である。ただし、シミュレーションと同様に発電機の代わりにインダクタと電圧源を用い、インダクタに流れる q 軸電流を発電機トルクとして評価する。実験では、瞬低を発生させる電源として NF 回路設計ブロック社製の電源環境シミュレータ ES 6000W⁽¹⁶⁾を用い、100 ms もの間三相電圧低下を発生させる。また、マトリックスコンバータの転流シーケンスの関係で系統三相電圧の最大相、中間相、最小相の判別が必要なたため、瞬低中の残電圧を 0%ではなく 30%とする。なお、PLL を用いれば ZVRT でも上記の大中小判別は可能だが、今回は簡単化のため検出電圧瞬時値から大中小関係を判別する。さらに、マトリックスコンバータの損失による供給電力の低下を補正するため、発電機 q 軸電流指令値を -1.07 p.u. とする。

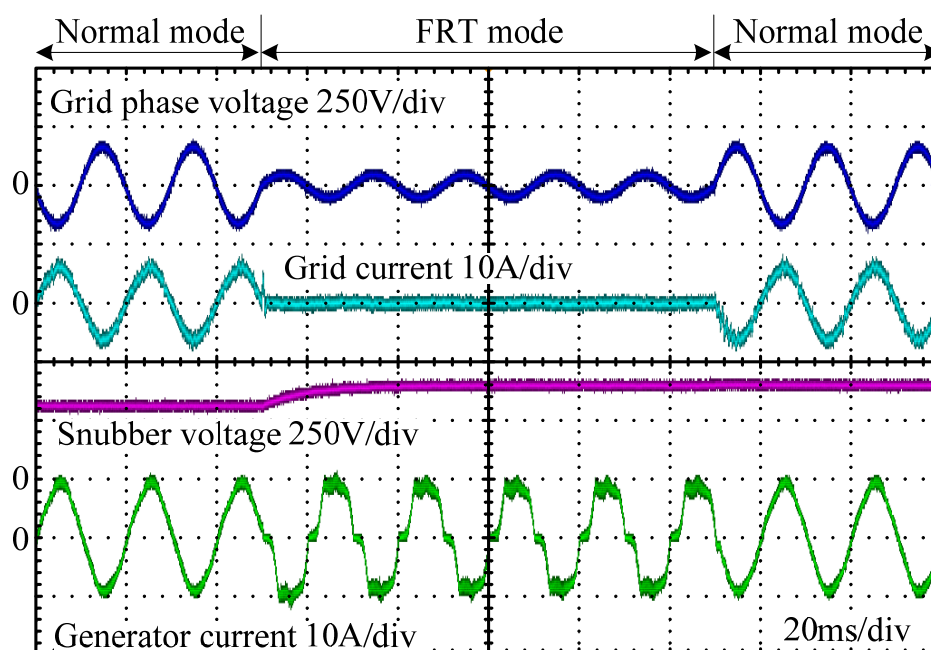
図 5.11 にマトリックスコンバータの各部波形を示す。(a)が $k=1$ の時で(b)が $k=0$ の時の波形である。系統正常時はベクトル制御で発電機から系統へ電力を供給するので、系統電流は系統相電圧と位相が反転した正弦波になる。また、発電機電流も正弦波となり、図 5.11 では定格電力を系統に供給している。一方、瞬低時の系統電流はひずみを含んだ正弦波状の周期波形となり、発電機電流は 120 度導通のような波形となる。これはスナバのダイオードブリッジの動作が原因であり、図 5.10 のシミュレーション結果と良く一致する。また、図 5.11 では直流リンク導通モードと k によって仮想 CSR のキャパシタンスを等価的に制御し、瞬低中の系統電流振幅を制御できることがわかる。この時、(a)の基本波振幅は 0.86 p.u.で(b)では 0.01 p.u.となる。さらに、スナバ電圧と発電機電流は両者でほぼ同じ波形となり、直流リンク導通モードが図 5.9 のフィードバック制御に影響を与えないことも確認できる。このように、提案する FRT 制御によって瞬低中もマトリックスコンバータを安定に運転継続できることを確認した。

図 5.12 にマトリックスコンバータの系統側波形を示す。この時の k は 1 である。系統正常時は定格の有効電流を系統に供給するが、瞬低時は仮想 CSR のキャパシタ動作によって瞬低中の系統有効電流がほぼゼロになる。しかし、仮想 VSI の直流リンク導通モードによってマトリックスコンバータの仮想直流リンクに電流が流れるので、結果的に 0.86 p.u.の無効電流を系統に注入できる。このように、マトリックスコンバータが瞬低中に系統に無

効電流を注入できることを確認した。



(a) $k = 1$



(b) $k = 0$

図 5.11 マトリックスコンバータの各部波形

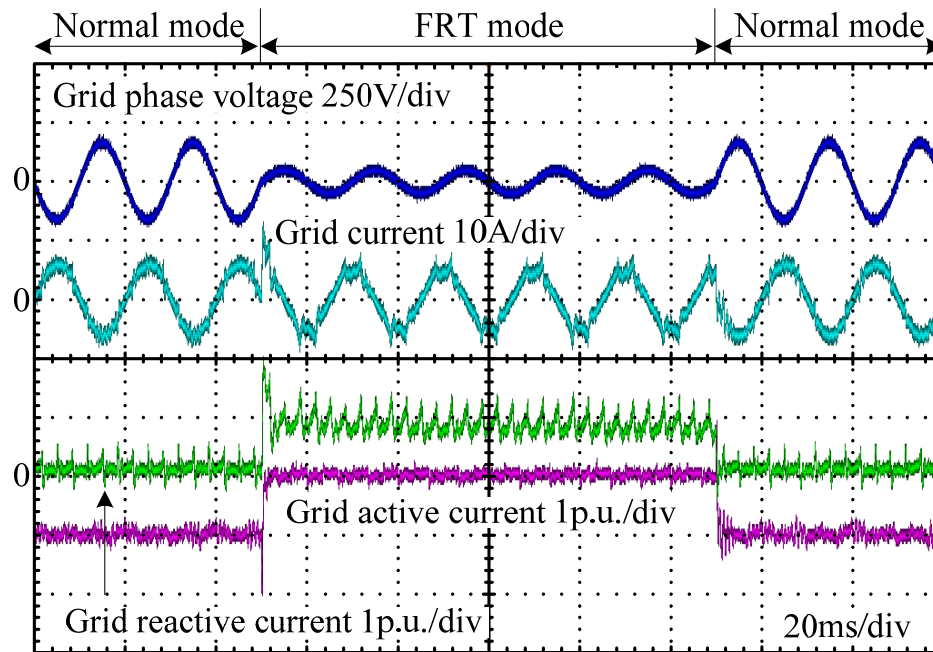


図 5.12 系統側の電圧電流波形

図 5.13 に k に対する瞬低時の無効電流値を示す。瞬低時の無効電流は k に対して比例となる。これは k に応じて直流リンク導通モードと還流モードが切り替えられ、等価的に仮想 CSR のキャパシタンスが制御されるためである。このように、 k に応じて系統無効電流を調整できることを確認した。なお、 k が 1 の時に系統無効電流が 1 p.u. とならないのは、(5.11) 式のスナバ導通デューティによって直流リンク導通デューティが制限されるためである。ここで、ドイツの E.ON コードへの対応を検討すると、図 5.13 で得た無効電流特性の最大値 0.86p.u. は残電圧 57% 以上の領域（電圧低下率 43% 以下）まで対応できる。従って、残電圧の度合いによっては瞬低中に系統へ注入する無効電流が不十分な場合があるが、この無効電流制御の範囲を拡大する方法は今後の課題とする。

図 5.14 にスナバ電圧制御と発電機電流振幅制御の応答を示す。ここでは、系統正常時と同等の発電機有効電力を VSI が模擬する抵抗で消費するため、スナバ電圧指令値を 400 V とした。結果より、図 5.9 のフィードバック制御によって瞬低中のスナバ電圧と発電機電流振幅が指令値に追従し、安定に運転を継続できることを確認した。なお、図 5.9 の PI 制御器に関して所望の応答を得るためのゲイン設計は今後の課題とする。

図 5.15 に発電機の dq 軸電流波形を示す。ただし、瞬低中の指令値は系統正常時のベクトル制御で使用した値を保持している。図 5.15 からわかるように、系統正常時の d 軸電流と q 軸電流はベクトル制御によってそれぞれ 0 p.u. と -1.07 p.u. の指令値に追従している。なお、系統正常時の dq 軸電流波形に重畳するリップルは、系統側を基準としたマトリックスコンバータの電圧利用率を改善するために導入した二相変調に起因する零相電圧変動の影響である。瞬低中の q 軸電流に着目すると、その平均値は指令値に追従する。これは、図 5.14 で述べたようにスナバ電圧指令値を 400 V に設定することで瞬低中も系統正常時と同様に定格有効電力が発電機から供給され、仮想 VSI が模擬する見かけ上の抵抗成分でその電力を消費するためである。一方、瞬低中の d 軸電流は指令値に追従せず、その平均値は -0.34 p.u. となる。これは、図 5.9 が発電機電流の位相を制御せずに振幅だけを制御するためである。本節では発電機リアクタンスを模擬する素子として三相インダクタを使用しているため、d 軸は無効電力軸となる。従って、d 軸電流が指令値に追従しなくとも発電機トルクには影響しないため、制御的には問題ない。なお、d 軸電流がトルクに寄与する埋込磁石同期発電機を使用した場合でも、本研究で想定する風力発電やエンジン発電機などの用途で

は瞬低中でも発電機速度がほぼ一定となるため、VSIが模擬する抵抗で消費する有効電力が瞬低前と同じであれば発電機トルクも瞬低前と同じ値になる。一方、dq軸電流に含まれるリップルは系統電流ひずみと同様に発電機とスナバのダイオードブリッジが原因である。しかし、図5.15のq軸電流波形から提案するFRT制御によって瞬低中でも系統正常時と同等の発電機トルクを印加できることを確認した。

次に、提案法による瞬低中の運転継続、系統無効電流制御、発電機トルク制御の同時性について述べる。まず、運転継続と系統無効電流制御の同時性は瞬低による系統電圧低下の波形を観測した図5.11と図5.12によって明らかである。次に、発電機トルク制御を加えた場合の同時性は図5.11と図5.15を用いて次のように説明できる。図5.11より、瞬低中はスナバのダイオードブリッジによって発電機電流が矩形波状にひずむ。この時、発電機電流には発電機周波数の5次、7次成分が重畳しており、dq座標上では6次の周波数成分となる。ここで図5.15を見ると、dq軸電流には-1.07 p.u.のトルク電流に加えて6次の周波数成分が重畳しており、図5.11の結果と合わせることで瞬低中に発電機トルク制御も達成できることがわかる。以上のことから、提案するFRT制御で瞬低中の運転継続と系統無効電流制御、発電機トルク制御を同時に達成できることを確認した。

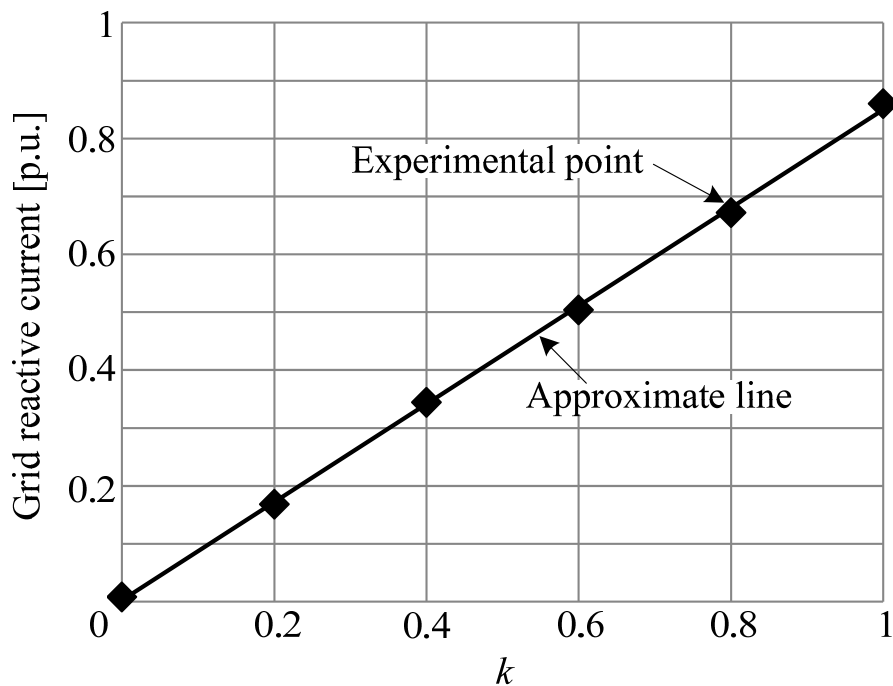


図 5.13 系統無効電流制御特性

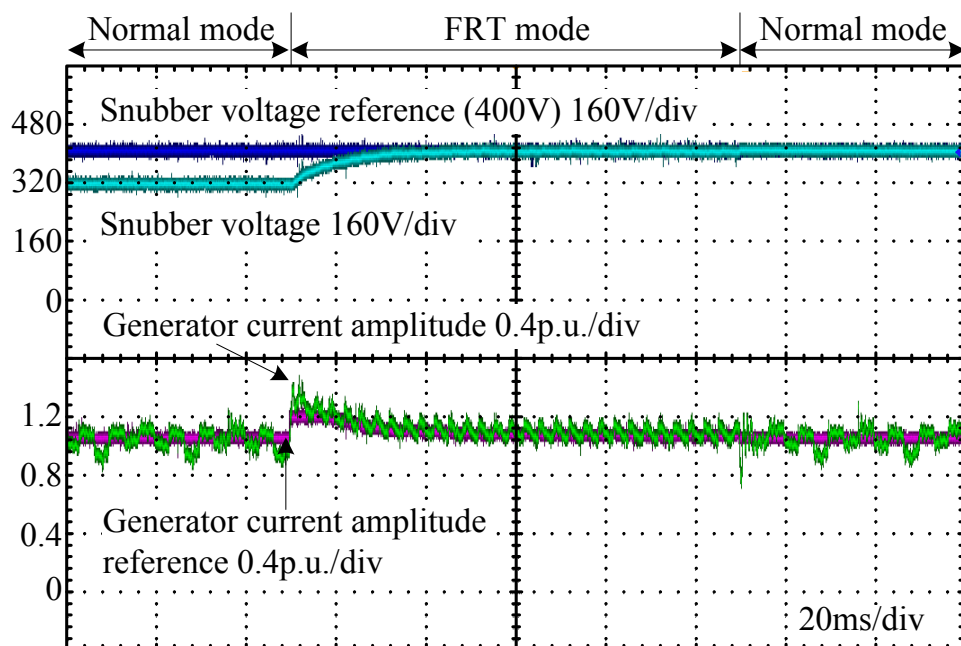


図 5.14 スナバ電圧制御と発電機電流振幅制御の応答波形

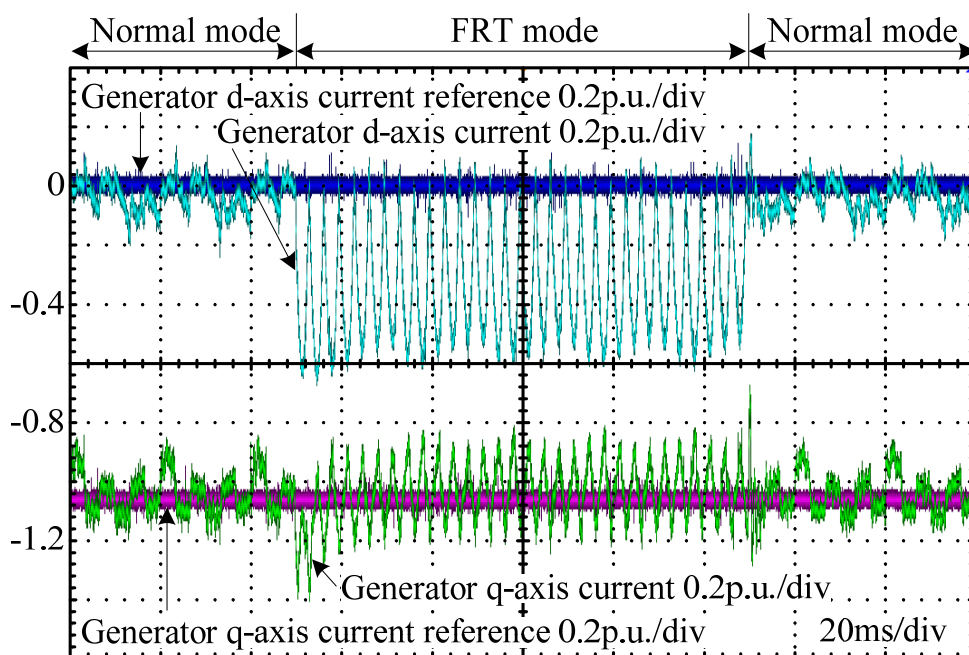


図 5.15 発電機 dq 軸電流波形

5.8 多重マトリックスコンバータへの適用に関する基礎検討

本節では、中電圧用途向けの多重マトリックスコンバータに提案する FRT 制御を適用するための検討を行う。2 章でも述べたように、多重マトリックスコンバータは三相一単相マトリックスコンバータセルをカスケード接続したトポロジーであり、発電システムに適用する場合はこれまで検討した低圧用のマトリックスコンバータと同様の FRT 機能が求められる。しかし、低圧用のマトリックスコンバータとの相違点として多重マトリックスコンバータではスナバを含むセルを多数使用するため、ブレーキ回路をスナバ回路に組み込む方法をそのまま適用すると瞬低時のスナバ電圧の均等化や信頼性に問題がある。そこで本節では、多数のセルに対して追加するブレーキ回路を 1 つのみとした多重マトリックスコンバータ用の FRT 制御を提案する。ここでは、追加するブレーキ回路を「一括型ブレーキ回路」と定義し、一括型ブレーキ回路を発電機と並列接続することで瞬低中も発電機トルクを維持する。本節では、FRT における多重マトリックスコンバータならではの注意点とその対策を明らかにし、低圧用のマトリックスコンバータを用いた実験機にてその有用性を実証する。

5.8.1 回路構成

図 5.16 に一括型ブレーキ回路を備えたマトリックスコンバータの回路図を示す。本節では、多重マトリックスコンバータ用 FRT 制御の基礎検証として、低圧用のマトリックスコンバータにブレーキ回路を追加してその有用性を検討する。ブレーキ回路は発電機に対して並列接続となるため、多重マトリックスコンバータに適用した時もブレーキ回路の数はセル数に依存せず 1 つのみで良い。ブレーキ IGBT は瞬低中、常にオンとなり、ブレーキ抵抗 R_{brk} で発電機有効電力を消費してトルク変動を抑制する。ブレーキキャパシタ C_{brk} は瞬低中のブレーキキャパシタ電圧 V_{brk} をフィードバック制御するために用いる。また、抵抗 R_{ic} は C_{brk} の初期充電における突入電流防止の役割があるが、ブレーキ回路が動作する瞬低中は R_{ic} で損失が発生しても問題ないため、リレーを用いたバイパス回路は不要である。ただし、次節で述べる制御への影響を少なくするため、 R_{ic} は R_{brk} よりも十分小さい値で設計する。

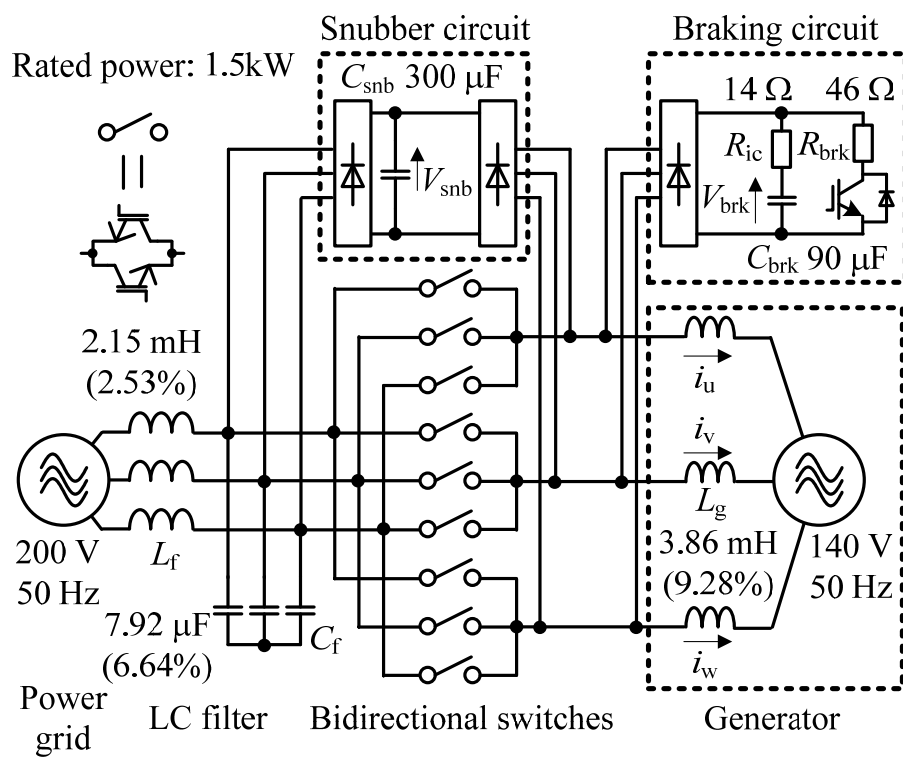


図 5.16 一括型ブレーキ回路を備えたマトリックスコンバータの回路構成

5.8.2 制御ブロック図

図 5.17 に瞬低中の発電機トルク制御に必要な制御ブロック図を示す。なお、瞬低時の変調法は図 5.8 のブロック図を用いており、図 5.17 はその変調法に必要なデューティ指令値 d_{brk}^* を出力する。この d_{brk}^* は図 5.8 では d_{snb}^* に相当し、仮想 VSI のアクティブインピーダンス動作による等価抵抗を制御する。図 5.17 では、図 5.9 と同様に V_{brk} と発電機の電流振幅を PI 制御し、ブレーキキャパシタ電圧指令値 V_{brk}^* は R_{brk} で消費する電力に応じて決定する。図 5.16 の回路ではスナバ回路とブレーキ回路の両方でダイオードブリッジが使われているが、発電機電力を消費するためにはスナバ回路の発電機側ダイオードブリッジをターンオンさせずに、ブレーキ回路のダイオードブリッジのみをターンオンさせる必要がある。従って、 V_{brk}^* は次式で制限される。

$$E_a < V_{brk}^* < V_{snb} \dots\dots\dots (5.12)$$

ここで、 E_a は発電機速度起電力である。 V_{brk}^* の下限が E_a となるのは、5.4.3 項でも述べたように発電機速度起電力から見た瞬低中の等価回路が単方向の昇圧チョッパと同様になるためである。

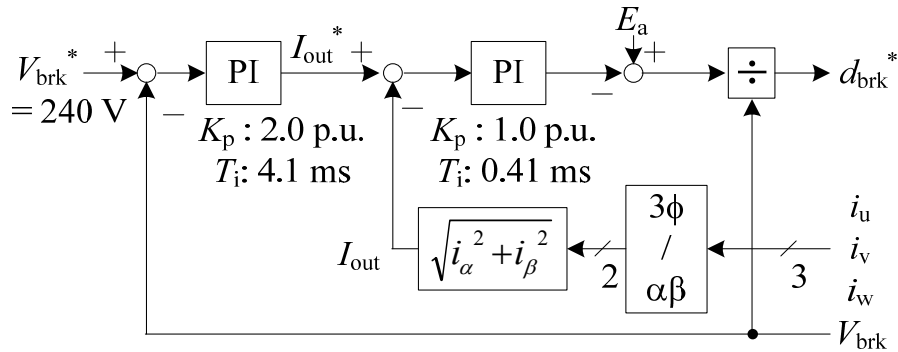


図 5.17 一括型ブレーキ回路を備えたマトリックスコンバータの制御ブロック図

5.8.3 実験結果

図 5.16 の 1.5 kW 試作機を構成し、残電圧 30%の三相電圧低下を 100 ms の間発生させ提案法の有用性を検証する。ただし、多くの FRT 要件で規定された運転継続時間が 1 秒以下であることや、動作の切り替えによる過渡現象の観測を容易にするため、瞬低の継続時間は 100 ms とする。また、発電機の代わりにインダクタと電圧源を用い、インダクタに流れる q 軸電流を発電機トルクとして評価する。また、マトリックスコンバータの損失による供給電力の低下を考慮し、系統正常時の q 軸電流指令値を -1.07 p.u. とする。

図 5.18 にマトリックスコンバータの系統側波形を示す。系統正常時は発電電力を系統に供給するので定格有効電流が流れる。一方、瞬低時は図 5.8 の変調法で仮想 CSR がキャパシタとして動作するので、系統に 0.60 p.u. の無効電流を流している。

図 5.19 にマトリックスコンバータのスナバ電圧、ブレーキ電圧、発電機 dq 軸電流の波形を示す。ここでは、系統正常時と同等の発電機電力を R_{brk} で消費するため V_{brk}^* を 240 V とした。瞬低中のブレーキ電圧は図 5.17 の制御によって 240 V となる。系統正常時のスナバ電圧はスナバ回路の系統側のダイオードブリッジによって 315 V となるため、ブレーキ電圧を 240 V とすることでスナバへの発電機電流の流入を防ぐことができる。また、瞬低中は R_{brk} で発電機電力を消費するため、瞬低中の q 軸電流は瞬低前と同等の -1.07 p.u. となる。従って、図 5.18 と図 5.19 の結果から、多重マトリックスコンバータ用の FRT 制御でもシステムが安定に運転を継続し、系統無効電流と発電機トルクを同時に制御できることを確認した。なお、瞬低から復帰した際にブレーキ電圧がスナバ電圧に近づくのは、発電機端子電圧の包絡線が系統電圧に一致し、ダイオードブリッジを通じて C_{brk} が充電されるためである。

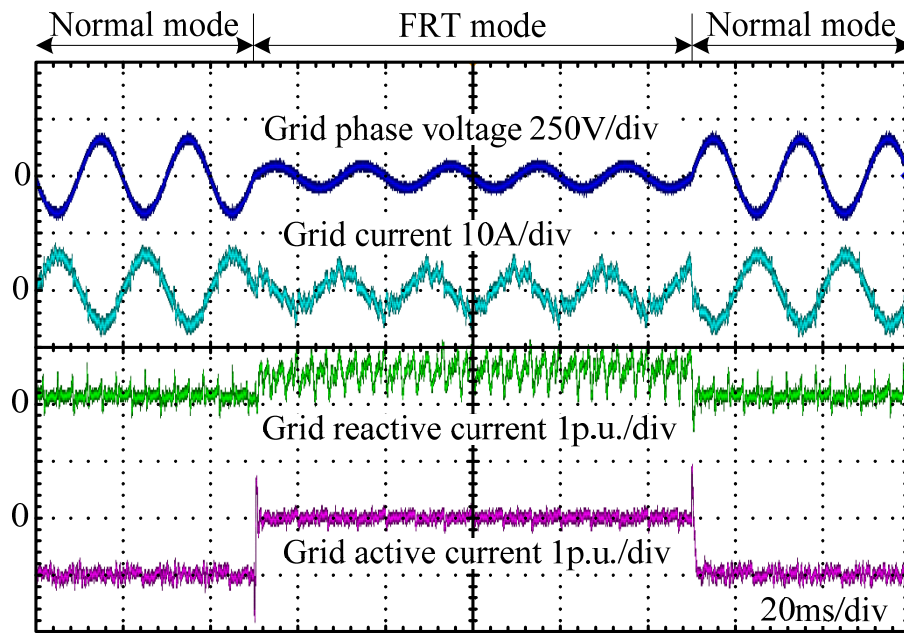


図 5.18 一括型ブレーキ回路を備えたマトリックスコンバータの系統電流波形

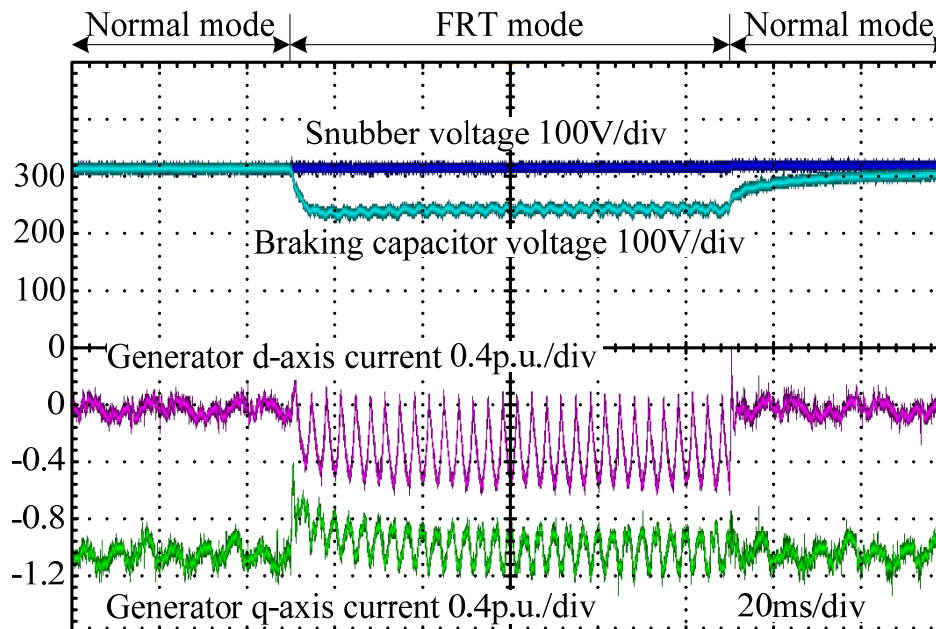


図 5.19 一括型ブレーキ回路を備えたマトリックスコンバータのスナバ電圧、
ブレーキ電圧、発電機 dq 軸電流の波形

5.9 結論

本章では、瞬低中の安定な運転継続、系統無効電流制御、発電機トルク制御を同時に達成するため、アクティブインピーダンスに基づいたマトリックスコンバータの FRT 制御の具体的な実現方法について述べ、その有用性を実験で実証した。以下に、本章で得た結果を記す。

- 1) 瞬低中のマトリックスコンバータをインダイレクト形 (CSR + VSI) に置き換え、CSR をキャパシタとして動作させ、抵抗を含むインピーダンスとして VSI を動作させることで上記の 3 つの FRT 機能を実現する。このため、本章では CSR と VSI をインピーダンスとして動作させる変調法とフィードバック制御を提案した。
- 2) 提案するフィードバック制御によって、瞬低中もマトリックスコンバータの各部波形は発散せず安定に運転継続できる。
- 3) CSR の力率ゼロ変調と VSI の直流リンク導通モードを組み合わせることで CSR を等価的にキャパシタとして動作させ、瞬低中の系統に最大 0.86 p.u.までの無効電流を供給できる。
- 4) VSI のスナバ導通モードを利用したブレーキ抵抗のインピーダンス変換によって、瞬低中も瞬低前と同様に定格トルクを発電機に印加できる。
- 5) 実験では残電圧 30%の LVRT (Low voltage ride through)を検証したが、残電圧 0%の ZVRT も上記の FRT 機能を実現でき、提案法が瞬低条件に依存しないことをシミュレーションで確認した。
- 6) 多重マトリックスコンバータを想定した FRT 制御においても、瞬低中の運転継続や 0.60 p.u.の系統無効電流注入、発電機の定格トルク制御を確認し、低圧用マトリックスコンバータと同様に所望の運転継続特性を得られることを確認した。

以上の結果より、本章で提案したマトリックスコンバータの FRT 制御の有用性を確認した。

参考文献

- (1) P. W. Wheeler, J. C. Clare, M. Apap, L. Empringham, L. de Lillo, K. J. Bradley, C. Whitley and G. Towers: “Power supply loss ride-through and device voltage drop compensation in a matrix converter permanent magnet motor drive for an aircraft actuator”, Proc. 35th PESC 2004, pp. 149-154 (2004)
- (2) J. K. Kang, H. Hara, A. M. Hava, E. Yamamoto, E. Watanabe, T. Kume: “The Matrix Converter Drive Performance Under Abnormal Input Voltage Conditions”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 721-730 (2002)
- (3) E. P. Wiechmann, R. P. Burgos, J. Rodriguez: “Continuously Motor-Synchronized Ride-Through Capability for Matrix-Converter Adjustable-Speed Drives”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49, No. 2, pp. 390-400 (2002)
- (4) D. Orser, N. Mohan: “A Matrix Converter Ride-Through Configuration Using Input Filter Capacitors as an Energy Exchange Mechanism”, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 30, No. 8, pp. 4377-4385 (2015)
- (5) H. J. Cha, P. N. Enjeti: “Matrix Converter-fed ASDs”, IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 10, No. 4, pp. 33-39 (2004)
- (6) C. Klumpner, I. Boldea, F. Blaabjerg: “Limited Ride-Through Capabilities for Direct Frequency Converters”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 16, No. 6, pp. 837-845 (2001)
- (7) C. Klumpner, F. Blaabjerg: “Experimental Evaluation of Ride-Through Capabilities for a Matrix Converter Under Short Power Interruptions”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49, No. 2, pp. 315-324 (2002)
- (8) C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, F. Blaabjerg: “A New Matrix Converter-Motor (MCM) for Industry Applications”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49, No. 2, pp. 325-335 (2002)
- (9) C. Klumpner, F. Blaabjerg: “Short Term Braking Capability During Power Interruptions for Integrated Matrix Converter-Motor Drives”, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 19, No. 2, pp. 303-311 (2004)
- (10) R. Prasad: “Low Voltage Ride-Through Capability for Matrix Converter fed Adjustable-Speed Induction Machine Drives for Industrial and Wind Applications”, Ph.D. dissertation, Dept. Elect.

- Eng., Univ. Minnesota, Minneapolis, MN, USA, (2011)
- (11) J. Kang, N. Takada, E. Yamamoto, E. Watanabe: “High Power Matrix Converter for Wind Power Generation Applications”, Proc. 8th ICPE2011, pp. 1331-1336 (2011)
- (12) K. Inomata, H. Hara, S. Morimoto, J. Fujii, K. Takeda, E. Yamamoto, E. Watanabe and J. Kang: “Enhanced Fault Ride Through Capability of Matrix Converter for Wind Power System”, Proc. IECON2013, pp. 4836-4841 (2013)
- (13) K. Inomata, H. Hara, S. Morimoto, J. Fujii, K. Takeda, E. Yamamoto: “Application of Modular Matrix Converter to Wind Turbine Generator”, Proc. IPEC2014, pp. 1654-1659 (2014)
- (14) 伊東, 佐藤, 大口, 佐藤, 小高, 江口: 「キャリア比較方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」, 電学論 D, Vol. 124, No. 5, pp. 457-463 (2004)
- (15) Z. Chen, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg: 「A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines」, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 24, No. 8, pp. 1859-1875 (2009)
- (16) 株式会社エヌエフ回路設計ブロック: 「交流電源」<http://www.nfcorp.co.jp/pro/ps/ac/sim/es/>

第6章

結論

6.1 本研究の成果

本研究では、系統連系に適用するマトリックスコンバータにおいて、フィルタ共振抑制と FRT というマトリックスコンバータの原理的な課題を解決する制御法の開発を目的とし、アクティブインピーダンスに着目した安定化制御を提案した。本章では、第1章から第5章までの結果をまとめ、本研究の結論とする。

第1章では、低炭素社会の実現に貢献するため、再生可能エネルギー発電や系統安定化機器における AC-AC 変換器、特にマトリックスコンバータの重要性とそれに対する要求を述べた。特に、これまで系統連系用変換器として多数の実績のある BTB システムからの置き換えを目指すためには、マトリックスコンバータにおけるフィルタ共振の抑制技術と FRT 技術の開発が必要不可欠であることを論じた。最後に、本研究の研究目的と論文の概要を示した。

第2章では、はじめにマトリックスコンバータの回路構成について述べ、フィルタ共振と FRT がマトリックスコンバータの原理的な課題である理由を示した。次に、マトリックスコンバータを安定に運用するため、これまでに提案されてきたフィルタ共振抑制技術と FRT 制御技術について述べ、その特長と問題点を整理した。その後、従来手法の問題を解決するマトリックスコンバータのアクティブインピーダンス動作に着目した安定化制御を提案し、本研究の位置付けを明らかにした。以下に、第2章で得られた成果を示す。

1) マトリックスコンバータでは、スイッチング電流リップルを除去する LC フィルタと発

電機や負荷電流のフィードバック制御に起因する負性抵抗によって不安定化する問題がある。これに対し、ダンピング制御に代表される様々な安定化技術が提案されてきたが、所望の安定度と電流制御性能を両立できる設計指針は明らかにされていない。

- 2) マトリックスコンバータは原理的に系統電圧を昇圧できないため、瞬低が発生すると発電システムの運転継続ができなくなる問題がある。この問題に対し、産業用モータドライブの分野を中心に様々な FRT 制御が提案されてきたが、いずれも瞬低中の系統無効電流制御と発電機トルク制御の両立が難しい。また、風力発電用マトリックスコンバータの FRT 制御も提案されているが、電流形として動作させているためスナバ電圧上昇や制御への外乱、発電機巻線における発熱が大きいという問題がある。
- 3) 本研究では、マトリックスコンバータにおける従来の電流源、電圧源動作に対し、マトリックスコンバータの入出力インピーダンスを制御するアクティブインピーダンス動作を提案し、その概念をフィルタ共振抑制と FRT に対する安定化制御に適用する。アクティブインピーダンス動作は、マトリックスコンバータが出力電圧と入力電流位相を同時に制御できることに着目した制御法であり、定常的な入出力インピーダンス値をアクティブに制御、もしくはその周波数特性を変化させる制御を導入することを指す。
- 4) アクティブインピーダンス動作を用いたフィルタ共振の抑制では、マトリックスコンバータの入力アドミタンスの周波数特性に着目し、共振周波数帯域における負性抵抗特性を純抵抗特性に変換して安定化する。さらに、システム全体を包括したブロック図から出力電流制御の周波数特性を求め、それをもとに安定度と出力電流制御性能のトレードオフを解決する。一方、アクティブインピーダンス動作による FRT では、瞬低中における系統側、発電機側の等価インピーダンスをそれぞれキャパシタンスと抵抗に模擬することで、運転継続、系統無効電流制御、発電機トルク制御を両立する。
- 5) 本研究で提案するアクティブインピーダンス動作の位置づけとして、従来のマトリックスコンバータで不足していた FRT の電流制御機能やシステムの安定化に伴うトレードオフの解決を達成し、系統連系用途で多数の実績がある BTB システムに置き換わるマトリックスコンバータの実現を目指す。

表 6.1 に第 3 章から第 5 章で得られた結論のまとめを示す。

第 3 章では、アクティブインピーダンス動作によるフィルタ共振抑制制御の共振抑制原理やその設計法について述べた。提案する共振抑制制御は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であり、入力アドミタンスの周波数特性で生じる負性コンダクタンスを正のコンダクタンスに変換することでフィルタ共振を抑制する。さらに、所望の安定度と出力電流制御性能を両立するため、出力電流制御系の周波数特性に着目したパラメータ設計法を提案した。以下に、第 3 章で得られた成果を記す。

- 1) 提案するダンピング制御によって、出力電流制御系のゲイン余裕を 5.6 dB 確保してシステムを安定化した。
- 2) マトリックスコンバータの出力電流制御において、ダンピング制御の HPF 時定数を用いた一次遅れの LPF を指令値フィルタとすることで、過渡応答時の電流オーバーシュートを抑制できる。実験では、オーバーシュートを 67.6%低減できることを確認した。
- 3) フローチャートを用いたパラメータ設計法を導入することで、出力電流制御カットオフ周波数の実測値と設計値の誤差を 1/6 以下に低減できることを確認した。
- 4) 閉ループ周波数応答の実験結果と設計結果の誤差の原因が電圧転流と DSP の離散化にあることを明らかにし、設計時にこれらを考慮する場合の留意点を示した。

以上より、提案するダンピング制御が従来法における電流制御性能と安定度のトレードオフ関係を解決し、所望の出力電流制御カットオフ周波数とゲイン余裕を確保できることを明らかにした。

第 4 章では、中電圧用途に用いる多重マトリックスコンバータに適したダンピング制御を確立するため、従来の入力電流制御に統合するダンピング制御と 3 章で提案したダンピング制御を多重マトリックスコンバータに適用し、その優劣を比較した。特に、従来法と提案法を導入した際の負荷電力と電源インピーダンスに対するトランス一次電流ひずみを比較し、それぞれの適用可能範囲から提案法の優位性を実験で明らかにした。以下に、第 4 章で得られた成果を示す。

- 1) 従来のダンピング制御はフィルタキャパシタ電圧を検出するために 1 セル当たりに最低 2 個の電圧センサが必要なので、セル数を n とするとその必要数は $2n$ で増加する。従って、3 セルモデルでは最低 6 個、9 セルモデルでは 18 個のセンサをダンピング制御のために追加する必要がある。これに対し、提案するダンピング制御は出力電流制

御に必要な電流センサを流用するため、基本的にその必要数はセル数に依存せず、最低でも 2 個で済む。従って、提案するダンピング制御の方がコスト面で有利である。

- 2) 負荷電力や電源インピーダンスに対するトランス一次電流 THD 特性を取得し、提案するダンピング制御の方が、従来法よりもトランス一次電流 THD を幅広い範囲で低減できることを確認した。これは、従来法が原理的に過変調領域で動作するので、条件に寄っては所望の共振抑制効果が得られないためである。実験では提案するダンピング制御を適用することで、60%以上の負荷領域、及び 14.1%以下の電源インピーダンス範囲でトランス一次電流 THD を 5%未満に抑制できることを確認した。

以上より、本研究で提案したダンピング制御は入力電流制御系にダンピング制御を統合する従来法よりも共振抑制効果が高く、またコスト面でも利点があることを確認した。

第 5 章では、提案法であるアクティブインピーダンスに基づいた FRT 制御の具体的な手法について述べた。提案する FRT 制御では、瞬低時のマトリックスコンバータを仮想 AC-DC-AC 変換方式に基づいて電流形整流器と電圧形インバータに分離し、それぞれをキャパシタと抵抗として動作させる。それらのキャパシタンスと抵抗値は提案する時分割変調によって独立かつアクティブに制御されるため、系統無効電流制御と発電機トルク制御の両立が可能となる。また、安定な運転継続性能と所望のトルクを得るためにデューティを自動調節するフィードバック制御を示した。さらに、中電圧用途向けの多重マトリックスコンバータに適した FRT 制御についても検討し、実験とシミュレーションを通して以下の成果を得た。

- 1) 提案するフィードバック制御制御によって、瞬低中もマトリックスコンバータの各部波形は発散せず安定に運転継続できる。
- 2) CSR の力率ゼロ変調と VSI の直流リンク導通モードを組み合わせることで CSR を等価的にキャパシタとして動作させ、瞬低中の系統に最大 0.86 p.u.までの無効電流を供給できる。
- 3) VSI のスナバ導通モードを利用したブレーキ抵抗のインピーダンス変換によって、瞬低中も瞬低前と同様に定格トルクを発電機に印加できる。
- 4) 実験では残電圧 30%の LVRT (Low voltage ride through)を検証したが、残電圧 0%の ZVRT も上記の FRT 機能を実現でき、提案法が瞬低条件に依存しないことをシミュレ

ーションで確認した。

- 5) 多重マトリックスコンバータを想定した FRT 制御においても、瞬低中の運転継続や 0.60 p.u. の系統無効電流注入、発電機の定格トルク制御を確認し、低圧用マトリックスコンバータと同様に所望の運転継続特性を得られることを確認した。

以上より、提案する FRT 制御が瞬低中の運転継続，系統無効電流制御，発電機トルク制御の3つの機能を同時に達成し，従来よりも高性能な運転継続性能を有することを実証した。

以上のように，マトリックスコンバータの入出力端子における等価インピーダンスやその周波数特性に着目し，それらをアクティブに制御することで系統連系用マトリックスコンバータのさらなる安定化と電流制御における高性能化を達成した。この結果，系統連系機器として使用されている BTB システムをマトリックスコンバータに置き換え，高効率，小型軽量，メンテナンスフリーな系統連系用電力変換器を実用化するための一助として貢献した。

表 6.1 第 3 章から第 5 章で得られた結論のまとめ

アクティブ インピーダンス動作 の適用事例	特徴	結果	提案法の導入によって 予想される効果
低圧用マトリックス コンバータの フィルタ共振の 抑制制御 (第 3 章)	1) 出力統合形の新しいダンピング制御 → 入力アドミタンス周波数特性における 負性コンダクタンスをキャンセル 2) 出力電流制御の周波数特性を用いた パラメータ設計 → 所望のゲイン余裕とカットオフ周波数	1) 出力電流制御系のゲイン余裕を 5.6dB 確保して安定化 2) 従来法に比べて電流オーバーシュート を 67.6% 低減 3) 出力電流カットオフ周波数の設計値と 実測値の誤差を 1/6 以下に低減	1) 風力発電 MPPT の高応 答化による発電電力量の 増加 2) 系統安定化装置の高性 能化
多重マトリックス コンバータの フィルタ共振抑制 (第 4 章)	1) 入力電流制御に統合したダンピング 制御(従来法)と出力電流制御に統合し たダンピング制御(3 章で提案した手法) の比較	1) 入力側のダンピング制御ではダンピン グ用センサがセル数の 2 倍で増加。提案 法のダンピング制御では 2 個のみ 2) 提案法では 60% 以上の負荷領域、及 び 14.1% 以下の電源インピーダンス範囲 でトランス一次電流 THD を 5% 未満に抑制 → 従来法よりも共振抑制効果が高い	1) 多巻線トランスの低コス ト化 2) センサ数低減 3) 脆弱な系統への適用
瞬低に対する FRT 制御 (第 5 章)	1) 時分割変調 → CSR のコンデンサ動作と VSI の抵抗 動作の実現 2) FRT 用フィードバック制御 → 安定化とトルク維持のための duty の 自動調節	1) 残電圧 30%, 0.1s の瞬低における運転 継続(シミュレーションでは ZVRT も確認) 2) 0.86p.u. の系統無効電流注入 3) 定格トルクを維持 4) 多重マトリックスコンバータでも同様の 機能達成	1) マトコンを用いた発電シ ステムのワールドワイド対 応 2) PM 発電機とマトコンを組 み合わせた高効率発電シ ステム

6.2 アクティブインピーダンス動作に関する結論

本研究では、マトリックスコンバータの入出力端子におけるインピーダンスとその周波数特性を制御するアクティブインピーダンス動作を提案した。第3章と第4章では低圧用マトリックスコンバータと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ため、入力アドミタンスの周波数特性を変換するダンピング制御について述べ、システムを安定化できる原理を示した。さらに、出力電流制御系の周波数特性を用いたパラメータ設計によって所望のカットオフ周波数とゲイン余裕が得られることを確認した。また、第5章では瞬低中のマトリックスコンバータの入出力インピーダンスをそれぞれキャパシタと抵抗に模擬する手法を述べ、これにより瞬低中の運転継続、系統無効電流制御、発電機トルク制御を同時に達成できることを確認した。このように、アクティブインピーダンス動作はフィルタ共振抑制における安定度と電流制御性能のトレードオフを解決し、従来のFRT制御で両立が困難だった入出力電流の同時制御を達成できる。従って、アクティブインピーダンス動作が系統連系用マトリックスコンバータにおける安定度と電流制御性能を改善し、高性能化できることを確認した。

6.3 今後の課題

本研究では、フィルタ共振や系統瞬低に対してマトリックスコンバータを安定に運用し、さらにその電流制御性能を向上することを目的とし、アクティブインピーダンスに着目した制御法を提案した。また、実機実験やシミュレーションでその有用性を実証した。しかし、提案法では次のような課題が残されている。

(1) アクティブインピーダンス動作による系統擾乱への対応

本研究では、マトリックスコンバータのアクティブインピーダンス動作をフィルタ共振やFRTの安定化制御に適用したが、系統連系用途における応用例として他に系統擾乱への対応が考えられる。例えば、系統電圧が不平衡になると逆相成分が発生し、逆相有効電力によってマトリックスコンバータの出力瞬時電力が脈動する。この逆相有効電力は平均値がゼロなので、マトリックスコンバータが負荷に供給する平均電力には寄与しないが、瞬時電力が脈動するので出力電圧や出力電流に低次高調波が重畳する問題がある。この問題に対してアクティブインピーダンスの観点で解決法を考えると、次のようなアプローチがある。まず、マトリックスコンバータの系統側インピーダンスにおいて、正相成分に対するインピーダンスと逆相成分に対するインピーダンスをそれぞれ独立に制御する。具体的には、正相成分に対しては抵抗として動作し、逆相成分に対してはリアクタンス動作させる。これにより、系統電圧に含まれる逆相成分によって発生する瞬時電力は無効電力となるので、出力電力の脈動を抑制できると考えられる。これまでにも系統擾乱に対応するマトリックスコンバータの変調法が提案されているが、系統側のアクティブインピーダンス動作では変調法を変更する必要が無いので、ソフトウェアの変更だけで系統電圧の不平衡に対応できる。このように、アクティブインピーダンス動作によって系統連系用マトリックスコンバータをさらに高性能化できる可能性があり、今後の検討が望まれる。

(2) フィルタ共振抑制におけるダンピングパラメータの自動調整機能の付加

第3章で提案したダンピング制御では、出力電流制御系の周波数特性を元にパラメータを設計する。しかし、定常近傍で線形化した線形化ブロックモデルを元に周波数特性を描いているため、その特性は負荷電力に応じて変化する。特に、マトリックスコンバータで

は負荷電力が大きくなるほど不安定となりやすいため、そのパラメータ設計ではワーストケースの定格電力における設計が必要となる。しかし、軽負荷ではダンピング制御を適用しなくても安定となる領域があるため、ダンピング制御ゲインを下げることでより出力電流制御への影響を小さくできる可能性がある。このように、負荷に応じてダンピングパラメータを自動調整する適応制御を開発することで、より高性能な電流制御を実現できると考えられる。

(3) FRT における系統無効電流制御の制御可能範囲拡大

第5章で提案した制御法では、発電機電流と直流リンク導通デューティを元に系統無効電流の振幅が決定される。従って、発電機トルクが小さい領域では発電機電流も小さくなるため、系統に注入できる無効電流も小さくなる。すなわち、系統に注入可能な無効電流は発電機トルクの制限を受ける。しかし、ドイツやスペインで定められている系統連系規程では残電圧が低いほど注入する無効電流を大きくしなければならないため、残電圧によっては注入できる無効電流が不足する恐れがある。このため、発電機トルクが小さい領域では、発電機電流振幅は定格としながらも発電機力率を下げるような工夫が必要であり、その制御法を開発する必要がある。

以上のように、マトリックスコンバータの安定化にはまだ解決が必要な課題が残されている。今後も、このような課題を継続的に検討していく予定である。

謝辞

本研究を進めるにあたり、直接ご指導を賜りました長岡技術科学大学 伊東淳一准教授に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。また、学外より学位審査に携わっていただいた名古屋工業大学 竹下隆晴教授、日頃から有益なご意見、ご助言を賜りました長岡技術科学大学 近藤正示教授、大石潔教授、宮崎敏昌准教授、芳賀仁助教、横倉勇希助教、高野三郎技術職員、押味洸技術職員、折川幸司研究員、香川高等専門学校 漆原史朗准教授、苫小牧工業高等専門学校 佐沢政樹准教授に厚く御礼申し上げます。

また、修士課程から博士課程までの5年もの間、本研究やマトリックスコンバータに関する様々なご助言を賜りました株式会社安川電機 山本栄治様、田中貴志様、原英則様、武田弘太郎様、猪又健太郎様にも深く御礼申し上げます。

さらに、長い研究生活の間、苦楽をともにしたパワー研の先輩、同輩および後輩諸氏に感謝致します。私が学部3年生の時に研究室に配属され、以来博士課程に至るまで様々な場面でご助言をいただいた加藤康司氏、春名順之介氏、星野哲馬氏、Goh Tech Chiang 氏、大沼喜也氏、宮脇慧氏、樫原有吾氏、野下裕市氏、小岩一広氏、中田祐樹氏にも心より感謝し、御礼申し上げます。さらに、博士課程3年間を支えあつた日下佳祐氏、Asmarashid bin ponniran 氏、および学部、修士課程でともに研究に打ち込んだ五十嵐寿勝氏、中島雄希氏、濁川厚志氏、藤田祐輔氏、吉富大祐氏にも心より御礼申し上げます。

最後に、本学の博士課程まで学ぶ機会を与えてくれ、これまでに学業に専念できるように理解と協力を惜しまなかった両親と妹に心から感謝致します。

論文目録

本論文に関する発表論文

学術論文

- (1) **H. Takahashi**, J. Itoh: "Damping Control of Filter Resonance Focusing on Output Stage for Multi-Modular Matrix Converter", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 2, No. 5, pp. 242-251 (2013)
- (2) 高橋広樹, 伊東淳一: 「フィルタ共振抑制と電流制御性能改善を両立するマトリックスコンバータの制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 7, pp. 802-815 (2015)
- (3) 高橋広樹, 伊東淳一: 「発電機トルク制御と系統無効電流制御を両立するマトリックスコンバータの FRT 制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 1, pp. 71-78 (2016)
- (4) 高橋広樹, 伊東淳一: 「一括型ブレーキ回路を用いた多重マトリックスコンバータの FRT 制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 4 (掲載決定済み)

国際会議における口頭発表論文

- (1) J. Itoh, **H. Takahashi**, J. Haruna: "A High Energy Saving Interface System Using a Matrix Converter between a Power Grid and Engine Generator for BDF", Proc. Power Tech 2011, (2011)
- (2) **H. Takahashi**, J. Itoh: "Damping Control Combined to Output Stage for a Multi-Modular Matrix Converter", Proc. The Applied Power Electronics Conference and Exposition 2013, pp. 1226-1233 (2013)

- (3) **H. Takahashi**, J. Itoh: "Stability Analysis of Damping Control to Suppress Filter Resonance in Multi-modular Matrix Converter", Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 448-455 (2013)
- (4) **H. Takahashi**, J. Itoh: "Design Procedure for Output Current Control and Damping Control of Matrix Converter", Proc. The International Power Electronics Conference 2014, No. 19P1-14, pp. 152-159 (2014)
- (5) **H. Takahashi**, N. Takaoka, R. R. R. Gutierrez, J. Itoh: "Power Decoupling Method for Isolated DC to Single-phase AC Converter using Matrix Converter", Proc. 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 3337-3343 (2014)
- (6) **H. Takahashi**, J. Itoh: "Ride Through Capability of Matrix Converter for Grid Connected System under Short Voltage Sag", Proc. 41th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 5298-5303 (2015)

国内会議における口頭発表論文

- (1) 高橋広樹, 春名順之介, 伊東淳一: 「マトリックスコンバータを用いたエンジン発電機の系統連系システムの動作検証」, 平成 22 年度電気関係学会北陸支部連合大会, No. A-73, (2010)
- (2) 高橋広樹, 伊東淳一: 「3 段移相多重トランスの一モデリング法」, 平成 23 年度電気関係学会北陸支部連合大会, No. A-68, (2011)
- (3) 高橋広樹, 伊東淳一: 「多重マトリックスコンバータの入力側ダンピング制御の検討」, 第 21 回電気学会東京支部新潟支所研究発表会, No. IV-14, pp. 70 (2011)
- (4) 高橋広樹, 伊東淳一: 「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」, 平成 23 年半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, No. SPC-11-188/MD-11-049, (2011) 【IEEE PELS Japan Chapter Young Engineer Award】
- (5) 高橋広樹, 伊東淳一: 「マトリックスコンバータの出力側に統合したダンピング制御」, 平成 24 年電気学会全国大会, Vol. 4, pp. 22-23 (2012)
- (6) 高橋広樹, 伊東淳一: 「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, No. A-65, (2012)

-
- (7) 高橋広樹, 伊東淳一: 「多重マトリックスコンバータの入出力に着目したダンピング制御のトランス漏れインダクタンスに対する適用限界に関する一考察」, 第 22 回電気学会東京支部新潟支所研究発表会, No. IV-11, pp. 56 (2012)
- (8) 高橋広樹, 伊東淳一: 「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」, 電力技術・電力系統技術・半導体電力変換合同研究会, No. PE-13-032/PSE-13-048/SPC-13-068, (2013)
- (9) 高橋広樹, 伊東淳一: 「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, Vol. I, No. 1-36, pp. 177-180 (2013)
- (10) 高橋広樹, 伊東淳一: 「三相-単相マトリックスコンバータの単相電力脈動によるスナバ電圧上昇抑制制御の基礎検討」, 平成 26 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 78, pp. 130-131 (2014)
- (11) 高橋広樹, 伊東淳一: 「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」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, Vol. I, No. 1-36, pp. 187-190 (2014) 【電気学会産業応用部門優秀論文発表賞】
- (12) 高橋広樹, 伊東淳一: 「発電機トルク制御と系統電流制御を両立するマトリックスコンバータの FRT 制御法」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, Vol. I, No. 1-36, pp. 83-88 (2015)
- (13) 高橋広樹, 伊東淳一, 中尾一成: 「パワーエレクトロニクス機器の部品体積/筐体体積比(実装率)に関する一考察」, 平成 28 年電気学会全国大会, (2016) (印刷中)

参考論文

学術論文

- (1) 折川幸司, 高橋広樹, 五十嵐寿勝, 伊東淳一: 「フライホイール駆動用マトリックスコンバータの突入電流レス直送モード移行制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 1, pp. 82-89 (2014)
- (2) 春名順之介, 星伸一, 高橋広樹, 伊東淳一: 「発電機と電動機を接続したマトリックスコンバータの入出力制御の統合化と安定性に関する実験的考察」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 2, pp. 193-201 (2014)

国際会議における口頭発表論文

- (1) J. Itoh, T. Mura, **H. Takahashi**: "Investigation of Switching Loss Reduction for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion using Space Vector Modulation", Proc. IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics 2012, No. PS-01-23, (2012)
- (2) R. Oshima, **H. Takahashi**, J. Itoh: "Experimental Verification of Isolated DC-AC Converter with Matrix Converter using Pulse Density Modulation Method", Proc. 2013 Japan-Korea Joint Technical Workshop on Semiconductor Power Conversion, No. IEEJ-SPC-P1-03, (2013)
- (3) J. Itoh, R. Oshima, **H. Takahashi**: "Experimental Verification of High Frequency Link DC-AC Converter using Pulse Density Modulation at Secondary Matrix Converter", Proc. The International Power Electronics Conference 2014, No. 19I1-3, pp. 1022-1027 (2014)
- (4) K. Yoneda, **H. Takahashi**, J. Itoh: "Switching Loss Reduction of AC-AC Converter using Three-level Rectifier and Inverter for UPS", Proc. IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, pp. 384-389 (2014)
- (5) J. Itoh, K. Yoneda, **H. Takahashi**: "Improvement in Input Current Waveform of High Efficiency AC-AC Converter for Online UPS", Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 1263-1270 (2015)
- (6) N. Takaoka, **H. Takahashi**, J. Itoh, G. T. Chiang, T. Sugiyama, M. Sugai: "Power Decoupling

- Method Comparison of Isolated Single-phase Matrix Converters using Center-tapped Transformer with PDM", Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 141-148 (2015)
- (7) S. Takuma, K. Orikawa, J. Itoh, R. Oshima, **H. Takahashi**: "Isolated DC to Three-phase AC Converter using Indirect Matrix Converter with ZVS Applied to All Switches", Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 4678-4684 (2015)
- (8) J. Itoh, T. Kataoka, **H. Takahashi**: "Combination of Input/Output Control using Matrix Converter for Islanded Operation for AC generator", Proc. 4th International Conference on Renewable Energy Research and Applications, No. 242 (2015)

国内学会における口頭発表論文

- (1) 大島涼, 高橋広樹, ゴーテックチャン, 伊東淳一: 「パルス密度変調方式によるマトリックスコンバータを用いた 6kW 絶縁型 DC-AC コンバータの基礎検証」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, Vol. I, No. 1-24, pp. 141-144 (2013)
- (2) 比嘉隼, 高橋広樹, ゴーテックチャン, 伊東淳一: 「短絡電流抑制機能を付加した高電圧発生電源装置の開発」, 平成 25 年度電気関係学会北陸支部連合大会, No. A3-20, (2013)
- (3) 高岡渚, 高橋広樹, 伊東淳一: 「マトリックスコンバータを用いた絶縁型単相 DC-AC コンバータの電力脈動補償の基礎検証」, 平成 26 年電気関係学会関西連合大会, No. G4-9, (2014)
- (4) 大島涼, 高橋広樹, 伊東淳一: 「二次側に直接変換回路を用いた絶縁型直流-三相コンバータのゼロ電圧スイッチング法」, 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, No. SPC-15-006/MD-15-006, (2015)
- (5) 高岡渚, 高橋広樹, 伊東淳一: 「中間タップを用いた絶縁型単相マトリックスコンバータの電力脈動補償における PDM の電圧誤差補償」, 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, No. SPC-15-055/MD-15-055, (2015)
- (6) 米田一己, 高橋広樹, 伊東淳一: 「系統定常時のスイッチング損失を低減可能な常時インバータ式 UPS 用 AC-AC 変換器の波形改善法」, 半導体電力変換・モータドライブ

- 合同研究会, No. SPC-15-056/MD-15-056, (2015)
- (7) 梅上大勝, 服部文哉, 吉田秀人, 小原秀嶺, 齋藤達仁, 兼松正人, 川村弥, 岡崎佑平, 萬年智介, 米田昇平, 高木一斗, 小岩一広, 日下佳祐, **高橋広樹**, 加藤尚和, 佐藤大介, 中西俊貴, 長野剛: 「Ph.D. candidates of Power Electronics in Japan (PPEJ)の設立とその活動 -Ph.D. Candidate Meeting -IPEC Hiroshima- で見えた各国の博士後期課程学生を取り巻く研究環境とその違い-」, 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, No. SPC-15-037/MD-15-037, (2015)
- (8) 片岡拓也, **高橋広樹**, 伊東淳一: 「マトリックスコンバータを用いた発電システムにおける自立運転制御の動作検証」, 平成 27 年度電気関係学会北陸支部連合大会, No. A3-12, (2015)
- (9) 増田匠, **高橋広樹**, 長野剛, 佐藤大介, 伊東淳一: 「フライホイールエネルギー貯蔵システムにおけるマトリックスコンバータの 1 パルス駆動の比較検討」, 第 25 回電気学会東京支部新潟支所研究発表会, No. NGT-15-043, pp. 43 (2015)
- (10) 伊東淳一, **高橋広樹**, 宮脇慧, 芳賀浩之, 船渡寛人, 西田保幸: 「主回路におけるパワー密度向上に向けた要素技術とそのロードマップ」, 平成 28 年電気学会全国大会, (2016) (印刷中)
- (11) 宮脇慧, **高橋広樹**, 伊東淳一, 中尾一成: 「高パワー密度 50kW 級駆動用インバータの試設計例」, 平成 28 年電気学会全国大会, (2016) (印刷中)