



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	高周波出力マトリックスコンバータを用いた絶縁型AC-DC変換器に関する研究
Author(s)	小高, 渉
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第15082号
Issue Date	2022-03-24
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k15082
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/85461
Type	doctoral thesis
File Information	Wataru_KODAKA.pdf



博士論文

高周波出力マトリックスコンバータを用いた
絶縁型 AC-DC 変換器に関する研究

小高 渉

2021 年 2 月

北海道大学 大学院情報科学院
システム情報科学コース

本論文は北海道大学大学院情報科学院に
博士(工学)授与の要件として提出した博士論文である。

小高 渉

審査委員： 主査 小笠原 悟司
副査 北 裕幸
五十嵐 一

Copyright © 2020 by Wataru Kodaka. All rights reserved.

高周波出力マトリックスコンバータを用いた 絶縁型 AC-DC 変換器に関する研究*

小高 渉

概要

バッテリー充電器やコンピュータの電源、太陽光発電システムなど、様々な電気機器において系統交流電力と DC 電力を絶縁して接続するために、絶縁型 AC-DC 変換器が広く用いられている。一般的に用いられる絶縁型 AC-DC 変換器は PFC (Power Factor Collection) 回路と絶縁型 DC-DC 変換器を接続した 2 段構成である。PFC 回路は系統交流を高電源力率に制御する回路であり、絶縁型 DC-DC 変換器は系統交流電力と DC 電力を絶縁するとともに、出力 DC 電力の制御を行う。このような絶縁型 AC-DC 変換器は 2 段の電力変換器それぞれで損失が発生するため、効率が低い。また、PFC 回路と絶縁型 DC-DC 変換器の間の DC リンクには、大容量の電解コンデンサが必要である。この電解コンデンサは大型で寿命が短いため、大容量の電解コンデンサを使用しない絶縁型 AC-DC 変換器が求められている。

大容量の電解コンデンサを使用しない絶縁型 AC-DC 変換器として、マトリックスコンバータ (MC : Matrix Converter) を用いた絶縁型 AC-DC 変換器が注目されている。MC は AC-AC 直接変換器であり、PFC 回路と絶縁型 DC-DC 変換器の双方の機能を 1 つの変換器で実現する。よって MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器は、従来の絶縁型 AC-DC 変換器と比較して、変換段数が少なく高効率となる。さらに、DC リンクがないため、大容量の電解コンデンサを必要とせず、小型・長寿命な絶縁型 AC-DC 変換器を実現可能である。しかし、これまで提案されている MC 制御法の多くは MC 出力周波数が低く、絶縁変圧器が大型となるばかりでなく、スイッチング損失が大きい問題がある。

本研究は、高効率・高入出力力率・小型・長寿命な三相・単相入力絶縁型 AC-DC 変換器に用いる MC の制御法を開発することを目的とする。開発する MC 制御法は、スイッチング周波数と同じ MC 出力周波数、全てのスイッチングが低損失のスイッチング、高入出力力率、三相電源と単相電源の二電源に対応可能である特長を持つ。

本論文では、はじめに高周波出力 MC の制御法を検討する。絶縁型 AC-DC 変換器に用いられる絶縁変圧器の体積は印加される電圧の周波数に反比例する。よってスイッチング周波数と同じ MC 出力周波数となる 6 つの MC のスイッチングパターンを検討する。検討したスイッチングパターンを用いた場合に、固定 MC 出力周波数として、任意の電源力率の正弦波 MC 入力電流と出力 DC 電圧を実現する MC のパワー半導体スイッチの ON 時間比率得るための数理モデル (制御方程式) を構築する。提案する制御方程式は、MC 出力電流を制御周期内で一定と近似することで、単純な線形方程式として表される。スイッチング周波数と同じ MC 出力周波数となる MC のスイッチングパターンと線形な制御方程式による MC 制御法の有効性・妥当性をシミュレーションにより確認する。

次に MC のスイッチング損失を抑制するために、スイッチング損失を理論上ゼロとする LC 共振回路

* 北海道大学 大学院情報科学院 システム情報科学コース 博士論文, SSI-DT46195029, 2021 年 2 月 14 日.

を用いたソフトスイッチング技術を、MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器に適用する。MC のパワー半導体スイッチにスナバコンデンサを追加して、MC の転流原理とスナバコンデンサの充放電の関係を検討することで、スイッチング周波数と同じ MC 出力周波数とするスイッチングパターンに対して、MC の全てのスイッチングをソフトスイッチングとする MC 出力電圧・電流条件を明らかにする。絶縁変圧器後段を線形負荷に近似して、MC 出力電流が LC 共振回路により正弦波状の波形となることを考慮した固定 MC 出力周波数の制御方程式を用いることで、ソフトスイッチングを達成するとともに、任意の電源力率の正弦波 MC 入力電流と出力 DC 電圧を実現する。提案する制御方程式を用いた場合のスイッチング周波数と同じ MC 出力周波数とする 6 つのスイッチングパターンを比較して、最大の出力 DC 電圧・低 MC 出力電圧ひずみとするスイッチングパターンを検討する。提案する固定 MC 出力周波数の制御法の有効性・妥当性をシミュレーションにより確認する。

ソフトスイッチングのためには、MC 出力力率を減少させる必要があり、固定 MC 出力周波数制御法では、MC 入力電圧の位相によっては過剰に MC 出力力率を低下させる。そこで LC 共振回路の特性を利用して MC 出力周波数を可変させることで、MC 出力力率を制御して、ソフトスイッチングを達成した上で、MC 出力力率を最大化させる。提案する可変 MC 出力周波数制御法により、MC 出力力率最大のソフトスイッチングと、任意の電源力率の正弦波 MC 入力電流、指令値に追従する出力 DC 電圧を実現する。さらに、出力 DC 電圧フィードバックと、ダイオード整流器の非線形特性を考慮した解析法を MC 制御法に適用する。提案する MC 制御法を用いることで、高効率・高入出力力率・小型・長寿命な三相入力絶縁型 AC-DC 変換器とすることが可能となる。試作機を用いた実験により、開発した三相入力の MC 制御法の電源力率・出力 DC 電圧と MC の効率を評価することで、開発した MC 制御法の妥当性・有用性を確認する。

また三相入力絶縁型 AC-DC 変換器に対して、同じ回路構成を用いて単相電源で動作可能な MC 制御法を開発する。単相電源に接続する場合、電源電力が電源周波数の 2 倍の周波数で脈動するため、この脈動を抑制する MC 入力フィルタを用いたアクティブパワーデカップリング技術を MC 制御法に適用する。アクティブパワーデカップリングを実現するとともに、MC 出力力率最大のソフトスイッチング、任意の電源力率の正弦波 MC 入力電流、指令値に追従する出力 DC 電圧を実現する MC 制御法を検討する。三相電源駆動と単相電源駆動を両立する MC 入力フィルタのパラメータの条件を明らかにする。この制御法を用いることにより、基本的に三相電源で動作する絶縁型 AC-DC 変換器を、三相電源がない場合にも、単相電源で駆動させることが可能となる。シミュレーションや試作機を用いた実験により、開発した単相入力の MC 制御法の電源力率・出力 DC 電圧と MC の効率を評価することで、パワーデカップリング制御を追加した MC 制御法の妥当性・有用性を確認する。

キーワード: パワーエレクトロニクス, 電力変換器, 絶縁型 AC-DC 変換器, マトリックスコンバータ, ソフトスイッチング, パワーデカップリング

A Study on Isolated AC-DC Converters Using High-Frequency Output Matrix Converters[†]

Wataru Kodaka

Abstract

Isolated AC-DC converters are widely used in various electrical applications, such as switching-mode power supplies, battery chargers, and solar photovoltaic systems (PVs) to isolate an AC grid and a DC load. A conventional isolated AC-DC converter consists of a power factor correction (PFC) circuit and an isolated DC-DC converter. The PFC controls the grid current to maintain unity power factor, while the isolated DC-DC converter adjusts the output DC power with isolation between the AC grid and the DC load. This converter has three-stage power conversion (AC-DC-high-frequency (HF) AC-DC), and a large-capacity electrolytic capacitor, which is large and has a short lifespan, is used in the DC link between the PFC and DC-DC converter. Therefore, the conventional isolated AC-DC converter has low efficiency, large size, and a short lifespan.

Isolated AC-DC converters using matrix converters (MCs) are more compact, have a longer lifespan, and are more efficient than the conventional isolated AC-DC converters. The MC directly converts a grid voltage into an AC voltage in the primary of an isolation transformer and simultaneously controls the AC grid current with unity power factor and the output DC power. Therefore this converter requires no electrolytic capacitors for the DC link and has two-stage power conversion (AC-HFAC-DC), resulting in the compact size, long lifespan, and high efficiency. However, most of the MC control methods converts a grid voltage into a low MC output frequency. The volume of isolation transformer in the isolated AC-DC converter is inversely proportional to the MC output frequency. Thus, the isolated AC-DC converters with these MC methods require large isolation transformers and generate large switching losses.

This study proposes a novel MC control for an isolated AC-DC converter fed by a single- or three- phases supply. The MC modulates a grid voltage into an AC voltage with high-frequency equal to a switching frequency of the MC to minimize the isolation transformer and generates a sinusoidal grid current with unity power factor. A variable MC output frequency control with an LC resonant circuit realizes soft switching, which is loss-free switching, and maximizes the MC output power factor. Additionally, the proposed converter can be fed by not only a three-phase supply but also a single-phase supply without any additional components. The proposed method has been evaluated through simulations and experiments with laboratory prototypes.

Chapter 1 presents the backgrounds and aims of this study, and then, chapter 2 introduces the MC principles and a survey of the most popular control, modulation strategies, and circuit

[†] Doctoral Thesis, Course of Systems Science and Informatics, Graduate School of Information Science and Technology, Hokkaido University, SSI-DT46195029, February 14, 2021.

configurations studied for MCs.

Chapter 3 presents six MC switching patterns which achieves a high MC output frequency equivalent to the switching frequency to reduce the volume of the isolation transformer in the isolated AC-DC converter, which is inversely proportional to the MC output frequency. A simple linear mathematical model (control equations) of the proposed three-phase input/HF single-phase output MC is also developed to obtain the ON time ratios of the MC power semiconductor switches which realize the sinusoidal MC input current with unity power factor and arbitrary output DC voltage. The simulation results shows the effectiveness and validity of the MC control method based on the proposed switching pattern and the control equations.

Chapter 4 introduces a fixed MC output frequency control using an LC resonant circuit between the MC and isolation transformer. The MC output current is lagging to the MC output voltage to achieve soft switching when the MC output frequency is higher than the LC resonant frequency, like a conventional series resonant DC-DC converter. This chapter clarify the soft switching conditions for the switching pattern proposed in chapter 3. First Harmonic Approximation (FHA) analysis, which approximates the secondary circuit of the isolation transformer as a linear element and assumes sinusoidal MC output current, simplifies the MC control for the isolated AC-DC converter with the LC resonant circuit. It is noted that the control equations derived by the FHA analysis are non-linear. The effectiveness and validity of the proposed fixed MC output frequency control is confirmed by simulation.

Chapter 5 proposes a variable MC output frequency control using the LC resonant circuit to achieve soft switching with the maximum MC output power factor. The MC adjusts the phase of the MC output current to maximize the MC output power factor by the variable MC output frequency considering the characteristics of the LC resonant circuit. The output DC voltage feedback controller and the analysis procedure using a circuit simulator to calculate the ON time ratios of the MC switches and MC output frequency considering non-linearity of the diode rectifier are also discussed. The proposed method is evaluated experimentally with the laboratory prototypes.

Chapter 6 presents an isolated AC-DC converter using the MC fed by the single-phase. A single-phase supply inherently has a power ripple at twice the grid frequency, resulting in low-frequency output DC voltage ripples. The proposed MC control performs the active power decoupling using input filters, which diverts the power ripple at twice the grid frequency to the MC input filter capacitors, to suppress this power ripple. Therefore, this isolated AC-DC converter can use only film capacitors. The proposed isolated AC-DC converter can also be fed by a three-phase supply without any additional components. This converter has been evaluated through simulations and experiments with laboratory prototypes.

Finally, chapter 7 concludes this study and discusses future works.

Keywords: Power Electronics, Power Converter, Isolated AC-DC Converter, Matrix Converter, Soft Switching, Power Decoupling

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	マトリックスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC 変換器	4
1.3	マトリックスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC 変換器の課題	5
1.4	研究目的	6
1.5	論文構成	6
第 2 章	マトリックスコンバータ	9
2.1	AC/AC 変換器	9
2.2	変換原理	10
2.2.1	スイッチング関数	10
2.2.2	スイッチングの制約	11
2.2.3	Pulse Width Modulation	12
2.3	制御法	13
2.3.1	MC のスイッチング状態と出力最大電圧	14
2.3.2	仮想 AC/DC/AC 方式	16
2.3.3	AC/AC 直接方式	17
2.4	双方向スイッチ	18
2.5	転流方式	19
2.5.1	電流転流方式	20
2.5.2	電圧転流方式	22
2.6	周辺回路	23
2.6.1	フィルタ回路	23
2.6.2	クランプ回路	23
2.7	まとめ	24
第 3 章	スイッチング周波数と等しい出力周波数とする三相-高周波単相マトリックスコンバータの制御法	27
3.1	MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器	27
3.1.1	MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の基本回路	27
3.1.2	解析回路	28
3.2	スイッチングパターン	29

3.2.1	MC 入力電圧の対称性	29
3.2.2	スイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターン	29
3.3	ON 時間比率	31
3.3.1	スイッチング制約	31
3.3.2	平均 MC 出力電圧制御	34
3.3.3	入力電流制御	34
3.3.4	制御方程式	40
3.4	三角波比較法を用いたゲート信号の生成	40
3.5	シミュレーション	41
3.6	まとめ	49
第 4 章	ソフトスイッチングが可能な三相-高周波単相マトリックスコンバータの固定周波数制御法	51
4.1	スイッチング損失	51
4.1.1	電力変換器の損失	51
4.1.2	ハードスイッチングとソフトスイッチング	53
4.2	ソフトスイッチングが可能な MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器	53
4.3	三相-単相 MC のソフトスイッチング条件	53
4.4	ソフトスイッチングを実現する MC 制御法	57
4.4.1	MC 出力解析回路	58
4.4.2	出力 DC 電圧制御	61
4.4.3	MC 入力電流制御	62
4.4.4	固定 MC 出力周波数制御法の制御方程式	63
4.4.5	スイッチングパターンの比較	64
4.5	シミュレーション	67
4.5.1	線形負荷シミュレーション	67
4.5.2	非線形負荷シミュレーション	71
4.6	まとめ	73
第 5 章	高出力率のソフトスイッチングが可能な三相-高周波単相マトリックスコンバータの可変周波数制御法	75
5.1	高出力率のソフトスイッチング	75
5.1.1	出力 DC 負荷電力制御	76
5.1.2	高出力率のソフトスイッチング条件	76
5.1.3	可変 MC 出力周波数制御法の制御方程式	78
5.2	制御法の比較	78
5.2.1	数値解析による比較	80
5.2.2	シミュレーションによる比較	82
5.3	ダイオード整流器の非線形性	86
5.3.1	ダイオード整流器の非線形性を考慮した解析手法	86
5.3.2	シミュレーション	87

5.4	出力 DC 電圧フィードバック制御	89
5.5	実験装置	90
5.5.1	MC 入力フィルタ	90
5.5.2	MC ユニット	91
5.5.3	LC 共振回路と絶縁変圧器	95
5.5.4	ダイオード整流回路	95
5.6	実験	96
5.7	まとめ	99
第 6 章	三相入力可能な単相入力マトリックスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC 変換器のアクティブパワーデカップリング	103
6.1	パワーデカップリングの概要	103
6.1.1	単相電源の電力脈動	103
6.1.2	パッシブパワーデカップリング	104
6.1.3	アクティブパワーデカップリング	105
6.2	単相入力 MC の入力フィルタを用いたパワーデカップリング制御法	106
6.2.1	MC 入力側回路の解析	107
6.2.2	フィルタコンデンサのエネルギー	107
6.2.3	電源電流と MC 入力電流	110
6.2.4	フィルタコンデンサの容量と耐圧	110
6.3	MC 制御法	112
6.3.1	MC 入力電流空間ベクトルを用いたスイッチングパターン決定法	112
6.3.2	MC 入力電流	114
6.3.3	MC 出力電流	114
6.3.4	制御方程式	115
6.4	シミュレーション	115
6.5	実験	117
6.6	まとめ	121
第 7 章	結論	123
7.1	本論文のまとめ	123
7.2	今後の展望	124
付録 A	面積座標	127
	謝辞	129
	参考文献	131

目次

1.1	従来の三相入力絶縁型 AC-DC 変換器	2
1.2	パワエレ技術を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器	3
1.3	MC を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器	4
2.1	PWM 整流器とインバータから構成される AC/AC 変換器	10
2.2	三相入力三相出力の MC	10
2.3	m 相入力 n 相出力の MC (m, n は自然数)	10
2.4	入力側電源短絡による過電流	12
2.5	出力側誘導性負荷開放による過電圧	12
2.6	三相入力三相出力 MC のスイッチング状態	15
2.7	三相入力三相出力 MC の入出力相電圧波形	17
2.8	仮想 AC/DC/AC 変換器	18
2.9	導通損失の大きい双方向スイッチの構成	19
2.10	導通損失の小さい双方向スイッチの構成	19
2.11	転流モデル	21
2.12	転流中のスイッチング関数の波形	21
2.13	MC 入出力フィルタ回路とクランプ回路	24
3.1	MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の基本回路	28
3.2	MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の等価回路	30
3.3	MC 入力電圧とセクタ	30
3.4	スイッチングパターンと MC 出力波形	32
3.5	入力 m 相に接続される時間が長いときのスイッチングパターン 3, 4	33
3.6	$\alpha\beta$ 座標系の MC 入力電圧ベクトル	36
3.7	スイッチングパターン 1 の入力電流波形	36
3.8	入力電流の空間ベクトル	37
3.9	スイッチングパターン 1 の電流ベクトル ($v_r > 0 > v_s > v_t$)	37
3.10	スイッチングパターンごとの入力電流の制御範囲	39
3.11	PWM 信号生成システム	41
3.12	スイッチングパターン 1 を用いた場合の出力 u 相の三角波比較 ($v_r > 0 > v_s > v_t$)	41
3.13	シミュレーション回路	42
3.14	三相平衡正弦波電圧源・高 MC 出力電圧の場合のシミュレーション結果	43

3.15	ひずみを含む三相不平衡電圧源・高 MC 出力電圧の場合の場合のシミュレーション結果	43
3.16	三相平衡正弦波電圧源・低 MC 出力電圧の場合のシミュレーション結果	44
3.17	ひずみを含む三相不平衡電圧源・低 MC 出力電圧の場合の場合のシミュレーション結果	44
3.18	瞬時有効電力 p_{in} と瞬时无効電力 q_{in} の波形	45
3.19	三相正弦波電圧源・高 MC 出力電圧の場合の MC 出力電圧・電流とスイッチング関数の波形	47
3.20	三相正弦波電圧源・低 MC 出力電圧の場合の MC 出力電圧・電流とスイッチング関数の波形	48
4.1	スイッチ両端電圧, スイッチ電流, スイッチ損失概形	52
4.2	ソフトスイッチングが可能な MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器	54
4.3	出力 u 相線電流 $i_u < 0$ の場合の転流シーケンスの回路動作 ($v_r > v_s > v_t$)	55
4.4	出力 u 相線電流 $i_u < 0$ のときの転流シーケンスの各部波形	56
4.5	各スイッチングパターンでソフトスイッチングを実現する MC 出力電圧 v_{uv} ・電流 i_{uv} 波形	57
4.6	MC 出力側回路と各部波形	58
4.7	MC 出力基本波成分のみを考慮した MC 出力側等価回路	59
4.8	等価損失抵抗 R_{loss} を加えた MC 出力側等価回路	59
4.9	MC 出力側等価回路のフェーザ図	60
4.10	正弦波 MC 出力電流に対するスイッチングパターン 1 の入力電流波形	60
4.11	ソフトスイッチングを実現する MC 制御システム	64
4.12	各スイッチングパターンの制御方程式の解と理論値	66
4.13	各スイッチングパターンの解析結果の比較	67
4.14	理想スイッチを用いたシミュレーション結果	69
4.15	2つの IGBT とスナバコンデンサ C_s によるスイッチを用いたシミュレーション結果	69
4.16	理想スイッチを用いたシミュレーション結果	70
4.17	2つの IGBT とスナバコンデンサ C_s によるスイッチを用いたシミュレーション結果	70
4.18	非線形負荷時のシミュレーション結果	72
5.1	MC 出力基本波成分のみを考慮した MC 出力側等価回路	76
5.2	最適なソフトスイッチング波形 (スイッチングパターン 5)	76
5.3	高出力力率のソフトスイッチングを実現する絶縁型 AC-DC 変換器と制御システム	79
5.4	固定周波数制御法と可変周波数制御法の制御方程式の解と解析結果	80
5.5	固定周波数制御と可変周波数制御の解析結果の比較	81
5.6	シミュレーション結果の MC 入力側波形 ($I_{DC} = 5.65$ A)	83
5.7	シミュレーション結果の MC 出力側波形 ($I_{DC} = 5.65$ A)	84
5.8	固定周波数制御法と可変周波数制御法の MC 入力 r 相電流 i_r の高調波スペクトル	85
5.9	ダイオード整流器の非線形特性を考慮した数値解析の手順	86
5.10	シミュレーション結果の MC 入力側波形 ($I_{DC} = 3.12$ A)	87
5.11	シミュレーション結果の MC 出力側波形 ($I_{DC} = 3.12$ A)	88

5.12	線形回路・非線形回路解析によるテーブルを用いた場合の MC 入力 r 相電流 i_r の周波数スペクトル	89
5.13	実験システムの構成	90
5.14	MC 入力フィルタの構成	91
5.15	MC ユニットの構成	92
5.16	MC の実験装置	92
5.17	時間比率を演算するタイミングと実行するタイミング	94
5.18	共振インダクタの写真	96
5.19	絶縁変圧器の写真	96
5.20	実験結果	98
5.21	MC 入力電流 i_r , i_s , i_t の低次高調波と IEC 規格値	99
5.22	負荷変動時の各部実験波形	100
6.1	単相入力 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の基本回路	105
6.2	単相入力 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の各部波形	106
6.3	APD を適用した単相入力 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の各部波形	106
6.4	単相入力 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の基本回路	107
6.5	三相・単相の二電源に対応可能な絶縁型 AC-DC 変換器	108
6.6	APD 解析のための MC 入力側等価回路	109
6.7	フィルタコンデンサのエネルギー	109
6.8	APD 制御時の理論波形	110
6.9	MC 入力側回路のフェーザ図	111
6.10	APD 制御時のフィルタコンデンサ両端電圧の実効値 V_{rs} , V_{st} ($V_s > 0$)	111
6.11	APD 時の MC 入力相電圧・電流波形	112
6.12	MC 入力電流の空間ベクトル ($i_{uv} > 0$)	112
6.13	スイッチングパターンと MC 出力波形 ($v_r > v_s > v_t$)	113
6.14	出力 DC 電圧フィードバック器とルックアップテーブル	115
6.15	シミュレーション結果の各部波形	116
6.16	シミュレーション結果の MC 出力電圧と電流 ($v_r > v_s > v_t$)	117
6.17	実験結果の各部波形	118
6.18	MC 出力電圧 v_{uv} と電流 i_{uv}	119
6.19	MC 停止状態での電源電圧 v_{in} とフィルタコンデンサに流れる進相電流 i_C , および $i_{in} - i_C$ で得られる MC 入力電流 i_{MC}	119
6.20	電源電流 i_{in} と MC 入力電流 i_{MC} の周波数解析結果	120
6.21	負荷変動時の各部波形	121
A.1	参照するデータの面積座標	127

表 目 次

1.1	IEC61000-3-2 Class A の限度値	1
1.2	絶縁型 AC-DC 変換器の比較	5
3.1	各スイッチングパターンのスイッチング制約式	33
3.2	シミュレーション条件	42
3.3	高 MC 出力電圧の 1 入力周期のシミュレーション結果	46
3.4	低 MC 出力電圧の 1 入力周期のシミュレーション結果	46
4.1	理想スイッチとパワー半導体デバイスを用いたスイッチの違い	52
4.2	各セクタでのスイッチングパターン	65
4.3	各スイッチングパターンの解析結果の比較	67
4.4	シミュレーション条件	68
4.5	線形負荷時のシミュレーション結果	71
4.6	非線形負荷時のシミュレーション結果	71
5.1	固定周波数制御法と可変周波数制御法の比較条件	78
5.2	固定周波数制御法と可変周波数制御法の負荷条件	79
5.3	固定周波数制御法と可変周波数制御法の解析結果の比較	81
5.4	固定周波数制御法と可変周波数制御法のシミュレーション結果の比較	82
5.5	線形回路解析・非線形回路解析によるテーブルを用いた場合のシミュレーション結果の比較	89
5.6	MC 入力フィルタのパラメータ	91
5.7	フィルタインダクタの諸元	91
5.8	MC の仕様	93
5.9	MC に用いる IGBT の諸元	93
5.10	LC 共振回路のパラメータ	95
5.11	共振インダクタの諸元	95
5.12	絶縁変圧器のパラメータ	96
5.13	整流回路に用いるダイオードの諸元	96
5.14	実験条件	97
5.15	パワーメータの測定結果 (1MC 入力周期)	99
6.1	各セクタで用いる電流ベクトル ($i_{uv} > 0$)	113

6.2	シミュレーション条件	115
6.3	実験条件	117
6.4	パワーメータの測定結果（1MC 入力周期）と計算した MC 損失・効率	120

第 1 章

序論

1.1 研究背景

バッテリー充電器やコンピュータの電源、太陽光発電システムなど、様々な電気機器において系統交流電力と DC 電力を絶縁して接続するために、絶縁型 AC-DC 変換器が広く用いられている。小容量の絶縁型 AC-DC 変換器は系統単相電源により駆動され、中・大容量の変換器では系統三相電源を用いる。絶縁型 AC-DC 変換器は系統電源電流の力率調整と負荷側の DC 電力の制御を行うことを求められる。系統電源電流は International Electrotechnical Commission (IEC) や Japanese Industrial Standards (JIS) などが定める規格値を満足しなければならない。系統電源電流に関する規格値の例として、表 1.1 に IEC 61000-3-2 Class A の規格値 [1] を示す。負荷 DC 電力は負荷に応じて電圧・電流を制御する必要がある。

従来の三相入力絶縁型 AC-DC 変換器の構成を図 1.1 に示す。この変換器では、系統電源に絶縁変圧器を接続して、変圧器後段の直列リアクトルと整流器により、系統 AC 電力を系統から絶縁された DC 電力に変換する。得られる絶縁 DC 電力に対して非絶縁 DC-DC 変換器を用いて負荷 DC 電力を制御する。このような変換器の問題点を下記に示す。

表 1.1: IEC61000-3-2 Class A の限度値

高調波次数		最大許容高調波電流 [A]
奇数高調波	3	2.30
	5	1.14
	7	0.77
	9	0.40
	11	0.33
	13	0.21
	$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times 15/n$
偶数高調波	2	1.08
	4	0.43
	6	0.30
	$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times 8/n$

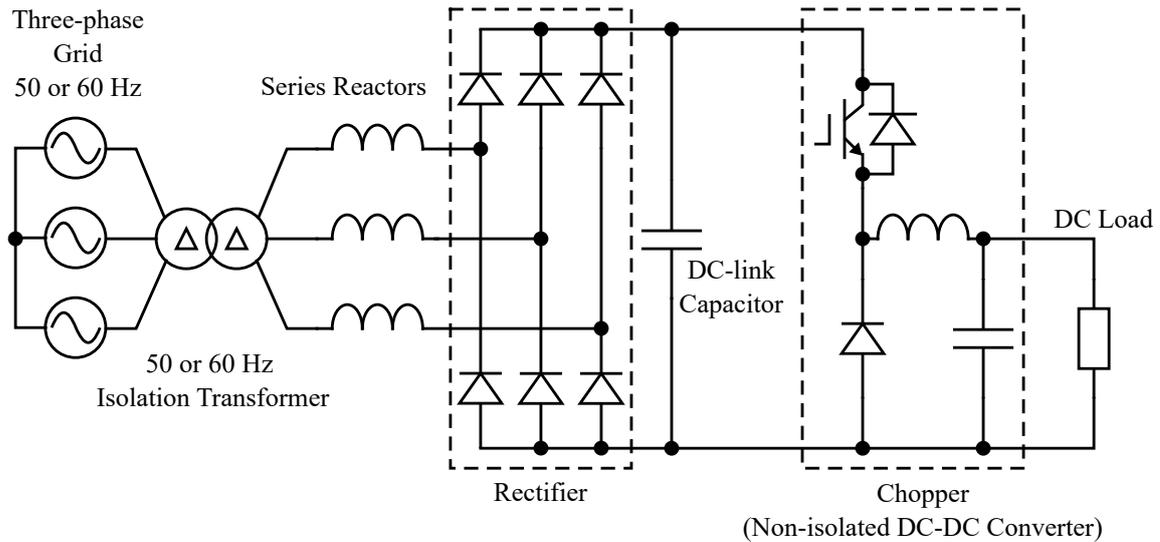


図 1.1: 従来の三相入力絶縁型 AC-DC 変換器

- 系統周波数の絶縁変圧器が必要となり、変換器が大型となる。^{*1}
- 表 1.1 の規格を満たすために、大型の直列リアクトルを必要とする。
- 整流器後段の DC リンク部に、大型で短寿命な大容量の電解コンデンサを必要とする。

従来の三相入力絶縁型 AC-DC 変換器に対して、パワー半導体デバイスを用いて柔軟な電力変換を行う、パワーエレクトロニクス（パワエレ）技術を用いて絶縁変圧器と直列リアクトルの小型化を実現しており、現在ではパワエレ技術を用いた絶縁型 AC-DC 変換器が一般的に使用されている [2-6]。パワエレ技術を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器の構成例を図 1.2 を示す。これらの変換器では、ダイオード整流器と Power Factor Collection (PFC) 回路、または PWM 整流器によりアクティブに系統交流電流を制御することによって、小型な直列リアクトルで IEC 規格を満たすことを可能とする。DC リンク部分の後段の絶縁型 DC-DC 変換器では、変圧器 1 次側のインバータにより直流電力を高周波交流電力に変換することにより絶縁変圧器の小型化を実現するとともに、負荷 DC 電力の制御を行う。変圧器 2 次側の整流器により高周波交流電力を所望の直流電力に変換する。この整流器にはダイオード整流器や同期整流器が用いられる。負荷 DC 部分の LC 回路はスイッチング周波数成分の電圧・電流を吸収するためのローパスフィルタ回路であり、小型な受動素子で実現可能である。図 1.2b のように、整流器に PWM 整流器と同期整流器を用いることにより、系統側と負荷側の双方向の電力伝送が可能である。また、パワエレ技術を用いた絶縁型 AC-DC 変換器は、絶縁型 DC-DC 変換器にパワー半導体デバイスのスイッチングによる損失（スイッチング損失）を理論上ゼロとする、ソフトスイッチング技術を適用することで従来の絶縁型 AC-DC 変換器より高効率となる。

一方でパワエレ技術を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器には下記の問題がある。

- 系統電源電流の力率調整と負荷側の DC 電力制御のために 2 つの変換器が必要であり、系統 AC/DC/高周波 AC/DC と 3 段の変換となるため、変換効率が低い。

^{*1} 一般に、受動素子の体積は交流電力の周波数に比例する。したがって、系統交流部分に配置する変圧器の体積は大型となる。

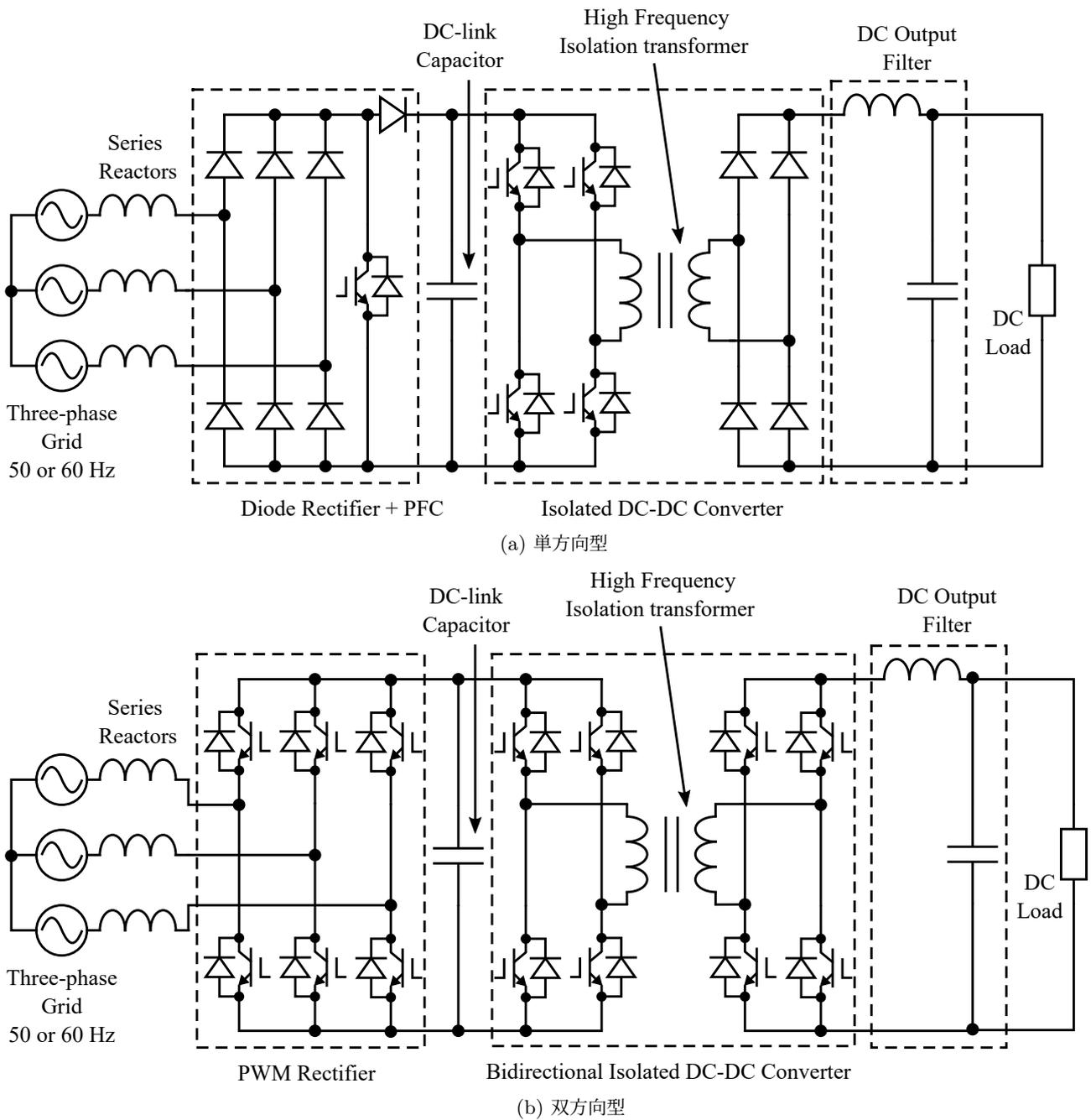


図 1.2: パワエレ技術を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器

- 系統側整流器と絶縁型 DC-DC 変換器の間の DC リンク部に、大型で短寿命な大容量の電解コンデンサを必要とする。

これらの課題を解決するために、交流-交流直接変換器であるマトリクスコンバータ (MC: Matrix Converter) を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器が提案されている。

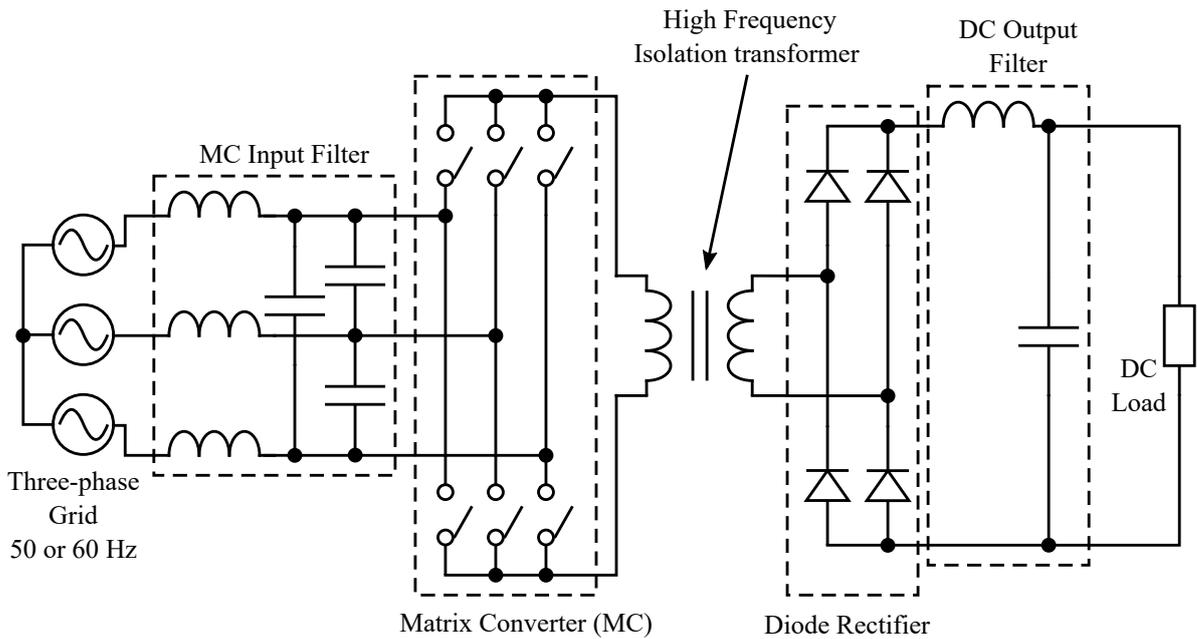


図 1.3: MC を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器

1.2 マトリックスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC 変換器 [7-30]

絶縁型 AC-DC 変換器に MC を適用することにより、変換器の高効率・小型・長寿命化が期待されている。MC を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器を図 1.3 に示す。MC は 6 つの双方向スイッチにより構成される。MC は系統交流電力を高周波交流電力に直接変換して、系統電源電流の力率調整と負荷側の DC 電力制御を MC のみで実現可能である。このため MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器には DC リンク部分が無く、大容量の電解コンデンサを必要としない。さらに DC リンク部分が無くなることで、この絶縁型 AC-DC 変換器は系統 AC/高周波 AC/DC と 2 段の変換となるため、電力変換による損失が少ない。MC 入力部分・負荷 DC 部分の LC フィルタは MC 入力電流・出力電圧のスイッチング周波数成分を系統電源側・負荷側に流出させないために設置する必要がある。小型のフィルタインダクタとフィルタコンデンサにより構成される。これらのフィルタコンデンサには、寿命の短い電解コンデンサではなく、小型・長寿命の小容量フィルムコンデンサを使用する。したがって MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の特長は下記のようにまとめられる。

1. 大容量の電解コンデンサを必要としないため、変換器が小型・長寿命となる。
2. 系統 AC/高周波 AC/DC と 2 段の変換となるため、変換効率が低い。

図 1.3 の変圧器後段の整流器はダイオード整流器や同期整流器が用いられる。

MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器と図 1.1, 図 1.2 の変換器との比較を表 1.2 に示す。パワエレ技術を用いた絶縁型 AC-DC 変換器は、従来の絶縁型 AC-DC 変換器に対して、絶縁変圧器と直列リアクトルの小型化を実現している。さらに、パワエレ技術を応用したソフトスイッチング技術を適用することによって、従来の絶縁型 AC-DC 変換器よりも効率が低い。一方で、どちらの変換器も DC リンク部に大容量の電解コンデンサが必要であり、変換器が大型となるだけでなく、短寿命となる。これらの変

表 1.2: 絶縁型 AC-DC 変換器の比較

	従来の AC-DC 変換器	パワエレ技術を用いた AC-DC 変換器	MC を用いた AC-DC 変換器
体積	×	○	◎
効率	×	△	◎
寿命	×	×	◎

換器と比較して、MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器は DC リンク部を必要とせず大容量の電解コンデンサを用いないため、高効率・小型・長寿命となる [15]。

1.3 マトリックスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC 変換器の課題

絶縁型 AC-DC 変換器に MC を用いることにより、変換器の高効率・小型・長寿命化が期待される。しかし、これまでに提案されている MC の制御法の多くはモータ駆動を目的としたものであり、MC 出力周波数が低い。絶縁変圧器の体積は MC 出力周波数に比例するため、絶縁型 AC-DC 変換器に適用する高周波出力の MC 制御法が求められる。

Manias と Ziogas は 1985 年に高周波出力の MC を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器を発表した。この論文で用いている MC 制御法では、MC を仮想的に PWM 整流器とインバータから構成される AC/DC/AC 変換器と考えることで、従来の PWM 整流器とインバータの制御法を用いることが可能である。この仮想的なインバータの出力を、キャリア波と同じ周波数で 180 deg 導通の矩形波することにより、MC 出力周波数を高周波としている点に特長がある。しかし、この MC 制御法では 1 出力周期当たりのスイッチング回数が多く、スイッチング損失が大きい。また MC にソフトスイッチング技術を適用することが不可能であり、高効率化が難しい。稲垣らは 1990 年に、三相入力絶縁型 AC-DC 変換器に適用する、スイッチング周波数と等しい出力周波数とする MC 制御法を提案した。この論文では、スイッチング周波数と等しい出力周波数とする MC のスイッチングパターンの 1 つを提案しており、このスイッチングパターンを用いることでスイッチング回数を減らすことが可能である。しかしこの絶縁型 AC-DC 変換器にもソフトスイッチング技術を適用することが不可能であり、高効率化が難しい。近年では、三相入力絶縁型 AC-DC 変換器に適用する高周波出力の MC 制御法の研究・開発について、主に下記の点に関する研究が盛んに行われている。

- 1 出力周期あたりのスイッチング回数の削減 [16–18]
- 電源電流高調波の抑制 [19–22]
- ソフトスイッチング技術の適用による高効率化 [17, 18, 23–30]

しかし、上記の特長を全て満たす MC 制御法に関する検討は少ない。さらにソフトスイッチング技術の適用に際して、MC の出力力率に関する検討は行われていない。また提案されている MC 制御法の多くは三相入力絶縁型 AC-DC 変換器を対象としており、これらの制御法を単相入力の絶縁型 AC-DC 変換器に適用することはできない。

複数の研究チームが MC を用いた単相入力絶縁型 AC-DC 変換器を提案している [31–34]。しかし単相入力の場合、電源電力が電源周波数の 2 倍の周波数で脈動して出力 DC 電圧のリプルを増大させるため、この電力脈動を抑制する必要がある。上記の MC を用いた単相入力絶縁型 AC-DC 変換器は、電源

電力脈動を抑制するために、出力 DC 部分に大容量の電解コンデンサを必要であり、変換器が大型・短寿命となる。これに対して、パワエレ技術を用いて電源電力脈動を積極的に吸収するアクティブパワーデカップリング技術を適用した MC を用いた単相入力絶縁型 AC-DC 変換器が提案されている [35,36]。しかし、この MC を用いた単相入力絶縁型 AC-DC 変換器はアクティブパワーデカップリングのために追加部品を必要とするため、部品点数が増加する。

1.4 研究目的

本論文では、三相・単相の二電源に対応可能な絶縁型 AC-DC 変換器に適用する、高周波出力と高出力力率のソフトスイッチングを実現する MC 制御法を検討する。スイッチング周波数と等しい MC 出力周波数とするスイッチングパターンを用いることで、絶縁変圧器を小型とするだけでなく、1 出力周期のスイッチング回数を削減してスイッチング損失を低減する。MC の全てのスイッチングをソフトスイッチングとすることで、さらにスイッチング損失を抑制する。ソフトスイッチングのためには、MC 出力力率を減少させる必要があるため、ソフトスイッチングを達成するとともに、MC 出力力率を最大とする可変 MC 出力周波数制御法を検討する。開発する絶縁型 AC-DC 変換器のアプリケーション範囲の拡大を目的として、三相電源だけでなく、単相電源でも駆動可能な絶縁型 AC-DC 変換器とする MC 制御法を検討する。特に、単相電源駆動時には、電源電力の脈動により出力 DC 電圧のリプルが増大するため、電源電力の脈動を MC 入力電流制御により抑制する MC 入力フィルタを用いたアクティブパワーデカップリング技術を適用する。MC 入力フィルタと MC の一部のスイッチをアクティブパワーデカップリング回路とすることで、三相電源駆動時と同じ回路構成で、単相電源駆動時にも DC 負荷電力をほぼ一定とする。これらの検討から MC の制御に必要な数理モデル（制御方程式）を構築して、下記の特長を持つ MC 制御法を開発することを研究目的とする。

- スwitching周波数と等しい MC 出力周波数とする。
- 任意の電源力率とする正弦波 MC 入力電流を実現する。
- 回路で用いるコンデンサは小型・長寿命の小容量フィルムコンデンサのみとする。
- 全てのスイッチングをソフトスイッチングとして、低スイッチング損失を達成する。
- 可変 MC 出力周波数制御により、MC 入力電圧位相に応じて、MC 出力力率を最大とする。
- 三相電源だけでなく、同じ回路構成を用いて、単相電源でも駆動可能とする。
- MC 入力フィルタを用いたアクティブパワーデカップリング制御により、単相電源駆動時でも一定の DC 負荷電力を供給する。

開発する三相・単相の二電源に対応可能な MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器は、三相入力で作動することを基本として、三相電源が確保できない場合でも、単相電源で作動可能となる。

1.5 論文構成

三相・単相の二電源に対応可能な絶縁型 AC-DC 変換器に適用する高周波出力と高出力力率のソフトスイッチングを実現する MC 制御法の開発を目的として、本論文を 7 つの章に分けて MC 制御法を検討する。

第 1 章では、研究背景および、従来の絶縁型 AC-DC 変換器と MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の比較を行い、MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の課題を明らかにした。MC を用いた絶縁型 AC-DC

変換器の課題に対して、本論文の研究目的と開発する MC 制御法の特長を示した。

第2章では、MC の概要と MC で用いられる変換原理・制御方法・パワー半導体デバイス・転流方式・周辺回路などの要素技術を総括する。従来の AC/AC 変換器と比較したときのマトリックスコンバータの利点と欠点を整理して、絶縁型 AC-DC 変換器に適用する MC 制御法の検討に必要な不可欠な知識をまとめる。

第3では、三相-高周波単相 MC の制御法について検討する。最初に、スイッチング周波数と等しい MC 出力周波数とする6つのスイッチングパターンを提案する。このスイッチングパターンを用いて、MC 出力電流を矩形波に近似することで、任意の電源力率の正弦波 MC 入力電流と出力 DC 電圧を実現する MC のパワー半導体スイッチの ON 時間比率得るための線形な制御方程式を導出する。この線形な制御方程式は、任意の MC 入力電に対して有効であり、実機への実装も簡易である点に特長がある。検討したスイッチングパターンと制御方程式の有効性・妥当性をシミュレーションを用いて確認する。

第4では、LC 共振回路を用いたソフトスイッチング技術を、MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器に適用する。MC のパワー半導体スイッチにスナバコンデンサを追加して、MC の転流原理とスナバコンデンサの充放電の関係を検討することで、スイッチング周波数と同じ MC 出力周波数とするスイッチングパターンに対して、MC の全てのスイッチングをソフトスイッチングとする MC 出力電圧・電流条件を明らかにする。絶縁変圧器後段を線形負荷に、共振電流である MC 出力電流を正弦波に近似することにより、固定 MC 出力周波数の非線形な制御方程式を導出する。この制御方程式を数値解析により解き、スイッチング周波数と等しい MC 出力周波数とする6つのスイッチングパターンを比較する。さらに、検討した制御方程式を用いた MC 制御法を実機に実装する際に、短い制御周期で非線形な制御方程式を数値計算により解くことは難しいため、ルックアップテーブルを用いて MC の制御を高速化する。検討した固定 MC 出力周波数でソフトスイッチングを可能とする MC 制御法の有効性・妥当性をシミュレーションにより評価する。

第5では、MC のパワー半導体スイッチの ON 時間比率だけでなく、LC 共振回路の特性を考慮して MC 出力周波数を可変することで、MC 出力力率を制御して、MC 出力力率最大のソフトスイッチングを実現する。さらに、出力 DC 電圧フィードバックの MC 制御法への適用方法と、ダイオード整流器の非線形特性を考慮した解析方法を検討する。この MC 制御法を用いることで、ダイオード整流器の非線形特性を考慮した上で、高効率・高入出力力率・小型・長寿命な三相入力絶縁型 AC-DC 変換器を実現することが可能となる。検討した MC 制御法を評価するための試作機の仕様を説明する。そして試作機を用いた実験により、検討した三相入力の MC 制御法の有効性・妥当性を評価する。

第6章では、三相入力絶縁型 AC-DC 変換器に対して、同じ回路構成を用いて単相電源で動作可能な MC 制御法を検討する。検討した絶縁型 AC-DC 変換器は三相入力で作動することを基本として、三相電源が確保できない場合でも、単相電源で動作することを目的とする。単相電源に接続する場合、電源電力が電源周波数の2倍の周波数で脈動するため、この脈動を抑制するアクティブパワーデカップリング技術を第5章で検討した MC 制御法に適用する。スイッチングパターンを MC 入力電流の空間ベクトルを用いた解析により決定することで、アクティブパワーデカップリングを実現する正弦波の MC 入力電流を生成する。シミュレーションや試作機を用いた実験により、アクティブパワーデカップリング技術を適用した単相入力の MC 制御法の妥当性・有用性を確認する。

第 2 章

マトリックスコンバータ

この章ではマトリックスコンバータの概要とマトリックスコンバータで用いられる変換原理・制御方法・パワー半導体デバイス・転流方式・周辺回路などの要素技術を総括する。従来の AC/AC 変換器と比較したときのマトリックスコンバータの利点と欠点を整理する。

2.1 AC/AC 変換器

一般的に、ある交流電力を任意の相数・周波数・電圧または電流の交流電力に変換する場合、図 2.1 に示される PWM 整流器とインバータから構成される AC/DC/AC 変換器が用いられる。ここで図 2.1 は三相入力三相出力の AC/AC 変換器の構成としている。PWM 整流器とインバータは Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET) や Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) などのパワー半導体デバイスによって構成される。整流器を PWM 整流器とすることで、双方向の電力伝送が可能となり、入出力を逆転させた場合にも動作する。PWM 整流器前段の直列リアクトルはスイッチング時の急峻な電圧変化によって発生する電源電流高調波を抑制するために用いられる。一般的に、DC リンク部には大型で短寿命の大容量の電解コンデンサが必要となる。図 2.1 の変換器では、PWM 整流器とインバータの瞬時電力を常に等しく制御することで、DC リンク部のコンデンサに必要な容量を低減することも可能である [37–39]。しかし、PWM 整流器とインバータのそれぞれで電力損失を発生させるため、効率が低い問題がある。

AC/DC/AC 変換器に対して、DC リンク部を持たない直接 AC/AC 変換器が提案されている。直接 AC/AC 変換器は DC リンク部の大容量の電解コンデンサを必要とせず、変換段数も少ないため、AC/DC/AC 変換器より小型・長寿命・高効率となる [40]。Alesina と Venturini は 1981 年に直接 AC/AC 変換器としてマトリックスコンバータ (MC: Matrix Converter) を提案した [41]。三相入力三相出力の MC を図 2.2 に示す。MC は双方向スイッチを行列状に配置することによって構成され、ある交流電力を任意の相数・周波数・電圧または電流の交流電力に変換することが可能である。電力変換器では、電圧源・容量性負荷の短絡による過電流と電流源・誘導性負荷の開放による過電圧を発生させないように、変換器の入出力回路を構成する必要がある。MC の入力が電圧源である電圧形 MC では誘導性負荷、MC の入力が電流源である電流形 MC では容量性負荷としなければならない。また MC は双方向の電力伝送が可能であり、入出力を逆転させた場合にも動作する。電圧形 MC の入出力を逆転させると電流形 MC となるため、以下電圧形 MC のみについて述べる。スイッチの行列の拡張すること

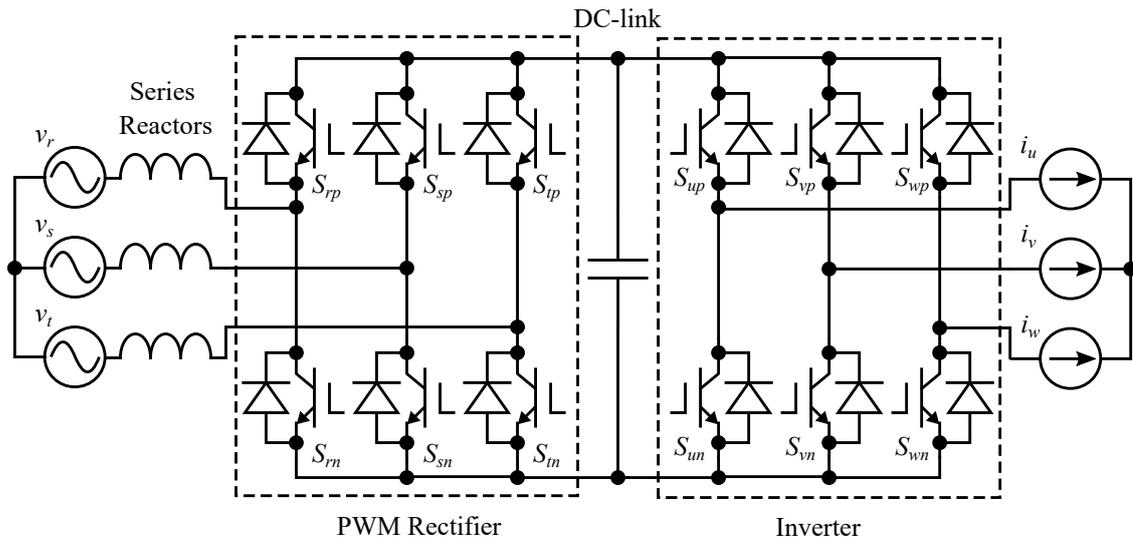


図 2.1: PWM 整流器とインバータから構成される AC/AC 変換器

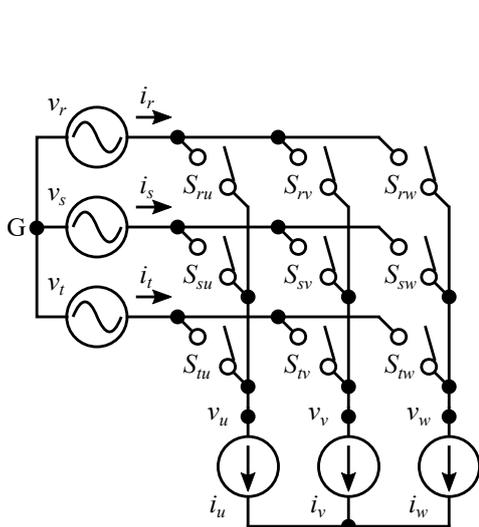


図 2.2: 三相入力三相出力の MC

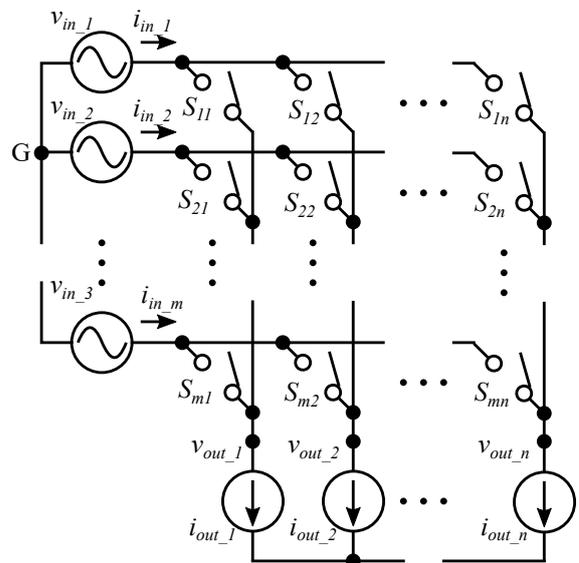


図 2.3: m 相入力 n 相出力の MC
(m, n は自然数)

によって、図 2.3 の m 相入力 n 相出力の MC を構成可能であり、入出力を任意の相数に設定できる。

2.2 変換原理 [42–48]

2.2.1 スイッチング関数

図 2.3 の m 相入力 n 相出力 MC について、中性点 G を電圧の基準点とすると、入力 i 行目の相電圧を v_{in_i} 、線電流を i_{in_i} と、出力 j 列目の相電圧を v_{out_j} 、線電流を i_{out_j} とする。入力電圧ベクトル \mathbf{v}_{in} 、入力電流ベクトル \mathbf{i}_{in} 、出力電圧ベクトル \mathbf{v}_{out} 、出力電流ベクトル \mathbf{i}_{out} を以下のように定

義する。

$$\mathbf{v}_{in} = \begin{bmatrix} v_{in_1} \\ v_{in_2} \\ \vdots \\ v_{in_m} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{in} = \begin{bmatrix} i_{in_1} \\ i_{in_2} \\ \vdots \\ i_{in_m} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{out} = \begin{bmatrix} v_{out_1} \\ v_{out_2} \\ \vdots \\ v_{out_n} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{out} = \begin{bmatrix} i_{out_1} \\ i_{out_2} \\ \vdots \\ i_{out_n} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

入力 i 行目の相と出力 j 列目の相を接続するスイッチを S_{ij} とする。スイッチの ON/OFF 状態を表すスイッチング関数を以下のように定義する。

$$s_{ij} = \begin{cases} 1 & S_{ij} \text{が ON 状態} \\ 0 & S_{ij} \text{が OFF 状態} \end{cases} \quad (2.2)$$

スイッチング行列を次のように定義する。

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{21} & \dots & s_{n1} \\ s_{12} & s_{22} & \dots & s_{n2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{1m} & s_{2m} & \dots & s_{nm} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

このとき、入出力電圧・電流の関係は次式で表される。

$$\mathbf{v}_{out} = \mathbf{s}\mathbf{v}_{in} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{i}_{in} = \mathbf{s}^T \mathbf{i}_{out} \quad (2.5)$$

ここで \mathbf{s}^T は \mathbf{s} の転置行列である。上式より、MC は出力電圧 \mathbf{v}_{out} と入力電流 \mathbf{i}_{in} の双方をスイッチング行列 \mathbf{s} により制御することが可能である。したがって、図 2.2 の三相入力三相出力 MC の入出力関係は次式で示される。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{ru} & s_{su} & s_{tu} \\ s_{rv} & s_{sv} & s_{tv} \\ s_{rw} & s_{sw} & s_{tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{ru} & s_{su} & s_{tu} \\ s_{rv} & s_{sv} & s_{tv} \\ s_{rw} & s_{sw} & s_{tw} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

ここで相電圧の基準点を中性点 G としている。

2.2.2 スイッチングの制約

電力変換器では、電圧源・容量性負荷の短絡による過電流と電流源・誘導性負荷の開放による過電圧を発生させないように、注意深く回路構成の検討・保護回路の追加・スイッチングの制約を行う必要がある。MC においては、電圧形 MC では誘導性負荷、電流形 MC では容量性負荷としなければならない。また、パワー半導体デバイスの故障時に過電圧・過電流が発生しないように、後述するクランプ回路 (図 2.13) を MC に並列接続する。MC のスイッチングにおいても、下記の制約が課される。

■入力側電源短絡による過電流 MC の入力側を短絡するスイッチングとした場合、電圧源を短絡することとなり、スイッチに過電流が流れる。図 2.4 は S_{i+1j} が ON のときに、 S_{ij} を OFF から ON したときの MC の回路であり、入力の i 行目と $i+1$ 行目の電圧源が短絡して過電流が流れ、スイッチを破壊する。したがって、ある出力相に接続されるスイッチは2つ以上同時に ON してはならない。

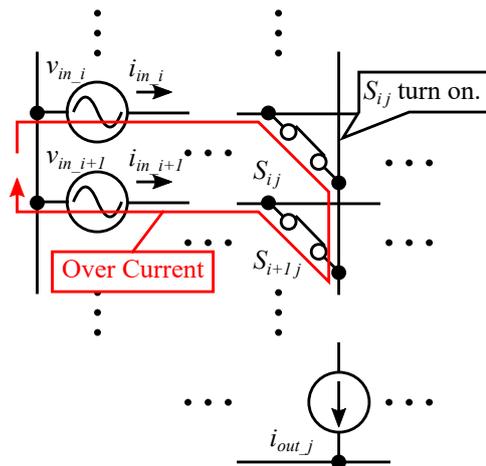


図 2.4: 入力側電源短絡による過電流

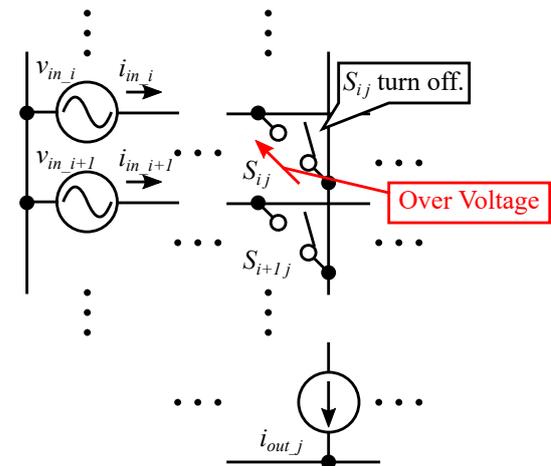


図 2.5: 出力側誘導性負荷開放による過電圧

■出力側誘導性負荷開放による過電圧 MC の出力側を解放するスイッチングとした場合，誘導性負荷を開放することとなり，スイッチに過電圧が発生する。図 2.5 は S_{ij} 以外のスイッチが OFF のときに， S_{ij} を ON から OFF したときの MC の回路であり，出力の j 列目の誘導性負荷が開放してスイッチに過電圧が印加され，スイッチを破壊する。したがって，ある出力相に接続されるスイッチは少なくとも 1 つ以上 ON しなくてはならない。

したがって任意の出力相に接続されるスイッチは必ず 1 つだけ ON であり，他のスイッチは OFF でなければならない。 j 列目の出力相に関して，このスイッチングの制約は次式で表される。

$$s_{1j} + s_{2j} + \dots + s_{mj} = 1 \tag{2.8}$$

よって MC にはスイッチの ON/OFF の状態を表しているスイッチング行列 \mathbf{s} は m^n 通り存在する。

2.2.3 Pulse Width Modulation

パワーエレクトロニクス技術を用いた電力変換器では一般的にパルス幅変調（PWM : Pulse Width Modulation）を用いて所望の電圧や電流に変換する。PWM では電圧または電流の 1 制御周期の平均値をパルス幅を変調することにより制御する。MC の出力電圧と入力電流も PWM により制御されることが多い。

図 2.3 の MC について，制御周期を T_C ，1 制御周期の間にスイッチ S_{ij} を ON する時間を t_{ON_ij} とする。スイッチ S_{ij} の ON 時間比率 ζ_{ij} を次式で定義する。

$$\zeta_{ij} = \frac{t_{ON_ij}}{T_C} \quad (0 \leq \zeta_{ij} \leq 1) \tag{2.9}$$

入力相電圧 $v_{in_1} \sim v_{in_m}$ の周期に対して，制御周期 T_C が短く，1 制御周期の間は $v_{in_1} \sim v_{in_m}$ を一定値に近似できるとき， j 列目の出力相電圧 v_{out_j} の 1 制御周期の平均値 \bar{v}_{out_j} は次式で得られる。

$$\begin{aligned} \bar{v}_{out_j} &= \frac{t_{ON_1j}}{T_C} v_{in_1} + \frac{t_{ON_2j}}{T_C} v_{in_2} + \dots + \frac{t_{ON_mj}}{T_C} v_{in_m} \\ &= \zeta_{1j} v_{in_1} + \zeta_{2j} v_{in_2} + \dots + \zeta_{mj} v_{in_m} \end{aligned} \tag{2.10}$$

同様に、出力線電流 $i_{out_1} \sim i_{out_n}$ の周期に対して、制御周期 T_C が短く、1 制御周期の間は $i_{out_1} \sim i_{out_n}$ を一定値に近似できるとき、 i 行目の入力線電流 i_{in_i} の 1 制御周期の平均値 \bar{i}_{in_i} は次式で得られる。

$$\begin{aligned}\bar{i}_{in_i} &= \frac{t_{ON_i1}}{T_C} i_{out_1} + \frac{t_{ON_i2}}{T_C} i_{out_2} + \dots + \frac{t_{ON_in}}{T_C} i_{out_n} \\ &= \zeta_{i1} i_{out_1} + \zeta_{i2} i_{out_2} + \dots + \zeta_{in} i_{out_n}\end{aligned}\quad (2.11)$$

出力相電圧平均ベクトル $\bar{\mathbf{v}}_{out}$ 、入力線電流平均ベクトル $\bar{\mathbf{i}}_{in}$ 、ON 時間比率行列 ζ を次式で定義する。

$$\bar{\mathbf{v}}_{out} = \begin{bmatrix} \bar{v}_{out_1} \\ \bar{v}_{out_2} \\ \vdots \\ \bar{v}_{out_n} \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{i}}_{in} = \begin{bmatrix} \bar{i}_{in_1} \\ \bar{i}_{in_2} \\ \vdots \\ \bar{i}_{in_m} \end{bmatrix}\quad (2.12)$$

$$\zeta = \begin{bmatrix} \zeta_{11} & \zeta_{21} & \dots & \zeta_{n1} \\ \zeta_{12} & \zeta_{22} & \dots & \zeta_{n2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \zeta_{1m} & \zeta_{2m} & \dots & \zeta_{nm} \end{bmatrix}\quad (2.13)$$

式 (2.10), (2.11) より、 ζ を用いて $\bar{\mathbf{v}}_{out}$, $\bar{\mathbf{i}}_{in}$ は次式で得られる。

$$\bar{\mathbf{v}}_{out} = \zeta \mathbf{v}_{in}\quad (2.14)$$

$$\bar{\mathbf{i}}_{in} = \zeta^T \mathbf{i}_{out}\quad (2.15)$$

ここで、 ζ^T は ζ の転置行列である。スイッチングの制約により各出力相に接続されるスイッチは常に 1 つだけ ON となるため、 ζ_{ij} について次式の制約が成立することに注意が必要である。

$$t_{ON_1j} + t_{ON_2j} + \dots + t_{ON_mj} = T_C\quad (2.16)$$

$$\zeta_{1j} + \zeta_{2j} + \dots + \zeta_{mj} = 1\quad (2.17)$$

よって、入出力周期に対して十分に短い制御周期で MC を制御するとき、MC の入出力電圧・電流の関係は式 (2.14), (2.15) のように線形式で表され、時間比率行列 ζ を適切に決定することで任意の出力電圧 $\bar{\mathbf{v}}_{out}$ と入力電流 $\bar{\mathbf{i}}_{in}$ を実現可能である*1。

2.3 制御法

MC の出力電圧と入力電流を制御するためには、適切にスイッチング行列 \mathbf{s} (特に、PWM 制御の場合には ON 時間比率行列 ζ) を決定しなければならない。また、スイッチングの順番 (スイッチングパターン) にも自由度があり、入出力波形のひずみや効率などの観点から適切なスイッチングパターンを選ぶことが重要である。ここでは、幅広く使用される図 2.2 の三相入力三相出力 MC についての制御法を取り上げる。ON 時間比率行列 ζ の代表的な決定方法として、仮想 AC/DC/AC 方式と直接 AC/AC 方式の 2 つがある。最初に MC の取り得るスイッチング状態を検討して、MC の理論最大電圧利用率を求める。次に、仮想 AC/DC/AC 方式と直接 AC/AC 方式を比較する。

*1 MC は AC/AC 直接変換器に分類されるが、変換原理により AC/DC, DC/AC, DC/DC 変換も実現可能である。

2.3.1 MC のスイッチング状態と出力最大電圧 [44, 46, 48–50]

■**スイッチング状態** 三相入力三相出力 MC には、 $3^3 = 27$ 通りのスイッチング状態がある。それぞれのスイッチング状態での各スイッチの ON/OFF 状態を図 2.6 に示す。全ての出力相を短絡したゼロスイッチング状態 (Zero Switching State) は 3 通りある。このスイッチング状態では、入力線電流と出力線間電圧はゼロとなる。次に、全ての出力相に相異なる入力相を接続するダイレクトスイッチング状態 (Direct Switching State) が 6 通りある。このスイッチング状態は従来の AC/DC/AC 変換器では実現できない点に特長がある。残りの 18 通りのスイッチング状態は 2 つの出力相に同じ入力相を接続するスイッチング状態であり、本論文では定常スイッチング状態 (Stationary Switching State) と呼称する。MC はダイレクトスイッチング状態とすることが可能であり、AC/DC/AC 変換器と比較してスイッチングの自由度が高い。よって最適なスイッチングパターンの検討が進められている。

■**電圧利用率** スwitching に起因する周波数成分の影響は無視する。MC 入力電圧ベクトル \mathbf{v}_{in} と出力電流ベクトル \mathbf{i}_{out} を次式で与える。

$$\mathbf{v}_{in} = \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_{in} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{int}) \\ \cos(\omega_{int} - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega_{int} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{out} = \sqrt{2}I_{out} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{out}t + \phi_{out}) \\ \cos(\omega_{out}t - \frac{2}{3}\pi + \phi_{out}) \\ \cos(\omega_{out}t + \frac{2}{3}\pi + \phi_{out}) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

出力相電圧を基本波実効値 V_{out} の三相平衡電圧として、MC の電圧変調率 ε を次式で定義する。

$$\varepsilon = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2.19)$$

電源力率を 1 として、指令する入力電流ベクトルを次式で与える。

$$\mathbf{i}_{in} = \sqrt{2}\varepsilon I_{out} \cos(\phi_{out}) \begin{bmatrix} \cos(\omega_{int}) \\ \cos(\omega_{int} - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega_{int} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

MC の出力 j 相はスイッチングの制約により、必ずいずれかの入力相に接続しなければならないため、式 (2.10) と $0 \leq \zeta_{ij} \leq 1$ より、 j 相電圧 v_j は次式で制限される。

$$v_{min} \leq v_j \leq v_{max} \quad (j = u, v, w) \quad (2.21)$$

$$v_{min} = \min(v_r, v_s, v_t), \quad v_{max} = \max(v_r, v_s, v_t)$$

ここで、ある入力位相 ω_{int} における入力最小相電圧を v_{min} 、入力最大相電圧を v_{max} としている。式 (2.18) で与えられる \mathbf{v}_{in} において、 v_{min} 、 v_{max} は次のように表される。

$$v_{min} = \begin{cases} \sqrt{2}V_{in} \cos(\omega_{int} + \frac{2}{3}\pi - \frac{n\pi}{3}) & (2n-1)\frac{\pi}{3} \leq \omega_{int} < 2n \cdot \frac{\pi}{3} \\ \sqrt{2}V_{in} \cos(\omega_{int} - \frac{2}{3}\pi - \frac{n\pi}{3}) & 2n \cdot \frac{\pi}{3} \leq \omega_{int} < (2n+1)\frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2.22)$$

$$v_{max} = \begin{cases} \sqrt{2}V_{in} \cos(\omega_{int} - \frac{n\pi}{3}) & (2n-1)\frac{\pi}{3} \leq \omega_{int} < 2n \cdot \frac{\pi}{3} \\ \sqrt{2}V_{in} \cos(\omega_{int} - \frac{n\pi}{3}) & 2n \cdot \frac{\pi}{3} \leq \omega_{int} < (2n+1)\frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2.23)$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

出力相電圧を次式で表される基本波成分のみの正弦波とする。

$$\mathbf{v}_{out} = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \sqrt{2}\varepsilon V_{in} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{out}t) \\ \cos(\omega_{out}t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega_{out}t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

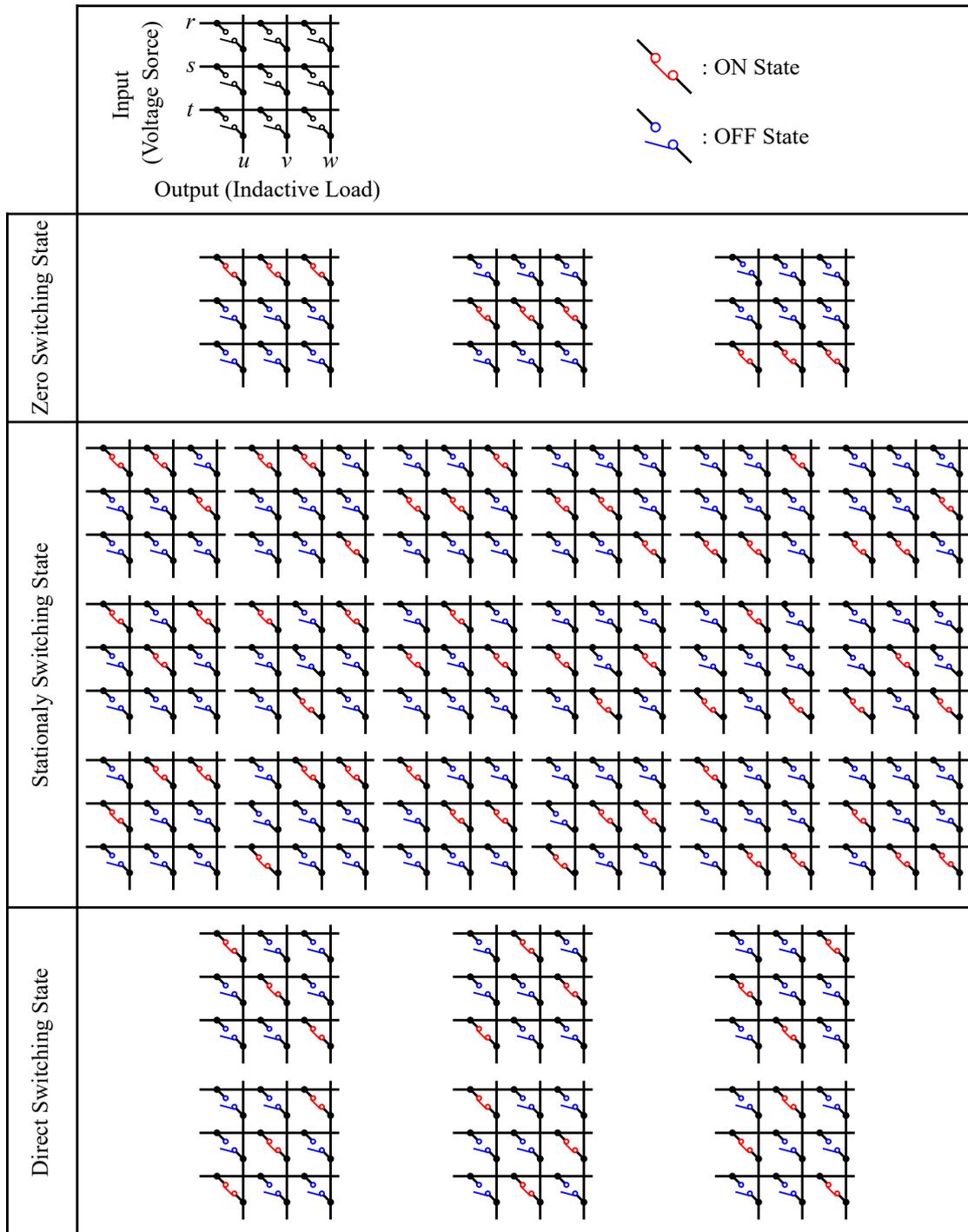


図 2.6: 三相入力三相出力 MC のスイッチング状態

このとき、図 2.7a のように、 v_j は 1 入力周期における v_{min} の最大値と v_{max} の最小値の間で変化する正弦波となる。

$$\begin{aligned} \max_{0 \leq \omega_{in} t < 2\pi} v_{min} \leq v_j \leq \min_{0 \leq \omega_{in} t < 2\pi} v_{max} \\ \Leftrightarrow -\frac{\sqrt{2}}{2} V_{in} \leq v_j \leq \frac{\sqrt{2}}{2} V_{in} \quad (j = u, v, w) \end{aligned} \quad (2.25)$$

よって出力相電圧は入力相電圧の半分しか出力できず、電圧利用率 $\varepsilon \leq 0.5$ となる。そこで次式のように、正弦波の出力相電圧に入力相電圧の三倍周波数成分を重畳した場合、図 2.7b のように、出力相電圧最大値を増加させることができ、電圧利用率 $\varepsilon \leq 0.75$ となる。

$$\mathbf{v}_{out} = \sqrt{2}\varepsilon V_{in} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{out} t) + \frac{1}{\sqrt{6}} \cos(3\omega_{in} t) \\ \cos(\omega_{out} t - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{\sqrt{6}} \cos(3\omega_{in} t) \\ \cos(\omega_{out} t + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{\sqrt{6}} \cos(3\omega_{in} t) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

さらに上式に、出力相電圧の三倍周波数成分を重畳した式 (2.27) の場合、図 2.7c のように、出力相電圧の基本波実効値を増加させ、電圧利用率 ε を理論最大値である $\varepsilon \leq 0.87$ とすることが可能である。

$$\mathbf{v}_{out} = \sqrt{2}\varepsilon V_{in} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{out} t) - \frac{1}{3\sqrt{2}} \cos(3\omega_{out} t) + \frac{1}{\sqrt{6}} \cos(3\omega_{in} t) \\ \cos(\omega_{out} t - \frac{2}{3}\pi) - \frac{1}{3\sqrt{2}} \cos(3\omega_{out} t) + \frac{1}{\sqrt{6}} \cos(3\omega_{in} t) \\ \cos(\omega_{out} t + \frac{2}{3}\pi) - \frac{1}{3\sqrt{2}} \cos(3\omega_{out} t) + \frac{1}{\sqrt{6}} \cos(3\omega_{in} t) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

2.3.2 仮想 AC/DC/AC 方式 [51–54]

MC を仮想的に図 2.8 のような AC/DC/AC 変換器と考え、 \mathbf{s} を計算する方式を仮想 AC/DC/AC 方式と呼ぶ。この方式では、従来の PWM 整流器・インバータの制御方法を用いて ζ を計算できるため、簡易な制御システムとなる。

図 2.8 において、電位の基準を中性点 G として、DC リンク部の正側の電圧を v_{DC_p} 、負側の電圧を v_{DC_n} とする。入力電圧、仮想 DC リンク電圧、出力電圧の関係は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{DC_p} \\ v_{DC_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} \\ s_{rn} & s_{sn} & s_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up} & s_{un} \\ s_{vp} & s_{vn} \\ s_{wp} & s_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{DC_p} \\ v_{DC_n} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

式 (2.28)、(2.29) と式 (2.6) を比較することで次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} s_{ru} & s_{su} & s_{tu} \\ s_{rv} & s_{sv} & s_{tv} \\ s_{rw} & s_{sw} & s_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up} & s_{un} \\ s_{vp} & s_{vn} \\ s_{wp} & s_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} \\ s_{rn} & s_{sn} & s_{tn} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

したがって、従来の PWM 整流器とインバータの制御方法を用いて式 (2.28)、(2.29) の各スイッチング関数 s_{ij} を求め、式 (2.30) を用いて変換することで、MC を制御することが可能である。

この方式の欠点はスイッチングの自由度が低いことである。図 2.8 の回路では入力の r, s, t 相と出力の u, v, w をそれぞれ別々の相に接続する 6 通りのスイッチング状態を実現することが不可能である*2。よって仮想 AC/DC/AC 方式では 21 通りのスイッチング状態しか実現できない。

*2 例えば r 相と u 相、 s 相と v 相、 t 相と w 相を同時に接続するスイッチング状態

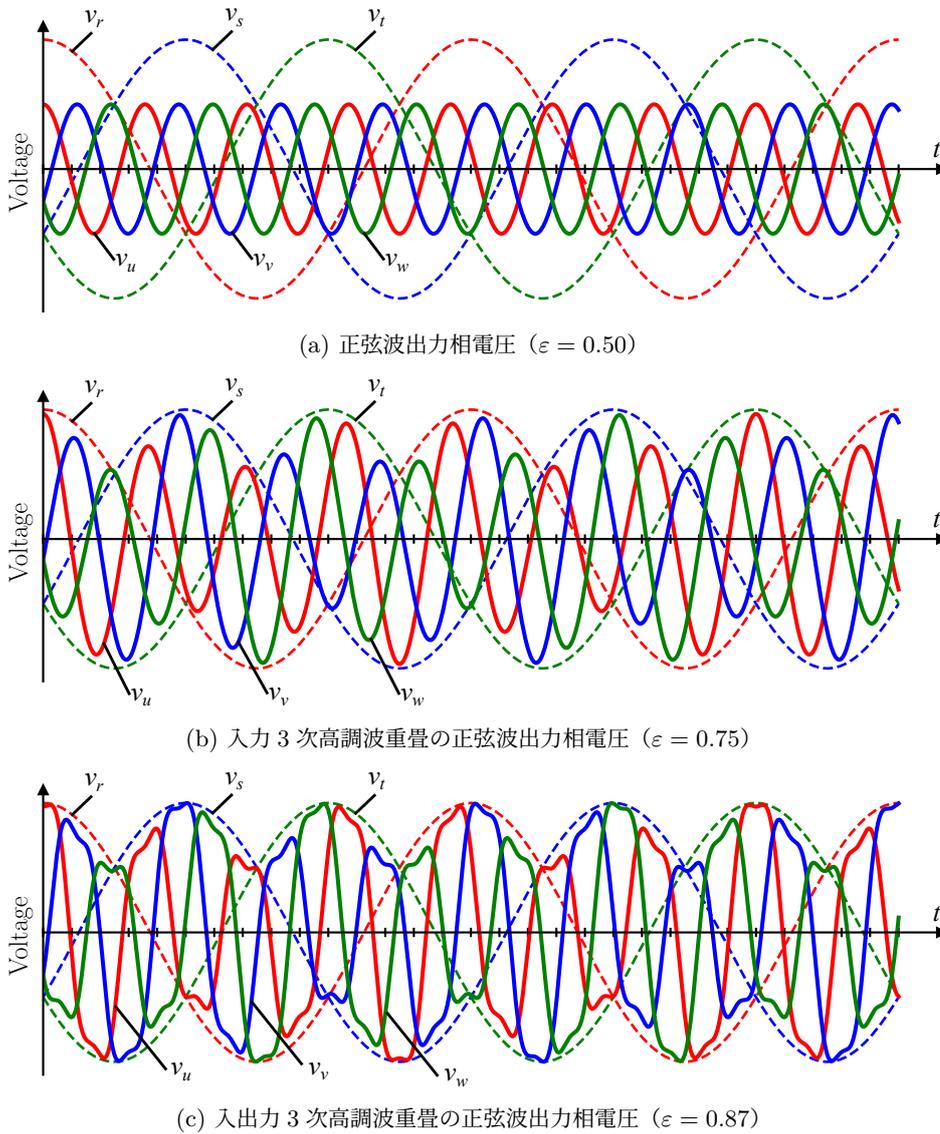


図 2.7: 三相入力三相出力 MC の入出力相電圧波形

2.3.3 AC/AC 直接方式 [42, 55–61]

仮想 AC/DC/AC 方式に対して、所望の入力電流ベクトル i_{in} と出力電圧ベクトル v_{out} を実現する s を直接計算する方式を AC/AC 直接方式と呼ぶ。多くの AC/AC 直接方式では、まず ζ を計算して、適切なスイッチングパターンを選択することで s を決定する。この方式では、 $3^3 = 27$ 通りの全てのスイッチング状態を用いることができ、スイッチングの自由度が高い。

一方で所望の i_{in} と v_{out} を同時に実現する ζ を計算する必要があり、仮想 AC/DC/AC 方式と比較して、制御法が複雑となる。

代表的な AC/AC 直接方式として、MC を提案した Venturini が 1898 年に発表した制御方法を挙げる [42]。MC 入力電圧・出力電流が式 (2.18) で与えられ、MC 入力電流・出力電圧の指令値を式 (2.20)、

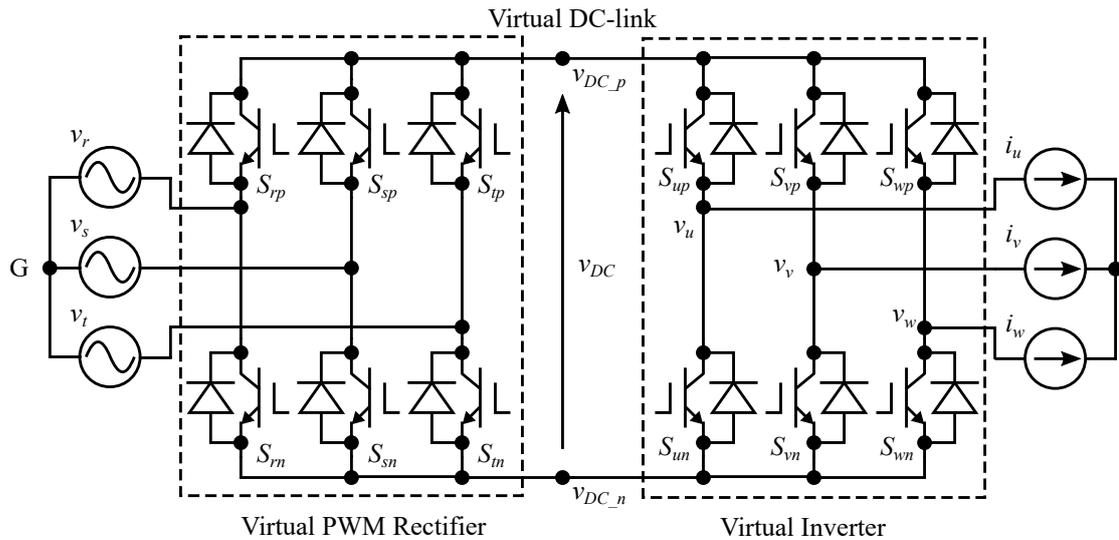


図 2.8: 仮想 AC/DC/AC 変換器

(2.27) とするとき、必要な各スイッチの ON 時間比率は次式で得られる。

$$\zeta_{ij} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + \frac{v_i v_j}{V_{in}^2} + \frac{4\varepsilon}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_{in} t + \beta_i) \sin(3\omega_{in} t) \right\} \quad (2.31)$$

$$i = r, s, t \quad j = u, v, w \quad \beta_i = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$$

上式の ON 時間比率を用いることで、最大電圧利用率を 87% とすることが可能である。

2.4 双方向スイッチ

MC は入出力双方向の電流を制御可能なパワー半導体スイッチを必要とする。また、図 2.1 の AC/DC/AC 変換器では、1つの入力相から1つの出力相に流れる電流により、2つ分のパワー半導体デバイスの導通損失を発生する*3。よって MC の導通損失を AC/DC/AC 変換器よりも低減させるためには、1つの入力相から1つの出力相に流れる電流はただ1つのパワー半導体デバイスを通る構成としなければならない。

図 2.9 に、MC によく用いられる双方向スイッチの構成を示す [44, 62]。図 2.9a は 4つのダイオードと1つのトランジスタを用いた双方向スイッチであり、スイッチを流れる電流は3つのパワー半導体デバイスを通る。また、このスイッチは電流の流れる方向を制御することができず、後述する安全な転流方式を使用できない。図 2.9b, 2.9c は 2つの逆導通 IGBT*4を用いた双方向スイッチであり、スイッチを流れる電流は2つのパワー半導体デバイスを通る。IGBT では、ゲート-エミッタ間に閾値電圧以上/未満の電圧を印加することで、ON/OFF を切り替える。図 2.9b の双方向スイッチではコモンコレクタの構成であり、各 IGBT のエミッタの電位はそれぞれ入力相電圧か出力相電圧のいずれかに固定され、1つの双方向スイッチに2つの絶縁電源が必要となる。エミッタが同じ入力/出力相に接続される

*3 例えば r 相から u 相に電流が流れるとき、図 2.1 の S_{rp} の逆流ダイオードと S_{up} の IGBT の 2つのパワー半導体デバイスに電流が流れ、この 2つのパワー半導体デバイスの導通損失が発生する。

*4 MOSFET を使用するも可能

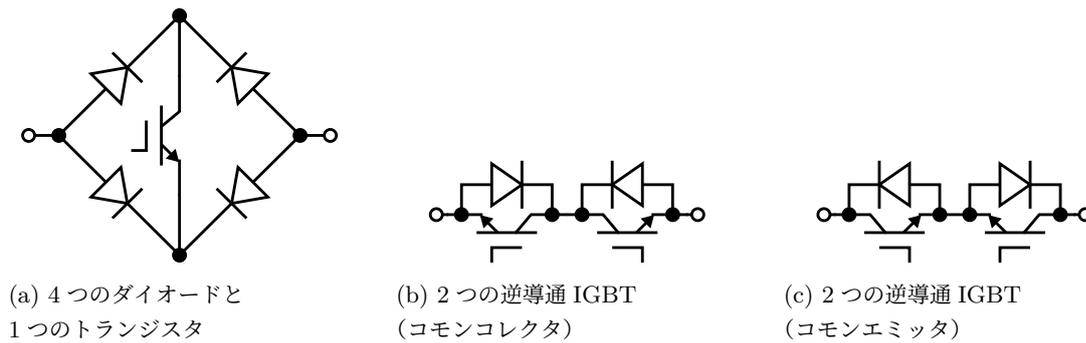


図 2.9: 導通損失の大きい双方向スイッチの構成

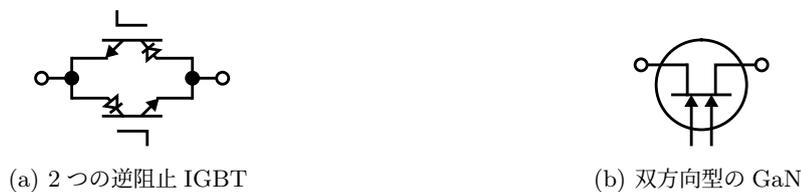


図 2.10: 導通損失の小さい双方向スイッチの構成

IGBT に同じ絶縁電源を用いることが可能であるため、 m 相入力 n 相出力の MC では IGBT のゲートドライブに $m + n$ 個の絶縁電源が必要となる。これに対して図 2.9c の双方向スイッチはコモンエミッタの構成であり、IGBT のエミッタの電位は各 IGBT の ON/OFF 状態により変化するため、1つの双方向スイッチに1つの絶縁電源が必要となる。各双方向スイッチを構成する IGBT の ON/OFF 状態は異なるため、双方向スイッチの数だけ絶縁電源が必要であり、 m 相入力 n 相出力の MC では IGBT のゲートドライブに必要な絶縁電源は $m \times n$ 個だけである。これらの双方向スイッチを用いた MC は、AC/DC/AC 変換器と比較して、同程度以上の導通損失が発生する。一方で、これらの双方向スイッチを構成するパワー半導体デバイスは市場に広く流通しており、安価で簡単に双方向スイッチを製作可能である。

AC/DC/AC 変換器より低導通損失を実現可能な MC に用いる双方向スイッチを図 2.10 に示す。図 2.10a は逆阻止 IGBT を逆並列接続した双方向スイッチである [63]。図 2.10b は双方向制御可能な Gallium nitride (GaN) デバイスを用いた双方向スイッチである [64]。これらの双方向スイッチでは、スイッチを流れる電流は1つのパワー半導体デバイスのみを通り、導通損失が小さい。よってこれらの双方向スイッチで構成される MC は AC/DC/AC 変換器より高効率となる。しかし、製造されている逆阻止 IGBT や双方向制御可能な GaN デバイスの種類は少なく、入手が困難である。MC の実用化によりこれらのデバイスの開発が促進されると期待されており、現在多くの研究チームが MC の研究を進めている。

2.5 転流方式

MC のスイッチングの制約として、入力短絡と出力開放は禁止される。パワー半導体デバイスはゲート信号が High レベルとなってからデバイスが完全に ON 状態になるまでに時間が掛かり、この時間を

ターンオン時間と呼ぶ。同様に、ゲート信号が Low レベルとなってからデバイスが完全に OFF 状態になるまでに時間が必要であり、この時間をターンオフ時間と呼ぶ。パワー半導体デバイスが完全に ON または OFF 状態となる前に、他のデバイスの ON/OFF を切り替えると、入力短絡や出力開放が発生して、デバイスを破壊する。よって MC のスイッチの ON/OFF を切り替えるとき、他のデバイスのスイッチングからターンオン時間やターンオフ時間以上のインターバルを空けてスイッチングを行う必要がある。各スイッチングの後にスイッチング禁止期間であるデッドタイムが挿入される。MC のスイッチの ON/OFF を安全に切り替える手順として、4 段階の電流転流方式と電圧転流方式の 2 種類の転流シーケンスが一般的に用いられる。

MC のスイッチングの制約は各々の出力相について課されるため、1 つの出力相のみを検討する。図 2.3 の出力 j 相について、入力 b 相に接続されるスイッチ S_{bj} が ON から OFF となり、入力 a 相に接続されるスイッチ S_{aj} を OFF から ON にする転流を考える。この転流は入力 a, b 相と出力 j 相以外の相に影響を及ぼさないため、図 2.11 に示す転流モデルを用いて説明する。双方向スイッチ S_{ij} は逆阻止 IGBT の逆並列接続により構成され、入力から出力への電流を制御する IGBT を S_{ij_p} 、出力から入力への電流を制御する IGBT を S_{ij_n} とする。よって各スイッチのスイッチング関数は、転流前では $s_{bj_p} = s_{bj_n} = 1$, $s_{aj_p} = s_{aj_n} = 0$ 、転流後には $s_{bj_p} = s_{bj_n} = 0$, $s_{aj_p} = s_{aj_n} = 1$ となる。ターンオン後のデッドタイムを T_{dead_ON} 、ターンオフ後のデッドタイムを T_{dead_OFF} とする。これらの転流方式は図 2.9b, 2.9c, 2.10b のスイッチにも適用可能である。

2.5.1 電流転流方式 [65–68]

電流転流方式は出力電流 i_{out_j} の極性に依じて、転流シーケンスを決定する。この方式では、 i_{out_j} の極性を検出する必要があるが、入力電圧 v_{in_a} , v_{in_b} の情報は不要となる。出力電流 i_{out_j} のゼロクロス近辺では、 i_{out_j} の極性検出の遅れなどにより出力開放が発生するが、 i_{out_j} が小さいため IGBT を破壊するまでに至らないことが多い。電流転流方式では、転流に要する時間は $T_{dead_ON} + 2T_{dead_OFF}$ となる。

■ $i_{out_j} > 0$ の場合 (図 2.12a)

1. スイッチ S_{bj_p} を OFF とすると出力開放となるため、初めに S_{bj_n} を OFF とする。入力電圧の大小関係が不明のため、この段階で S_{aj_p} や S_{aj_n} を ON とすると入力短絡となる場合がある。
2. ターンオフ後のデッドタイム T_{dead_OFF} の期間を空けて、 i_{out_j} の経路を確保するため、 S_{aj_p} を ON とする。このとき S_{bj_n} が OFF であるため、入力短絡は発生しない。スイッチ S_{aj_p} を ON とする前に、 S_{bj_p} を OFF とすると出力開放となる。入力電圧の大小関係が不明のため、この段階で S_{aj_n} を ON とすると入力短絡となる場合がある。
3. ターンオン後のデッドタイム T_{dead_ON} の期間を空けて、 S_{bj_p} を OFF とする。このとき S_{aj_p} が ON であるため、出力開放は発生しない。入力電圧の大小関係が不明のため、この段階で S_{aj_n} を ON とすると入力短絡となる場合がある。
4. デッドタイム T_{dead_OFF} の期間を空けて、 S_{aj_n} を ON とする。出力電流 $i_{out_j} > 0$ かつ S_{bj_p} が OFF であれば、 S_{aj_n} の ON/OFF 状態に関係なく入力短絡・出力開放は発生しないため、このスイッチングの後にデッドタイムは不要である。

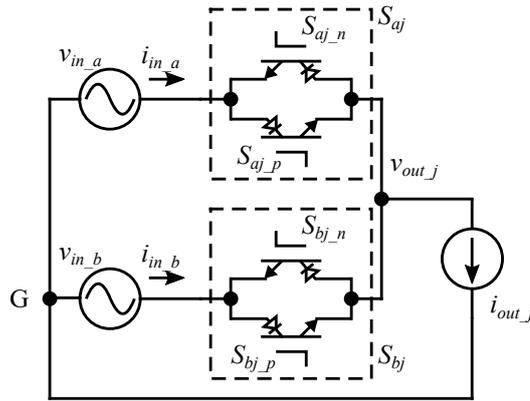


図 2.11: 転流モデル

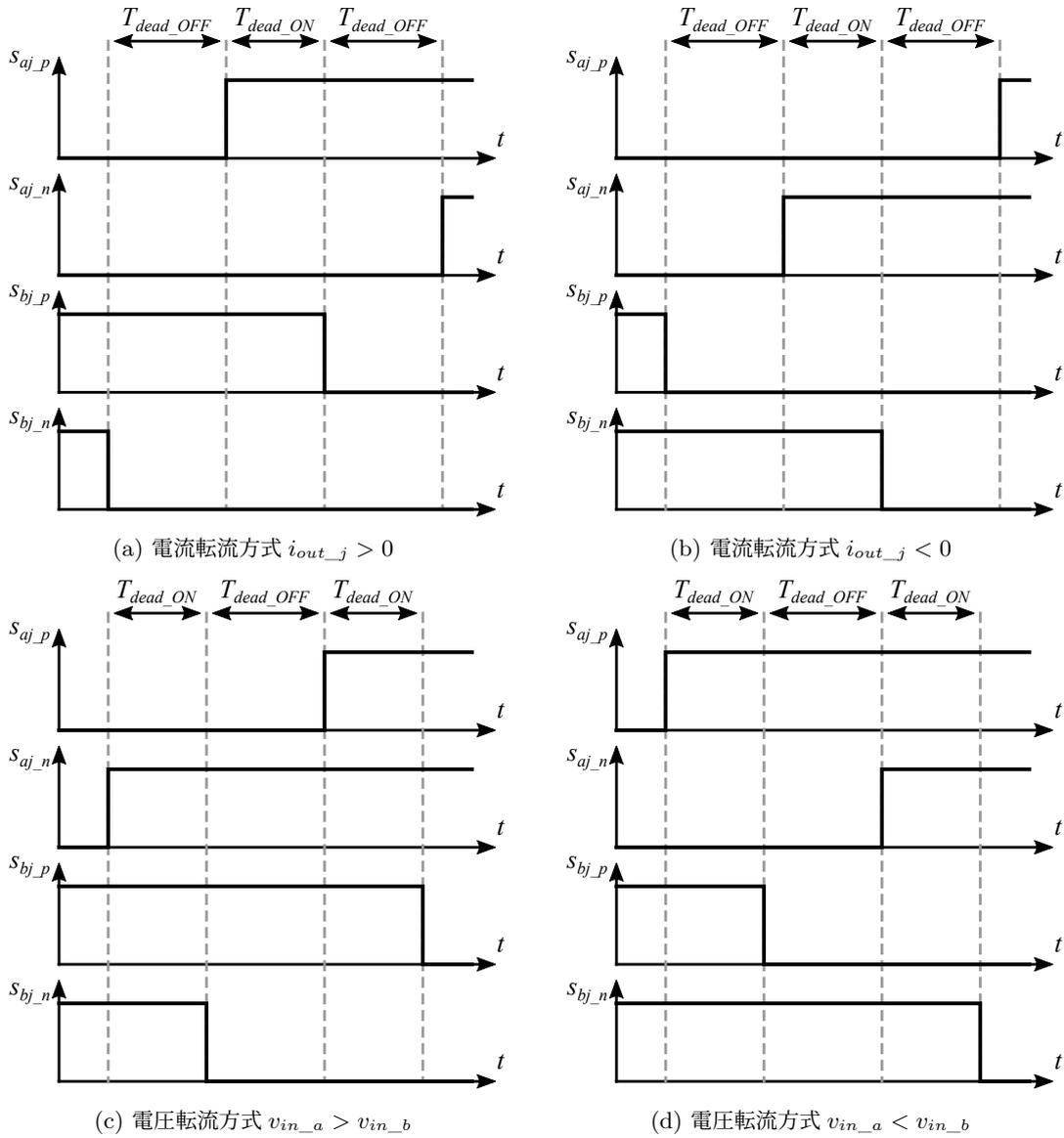


図 2.12: 転流中のスイッチング関数の波形

■ $i_{out_j} < 0$ の場合 (図 2.12b)

1. スイッチ S_{bj_n} を OFF とすると出力開放となるため、初めに S_{bj_p} を OFF とする。入力電圧の大小関係が不明のため、この段階で S_{aj_p} や S_{aj_n} を ON とすると入力短絡となる場合がある。
2. ターンオフ後のデッドタイム T_{dead_OFF} の期間を空けて、 i_{out_j} の経路を確保するため、 S_{aj_n} を ON とする。このとき S_{bj_p} が OFF であるため、入力短絡は発生しない。スイッチ S_{aj_n} を ON とする前に、 S_{bj_n} を OFF とすると出力開放となる。入力電圧の大小関係が不明のため、この段階で S_{aj_p} を ON とすると入力短絡となる場合がある。
3. ターンオン後のデッドタイム T_{dead_ON} の期間を空けて、 S_{bj_n} を OFF とする。このとき S_{aj_n} が ON であるため、出力開放は発生しない。入力電圧の大小関係が不明のため、この段階で S_{aj_p} を ON とすると入力短絡となる場合がある。
4. デッドタイム T_{dead_OFF} の期間を空けて、 S_{aj_p} を ON とする。出力電流 $i_{out_j} < 0$ かつ S_{bj_n} が OFF であれば、 S_{aj_p} の ON/OFF 状態に関係なく入力短絡・出力開放は発生しないため、このスイッチングの後にデッドタイムは不要である。

2.5.2 電圧転流方式 [69, 70]

電圧転流方式は v_{in_a} , v_{in_b} の大小関係に応じて、転流シーケンスを決定する。この方式では、 v_{in_a} , v_{in_b} の大小関係を検出する必要があるが、 i_{out_j} の情報は不要となる。入力電圧 v_{in_a} , v_{in_b} の大小関係の変化点付近では、電圧検出の遅れなどにより入力短絡が発生するが、 v_{in_a} と v_{in_b} の差が小さいため IGBT を破壊するまでに至らないことが多い。電圧転流方式では、転流に要する時間は $2T_{dead_ON} + T_{dead_OFF}$ となる。

■ $v_{in_a} > v_{in_b}$ の場合 (図 2.12c)

1. スイッチ S_{aj_p} を ON とすると入力短絡となるため、初めに S_{aj_n} を ON とする。出力電流の極性が不明のため、この段階で S_{bj_p} や S_{bj_n} を OFF とすると出力開放となる場合がある。
2. デッドタイム T_{dead_ON} の期間を空けて、 $i_{out_j} < 0$ の場合の経路が確保されているため、 S_{bj_n} を OFF とする。このとき S_{aj_n} が ON であるため、出力開放は発生しない。スイッチ S_{bj_n} を OFF とする前に、 S_{aj_p} を ON とすると入力短絡となる。出力電流の極性が不明のため、この段階で S_{bj_p} を OFF とすると出力開放となる場合がある。
3. デッドタイム T_{dead_OFF} の期間を空けて、 S_{aj_p} を ON とする。このとき S_{bj_n} が OFF であるため、入力短絡は発生しない。出力電流の極性が不明のため、この段階で S_{bj_p} を OFF とすると出力開放となる場合がある。
4. デッドタイム T_{dead_ON} の期間を空けて、 S_{bj_p} を OFF とする。入力電圧関係が $v_{in_a} > v_{in_b}$ かつ S_{aj_p} が ON であれば、 S_{bj_p} の ON/OFF 状態に関係なく入力短絡・出力開放は発生しないため、このスイッチングの後にデッドタイムは不要である。

■ $v_{in_a} < v_{in_b}$ の場合 (図 2.12d)

1. スイッチ S_{aj_n} を ON とすると入力短絡となるため、初めに S_{aj_p} を ON とする。出力電流の

極性が不明のため、この段階で S_{bj_n} や S_{bj_p} を OFF とすると出力開放となる場合がある。

2. デッドタイム T_{dead_ON} の期間を空けて、 $i_{out_j} < 0$ の場合の経路が確保されているため、 S_{bj_p} を OFF とする。このとき S_{aj_p} が ON であるため、出力開放は発生しない。スイッチ S_{bj_p} を OFF とする前に、 S_{aj_n} を ON とすると入力短絡となる。出力電流の極性が不明のため、この段階で S_{bj_n} を OFF とすると出力開放となる場合がある。
3. デッドタイム T_{dead_OFF} の期間を空けて、 S_{aj_n} を ON とする。このとき S_{bj_p} が OFF であるため、入力短絡は発生しない。出力電流の極性が不明のため、この段階で S_{bj_n} を OFF とすると出力開放となる場合がある。
4. デッドタイム T_{dead_ON} の期間を空けて、 S_{bj_n} を OFF とする。入力電圧関係が $v_{in_a} < v_{in_b}$ かつ S_{aj_n} が ON であれば、 S_{bj_n} の ON/OFF 状態に関係なく入力短絡・出力開放は発生しないため、このスイッチングの後にデッドタイムは不要である。

2.6 周辺回路 [44, 62, 71]

2.6.1 フィルタ回路

MC の入力電流と出力電圧には、MC のスイッチング周波数の整数倍の成分の高調波が重畳する。これらのスイッチングに起因する高調波を除去するフィルタを、図 2.13 のように、MC 入出力側に接続する必要がある。MC の出力フィルタは出力電圧の高調波を除去して正弦波とするために使用され、MC の出力は誘導性とする必要があるため、フィルタインダクタが MC の出力相に直列接続されるように構成される。出力電圧高調波の負荷に与える影響が小さい場合には、出力フィルタは使用されない場合もある。MC の入力フィルタは入力電流の高調波が電源側に流出することを防ぐために用いられ、MC の入力は誘導性とする必要があるため、フィルタコンデンサが MC の入力相間に接続されるように構成される。これらのフィルタ回路には LC ローパスフィルタ回路がよく用いられる。

2.6.2 クランプ回路

MC はエネルギー貯蔵素子を持たないため、電源・負荷の故障や MC の制御系の不具合、MC のデバイスの破壊などにより MC の動作が停止すると、負荷回路に蓄えられているエネルギーを放出できず、これらのエネルギーにより MC・電源・負荷を破壊する可能性がある。このような事故を防ぐために、図 2.13 に示すクランプ回路が MC に並列接続される。クランプ回路は非常時にクランプ回路のコンデンサ C_{Clamp} にエネルギーを貯蔵して、クランプ回路の放電抵抗 R_{Clamp} によって回収したエネルギーを熱エネルギーとして放出する。放電抵抗 R_{Clamp} に直列にスイッチを接続して、非常時にスイッチを ON することにより、非常時にのみエネルギーを放出することも可能である。クランプ回路の C_{Clamp} と R_{Clamp} は、最悪の場合にどの程度のエネルギーを、どのくらいの時間で放出するかによって設計され、一般的に大きな容量の C_{Clamp} が必要となる。よって C_{Clamp} には、エネルギー密度の高い大容量の電解コンデンサを用いることが多く、MC を用いた変換器の大型化・短寿命化の原因となる。

2.7 まとめ

この章では MC の概要と MC で用いられる変換原理・制御方法・パワー半導体デバイス・転流方式・周辺回路などの要素技術を総括した。従来の AC/AC 変換器と比較したとき、MC の利点は下記にまとめられる。

1. 変換段数が少なく、高効率である。
2. MC の内部にエネルギー貯蔵素子を持たないため、小型・長寿命となる。
3. 仮想 AC/DC/AC 方式の制御方法では、従来の PWM 整流器・インバータの制御方法を MC に適用可能である。
4. AC/AC 直接方式の制御方法では、スイッチングの自由度が高い。
5. 逆阻止 IGBT や双方向型の GaN デバイスを用いることで、導通損失を低減可能である。

一方で MC の実用化に際して、下記の問題点が挙げられる。

1. 三相入力 MC では、最大電圧利用率が 86.6% となり、電圧利用率が低い。
2. 仮想 AC/DC/AC 方式の制御方法では、スイッチングの自由度が低い。
3. AC/AC 直接方式の制御方法では、制御系が複雑となる。
4. 製造されている逆阻止 IGBT や双方向型の GaN デバイスの種類が少なく、入手性に乏しい。
5. スwitching の制約により 4 段階の転流シーケンスが必要であり、デッドタイムが長い。
6. 非常時にエネルギーを回収・放出する大容量の電解コンデンサを用いたクランプ回路が必要であり、変換器の大型化・短寿命化の原因となる。

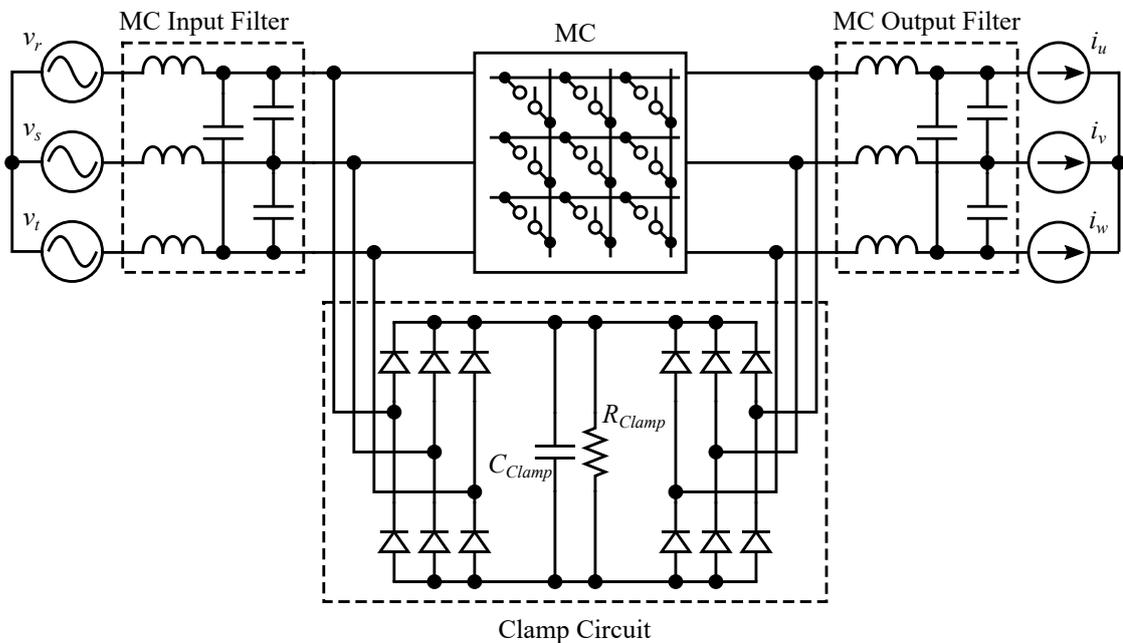


図 2.13: MC 入出力フィルタ回路とクランプ回路

また、多くの MC 制御法は出力周波数に対して十分に高いスイッチング周波数を必要とするため、これらの制御法を絶縁型 AC-DC 変換器に使用される MC に適用すると、絶縁変圧器が大型となる。次章以降ではこれらの MC の利点・欠点を考慮した上で、本章で説明した MC の基礎知識を応用して、MC を絶縁型 AC/DC 変換器に適用する方法を検討する。

第 3 章

スイッチング周波数と等しい出力周波数とする三相-高周波单相マトリックスコンバータの制御法

絶縁型 AC-DC 変換器に用いる MC には、絶縁変圧器の小型化のために、高周波出力のスイッチングパターンが求められる。また、MC は MC 出力電圧と MC 入力電流を同時に制御する必要がある。この章では絶縁型 AC-DC 変換器に使用する MC に対して、スイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターンを検討して、このスイッチングパターンを用いた MC の制御方法を提案する。提案する MC の制御法は任意の三相 MC 入力電圧に対して、MC 出力電流を矩形波に近似することによって、負荷 DC 電圧（MC 出力電圧平均値）と MC 入力電流（瞬時無効電力）を線形な制御方程式により制御する点に特長がある。また、MC 入力電流の空間ベクトル理論を用いて各スイッチングパターンの制御可能範囲について検討する。本章の最後に、提案したスイッチングパターンと制御方法の妥当性・有効性をシミュレーションにより確認する。

3.1 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器

3.1.1 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の基本回路

MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の回路構成を図 3.1 に示す。電源電圧 \mathbf{v}_{in} は実効値 V_{in} 、角周波数 ω_{in} の三相平衡電圧として、次式で定義する。

$$\mathbf{v}_{in} = \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}V_{in} \cos(\omega_{in}t) \\ \sqrt{2}V_{in} \cos(\omega_{in}t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sqrt{2}V_{in} \cos(\omega_{in}t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

電位の基準点は電源の中性点 G とする。MC の入力には、MC 入力電流のスイッチング周波数以上の成分を除去する LC フィルタを接続する。MC の入力は r, s, t 相の三相、出力は u, v 相の单相であり、入力 i 相と出力 j 相を接続する双方向スイッチを S_{ij} ($i \in \{r, s, t\}, j \in \{u, v\}$) とする。MC 出力の相電圧を v_j 、線電流を i_j とする。電源電流ベクトル \mathbf{i}_{in} 、MC 入力相電圧ベクトル \mathbf{v}_{MC} 、MC 入力線

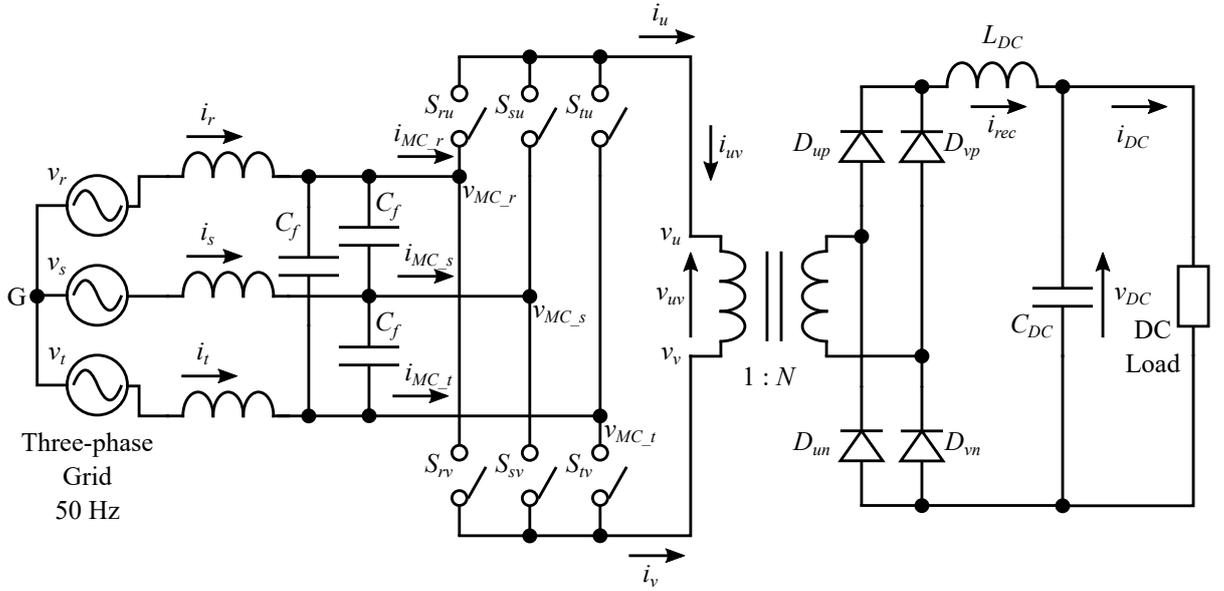


図 3.1: MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の基本回路

電流ベクトル i_{MC} を次式で定義する。

$$\mathbf{i}_{in} = \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{MC} = \begin{bmatrix} v_{MC_r} \\ v_{MC_s} \\ v_{MC_t} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{MC} = \begin{bmatrix} i_{MC_r} \\ i_{MC_s} \\ i_{MC_t} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

電源電流の和をゼロとする。

$$i_r + i_s + i_t = 0 \quad (3.3)$$

MC 出力電圧 v_{uv} ・ 電流 i_{uv} を次式で定義する。

$$v_{uv} = v_u - v_v \quad (3.4)$$

$$i_{uv} = i_u = -i_v \quad (3.5)$$

MC の後段には 1 次側から見た巻き数比が $1:N$ の絶縁変圧器とダイオード整流器を接続する。ダイオード整流器の交流側 j 相と直流の正側を接続するダイオードを D_{jp} 、直流の負側を接続するダイオードを D_{jn} とする。MC の出力周波数はスイッチング周波数と等しいため、ダイオード整流器の出力には MC 出力電圧のスイッチング周波数以上の成分を除去する LC フィルタを接続する。また MC の制御周期は出力周期の半周期とする。

3.1.2 解析回路

図 3.1 の回路の解析は複雑となるため、MC 入力フィルタと MC 出力側回路を電圧源や電流源に近似することで、この回路を単純な等価回路に置換える。MC 入力フィルタと DC 部分のフィルタはスイッチング周波数以上の高調波電圧・電流を十分に減衰するものとして、これらの高調波の影響を無視する。

MC 入力フィルタのインダクタについて、電源周波数成分のインピーダンスは小さいため、 $\mathbf{v}_{in} \approx \mathbf{v}_{MC}$ とする。絶縁変圧器を理想変圧器として、漏れインダクタンスと励磁インダクタンス、巻き線抵抗は無視する。変圧器の 2 次側には Nv_{uv} の電圧が発生し、 $\frac{1}{N}i_{uv}$ の電流が流れる。

MC 入力フィルタのコンデンサに流れる電流ベクトルを i_C とする。

$$i_C = 3C_f \frac{d}{dt} v_{MC} \approx 3C_f \frac{d}{dt} v_{in} = -3\sqrt{2}\omega_{in} C_f V_{in} \begin{bmatrix} \sin(\omega_{in} t) \\ \sin\left(\omega_{in} t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\omega_{in} t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

ここで C_f は線間の入力フィルタコンデンサの容量である。MC 入力部分の電流関係は次式で表され、 $\omega_{in} C_f$ が十分に小さいとき i_C を無視できる。

$$i_{in} = i_{MC} + i_C \approx i_{MC} \quad (3.7)$$

DC 部分のフィルタコンデンサ C_{DC} は十分に大きく、DC 部分の電圧 v_{DC} と電流 i_{DC} は交流成分がゼロの直流として、次式のように大文字で表現する。

$$v_{DC} = V_{DC}, \quad i_{DC} = I_{DC} \quad (3.8)$$

DC 部分のフィルタインダクタンス L_{DC} に流れる電流 i_{rec} には、 I_{DC} に加えて v_{uv} の 2 倍の周波数のリップル電流が重畳する。大きなインダクタンスの L_{DC} を用いることで、 I_{DC} に対してリップル電流を十分に小さくできるため、 $i_{rec} \approx I_{DC}$ とする。また i_{rec} の電流連続モード (CCM: Continuous Current Mode) のみを考え、電流不連続モード (DCM: Discontinuous Current Mode) は検討しない。ダイオード整流器は、絶縁変圧器の 2 次側電圧が正のとき D_{up} と D_{vn} が順バイアス・ D_{vp} と D_{un} は逆バイアスとなり、絶縁変圧器の 2 次側電圧が負のとき D_{vp} と D_{un} が順バイアス・ D_{up} と D_{vn} は逆バイアスとなる。絶縁変圧器の 2 次側電圧がゼロのときには、十分に大きな L_{DC} を仮定して、 i_{uv} は変化しない。よって MC 出力電流 i_{uv} は次式で表される矩形波電流となる。

$$i_{uv} = \begin{cases} NI_{DC} & v_{uv} > 0 \\ -NI_{DC} & v_{uv} < 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

よって図 3.1 の回路は、MC 入力が式 (3.1) で示される v_{in} の電圧源、MC 出力が式 (3.9) で示される i_{uv} の電流源である図 3.2 の回路に置換えられる。

3.2 スイッチングパターン

3.2.1 MC 入力電圧の対称性

MC 入力電圧 v_r , v_s , v_t の波形を、図 3.3 に示すように、いくつかのセクタに分割する。12 分割した場合の各セクタを①~⑫、6 分割した場合の各セクタを I~VI と表記する。各相の電圧大小関係は異なるが、MC 入力電圧は 60 deg ごとに対称な波形となるため、MC 入力相を電圧最大相 (h 相)・中間相 (m 相)・最小相 (l 相) に分類して、スイッチングパターンと MC 制御法を検討する。MC 入力の h 相、 m 相、 l 相の電圧と電流をそれぞれ v_h と i_h , v_m と i_m , v_l と i_l とする。セクタ①と②では $v_h = v_r$, $v_m = v_s$, $v_l = v_t$ である。

3.2.2 スイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターン

スイッチング周波数と等しい MC 出力周波数とするために、下記の規則を与える。

1. 出力の前半周期と後半周期で、MC 出力 u 相と v 相のスイッチングパターンを入れ替える。つまり、出力 u 相に対して v 相の MC 出力相電圧を 180 deg 位相を遅らせる。

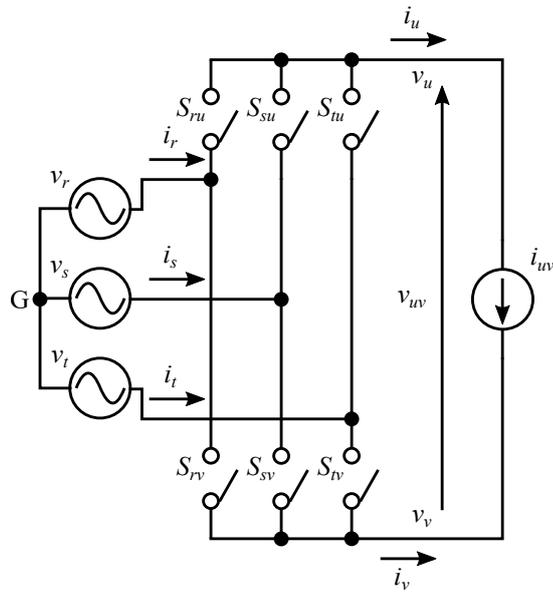


図 3.2: MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の等価回路

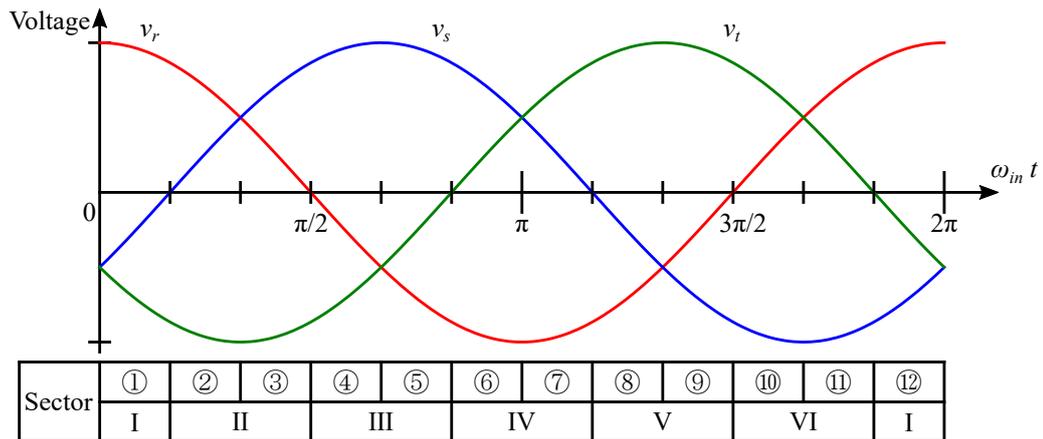


図 3.3: MC 入力電圧とセクタ

- 出力周期の期間内で出力 u 相と v 相それぞれに、入力相電圧最大相 (h 相)、中間相 (m 相)、最小相 (l 相) を 1 回ずつ接続する。したがって各出力相について、1 出力周期の間に h 相 $\rightarrow m$ 相 $\rightarrow l$ 相、または l 相 $\rightarrow m$ 相 $\rightarrow h$ 相のどちらかの順に接続する必要がある^{*1}。

上記の 2 つの規則を満たすスイッチングパターンは 6 種類のみとなる。これら 6 種類のスイッチングパターンを用いた場合の MC の出力電圧 v_{uv} と出力電流 i_{uv} 、スイッチングパターンを図 3.4 に示す。ここで ω_{out} は出力角周波数である。スイッチング周波数は電源周波数より十分に高いため、MC 入力電圧は一定としている。各波形の上部には出力 u 相と v 相それぞれに接続される入力相 (h 相、 m 相、 l

^{*1} m 相 $\rightarrow l$ 相 $\rightarrow h$ 相などの順も考えられるが、出力電圧の位相の定義により接続する相の順番は変わるため、スイッチングパターンに順番は関係しない (円順列)。最初に接続する相を変えれば m 相 $\rightarrow l$ 相 $\rightarrow h$ 相は h 相 $\rightarrow m$ 相 $\rightarrow l$ 相と一緒にあり、全てのパターンは h 相 $\rightarrow m$ 相 $\rightarrow l$ 相と l 相 $\rightarrow m$ 相 $\rightarrow h$ 相の 2 種類に分類される。

相のいずれかの相)を示している。いずれのパターンでも、出力の前半周期と後半周期で u 相と v 相のスイッチングパターンが入れ替わるだけでなく、各出力相は1出力周期で1回ずつ h 相, m 相, l 相に接続され、出力周波数はスイッチング周波数と等しくなる。全てのスイッチングパターンの出力半周期において、ON しないスイッチが2つずつある。そのため、MC の制御では4つのスイッチのON 時間を調整する。

スイッチングパターン1, 3, 5は各出力相を h 相→ m 相→ l 相の順に接続したパターンであり、出力 u 相が l 相から h 相に転流する位相を基準としている。出力 u 相において、スイッチングパターン1は前半周期では接続する入力相を切り替えず、後半周期で入力 h 相→ m 相→ l 相を切り替える。スイッチングパターン3は前半・後半周期で1度ずつ接続する入力相を切り替える。スイッチングパターン5は前半周期で入力 h 相→ m 相→ l 相を切り替え、後半周期では接続する入力相を切り替えない。各スイッチングパターンにおいて、出力 v 相は u 相に対して 180 deg 位相がずれたパターンである。

スイッチングパターン2, 4, 6は各出力相を l 相→ m 相→ h 相の順に接続したパターンであり、出力 v 相が h 相から l 相に転流する位相を基準としている。出力 v 相において、スイッチングパターン2は前半周期では接続する入力相を切り替えず、後半周期で入力 l 相→ m 相→ h 相を切り替える。スイッチングパターン4は前半・後半周期で1度ずつ接続する入力相を切り替える。スイッチングパターン6は前半周期で入力 l 相→ m 相→ h 相を切り替え、後半周期では接続する入力相を切り替えない。各スイッチングパターンにおいて、出力 u 相は v 相に対して 180 deg 位相がずれたパターンである。

図3.4より、スイッチングパターン1, 5は入力 m 相に流れる電流 $i_m > 0$ となり、スイッチングパターン2, 6は $i_m < 0$ となる。これに対してスイッチングパターン3, 4は出力 u 相と v 相が m 相に接続される時間を調整することで、正負双方の i_m を実現可能である。また図3.5に示すようにスイッチングパターン3, 4では、MC 出力線間電圧 v_{uv} を小さくするために出力 u 相, v 相が入力 m 相に接続する時間が長くとると、 v_{uv} の正の半周期と負の半周期の中央でゼロ電圧を出力する。

3.3 ON 時間比率

出力周波数 $f_{out} = \omega_{out}/(2\pi)$ に対して、制御周期 T_C を出力周期の半周期 ($1/(2f_{out})$) とする。MC の双方向スイッチ S_{ij} のON 時間を t_{ON_ij} として、式(2.9)と同様に、ON 時間比率 ζ_{ij} を次式で定義する。

$$\zeta_{ij} = \frac{t_{ON_ij}}{T_C} \quad (3.10)$$

ON 時間比率 ζ_{ij} はスイッチングの制約とMC の出力電圧・入力電流の制御条件から計算する。

3.3.1 スwitchング制約

MC の入力側電源短絡による過電流とMC の出力側誘導性負荷開放による過電圧を防止するため、MC 出力の u 相と v 相のそれぞれに接続されるスイッチにおいて、ON とするスイッチは必ず1つとして、他のスイッチは全てOFF とする必要がある。このスイッチング制約は式(2.17)より、次式で表される。

$$\zeta_{ru} + \zeta_{su} + \zeta_{tu} = 1 \quad (3.11)$$

$$\zeta_{rv} + \zeta_{sv} + \zeta_{tv} = 1 \quad (3.12)$$

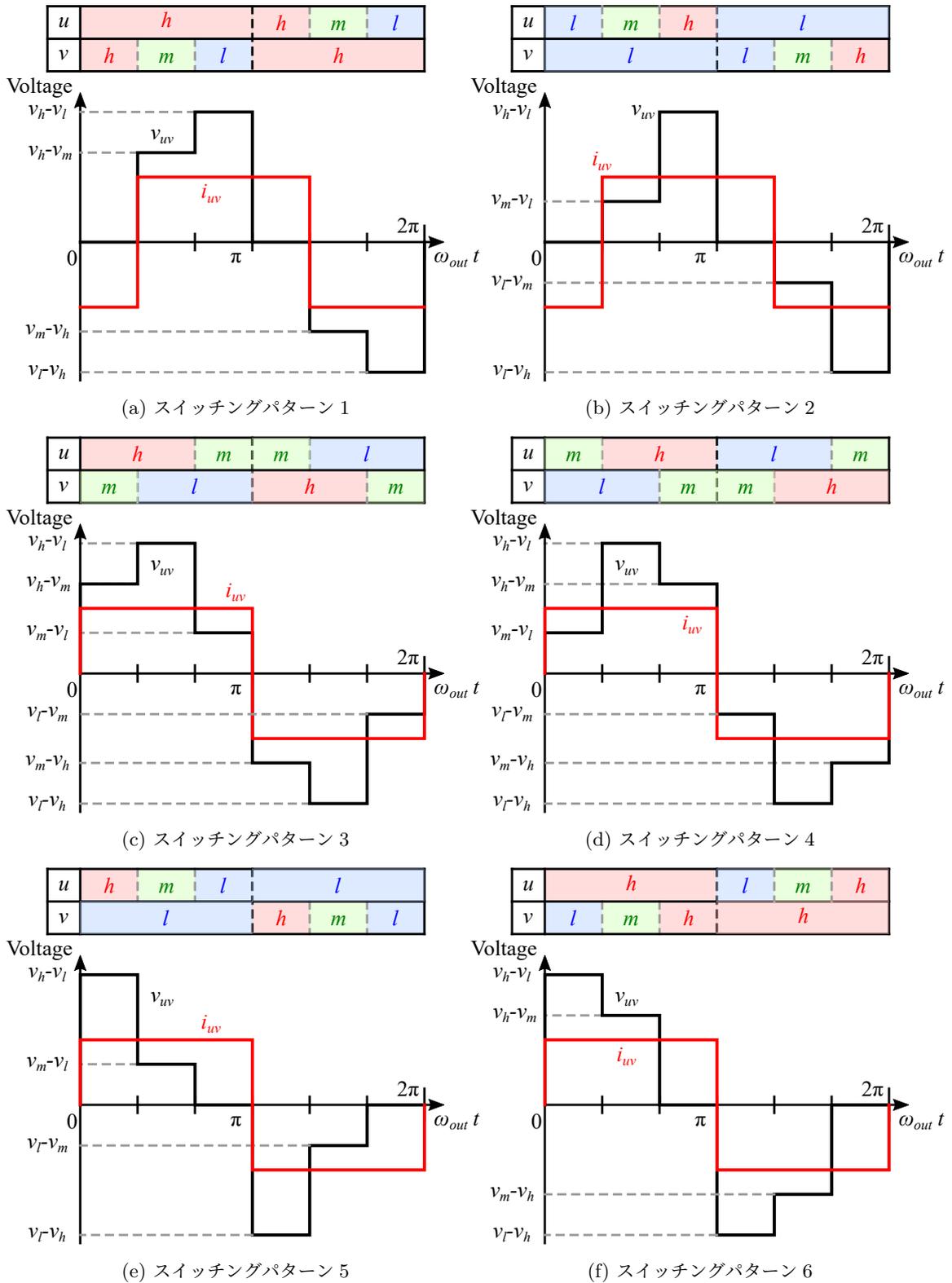


図 3.4: スイッチングパターンと MC 出力波形

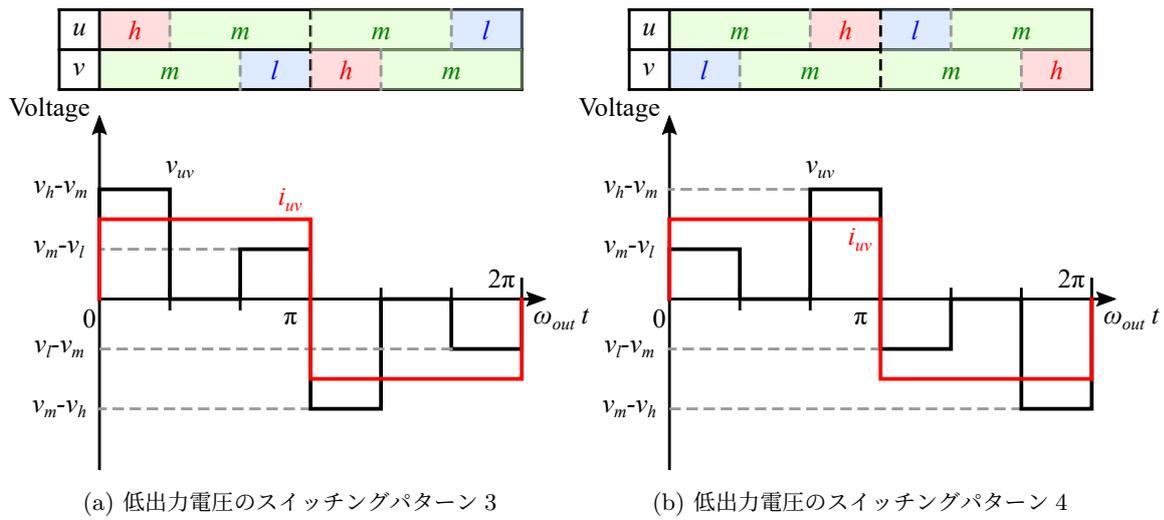


図 3.5: 入力 m 相に接続される時間が長いときのスイッチングパターン 3, 4

表 3.1: 各スイッチングパターンのスイッチング制約式

スイッチングパターン	スイッチング制約 (前半周期)	スイッチング制約 (後半周期)
1	$\zeta_{mu} = 0, \zeta_{lu} = 0$ $\zeta_{hu} = 1, \zeta_{hv} + \zeta_{mv} + \zeta_{lv} = 1$	$\zeta_{mv} = 0, \zeta_{lv} = 0$ $\zeta_{hu} + \zeta_{mu} + \zeta_{lu} = 1, \zeta_{hv} = 1$
2	$\zeta_{hv} = 0, \zeta_{mv} = 0$ $\zeta_{hu} + \zeta_{mu} + \zeta_{lu} = 1, \zeta_{lv} = 1$	$\zeta_{hu} = 0, \zeta_{mu} = 0$ $\zeta_{lu} = 1, \zeta_{hv} + \zeta_{mv} + \zeta_{lv} = 1$
3	$\zeta_{lu} = 0, \zeta_{hv} = 0$ $\zeta_{hu} + \zeta_{mu} = 1, \zeta_{mv} + \zeta_{lv} = 1$	$\zeta_{hu} = 0, \zeta_{lv} = 0$ $\zeta_{mu} + \zeta_{lu} = 1, \zeta_{hv} + \zeta_{mv} = 1$
4	$\zeta_{hu} = 0, \zeta_{lv} = 0$ $\zeta_{mu} + \zeta_{lu} = 1, \zeta_{hv} + \zeta_{mv} = 1$	$\zeta_{lu} = 0, \zeta_{hv} = 0$ $\zeta_{hu} + \zeta_{mu} = 1, \zeta_{mv} + \zeta_{lv} = 1$
5	$\zeta_{hv} = 0, \zeta_{mv} = 0$ $\zeta_{hu} + \zeta_{mu} + \zeta_{lu} = 1, \zeta_{lv} = 1$	$\zeta_{hu} = 0, \zeta_{mu} = 0$ $\zeta_{lu} = 1, \zeta_{hv} + \zeta_{mv} + \zeta_{lv} = 1$
6	$\zeta_{mu} = 0, \zeta_{lu} = 0$ $\zeta_{hu} = 1, \zeta_{hv} + \zeta_{mv} + \zeta_{lv} = 1$	$\zeta_{mv} = 0, \zeta_{lv} = 0$ $\zeta_{hu} + \zeta_{mu} + \zeta_{lu} = 1, \zeta_{hv} = 1$

上式は入力相電圧最大相 (h 相), 中間相 (m 相), 最小相 (l 相) を用いて次式で表すこともできる。

$$\zeta_{hu} + \zeta_{mu} + \zeta_{lu} = 1, \quad \zeta_{hv} + \zeta_{mv} + \zeta_{lv} = 1 \quad (3.13)$$

全てのスイッチングパターンの出力半周期において ON しないスイッチが 2 つずつあるため, 各パターンごとのスイッチング制約は表 3.1 で表される。

3.3.2 平均 MC 出力電圧制御

制御周期 T_C はスイッチング周期の半周期であり、電源電圧の周波数に対して十分に高いスイッチング周波数として、式 (2.14) の PWM を出力電圧制御に適用する。制御周期 T_C は電源周期に対して十分に短いため、制御周期の期間で電源電圧 v_r, v_s, v_t (v_h, v_m, v_l) を一定値とする。出力 u 相と v 相の 1 制御周期の平均電圧を \bar{v}_u, \bar{v}_v とする。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_u \\ \bar{v}_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_{ru} & \zeta_{su} & \zeta_{tu} \\ \zeta_{rv} & \zeta_{sv} & \zeta_{tv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_{hu} & \zeta_{mu} & \zeta_{lu} \\ \zeta_{hv} & \zeta_{mv} & \zeta_{lv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_h \\ v_m \\ v_l \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

式 (3.4) より、MC 出力電圧平均値 \bar{v}_{uv} は次式で得られる。

$$\begin{aligned} \bar{v}_{uv} &= \bar{v}_u - \bar{v}_v \\ &= (\zeta_{ru} - \zeta_{rv})v_r + (\zeta_{su} - \zeta_{sv})v_s + (\zeta_{tu} - \zeta_{tv})v_t \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$= (\zeta_{hu} - \zeta_{hv})v_h + (\zeta_{mu} - \zeta_{mv})v_m + (\zeta_{lu} - \zeta_{lv})v_l \quad (3.16)$$

MC の出力周波数を高周波とするため、 \bar{v}_{uv} の指令値は 1 制御周期ごとに極性を反転させる。ある MC 入力電圧の位相 $\omega_{in}t$ において、MC 出力電圧平均値 \bar{v}_{uv} の最大値 v_{uv_max} は 1 制御周期中に $v_h - v_l$ だけを出力した場合となり、MC 入力電圧が式 (3.1) の三相平衡電圧のときには次式で得られる。

$$\begin{aligned} v_{uv_max} = v_h - v_l &= \sqrt{6}V_{in} \cos\left(\omega_{in}t + \frac{\pi}{6} - \frac{n\pi}{3}\right), \\ (2n-1)\frac{\pi}{6} &\leq \omega_{in}t + \frac{\pi}{6} < (2n+1)\frac{\pi}{6}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (3.17)$$

よって 1 入力周期で一定の \bar{v}_{uv} を出力するときの MC 最大出力電圧 V_{uv_max} は次式で得られる。

$$V_{uv_max} = \min(v_{uv_max}) = \sqrt{6}V_{in} \cos\left(\pm\frac{\pi}{6}\right) = \frac{3\sqrt{2}}{2}V_{in} \quad (3.18)$$

上式より $V_{in} = 200/\sqrt{3}$ である場合には、 $V_{uv_max} = 244.9$ V となる。

出力 DC 部分のフィルタによりスイッチング周波数以上の成分は除去されるため、出力 DC 電圧は MC 出力電圧平均値に絶縁変圧器の巻き数比を乗じた値となる。

$$V_{DC} = N |\bar{v}_{uv}| \quad (3.19)$$

3.3.3 入力電流制御

瞬時電力ベクトルと入力電流指令ベクトル

MC 入力側は三相であるため、空間ベクトル (SVM : Space Vector Modulation) 理論を用いた解析が有効である。 rst 座標系から $\alpha\beta 0$ 座標系への変換行列 ${}^{\alpha\beta 0}C_{rst}$ は次式で与えられる。

$${}^{\alpha\beta 0}C_{rst} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

三相平衡電圧を仮定しており MC 入力電圧の和はゼロであり、式 (3.3) より MC 入力電流の和はゼロであるため、零相を考慮する必要はない。そこで ${}^{rst}C_{\alpha\beta 0}$ から 3 行目を除去した、 rst 座標系から $\alpha\beta$

座標系への変換行列 C を用いる。また $\alpha\beta$ 座標系から rst 座標系への変換行列を C^{-1} とする。

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad C^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$\alpha\beta$ 座標系での MC 入力電圧ベクトルと電流ベクトルをそれぞれ $\mathbf{v}_{in_ \alpha\beta}$, $\mathbf{i}_{in_ \alpha\beta}$ とする。

$$\mathbf{v}_{in_ \alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C \mathbf{v}_{in}, \quad \mathbf{i}_{in_ \alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C \mathbf{i}_{in} \quad (3.22)$$

MC 入力電圧ベクトル $\mathbf{v}_{in_ \alpha\beta}$ の軌跡を図 3.6 に示す。MC 入力電圧ベクトル $\mathbf{v}_{in_ \alpha\beta}$ は円を描く軌跡となり、各セクタは図 3.3 に対応する。

MC 入力の瞬時有効電力 p_{in} と瞬时无効電力 q_{in} を次式で定義する [72–75]。

$$p_{in} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (3.23)$$

$$q_{in} = -v_\beta i_\alpha + v_\alpha i_\beta \quad (3.24)$$

瞬時有効電力 p_{in} は MC 入力電圧ベクトル \mathbf{v}_{in} ($\mathbf{v}_{in_ \alpha\beta}$) と入力電流ベクトル \mathbf{i}_{in} ($\mathbf{i}_{in_ \alpha\beta}$) の内積で表せる。一方で、瞬时无効電力 q_{in} は $\alpha\beta 0$ 座標系の入力電圧ベクトル ${}^{\alpha\beta 0}C_{rst} \mathbf{v}_{in}$ と入力電流ベクトル ${}^{\alpha\beta 0}C_{rst} \mathbf{i}_{in}$ の外積の零相成分と等しい [75]。変換行列 ${}^{\alpha\beta 0}C_{rst}$ は絶対変換（電力不変変換）であるため、 ${}^{\alpha\beta 0}C_{rst} \mathbf{v}_{in}$ と ${}^{\alpha\beta 0}C_{rst} \mathbf{i}_{in}$ の外積ベクトルおよび、 \mathbf{v}_{in} と \mathbf{i}_{in} の外積ベクトルは同一のベクトルとなる。 rst 座標系の \mathbf{v}_{in} と \mathbf{i}_{in} の零相成分をゼロとしているため、 \mathbf{v}_{in} と \mathbf{i}_{in} の外積ベクトルは $\alpha\beta$ 平面に対して垂直となる。よって \mathbf{v}_{in} と \mathbf{i}_{in} の外積ベクトルのノルムは、 ${}^{\alpha\beta 0}C_{rst} \mathbf{v}_{in}$ と ${}^{\alpha\beta 0}C_{rst} \mathbf{i}_{in}$ の外積の零相成分に等しい。したがって、 p_{in} と q_{in} は \mathbf{v}_{in} と \mathbf{i}_{in} を用いて次式で表される。

$$p_{in} = \mathbf{v}_{in} \cdot \mathbf{i}_{in} \quad (3.25)$$

$$q_{in} = \begin{cases} \|\mathbf{v}_{in} \times \mathbf{i}_{in}\| & (\mathbf{v}_{in} \text{ は } \mathbf{i}_{in} \text{ より遅れ}) \\ -\|\mathbf{v}_{in} \times \mathbf{i}_{in}\| & (\mathbf{v}_{in} \text{ は } \mathbf{i}_{in} \text{ より進み}) \end{cases} \quad (3.26)$$

そこで、瞬時電力ベクトル \mathbf{p}_{in} を次式で定義する。

$$\mathbf{p}_{in} = \begin{bmatrix} p_{in} \\ q_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \mathbf{i}_{in_ \alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

上式から MC 入力電流の指令ベクトル \mathbf{i}_{in}^* は次式で与えられる。

$$\mathbf{i}_{in}^* = C^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{p}_{in} \quad (3.28)$$

上式に式 (3.1), (3.22) を代入して整理することで、次式を得る。

$$\mathbf{i}_{in}^* = \sqrt{2} \cdot \frac{1}{V_{in}} \left(\frac{p_{in}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{in} t) \\ \cos(\omega_{in} t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega_{in} t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + \frac{q_{in}}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega_{in} t) \\ \sin(\omega_{in} t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega_{in} t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \right) \quad (3.29)$$

上式の右辺第 1 項は \mathbf{v}_{in} と同相であり、 \mathbf{i}_{in}^* の有効電流成分を表す。一方で、右辺第 2 項は \mathbf{i}_{in}^* の無効電流成分である。よって p_{in} と q_{in} の比率を変化させることで、 \mathbf{i}_{in}^* の位相を調整可能であり、MC 入力率を制御できる。変圧器や変換器の損失を無視すると、絶縁型 AC-DC 変換器の入出力電力は等しい。

$$p_{in} = V_{dc} I_{dc} = N \bar{v}_{uv} I_{dc} \quad (3.30)$$

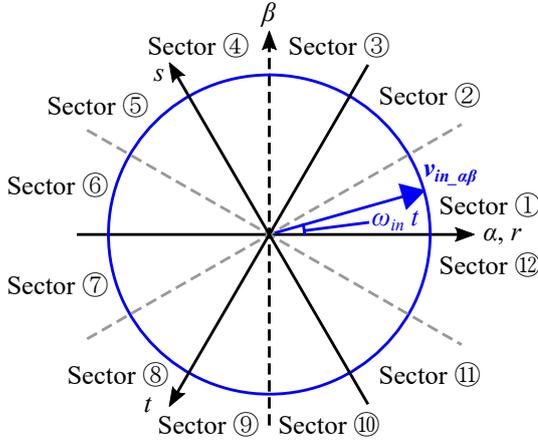


図 3.6: $\alpha\beta$ 座標系の MC 入力電圧ベクトル

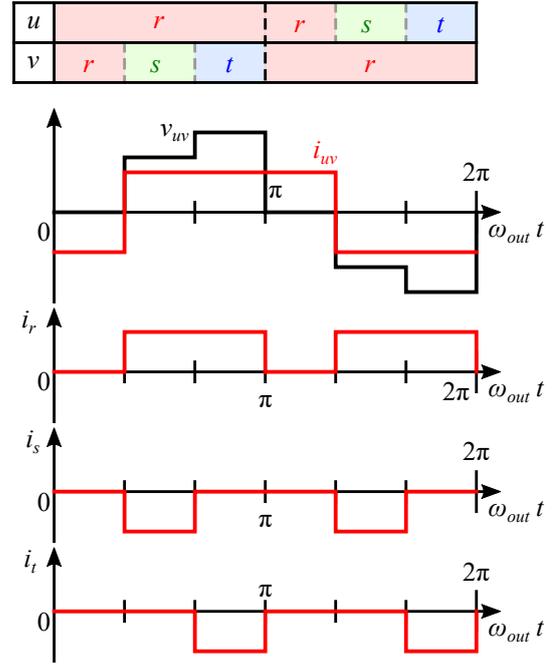


図 3.7: スイッチングパターン 1 の入力電流波形

したがって、 p_{in} は出力電圧制御により調整されるが、瞬时无効電力 q_{in} は MC の入力電流制御により任意の値に制御可能である。一般的には電源容量を最小化とするために電源力率を 1 とすることから、 $q_{in} = 0$ として v_{in} と i_{in} を同相とする。

入力電流の PWM

MC 入力電流を式 (2.11) で表される PWM により制御するためには、制御周期の期間内に MC 出力電流 i_{uv} が一定でなければならない。出力電流 i_{uv} は矩形波であり、前半周期で $v_{uv} > 0$ のとき $i_{uv} = NI_{dc}$ で一定となり、後半周期で $v_{uv} < 0$ のとき $i_{uv} = -NI_{dc}$ で一定となる。よって、制御周期内で i_{uv} を一定と近似して、次式で示す線形式により MC 入力電流の平均ベクトル \bar{i}_{in} を制御可能である。

$$\bar{i}_{in} = \begin{bmatrix} \bar{i}_r \\ \bar{i}_s \\ \bar{i}_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_{ru} & \zeta_{rv} \\ \zeta_{su} & \zeta_{sv} \\ \zeta_{tu} & \zeta_{tv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_{ru} & \zeta_{rv} \\ \zeta_{su} & \zeta_{sv} \\ \zeta_{tu} & \zeta_{tv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} NI_{dc} \\ -NI_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\zeta_{ru} - \zeta_{rv}) NI_{dc} \\ (\zeta_{su} - \zeta_{sv}) NI_{dc} \\ (\zeta_{tu} - \zeta_{tv}) NI_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

上式から $\bar{i}_{in} = \bar{i}_{in}^*$ として、入力電流制御の式が得られる。入力電圧ベクトルがセクタ①に存在するとき、スイッチングパターン 1 を用いた場合の出力波形と入力電流波形を図 3.7 に示す。各相の入力電流は ON 時間比率 ζ_{ij} に比例することが確認できる。出力電圧 $v_{uv} = 0$ の場合にはどの入力相にも電流は流れない。MC の入力電流制御では瞬时无効電力 q_{in} のみを制御するため、式 (3.26) より次式を考慮す

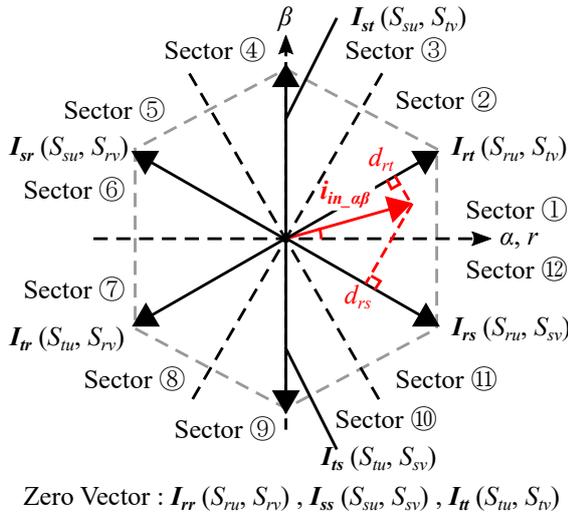


図 3.8: 入力電流の空間ベクトル

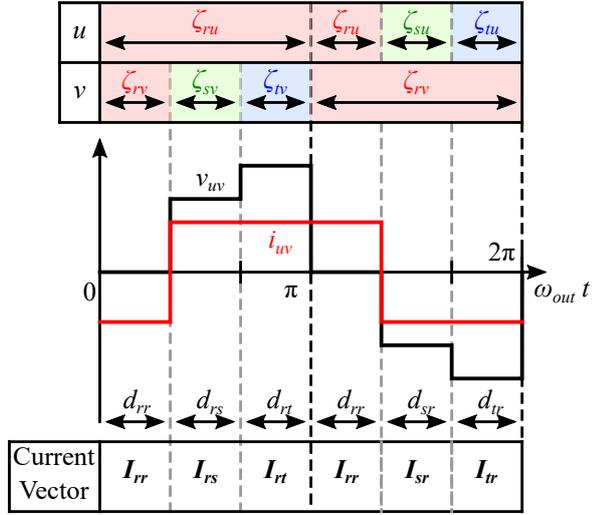


図 3.9: スイッチングパターン 1 の電流ベクトル ($v_r > 0 > v_s > v_t$)

ればよい。

$$q_{in} = \begin{cases} \|\mathbf{v}_{in} \times \bar{\mathbf{i}}_{in}\| & (\mathbf{v}_{in} \text{ は } \mathbf{i}_{in} \text{ より遅れ}) \\ -\|\mathbf{v}_{in} \times \bar{\mathbf{i}}_{in}\| & (\mathbf{v}_{in} \text{ は } \mathbf{i}_{in} \text{ より進み}) \end{cases}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} \{ (v_s - v_t) \bar{i}_r + (v_t - v_r) \bar{i}_s + (v_r - v_s) \bar{i}_t \} \quad (3.32)$$

$$= \frac{NI_{dc}}{\sqrt{3}} \{ (v_s - v_t) (\zeta_{ru} - \zeta_{rv}) + (v_t - v_r) (\zeta_{su} - \zeta_{sv}) + (v_r - v_s) (\zeta_{tu} - \zeta_{tv}) \} \quad (3.33)$$

$$(3.34)$$

スイッチングパターンと MC 入力電流空間ベクトル

MC のスイッチングパターンにより i_{uv} の概形が異なるだけでなく、入力電流の制御範囲が変化する。スイッチングパターンと MC 入力電流の制御範囲を明らかにするために、SVM 理論により瞬時の MC 入力電流を解析する。

MC 出力電流 $i_{uv} > 0$ の場合の MC 入力電流ベクトル空間を図 3.8 に示す。MC 入力電流は、MC のスイッチング状態に応じて、9 個の電流状態ベクトル \mathbf{I}_{xy} ($x, y \in \{r, s, t\}$) を取り得る。各ベクトルの下付き文字 x は出力 u 相に接続される入力相であり、 y は出力 v 相に接続される入力相である。各ベクトルの横に ON するスイッチを示しており、他のスイッチは全て OFF 状態である。MC 出力電流 $i_{uv} < 0$ の場合に、 $\mathbf{I}_{rt}, \mathbf{I}_{st}, \mathbf{I}_{sr}, \mathbf{I}_{tr}, \mathbf{I}_{ts}, \mathbf{I}_{rs}$ は 180 deg 回転する。MC 出力電流 i_{uv} は振幅 NI_{DC} の

矩形波であるため、 $i_{uv} > 0$ の場合の \mathbf{I}_{xy} を rst 座標系で表したベクトル ${}^{rst}\mathbf{I}_{xy}$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} {}^{rst}\mathbf{I}_{rt} &= \begin{bmatrix} NI_{DC} \\ 0 \\ -NI_{DC} \end{bmatrix}, & {}^{rst}\mathbf{I}_{st} &= \begin{bmatrix} 0 \\ NI_{DC} \\ -NI_{DC} \end{bmatrix}, & {}^{rst}\mathbf{I}_{sr} &= \begin{bmatrix} -NI_{DC} \\ NI_{DC} \\ 0 \end{bmatrix} \\ {}^{rst}\mathbf{I}_{tr} &= \begin{bmatrix} -NI_{DC} \\ 0 \\ NI_{DC} \end{bmatrix}, & {}^{rst}\mathbf{I}_{ts} &= \begin{bmatrix} 0 \\ -NI_{DC} \\ NI_{DC} \end{bmatrix}, & {}^{rst}\mathbf{I}_{rs} &= \begin{bmatrix} NI_{DC} \\ -NI_{DC} \\ 0 \end{bmatrix} \\ {}^{rst}\mathbf{I}_{rr} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, & {}^{rst}\mathbf{I}_{ss} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, & {}^{rst}\mathbf{I}_{tt} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.35)$$

状態ベクトル \mathbf{I}_{rr} , \mathbf{I}_{ss} , \mathbf{I}_{tt} は MC 出力相を短絡した状態を表すゼロベクトルである。制御周期 T_C に対して各入力電流ベクトル \mathbf{I}_{xy} を入力する時間を t_{xy} とするとき、時間比率 d_{xy} を次式で定義する。

$$d_{xy} = \frac{t_{xy}}{T_C} \quad (3.36)$$

各ベクトル \mathbf{I}_{xy} は時間に依存せず一定であるため、選択した状態ベクトルの 1 制御周期の平均ベクトル $\bar{\mathbf{i}}_{in}$ は次式に示す線形式で表され、このベクトルが MC 入力電流指令ベクトル \mathbf{i}_{in}^* と一致するように制御される。

$$\bar{\mathbf{i}}_{in} = \mathbf{i}_{in}^* = \sum_{x,y \in \{r,s,t\}} d_{xy} {}^{rst}\mathbf{I}_{xy} \quad (3.37)$$

MC 入力電圧ベクトル $\mathbf{v}_{in_αβ}$ がセクタ① ($v_r > 0 > v_s > v_t$) に存在する場合にスイッチングパターン 1 を適用したときの、出力波形と用いる電流ベクトル、入力比率 d_{xy} を図 3.9 に示す。式 (3.36) で定義される電流ベクトルの入力比率 d_{xy} は、次式を用いて式 (3.10) で定義されるスイッチ S_{ij} の ON 時間比率 ζ_{ij} に変換可能である。

$$\zeta_{iu} = \sum_{y \in \{r,s,t\}} d_{iy}, \quad \zeta_{iv} = \sum_{x \in \{r,s,t\}} d_{xi} \quad (i \in \{r,s,t\}) \quad (3.38)$$

図 3.10 は、MC 入力電圧ベクトル $\mathbf{v}_{in_αβ}$ がセクタ① ($v_r > 0 > v_s > v_t$) または② ($v_r > v_s > 0 > v_t$) に存在するときの、各スイッチングパターンの入力電流の制御範囲を $\alpha\beta$ 座標上で表した図である。入力電流の制御範囲は各図の網掛け部分であり、黒色のベクトルがスイッチングパターンで用いる電流ベクトルである。灰色のベクトルはそのスイッチングパターンでは使用しない。スイッチングパターン 1 と 6、2 と 5、3 と 4 はそれぞれ同じ入力電流の制御範囲を持つ。

電源力率を 1 に制御する場合、 $\mathbf{v}_{in_αβ}$ と $\mathbf{i}_{in\alpha\beta}$ の位相は等しい。よって、 $\mathbf{v}_{in_αβ}$ がセクタ①に存在し、入力中間電圧 $v_m < 0$ となるとき、 $i_m < 0$ を入力可能なスイッチングパターン 1, 3, 4, 6 は入力電流の制御範囲に \mathbf{i}_{in}^* を含み、スイッチングパターン 2, 5 は入力電流の制御範囲に \mathbf{i}_{in}^* を含まない。一方で、 $\mathbf{v}_{in_αβ}$ がセクタ②に存在し、入力中間電圧 $v_m > 0$ となるとき、 $i_m > 0$ を入力可能なスイッチングパターン 2, 3, 4, 5 は入力電流の制御範囲に \mathbf{i}_{in}^* を含み、スイッチングパターン 1, 6 は入力電流の制御範囲に \mathbf{i}_{in}^* を含まない。入力電圧の対称性から他のセクタでも同様に解析可能である。したがって、スイッチングパターン 3, 4 は全てのセクタで電源力率を 1 とする入力電流を実現可能である。他のスイッチングパターンを用いる場合には、 $v_m < 0$ となる奇数のセクタではスイッチングパターン 1 か 6 を、 $v_m > 0$ となる偶数のセクタではスイッチングパターン 2 か 5 を用いることで、電源力率を 1 とする入力電流を実現可能である。

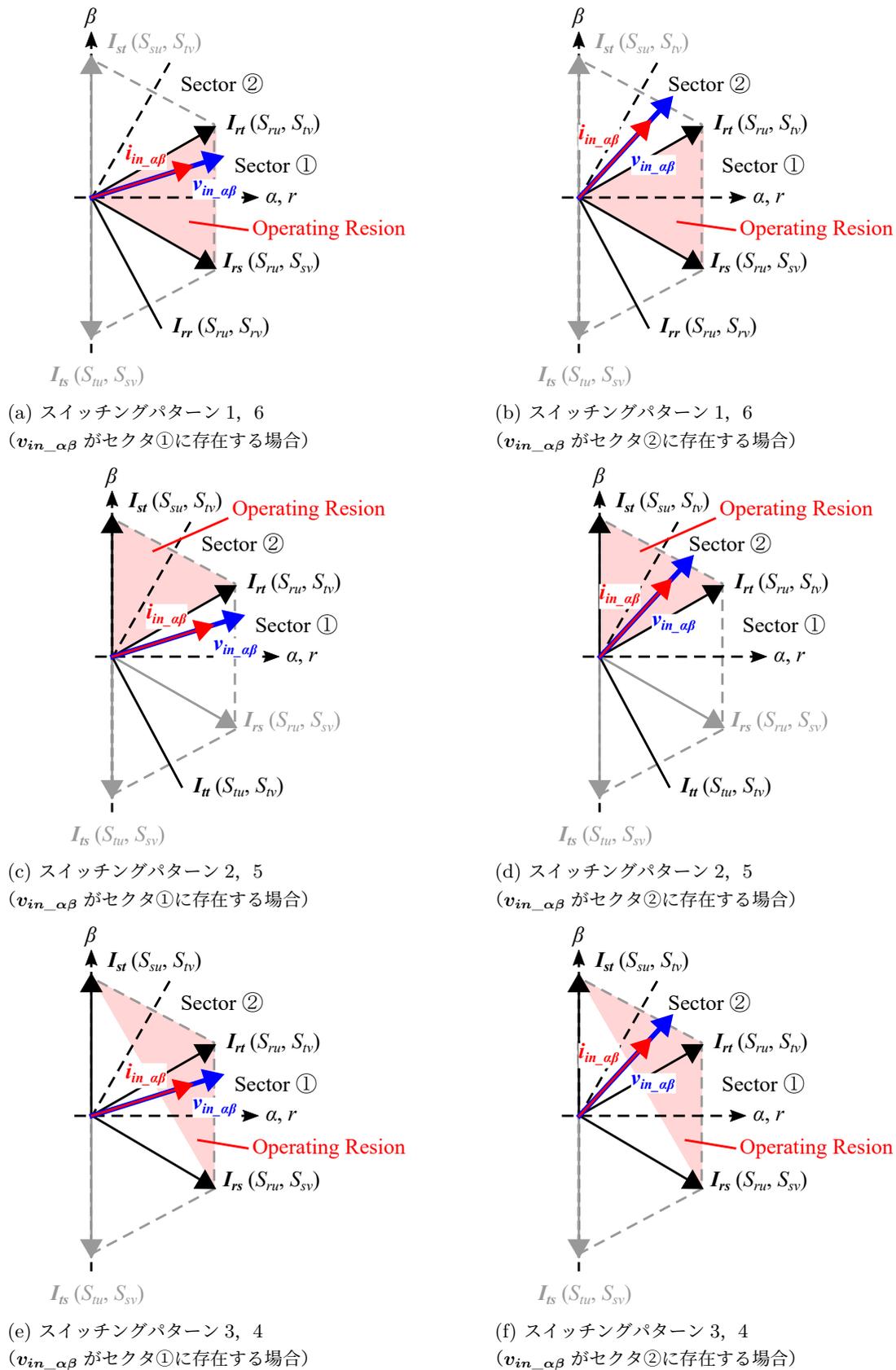


図 3.10: スイッチングパターンごとの入力電流の制御範囲

3.3.4 制御方程式

式 (3.11), (3.12), (3.15), (3.33) より, スイッチング制約を考慮した MC の平均出力電圧制御・入力電流 (瞬时无効電力) 制御の線形な制御方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \bar{v}_{uv} \\ \frac{\sqrt{3}q_{in}}{NI_{DC}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ v_r & v_s & v_t & -v_r & -v_s & -v_t \\ (e_s - e_t) & (e_t - e_r) & (e_r - e_s) & -(e_s - e_t) & -(e_t - e_r) & -(e_r - e_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_{ru} \\ \zeta_{su} \\ \zeta_{tu} \\ \zeta_{rv} \\ \zeta_{sv} \\ \zeta_{tv} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

MC 入力電圧 v_r, v_s, v_t は電圧センサにより検出した値を用い, \bar{v}_{uv} と q_{in} は所望の値を与える。巻き数比 N と DC 電流 I_{DC} は既知とする。上式は ζ_{ij} についての 6 変数 4 式の線形方程式であり, 方程式の数に対して変数が多いためこの方程式を解くことができない。一方で, スイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターンを実現するために, 表 3.1 に示したように, 2 つの ON 時間比率をゼロとする。例えばスイッチングパターン 1 で v_{in} がセクタ①にある ($e_r > 0 > e_s > e_t$) 場合, 表 3.1 より前半周期では $\zeta_{su} = 0, \zeta_{tu} = 0$, 後半周期では $\zeta_{sv} = 0, \zeta_{tv} = 0$ とする。よってどのスイッチングパターンを用いた場合でも, 2 つの時間比率をゼロとするため, 式 (3.39) は 4 変数 4 式の線形方程式となり, 制御に必要な ON 時間比率を求めることができる。

この章の初めに式 (3.1) により, 電源電圧を三相平衡電圧と仮定したが, 式 (3.39) は任意の v_r, v_s, v_t についての制御方程式となる。したがってこの制御方法は任意の三相入力電圧についても成立する。

3.4 三角波比較法を用いたゲート信号の生成

制御方程式を解くことで得られる ON 時間比率から時刻 t にどのスイッチを ON するかを示す PWM 信号を生成して, PWM 信号を基にゲート信号を MC に出力する。図 3.11 に PWM 信号を生成するためのシステム構成を示す。MC 入力電圧 v_r, v_s, v_t は電圧センサにより検出して, 検出した電圧値および設定された平均 MC 出力電圧 \bar{v}_{uv} と瞬时无効電力 q_{in} の指令値から式 (3.39) の制御方程式を解き, 制御に必要な ON 時間比率を得る。ON 時間比率から, 三角波比較法を用いて各スイッチの ON 時間を決定して, スイッチングパターンセクタにより PWM 信号を生成する。スイッチングパターンセクタは入力電圧の大小関係の情報が必要とするため, 入力電圧位相 $\omega_{in}t$ をスイッチングパターンセクタに入力する。得られる PWM 信号から各双方向のスイッチのゲート信号を生成する。

MC 入力電圧の大小関係が $v_r > 0 > v_s > v_t$ でスイッチングパターン 1 を用いる場合の, 三角波比較法による PWM 信号生成方法を図 3.12 に示す。三角波 $v_{carrier}$ は出力周波数と同じ周波数である。前半周期では各 ON 時間比率の値が三角波 $v_{carrier}$ より大きくなると, 順に対応するスイッチを ON とする。スイッチングパターン 1 の前半周期では, 出力 u 相は $\zeta_{ru} = \zeta_{hu} = 1, \zeta_{su} = \zeta_{mu} = 0, \zeta_{tu} = \zeta_{lu} = 0$ であり, S_{ru} のみ ON 状態とする。後半周期では各 ON 時間比率の値が三角波 $v_{carrier}$ より小さくなると, 順に対応するスイッチを ON とする。スイッチングパターン 1 の後半周期では, 出力 u 相は最初に S_{ru} を ON 状態とする。次に $v_{carrier} < \zeta_{su} + \zeta_{tu}$ となると, S_{su} を ON 状態とする。次に $v_{carrier} < \zeta_{tu}$ となると, S_{tu} を ON 状態とする。出力 v 相や他のスイッチングパターンでも同様に PWM 信号を生成する。

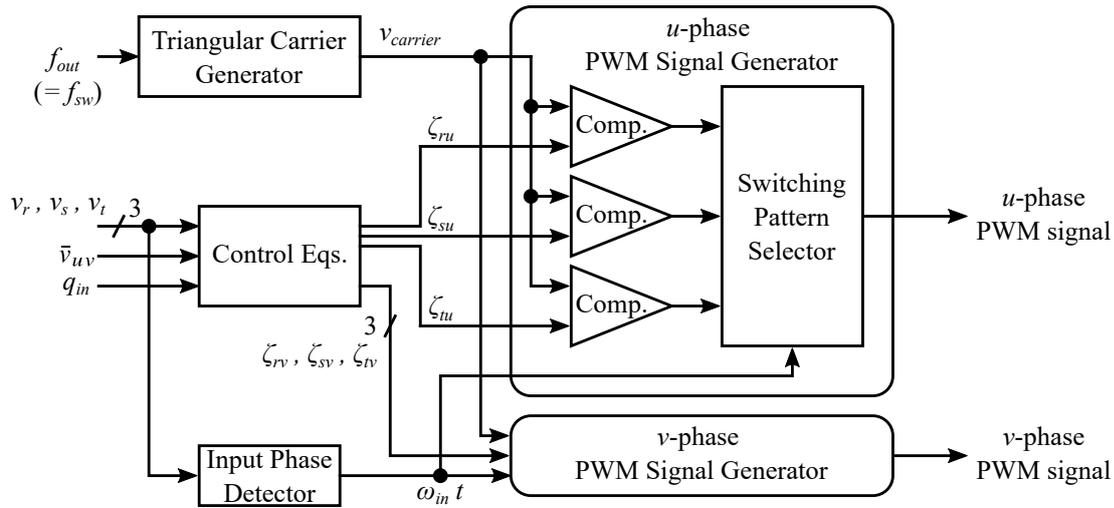


図 3.11: PWM 信号生成システム

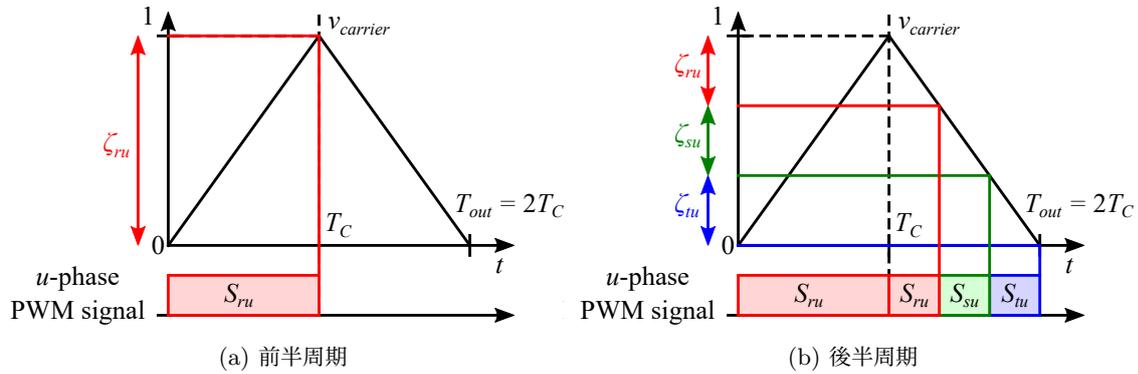


図 3.12: スイッチングパターン 1 を用いた場合の出力 u 相の三角波比較 ($v_r > 0 > v_s > v_t$)

3.5 シミュレーション

スイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターンの有効性を、シミュレーションを用いて確認する。シミュレーションでは制御方程式により出力 DC 電圧 v_{DC} と瞬时无効電力 q_{in} が制御可能であることも評価する。シミュレーションのソフトウェアには、PowerSim 社製の PSIM を用いる。なお、この章では 6 つのスイッチングパターンを検討したが、それぞれのスイッチングパターンの比較は次章で検討するソフトスイッチングの条件を考慮して行うこととして、このシミュレーションでは全ての MC 入力電圧位相で MC 入力力率を 1 とすることが可能なスイッチングパターン 3 を用いる。

シミュレーション回路を図 3.13 に、シミュレーション上の各パラメータを表 3.2 に示す*2。シミュ

*2 電気回路理論では、1 周期平均の有効電力にワット (W) を、皮相電力にボルトアンペア (VA) を、無効電力にバール (var) を用いる。本論文では瞬時電圧ベクトルと瞬時電流ベクトルの外積のノルムで定義される瞬时无効電力の単位にワット (W) を用いる。

表 3.2: シミュレーション条件

パラメータ名	変数	パラメータ値
電源周波数	f_{in}	50 Hz
電源電圧実効値	V_{in}	163 V
絶縁変圧器の巻き数比	$1 : N$	$1 : 1.45$
出力 DC フィルタインダクタ	L_{DC}	$650 \mu\text{H}$
出力 DC フィルタコンデンサ	C_{DC}	$40 \mu\text{F}$
ダンピング抵抗	R_{DC_damp}	1.0Ω
出力 DC 負荷	p_{DC}	2.0 kW
平均 MC 出力電圧指令値	$ \bar{v}_{uv} $	244 V, 100 V
負荷電流	I_{DC}	5.65 A, 13.79 A
瞬时无効電力指令値	q_{in}	0 W

レーション回路の双方向スイッチ・変圧器・ダイオードは理想的な特性であり、負荷は定電流源とする。電源周波数は 50 Hz として、スイッチング周波数は 10 kHz とする。出力 DC 部分の L_{DC} と C_{DC} で構成される LC フィルタはカットオフ周波数が 1 kHz であり、共振による振動を抑制するために、 C_{DC} に直列にダンピング抵抗 R_{DC_damp} を挿入する。MC 出力電圧平均値 $|\bar{v}_{uv}|$ の指令値は最大出力の 244 V と 100 V とする。どちらの $|\bar{v}_{uv}|$ のシミュレーションでも出力 DC 負荷は 2 kW として、シミュレーションごとに負荷電流を変化させる。また三相電源を平衡三相正弦波電圧と f_{in} の 5 倍周波数の高調波を含む不平衡三相電圧とした場合のシミュレーションを行った。シミュレーション結果を図 3.14–3.20 と表 3.3, 3.4 に示す。

図 3.14, 3.15 に高 MC 出力電圧 ($\bar{v}_{uv}=244 \text{ V}$) 時の各部波形と MC 入力三相電圧・電流を示す。上

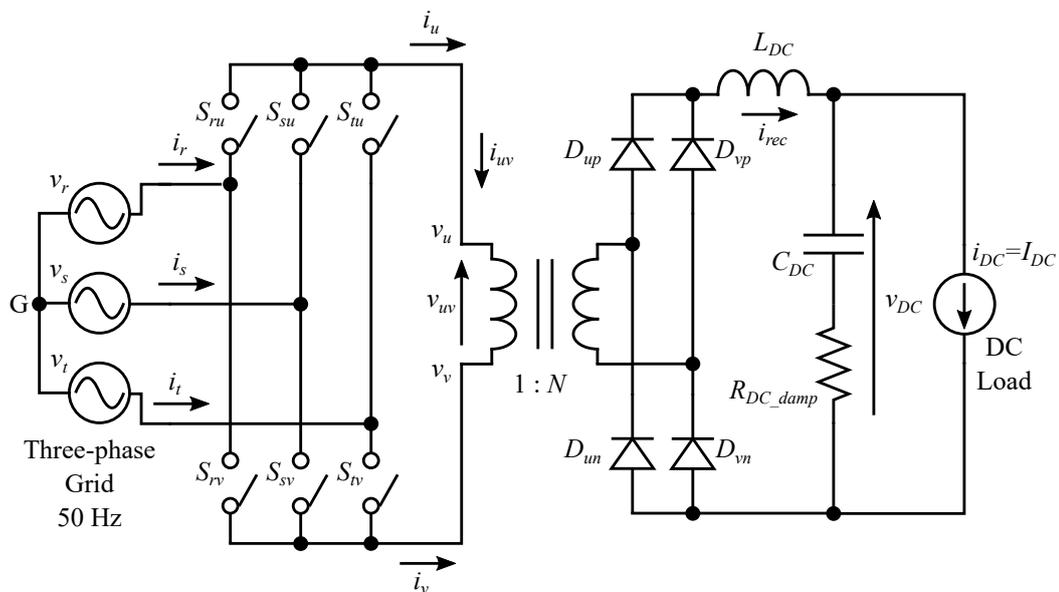
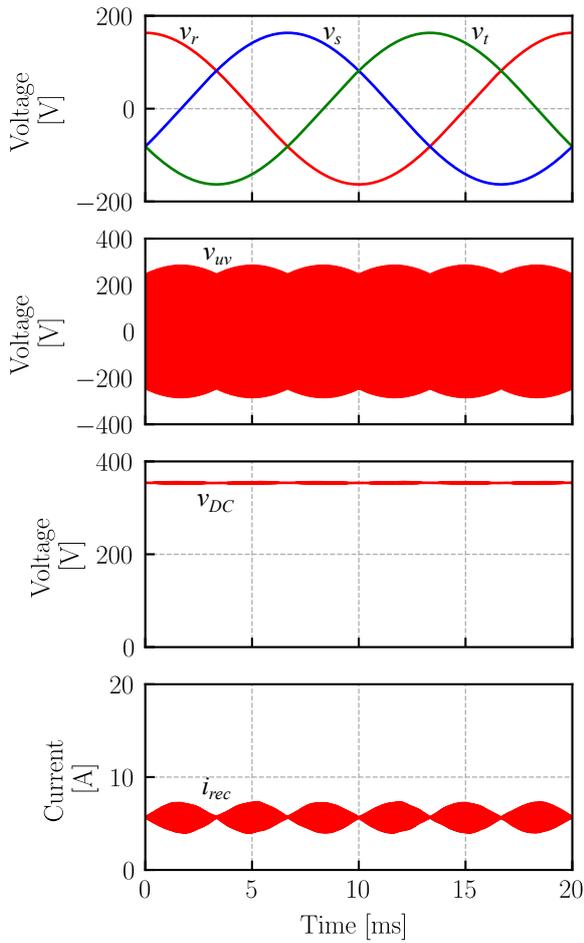
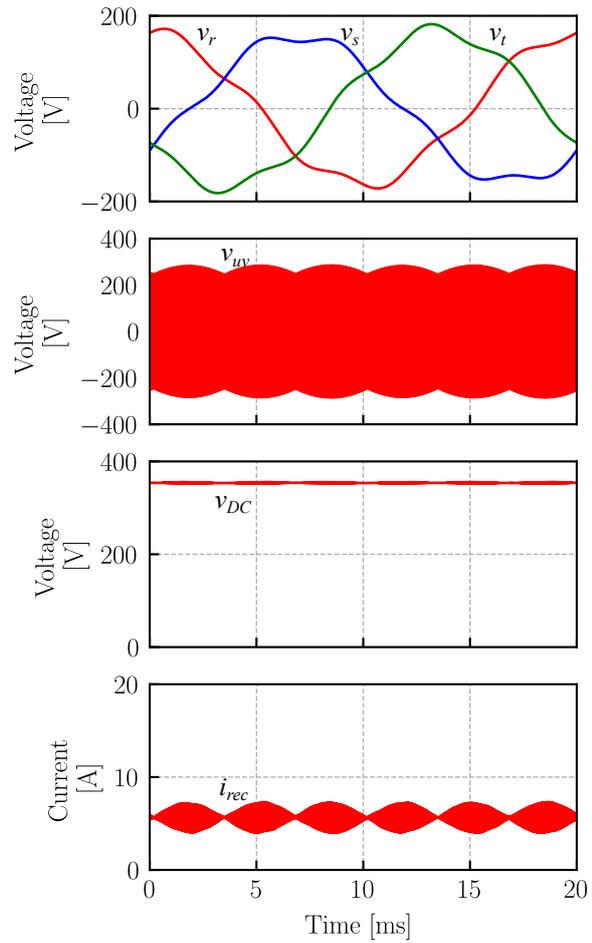


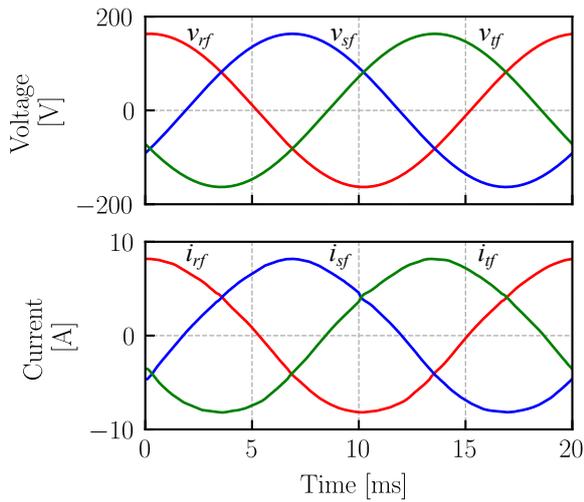
図 3.13: シミュレーション回路



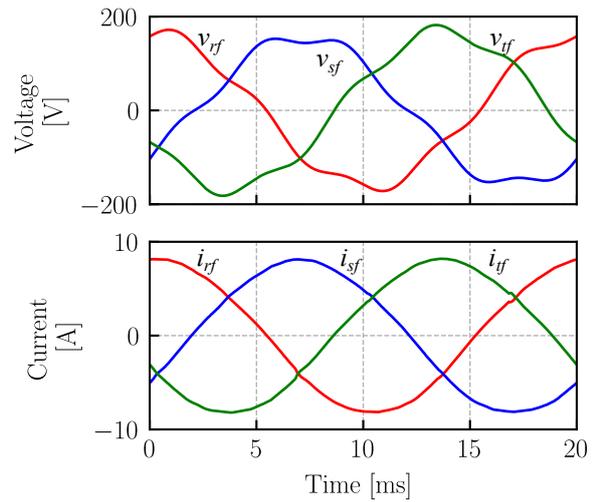
(a) MC 入出力電圧・DC 電圧 v_{DC} ・ L_{DC} 電流 i_{rec}



(a) MC 入出力電圧・DC 電圧 v_{DC} ・ L_{DC} 電流 i_{rec}



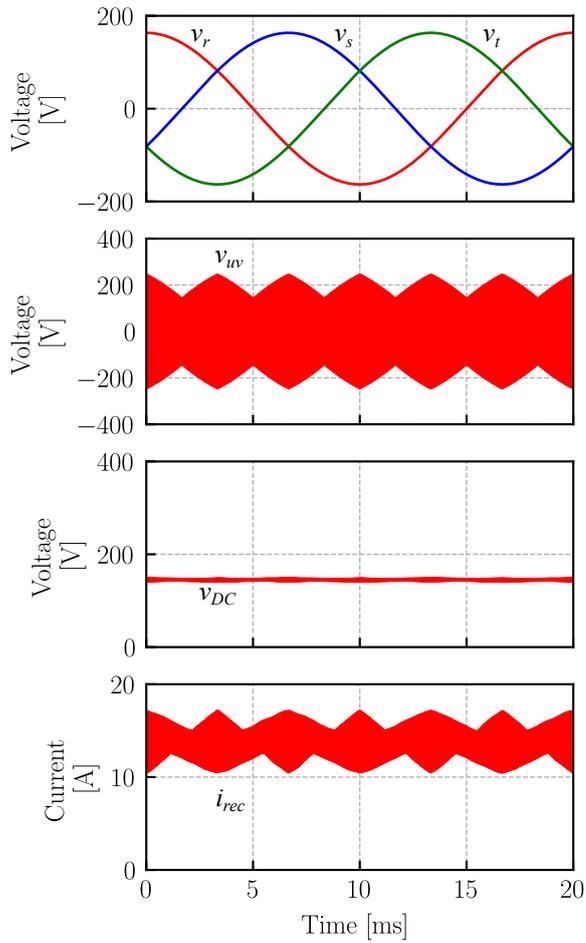
(b) MC 入力電圧と電流



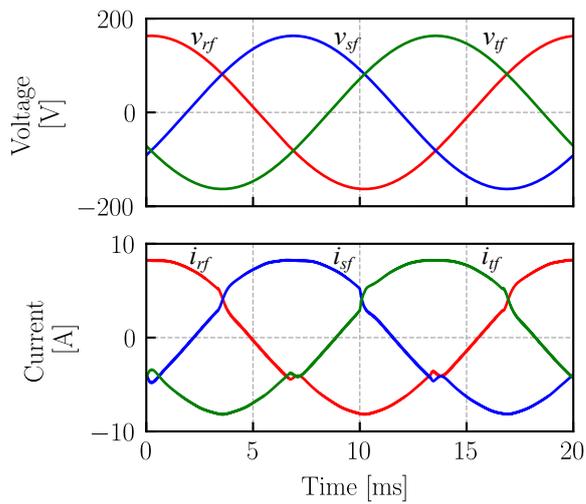
(b) MC 入力電圧と電流

図 3.14: 三相平衡正弦波電圧源・高 MC 出力電圧の場合のシミュレーション結果

図 3.15: ひずみを含む三相不平衡電圧源・高 MC 出力電圧の場合の場合のシミュレーション結果

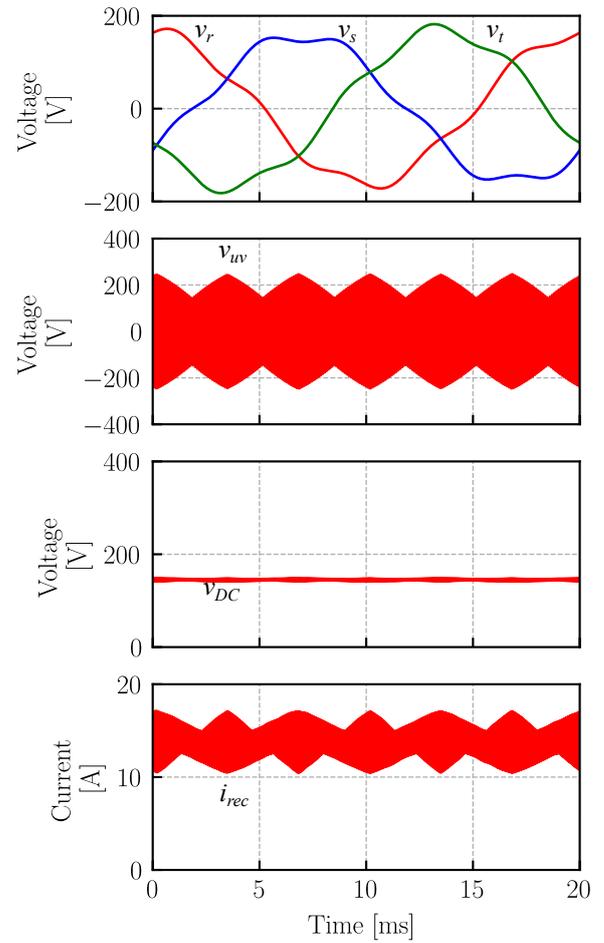


(a) MC 入出力電圧・DC 電圧 v_{DC} ・ L_{DC} 電流 i_{rec}

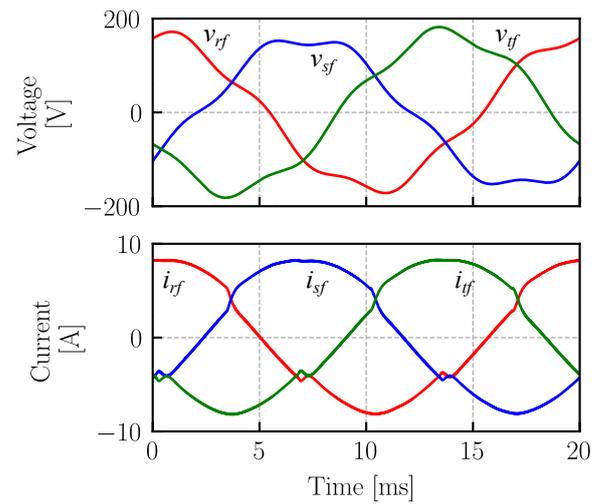


(b) MC 入力電圧と電流

図 3.16: 三相平衡正弦波電圧源・低 MC 出力電圧の場合のシミュレーション結果



(a) MC 入出力電圧・DC 電圧 v_{DC} ・ L_{DC} 電流 i_{rec}



(b) MC 入力電圧と電流

図 3.17: ひずみを含む三相不平衡電圧源・低 MC 出力電圧の場合の場合のシミュレーション結果

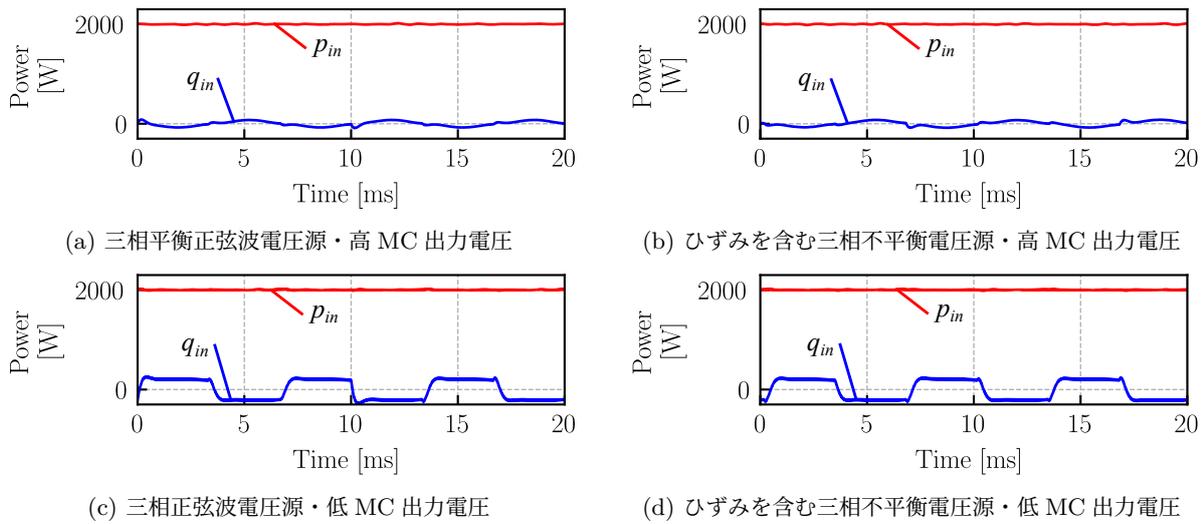


図 3.18: 瞬时有効電力 p_{in} と瞬时无効電力 q_{in} の波形

側の図より、MC 入力電圧のひずみの有無に関わらず、MC 出力電圧平均値を一定とする MC の PWM により、出力 DC 電圧 v_{DC} をほぼ一定としている。出力 DC フィルタインダクタ L_{DC} に流れる電流 i_{rec} にはリップルが含まれるが、1 入力周期の平均値はほぼ一定となっている。電流 i_{rec} はゼロとなる瞬間がなく、CCM で動作している。MC 入力電流 i_i ($i = r, s, t$) にはスイッチング周波数の整数倍の成分が含まれるため、下側の図には i_i をカットオフ周波数 1 kHz の 2 次ローパスフィルタによりフィルタリングした電流波形 i_{if} を示している。電圧波形 v_{if} は、ローパスフィルタの影響を考慮した上で、MC 入力電流 i_i と MC 入力電圧 v_i の位相を比較するために、 v_i を同様にフィルタリングした電圧波形である。図 3.14b, 3.15b のいずれの波形も、MC 入力電圧の位相に対して MC 入力電流は同相となっており、瞬时无効電力をゼロに制御することにより、MC 入力力率を 1 としている。よって MC 入力電圧がひずんでいる場合にも、式 (3.39) の MC 出力電圧制御と MC 入力電流制御が有効であることを確認できる。

図 3.16, 3.17 に低 MC 出力電圧 ($\bar{v}_{uv}=100$ V) 時の各部波形と MC 入力三相電圧・電流を示す。高 MC 出力電圧の場合と同様に、MC 入力電圧のひずみの有無に関わらず、出力 DC 電圧 v_{DC} をほぼ一定としている。出力 DC 負荷を一定としているため、 i_{rec} は高 MC 出力電圧の場合よりも大きく、CCM で動作している。電流 i_{rec} にはリップルが含まれるが、平均値はほぼ一定となっている。下側の図より v_{if} と i_{if} はほぼ同相であり、MC 入力電流制御が有効であることが確認できる。高 MC 出力電圧の場合と比較して、MC 入力電流 i_{if} はひずんでいる。これは高 MC 出力電圧の場合よりも i_{rec} が大きいため、MC 出力電流 i_{uv} の振幅の変化が大きく、 i_{uv} を振幅一定の矩形波と近似している MC 入力電流制御の誤差が大きくなったためであると考えられる。

図 3.18 に、式 (3.26) に基づいて、 v_{if} と i_{if} を用いて計算した瞬时有効電力 p_{in} と瞬时无効電力 q_{in} の波形を示す。いずれの図においても、 p_{in} を 2 kW でほぼ一定としており、 p_{in} を調整する MC の出力電圧平均値制御が有効であることが分かる。一方で高 MC 出力電圧の場合よりも、低 MC 出力電圧の場合の方が q_{in} の誤差が大きい。低 MC 出力電圧の場合に q_{in} の誤差が大きいため、図 3.15 の MC 入力電流よりも 3.17 の電流の方がひずんでいると考えられる。よって MC 入力電流制御は大きな i_{rec} になるほどに誤差が大きくなる。誤差を小さくするためには、 i_{rec} のリップルを小さくするために、 L_{DC}

表 3.3: 高 MC 出力電圧の 1 入力周期のシミュレーション結果

パラメータ名	三相正弦波電圧源	ひずみを含む三相不平衡電圧源
出力 DC 平均電圧	353.75 V	353.75 V
出力 DC 電圧のリプル幅	3.67 V	3.73 V
電流 i_{rec} の平均値	5.65 A	5.65 A
電流 i_{rec} のリプル幅	3.27 A	3.33 A
電力 p_{in} の平均値	1999.7 W	1999.7 W
電力 p_{in} のリプル幅	34.6 W	37.9 W
電力 q_{in} の平均値	-0.35 W	-0.44 W
電力 q_{in} のリプル幅	175.9 W	165.0 W

表 3.4: 低 MC 出力電圧の 1 入力周期のシミュレーション結果

パラメータ名	三相正弦波電圧源	ひずみを含む三相不平衡電圧源
出力 DC 平均電圧	144.95 V	144.95 V
出力 DC 電圧のリプル幅	7.27 V	7.13 V
電流 i_{rec} の平均値	13.79 A	13.79 A
電流 i_{rec} のリプル幅	6.66 A	6.66 A
電力 p_{in} の平均値	2002.4 W	2002.4 W
電力 p_{in} のリプル幅	40.8 W	34.2 W
電力 q_{in} の平均値	-2.75 W	-5.02 W
電力 q_{in} のリプル幅	549.4 W	482.4 W

のインダクタンスを大きくすればよい。

表 3.3, 3.4 に 1 入力周期に対する各波形の平均値とリプル幅 (Peak-to-Peak 値) を示す。いずれのシミュレーションでも, 出力 DC 電圧 $v_{DC} = N\bar{v}_{uv}$ と瞬時有効電力 p_{in} はほぼ指令値通りに制御されている。さらに v_{DC} , p_{in} は平均値に対してリプル幅が十分に小さく, ほぼ一定となっている。出力 DC インダクタ電流 i_{rec} と瞬时无効電力 q_{in} は, 平均値はほぼ指令値通りになっているが, リプル幅が大きい。特に低 MC 出力電圧の場合に, i_{rec} と q_{in} のリプル幅が大きく, 高 MC 出力電圧の場合よりも MC 入力電流制御の誤差が大きいがわかる。一方で q_{in} の値は p_{in} よりも十分に小さく, 式 (3.29) より, MC 入力電流に無効電流成分がほとんど含まないことが分かる。したがって MC 入力電流制御により MC 入力力率をほぼ 1 に制御可能である。

MC の電源を三相正弦波電圧源として, 図 3.19, 3.20 に高・低 MC 出力電圧それぞれの場合の MC 出力電圧 v_{uv} ・電流 i_{uv} とスイッチング関数 s_{ij} の波形を示す。図 3.19 の v_{uv} , i_{uv} を, 図 3.4c の高 MC 出力電圧の場合のスイッチングパターン 3 の理論波形と比較して, ほぼ同じ波形となっており, 検討したスイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターンを用いた MC 制御法が有効であることが確認できる。同様に, 図 3.20 の v_{uv} , i_{uv} を, 図 3.5a の低 MC 出力電圧の場合のスイッチングパターン 3 の理論波形と比較して, v_{uv} はほぼ同じ波形となっているが, シミュレーションでの i_{uv} の振幅は大きく変化しており, この誤差により MC 入力電流がひずんでいると考えられる。図 3.19, 3.20 のいずれのスイッチング関数も v_{uv} と同じ周期となっており, スwitching 周波数と等

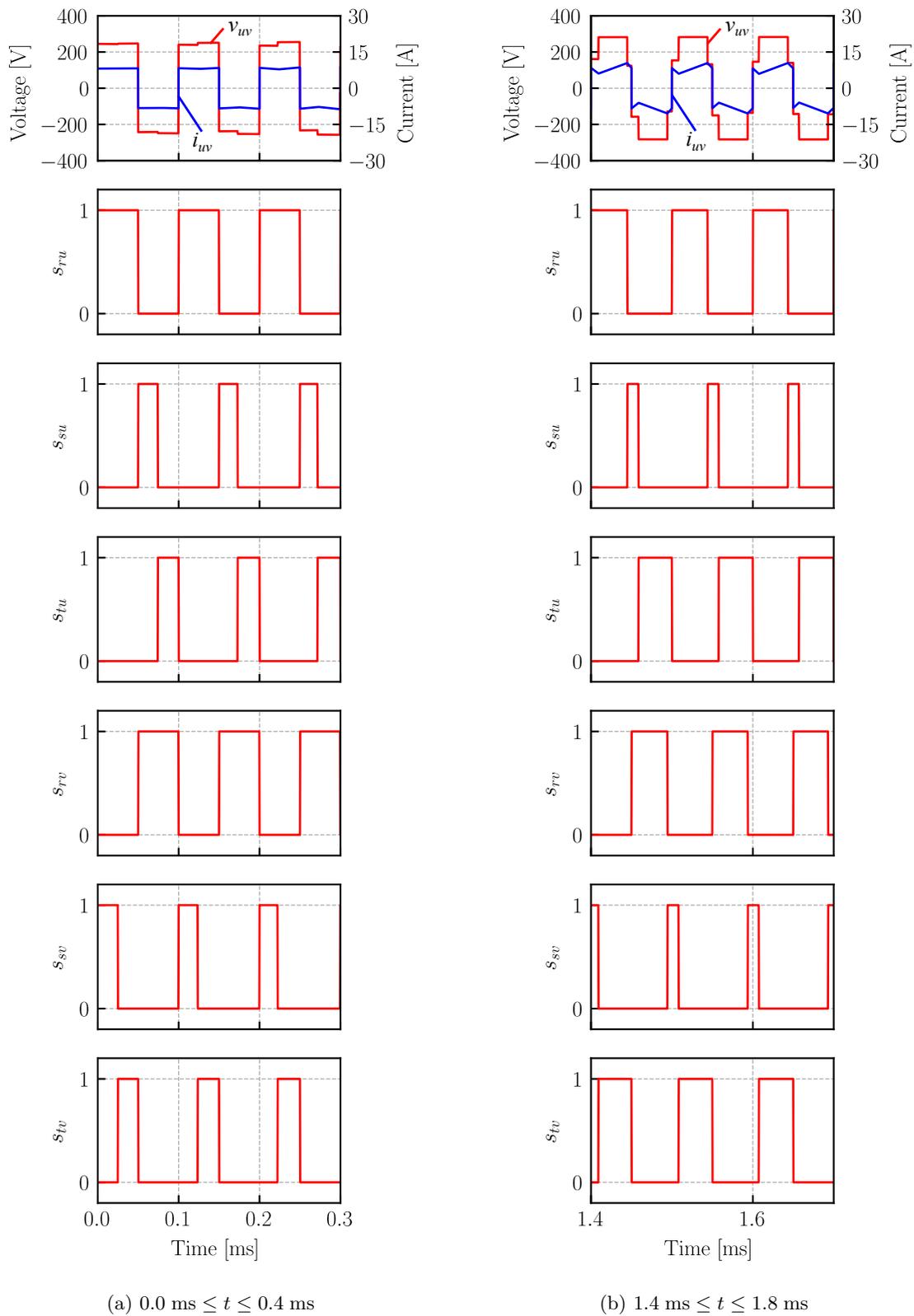


図 3.19: 三相正弦波電圧源・高 MC 出力電圧の場合の MC 出力電圧・電流とスイッチング関数の波形

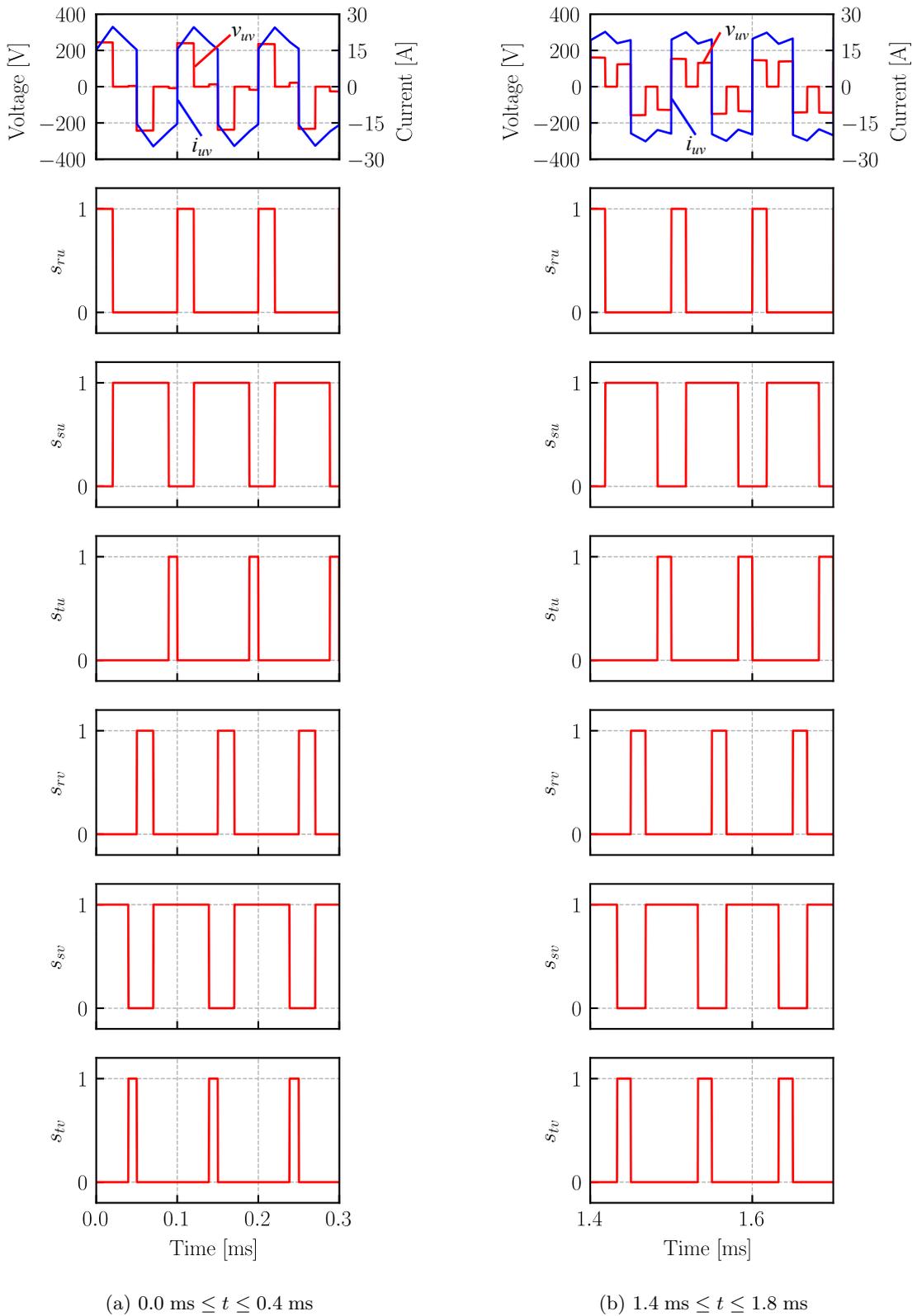


図 3.20: 三相正弦波電圧源・低 MC 出力電圧の場合の MC 出力電圧・電流とスイッチング関数の波形

しい出力周波数とするスイッチングパターンを実現している。

3.6 まとめ

この章では絶縁型 AC-DC 変換器に使用する MC の、スイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターンを検討して、このスイッチングパターンを用いた MC の制御方法を提案した。提案法は任意の三相 MC 入力電圧に対して、MC 出力電流を矩形波に近似することによって、負荷 DC 電圧 (MC 出力電圧平均値) と MC 入力電流 (瞬時無効電力) を線形な制御方程式により制御する。簡素な制御システムにより実現可能な制御法であり、安価な制御 IC (Integrated Circuit) を用いてリアルタイムに MC 出力電圧平均値と瞬時無効電力を制御できる点に特長がある。また、MC 入力電流の空間ベクトル理論を用いて各スイッチングパターンの制御可能範囲について検討した。提案したスイッチングパターンと制御方法の妥当性・有効性をシミュレーションにより確認した。シミュレーション結果より、出力 DC 負荷によらず MC 出力電圧平均値は高精度に制御可能であることを確認した。MC 出力電流 i_{uv} の理論と実波形との誤差により、MC 入力電流がひずむことを確認した。提案法は MC 出力電流 i_{uv} の振幅が変化する場合でも、MC 入力の瞬時無効電力はほぼゼロに制御した。

絶縁型 AC-DC 変換器や絶縁型 DC-DC 変換器を構成する高周波出力を行う電力変換器の損失はスイッチングによる損失 (スイッチング損失) が支配的となる。スイッチング損失はスイッチング周波数に比例して大きくなり、損失の増大によりヒートシンクの大型化、強制空冷・水冷システムの追加などにより、変換器の体積が増加する。この章で提案した MC 制御方法ではスイッチング損失について未検討であり、受動部品の小型化のために高スイッチング周波数とした場合、スイッチング損失が増大して変換器の体積が増加する点に問題がある。絶縁型 AC-DC 変換器や絶縁型 DC-DC 変換器の高周波出力を行う電力変換器では、一般的にスイッチング損失を理論上ゼロとするソフトスイッチング技術を適用する。そこで、次章では検討したスイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターンを用いた MC 制御法にソフトスイッチング技術を適用する方法を検討する。

第 4 章

ソフトスイッチングが可能な三相-高周波 単相マトリックスコンバータの固定周波 数制御法

この章では、スイッチング損失を理論上ゼロとするソフトスイッチング技術を、スイッチング周波数と等しい出力周波数とする絶縁型 AC-DC 変換器に用いる MC 制御法に適用する。MC の転流シーケンスにおいて、双方向スイッチに並列にスナバコンデンサを接続して、スナバコンデンサの充放電を利用することで、全てのスイッチングをソフトスイッチングとする。MC 後段に LC 共振回路を接続して、MC 出力周波数を適切に設定することで、全ての入力電圧位相においてソフトスイッチング条件を満足する MC 出力電流 i_{uv} を実現する。ソフトスイッチングのために追加した LC 共振回路により、 i_{uv} はほぼ正弦波となるため、前章で検討した i_{uv} を矩形波で近似した線形制御法では、 i_{uv} の近似誤差が大きく、MC 入力電流が大きくひずむことが予想される。そこで i_{uv} を正弦波として変圧器後段を線形負荷に近似した回路モデルを用いた、固定 MC 出力周波数の出力 DC 電圧・入力瞬时无効電力制御法を検討する。スイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターンに検討した制御法を適用した場合の解析により、各スイッチングパターンを比較して、正弦波の MC 入力電流を実現して、最大の出力 DC 電圧とするスイッチングパターンの組み合わせを検討する。本章の最後に、提案した制御方法の妥当性・有効性をシミュレーションにより確認する。

4.1 スイッチング損失

4.1.1 電力変換器の損失

パワーエレクトロニクスにおいて、電力変換器の動作解析に理想スイッチを用いる。しかし、実際の電力変換器に用いられるパワー半導体デバイスを用いたスイッチと理想スイッチは表 4.1 に示す差異がある。図 4.1 に理想スイッチの電圧 v_{sw_ideal} 、電流 i_{sw_ideal} 、損失 $p_{sw_ideal} = v_{sw_ideal}i_{sw_ideal}$ とパワー半導体デバイスのスイッチの電圧 v_{sw_act} 、電流 i_{sw_act} 、損失 $p_{sw_act} = v_{sw_ideal}i_{sw_ideal}$ の

表 4.1: 理想スイッチとパワー半導体デバイスを用いたスイッチの違い

	理想スイッチ	パワー半導体デバイスを用いたスイッチ
ON 状態	スイッチに印加される電圧はゼロ	スイッチに残留電圧が印加
OFF 状態	スイッチに流れる電流はゼロ	スイッチに漏れ電流が存在
ON/OFF の切替時間	ゼロ	ターンオン時間・ターンオフ時間が存在
損失	ゼロ	定常損失・スイッチング損失が存在

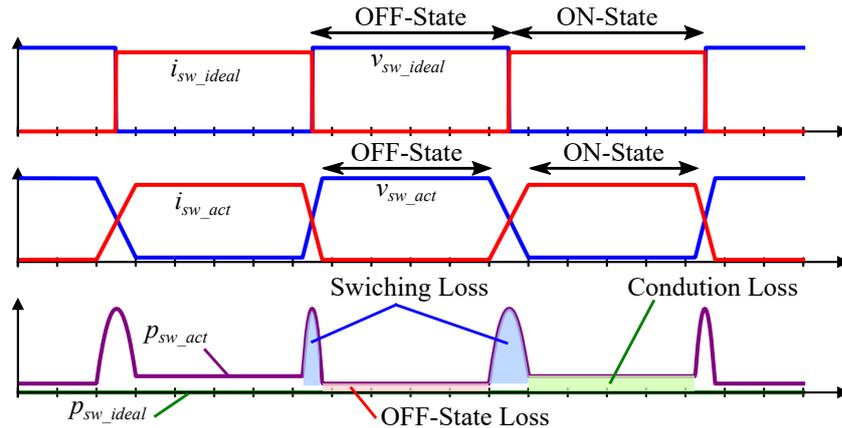


図 4.1: スイッチ両端電圧, スイッチ電流, スイッチ損失概形

概形を示す。理想スイッチは ON 状態でスイッチ両端電圧はゼロ, OFF 状態でスイッチに流れる電流はゼロとなるため, ON と OFF の状態のときに損失は発生しない。さらに, スイッチの ON/OFF の切替時間がゼロであり, スイッチング時に損失は発生しない。一方で, パワー半導体デバイスのスイッチは ON 状態でスイッチ両端に残留電圧が印加され, ON 損失 (導通損失) が発生する。スイッチが OFF 状態では, スイッチに漏れ電流が流れ, OFF 損失が発生する*1。ON 損失と OFF 損失の和を定常損失と呼ぶ。さらに, パワー半導体デバイスのスイッチは ON/OFF 切替時に, ゲート信号が High レベルとなってからデバイスが完全に ON 状態になるまでに時間 (ターンオン時間) を要し, ゲート信号が Low レベルとなってからデバイスが完全に OFF 状態になるまでに時間 (ターンオフ時間) が必要となる。よって図 4.1 の p_{sw_act} のように, ON/OFF 切替 (スイッチング) 時に損失が発生し, この損失をスイッチング損失と呼ぶ。一般的に, ON 時にスイッチに流れる電流を I_{sw} 一定, OFF 時にスイッチ両端に印加される電圧を V_{sw} 一定として, スイッチング時の電圧・電流変化を直線で近似したとき, ターンオン時間を T_r , ターンオフ時間を T_f , スイッチング周波数を f_{sw} とするとスイッチング損失 P_{sw} は次式で概算される。

$$P_{sw} = \frac{V_{sw} I_{sw}}{6} (T_r + T_f) \times f_{sw} \quad (4.1)$$

よってスイッチング損失はスイッチング周波数に比例する。

*1 一般的に, ON 損失に対して OFF 損失は非常に小さいため, OFF 損失を考慮しないことが多い。

4.1.2 ハードスイッチングとソフトスイッチング

絶縁型 AC-DC 変換器や絶縁型 DC-DC 変換器に用いる高周波出力の電力変換器には、絶縁変圧器などの受動部品の小型化のために、スイッチング周波数の高周波化が求められる。しかし式 4.1 より、スイッチング損失はスイッチング周波数に比例するため、これらの電力変換器では大きなスイッチング損失が発生する。そこで、スイッチング損失を抑制する方法として、これらの電力変換器にはソフトスイッチング技術が適用される [76, 77]。ソフトスイッチングは共振回路などを利用して、意図的にスイッチ両端の電圧またはスイッチに流れる電流がゼロ状態のときにスイッチングを行うことで、スイッチング損失を理論上ゼロとする手法である。特に、スイッチ両端の電圧がゼロのときのスイッチングを Zero-Voltage-Switching (ZVS)、スイッチに流れる電流がゼロのときのスイッチングを Zero-Current-Switching (ZCS) と呼ぶ。ソフトスイッチングに対して、スイッチング損失を伴うスイッチングをハードスイッチングと呼ぶ。絶縁型 AC-DC 変換器や絶縁型 DC-DC 変換器では、変圧器の漏れインダクタンスを利用してソフトスイッチングを行う Phase-Shift (PS) 方式・Dual-Active-Bridge (DAB) 方式 [78–82] と、共振回路を用いてソフトスイッチングを行う共振方式 [83–87] が主に用いられる。PS 方式や DAB 方式では変圧器に定常的な直流電流が流れるため、変圧器が大型となる。そこで、この論文では MC への共振方式のソフトスイッチング技術の適用を検討する。

4.2 ソフトスイッチングが可能な MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器

LC 直列共振回路を利用したソフトスイッチングが可能な MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の回路構成を図 4.2 に示す。前章と同様に、MC 入力フィルタと MC 入力電流のスイッチング周波数以上の成分の影響は無視する。MC は 6 つの双方向スイッチ S_{ij} ($i \in \{r, s, t\}, j \in \{u, v\}$) により構成され、各双方向スイッチは MC 入力側から MC 出力側の電流を制御する IGBT S_{ij_p} と MC 出力側から MC 入力側の電流を制御する IGBT を S_{ij_n} の逆直列接続にスナバコンデンサ C_{ij} を並列接続した構成とする。全てのスナバコンデンサの C_{ij} は同じ容量値 $C_{snubber}$ とする。MC の転流方式には 4 段階の電圧転流方式を用いる*2。MC と絶縁変圧器の間に、ソフトスイッチングのための LC 共振回路を接続する。この共振回路により、MC 出力電流 i_{uv} はほぼ正弦波となり、MC 出力周波数 f_{out} により位相が変化する。ダイオード整流器後段は平滑コンデンサ C_{DC} と出力 DC 負荷を接続する。電源電圧 (MC 入力電圧) v_{in} は式 (3.1) で定義した三相平衡電圧とする。電位の基準点は電源の中性点 G、MC 入力電流の和はゼロ (式 (3.3)) とする。

4.3 三相-単相 MC のソフトスイッチング条件

転流に要する時間は MC の入出力周期に対して十分に短いため、転流中に MC 入力電圧と MC 出力電流は一定とする。図 4.3 にソフトスイッチングを適用した場合の、転流時の MC の回路動作を示す。それぞれ回路動作時の各部波形を図 4.4 に示す。図 4.3a は転流前の MC の回路であり、MC の入力を直流電圧源として、 $v_r > v_s > v_t$ とする。出力は電流源 i_{uv} とする。各スイッチ S_{iu} の入力電流を i_{ru} とし、スイッチ両端電圧を $v_{iu} = v_i - v_u$ とする。MC の出力 u 相について、入力 t 相から r 相に転

*2 MC の出力電流は高周波であるため、電流転流方式の適用は難しい。

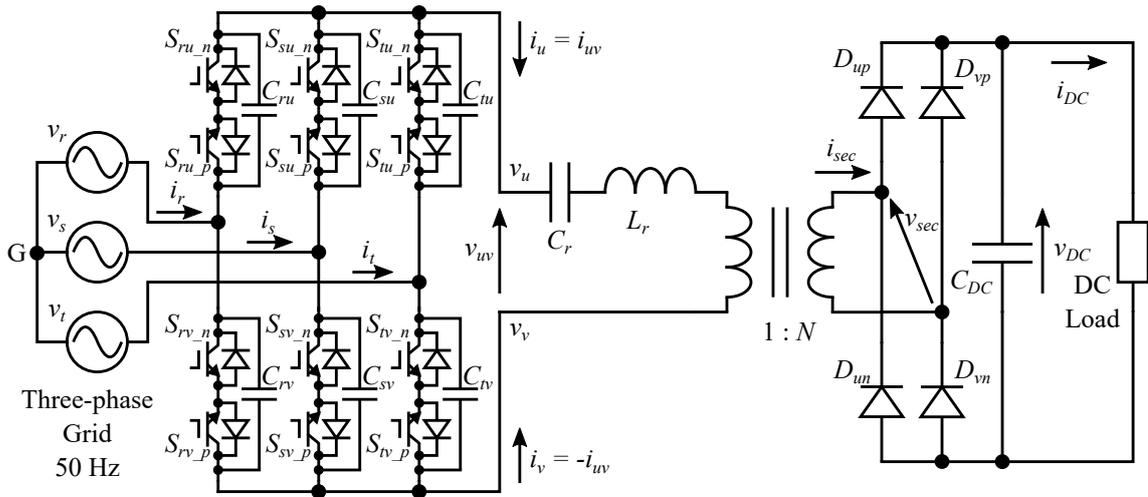


図 4.2: ソフトスイッチングが可能な MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器

流する場合を考え、転流前は S_{tu} と S_{tv} が ON ($s_{tu_p} = s_{tu_n} = s_{tv_p} = s_{tv_n} = 1$)、転流後は S_{ru} と S_{tv} が ON ($s_{ru_p} = s_{ru_n} = s_{tv_p} = s_{tv_n} = 1$) とする。ここでは、出力 v 相は入力 t 相に接続しているが、1つの出力相の転流は他の出力相に影響を与えないため、出力 v 相がどの入力相に接続されている場合も同様の動作となる*3。転流方式は電圧転流方式であり、図 4.3b–図 4.3f に $i_u = i_{uv} < 0$ のときの転流シーケンスの回路動作を示している。

転流前 スイッチ S_{tu} と S_{tv} が ON であり、他のスイッチは全て OFF である。出力 u 相電圧 $v_u = V_t$ であり、スナバコンデンサ C_{ru} と C_{su} には、それぞれ $v_{ru} = V_r - V_t > 0$ 、 $v_{su} = V_s - V_t > 0$ の電圧が印加される。出力 u 相線電流 $i_u > 0$ のとき、 S_{tu_p} が順バイアスであり S_{tu_p} の IGBT に電流が流れ、 S_{tu_n} が逆バイアスとなり S_{tu_n} の還流ダイオードに電流が流れる。出力 u 相線電流 $i_u < 0$ のとき、 S_{tu_p} が逆バイアスであり S_{tu_p} の還流ダイオードに電流が流れ、 S_{tu_n} が順バイアスとなり S_{tu_n} の IGBT に電流が流れる。

mode 1 入力電圧の大小関係が $v_r > v_t$ のため、 S_{ru_n} を ON とする。スイッチ S_{ru_n} は逆バイアス*4であるため、このスイッチングは ZVS となり、出力電流 i_u の極性に関係なく、転流は発生しない。

mode 2 ターンオン後のデッドタイムの後に、 S_{tu_n} を OFF とする。スイッチ S_{tu_n} 両端電圧 $v_{tu} = 0$ のため、このスイッチングは ZVS となる。出力 u 相線電流 $i_u < 0$ の場合、 i_u により C_{ru} と C_{su} と放電、 C_{tu} は充電される。全てのスイッチのスナバコンデンサの容量が等しいので、各コンデンサに流れる電流は等しい。出力 u 相電圧 v_u はスナバコンデンサの充放電によって緩やかに増加する。電流 $i_u > 0$ の場合には、 S_{tu_n} はターンオフ後も逆バイアスであるため、 S_{tu_p} が順バイアスであり、転流は発生せず i_u は t 相を流れ続ける。

mode 2* 出力 u 相線電流 $i_u < 0$ の場合、ターンオフ後のデッドタイム期間内に $v_u = V_r$ まで増加す

*3 出力 u 相・ v 相が同時に転流する場合でも同様の動作となる。

*4 スイッチ S_{ru_n} が逆バイアスであるとき、このスイッチの IGBT が逆バイアスであり、このスイッチの還流ダイオードは順バイアスとなる。スイッチ両端電圧 v_{ru} は S_{ru_p} の還流ダイオード (逆バイアス) に印加される。よって S_{ru_n} の両端電圧はダイオードの ON 電圧降下程度となり、ほぼゼロである。

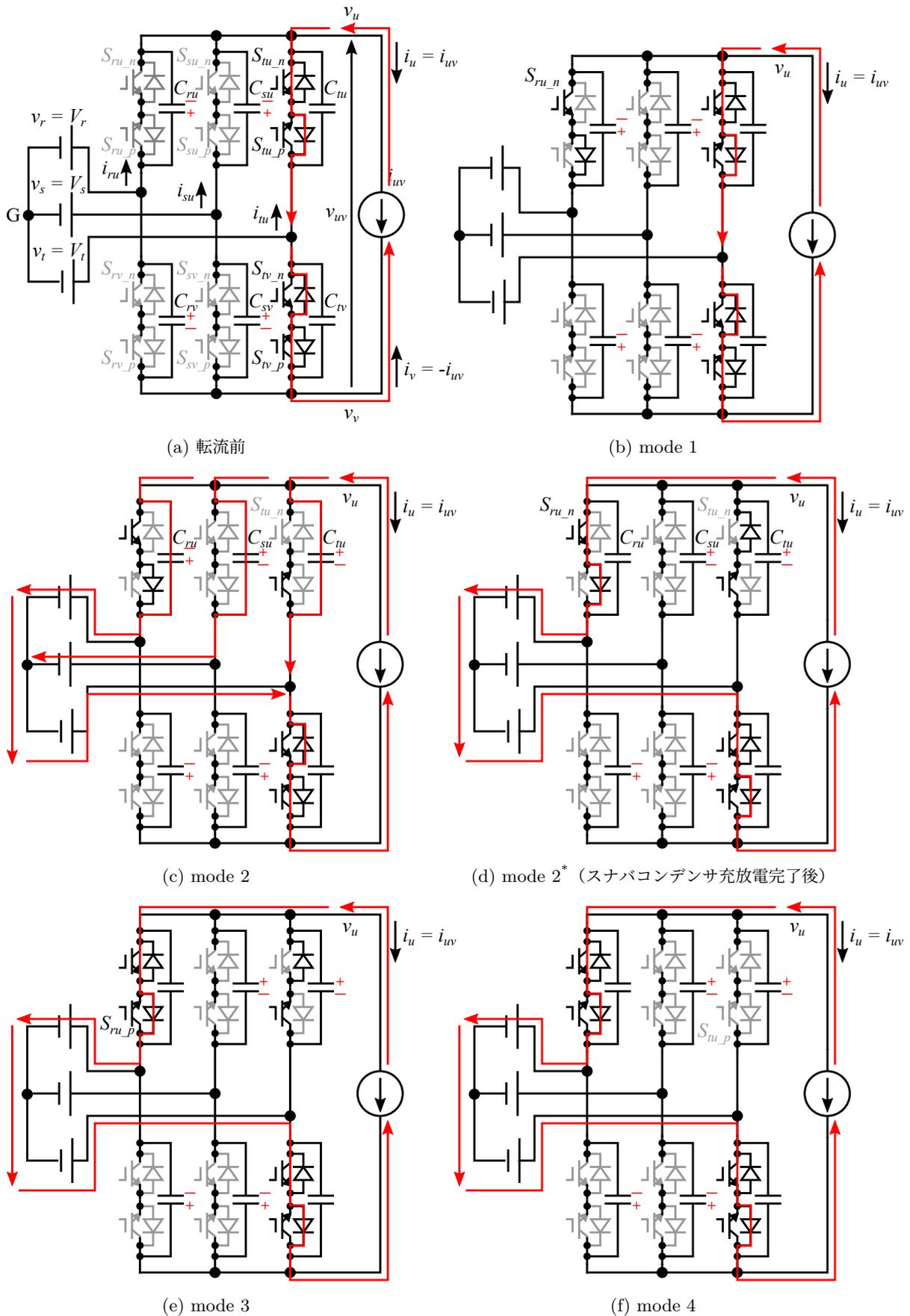
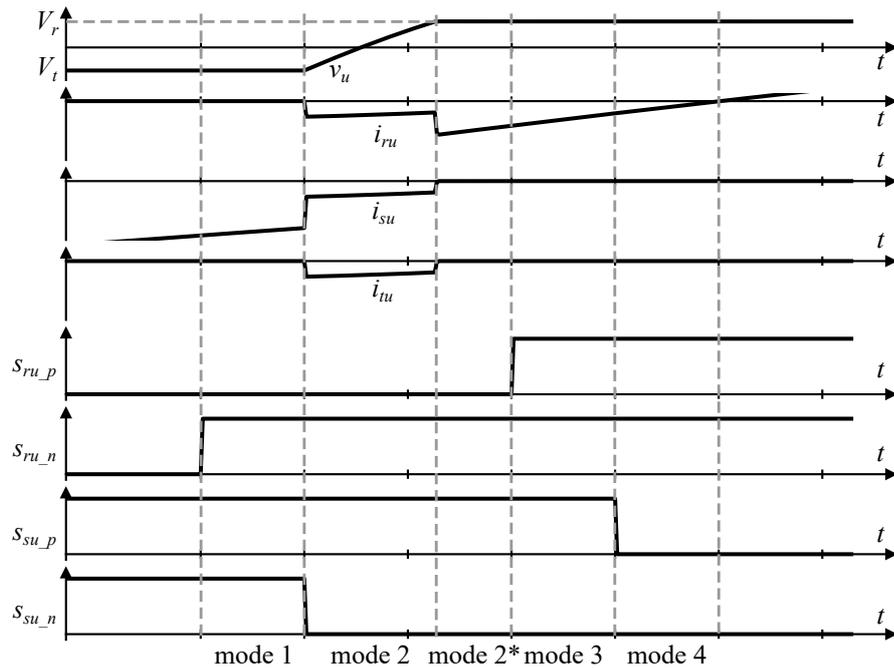


図 4.3: 出力 u 相線電流 $i_u < 0$ の場合の転流シーケンスの回路動作 ($v_r > v_s > v_t$)

図 4.4: 出力 u 相線電流 $i_u < 0$ のときの転流シーケンスの各部波形

ると、スナバコンデンサの充放電が完了して S_{ru_n} は順バイアスとなり、 i_u は t 相から r 相に転流する。ターンオフ後のデッドタイム期間内にスナバコンデンサの充放電が完了しない場合には、 S_{ru_n} に $v_{ru} = V_r - v_u > 0$ の電圧が印加され続ける。

mode 3 ターンオフ後のデッドタイムの後に、 S_{ru_p} を ON とする。このスイッチング時に、 $i_u < 0$ かつ $v_u = V_r$ (スナバコンデンサの充放電が完了状態) であれば、 S_{ru_p} は逆バイアスであるため、このスイッチングは ZVS となる。一方で、 $i_u > 0$ の場合には S_{ru_p} は順バイアスであり、 S_{ru_p} に $v_{ru} = V_r - V_t$ が印加された状態でターンオンとなるため、ハードスイッチングとなる。またスナバコンデンサの充放電が完了せず、 $v_u < V_r$ の場合でも、 S_{ru_p} に $v_{ru} = V_r - v_u$ が印加された状態でターンオンとなるため、ハードスイッチングとなる。

mode 4 ターンオン後のデッドタイムの後に、 S_{tu_p} を OFF とする。スイッチ S_{ru_n} は順バイアスであるため、このスイッチングは ZVS となる。次の転流までに S_{ru_n} のターンオフを完了させるために短いインターバルを挟み、Mode 4 は終了する。

よって出力 u 相について、 v_u が増加する転流において、全てのスイッチングをソフトスイッチングとするためには転流期間中に $i_u < 0$ とすればよい。ただし、ターンオフ後のデッドタイム T_{dead_OFF} 内にスナバコンデンサの充放電を完了させるために、転流時に十分大きな i_u が流れる必要がある。同様に出力 u 相電圧 v_u 減少時の転流を検討することで、ある出力 j 相の転流時にソフトスイッチングを実現する条件は以下のように表現される。

- 出力 j 相電圧 v_j が増加する転流のとき、出力 j 相線電流 $i_j < 0$ である。
- 出力 j 相電圧 v_j が減少する転流のとき、出力 j 相線電流 $i_j > 0$ である。

式 (3.4), (3.5) より、三相-単相 MC で全てのスイッチングをソフトスイッチングとする条件は以下の

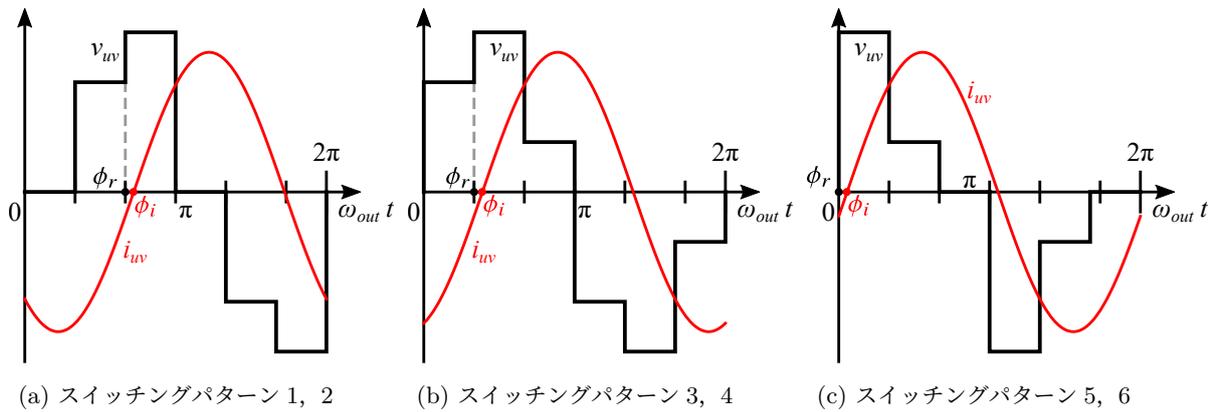


図 4.5: 各スイッチングパターンでソフトスイッチングを実現する MC 出力電圧 v_{uv} ・電流 i_{uv} 波形

ようにまとめられる。

- MC 出力線間電圧 v_{uv} が増加するとき、MC 出力電流 $i_{uv} < 0$ である。
- MC 出力線間電圧 v_{uv} が減少するとき、MC 出力電流 $i_{uv} > 0$ である。
- 転流時に T_{dead_OFF} 内でスナバコンデンサの充放電を完了させるだけの i_{uv} が流れている。

図 3.4 で示されるスイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターンは、低出力電圧時のスイッチングパターン 3, 4 (図 3.5) を除いて、MC 出力の半周期で v_{uv} は立ち上がりまたは立ち下がりだけの波形である。よってこれらのスイッチングパターンを用いる場合には、図 4.5 に示すように、最後の立ち上がりの位相 ϕ_r より正弦波の共振 MC 出力電流 i_{uv} の位相 ϕ_i が遅れていれば、全てのスイッチングでソフトスイッチングを実現できる。MC 出力電圧 v_{uv} の前半周期での各スイッチングパターンでの ϕ_r は次式で与えられる。

$$\phi_r = \begin{cases} (1 - \zeta_{lv})\pi & \text{スイッチングパターン 1} \\ (1 - \zeta_{hu})\pi & \text{スイッチングパターン 2} \\ \zeta_{mv}\pi & \text{スイッチングパターン 3} \\ \zeta_{mu}\pi & \text{スイッチングパターン 4} \\ \zeta_{hu}\pi & \text{スイッチングパターン 5} \\ \zeta_{lv}\pi & \text{スイッチングパターン 6} \end{cases} \quad (4.2)$$

MC 出力電流 i_{uv} の位相は、LC 共振回路の特性を利用して、LC 共振周波数 f_r と MC 出力周波数 f_{out} の大小関係によりソフトスイッチングを実現するように調整する。

4.4 ソフトスイッチングを実現する MC 制御法

前章では MC 出力電流 i_{uv} を矩形波に近似することによって、線形な制御方程式を得た。一方でソフトスイッチングを実現するために、MC 出力側に LC 共振回路を接続した場合、 i_{uv} はほぼ正弦波となる。よって i_{uv} を矩形波に近似した前章の制御方程式を用いた場合、 i_{uv} の理論波形と実際の波形の誤差が大きくなり、MC 入力電流が大きくなりすぎる。そこで、LC 共振回路の特性を考慮した MC 制御を検討する。MC 出力波形の解析において、MC 出力位相の基準点は図 3.4 の $\omega_{out}t = 0$ とする。

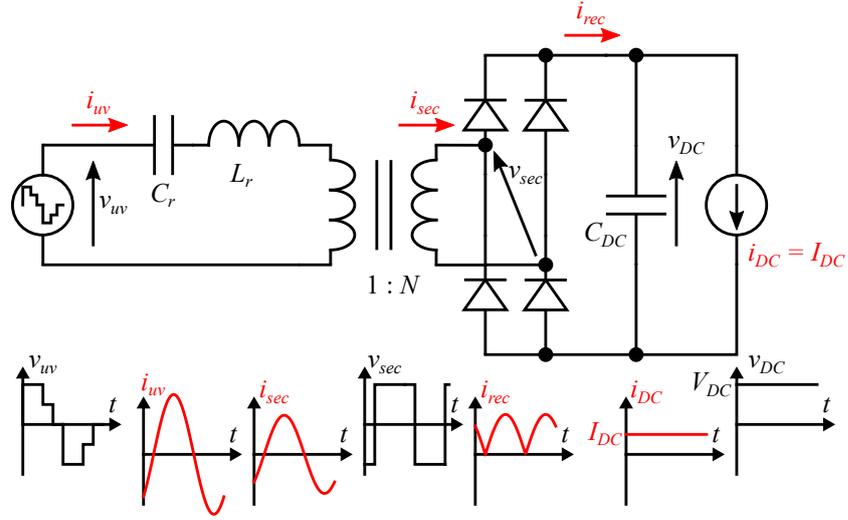


図 4.6: MC 出力側回路と各部波形

4.4.1 MC 出力解析回路

共振方式のソフトスイッチングを行う変換器の高周波共振交流回路の解析には、First Harmonic Approximation (FHA) 法が有効である [85, 88–92]。LC 直列共振回路では、印加電圧が矩形波である場合でも、共振周波数より高次の周波数成分は減衰されるため、回路電圧・電流の高調波成分は小さく、主に電圧・電流の基本波成分により電力変換が行われる。FHA 法では定常状態の高周波共振回路の電圧・電流の基本波成分のみを考え、非線形な特性を持つダイオード整流器を線形な負荷に近似することにより、解析を簡単化する点に特長がある。MC 出力電流 i_{uv} は CCM で動作して、MC 出力側の LC 共振とダイオード整流器の回路の DCM は検討しない。出力 DC 部分の平滑コンデンサ C_{DC} は十分に大きく、DC 電圧 v_{DC} は一定値 V_{DC} で近似する。また DC 負荷電流も一定値として、 $i_{DC} = I_{DC}$ の電流源とする。

MC 出力角周波数を $\omega_{out} = 2\pi f_{out}$ として、MC 出力電流 i_{uv} を次式で示す正弦波に近似する。

$$i_{uv} = \sqrt{2}I_{uv} \sin(\omega_{out}t - \phi_i) \quad (4.3)$$

MC 出力電流 i_{uv} のフェーザ \dot{I}_{uv} を次式で表現する。

$$\dot{I}_{uv} = I_{uv}e^{-j\phi_i} \quad (4.4)$$

変圧器 2 次側電流 i_{sec} は、理想変圧器を仮定して、次式で得られる正弦波となる。

$$i_{sec} = \sqrt{2}\frac{I_{uv}}{N} \sin(\omega_{out}t - \phi_i) \quad (4.5)$$

よって i_{sec} の基本波実効値 $I_{sec1} = I_{uv}/N$ となる。MC 出力周期 $T_{out} = 1/f_{out}$ として次式で示すように、変圧器 2 次側電流 i_{sec} を整流した電流 i_{rec} の平均値が負荷電流 $i_{DC} = I_{DC}$ となる。

$$I_{DC} = \frac{1}{T_{out}} \int_0^{T_{out}} i_{rec} dt = \frac{1}{T_{out}} \int_0^{T_{out}} |i_{sec}| dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{sec1} \quad (4.6)$$

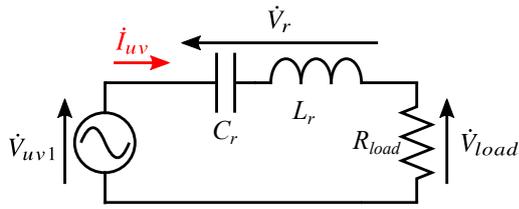
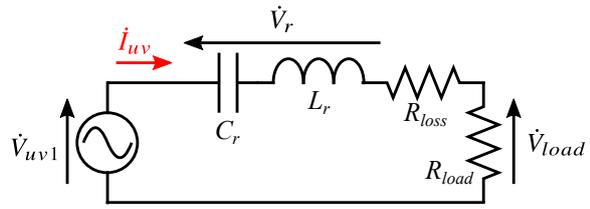


図 4.7: MC 出力基本波成分のみを考慮した MC 出力側等価回路


 図 4.8: 等価損失抵抗 R_{loss} を加えた MC 出力側等価回路

上式より I_{sec1} は次式で表される。

$$I_{sec1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{DC} \quad (4.7)$$

式 (4.5), (4.7) より, MC 出力電流 \dot{I}_{uv} は I_{DC} を用いて次式で表される。

$$\dot{I}_{uv} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} N I_{DC} e^{-j\phi_i} \quad (4.8)$$

変圧器 2 次側電圧 v_{sec} は次式で表される 180 度導通の矩形波となる。

$$v_{sec} = \begin{cases} V_{DC} & i_{sec} = i_{uv}/N > 0 \\ -V_{DC} & i_{sec} = i_{uv}/N < 0 \end{cases} \quad (4.9)$$

したがって v_{sec} の基本波実効値 V_{sec1} は次式で得られる。

$$V_{sec1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (4.10)$$

式 (4.7), (4.10) より, 変圧器後段の回路を次式で定義される線形負荷 R_{sec} で近似する。

$$R_{sec} = \frac{V_{sec1}}{I_{sec1}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \quad (4.11)$$

変圧器 1 次側から見た負荷 R_{sec} を R_{load} として, 図 4.7 の MC 出力側回路の等価回路が得られる。ここで, \dot{V}_{uv1} は v_{uv} の基本波成分 v_{uv1} のフェーズであり, LC 共振回路両端電圧のフェーズを \dot{V}_r , R_{load} に印加される電圧のフェーズを \dot{V}_{load} とする。等価負荷抵抗 R_{load} は, 負荷抵抗の電圧実効値を V_{load} として, 次式で得られる。

$$R_{load} = \frac{V_{load}}{I_{uv}} = \frac{1}{N^2} R_{sec} = \frac{8}{N^2 \pi^2} \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \quad (4.12)$$

また, FHA 法において図 4.2 の回路の IGBT・ダイオードのオン電圧降下や, 共振インダクタ・変圧器の巻き線の影響を考慮することで, MC 出力側等価回路の近似誤差を低減可能である。MC の IGBT の飽和電圧を V_{sat_MC} , 還流ダイオードのオン電圧を V_{F_MC} , 整流器のダイオードのオン電圧を V_{F_Rec} , 共振インダクタ・変圧器の巻き線抵抗や配線抵抗の合計値を R_{Copper} として, 等価損失抵抗 R_{loss} を次式で定義する。

$$\begin{aligned} R_{loss} &= R_{Copper} + \frac{2(V_{sat_MC} + V_{F_MC} + V_{F_Rec}/N)}{I_{uv}} \\ &= R_{Copper} + \frac{4\sqrt{2}(V_{sat_MC} + V_{F_MC} + V_{F_Rec}/N)}{\pi N I_{DC}} \end{aligned} \quad (4.13)$$

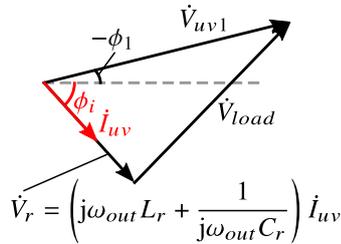


図 4.9: MC 出力側等価回路のフェーザ図

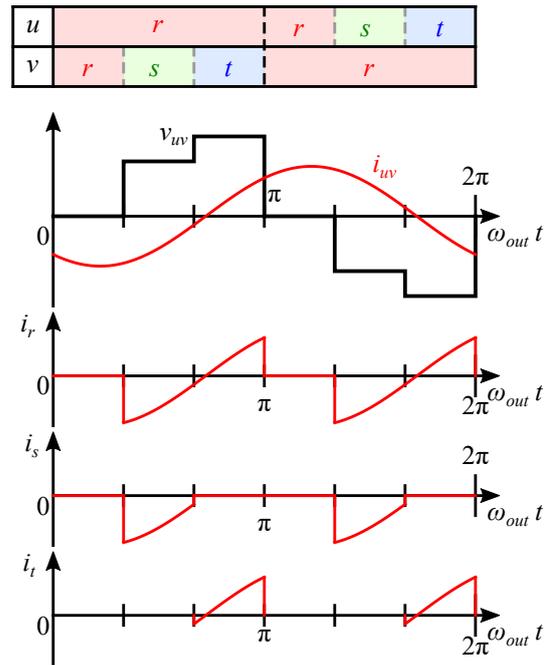


図 4.10: 正弦波 MC 出力電流に対するスイッチングパターン 1 の入力電流波形

LC 共振回路に直列に R_{loss} を挿入することで、図 4.8 に示される IGBT・ダイオードのオン電圧降下や共振インダクタ・変圧器の巻き線の影響を考慮した MC 出力側等価回路が得られる。この章では、IGBT・ダイオードのオン電圧降下や共振インダクタ・変圧器の巻き線の影響を無視して、図 4.7 を用いる。

図 4.5 に示すように、ソフトスイッチングのためには v_{uv} に対して i_{uv} を遅れ位相とする必要があり、MC 出力周波数 f_{out} は LC 共振周波数 f_r より大きい。よって LC 共振回路は主に誘導性となり、LC 共振回路両端電圧 \dot{V}_r は \dot{I}_{uv} より進む。図 4.9 に図 4.7 の回路の電圧・電流関係のフェーザ図を示す。ソフトスイッチングのために MC 出力電流 \dot{I}_{uv} は MC 出力電圧基本波 \dot{V}_{uv1} より遅れ位相となる。MC 出力電流 \dot{I}_{uv} と負荷電圧 \dot{V}_{load} は同相となる。LC 共振回路両端電圧 \dot{V}_r は無効電圧であり、出力角周波数 ω_{out} が共振角周波数 $\omega_r = 2\pi f_r$ より大きくなるほど、振幅は大きくなる。MC 出力電流 \dot{I}_{uv} の位相は ω_{out} が ω_r より大きくなるほど遅れ位相となるため、 \dot{V}_{uv1} と \dot{V}_r の位相差は小さくなる。負荷電圧 \dot{V}_{load} は \dot{V}_{uv1} と \dot{V}_r の差となるため、 $\omega_{out} - \omega_r$ が大きくなるほど、 \dot{V}_{load} は小さくなる。したがって、 \dot{V}_{load} を大きくするためには、 $\omega_{out} - \omega_r$ をソフトスイッチングを実現するために必要な最小の値とすればよい。

4.4.2 出力 DC 電圧制御

MC 出力電圧 v_{uv} をフーリエ級数展開することで次式が得られ、 $k = 1$ である v_{uv1} が v_{uv} の基本波である。

$$v_{uv} = V_{uv0} + \sum_{k=1}^{\infty} v_{uvk} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{uv} d\omega_{out}t + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{uvk} \sin(k\omega_{out}t - \phi_k) \quad (4.14)$$

$$V_{uvk} = \sqrt{\frac{a_k^2 + b_k^2}{2}}, \quad \phi_k = -\arctan\left(\frac{a_k}{b_k}\right) \quad (4.15)$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_{uv} \cos(k\omega_{out}t) d\omega_{out}t, \quad b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_{uv} \sin(k\omega_{out}t) d\omega_{out}t \quad (4.16)$$

また v_{uvk} のフェーザを次式で表現する。

$$\dot{V}_{uvk} = V_{uvk}e^{-j\phi_k} \quad (4.17)$$

式 (4.16) より、各スイッチングパターンの a_1 と b_1 は次式で得られる。ここで、MC 入力相を電圧最大相 (h 相)・中間相 (m 相)・最小相 (l 相) として、各相の電圧を v_h, v_m, v_l とする。

$$a_1 = \begin{cases} -2\{(v_m - v_l) \sin(\zeta_{lv}\pi) + (v_h - v_m) \sin(\zeta_{hv}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 1} \\ -2\{(v_m - v_l) \sin(\zeta_{lu}\pi) + (v_h - v_m) \sin(\zeta_{hu}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 2} \\ 2\{(v_h - v_m) \sin(\zeta_{mu}\pi) - (v_m - v_l) \sin(\zeta_{mv}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 3} \\ -2\{(v_h - v_m) \sin(\zeta_{mu}\pi) - (v_m - v_l) \sin(\zeta_{mv}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 4} \\ 2\{(v_m - v_l) \sin(\zeta_{lu}\pi) + (v_h - v_m) \sin(\zeta_{hu}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 5} \\ 2\{(v_m - v_l) \sin(\zeta_{lv}\pi) + (v_h - v_m) \sin(\zeta_{hv}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 6} \end{cases} \quad (4.18)$$

$$b_1 = \begin{cases} 2\{v_h - v_l - (v_m - v_l) \cos(\zeta_{lv}\pi) + (v_h - v_m) \cos(\zeta_{hv}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 1} \\ 2\{v_h - v_l + (v_m - v_l) \cos(\zeta_{lu}\pi) - (v_h - v_m) \cos(\zeta_{hu}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 2} \\ 2\{v_h - v_l + (v_m - v_l) \cos(\zeta_{mv}\pi) + (v_h - v_m) \cos(\zeta_{mu}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 3} \\ 2\{v_h - v_l + (v_m - v_l) \cos(\zeta_{mv}\pi) + (v_h - v_m) \cos(\zeta_{mu}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 4} \\ 2\{v_h - v_l + (v_m - v_l) \cos(\zeta_{lu}\pi) - (v_h - v_m) \cos(\zeta_{hu}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 5} \\ 2\{v_h - v_l - (v_m - v_l) \cos(\zeta_{lv}\pi) + (v_h - v_m) \cos(\zeta_{hv}\pi)\} / \pi & \text{スイッチングパターン 6} \end{cases} \quad (4.19)$$

負荷電流 I_{DC} を既知として、式 (4.8), (4.12) と図 4.9 のフェーザ関係から所望の V_{DC} を実現する MC 出力電圧基本波のフェーザ \dot{V}_{uv1} は次式で得られる。

$$\dot{V}_{uv1}(v_i, \zeta_{ij}) = \dot{V}_{load} + \dot{V}_r = \dot{V}_{load} + j\left(\omega_{out}L_r - \frac{1}{\omega_{out}C_r}\right) \dot{I}_{uv} \quad (4.20)$$

$$= \left\{ R_{load} + j\left(\omega_{out}L_r - \frac{1}{\omega_{out}C_r}\right) \right\} \dot{I}_{uv} \quad (4.21)$$

$$= \left\{ \frac{8}{N^2\pi^2} \frac{V_{DC}}{I_{DC}} + j\left(\omega_{out}L_r - \frac{1}{\omega_{out}C_r}\right) \right\} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} N I_{DC} e^{-j\phi_i} \quad (4.22)$$

MC 出力電圧基本波のフェーザ \dot{V}_{uv1} は、式 (4.18), (4.19) より、MC 入力電圧 v_i と ON 時間比率 ζ_{ij}

($i \in \{r, s, t\}, j \in \{u, v\}$) の非線形関数となる。上式の両辺の振幅と位相の関係から次式が得られる。

$$V_{uv1}(v_i, \zeta_{ij}) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} N I_{DC} \sqrt{\left(\frac{8}{N^2 \pi^2} \frac{V_{DC}}{I_{DC}}\right)^2 + \left(\omega_{out} L_r - \frac{1}{\omega_{out} C_r}\right)^2} \quad (4.23)$$

$$-\phi_1(v_i, \zeta_{ij}) = \arctan\left(\frac{\omega_{out} L_r - \frac{1}{\omega_{out} C_r}}{\left(\frac{8}{N^2 \pi^2} \frac{V_{DC}}{I_{DC}}\right)}\right) - \phi_i \quad (4.24)$$

よって所望の V_{DC} となる V_{uv1} を式 (4.23) により求め、必要な V_{uv1} となる ON 時間比率が得られる。共振回路の位相関係を表す式 (4.24) から、ソフトスイッチングのために、全ての入力電圧位相において、出力電流のゼロクロス ϕ_i が v_{uv} の最後の立ち上がりの位相より遅れるように LC 共振周波数 f_r と出力角周波数 ω_{out} を設定する。

4.4.3 MC 入力電流制御

出力電流 i_{uv} は、式 (4.3) で仮定したように、正弦波であるため、MC 入出力の電流関係は非線形となる。MC 入力電流の制御原理は、前章と同様に、MC の制御周期 T_C の平均値が式 (3.29) で示される MC 入力電流指令値 \bar{i}_{in}^* と一致させるか、または MC の制御周期 T_C の平均値を式 (3.26) の瞬时无効電力 q_{in} 制御式に代入すればよい。MC 入力電流平均値ベクトル \bar{i}_{in} は、制御周期 T_C 内でスイッチ S_{ij} が ON の期間の積分を $\int_{s_{ij}=1}^{T_C}$ と表現することとして、式 (4.3), (4.8) を考慮することで、次式で得られる。

$$\begin{aligned} \bar{i}_{in} &= \begin{bmatrix} \bar{i}_r \\ \bar{i}_s \\ \bar{i}_t \end{bmatrix} = \frac{1}{\pi} \begin{bmatrix} \int_{s_{ru}=1}^{T_C} i_{uv} d\omega_{out} - \int_{s_{rv}=1}^{T_C} i_{uv} d\omega_{out} \\ \int_{s_{su}=1}^{T_C} i_{uv} d\omega_{out} - \int_{s_{sv}=1}^{T_C} i_{uv} d\omega_{out} \\ \int_{s_{tu}=1}^{T_C} i_{uv} d\omega_{out} - \int_{s_{tv}=1}^{T_C} i_{uv} d\omega_{out} \end{bmatrix} \\ &= \frac{N I_{DC}}{2} \begin{bmatrix} \int_{s_{ru}=1}^{T_C} \sin(\omega_{out} t - \phi_i) d\omega_{out} - \int_{s_{rv}=1}^{T_C} \sin(\omega_{out} t - \phi_i) d\omega_{out} \\ \int_{s_{su}=1}^{T_C} \sin(\omega_{out} t - \phi_i) d\omega_{out} - \int_{s_{sv}=1}^{T_C} \sin(\omega_{out} t - \phi_i) d\omega_{out} \\ \int_{s_{tu}=1}^{T_C} \sin(\omega_{out} t - \phi_i) d\omega_{out} - \int_{s_{tv}=1}^{T_C} \sin(\omega_{out} t - \phi_i) d\omega_{out} \end{bmatrix} \quad (4.25) \end{aligned}$$

上式からスイッチングパターンごとに MC 入力電圧最大相・中間相・最小相の平均電流 $\bar{i}_h \cdot \bar{i}_m \cdot \bar{i}_l$ を計算して、次式を得る。

$$\bar{i}_h = \begin{cases} NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{hv})\pi - \phi_i) - \cos(\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 1} \\ NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{hu})\pi - \phi_i) - \cos(\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 2} \\ NI_{DC} \{ \cos(\phi_i) - \cos((1 - \zeta_{mu})\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 3} \\ NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{mv})\pi - \phi_i) - \cos(\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 4} \\ NI_{DC} \{ \cos(\phi_i) - \cos(\zeta_{hu}\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 5} \\ NI_{DC} \{ \cos(\phi_i) - \cos((1 - \zeta_{hv})\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 6} \end{cases} \quad (4.26)$$

$$\bar{i}_m = \begin{cases} NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{lv})\pi - \phi_i) - \cos((1 - \zeta_{hv})\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 1} \\ NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{lu})\pi - \phi_i) - \cos((1 - \zeta_{hu})\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 2} \\ NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{mv})\pi - \phi_i) + \cos((1 - \zeta_{mu})\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 3} \\ -NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{mv})\pi - \phi_i) + \cos((1 - \zeta_{mu})\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 4} \\ -NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{lu})\pi - \phi_i) - \cos(\zeta_{hu}\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 5} \\ -NI_{DC} \{ \cos(\zeta_{lv}\pi - \phi_i) - \cos((1 - \zeta_{hv})\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 6} \end{cases} \quad (4.27)$$

$$\bar{i}_l = \begin{cases} -NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{lv})\pi - \phi_i) - \cos(\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 1} \\ -NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{lu})\pi - \phi_i) - \cos(\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 2} \\ -NI_{DC} \{ \cos((1 - \zeta_{mv})\pi - \phi_i) - \cos(\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 3} \\ -NI_{DC} \{ \cos(\phi_i) - \cos((1 - \zeta_{mu})\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 4} \\ -NI_{DC} \{ \cos(\phi_i) - \cos((1 - \zeta_{lu})\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 5} \\ -NI_{DC} \{ \cos(\phi_i) - \cos(\zeta_{lv}\pi - \phi_i) \} / 2 & \text{スイッチングパターン 6} \end{cases} \quad (4.28)$$

上式で得られる MC 入力電流平均値を、MC 入力電圧の大小関係から $\bar{i}_h \cdot \bar{i}_m \cdot \bar{i}_l$ を $\bar{i}_r \cdot \bar{i}_s \cdot \bar{i}_t$ に置換えて、次式に再掲する式 (3.32) に代入することで、 q_{in} を制御可能である。

$$q_{in} = \frac{1}{\sqrt{3}} \{ (v_s - v_t) \cdot \bar{i}_r(\zeta_{ij}) + (v_t - v_r) \cdot \bar{i}_s(\zeta_{ij}) + (v_r - v_s) \cdot \bar{i}_t(\zeta_{ij}) \} \quad (4.29)$$

式 (4.26), (4.27), (4.28) より、 \bar{i}_r , \bar{i}_s , \bar{i}_t は ON 時間比率 ζ_{ij} に関する非線形関数となる。

入力電圧ベクトルがセクタ①に存在するとき、スイッチングパターン 1 を用いた場合の出力波形と入力電流波形を図 4.10 に示す。各相の入力電流は ON 時間比率 ζ_{ij} に対して非線形に変化することが確認できる。

4.4.4 固定 MC 出力周波数制御法の制御方程式

MC 出力電圧 v_{uv} の基本波の余弦成分 a_1 (式 (4.18)), 正弦成分 b_1 (式 (4.19)) と MC 入力電流の 1 制御周期の平均値 (式 (4.26)–(4.28)) は各スイッチングパターンごとに 2 つの ON 時間比率に関する式となる。よって、出力負荷電圧を制御する式 (4.23) と MC 入力瞬時無効電力を制御する式 (4.29) は、各スイッチングパターンごとに 2 つの ON 時間比率を未知変数とする、2 変数 2 非線形方程式の制御方程式となる。この制御方程式を解くことで 2 つの ON 時間比率が求められ、各スイッチングパターンごとに表 3.1 のスイッチングの制約を考慮することで、全ての ON 時間比率が得られる。式 (4.23) と (4.29) は複雑な非線形方程式であり、ON 時間比率に関する解析的な解を求めることは難しい。よって、数値解析により式 (4.23) と (4.29) の非線形連立方程式を解くこととする。MC 出力周波数は一定として、全ての入力電圧位相でソフトスイッチングを実現する周波数を設定する。

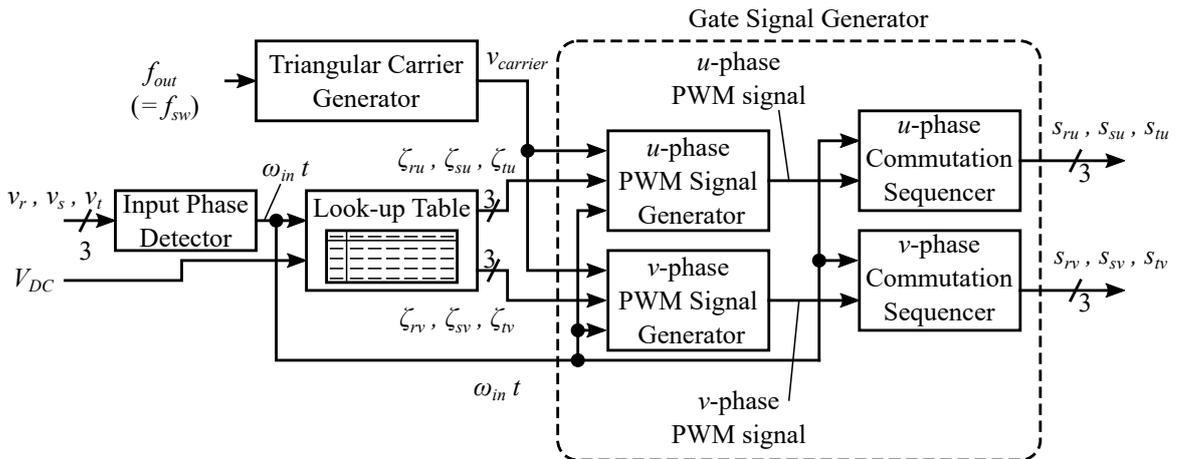


図 4.11: ソフトスイッチングを実現する MC 制御システム

本制御を実機に適用する場合、短い制御周期（スイッチング周期の半周期）の間に非線形連立方程式を数値計算により解く必要があり、スイッチング周波数を高周波とするほど、計算時間の早い高性能な制御 IC を必要とするため、コストが高い。そこで実機に搭載する場合には、図 4.11 に示すように、予め数値計算により求めた非線形方程式の解を格納したルックアップテーブルを用いることで、制御を簡単化する。数値計算では想定される負荷範囲内で、MC 入力電圧を三相平衡電圧と仮定して、非線形方程式を解く。瞬時無効電力 q_{in} の指令値は常にゼロとしてルックアップテーブルを作成する。よって制御 IC はセンサにより得られる MC 入力電圧の位相と出力 DC 電圧の指令値からルックアップテーブルを参照して、MC の制御に必要な 2 つの ON 時間比率を得る。ルックアップテーブルのデータ間の出力値は面積座標を用いた線形補間により算出する（付録 A）。したがってルックアップテーブルは連続的なデータを出力することが可能である。得られた ON 時間比率から三角波比較を行うことで、PWM 信号を生成して、MC 入力電圧の大小関係を考慮して転流シーケンスを制御する転流シーケンサにより、各スイッチのゲート信号 s_{ij} を得る。

4.4.5 スwitching パターンの比較

制御方程式を解くことで得られる解析値を用いて、各スイッチングパターンを比較する。各スイッチングパターンは特定の入力電圧の位相で制御方程式の解を持たない。そこで、瞬時無効電力 $q_{in} = 0$ とするとき、全ての入力電圧の位相で制御方程式を解けるように、入力電圧の位相（セクタ①②）ごとにスイッチングパターンを変更する。セクタの変化点で MC の入出力波形のひずみが少なくなるように、セクタごとのスイッチングパターンの割り当てとして、表 4.2 に示す 3 つのパターンを適用する。これら 3 つのパターンを適用した場合の MC 入力電流の 1 制御周期の平均値と最大出力 DC 電圧、出力基本波力率について比較する。

解析では後述するシミュレーション条件（表 4.4）の回路パラメータを用いる。MC 入力三相平衡電圧の対称性から、用いるスイッチングパターンと制御方程式から得られる ON 時間比率は入力電圧の位相 0 deg から 60 deg ごとに等しいため、解析は入力電圧の位相が $0 \text{ deg} \leq \omega_{in} t \leq 60 \text{ deg}$ となる範囲のみ行う。パターン II では、入力電圧の位相によって、制御方程式から得られる ON 時間比率が負となる場合がある。これは物理的に制御条件を満たす ON 時間比率が存在しないことを表しており、ON

表 4.2: 各セクタでのスイッチングパターン

	奇数セクタ	偶数セクタ
セクタ番号	①, ③, ⑤, ⑦, ⑨, ⑪	②, ④, ⑥, ⑧, ⑩, ⑫
パターン I	スイッチングパターン 2	スイッチングパターン 1
パターン II	スイッチングパターン 4	スイッチングパターン 3
パターン III	スイッチングパターン 6	スイッチングパターン 5

時間比率を得るためには制御条件を緩める必要がある。そこで、ON 時間比率が負となる場合には、この ON 時間比率をゼロにして、瞬時無効電力 q_{in} の制御条件を除外することで、制御方程式を 1 変数 1 制御方程式として解く。このため、パターン II では入力電流にひずみが生じる。解析での DC 負荷電流 $I_{DC} = 5.65$ A として、MC 出力電圧が最大となるように、各パターンごとに出力 DC 電圧 V_{DC} の指令値を与える。各パターンの MC 出力周波数 f_{out} (スイッチング周波数 f_{sw}) は全入力電圧位相でソフトスイッチングを実現するように、MC 出力電流 i_{uv} の位相 ϕ_i が各スイッチングパターンでの MC 出力電圧 v_{uv} の最後の立ち上がりの位相 ϕ_r より遅れるように設定する。設定した V_{DC} と f_{out} を表 4.3 に示す。

図 4.12 に各パターンを用いた場合の解析結果を示す。ここで V_{uv_max1} は、MC 入力電圧位相が $\omega_{in}t$ のときに、MC 出力電圧を式 (3.17) で示される最大値 v_{uv_max} とした場合の基本波実効値であり、次式で与えられる。

$$V_{uv_max1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_{uv_max} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} V_{in} \cos\left(\omega_{in}t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (4.30)$$

また、セクタごとに用いているスイッチングパターンが変わり、制御方程式の変数となる 2 つの ON 時間比率が変化する。いずれのパターンでも、MC 出力電圧基本波の振幅 $\sqrt{2}V_{uv1}$ は最大出力電圧の基本波振幅 $\sqrt{2}V_{uv_max1}$ の最小値とほぼ等しく、MC 出力電圧を最大としている。MC 出力電流の位相 ϕ_i は、全ての入力電圧の位相において最後の立ち上がりの位相 ϕ_r より遅れており、全ての入力電圧位相でソフトスイッチングを実現する。パターン I とパターン III は、全ての入力電圧の位相で瞬時無効電力 q_{in} をゼロとしており、MC 入力三相電圧 v_r, v_s, v_t と同相の正弦波の MC 入力電流平均値 $\bar{i}_r, \bar{i}_s, \bar{i}_t$ としている。一方で、パターン II ではほぼ全ての入力電圧位相で、 ζ_{mu} か ζ_{mv} をゼロとして q_{in} を制御しておらず、 $\bar{i}_r, \bar{i}_s, \bar{i}_t$ が大きくひずむ。

いずれのパターンでも、入力電圧の位相 30 deg において、 $\sqrt{2}V_{uv_max1}$ に対して $\sqrt{2}V_{uv1}$ が低く、電圧の利用率が低い。一方で入力電圧の位相 30 deg 付近で ϕ_i と ϕ_r が最も近づくため、位相 30 deg 付近が最も厳しいソフトスイッチング条件であり、固定周波数制御法ではこの位相でソフトスイッチングとなるように f_{out} を設定する必要がある。

表 4.3 に、各パターンの MC 出力基本波力率と DC 負荷電力 p_{DC} を示す。ソフトスイッチングのために、 f_{out} を LC 共振回路の共振周波数 f_r より高くするため、LC 共振回路両端に発生する無効電圧 V_r により、いずれのパターンでも前章の制御法よりも最大の出力 DC 電圧・DC 負荷電力は低くなる。全てのパターンで同一の f_r として、パターン II, I, III の順に f_{out} が高い。MC 出力周波数 f_{out} が高いほど、MC 基本波力率は低下するため、パターン II, I, III の順に MC 基本波力率が低く、無効電圧である V_r は大きくなり、出力 DC 電圧・DC 負荷電力は低くなる。

図 4.13 に各パターンの MC 出力基本波力率と MC 出力電圧 v_{uv} のひずみ率 (THD : Total Harmonics

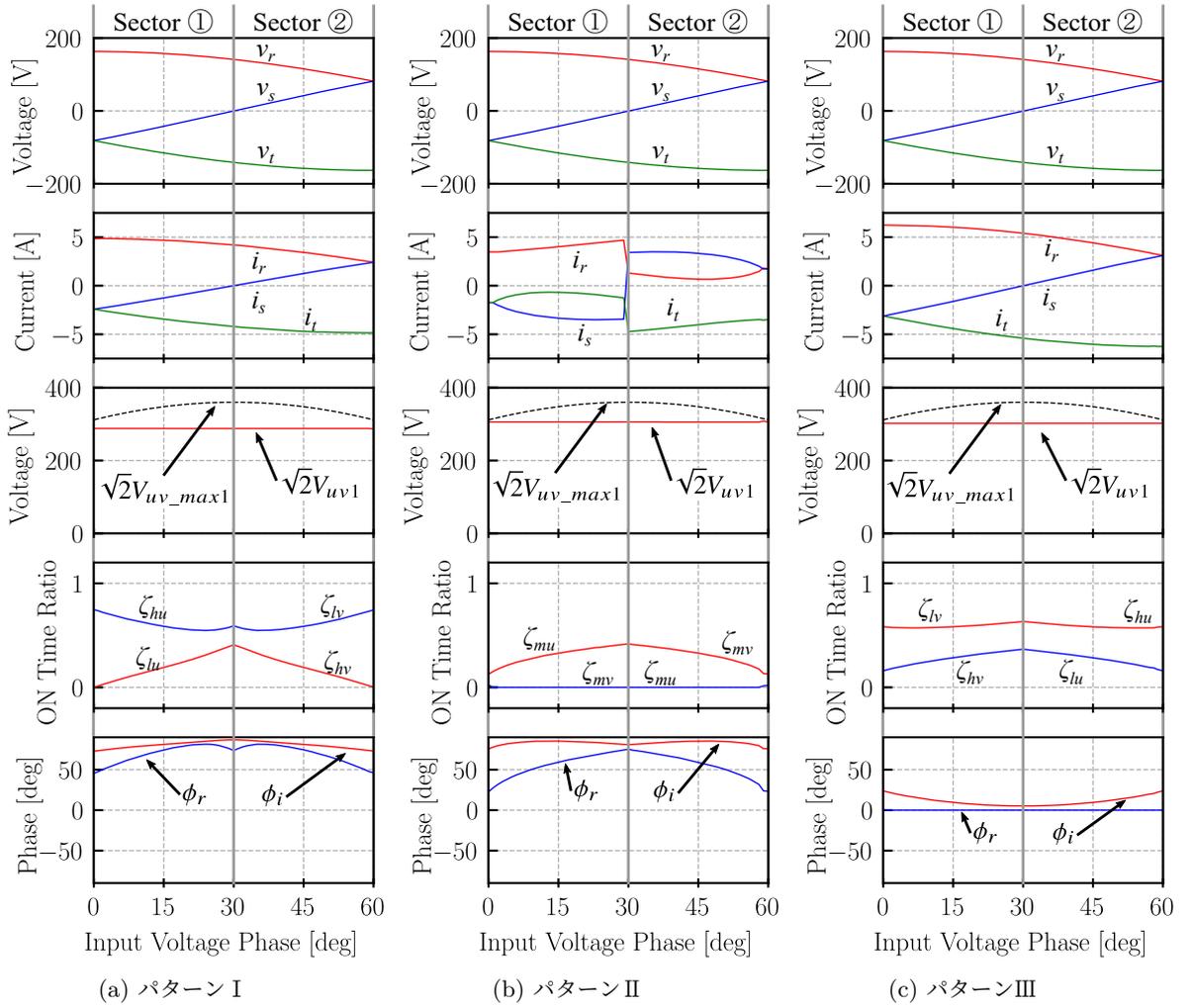


図 4.12: 各スイッチングパターンの制御方程式の解と理論値

Distortion) の比較を示す。ここで, v_{uv} の THD は次式で定義され, 解析では 497 次の成分までの THD を計算している。

$$(v_{uv} \text{ の THD}) = \frac{\sqrt{V_{uv_2}^2 + V_{uv_3}^2 + \dots}}{V_{uv_1}} \quad (4.31)$$

MC 出力電圧 v_{uv} の高調波が大きい場合, 出力電流 i_{uv} の高調波が大きくなり, i_{uv} を正弦波と仮定する FHA 法の近似誤差を増加させる。よって v_{uv} は低 THD とすることが望まれる。いずれのパターンでも, 1 入力周期で一定の出力とするために, 出力基本波力率は入力電圧の位相によらず一定である。出力基本波力率はパターン III, I, II の順に小さくなる。一方で, v_{uv} の THD は入力電圧の位相によって変化し, 全ての位相において, パターン II が大きい。パターン III の THD はほとんどの位相においてパターン I より低い THD としているが, 入力電圧の位相が 0 deg, 60 deg 付近のみパターン I の方が THD が低い。

以上の解析によるパターン比較より, 全ての入力電圧位相でソフトスイッチングを実現する場合, パターン III (スイッチングパターン 5, 6) は全ての入力電圧位相で MC 入力力率 1 の正弦波 MC 入力電

表 4.3: 各スイッチングパターンの解析結果の比較

	パターン I	パターン II	パターン III
スイッチングパターン	1, 2	3, 4	5, 6
MC 出力周波数 f_{out}	8.5 kHz	9.0 kHz	8.2 kHz
出力 DC 電圧 V_{DC}	210 V	150 V	270 V
MC 出力基本波力率	0.64	0.43	0.78
DC 負荷電力 p_{DC}	1186.5 W	847.5 W	1525.5 W

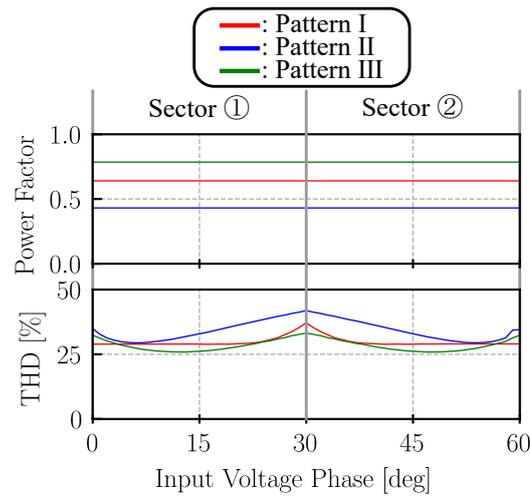


図 4.13: 各スイッチングパターンの解析結果の比較

流を実現するとともに、他のパターンより高 MC 出力基本波力率であり、 v_{uv} の THD が低い。よって全ての入力電圧位相でソフトスイッチングを実現するためには、パターン III が最も適切である。

4.5 シミュレーション

ソフトスイッチングを実現する MC の制御法の有効性を確認するために、パターン III (スイッチングパターン 5, 6) を用いたシミュレーションを行う。シミュレーションは変圧器後段を抵抗負荷とした場合 (線形負荷) と、ダイオード整流回路と平滑コンデンサ、DC 負荷として I_{DC} の電流源の構成とした場合 (非線形負荷) で実行する。非線形負荷時のシミュレーション回路は図 4.2 として、シミュレーション条件を表 4.4 に示す。IGBT、変圧器、ダイオード整流器と受動素子は理想的な特性として、オン電圧降下や寄生成分は考慮しない。解析と同様に、出力 DC 電圧、MC 出力周波数はそれぞれ $V_{DC} = 270$ V、 $f_{out} = 8.2$ kHz とする。シミュレーションでは、MC はルックアップテーブルを参照することで ON 時間比率を得る。

4.5.1 線形負荷シミュレーション

線形負荷のシミュレーションでは、図 4.2 の変圧器後段を式 (4.11) で与えられる抵抗 R_{sec} とする。出力 DC 電圧 $V_{DC} = 270$ V、電流 $I_{DC} = 5.65$ A より $R_{sec} = 38.7$ Ω となる。双方向スイッチを理想

表 4.4: シミュレーション条件

パラメータ名	変数	パラメータ値
電源周波数	f_{in}	50 Hz
電源電圧実効値	V_{in}	163 V
ターンオン後のデッドタイム	T_{dead_ON}	500 ns
ターンオフ後のデッドタイム	T_{dead_OFF}	1.0 μ s
スナバコンデンサ	C_s	1 nF
共振インダクタ	L_r	853 μ H
共振コンデンサ	C_r	660 nF
LC 共振回路の共振周波数	f_r	6.696 kHz
絶縁変圧器の巻き数比	1 : N	1 : 1.45
出力 DC フィルタコンデンサ	C_{DC}	40 μ F
MC 出力周波数 (スイッチング周波数)	$f_{out} (f_{sw})$	8.2 kHz
出力 DC 電圧指令値	V_{DC}	270 V
負荷電流	I_{DC}	5.65 A
瞬時無効電力指令値	q_{in}	0 W

スイッチとした場合と、双方向スイッチを2つの IGBT の逆直列接続にスナバコンデンサ C_s を並列接続したスイッチとした場合のシミュレーションを行う。理想スイッチを用いた場合では瞬時に転流するため、デッドタイムの影響がないシミュレーションとなる。一方で2つの IGBT の逆直列接続にスナバコンデンサ C_s を並列接続したスイッチを用いた場合、転流に $2T_{dead_ON} + T_{dead_OFF} = 2 \mu$ s の時間を要する4段階の電圧転流方式を用いるため、デッドタイムの影響を含めたシミュレーションとなる。

理想スイッチを用いたシミュレーション結果を図 4.14, 4.16 に、2つの IGBT とスナバコンデンサ C_s によるスイッチを用いたシミュレーション結果を図 4.15, 4.17 に示す。図 4.14, 4.15 より、理想スイッチ・2つの IGBT とスナバコンデンサのスイッチの両方の場合で、MC 出力電圧 v_{uv} 、MC 出力電流 i_{uv} の概形は同じであり、デッドタイムの影響は小さいことを確認できる。

MC 入力電流 i_i ($i = r, s, t$) にはスイッチング周波数の整数倍の成分が含まれるため、図 4.16a, 4.17a には i_i をカットオフ周波数 1 kHz の 2 次ローパスフィルタによりフィルタリングした電流波形 i_{if} を示している。電圧波形 v_{if} は、ローパスフィルタの影響を考慮した上で、MC 入力電流 i_i と MC 入力電圧 v_i の位相を比較するために、 v_i を同様にフィルタリングした電圧波形である。瞬時有効電力 p_{in} と瞬時無効電力 q_{in} は式 (3.23), (3.24) に基づいて、 v_{if} と i_{if} を用いて計算した。

図 4.16a より、理想スイッチを用いたシミュレーションでは MC 入力電流はひずみの少ない正弦波である。瞬時有効電力 p_{in} はほぼ一定であり、瞬時無効電力 q_{in} は平均値、リップル幅ともにほぼゼロであり、FHA 法に基づいた提案法が有効であることを確認できる。一方で図 4.17a より、2つの IGBT とスナバコンデンサのスイッチを用いたシミュレーションでは、理想スイッチを用いた場合と比較して、MC 入力電流にひずみが生じており、デッドタイムにより MC 入力電流がひずむことが確認できる。同様に、瞬時有効電力 p_{in} と瞬時無効電力 q_{in} も、理想スイッチを用いた場合と比較して、リップルが増加しており、デッドタイムの影響により誤差が生じることがわかる。

図 4.16b, 4.17b より、いずれのスイッチを用いたシミュレーションでも、 i_{uv} のゼロクロスが v_{uv} の

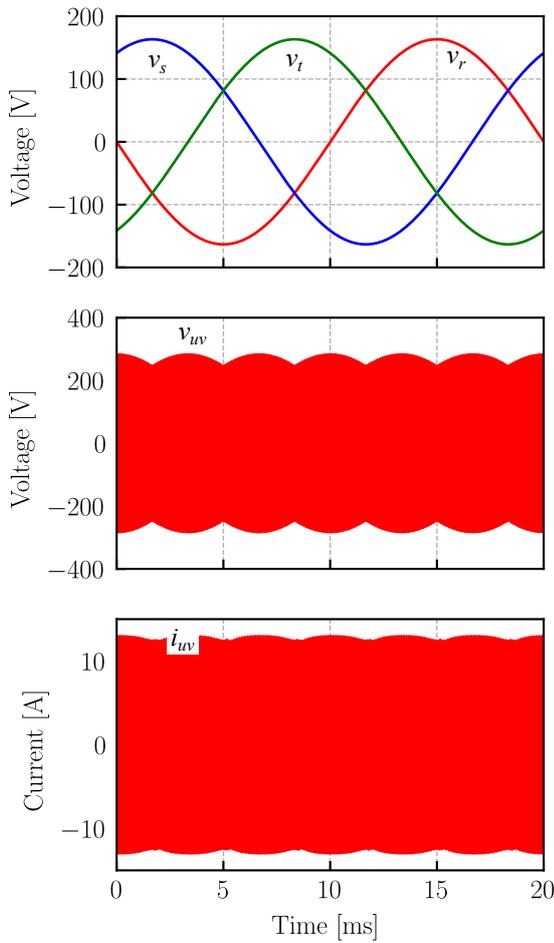


図 4.14: 理想スイッチを用いたシミュレーション結果

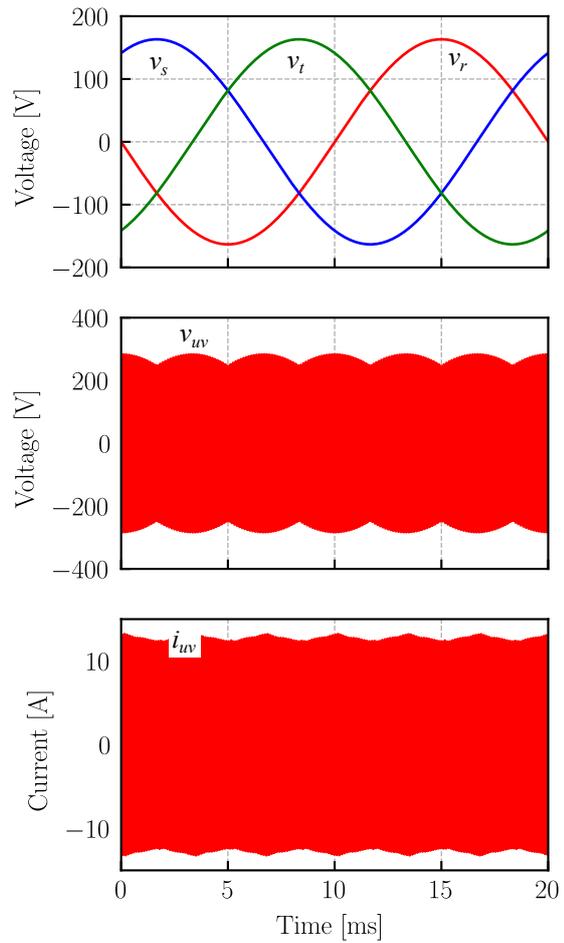
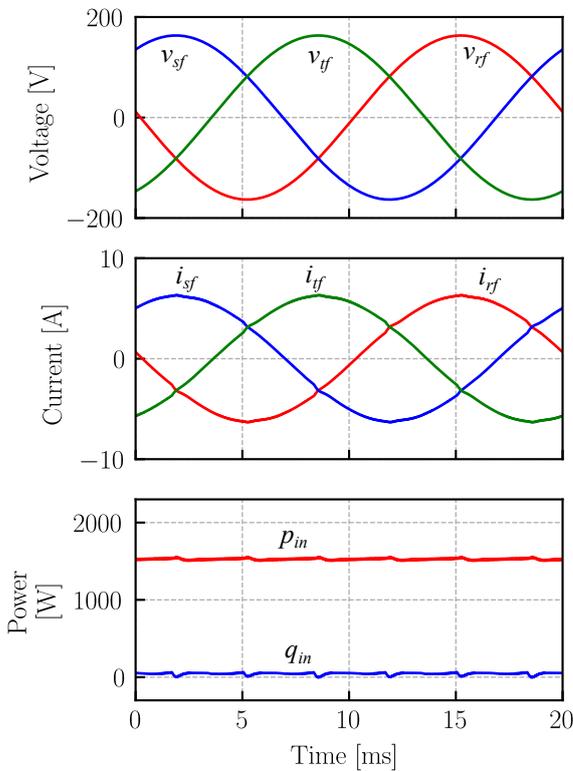


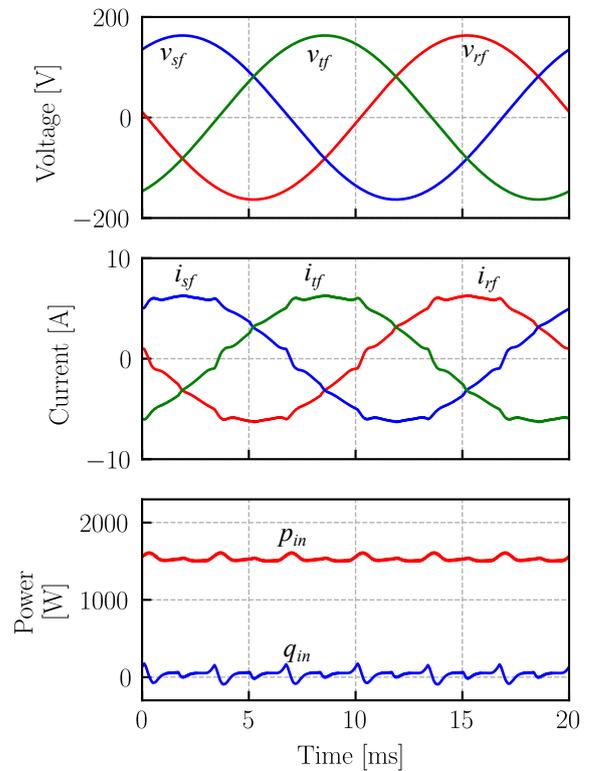
図 4.15: 2つの IGBT とスナバコンデンサ C_s によるスイッチを用いたシミュレーション結果

最後の立ち上がりの位相よりも遅れており、全てのスイッチングでソフトスイッチングとなっている。またいずれのスイッチを用いた場合でも、 i_{uv} はほぼ正弦波であり、FHA 法による解析が有効であることが確認できる。

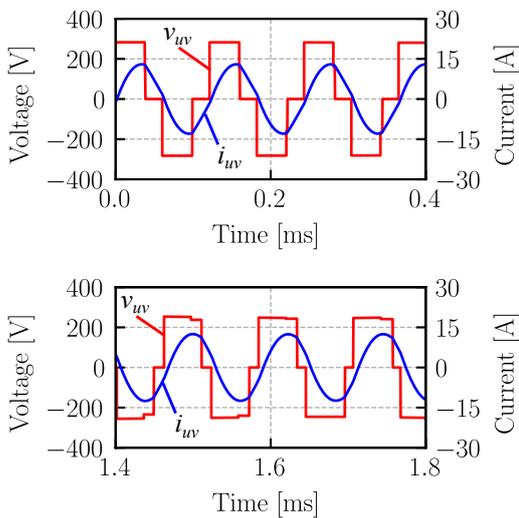
表 4.5 に、各シミュレーションでの p_{in} と q_{in} の平均値とリップル幅および、MC 入力電流のひずみ率 (THD) を示す。THD は電源周波数の 40 次成分の高調波まで計算しており、 i_r , i_s , i_t の平均値を記載している。瞬時有効電力 p_{in} の平均値について、表 4.3 のパターン III に示される解析値と比較して、ほぼ同じ値となっており、線形負荷では提案法が指令値通りに制御可能であることがわかる。また q_{in} の平均値は、いずれのシミュレーションでも p_{in} の平均値に対してほぼゼロとしている。電力 p_{in} と q_{in} のリップル幅は、理想スイッチを用いた場合よりも、2つの IGBT とスナバコンデンサのスイッチを用いた場合の方が 2 倍、4 倍程度となっており、デッドタイムの影響がリップル幅を増加させることが確認される。また、MC 入力電流の THD も理想スイッチを用いた場合よりも、2つの IGBT とスナバコンデンサのスイッチを用いた場合の方が高い。



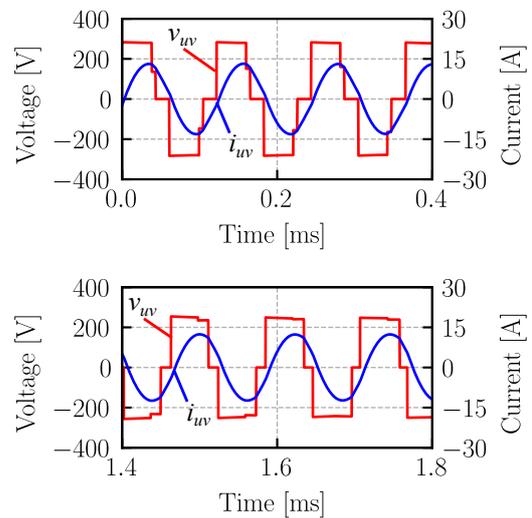
(a) 2次ローパスフィルタを通過したMC入力電圧 v_{rf} , v_{sf} , v_{tf} ・電流 i_{rf} , i_{sf} , i_{tf} と瞬時有効電力 p_{in} ・無効電力 q_{in}



(a) 2次ローパスフィルタを通過したMC入力電圧 v_{rf} , v_{sf} , v_{tf} ・電流 i_{rf} , i_{sf} , i_{tf} と瞬時有効電力 p_{in} ・無効電力 q_{in}



(b) MC出力電圧 v_{uv} と電流 i_{uv}



(b) MC出力電圧 v_{uv} と電流 i_{uv}

図 4.16: 理想スイッチを用いたシミュレーション結果

図 4.17: 2つのIGBTとスナバコンデンサ C_s によるスイッチを用いたシミュレーション結果

表 4.5: 線形負荷時のシミュレーション結果

パラメータ名	理想スイッチを用いたシミュレーション	2つの IGBT とスナバコンデンサ C_s のスイッチを用いたシミュレーション
瞬時有効電力 p_{in} の平均値	1526.7 W	1532.8 W
瞬時有効電力 p_{in} のリップル幅	49.0 W	118.3 W
瞬时无効電力 q_{in} の平均値	45.2 W	36.0 W
瞬时无効電力 q_{in} のリップル幅	72.2 W	272.2 W
MC 入力電流の THD (三相平均値)	1.36 %	5.14 %

表 4.6: 非線形負荷時のシミュレーション結果

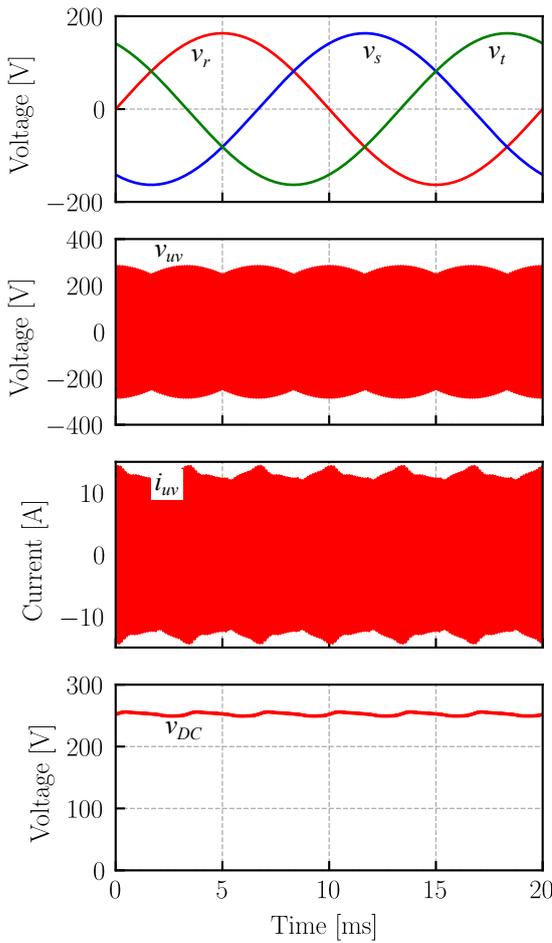
パラメータ名	値
出力 DC 平均電圧	252.4 V
出力 DC 電圧のリップル幅	8.3 V
電力 p_{in} の平均値	1438.8 W
電力 p_{in} のリップル幅	186.7 W
電力 q_{in} の平均値	35.9 W
電力 q_{in} のリップル幅	329.1 W
MC 入力電流の THD (三相平均値)	7.39 %

4.5.2 非線形負荷シミュレーション

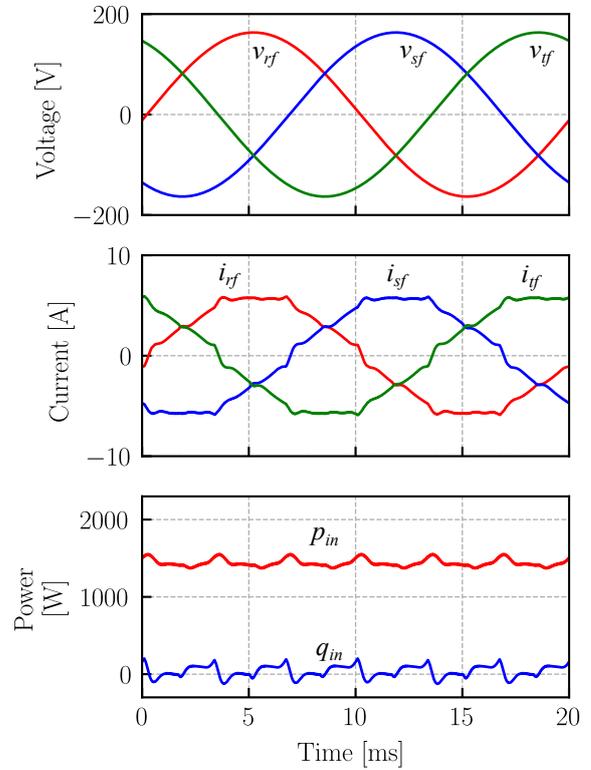
非線形負荷のシミュレーションでは、図 4.2 の DC 負荷を $I_{DC} = 5.65$ A の電流源とする。双方向スイッチは 2 つの IGBT とスナバコンデンサで構成されるスイッチとする。

シミュレーション結果を図 4.18 に示す。図 4.18a より、線形負荷の場合と比較して、MC 出力電流 i_{uv} の振幅の脈動が大きい。出力 DC 電圧 v_{dc} はほぼ一定となっており、本制御による出力 DC 電圧制御が有効であることを確認できる。図 4.18c より、線形負荷の場合と比較して、MC 入力電流がひずんでおり、ダイオード整流器の非線形特性が入力電流のひずみに影響を与えることが確認できる。瞬時有効電力 p_{in} と瞬时无効電力 q_{in} も線形負荷の場合と比較して、リップルが増加していることがわかる。図 4.18c より、非線形負荷の場合でも、 i_{uv} のゼロクロスが v_{uv} の最後の立ち上がりの位相よりも遅れており、全てのスイッチングでソフトスイッチングとなっている。しかし i_{uv} は図 4.16b, 4.17b の線形負荷の場合よりもひずんでおり、正弦波とした i_{uv} の理論波形と実波形の誤差が大きく、この近似誤差により MC 入力電流のひずみを増加させる。図 4.18d には MC 入力電流 i_r, i_s, i_t の離散フーリエ変換 (DFT : Discrete Fourier Transform) の結果と表 1.1 の IEC 規格値を示す。DFT 解析の結果は IEC 規格が定める 2.0 kHz までの値を示している。MC 入力電流の高調波は IEC 規格を少し超える周波数成分があり、MC 入力電流のひずみの低減が求められる。

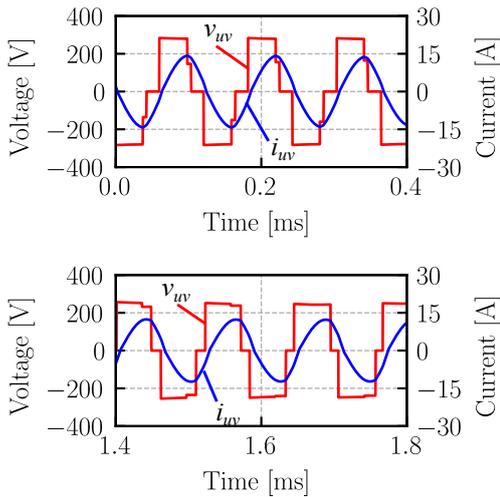
表 4.6 に出力 DC 電圧 v_{dc} , p_{in} , q_{in} の平均値とリップル幅および、MC 入力電流のひずみ率 (THD) を示す。表 4.3 のパターン III に示される解析値や表 4.5 の線形負荷のシミュレーション結果と比較し



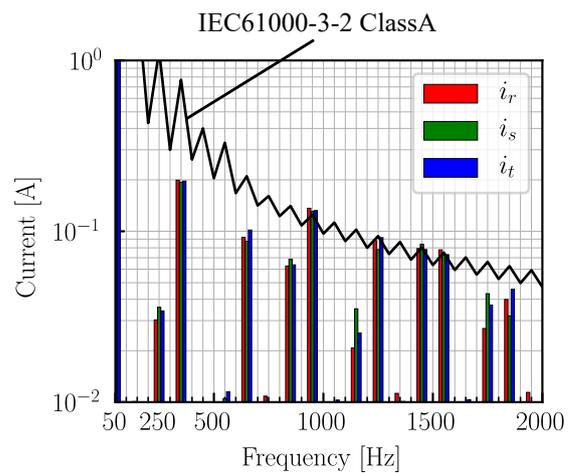
(a) 入力周期での各部波形



(b) 2次ローパスフィルタを通過したMC入力電圧 v_{rf} , v_{sf} , v_{tf} ・電流 i_{rf} , i_{sf} , i_{tf} と瞬時有効電力 p_{in} ・無効電力 q_{in}



(c) MC 出力電圧 v_{uv} と電流 i_{uv}



(d) MC 入力電流 i_r , i_s , i_t の低次高調波と IEC 規格値

図 4.18: 非線形負荷時のシミュレーション結果

て、 v_{dc} と p_{in} の平均値が低くなっており、ダイオード整流器の非線形特性による近似誤差が影響であると考えられる。よって、指令値に追従する v_{dc} とするためには、この誤差を補償するフィードバック制御の適用が必要である。線形負荷のシミュレーションと比較して、ダイオード整流器の非線形特性により、 v_{dc} , p_{in} , q_{in} のリップル幅が増加している。線形負荷のシミュレーションと比較して、MC 入力電流の THD も高くなっている。出力 DC 電圧 v_{dc} や p_{in} , q_{in} のリップル幅は平均値に対して十分に小さく、ほぼ一定の v_{dc} , p_{in} , q_{in} としている。

4.6 まとめ

この章では、スイッチング損失を理論上ゼロとするソフトスイッチング技術を、スイッチング周波数と等しい出力周波数とする MC 制御法に適用する。MC の転流シーケンスにおいて、双方向スイッチに並列接続されるスナバコンデンサの充放電を利用して、全てのスイッチングをソフトスイッチングとすることが可能であることを示した。転流シーケンスとソフトスイッチングの関係から、ソフトスイッチングのためには MC 出力電流 i_{uv} の位相 ϕ_i が MC 出力電圧 v_{uv} の最後の立ち上がりの位相 ϕ_r よりも遅れる必要があることを明らかにした。そこで、MC 後段に LC 共振回路を接続して、MC 出力周波数を LC 共振周波数よりも高く設定することで、LC 共振回路により正弦波となる i_{uv} の位相を ϕ_r よりも遅らせ、ソフトスイッチングを実現した。ソフトスイッチングのために追加した LC 共振回路により、 i_{uv} はほぼ正弦波となるため、FHA 法による解析を用いて、変圧器後段を線形負荷に近似することで、正弦波の i_{uv} に対する、MC の固定 MC 出力周波数での出力 DC 電圧・入力瞬时无効電力制御法を確立した。スイッチング周波数と等しい出力周波数とするスイッチングパターンに提案法を適用した場合の解析により、各スイッチングパターンを比較することで、スイッチングパターン 5・6 は、全ての入力電圧位相において入力瞬时无効電力をゼロとして、他のスイッチングパターンよりも高出力 DC 電圧、低 MC 出力電圧 THD であることを確認した。

提案した制御法では、非線形連立方程式となる制御方程式を短い制御周期内で解くことが求められ、高性能・高価な制御 IC が必要となる。そこで、予め制御方程式の解を数値解析により求め、ルックアップテーブルに解を格納する。MC はルックアップテーブルを参照することにより、制御に必要な ON 時間比率を得られ、安価な制御 IC で提案法を実現することが可能である。ルックアップテーブルを用いたシミュレーションにより、スイッチングパターン 5・6 を用いた場合の提案法の有効性と妥当性を確認した。シミュレーションでは変圧器後段を線形負荷として、理想スイッチと、2つの IGBT とスナバコンデンサで構成されるスイッチを用いた場合の比較を行い、デッドタイムの影響の有無により、MC 入力電流がひずむことを確認した。デッドタイムの影響がある場合でも、十分に小さな入力瞬时无効電力として、指令値通りの出力 DC 電力（入力瞬时有効電力）を実現可能であることを確かめた。MC 出力電流 i_{uv} は正弦波であり、FHA 法による解析を用いた提案法が有効であることを評価した。さらに、変圧器後段をコンデンサインプットのダイオード整流器とした場合のシミュレーションを行い、ダイオード整流器の非線形特性が、出力 DC 電圧・入力瞬时无効電力制御法に与える誤差を評価した。この誤差により MC 入力電流は、IEC 規格値を超える高調波を含むことを確認した。

提案した制御法は固定周波数で動作するため、MC 入力電圧の位相によっては、出力基本波力率が低く、LC 共振回路で発生する無効電圧が増加する。一定の出力 DC 電圧とするためには、出力基本波力率が最小となる MC 入力電圧位相において、 ϕ_i が ϕ_r よりも遅れる必要があり、他の MC 入力電圧位相では過剰に ϕ_i を遅らせることとなる。そこで、次章では MC 出力周波数を可変して、MC 入力電圧

位相に応じて、ソフトスイッチングを満たし、出力基本波力率が最大となるように、MC 出力電流の位相 ϕ_i を制御する。可変 MC 出力周波数制御法により、MC 入力電圧位相に応じて、出力基本波力率を最大として、LC 共振回路両端の無効電圧を最小とするため、最大の出力 DC 電圧を増加させることが可能となる。また、シミュレーションにより明らかとなったダイオード整流器の非線形特性による出力 DC 電圧 v_{dc} の誤差を補償するために、出力 DC 電圧フィードバック制御を MC に適用する。このフィードバック制御により、ダイオード整流器の非線形特性だけでなく、IGBT・ダイオードのオン電圧降下や、共振インダクタ・変圧器の巻き線による電圧降下などの影響も補償することが可能となる。さらに回路シミュレータによる時間領域でのシミュレーションを利用した数値解析により、ダイオード整流器の非線形特性や IGBT・ダイオードのオン電圧降下の影響を考慮した MC 制御法を検討する。

第 5 章

高出力力率のソフトスイッチングが可能な三相-高周波単相マトリックスコンバータの可変周波数制御法

この章では LC 共振回路特性を利用して MC 出力周波数を可変することで、全ての MC 入力電圧位相で、MC 出力力率が最大となるソフトスイッチングを実現する絶縁型 AC-DC 変換器に用いる MC 制御法を検討する。MC 出力電圧の最後の立ち上がりの位相でのスナバコンデンサの充放電の回路動作を解析することで、MC 出力力率最大のソフトスイッチングの条件を明らかにする。検討した可変周波数制御法について、数値解析・シミュレーションを用いて前章の固定周波数制御法と比較することで、可変周波数制御法の有効性を確認する。またダイオード整流器の非線形特性を考慮したルックアップテーブルを作成する解析方法を検討して、ダイオード整流器の非線形特性の影響を抑制する MC 制御法を検討する。さらに、検討した制御法に出力 DC 電圧をフィードバック制御を追加して、出力 DC 電圧の指令値に対する誤差を補償する。最後に、試作機を用いた実験により検討した方法の有効性・妥当性を確認する。

5.1 高出力力率のソフトスイッチング

ソフトスイッチングのためには、全ての MC 入力電圧位相に対して、MC 出力電流 i_{uv} の位相を MC 出力電圧 v_{uv} の最後の立ち上がりの位相よりも遅らせる必要がある。しかし、MC を固定周波数で制御した場合、MC 入力電圧の位相によって、MC 出力力率が大きく変化して、LC 共振回路で発生する無効電圧が大きくなり、MC 出力電圧の最大出力電圧に対して、出力 DC 電圧 V_{DC} は小さくなる。MC 出力電流 i_{uv} は、LC 共振回路によりほぼ正弦波となり、MC 出力周波数 f_{out} により位相が変化する。そこで、MC を可変周波数として i_{uv} の位相を制御することによって、全ての MC 入力電圧位相で、ソフトスイッチングを実現すると同時に、MC 出力力率を最大化する。MC 出力力率を最大とすることで、LC 共振回路で発生する無効電圧は最小となり、出力 DC 電圧 V_{DC} の最大値を大きくすることが可能となる。

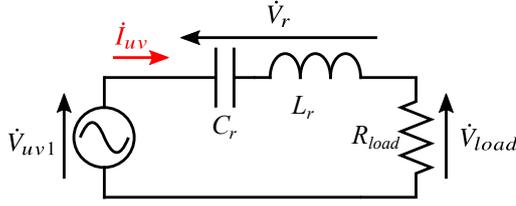


図 5.1: MC 出力基本波成分のみを考慮した MC 出力側等価回路

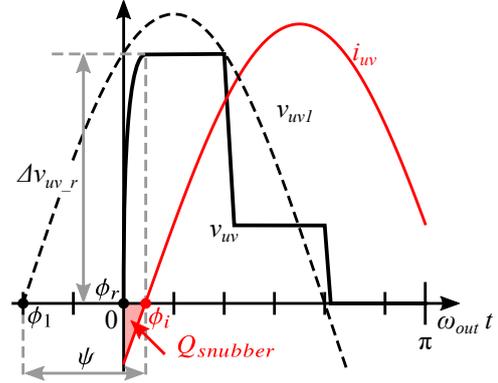


図 5.2: 最適なソフトスイッチング波形（スイッチングパターン 5）

5.1.1 出力 DC 負荷電力制御

FHA 法を用いた MC 出力側回路等価回路の特性を表す式 (4.23), (4.24) を再掲する。

$$V_{uv1}(v_i, \zeta_{ij}) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} N I_{DC} \sqrt{\left(N^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{DC}}{I_{DC}}\right)^2 + \left(\omega_{out} L_r - \frac{1}{\omega_{out} C_r}\right)^2} \quad (5.1)$$

$$\phi_1(v_i, \zeta_{ij}) = \arctan\left(\frac{\omega_{out} L_r - \frac{1}{\omega_{out} C_r}}{\left(N^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{DC}}{I_{DC}}\right)}\right) - \phi_i \quad (5.2)$$

また、図 5.1 に FHA 法を用いた MC 出力側回路等価回路を再掲する。出力 DC 部分の負荷電力を p_{DC} として、次式が得られる。

$$p_{DC} = V_{DC} I_{DC} \quad (5.3)$$

後述する出力 DC 電圧フィードバック制御のために、MC の制御対象を出力 DC 電圧 V_{DC} ではなく負荷電力 p_{DC} とする場合、上式を I_{DC} について解き、式 (4.23), (4.24) に代入することで得られる次式を用いればよい。

$$V_{uv1}(v_i, \zeta_{ij}) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} N \frac{p_{DC}}{V_{DC}} \sqrt{\left(N^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{DC}^2}{p_{DC}}\right)^2 + \left(\omega_{out} L_r - \frac{1}{\omega_{out} C_r}\right)^2} \quad (5.4)$$

$$\begin{aligned} \phi_i &= \arctan\left(\frac{\omega_{out} L_r - \frac{1}{\omega_{out} C_r}}{\left(N^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{DC}^2}{p_{DC}}\right)}\right) + \phi_1(v_i, \zeta_{ij}) \\ &= \delta + \phi_1(v_i, \zeta_{ij}) \end{aligned} \quad (5.5)$$

ここで出力 DC 電圧 V_{DC} は既知とする。

5.1.2 高出力力率のソフトスイッチング条件

高出力力率のソフトスイッチング条件を明らかにするために、デッドタイムは出力周期に対して十分に小さいため無視する。図 4.5 より、1 制御周期の中で最もソフトスイッチング条件を満たすことが難し

い v_{uv} の位相は、 i_{uv} のゼロクロスに最も近い v_{uv} の最後の立ち上がり/立ち下りの位相となる。スイッチングパターン 5 を用いたときの、出力基本波力率最大でソフトスイッチングを達成する v_{uv} と i_{uv} の前半周期の波形を図 5.2 に示す。ここで ϕ_r は v_{uv} の最後の立ち上がり転流時の立ち上がり始めの位相、 Δv_{uv_r} は v_{uv} の最後の立ち上がりの増加電圧であり、スイッチングパターン 5 では $\phi_r = 0$ 、 $\Delta v_{uv_r} = v_h - v_l$ となる。全てのスナバコンデンサの容量を $C_{snubber}$ として、図 4.3 の転流モデルを例に検討する。MC 入力電圧の大小関係は $v_r > v_s > v_t$ (セクタ①) であり、 $\Delta v_{uv_r} = V_r - V_t$ となる。転流の前後でスイッチ S_{iu} のスナバコンデンサ両端電圧の増加量を Δv_{iu} 、スナバコンデンサに充放電される電荷量 Q_{iu} とすると、次式が成り立つ。

$$\begin{aligned} Q_{ru} &= |C_{ru}\Delta v_{ru}| = |C_s \{(V_r - V_r) - (V_r - V_t)\}| = |-C_s (V_r - V_t)| = C_s \Delta v_{uv_r} \\ Q_{su} &= |C_{su}\Delta v_{su}| = |C_s \{(V_s - V_r) - (V_s - V_t)\}| = |-C_s (V_r - V_t)| = C_s \Delta v_{uv_r} \\ Q_{tu} &= |C_{tu}\Delta v_{tu}| = |C_s \{(V_t - V_r) - (V_t - V_t)\}| = |-C_s (V_r - V_t)| = C_s \Delta v_{uv_r} \end{aligned} \quad (5.6)$$

MC 出力電圧 v_{uv} の最後の立ち上がりの転流において、 v_{uv} の変化が終了する位相を ϕ_{r_end} とする。図 4.3c に示したソフトスイッチング時の回路動作より、ソフトスイッチング時には、転流する出力相に接続される全てのスイッチのスナバコンデンサが i_{uv} により充放電される。スナバコンデンサに充放電される電荷は図 5.2 の $Q_{snubber}$ に相当し、次式で表される。

$$Q_{ru} + Q_{su} + Q_{tu} = Q_{snubber} = \left| \int_{\phi_r}^{\phi_{r_end}} i_{uv} dt \right| \quad (5.7)$$

式 (5.6)、(5.7) より、次式が得られる。

$$3C_s \Delta v_{uv_r} = \left| \int_{\phi_r/\omega_{out}}^{\phi_{r_end}/\omega_{out}} i_{uv} dt \right| \quad (5.8)$$

MC 出力基本波力率は $\phi_i - \phi_1$ が小さいほど高くなるため、ソフトスイッチングを実現して MC 出力基本波力率を最大とするとき、 $\phi_{r_end} = \phi_i$ であり、上式に ϕ_{r_end} と式 (4.3) を代入して次式を得る。

$$\begin{aligned} 3C_s \Delta v_{uv_r} &= \left| \int_{\phi_r/\omega_{out}}^{\phi_i/\omega_{out}} \sqrt{2} I_{uv} \sin(\omega_{out} t - \phi_i) dt \right| \\ &= -\frac{\sqrt{2} I_{uv}}{\omega_{out}} (1 - \cos(\phi_r - \phi_i)) \\ \phi_i &= \phi_r + \arccos \left(1 - \frac{3\omega_{out} C_s \Delta v_{uv_r}}{\sqrt{2} I_{uv}} \right) \end{aligned} \quad (5.9)$$

上式は、デッドタイムの影響を無視して、出力電流を i_{uv} を正弦波に近似することで得た。実回路では、デッドタイムや出力電流高調波、近似誤差、寄生成分などの影響により、 i_{uv} の位相 ϕ_i は理論値からずれて、ソフトスイッチングに失敗する可能性がある。そこで、これらの誤差の影響を抑制して、確実にソフトスイッチングを達成するために、 ϕ_i に余裕 (マージン) を与える。位相 ϕ_i に位相余裕を与える場合には式 (5.10) のように位相余裕 $\Delta\phi_{margin}$ を、スナバコンデンサの充放電電荷の余裕を与える場合には式 (5.11) のように電荷余裕 ΔQ_{margin} を加えればよい。

$$\phi_i = \phi_r + \arccos \left(1 - \frac{3\omega_{out} C_s \Delta v_{uv_r}}{\sqrt{2} I_{uv}} \right) + \Delta\phi_{margin} \quad (5.10)$$

$$\phi_i = \phi_r + \arccos \left(1 - \frac{\omega_{out} (3C_s \Delta v_{uv_r} + \Delta Q_{margin})}{\sqrt{2} I_{uv}} \right) \quad (5.11)$$

表 5.1: 固定周波数制御法と可変周波数制御法の比較条件

パラメータ名	変数	パラメータ値
電源電圧実効値	E_{in}	163 V _{rms}
電源周波数	f_{in}	50 Hz
MC の IGBT 飽和電圧	V_{sat_MC}	1.3 V
MC のダイオードオン電圧	V_{F_MC}	1.2 V
スナバコンデンサ	C_s	1.0 nF
共振コンデンサ	C_r	660 nF
共振インダクタ	L_r	853 μ H
絶縁変圧器の巻き数比	1 : N	1 : 1.45
等価銅損抵抗	R_{Copper}	0.25 Omega
整流器のダイオードオン電圧	V_{F_Rec}	1.2 V
出力 DC コンデンサ	C_{DC}	40 μ F
負荷電力指令値	p_{DC}^*	1808 W

本制御では ϕ_i の余裕を電荷の形で与えることとして、式 (5.11) を用いる。位相 ϕ_i は LC 共振回路特性により MC 出力周波数 f_{out} より制御されるため、上式に式 (5.5) を代入して、高出力力率のソフトスイッチングの条件は次式で得られる。

$$\delta + \phi_1(v_i, \zeta_{ij}) = \phi_r + \arccos\left(1 - \frac{\omega_{out}(3C_s\Delta v_{uv_r} + \Delta Q_{margin})}{\sqrt{2}I_{uv}}\right) \quad (5.12)$$

5.1.3 可変 MC 出力周波数制御法の制御方程式

高出力力率のソフトスイッチングを実現する可変周波数制御を実現するために、前章の制御法で用いた出力 DC 電圧を制御する式 (4.23) と MC 入力の瞬時無効電力を制御する式 (4.29) に、MC 出力基本波力率最大のソフトスイッチング条件を表す式 (5.12) を加えて、2つの ON 時間比率と MC 出力周波数 f_{out} を未知変数とする、3変数3非線形方程式の制御方程式を用いる。この制御方程式を解くことで2つの ON 時間比率と f_{out} が求められ、各スイッチングパターンごとに表 3.1 のスイッチングの制約を考慮することで、全ての ON 時間比率が得られる。前章と同様に、一定の出力 DC の動作電圧 V_{DC} と MC 入力瞬時無効電力 q_{in} を仮定して、この制御方程式を数値計算により解き、実機ではルックアップテーブルを用いた制御を行う。そのためルックアップテーブルは、図 5.3 に示すように、入力が MC 入力電圧の位相 ω_{int} と出力 DC 電力指令値 p_{DC} 、出力が6つの時間比率と MC 出力周波数となる。ルックアップテーブルのデータ間の出力値は線形補間する。

5.2 固定周波数制御法と可変周波数制御法の比較

検討した可変周波数制御法と前章の固定周波数制御法について、制御方程式に対する数値解析と、電気回路シミュレーションを用いて比較する。比較に用いる制御条件と回路条件を表 5.1, 5.2 に示す。解析とシミュレーションで用いるルックアップテーブルの作成において、図 4.8 の等価損失抵抗 R_{loss} を用いた回路モデルを適用する。用いるスイッチングパターンは、12分割したセクタ（セクタ①–⑫）に

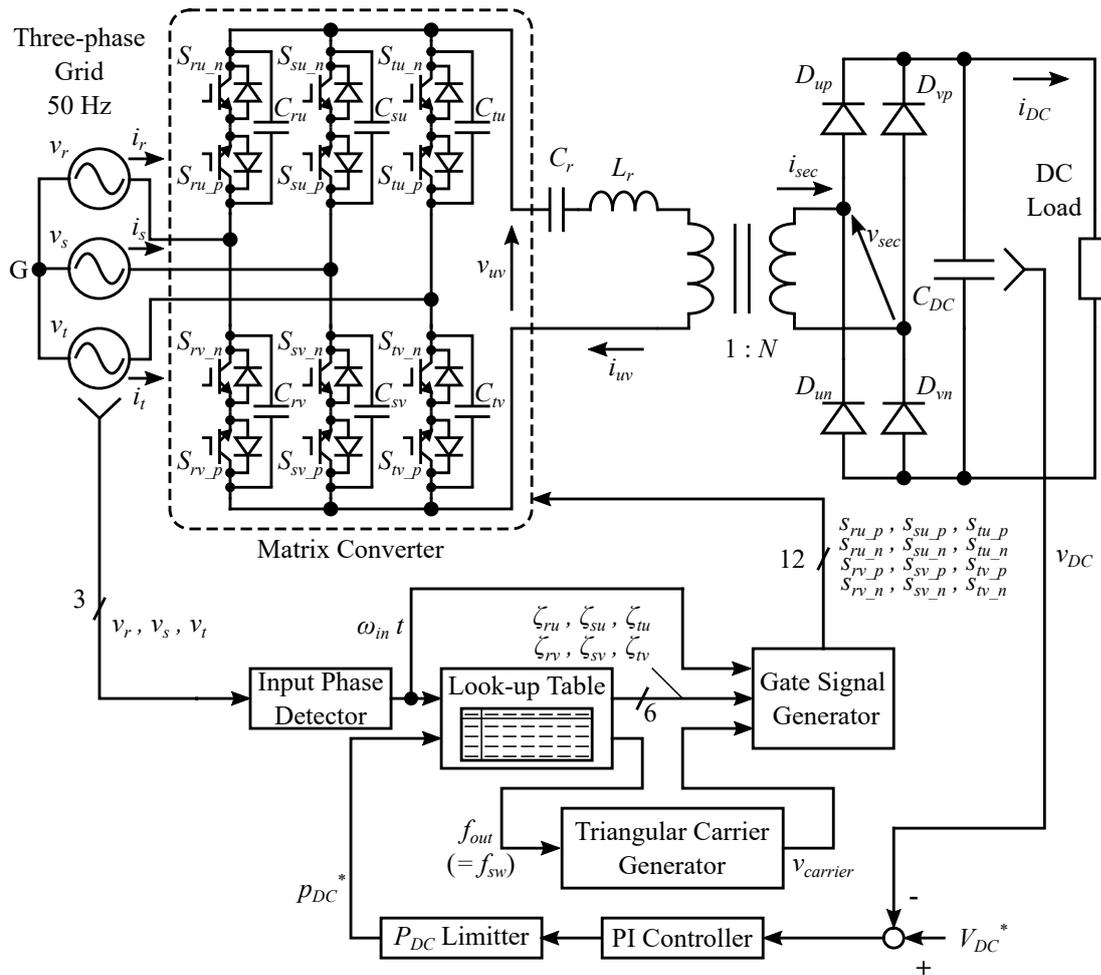


図 5.3: 高出力率のソフトスイッチングを実現する絶縁型 AC-DC 変換器と制御システム

表 5.2: 固定周波数制御法と可変周波数制御法の負荷条件

		パラメータ値	
パラメータ名	変数	可変周波数制御法	固定周波数制御法
出力 DC 電圧	V_{DC}	250 V	320 V
DC 負荷電流	I_{DC}	7.23 A	5.65 A
負荷抵抗	R_{DC}	34.58 Ω	56.64 Ω
MC 出力周波数	f_{out}	7.97 kHz	7.33–7.97 kHz

において、MC 入力電圧ベクトル v_{in} が存在するセクタが奇数 (MC 入力電圧の中間電圧 $v_m < 0$) のときスイッチングパターン 6 を、 v_{in} が存在するセクタが偶数 ($v_m > 0$) のときスイッチングパターン 5 を用いる。解析での負荷電力指令値 $p_{DC}^* = 1808$ W として、MC 出力電圧が最大となるように、各制御法ごとに出力 DC 電圧 V_{DC} の指令値を与える。設定した V_{DC} と負荷 DC 電流 I_{DC} 、負荷抵抗 $R_{DC} = V_{DC}/I_{DC}$ 、出力周波数 f_{out} を表 5.3 に示す。

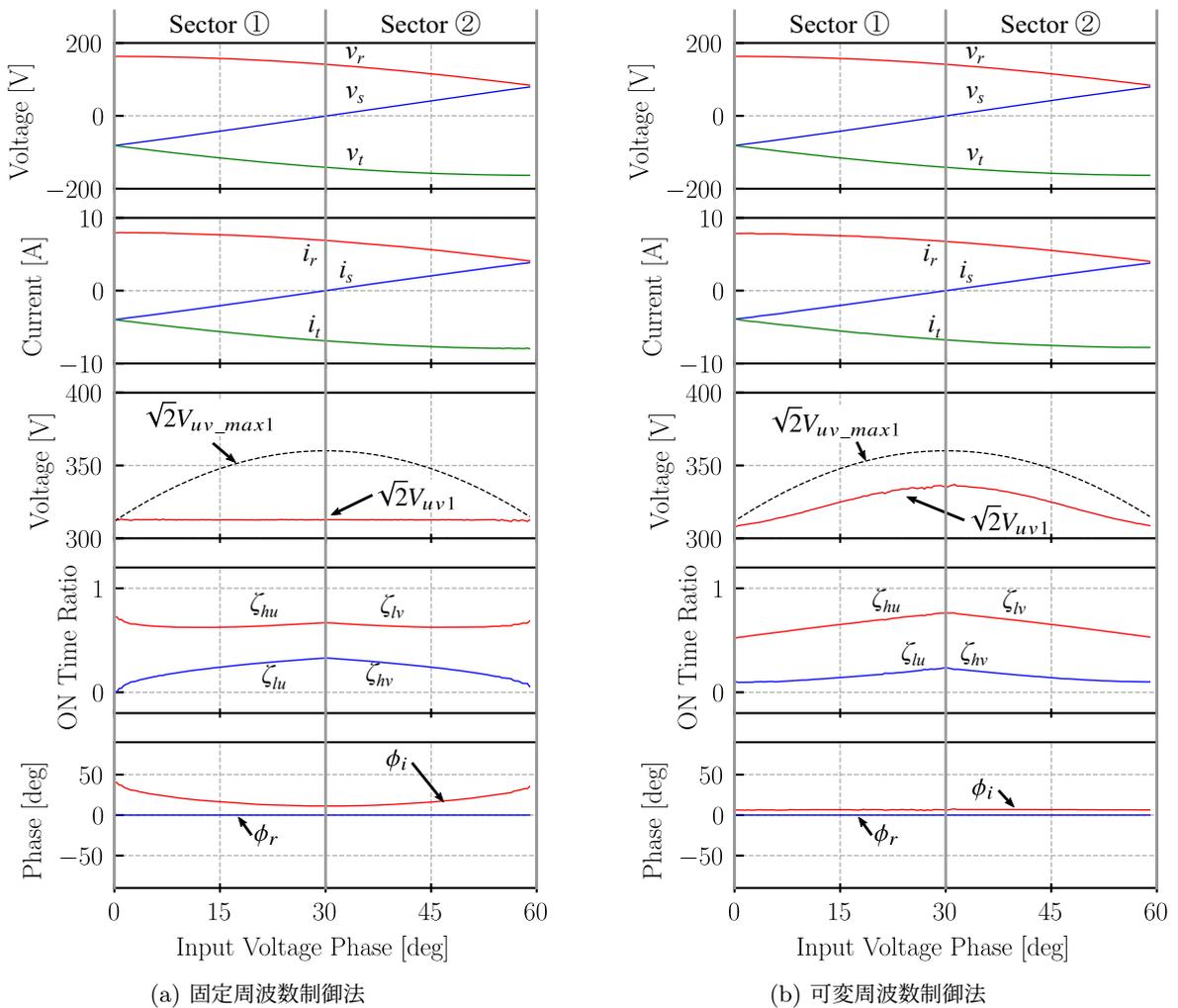


図 5.4: 固定周波数制御法と可変周波数制御法の制御方程式の解と解析結果

5.2.1 数値解析による比較

MC 入力三相平衡電圧の対称性から、用いるスイッチングパターンと制御方程式から得られる ON 時間比率は入力電圧の位相 0 deg から 60 deg ごとに等しいため、解析は入力電圧の位相 ω_{int} が $0 \text{ deg} \leq \omega_{int} \leq 60 \text{ deg}$ となる範囲で行う。固定周波数制御法と可変周波数制御法の解析結果を、図 5.4 と図 5.5 に示す。ここで、 $\sqrt{2}V_{uv_max1}$ は式 (4.30) で与えられる MC 出力電圧基本波振幅の理論最大値である。

図 5.4 より、固定周波数制御法・可変周波数制御法のいずれの場合にも MC 入力電流は MC 入力電圧と同相の正弦波となっており、全ての MC 入力電圧位相で入力瞬时无効電力をゼロとしている。MC 出力電圧基本波振幅 $\sqrt{2}V_{uv1}$ は、固定周波数制御法では一定となるが、可変周波数制御法では、ソフトスイッチング条件を満たしながら MC 入力電圧位相に応じて MC 出力力率が最大化されるため、位相 $0 \text{ deg} \cdot 60 \text{ deg}$ で最小となり、位相 30 deg で最大となる。よって可変周波数制御法の方が、固定周

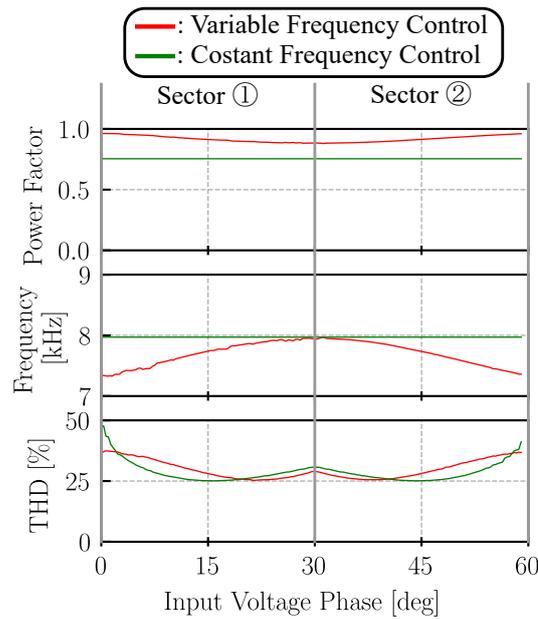


図 5.5: 固定周波数制御と可変周波数制御の解析結果の比較

表 5.3: 固定周波数制御法と可変周波数制御法の解析結果の比較

	固定周波数制御法	可変周波数制御法
MC 出力周波数 f_{out}	7.97 kHz	7.33–7.97 kHz
MC 出力電圧基本波実効値 V_{uv1}	221.1 V	217.8–238.3 V
V_{uv1} の平均値	221.1 V	228.0 V
MC 出力電流実効値 I_{uv}	11.65 A	9.10 A
MC 出力基本波力率 (0–60 deg の平均値)	0.75	0.92
MC 出力電圧平均 THD	28.7%	30.6%

波数制御法よりも、MC 入力電圧位相に応じて MC 出力電圧を最大値付近まで利用可能である。一般に、MC の理論最大電圧は位相 0 deg・60 deg の MC 入力線間電圧で制限され、式 (3.18) で定義される $V_{uv_max} = 3\sqrt{2}V_{in}/2$ となる。したがって MC 出力電圧基本波の理論最大電圧は、位相 0 deg・60 deg の $\sqrt{2}V_{uv_max1}$ の値である $6\sqrt{2}V_{in}/\pi$ となる。開発した可変周波数制御法は理論最大基本波電圧 $6\sqrt{2}V_{in}/\pi$ を超えた電圧を出力することで、出力基本波力率と出力 DC 電圧最大値を向上する点に特長がある。このため、MC 出力電圧を最大とした場合、出力 DC 電圧は可変周波数制御法の方が固定周波数制御法よりも高い。いずれの制御法でも ON 時間比率は連続的であり、スイッチングパターン変化点である位相 30 deg で、スイッチングパターンの変更によるひずみは小さいことが予想される。固定周波数制御法・可変周波数制御法のいずれも、全ての MC 入力電圧位相で MC 出力電流の位相 ϕ_i が MC 出力電圧の最後の立ち上がりの位相 ϕ_r よりも遅れており、全てのスイッチングをソフトスイッチングとしている。しかし、固定周波数制御法では位相 0 deg・60 deg で ϕ_i を過剰に遅らせていることが確認できる。これに対して、可変周波数制御法では全ての MC 入力電圧位相で、ソフトスイッチングに必要な最小の位相差 $\phi_i - \phi_r$ としており、いずれの入力電圧の位相でも MC 出力基本波力率が高い。

表 5.4: 固定周波数制御法と可変周波数制御法のシミュレーション結果の比較

	固定周波数制御法	可変周波数制御法
MC 入力瞬時有効電力 p_{in}	1588–1836 W	1660–1934 W
p_{in} の平均値	1719 W	1770 W
MC 入力瞬時有効電力 q_{in}	-169.5–251.5 W	-132.4–226.7 W
q_{in} の平均値	49.4 W	48.7 W
出力 DC 電圧 v_{DC} の平均値	223.6 V	300.3 V
1 入力周期に対する MC 出力電圧実効値 V_{uv_in}	224.2 V	232.5 V
1 入力周期に対する MC 出力電流実効値 I_{uv_in}	11.66 A	9.08 A
1 入力周期に対する MC 出力平均電力 P_{out}	1652 W	1718 W
1 入力周期に対する MC 出力力率 PF_{out}	0.63	0.81

図 5.5 より、可変周波数制御法の出力周波数は全ての MC 入力電圧位相で固定周波数制御法以下であり、出力基本波力率も可変周波数制御法の方が固定周波数制御法よりも常に高い。MC 出力電圧 v_{uv} のひずみ率 (THD) は、固定周波数制御法と可変周波数制御法で、ほぼ同等の値となる。

表 5.3 に、それぞれの制御法の MC 入力電圧位相 0–60 deg の間での MC 出力電圧基本波実効値 V_{uv1} , V_{uv1} の平均値, MC 出力電流実効値 I_{uv} , MC 出力基本波力率の平均値, MC 出力電圧の THD の平均値を示す。固定周波数制御法と可変周波数制御法で、 V_{uv1} と MC 出力電圧 THD の平均値はほぼ同じとなる。一方で MC 出力基本波力率の平均値は可変周波数制御法の方が固定周波数制御法よりも高い。よって負荷電力を同一とする場合、 I_{uv} の値は可変周波数制御法の方が固定周波数制御法よりも大きく、可変周波数制御法は絶縁型 AC-DC 変換器に必要な電流容量を小容量とするだけでなく、導通損失を低減可能である。

5.2.2 シミュレーションによる比較

PSIM を用いたシミュレーションにより、固定周波数制御法と可変周波数制御法の動作波形を比較する。シミュレーション回路は図 4.2 とする。シミュレーションではルックアップテーブルを用いて MC を動作させ、IGBT やダイオードのオン電圧降下、銅損抵抗 R_{Copper} を考慮する。さらに表 5.12 の実験で用いる変圧器の励磁インダクタンス L_m と漏れインダクタンス L_l も考慮している。よってこのシミュレーションでは $L_m = 15.7$ mH, $L_l = 9.0$ μ H としている。シミュレーションでの負荷は表 5.2 の I_{DC} を流す定電流負荷とする。

シミュレーション結果の各部波形を図 5.6, 5.7, 表 5.4 に示す。表 5.4 の 1 入力周期に対する MC 出力力率 PF_{out} は、1 入力周期に対する MC 出力電圧実効値 V_{uv_in} , MC 出力電流実効値 I_{uv_in} , MC 出力電力平均値 P_{out} を用いて次式で定義する。

$$PF_{out} = \frac{P_{out}}{V_{uv_in} I_{uv_in}} \quad (5.13)$$

図 5.6 と表 5.4 より、固定周波数制御法・可変周波数制御法はどちらもほぼ同じ MC 入力瞬時有効電力 p_{in} であり、瞬时无効電力 q_{in} もほぼゼロとしており、いずれの制御法でも負荷電力・瞬时无効電力制御が有効であることが確認できる。固定周波数制御法は MC 出力電圧を最大とした場合でも $v_{DC} = 223$ V であるのに対して、可変周波数制御法では $v_{DC} = 300$ V としており、MC 出力周波数

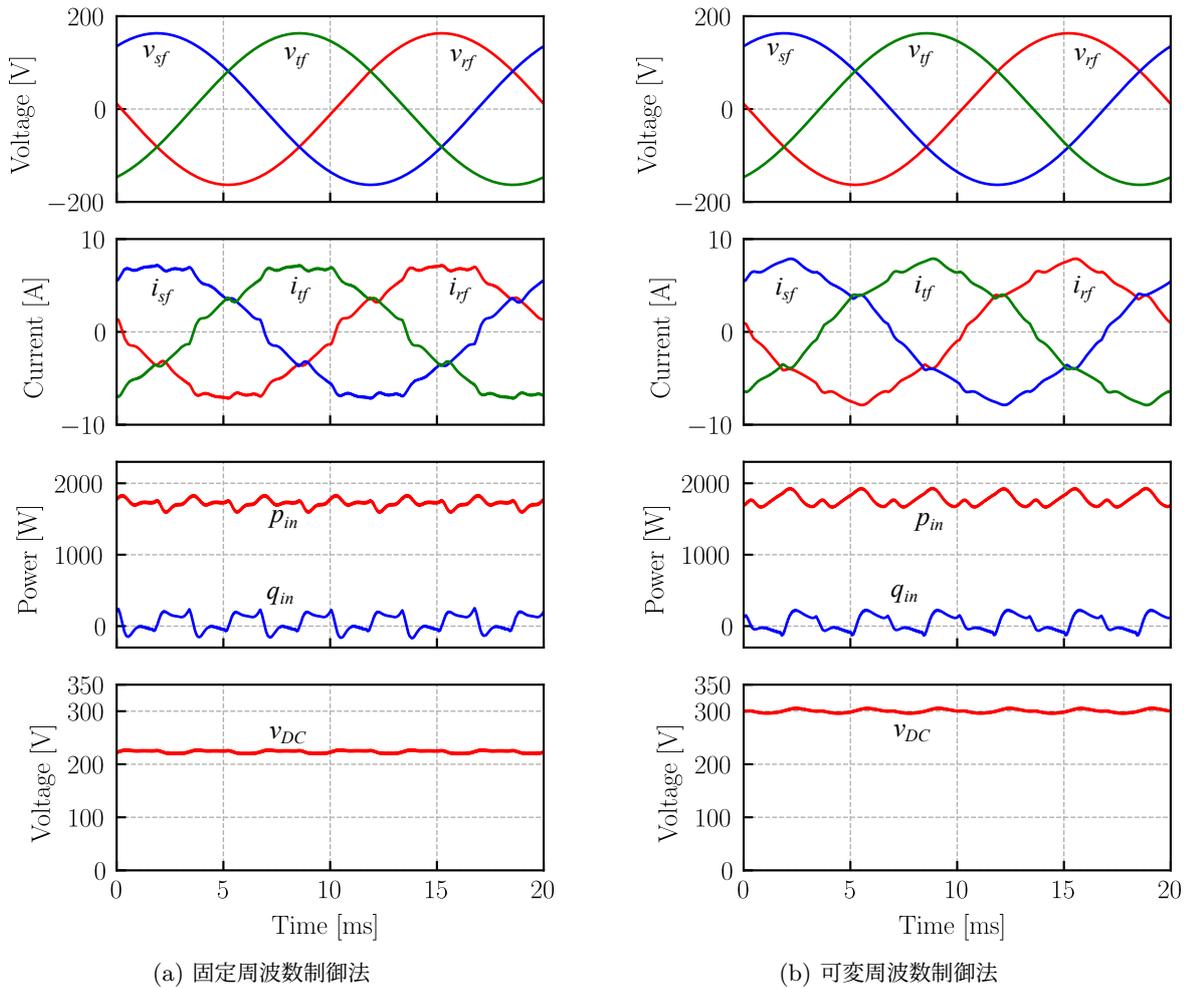
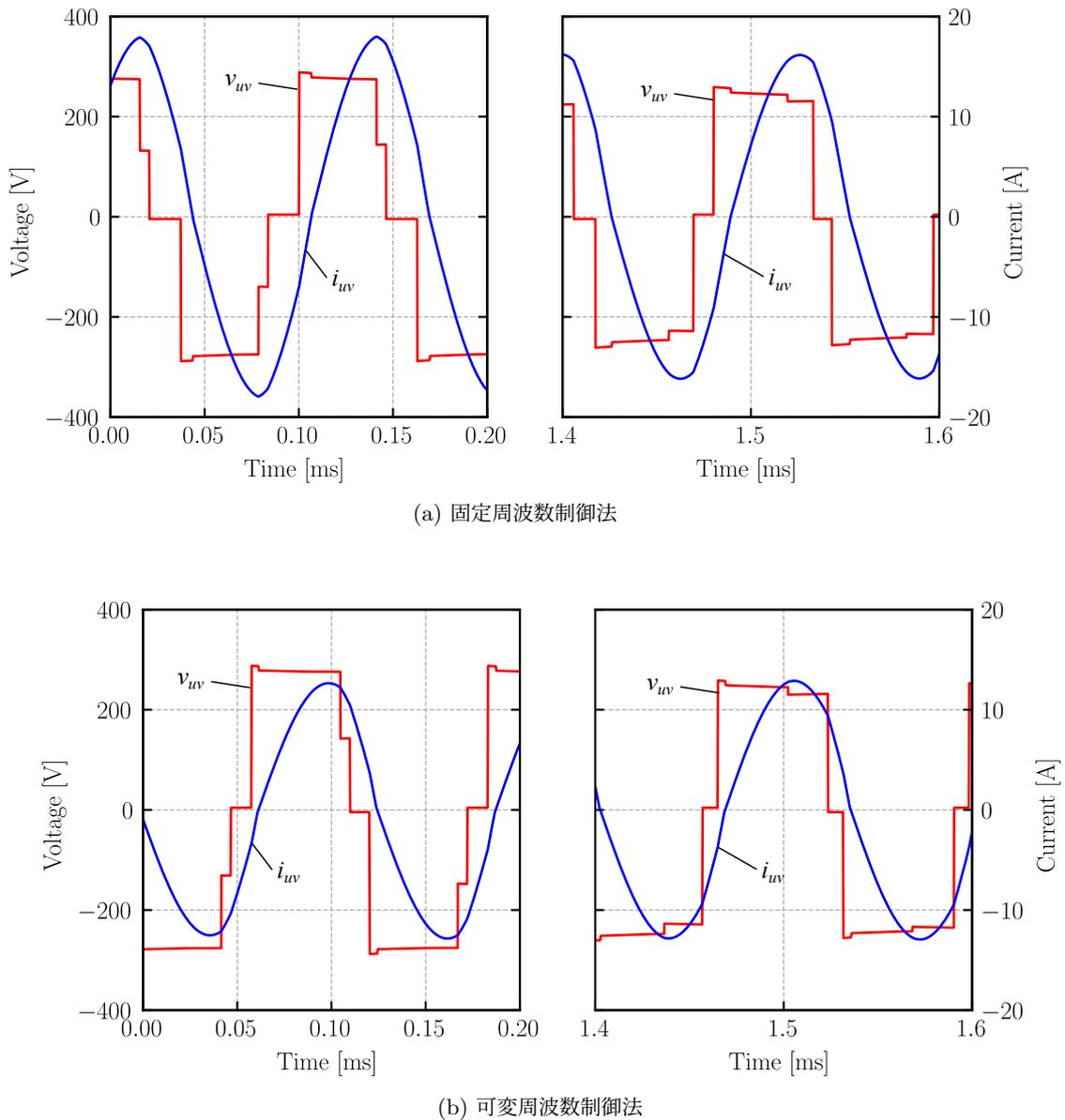
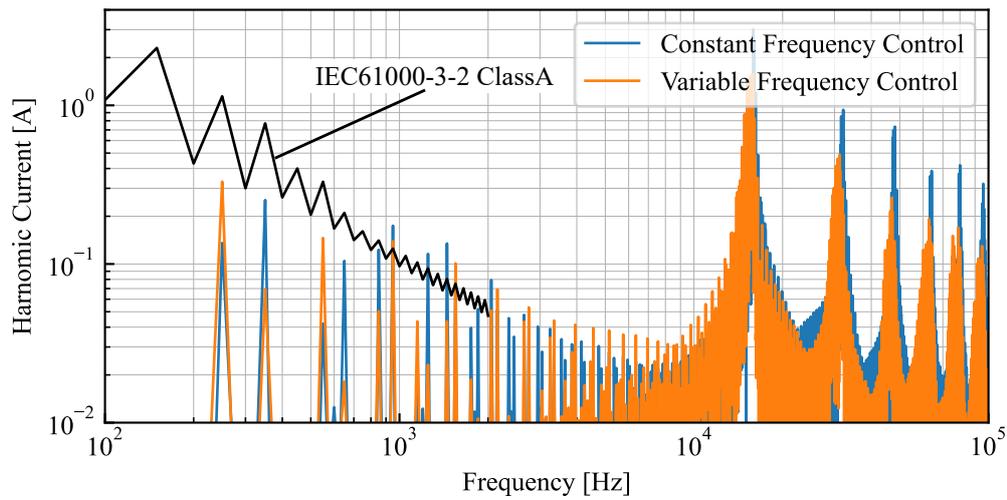


図 5.6: シミュレーション結果の MC 入力側波形 ($I_{DC} = 5.65 \text{ A}$)

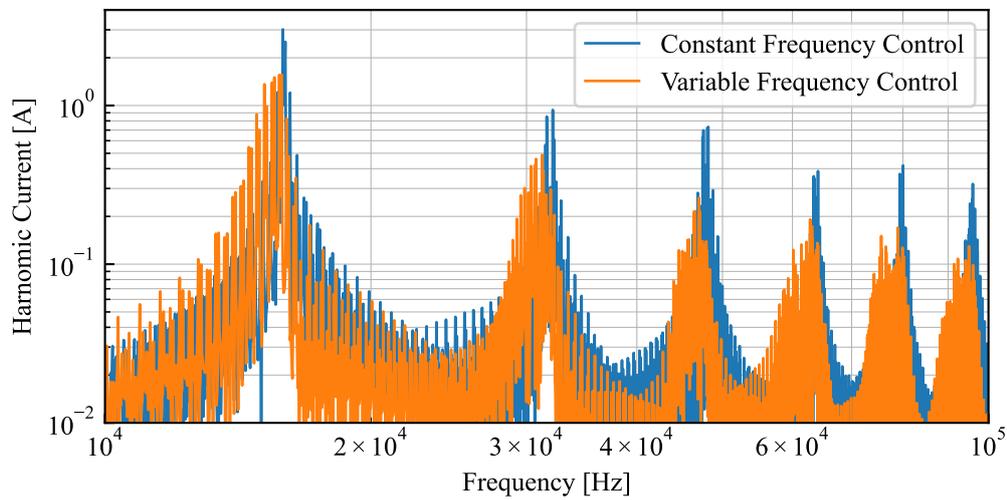
を可変することによる出力力率の向上により、大きな v_{DC} を出力可能である。それぞれの制御法では線形回路を用いた解析で得られるルックアップテーブルを用いているため、ダイオード整流器の非線形性や計算誤差などにより、 v_{DC} が表 5.2 の設定値よりも低い。同様に、フィルタリングされた MC 入力電流 i_{rf} , i_{sf} , i_{tf} はダイオード整流器の非線形特性などにより少しひずんだ正弦波となる。出力 DC 電圧 v_{DC} の誤差や MC 入力電流のひずみを低減するためにはダイオード整流器の非線形特性を考慮する必要がある。また、出力 DC 電圧 v_{DC} を設定値に追従させるために、誤差の影響を補償する出力 DC 電圧フィードバック制御を適用することが必要である。図 5.7 より、固定周波数制御法・可変周波数制御法のいずれの MC 出力波形も MC 出力電圧 v_{uv} の最後の立上がりの位相に対して MC 出力電流 i_{uv} の位相が遅れており、全てのスイッチングをソフトスイッチングとしている。固定周波数制御法において、 $0.0 \text{ ms} \leq t \leq 0.20 \text{ ms}$ の波形では v_{uv} と i_{uv} の位相差が小さく、出力力率が高いが、 $1.4 \text{ ms} \leq t \leq 1.6 \text{ ms}$ の波形では v_{uv} と i_{uv} の位相差が大きく、出力力率が低い。これに対して可変周波数制御法ではいずれの位相でも v_{uv} と i_{uv} の位相差が小さく、入力電圧の位相によらず出力力率が高い。表 5.4 の 1 入力周期に対する MC 出力力率は、可変周波数制御法の方が固定周波数制御法よりも 0.18 大きく、可変周波数制御法により MC 出力力率を向上させることが可能である。

図 5.7: シミュレーション結果の MC 出力側波形 ($I_{DC} = 5.65$ A)

固定周波数制御法と可変周波数制御法の MC 入力 r 相電流の高調波スペクトルを 5.8 に示す。周波数 100–2000 Hz の低次高調波は固定周波数制御法と可変周波数制御法でほぼ同じスペクトルである。10.0 kHz 以上のスイッチングに起因する周波数成分に注目すると、固定周波数制御法は MC 出力周波数（スイッチング周波数）の 2 倍周波数（19.4 kHz）の整数倍の周波数でスペクトルが大きい。一方で可変周波数制御法は、MC 出力周波数を可変しているため、固定周波数制御法と同じ周波数帯でスペクトルが増加するが、スペクトルの最大値は固定周波数制御法の半分以下である。これは MC 出力周波数を可変することによるスペクトラム拡散による効果であると考えられ、可変周波数制御法を用いた場合に必要な MC 入力フィルタの減衰量が固定周波数制御法よりも小さく、MC 入力フィルタを小型とすることが可能である。



(a) 電流 i_r の高調波スペクトル



(b) スwitchingに起因するスペクトルの周波数帯の拡大図

図 5.8: 固定周波数制御法と可変周波数制御法の MC 入力 r 相電流 i_r の高調波スペクトル

以上の比較から、MC を可変出力周波数として出力力率を最大とするソフトスイッチングが可能な MC 制御法は固定 MC 出力周波数でソフトスイッチングを実現する場合よりも、MC 出力基本波力率を最大として、LC 共振回路で発生する無効電圧を最小とするため、出力 DC 電圧の最大値が高く、動作範囲を拡大可能である。また同一の負荷電力とする場合、可変周波数制御法の方が固定周波数制御法よりも MC 出力電流の実効値が小さく、絶縁型 AC-DC 変換器の小容量化と MC・整流器の導通損失の低減が期待される。

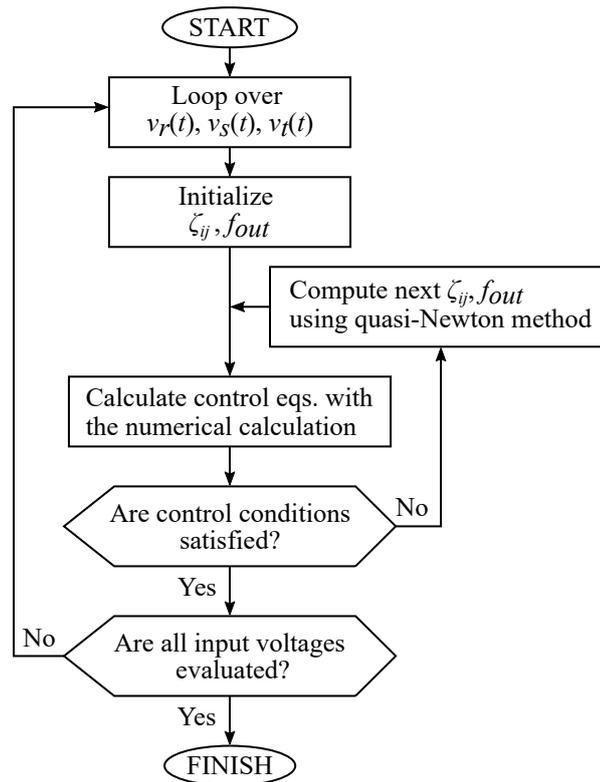


図 5.9: ダイオード整流器の非線形特性を考慮した数値解析の手順

5.3 ダイオード整流器の非線形性

5.3.1 ダイオード整流器の非線形性を考慮した解析手法

FHA 法では、ダイオード整流器を線形負荷に、MC 出力電流 i_{uv} を正弦波に近似することで、解析を簡単化する。実回路ではダイオード整流器の電圧・電流特性は非線形であり、 i_{uv} には高調波が含まれるため、近似誤差が発生する。本制御法では数値計算により予め回路特性を計算して、ルックアップテーブルにより MC を制御するため、回路特性の計算時間は制御に影響を与えない。そこで、ダイオード整流器の非線形特性を考慮して、 i_{uv} の高調波を含んだ数値解析を行い、ルックアップテーブルを作成することにより、近似誤差を低減する。

図 5.9 に、ダイオード整流器の非線形特性を考慮した解析の手順を示す。数値解析には電気回路シミュレータを用い、定常状態での図 4.6 の回路の特性を計算する。得られたシミュレーション結果から、制御条件を評価して、制御条件を満足する場合には次の MC 入力電圧位相について計算を行う。制御条件を満足しない場合には、準ニュートン法を用いて次に評価する ON 時間比率と出力周波数 f_{out} を算出する。全ての入力電圧位相における ON 時間比率と出力周波数 f_{out} が得られたら、解析結果をルックアップテーブルに保存する。

この方法では、図 4.6 の回路に、変圧器の励磁インダクタンス・漏れインダクタンス・巻き線抵抗や、IGBT・ダイオードのオン電圧降下を含めることで、これらの影響を考慮したルックアップテーブルを

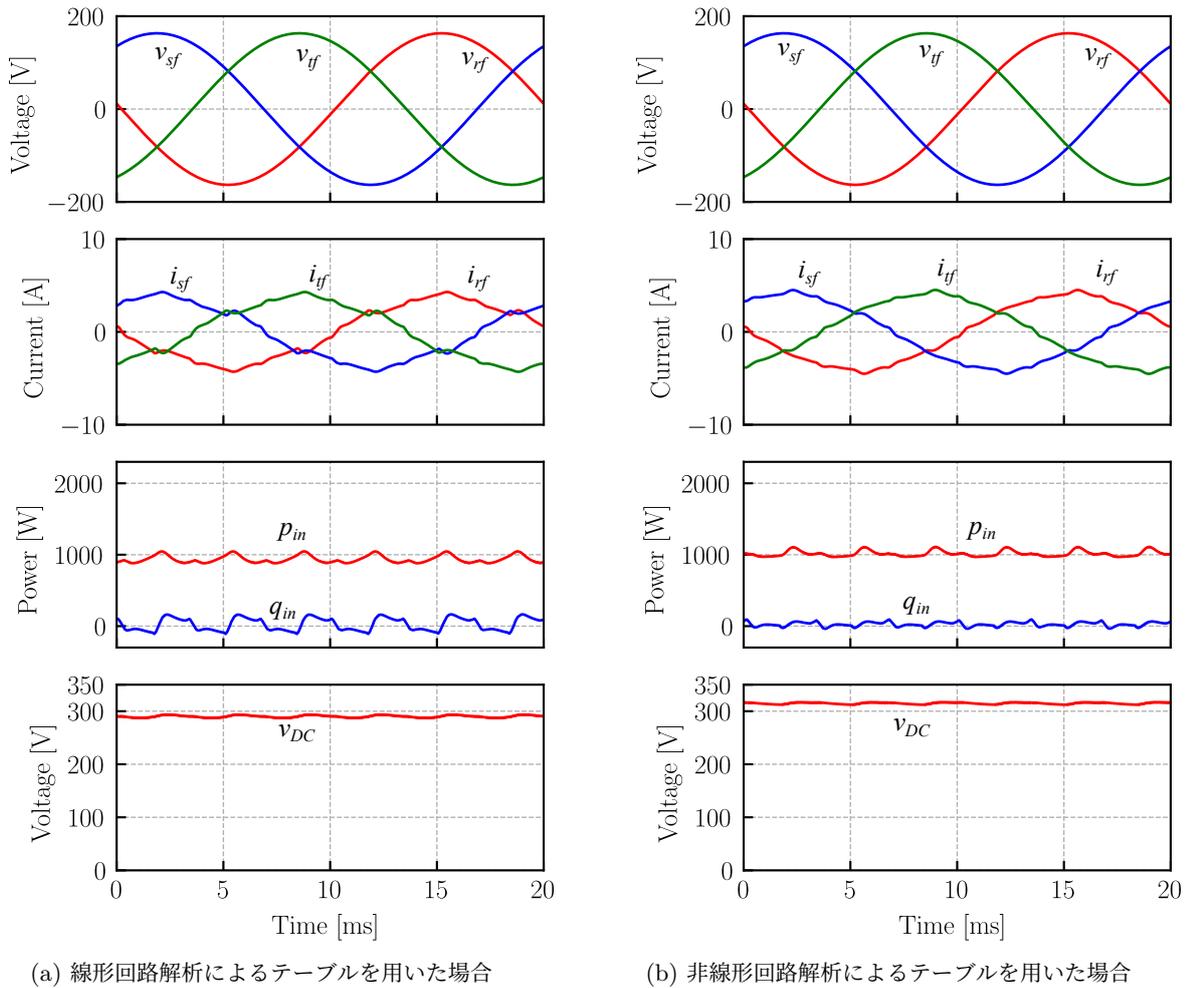


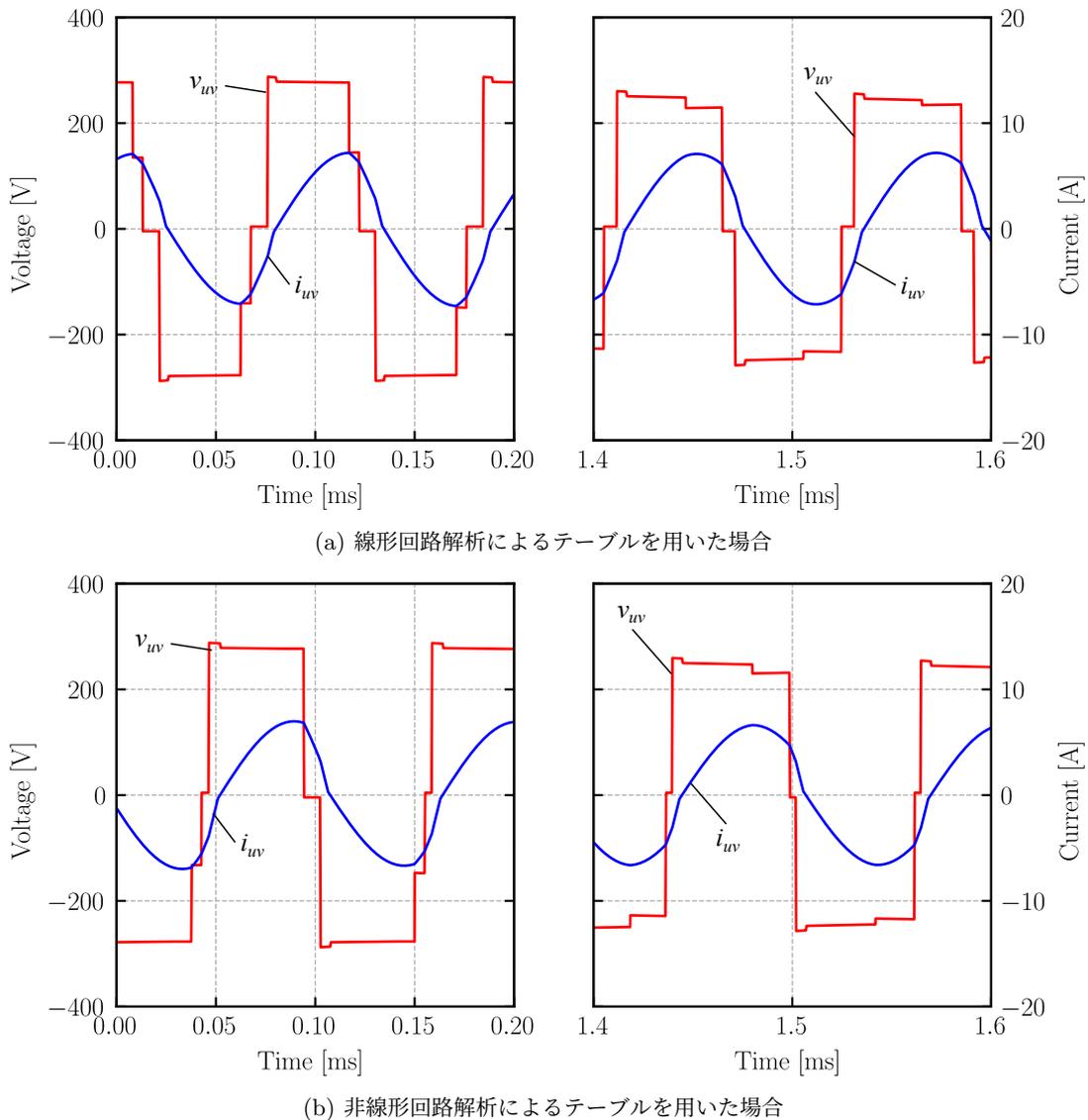
図 5.10: シミュレーション結果の MC 入力側波形 ($I_{DC} = 3.12 \text{ A}$)

作成することも可能である。また、MC 出力電流 i_{uv} の電流不連続モード (DCM) の回路動作も解析可能となる。

5.3.2 シミュレーション

ダイオード整流器の非線形特性を考慮した解析手法と出力 DC 電圧フィードバックの有効性・妥当性を、PSIM を用いたシミュレーションにより確認する。シミュレーション回路は図 4.2, シミュレーション条件は表 5.1 と 5.2 の可変周波数制御法を用いる。ただし、負荷電力指令値 $p_{DC}^* = 998.4 \text{ W}$, DC 負荷電流 $I_{DC} = 3.12 \text{ A}$ とする。シミュレーションではルックアップテーブルを用いて MC を動作させ、IGBT やダイオードのオン電圧降下、銅損抵抗 R_{Copper} を考慮する。さらに表 5.12 の実験で用いる変圧器の励磁インダクタンス L_m と漏れインダクタンス L_l も考慮している。シミュレーションでの負荷は定電流負荷とする。

シミュレーション結果の各部波形を図 5.10, 5.11, 表 5.5 に示す。いずれの回路解析によるテーブルを用いた場合でも、フィルタリングされた MC 入力電圧 v_{rf} , v_{sf} , v_{tf} と MC 入力電流 i_{rf} , i_{sf} , i_{tf}

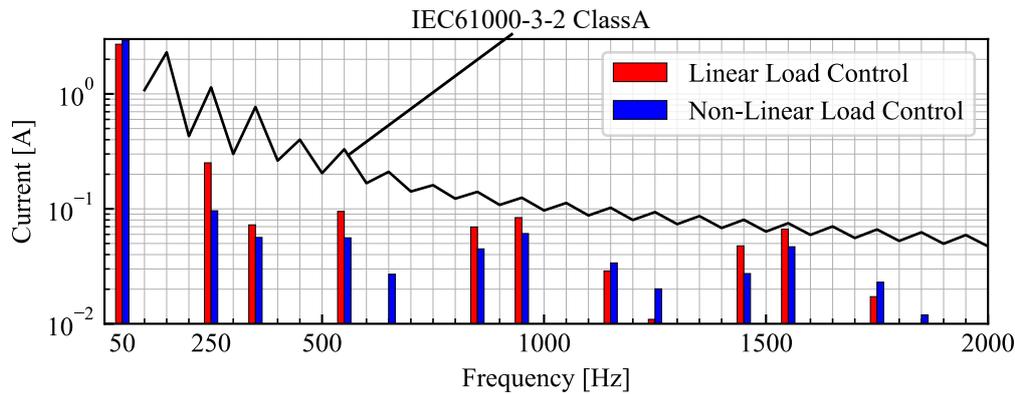
図 5.11: シミュレーション結果の MC 出力側波形 ($I_{DC} = 3.12$ A)

は同位相であり、MC 入力瞬时无効電力 q_{in} をほぼゼロとしている。MC 入力瞬时有効電力 p_{in} と出力 DC 電圧 v_{DC} は、非線形回路解析の方が線形回路解析よりも設定値に近く、ダイオード整流器の非線形性による誤差の影響を低減している。しかし、非線形回路解析を用いた場合でも v_{DC} は設定値よりも 5 V 程度低く、誤差を補償するために出力 DC 電圧フィードバック制御を適用する必要がある。図 5.11 よりいずれの回路解析によるテーブルを用いた場合でも出力力率最大のソフトスイッチングを実現しており、表 5.5 より非線形回路解析の入力周期に対する MC 出力力率 PF_{out} の方が線形回路解析よりも高い。

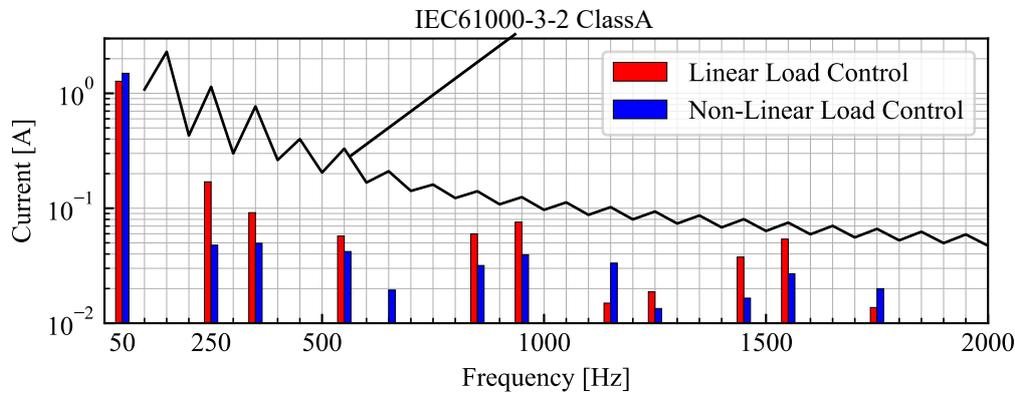
図 5.12 に負荷 DC 電流 I_{DC} を 3.12 A, 1.56 A とした場合の、非線形回路・線形回路解析によるテーブルを用いた場合の MC 入力 r 相電流 i_r の周波数スペクトルと IEC 規格値を示す。いずれの負荷 DC 電流 I_{DC} でも、非線形回路解析の方が線形回路解析よりも i_r の高調波スペクトルが小さく、ダイオー

表 5.5: 線形回路解析・非線形回路解析によるテーブルを用いた場合のシミュレーション結果の比較

	線形回路解析	非線形回路解析
MC 入力瞬時有効電力 p_{in}	878–1050 W	967–1112 W
p_{in} の平均値	937 W	1015 W
MC 入力瞬時有効電力 q_{in}	-110.6–165.5 W	-37.9–95.5 W
q_{in} の平均値	23.4 W	25.8 W
出力 DC 電圧 v_{DC} の平均値	290.2 V	314.9 V
1 入力周期に対する MC 出力力率 PF_{out}	0.77	0.80



(a) 電流 $I_{DC} = 3.12$ A



(b) 電流 $I_{DC} = 1.65$ A

図 5.12: 線形回路・非線形回路解析によるテーブルを用いた場合の MC 入力 r 相電流 i_r の周波数スペクトル

ト整流器の非線形性を考慮することで、MC 入力電流のひずみを抑制可能である。

5.4 出力 DC 電圧フィードバック制御

式 (5.3) より、DC 負荷電流 I_{DC} を一定とすると、出力 DC 電圧 V_{DC} は負荷 DC 電力 p_{DC} に比例する。よって、負荷の変動に対して十分に早い応答のフィードバック制御器を用いて、 p_{DC} により V_{DC}

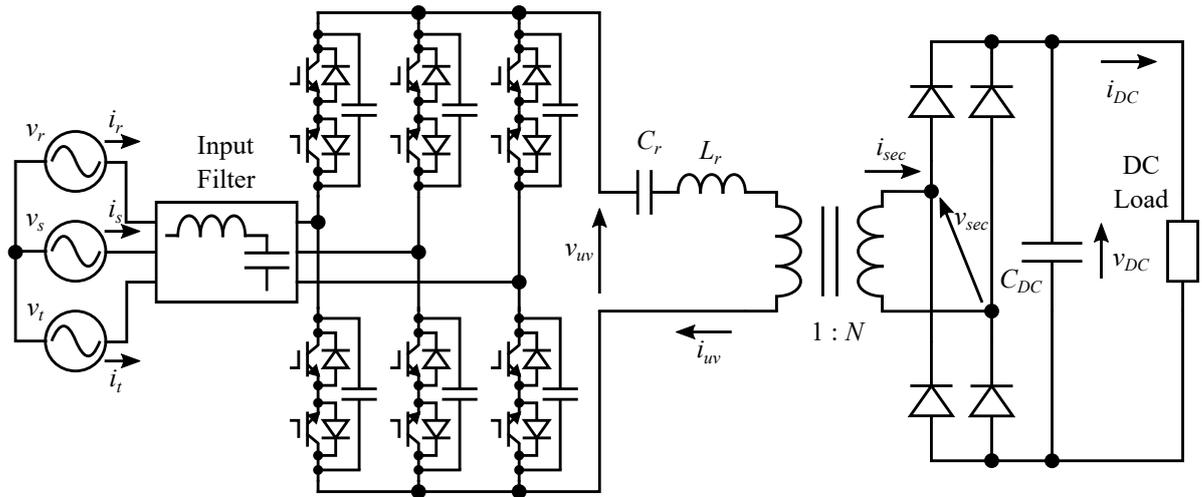


図 5.13: 実験システムの構成

を制御することで、負荷変動時にも V_{DC} を指令値に追従させるだけでなく、IGBT・ダイオードのオン電圧降下や、共振インダクタ・変圧器の巻き線による電圧降下などの影響を補償する。制御方程式において、出力 DC 電圧式 (式 (4.23)) を出力 DC 電力制御式である式 (5.4) に置換えてルックアップテーブルを作成することで、図 5.3 に示す Proportional Integral (PI) 制御器により、出力 DC 電圧フィードバック制御を構成する。PI 制御器には、出力 DC 電圧指令値 V_{DC}^* とセンサにより検出した出力 DC 電圧の偏差を入力する。この PI 制御器の応答時間は、負荷の変動に対して十分に早くして、LC 共振回路の応答よりも十分に遅くする。PI 制御器の出力は出力 DC 電力指令値 p_{DC}^* であり、過大な指令値とならないようにリミッタを設定する。指令値 p_{DC}^* はルックアップテーブルに入力される。

5.5 実験装置

提案した高出力率のソフトスイッチングを実現する MC の高周波出力制御法の有効性・実用性を確認するために、試作機を用いた実験を行う。実験回路は図 5.13 であり、三相電源に入力フィルタを介して MC を接続する。三相電源は系統三相 200 V 電源を用いる。MC の後段には LC 共振回路、絶縁変圧器、ダイオード整流器、出力 DC 平滑コンデンサ C_{DC} 、DC 負荷を接続する。

5.5.1 MC 入力フィルタ

MC 入力フィルタの構成を図 5.14 に示す。また各パラメータ値を表 5.6 に示す。入力フィルタは主にフィルタインダクタ L_f 、 L_f に並列接続するダンピング抵抗 R_f 、フィルタコンデンサ C_f により構成される。フィルタインダクタの諸元は表 5.6 に示される。

フィルタコンデンサ C_f には TDK 製 (型番: B32796G8106) のフィルムコンデンサを用いる。また、 C_f と MC の間には配線抵抗 R_{line} と配線インダクタ L_{line} が存在するため、配線インピーダンスの影響を抑制するために MC の直近に相間スナバコンデンサ C_{s_ll} を接続している。相間スナバコンデンサ C_{s_ll} には KEMET 製 (型番: R474R410050A1K) のフィルムコンデンサを用いる。

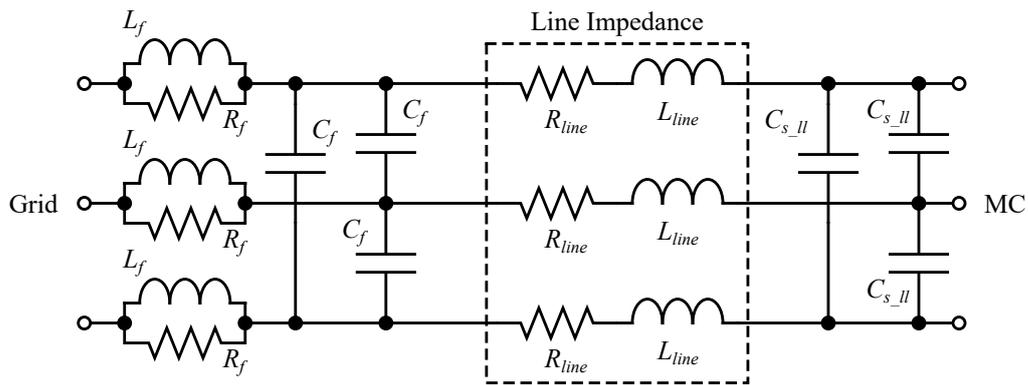


図 5.14: MC 入力フィルタの構成

表 5.6: MC 入力フィルタのパラメータ

パラメータ名	変数記号	パラメータ値
フィルタインダクタ	L_f	688 μH
ダンピング抵抗	R_f	2.0 $\text{m}\Omega$
フィルタコンデンサ	C_f	10 μF
カットオフ周波数	f_{f_cut}	1.107 kHz
相間スナバコンデンサ	C_{s_ll}	1.0 μF

表 5.7: フィルタインダクタの諸元

パラメータ名	パラメータ値
コア材	18 材 (ダストコア)
メーカー型番	T250-18 (Micrometals)
巻き数	63
ギャップ長	なし

5.5.2 MC ユニット

実験装置は主回路と制御ユニットから構成される。図 5.15 にシステム構成を示す。主回路の入出力電圧・電流はセンサにより検出され、A/D 変換器を介して制御ユニットに出力される。制御ユニットから主回路へのゲート信号は光ファイバーにより送信される。また、制御ユニットの電源はスイッチング電源から供給するため、主回路と制御ユニットは絶縁されている。

MC 主回路

図 5.16 に実験で用いる MC ユニットを示す。このユニットは MyWay 社製の MWINV-2R020-MAT であり、表 5.8 に主な仕様を示す。MWINV-2R020-MAT は本来三相-三相変換用の MC ユニットであったが、本研究では三相-单相変換器として双方向スイッチ 6 組のみ使用している。双方向スイッチは 2 つの還流ダイオード付き IGBT のコモンエミッタにより実現している。IGBT の諸元を表 5.9 に示す。双方向スイッチに並列に接続するスナバコンデンサは KEMET 製 (型番: R73UI1100SE00J) のフィルムコンデンサを使用し、静電容量は 1 nF である。

制御ユニット

制御ユニットには MyWay 社製の PE-Expert3 を使用している。本研究で用いる制御ユニットでは DSP ボード、FPGA ボード、A/D 変換ボード、PEV ボードの 4 つを使用しており、ゲート信号の生成、センサ値の読み込み、エラー信号の処理などを行う。これら 4 つのボードの役割を下記に示す。な

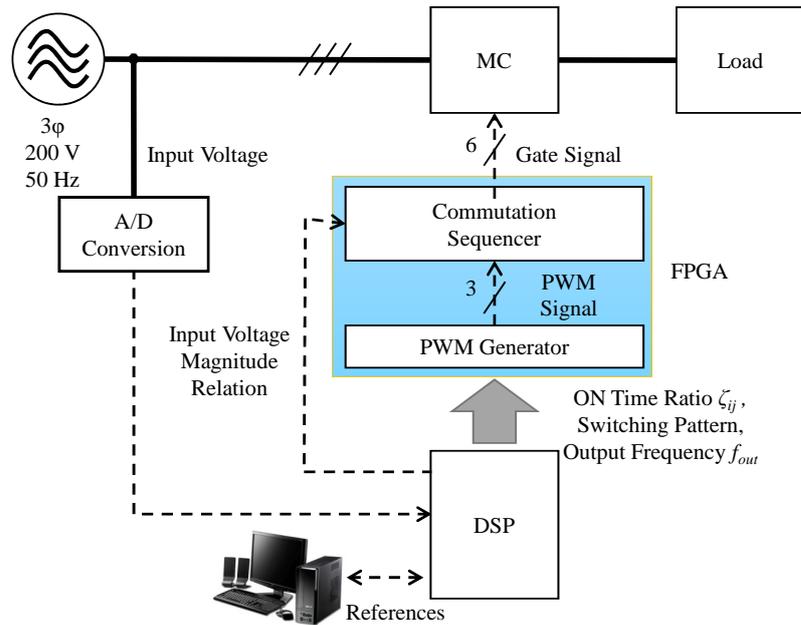


図 5.15: MC ユニットの構成

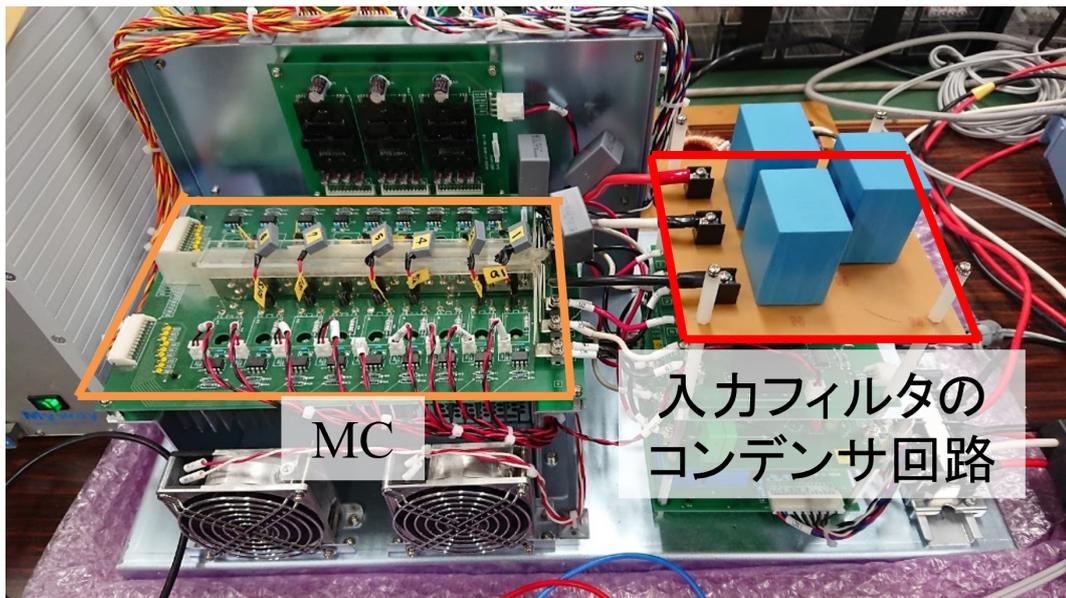


図 5.16: MC の実験装置

お PE-Expert3 とパソコンをインターフェイスを用いて接続することで、プログラムの書き込みや内部変数の確認などが可能である。

DSP (Digital Signal Processor) は信号処理に特化したプロセッサで、定型処理や積和演算などを高速で行うことができる。また信号処理アルゴリズムのための特殊な命令が用意されている。本システムにおいて DSP はソフトウェアの役割を担う。具体的には入力電圧の大小関係の振り分けやルックアップテーブルの参照などを行う。

表 5.8: MC の仕様

項目	仕様	備考
回路方式	双方向スイッチ 9 組	
装置容量	2.2 kVA / 2.0 kW	
定格 AC 入出力電圧	AC 200 V _{rms}	
定格 AC 入出力電流	AC 8 A _{rms}	15 A peak
入力コンデンサ	デルタ結線 10 μF	
スナバコンデンサ C _s	1 nF	R73UI1100SE00J

表 5.9: MC に用いる IGBT の諸元

パラメータ名	パラメータ値
型番	1MBK50D-060S (FUJI ELECTRIC CO., LTD.)
定格電圧	600 V
定格電流	65 A
コレクタ-エミッタ間飽和電圧	約 1.3 V (コレクタ電流 8 A)
入力容量	2500 pF
出力容量	240 pF
帰還容量	130 pF
ターンオン時間	0.15 μs
ターンオフ時間	0.50 μs
還流ダイオードオン電圧	約 1.2 V (ダイオード電流 8 A)

FPGA (Field Programmable gate Array) は HDL (Hardware Description Language) を用いて内部の論理回路を自由に構成できるデバイスである。そのため FPGA 内の論理回路を変更するときは、HDL を書き換えることで論理回路を再構成できる。FPGA は論理演算を使った処理に適しており、複雑なデジタル回路による高速処理が必要な場合に用いる。マイクロプロセッサは逐次的にプログラムの処理を行うが、FPGA は複数の処理を同時に実行する並列処理を行う。本システムにおいて FPGA はハードウェアの役割を担う。具体的には並列処理を必要とする PWM 信号やゲート信号の生成、転流シーケンスの処理などを行う。

■DSP による時間比率の演算 複雑な計算が必要な時間比率の演算は積和演算の高速処理が可能な DSP で行う。この処理を FPGA で行った場合、複雑で大規模な積和演算の論理回路を作成し、論理回路の規模が大きくなってしまふ。

時間比率演算のために MC 入力電圧の A/D 変換値が必要となる。これは電圧センサから A/D 変換ボードを通して DSP に取り込むが、電圧センサのフィルタにより入力電圧の値が DSP に取り込まれるまでに 300 μs 程度の遅れが生じる。この遅れにより DSP で読み取った入力電圧値と実回路の入力電圧値に差が生じるため、制御遅れが発生して、MC の故障の原因となり得る。このため、検出した入力電圧値にオフセットを加算することで、制御遅れを補償する。

ON 時間比率・出力周波数のバスへの書き込みのために、キャリア周期 (スイッチング周期) の半周

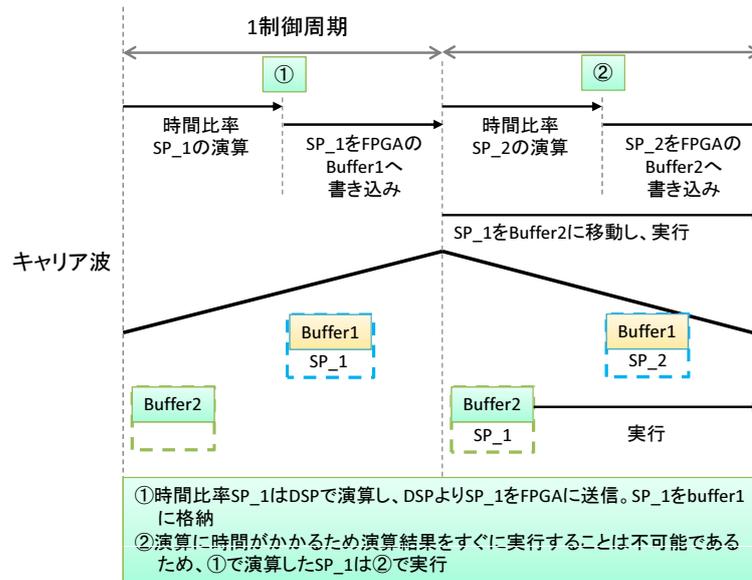


図 5.17: 時間比率を演算するタイミングと実行するタイミング

期毎に割り込み処理を入れており、制御周期はスイッチング周期の半周期となる。キャリア波には三角波を用いており、キャリア波の山と谷のタイミングで割り込みを入れてバスへの書き込みを行う。割り込み処理が終了すると、DSPは逐次、検出した入力電圧値を用いてルックアップテーブルを参照して、ON時間比率と出力周波数を得る。ON時間比率と出力周波数の更新には時間がかかるため、更新結果を直ちに出力することは不可能である。そこで図 5.17 のように、半周期前の演算結果をバッファに保存し、次の半周期でその更新結果をバスへの書き込む。

時間比率演算の他にも、大小関係の振り分けやスイッチングパターンの設定、MCの初期設定などもDSPで行う。

■FPGAによるゲート信号の生成 FPGAは論理回路を用いた並列処理に適しているため、ゲート信号の生成を行う。転流シーケンスを考えると、1回の転流時に複数のスイッチを同時に制御する必要があるため、並列処理が可能で高速に動作するFPGAが適している。FPGAの具体的な役割はキャリア波の生成、PWM信号の生成、転流処理とゲート信号の生成である。キャリア波とPWM信号の周波数はDSPで指令することができる。またFPGAはキャリア波が山または谷に達したとき、時間比率演算のための割り込み信号をDSPに送信する。

FPGAは転流シーケンスの処理とデットタイムのカウントも行う。転流の開始はPWM信号の変化を読み取ることで検出する。つまり、PWM信号に変化があった場合に転流開始とし、変化が無ければ信号を保持する。転流は電圧転流方式を採用しているため、入力電圧の大小関係に関する情報が必要となる。この情報はDSPから得る。

■A/D変換ボードの役割 MCユニットの電圧・電流センサによって読み取られた値はアナログ値であり、DSPに取り込む前にデジタル値に変換する必要がある。このときにA/D変換ボードを用いる。本システムのA/D変換ボードは12チャンネル用意されており、入出力の線間電圧、入出力の線電流とクランプ回路電圧を検出する。

表 5.10: LC 共振回路のパラメータ

パラメータ名	変数記号	パラメータ値
共振回路のインダクタ	L_r	853 μH
L_r の巻き線抵抗	R_{Lr}	478 $\text{m}\Omega$
共振回路のコンデンサ	C_r	660 nF
共振周波数	f_r	6.696 kHz

表 5.11: 共振インダクタの諸元

パラメータ名	パラメータ値
コア材	PC40 (Mn-Zn フェライト)
メーカー型番	EI70X64X31N (TDK)
巻き数	43
ギャップ長	3.0 mm

■PEV ボードの役割 エラー信号の処理は PEV ボードが行う。MC ユニットで過電圧・過電流によるエラーが発生した場合、エラーの発生場所と原因を特定するために、MC ユニットからのエラー信号を PEV ボードに取り込み、LED によりエラーの状態を表示する。またクランプ回路電圧が設定した上限値を超えた場合、PEV ボードよりクランプ回路の電荷消費用アーム (IGBT) を駆動するように命令を与え、クランプ回路の電解コンデンサに蓄えられたエネルギーを抵抗にて強制消費させる。

周辺回路

MC ユニットには MC 主回路と制御ユニットの他に、ゲートドライブ回路、電圧センサと電流センサ、クランプ回路が搭載されている。制御回路には CPLD (Complex Programmable Logic Device) が搭載されており、制御ユニットから送られてくるゲート信号のゲートドライブ回路への転送や、過電圧・過電流による自動停止などのエラー処理を行う。クランプ回路はスイッチングによるサージ電圧を吸収する。MC は内部にエネルギー貯蔵素子を持たないため、このような回路が必要になる。クランプしたエネルギーは電解コンデンサに蓄えられ、電解コンデンサの電圧が保護設定値を超えると、クランプ回路に設置されている抵抗で強制的に消費される。

5.5.3 LC 共振回路と絶縁変圧器

MC の出力側にはソフトスイッチングのための LC 共振回路が接続される。LC 共振回路のパラメータを表 5.10 に示す。共振インダクタにはギャップ付きの EI コアを使用した。共振インダクタの仕様を表 5.11 に、写真を図 5.18 に示す。巻き線にはリッツ線を用いており、高周波電流が流れた場合にも、渦電流を抑制する。共振回路用のコンデンサは、EPSON 製 (型番: B32656S2224J561) のポリピレンフィルムコンデンサを使用する。1 つのコンデンサの静電容量は 220 nF であり、3 並列に接続することで 660 nF としている。

表 5.12 に絶縁変圧器の仕様を示す。絶縁変圧器のコアは Fair-Rite 製の Mn-Zn フェライトのトロイダルコアを用いて、2 段の積層としている。励磁インダクタンス L_{Trans_m} 、1 次側換算漏れインダクタンス L_{Trans_r} 、1 次側換算銅損抵抗 R_{Trans_c} はインピーダンスアナライザを用いて計測した 10 kHz での値である。励磁インダクタンス L_{Trans_m} は動作周波数周辺で十分に大きなインピーダンスとなるため、励磁電流は無視できる。

5.5.4 ダイオード整流回路

整流に用いるダイオードの諸元を表 5.13 に示す。ダイオード整流器の DC 側には、平滑コンデンサとして 40 μF の KEMET 製のフィルムコンデンサ (型番: C4AQIBW5400A30J) を接続する。平滑



図 5.18: 共振インダクタの写真



図 5.19: 絶縁変圧器の写真

表 5.12: 絶縁変圧器のパラメータ

パラメータ名	パラメータ値
コア材	78 材 (Mn-Zn フェライト)
メーカー型番	5978015901 (Fair-Rite)
巻き数比	54:78
ギャップ	なし
励磁インダクタンス L_{Trans_m}	15.7 mH
1 次側換算の漏れインダクタンス L_{Trans_r}	9 μ F
1 次側換算の銅損抵抗 R_{Trans_c}	99.2 m Ω

表 5.13: 整流回路に用いるダイオードの諸元

パラメータ名	パラメータ値
型番	IDW40G65C5 (Infineon)
定格電圧	650 V
定格電流	40 A
オン電圧	約 1.2 V (フォワード電流 10 A)

コンデンサの後段には、負荷として無誘導性負荷や電子負荷装置を接続する。

5.6 実験

図 5.13 の試作機を用いて、高出力力率のソフトスイッチングを実現する高周波出力 MC の可変周波数制御法の有効性・実用性を確認する。実験条件を表 5.14 に示す。DC 負荷は無誘導性負荷とした。

ルックアップテーブルは図 5.9 にしたがって、ダイオード整流器の非線形性だけでなく、変圧器の励磁・漏れインダクタンス、変圧器と共振インダクタの巻き線抵抗、MC の IGBT・還流ダイオードや整流器のダイオードのオン電圧降下の影響も考慮して作成した。

実験結果を図 5.20 に示す。図 5.20a の MC 入力電流 i_r , i_s , i_t は MC 入力フィルタの電源側の電流波形であるため、スイッチング周波数成分の MC 入力電流は十分に減衰されるとともに、式 (3.6) のフィルタコンデンサの進み電流 i_C が重畳される。電流 i_C により、MC 入力瞬时无効電力をゼロに制御しているにも関わらず、MC 入力電圧 v_r , v_s , v_t に対して MC 入力電流は進みの位相となる。電流 i_C を加味すると、MC 出力電圧は MC 入力電流と同相であり、MC 入力率を 1 に制御されている。出力 DC 電圧フィードバック制御を適用しているため、 v_{DC} はほぼ指令値一定に制御されている。図 5.20b に MC 出力電圧 v_{uv} と電流 i_{uv} の波形を示す。電流 i_{uv} のゼロクロスは必ず v_{uv} の最後の立ち上がりの位相よりも遅れており、全てのスイッチングをソフトスイッチングとしている。さらに、 v_{uv} の最後の立ち上がりの位相と i_{uv} のゼロクロスの位相差は、どの入力電圧の位相においても小さく、MC 出力率を最大とする可変周波数制御法が有効であることを確認できる。

図 5.21 にパワーメータを用いた MC 入力電流の周波数解析結果を示す。MC 入力電流は全ての周波数成分で IEC 規格値を十分に満足していることを確認できる。MC 入力電流の高調波は 300 Hz の ± 50 Hz の成分が大きいですが、これは 1 入力周期で 6 回スイッチングパターンを切り替えており、スイッチングパターンの切り替え時のひずみが MC 入力電流の高調波を増大させると考えられる。

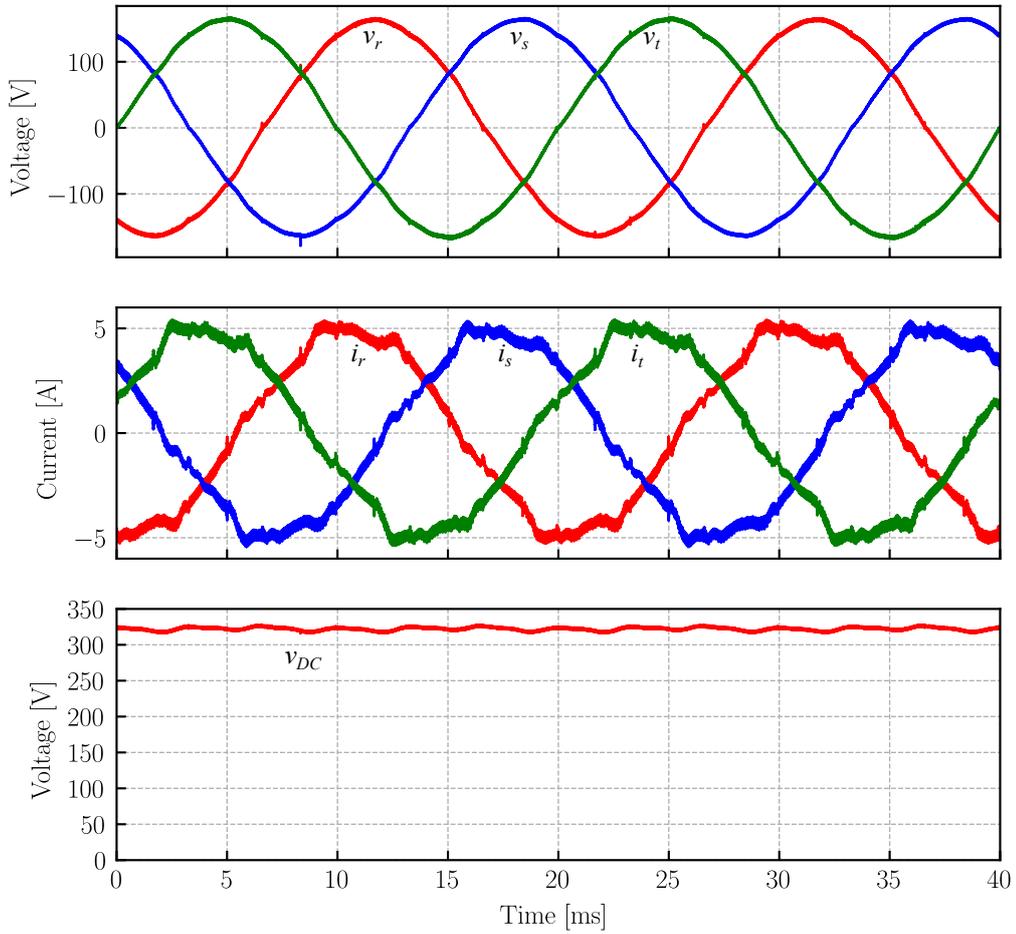
表 5.15 に、1MC 入力周期に対するパワーメータの測定結果とこれらの結果から算出した MC の総損失、効率、導通損失、スイッチング損失を示す。MC の総損失は MC 入力電力から MC 出力電力を減算した値であり、効率は MC 出力電力を MC 入力電力で除算した値である。MC の導通損失 P_{c_MC} は、1 入力周期の MC 出力電流実効値を I_{uv_rms} 、MC の IGBT と還流ダイオードのオン電圧降下をそれぞれ V_{sat_MC} , V_{F_MC} として、次式で計算した。

$$P_{c_MC} = 2(V_{sat_MC} + V_{F_MC}) I_{uv_rms} \quad (5.14)$$

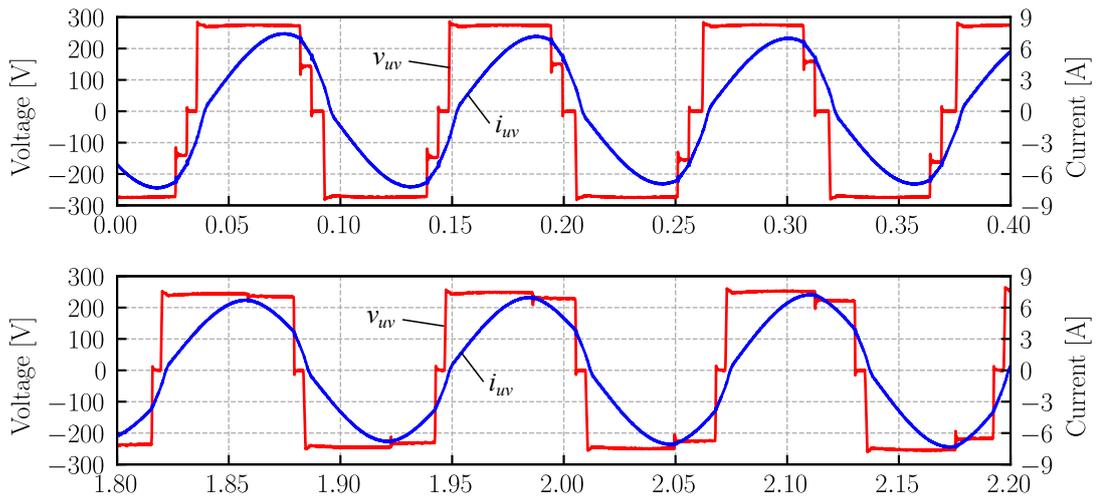
MC のスイッチング損失は MC の総損失から $P_{MC_conduction}$ を減算することで得た。MC 入力電流の THD は 7.63 % と低く、低ひずみの正弦波 MC 入力電流を実現している。MC の効率は 96.7 % であり、高効率な電力変換としている。総損失に占めるスイッチング損失の割合は 30 % 程度であり、ソフ

表 5.14: 実験条件

パラメータ名	変数	パラメータ値
電源周波数	f_{in}	50 Hz
電源電圧実効値	V_{in}	163 V
ターンオン後のデッドタイム	T_{dead_ON}	500 ns
ターンオフ後のデッドタイム	T_{dead_OFF}	1.0 μ s
PI 制御器の P ゲイン	K_p	10
PI 制御器の I ゲイン	K_i	200
MC 出力周波数 (スイッチング周波数)	$f_{out} (f_{sw})$	7.9–9.1 kHz
出力 DC 電圧指令値	V_{DC}	320 V
負荷抵抗	R_{DC}	100 Ω
瞬时无効電力指令値	q_{in}	0 W



(a) 入力周期での各部波形



(b) MC 出力電圧 v_{uv} と電流 i_{uv}

図 5.20: 実験結果

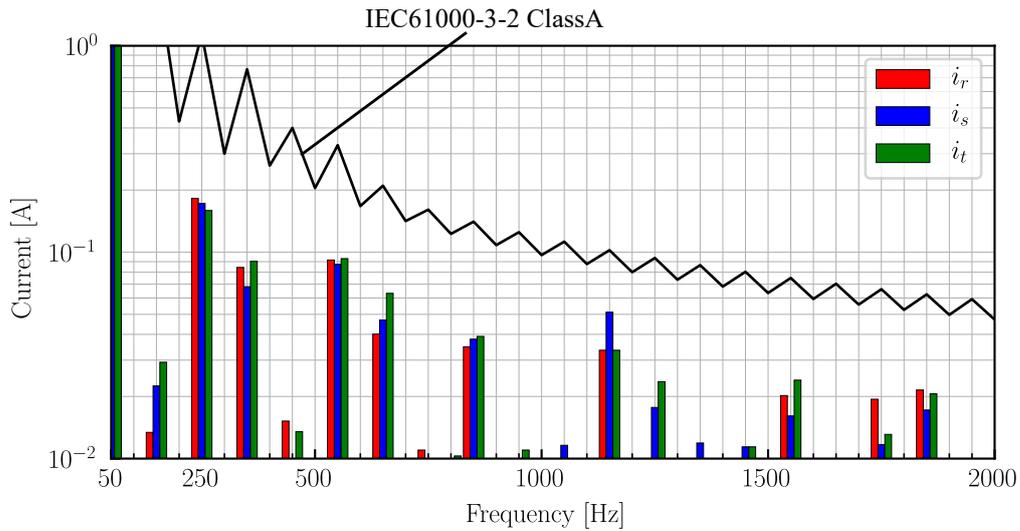


図 5.21: MC 入力電流 i_r , i_s , i_t の低次高調波と IEC 規格値

表 5.15: パワーメータの測定結果 (1MC 入力周期)

パラメータ名	値
MC 入力線間電圧実効値 (三相の平均値)	200.0 V
MC 入力電流実効値 (三相の平均値)	3.49 A
MC 入力電流 THD (三相の平均値)	7.63 %
MC 入力電力	1129.4 W
MC 出力電圧実効値	242.3 V
MC 出力電流実効値	5.22 A
MC 出力電力	1092.4 W
MC の総損失	37 W
MC の効率	96.7 %
MC の導通損失	26 W
MC のスイッチング損失	10 W

トスイッチングによりスイッチング損失を抑制しており、MC の損失は導通損失が支配的であることがわかる。

図 5.22 に、時間 $t = 0$ ms において負荷抵抗 R_{DC} を 111.1Ω から 100.0Ω (負荷電力 922.5 W から 1024 W) に変化させたときの各部波形を示す。MC 入力出力電流は $t = 0$ ms で増加する。出力 DC 電圧 v_{DC} はフィードバック制御により、負荷変動時にも指令値に追従していることを確認できる。

5.7 まとめ

この章では MC 出力周波数を可変することで、全ての MC 入力電圧位相で、MC 出力力率が最大となるソフトスイッチングを実現する MC 制御法を検討した。提案法は LC 共振回路特性を利用して MC 出力周波数を可変することで、MC 入力電圧位相ごとに、MC 出力電流の位相を MC 出力電圧の最後の

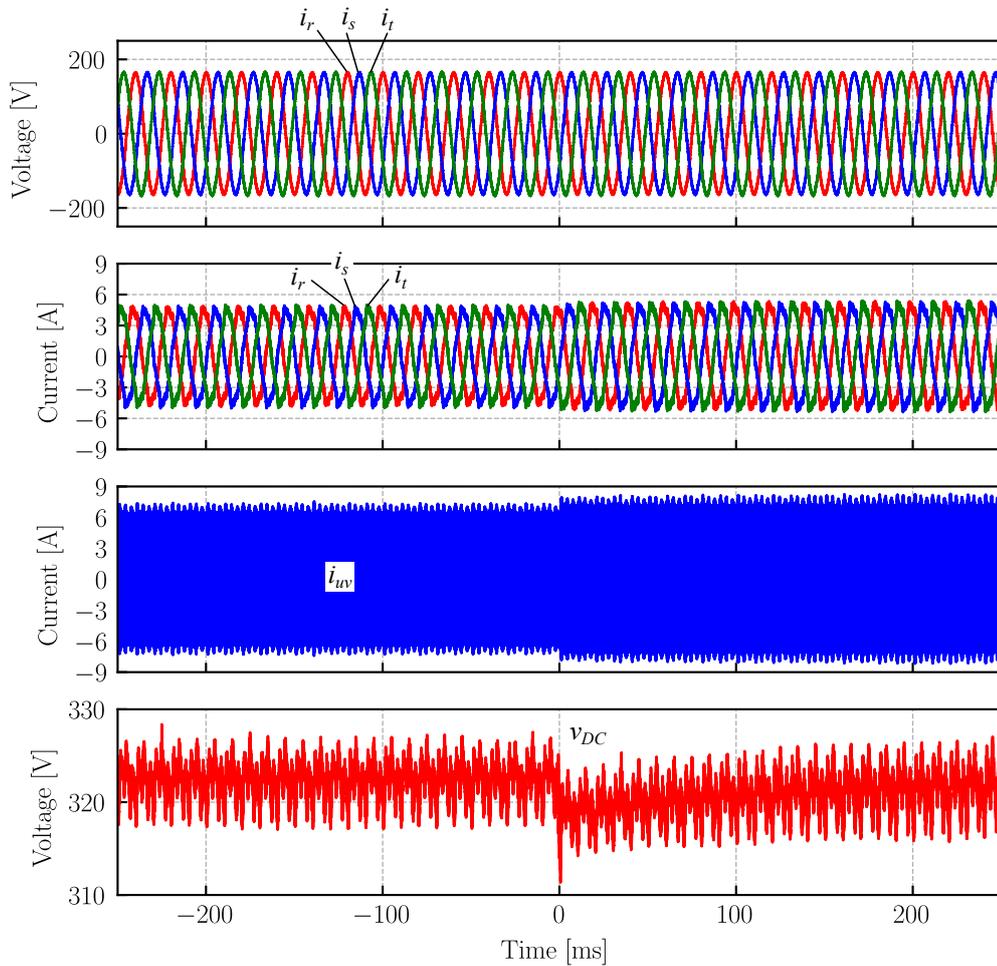


図 5.22: 負荷変動時の各部実験波形

立ち上がりの位相からスナバコンデンサの充放電の期間だけ遅らせるように制御して、出力力率を最大とするソフトスイッチングを実現した。解析・シミュレーションにより、前章の固定周波数制御法と比較して、可変周波数制御法では MC 出力力率を増加させ、LC 共振回路で発生する無効電圧を最小とすることで、最大出力 DC 電圧を増加させた。また同一の負荷電力とする場合、可変周波数制御法の方が固定周波数制御法よりも MC 出力電流の実効値が小さく、絶縁型 AC-DC 変換器の小容量化と MC・整流器の導通損失の低減を実現した。さらに、ダイオード整流器の非線形特性を考慮したルックアップテーブルを作成するために、回路シミュレータの時間領域シミュレーションを用いた数値解析方法を示した。この方法ではシミュレーション回路を実回路に近づけることで、ダイオード整流器の非線形特性だけでなく、パワー半導体デバイスのオン電圧降下や受動素子の寄生成分の影響も考慮することが可能となる。提案法を出力 DC 電力制御として、出力 DC 電圧をフィードバック制御する方法を検討した。出力 DC 電圧フィードバック制御により、負荷変動時にも一定の出力 DC 電圧を出力可能とした。

本章の最後には試作機を用いて、絶縁型 AC-DC 変換器に適用する、出力力率最大のソフトスイッチングを実現する高周波出力 MC 制御法の有効性・妥当性を実験により評価した。実験結果から、MC 入力電流は IEC 規格を満足する正弦波波形であることを評価した。MC 入力力率は 1 であり、瞬时无効電力をゼロとする制御法が有効であることを確認した。MC 入力電圧の位相に応じて、MC 出力電流の

位相が MC 出力電圧の最後の立ち上がりの位相よりも遅れるとともに、位相差が最小となるように制御されていることを確かめた。全てのスイッチングをソフトスイッチングとすることで、スイッチング損失を MC の総損失の 30 % としたことを確認した。出力 DC 電圧フィードバック制御により、負荷変動時にも、指令値に追従する出力 DC 電圧を実現した。

この章で提案した三相入力絶縁型 AC-DC 変換器に適用する MC 制御法の特長を下記にまとめる。

- スwitching周波数と等しい MC 出力周波数とする。
- MC 入力力率を 1 とする正弦波 MC 入力電流を実現する。
- 絶縁型 AC-DC 変換器に用いるコンデンサは小型・長寿命の小容量フィルムコンデンサのみである。
- 全てのスイッチングをソフトスイッチングとして、低スイッチング損失を達成する。
- 可変 MC 出力周波数制御により、MC 入力電圧位相に応じて、MC 出力力率を最大とする。

提案法を用いることで、高効率・小型・長寿命の MC を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器を実現可能である。しかし、提案した MC 制御法は三相入力を仮定しており、他の電源では使用できない。一般的に三相電源設備よりも単相電源設備の方が多く存在しており、MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器を三相電源だけでなく単相電源でも駆動することが可能であれば、アプリケーションの範囲を拡大することができる。次章では上記の特長を持つ MC 制御法を、単相入力の場合にも実現する方法を検討する。

第 6 章

三相入力可能な単相入力マトリックスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC 変換器のアクティブパワーデカップリング

この章では、三相入力 MC を用いた単相入力絶縁型 AC-DC 変換器において、単相電源の電力脈動を吸収するために、MC の入力フィルタを用いたアクティブパワーデカップリング制御法を検討する。検討する制御法と前章の三相入力絶縁型 AC-DC 変換器の制御法を組合せることにより、主回路構成を全く変更することなく、単相と三相の二電源で動作可能な絶縁型 AC-DC 変換器を実現することを目的としている。検討する絶縁型 AC-DC 変換器は、三相入力で動作することを基本としているが、三相電源が確保できない場合でも、単相入力でも動作可能である。検討するアクティブパワーデカップリング法は入力フィルタの一部と、単相入力モードで電源に接続されない相を用いて電源電力脈動を吸収する点に特長があり、アクティブパワーデカップリングを行わない場合に対して出力 DC 部分の平滑コンデンサを大幅に低減可能である。さらに、三相と単相の二電源で駆動する場合の伝送電力と入力フィルタコンデンサの容量と耐圧の関係を明らかにする。また検討する MC 制御法は、スイッチングパターンを選択法を MC 入力電流空間ベクトルに基づき決定して、前章の MC 制御法にアクティブパワーデカップリング技術を追加することで、アクティブパワーデカップリングだけでなく任意の力率の正弦波 MC 入力電流、スイッチング周波数と同程度の AC 出力周波数、可変 MC 出力周波数として LC 共振回路による出力力率最大のソフトスイッチングを実現する。最後にシミュレーションと試作機を用いた実験により、提案法の有効性・妥当性を確認する。

6.1 パワーデカップリングの概要

6.1.1 単相電源の電力脈動

単相入力 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の一般的な回路構成を図 6.1 に示す。MC の入力側には MC 入力電流の高調波を除去するための入力フィルタを接続する。MC は入力フィルタを小型とす

のために、正弦波の電源電圧 v_{in} に対して、電源電流 i_{in} が正弦波となるように制御する*1。よって周波数 f_{in} の単相電源において、電源角周波数と電源電流位相をそれぞれ $\omega_{in} = 2\pi f_{in}$, ψ_i として、電源電圧 v_{in} と電流 i_{in} を次式で定義する。

$$v_{in} = \sqrt{2}V_{in} \sin \omega_{in} t \quad (6.1)$$

$$i_{in} = \sqrt{2}I_{in} \sin(\omega_{in} t + \psi_i) \quad (6.2)$$

ここで V_{in} , I_{in} はそれぞれ v_{in} , i_{in} の実効値である。電源電力 p_{in} は v_{in} と i_{in} の積であり、電源の平均電力と脈動電力を p_{ave} , p_{rip} として次式で表される。

$$p_{in} = v_{in} i_{in} = p_{ave} + p_{rip} \quad (6.3)$$

$$p_{ave} = V_{in} I_{in} \cos \psi_i \quad (6.4)$$

$$p_{rip} = -V_{in} I_{in} \cos(2\omega_{in} t + \psi_i) \quad (6.5)$$

上式より、電源電力 p_{in} は電源周波数の 2 倍の周波数で脈動する。この脈動成分 p_{rip} により、DC 負荷電力 p_{DC} が脈動して、出力 DC 電圧 v_{DC} や電流 i_{DC} が電源周波数で大きく変動する。図 6.2 に、 v_{in} , i_{in} , p_{in} , v_{DC} の波形を示す。ここで出力 DC コンデンサ C_{DC} に蓄えられるエネルギーを E_{C_DC} とする。瞬時電力 p_{in} は平均電力（有効電力） p_{ave} と脈動電力 p_{rip} の成分を持つ。多くの負荷では許容可能な出力 DC 電圧・電流の脈動範囲が決められているため、負荷側への p_{rip} の影響を低減するパワーデカップリングを適用する必要がある。パワーデカップリング技術はパッシブパワーデカップリングとアクティブパワーデカップリングに大別される。

6.1.2 パッシブパワーデカップリング [93–95]

単相電源の電力脈動 p_{rip} の影響を負荷側から切り離すために、一般的には大容量のエネルギー蓄積要素を用いて p_{rip} の影響を低減するパッシブパワーデカップリング (PPD : Passive Power Decoupling) が適用される。PPD は簡単に実装することが可能であるが、特に DC 部分のコンデンサで PPD を行う場合には大容量の電解コンデンサが用いられるため、変換器の大型・短寿命化の原因となる。

一例として、図 6.1 の回路の出力 DC コンデンサ C_{DC} のみでの PPD を検討する。脈動電力 $p_{rip} > 0$ のとき、電源からの供給電力が過剰である状態のため、 C_{DC} にエネルギーを蓄えて E_{C_DC} を増加させ、 $p_{rip} < 0$ のとき、電源からの供給電力が不足する状態のため、 C_{DC} からエネルギーを放出して E_{C_DC} を減少させることで、DC 負荷電力を一定とする。よって v_{DC} の平均値を V_{DC} 、リップル幅を Δv_{DC} として、 $p_{rip} > 0$ のとき次式が得られる。

$$\begin{aligned} \int_{\frac{3}{4}\pi}^{\frac{7}{4}\pi} p_{rip} d\omega_{in} t &= \max(E_{C_DC}) - \min(E_{C_DC}) \\ &= \frac{1}{2}C_{DC} \left(V_{DC} + \frac{1}{2}\Delta v_{DC} \right)^2 - \frac{1}{2}C_{DC} \left(V_{DC} - \frac{1}{2}\Delta v_{DC} \right)^2 \end{aligned} \quad (6.6)$$

*1 MC 入力電流は PWM により制御され、スイッチング周波数の整数倍成分を含むため、このスイッチング周波数以上の成分を除去する小型な入力フィルタは必要となる。

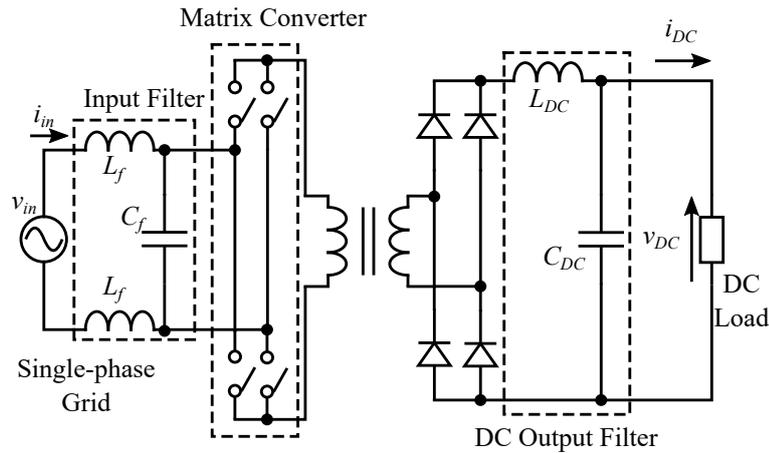


図 6.1: 単相入力 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の基本回路

上式に式 (6.5) を代入して次式を得る。

$$\frac{V_{in} I_{in} \cos(\psi_i)}{\omega_{in}} = C_{DC} V_{DC} \Delta v_{DC}$$

$$C_{DC} = \frac{p_{ave}}{2\pi f_{in} V_{DC} \Delta v_{DC}} \quad (6.7)$$

したがって、負荷が要求する出力 DC 電圧リプル Δv_{DC} とするために必要な C_{DC} の容量は、有効電力 p_{ave} に比例し、電源周波数 f_{in} と出力 DC 電圧の平均値 V_{DC} に反比例する。一般に Δv_{DC} は数パーセント以下、 $f_{in} = 50, 60$ Hz であるため、大きな C_{DC} が必要となる。

6.1.3 アクティブパワーデカップリング [94, 96–101]

PPD に対して、電力変換器を用いて小型なエネルギー蓄積要素だけで積極的に電源電力脈動 p_{rip} を吸収するアクティブパワーデカップリング (APD : Active Power Decoupling) が提案されている。APD では図 6.4 に示すように、追加した APD 回路のエネルギー蓄積要素 C_{PD} を充放電することにより、 p_{rip} を吸収する。図 6.4 の回路の各部波形を図 6.3 に示す。ここで E_{C_PD} は C_{PD} のエネルギーである。脈動電力 $p_{rip} > 0$ のとき、 C_{PD} にエネルギーを蓄えて E_{C_PD} を増加させ、 $p_{rip} < 0$ のとき、 C_{PD} からエネルギーを放出して E_{C_PD} を減少させることで、電源周波数成分の脈動はゼロとなり、DC 負荷電力を一定として出力 DC 電圧 v_{DC} は一定となる*2。APD 回路では v_{PD} を積極的に大きく変動させることで、図 6.2 の E_{C_DC} に対して、小さな E_{C_PD} としており、APD 回路に必要なコンデンサ C_{PD} の容量や耐圧は小さい。

APD を行うためには APD 回路を追加する必要がある。APD による PPD のエネルギー蓄積要素の小型化の効果が、APD 回路追加による体積増加の効果より大きい場合に有効である。また、絶縁型 AC-DC 変換器の回路の一部を APD 回路と併用することで、部品点数を低減する方法も提案されている [35, 36, 102]。

*2 電源周波数成分の脈動はゼロとなるが、高周波交流の 2 倍の周波数成分は重畳する。

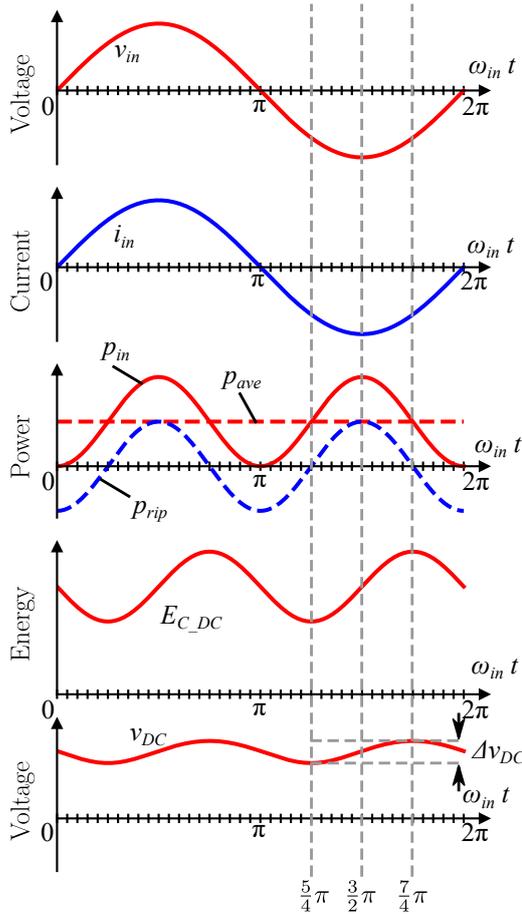


図 6.2: 単相入力 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の各部波形

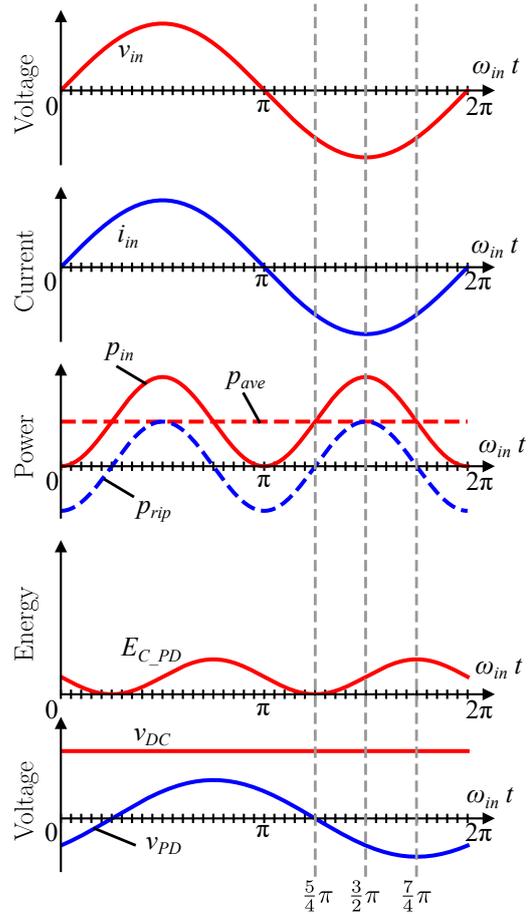


図 6.3: APD を適用した単相入力 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の各部波形

6.2 単相入力 MC の入力フィルタを用いたパワーデカップリング制御法

三相入力絶縁型 AC-DC 変換器と同じ回路構成として、単相入力絶縁型 AC-DC 変換器の入力フィルタを用いたアクティブパワーデカップリング制御法を検討する。入力フィルタのコンデンサを電源電力脈動を吸収するエネルギー蓄積要素として利用することで、APD 御法のための追加部品が不要となる。一方で、フィルタコンデンサは MC 入力電流のスイッチング周波数以上の成分を除去するだけでなく、電源周波数の 2 倍の周波数の電力脈動を吸収するエネルギー蓄積要素となるため、必要なフィルタコンデンサの容量や耐圧は増加する。

三相・単相の二電源に対応可能な絶縁型 AC-DC 変換器の構成を図 6.5 に示す。MC の入力は r, s, t 相の三相、出力は u, v 相の単相であり、6 つの双方向スイッチ S_{ij} ($i \in \{r, s, t\}, j \in \{u, v\}$) により構成される。双方向スイッチは逆直列接続された 2 つの IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) とスナバコンデンサ C_s の並列接続で構成される。変換器の入力端子をつなぎ変えることで、三相・単相電源の切り替えが可能である。

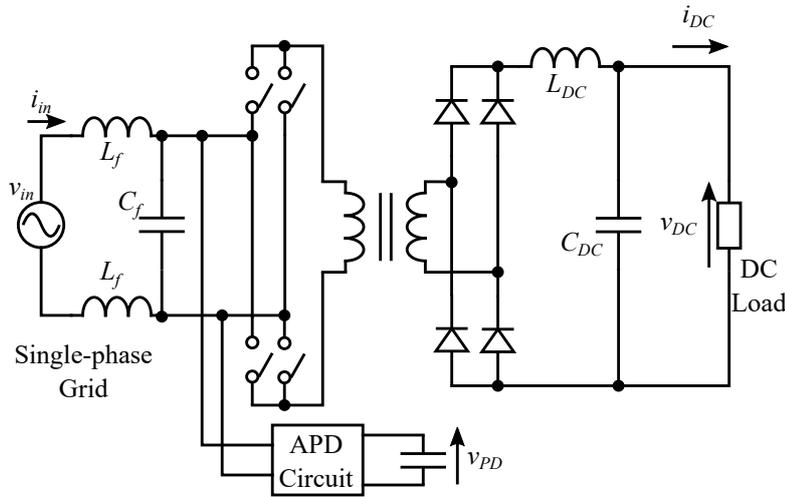


図 6.4: 単相入力 MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の基本回路

MC の前段にはスイッチングによる高周波電流を吸収するための入力フィルタを接続する。入力フィルタは三相電源に接続される場合には三相 LC フィルタであり、単相電源に接続される場合には単相 LC フィルタと APD 回路のエネルギー蓄積要素として動作する。APD 回路は、単相入力モードで電源に接続されない s 相につながる 2 つのフィルタコンデンサ C_f と s 相スイッチ S_{su} , S_{sv} で構成される。

MC の出力側には、ソフトスイッチングのための LC 共振回路と絶縁変圧器を接続する。この LC 共振回路を用いて、可変 MC 出力周波数制御により、出力力率最大のソフトスイッチングを実現する。絶縁変圧器の二次側にはダイオード整流器と平滑コンデンサ C_{DC} 、負荷が接続される。APD により電源電力の脈動は入力フィルタの部分で吸収されるため、 C_{DC} の容量を大幅に小さくすることができる。

6.2.1 MC 入力側回路の解析

電源周波数成分のみを考慮した MC 入力側の等価回路を図 6.6 に示す。電源周波数におけるフィルタインダクタ L_f とダンピング抵抗 R_f のインピーダンスは十分に小さいため、これらの影響は無視し、MC は理想電流源とする。 $r-t$ 相間、 $r-s$ 相間、 $s-t$ 相間の入力フィルタコンデンサ両端電圧をそれぞれ v_{rt} , v_{rs} , v_{st} とする。MC の入力電流 i_r , i_s , i_t の和はゼロである。

$$i_r + i_s + i_t = 0 \quad (6.8)$$

電位の基準点を電源中性点 G とし、MC の r , t 相電位 v_r , v_t を次式で表す。

$$v_r = -v_t = \frac{1}{2}v_{in} \quad (6.9)$$

6.2.2 フィルタコンデンサのエネルギー

APD を実現するために、フィルタコンデンサに蓄えられるエネルギー E_{C_f} を電力脈動 p_{rip} を吸収するように変化させる。

$$\frac{d}{dt}E_{C_f} = p_{rip} \quad (6.10)$$

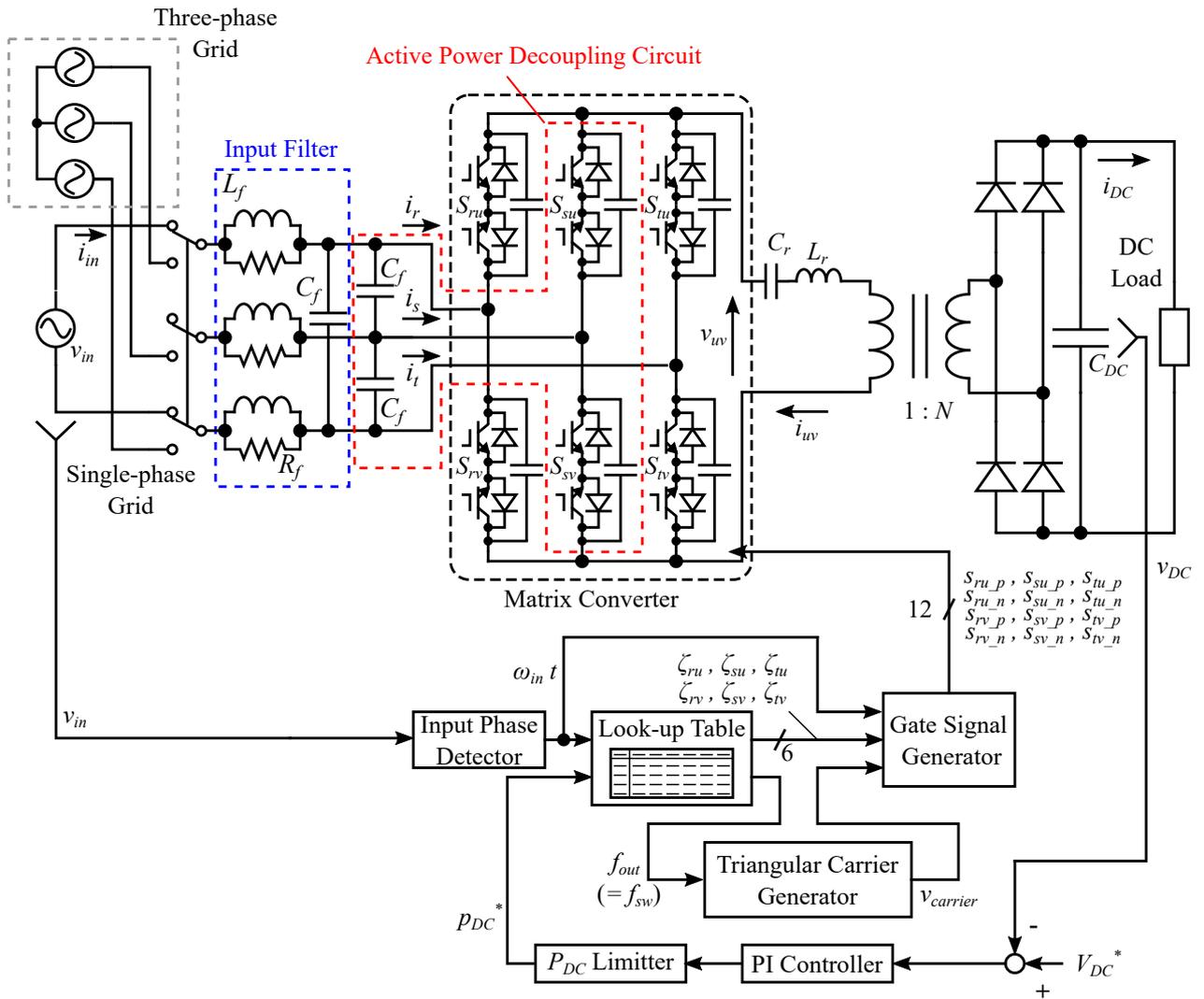


図 6.5: 三相・単相の二電源に対応可能な絶縁型 AC-DC 変換器

フィルタコンデンサのエネルギー E_{C_f} は次式で得られる。

$$\begin{aligned}
 E_{C_f} &= \frac{1}{2} C_f (v_{rt}^2 + v_{rs}^2 + v_{st}^2) \\
 &= \frac{1}{2} C_f \left\{ (v_r - v_t)^2 + (v_r - v_s)^2 + (v_s - v_t)^2 \right\} \\
 &= \frac{1}{2} C_f \left\{ v_{in}^2 + \left(\frac{1}{2} v_{in} - v_s \right)^2 + \left(\frac{1}{2} v_{in} + v_s \right)^2 \right\} \\
 &= \frac{1}{2} (2C_f) v_s^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{3}{2} C_f \right) v_{in}^2 \tag{6.11}
 \end{aligned}$$

よって図 6.7 に示すように、 E_{C_f} は s 相電圧 v_s の 2 次関数となる。コンデンサに必要な耐圧を小さくするため、 E_{C_f} の動作範囲は最小であることが望ましい。したがって、 E_{C_f} を図 6.7 の網掛け部分の範囲で動作させる。この動作条件下で、定常状態を仮定して、式 (6.1)–(6.5), (6.10) を式 (6.11) に代入

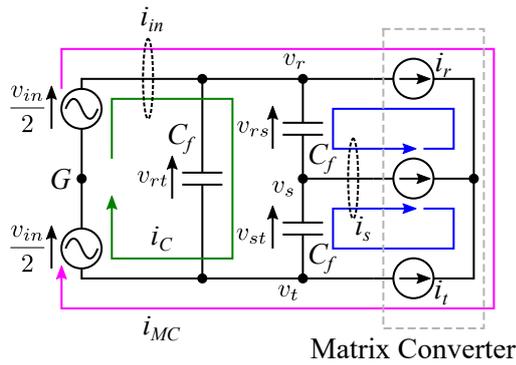


図 6.6: APD 解析のための MC 入力側等価回路

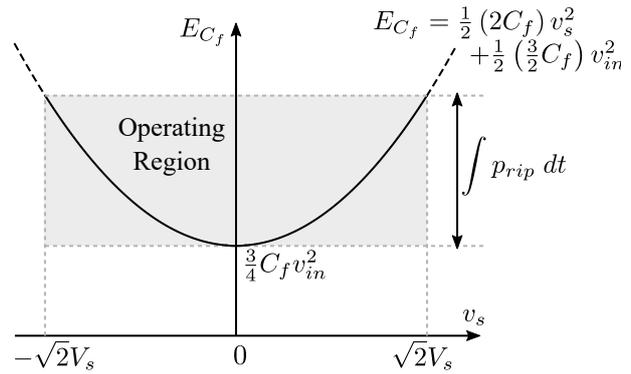


図 6.7: フィルタコンデンサのエネルギー

して解くことにより、APD のために必要な v_s は次式で求められる。

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_{in}t - \theta_s) \quad (6.12)$$

$$V_s^2 = \frac{\sqrt{p_{ave}^2 + (p_{ave} \tan \psi_i - \frac{3}{2}\omega_{in}C_f V_{in}^2)^2}}{2\omega_{in}C_f} \quad (6.13)$$

$$\tan 2\theta_s = \frac{p_{ave}}{p_{ave} \tan \psi_i - \frac{3}{2}\omega_{in}C_f V_{in}^2} \quad (6.14)$$

ここで、 V_s は正と負の値を取りうるが、どちらの場合でも APD は実現できる。ここでは $V_s > 0$ とする。

図 6.6 より v_s と s 相電流 i_s の関係は次式で得られる。

$$\begin{aligned} i_s &= C_f \frac{d}{dt} v_{rs} - C_f \frac{d}{dt} v_{st} \\ &= C_f \frac{d}{dt} (v_r - v_s) - C_f \frac{d}{dt} (v_s - v_t) \\ &= C_f \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2}v_{in} - v_s \right) - C_f \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2}v_{in} + v_s \right) \end{aligned} \quad (6.15)$$

$$= -2C_f \frac{dv_s}{dt} \quad (6.16)$$

式 (6.11) において、進相電流 i_C によって充放電されるフィルタコンデンサの蓄えられるエネルギーを $E_{C_{in}}$ 、 s 相電流 i_s によって充放電されるフィルタコンデンサの蓄えられるエネルギーを E_{C_s} とすると、 E_{C_f} は次式で表すことができる。

$$E_{C_f} = E_{C_{in}} + E_{C_s} \quad (6.17)$$

$$E_{C_{in}} = \frac{1}{2} \left(\frac{3}{2}C_f \right) v_{in}^2 \quad (6.18)$$

$$E_{C_s} = \frac{1}{2} (2C_f) v_s^2 \quad (6.19)$$

$$(6.20)$$

エネルギー $E_{C_{in}}$ は電源電圧 v_{in} にのみ依存するため、MC では制御できない。一方で E_{C_s} は s 相電流を用いて MC により制御可能であるため、 $E_{C_{in}}$ の影響を考慮して、 p_{rip} を吸収するような E_{C_f} となるように、MC は E_{C_s} を制御する。図 6.8 に、APD 制御時の MC 入力側回路の各部理論波形を示す。

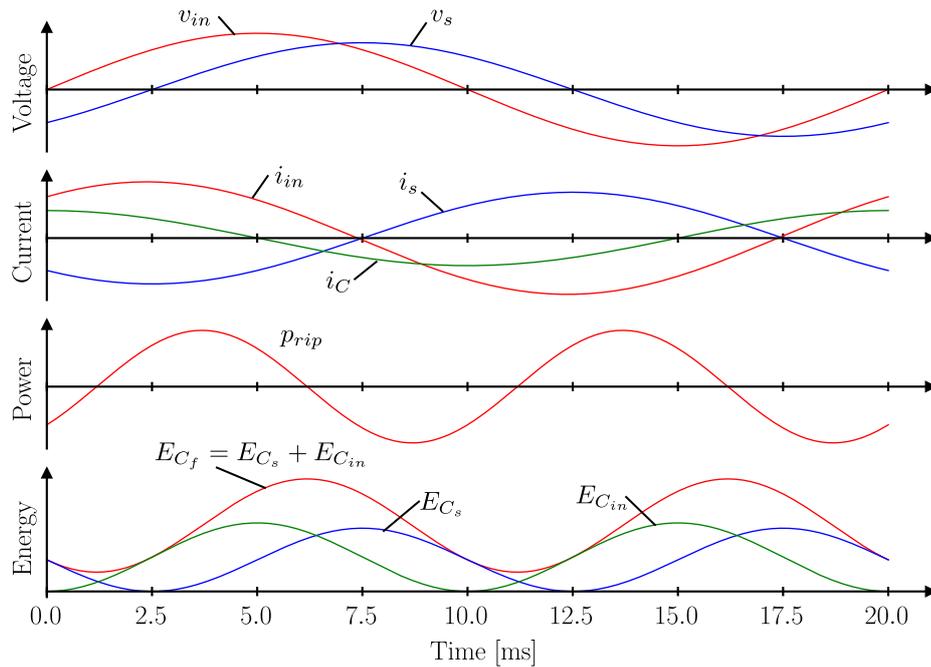


図 6.8: APD 制御時の理論波形

フィルタコンデンサのエネルギー E_{C_f} は電源電力脈動 p_{rip} が正のとき増加して、負のとき減少している。エネルギー $E_{C_{in}}$ は i_C により充放電されるため、 v_{in} と i_C が同符号のとき増加し、異符号のとき減少する。一方でエネルギー E_{C_s} は i_s により充放電され、式 (6.16) より v_s と i_s が異符号のとき増加し、同符号のとき減少しており、 E_{C_f} が p_{rip} を吸収するように制御される。

6.2.3 電源電流と MC 入力電流

電源から MC に入力される電流 i_{MC} を r, t 相電流 i_r, i_t を用いて次式で定義する。

$$i_{MC} = \frac{i_r - i_t}{2} \quad (6.21)$$

図 6.6 に示すように電源電流 i_{in} は、 i_{MC} と 3 つのフィルタコンデンサに流れる進み電流 i_C の和である。したがって、式 (6.2) で表される任意力率の正弦波電源電流を実現する i_{MC} は次式で得られる。

$$i_{MC} = i_{in} - i_C \quad (6.22)$$

$$i_C = \frac{3}{2} C_f \frac{dv_{in}}{dt} = \frac{3}{\sqrt{2}} \omega_{in} C_f V_{in} \cos \omega_{in} t \quad (6.23)$$

式 (6.8), (6.16), (6.21) より APD と正弦波電源電流を実現する MC の r, s, t 相電流 i_r, i_s, i_t が求められる。

6.2.4 フィルタコンデンサの容量と耐圧

フィルタコンデンサは、スイッチング周波数の電流を吸収するとともに、APD のために電源の 2 倍の周波数成分のエネルギー蓄積要素として動作する。APD で吸収する電力脈動の大きさにより、必要



図 6.9: MC 入力側回路のフェーザ図

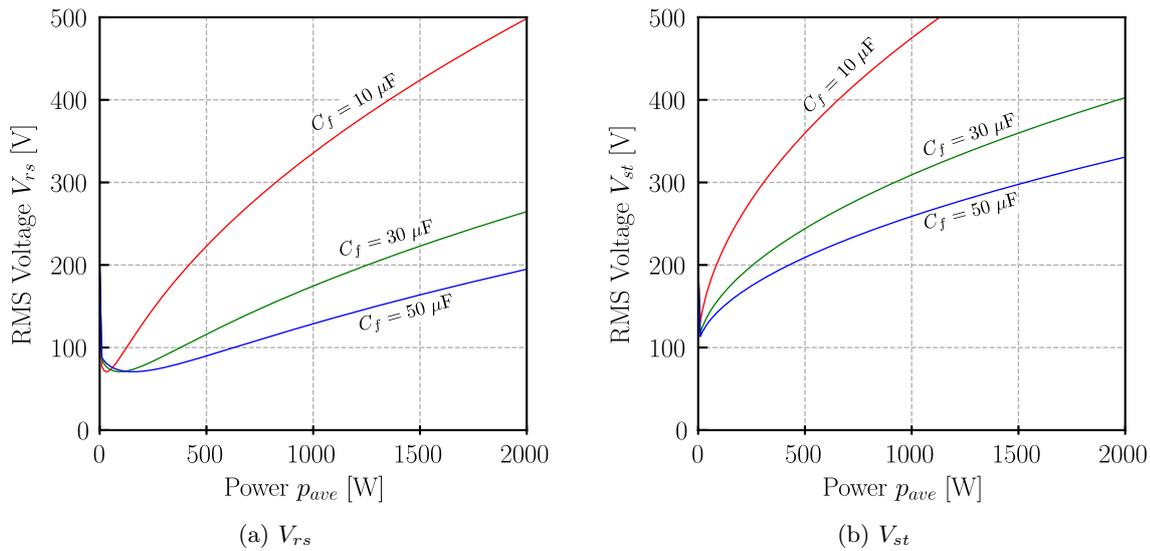


図 6.10: APD 制御時のフィルタコンデンサ両端電圧の実効値 V_{rs} , V_{st} ($V_s > 0$)

なフィルタコンデンサの容量と耐圧は変化する。

電源周波数の正弦波である MC 入力相電圧 v_r , v_s , v_t のフェーザを \dot{V}_r , \dot{V}_s , \dot{V}_t とすると、式 (6.1), (6.9), (6.12) より、MC 入力電圧のフェーザ図は図 6.9 に示される。ここで \dot{V}_{rs} , \dot{V}_{st} はフィルタコンデンサ両端電圧 v_{rs} , v_{st} のフェーザである。 s 相電圧 $V_s > 0$ と $V_s < 0$ の場合で、 \dot{V}_s の位相は 180 deg ずれ、 \dot{V}_{rs} , \dot{V}_{st} の大きさが反転する。図 6.9 より、 $V_s > 0$ の場合の v_{rs} , v_{st} の実効値 V_{rs} , V_{st} は次式で得られる。

$$V_{rs} = \sqrt{\left(\frac{V_{in}}{2} - V_s \cos \theta_s\right)^2 + (V_s \sin \theta_s)^2} \tag{6.24}$$

$$V_{st} = \sqrt{\left(\frac{V_{in}}{2} + V_s \cos \theta_s\right)^2 + (V_s \sin \theta_s)^2} \tag{6.25}$$

上式より、実験条件 (表 6.2 参照) における $C_f = 10, 30, 50 \mu\text{F}$ のときの電源平均電力 p_{ave} に対する APD 制御時の V_{rs} , V_{st} を図 6.10 に示す。三相入力モードでは、フィルタコンデンサに印加される電圧は p_{ave} に関わらず $V_{in} = 200 \text{ V}$ である。これに対して、単相入力モードで APD 制御を行う場合、 p_{ave} に応じて V_{st} は増加するため、必要なフィルタコンデンサ耐圧は大きくなる。フィルタコンデンサ電圧実効値 V_{rs} は V_{st} より小さいため、APD のためには片方のフィルタコンデンサの耐圧を大きくす

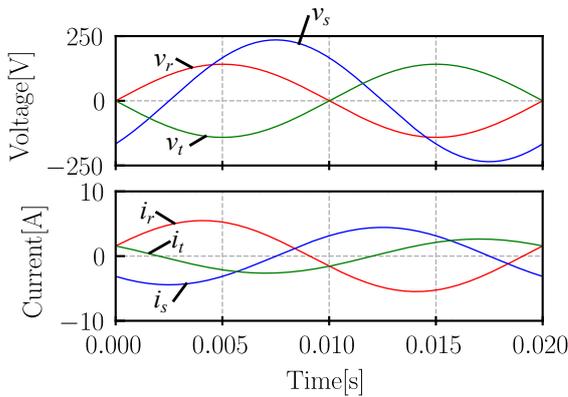
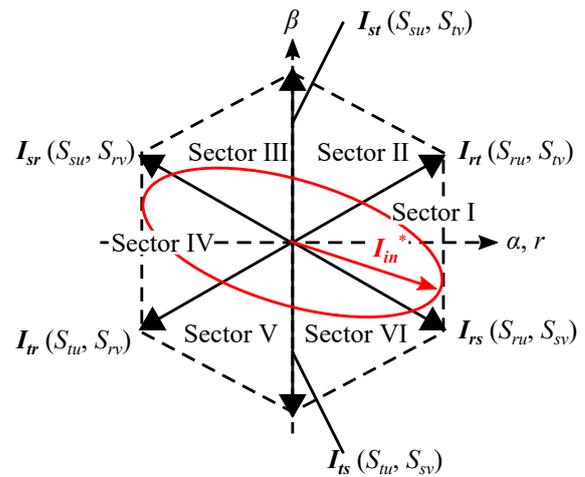


図 6.11: APD 時の MC 入力相電圧・電流波形

Zero Vector : $I_{rr}(S_{ru}, S_{rv}), I_{ss}(S_{su}, S_{sv}), I_{tt}(S_{tu}, S_{tv})$ 図 6.12: MC 入力電流の空間ベクトル ($i_{uv} > 0$)

ればよい。また、図 6.10 よりフィルタコンデンサの容量 C_f が大きいほど、必要なフィルタコンデンサ耐圧は減少する。一方で式 (6.23) より、 C_f に比例してフィルタコンデンサに流れる進み電流 i_C は増加して、電源力率 $\cos \psi_i$ が低下する。

表 5.8 より、実験で用いる MC は三相入力モードでの定格が 200 V, 2000 W である。 $s-t$ 間のフィルタコンデンサ電圧 V_{st} を 250 V とした場合には、単相入力モードでは $C_f = 30 \mu\text{F}$ として、 $p_{ave} = 500 \text{ W}$ 程度で動作可能である*3。

6.3 MC 制御法

6.3.1 MC 入力電流空間ベクトルを用いたスイッチングパターン決定法

式 (6.8), (6.16), (6.21) より、APD と正弦波電源電流を実現する MC 入力電流 i_r, i_s, i_t が計算される。後述するシミュレーション条件 (表 6.2) で計算した、APD 時の MC 入力電圧 v_r, v_s, v_t と MC 入力電流 i_r, i_s, i_t の波形を図 6.11 に示す。三相 MC 入力電圧・電流は不平衡であり、各相の電圧と電流の位相も異なる。第 3 章-5 章で用いた MC 入力電圧の大小関係を用いたスイッチングパターンの決定方法は電源力率が一定である場合に有効であるが、図 6.11 のような MC 入力波形時には、APD を実現する MC 入力電流を生成可能なスイッチングパターンを選択することが難しい。そこで、APD を実現する電流を生成可能な MC のスイッチングパターンを MC 入力電流空間ベクトルを用いて決定する。

図 6.12 に $i_{uv} > 0$ の場合の MC 入力電流の空間ベクトルを示す。 I_{in}^* は入力電流の指令ベクトルである。MC 入力電流は、MC のスイッチング状態に応じて、9 個の電流状態ベクトル I_{xy} ($x, y \in \{r, s, t\}$) を取り得る。各ベクトルの下付き文字 x は出力 u 相に接続される入力相であり、 y は出力 v 相に接続される入力相である。各ベクトルの横に ON するスイッチを示しており、他のスイッチは全て OFF 状態

*3 提案する絶縁型 AC-DC 変換器は基本的に三相入力モードで動作し、単相入力モードで APD を行うときには、伝送する電力が三相入力モードの 25% 程度となる。フィルタコンデンサの容量は、単相入力モードのときに電源の 2 倍の周波数成分のエネルギー蓄積要素として動作するため、十分な大きさが必要である。一方で、三相 LC フィルタの設計において、カットオフ周波数が決められている場合、フィルタコンデンサの容量が大きいため、フィルタのインダクタンス値を小さくできる。また、フィルタコンデンサと MC を高耐圧化することで伝送できる電力を増大させることが可能である。

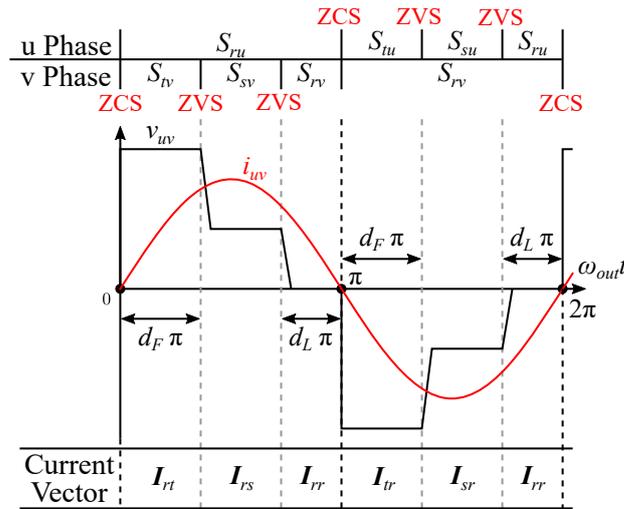


図 6.13: スイッチングパターンと MC 出力波形 ($v_r > v_s > v_t$)

表 6.1: 各セクタで用いる電流ベクトル ($i_{uv} > 0$)

セクタ	I	II	III	IV	V	VI
ベクトル	I_{rs}, I_{rt}, I_{rr}	I_{rt}, I_{st}, I_{tt}	I_{st}, I_{sr}, I_{ss}	I_{sr}, I_{tr}, I_{rr}	I_{tr}, I_{ts}, I_{tt}	I_{ts}, I_{rs}, I_{ss}

である。MC 出力電流 $i_{uv} < 0$ の場合に、 $I_{rt}, I_{st}, I_{sr}, I_{tr}, I_{ts}, I_{rs}$ は 180 deg 回転する。状態ベクトル I_{rr}, I_{ss}, I_{tt} は MC 出力相を短絡した状態を表すゼロベクトルである。制御周期 T_C に対して各入力電流ベクトル I_{xy} を入力する時間を t_{xy} とするとき、時間比率 d_{xy} を次式に再掲する式 (3.36) で定義する。

$$d_{xy} = \frac{t_{xy}}{T_C} \tag{6.26}$$

$i_{uv} > 0$ の場合の I_{in}^* が存在するセクタと選択するベクトルの対応を表 6.1 に示す。図 6.12 の場合、 I_{in}^* はセクタ I に存在するため、用いるベクトルは I_{rs}, I_{rt}, I_{rr} である。

スイッチング周波数と同程度の出力周波数を実現するために、出力周期の半周期ごとに出力 u 相と v 相のスイッチングパターンを入れ替える。また、全てのスイッチングを ZVS または ZCS とすることで、スイッチング損失を低減する。ZVS を実現するためには、出力電圧 v_{uv} が減少するとき $i_{uv} > 0$, v_{uv} が増加するとき $i_{uv} < 0$ とする必要がある。よって下記のようにスイッチングパターンを決定する。

- 前半周期 ($i_{uv} > 0$) では、選択した 3 つの電流ベクトルに対応する MC 入力線間電圧に対して、最大・中間・最小電圧の順に入力する。
- 後半周期 ($i_{uv} < 0$) では、選択した 3 つの電流ベクトルに対応する MC 入力線間電圧に対して、最小・中間・最大電圧の順に入力する。

図 6.12 において $v_r > v_s > v_t$ のときのスイッチングパターンと v_{uv}, i_{uv} の波形を図 6.13 に示す。ここで、制御周期を MC 出力の半周期として、MC 出力周期を $T_{out} = 1/f_{out}$, 最初の電流ベクトルの入力時間比率を d_F , 最後の電流ベクトルの入力時間比率 d_L とする。MC の出力側には LC 共振回路を接続するため、 i_{uv} の位相は f_{out} によって制御される。提案法では i_{uv} のゼロクロスが $t = 0$ となる

ように制御する。このため $t = 0, T_{out}/2, T_{out}$ のスイッチングは、 i_{uv} の電流がほぼゼロであるため、ZCS となる。他のスイッチングは先述した条件を満たすため、ZVS となる。

よって MC は 2 つの時間比率 d_F, d_L と出力周波数 f_{out} によって MC 入力電流 i_r, i_s, i_t と出力電流 i_{uv} の位相を制御する。MC 入力電流ベクトルの入力時間比率 d_{xy} は、次式に再掲する式 (3.38) を用いてスイッチ S_{ij} の ON 時間比率 ζ_{ij} に変換可能である。

$$\zeta_{iu} = \sum_{y \in \{r, s, t\}} d_{iy}, \quad \zeta_{iv} = \sum_{x \in \{r, s, t\}} d_{xi} \quad (i \in \{r, s, t\}) \quad (6.27)$$

6.3.2 MC 入力電流

MC 入力電流の 1 制御周期の平均値 $\bar{i}_r, \bar{i}_s, \bar{i}_t$ は出力電流 i_{uv} とスイッチングパターンから求められる。図 6.13 の場合、 $\bar{i}_r, \bar{i}_s, \bar{i}_t$ は次式で計算される。

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^\pi i_{uv} d\omega_{out} t - \int_{(1-d_L)\pi}^\pi i_{uv} d\omega_{out} t \right) \quad (6.28)$$

$$\bar{i}_s = -\frac{1}{\pi} \int_{d_F\pi}^{(1-d_L)\pi} i_{uv} d\omega_{out} t \quad (6.29)$$

$$\bar{i}_t = -\frac{1}{\pi} \int_0^{d_F\pi} i_{uv} d\omega_{out} t \quad (6.30)$$

MC 入出力電流と ON 時間比率 d_F, d_L の関係式は非線形である。

6.3.3 MC 出力電流

変圧器後段を線形負荷に、MC 出力電流 i_{uv} を正弦波に近似する FHA 法を用いると、正弦波となる i_{uv} は、式 (4.8), (5.5) を計算することで得られる。APD を行う場合、無効電流である大きな APD 電流 i_s を流す必要があるため、MC の IGBT や還流ダイオードで発生する導通損失が大きく、IGBT の飽和電圧や還流ダイオードのオン電圧降下が FHA 法の近似誤差を増大させる。そこで、図 4.8 に示した IGBT・ダイオードのオン電圧降下や共振インダクタ・変圧器の巻き線の影響を考慮した MC 出力側等価回路を用いて解析を行う。LC 共振回路に式 (4.13) の等価損失抵抗 R_{loss} が直列接続される場合、式 (5.5) に R_{loss} の効果を追加して、 i_{uv} は次式で得られる。

$$i_{uv} = \sqrt{2} I_{uv} \sin(\omega_{out} t - \phi_i) \quad (6.31)$$

$$I_{uv} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} N I_{DC} \quad (6.32)$$

$$\begin{aligned} \phi_i &= \arctan \left(\frac{\omega_{out} L_r - \frac{1}{\omega_{out} C_r}}{\left(R_{loss} + N^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{DC}^2}{P_{DC}} \right)} \right) + \phi_1(v_i, \zeta_{ij}) \\ &= \delta + \phi_1(v_i, \zeta_{ij}) \end{aligned} \quad (6.33)$$

MC 出力電圧 v_{uv} の最後の立ち上がりや立ち下りのスイッチングを ZCS とするため、 $\phi_i = 0$ に制御する。APD 制御時の DC 負荷電力 p_{DC} と電源平均電力 p_{ave} の関係を次式に示す。

$$p_{ave} = p_{DC} + R_{loss} I_{uv}^2 \quad (6.34)$$

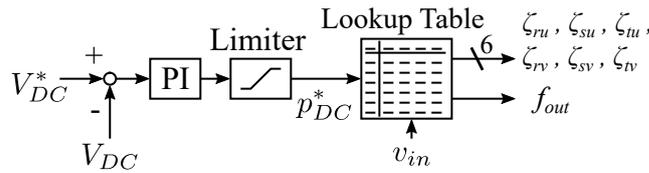


図 6.14: 出力 DC 電圧フィードバック器とルックアップテーブル

表 6.2: シミュレーション条件

パラメータ名	変数	パラメータ値
電源電圧実効値	E_{in}	200 V _{rms}
電源周波数	f_{in}	50 Hz
入力フィルタインダクタ	L_f	688 μ H
入力フィルタダンピング抵抗	R_f	2.0 Ω
入力フィルタコンデンサ	C_f	30 μ F
共振コンデンサ	C_r	660 nF
共振インダクタ	L_r	853 μ H
絶縁変圧器の巻き数比	1 : N	1 : 1.45
出力 DC コンデンサ	C_{DC}	40 μ F
出力 DC 電圧	v_{DC}	120 V
DC 負荷電力指令値	p_{DC}^*	500 W
DC 負荷抵抗	R_{DC}	28.8 Ω

6.3.4 制御方程式

負荷電力指令値 p_{DC}^* と電源力率指令値 $\cos \psi_i^*$ を与えて式 (6.8), (6.16), (6.21), (6.31)–(6.28) を解くことで、APD と正弦波電源電流、ソフトスイッチングを実現するための 6 つの ON 時間比率 ζ_{ij} と出力周波数 f_{out} を得る。しかし、これらの関係式は非線形であり、解析的に ζ_{ij} と f_{out} を求めることは難しい。よって提案法ではあらかじめ ζ_{ij} と f_{out} を数値計算によって算出してルックアップテーブルに保存する。MC は制御周期ごとにこのテーブルを参照することで動作する。特定の $\cos \psi_i^*$ と出力 DC 電圧 V_{DC} で動作するため、図 6.14 に示すように、ルックアップテーブルの入力は電源電圧 v_{in} と p_{DC}^* 、出力は ζ_{ij} , f_{out} となる。出力 DC 電力指令値 p_{DC}^* は出力 DC 電圧 v_{DC} の誤差を補償するフィードバック制御器の出力から得る。この MC 制御システムを含めた絶縁型 AC-DC 変換器は図 6.5 に示される。

6.4 シミュレーション

シミュレーション条件を表 6.2 に示す。シミュレーションは出力 DC 電力のフィードフォワード制御として、出力 DC 電圧をフィードバックしない。シミュレーションでは出力 DC 負荷が $v_{DC} = 120$ V,

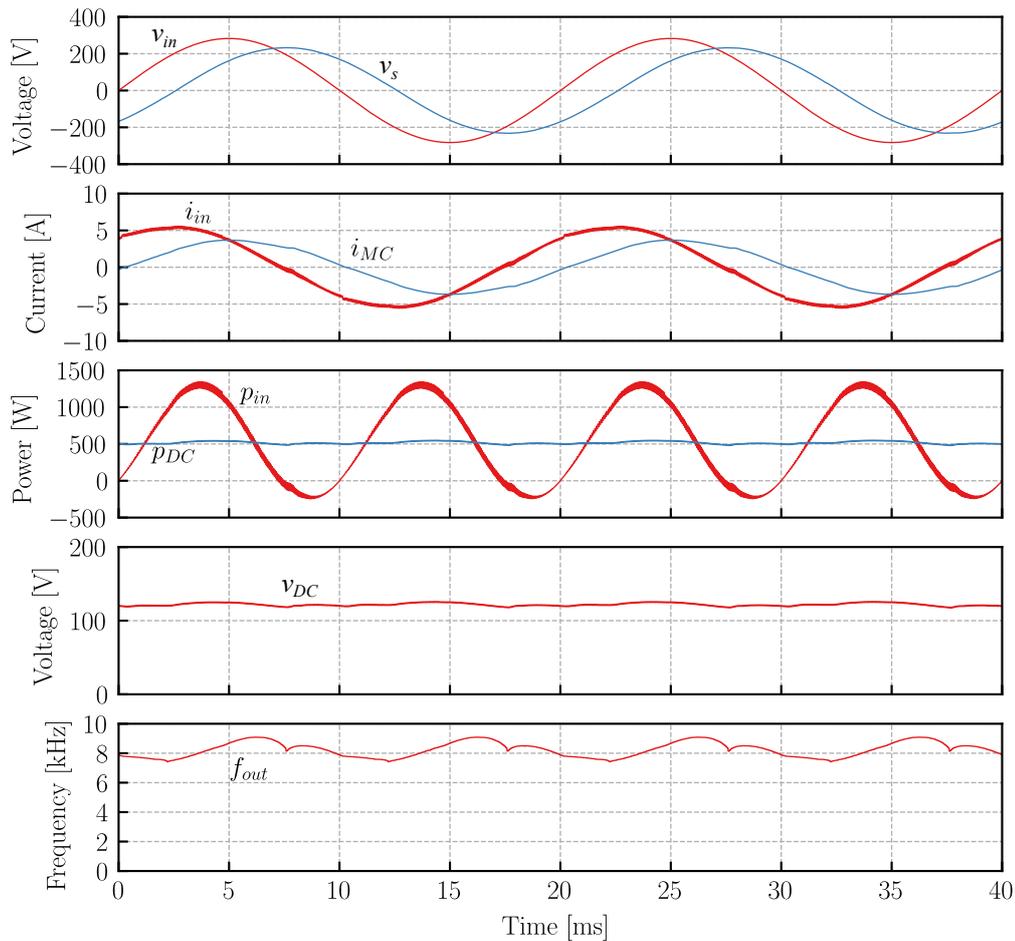


図 6.15: シミュレーション結果の各部波形

DC 負荷電力が $p_{DC}^* = 500 \text{ W}$ となるように、次式で得られる DC 負荷の抵抗 R_{DC} とした。

$$R_{DC} = \frac{v_{DC}^2}{p_{DC}^*} \quad (6.35)$$

理想的な双方向スイッチ・ダイオード・変圧器を使用するため、 $R_{loss} = 0 \Omega$ とする。電源力率の指令値 $\cos \psi_i^*$ は MC 入力力率が 1 となるように設定する。MC 入力力率が 1 のとき、電源電圧 v_{in} と電源から MC に流れる電流 i_{MC} が同相となるため、MC の電流量を最小にできる。

シミュレーション結果を図 6.15 に示す。但し v_s, i_{MC} はカットオフ周波数 1.0 kHz のデジタルフィルタで処理した波形である。電流 i_{MC} は v_{in} と同相であり、MC 入力力率は 1 である。 s 相電圧 v_s 、電源電流 i_{in} は正弦波となっている。特に i_{in} の THD は 3.88% であり、ひずみの少ない波形である。電源電力 p_{in} は電源周波数の 2 倍の周波数で脈動している。これに対して、DC 負荷電力 p_{DC} は電源電力 p_{in} と比較してほぼ一定であり、パワーデカップリングを実現している。パワーデカップリングを行わない場合、DC 電圧 v_{DC} リプルを十分に低減するためには数 mF の平滑コンデンサ C_{DC} が必要であるが、提案するパワーデカップリング制御では、 $40 \mu\text{F}$ の C_{DC} により、ほぼ一定の V_{DC} を実現している。電圧 v_{DC} と p_{DC} の平均値はそれぞれ 121.9 V、516.0 W であり、ほぼ指令値通りに制御されている。出力周波数 f_{out} は v_{in} とともに変化しており、ソフトスイッチングのための周波数制御が

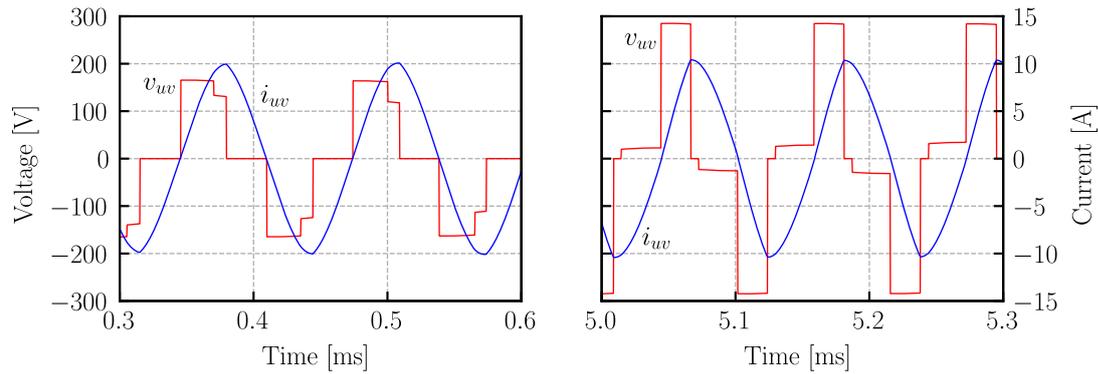
図 6.16: シミュレーション結果の MC 出力電圧と電流 ($v_r > v_s > v_t$).

表 6.3: 実験条件

パラメータ名	変数	パラメータ値
スナバコンデンサ	C_s	1.0 nF
電源周波数	f_{in}	50 Hz
入力フィルタインダクタ	L_f	688 μ H
入力フィルタダンピング抵抗	R_f	2.0 Ω
入力フィルタコンデンサ	C_f	30 μ F
共振コンデンサ	C_r	660 nF
共振インダクタ	L_r	853 μ H
絶縁変圧器の巻き数比	1 : N	1 : 1.45
出力 DC コンデンサ	C_{DC}	40 μ F
出力 DC 電圧指令値	V_{DC}^*	110 V
DC 負荷電流	I_{DC}	4.0 A
PI 制御器の P ゲイン	K_P	1.0
PI 制御器の I ゲイン	K_I	1.0×10^{-4}

行われている。

出力電圧 v_{uv} と出力電流 i_{uv} の波形の一部を図 6.16 に示す。電圧 v_{uv} の最後の立ち上りと立ち下りの位相では i_{uv} がほぼゼロであり、ZCS となっている。また他のスイッチングも ZVS 条件を満たしており、全てのスイッチングでソフトスイッチングを実現している。

6.5 実験

提案法の有効性・妥当性を確認するため、試作機を用いて実験を行った。試作機は前章と同じ回路構成としている。実験条件はシミュレーション条件の表 6.2 に加えて、表 6.3 のパラメータとした。DC 負荷は電子負荷装置の PLZ1004WH (Kikusui Electronics Corp.) を用いて定電流負荷とした。また、電源はシステムの単相 200 V 電源を使用した。

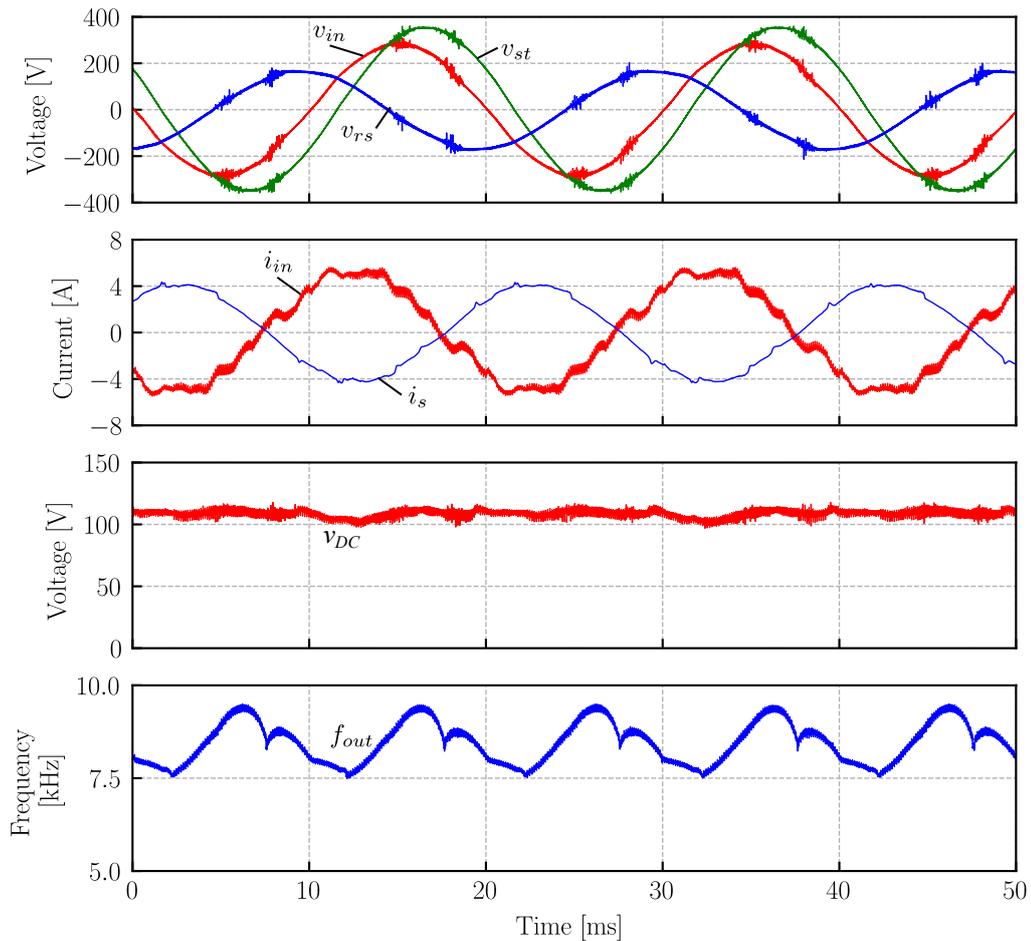


図 6.17: 実験結果の各部波形

使用したルックアップテーブルでは、等価損失抵抗 R_{loss} と電源力率の指令値 $\cos \psi_i^*$ を負荷に応じて変更した。 R_{loss} は共振インダクタや変圧器の巻線抵抗と IGBT・ダイオードのオン電圧を考慮して決定した。 $\cos \psi_i^*$ は、電源電圧 v_{in} と電源から MC に入力される電流 i_{MC} が同相となり、MC 入力力率が 1 となるように設定した。このため、 i_{MC} は有効電流のみとなり、フィルタコンデンサに流れる進み電流 i_C は全て電源側から供給されるため、MC の電流量は最小となる。表 6.3 の負荷条件のとき、 $R_{loss} = 1.4 \Omega$ 、 $\cos \psi_i^* = 0.68$ である。

実験結果の各部波形を図 6.17 に示す。電源電圧 v_{in} に対して、フィルタコンデンサ両端電圧 v_{st} は大きく、APD のために、コンデンサ耐圧を大きくする必要があることがわかる。電源電流 i_{in} は正弦波であり、ひずみ率は 9.1% である。実験では MC 入力力率を 1 とするため、フィルタコンデンサに流れる進み電流 i_C により i_{in} は v_{in} に対して進み電流となり、電源力率は 0.69 である。MC は空間ベクトル変調により MC 入力電流を制御するため、 s 相電流 i_s は、フィルタコンデンサの充放電を行う、電源周波数成分の正弦波にスイッチング周波数成分が重畳した波形となる。図 6.17 に示す i_s は、測定後にデジタルフィルタを用いて、スイッチング周波数以上の高調波を除去した波形である。APD を実現するために大電流の正弦波 i_s が流れており、MC が積極的にフィルタコンデンサを充放電していることが確認できる。APD 制御により電源電力脈動を吸収するため、 $40 \mu\text{F}$ の出力 DC コンデンサ C_{DC} に

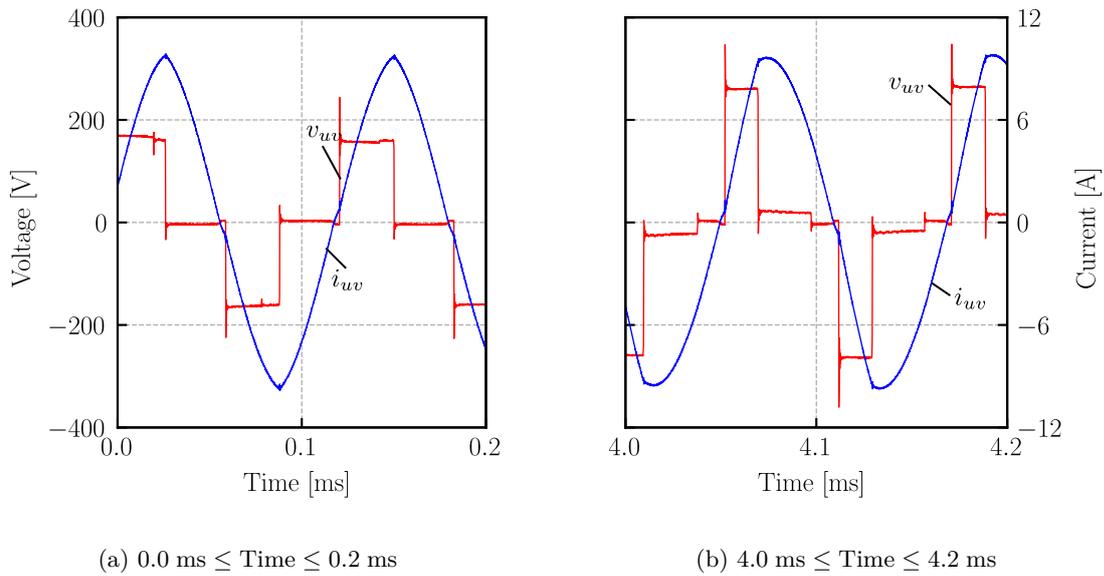


図 6.18: MC 出力電圧 v_{uv} と電流 i_{uv}

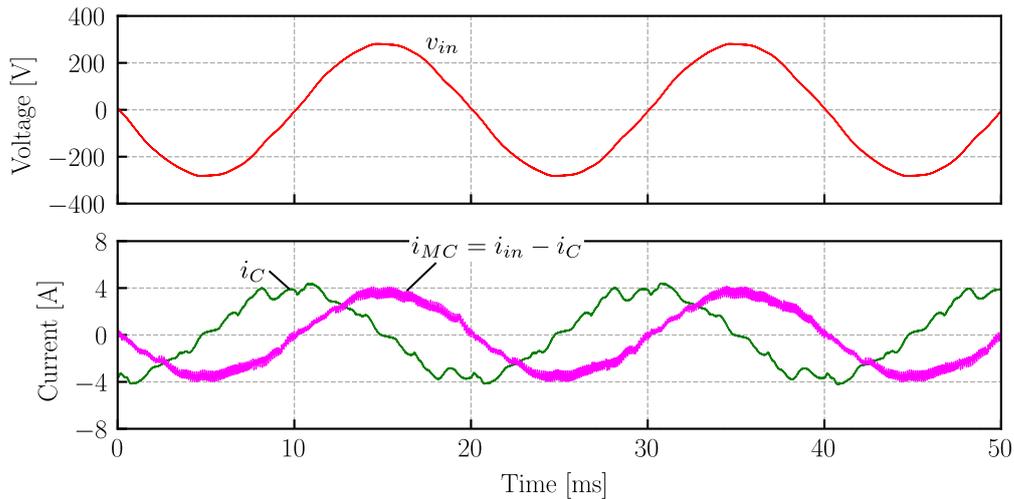


図 6.19: MC 停止状態での電源電圧 v_{in} とフィルタコンデンサに流れる進相電流 i_C , および $i_{in} - i_C$ で得られる MC 入力電流 i_{MC}

も関わらず，出力 DC 電圧 v_{DC} はほぼ一定となっている。 v_{DC} のリプル幅 Δv_{DC} は 21.5 V である。電力脈動 p_{rip} を APD 制御を行わずに出力 DC コンデンサ C_{DC} のみを用いて吸収する場合，式 (6.7) より，同じリプル幅 Δv_{DC} とするために必要なコンデンサ容量は次式で得られる。

$$C_{DC} = \frac{p_{DC}}{2\pi f_{in} V_{DC} \Delta v_{DC}} = 597 \mu\text{F} \quad (6.36)$$

よって APD 制御を適用することにより，出力 DC コンデンサの容量を約 93% 低減している。出力周波数 f_{out} はソフトスイッチングを実現するために，電源位相に応じて変動している。

図 6.18 に MC 出力波形を示す。出力周波数はスイッチング周波数と同程度となっている。MC 出力

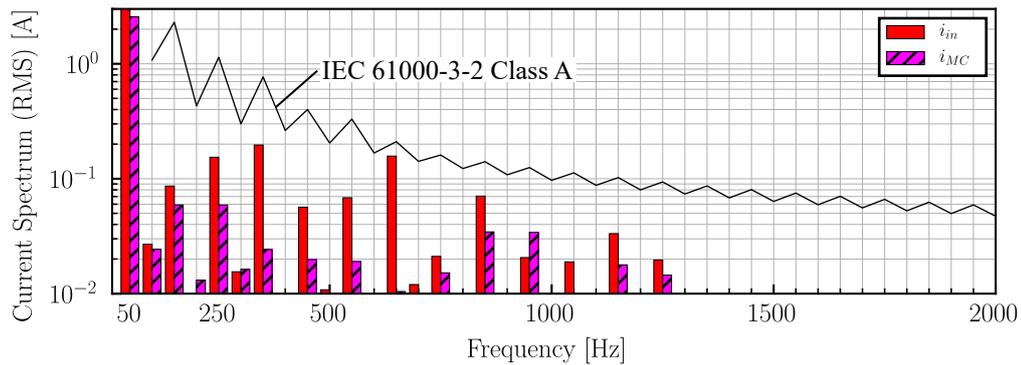
図 6.20: 電源電流 i_{in} と MC 入力電流 i_{MC} の周波数解析結果

表 6.4: パワーメータの測定結果 (1MC 入力周期) と計算した MC 損失・効率

パラメータ	値
MC 出力電流実効値	6.60 A
MC 入力電力	514.6 W
MC 出力電力	467.9 W
MC の総損失	46.7 W
MC の導通損失	33.0 W
MC のスイッチング損失	11.7 W
MC の効率	90.9 %

電流 i_{uv} のゼロクロスで MC 出力電圧 v_{uv} が変化しており、このスイッチングを ZCS としている。また $i_{uv} > 0$ で v_{uv} は立ち下りスイッチング、 $i_{uv} < 0$ で v_{uv} は立ち上がりスイッチングのみの波形となっており、これらのスイッチングを ZVS としている。よって全てのスイッチングでソフトスイッチングを実現している。

フィルタコンデンサに流れる進み電流 i_C は MC の動作状態に関わらず同じ波形となるため、MC を停止させた状態で実験回路に電源電圧 v_{in} を印加することで i_C を測定した。図 6.19 に i_C の波形を示す。 i_C には電源電圧 v_{in} の高調波により発生するひずみ電流が含まれており、このひずみ電流により電源電流 i_{in} もひずむ。フィルタコンデンサの容量 C_f を小容量化することで、 i_C を小さくして、ひずみを低減できるが、図 6.10 より必要なフィルタコンデンサの耐圧は大きくなる。 i_{in} から i_C を減算することで、電源から MC に入力される電流 i_{MC} が得られる。図 6.19 より、MC の制御により i_{MC} はほぼ正弦波となっている。また i_{MC} は電源電圧 v_{in} とほぼ同相となっており、MC 入力基本波力率は 0.99 である。

i_{in} と i_{MC} の周波数スペクトルを図 6.20 に示す。 i_{in} は電源高調波電流に関する規格 IEC 規格値を満たしている。また i_{MC} の高調波は小さく、提案法により正弦波電流としている。 i_{MC} よりも i_{in} の高調波の方が大きいことから、 i_{in} の高調波は電源電圧高調波の影響が大きいことがわかる。

表 6.4 に 1MC 入力周期に対するパワーメータの測定結果とこれらの結果から算出した MC の総損失、効率、導通損失、スイッチング損失を示す。MC の総損失は MC 入力電力から MC 出力電力を減算

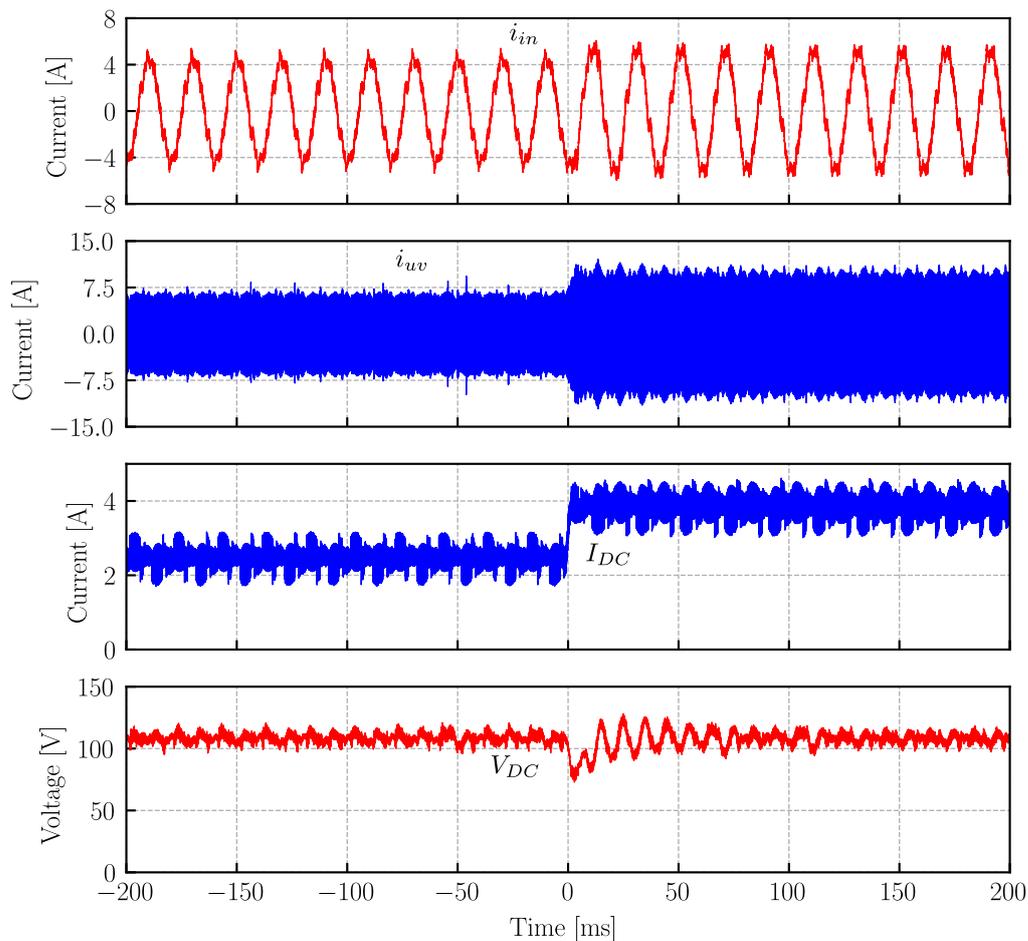


図 6.21: 負荷変動時の各部波形

した値であり、効率は MC 出力電力を MC 入力電力で除算した値である。MC の導通損失は、式 (5.14) を用いて算出した。MC のスイッチング損失は MC の総損失から $P_{MC_conduction}$ を減算することで得た。総損失に占めるスイッチング損失の割合は 25 % 程度であり、ソフトスイッチングによりスイッチング損失を抑制しており、MC の損失は導通損失が支配的であることがわかる。三相入力時に対して、単相入力時には無効電流である大きな APD 電流 i_s を流すため、伝送電力に対して MC の導通損失が大きい。このため、MC の効率は 90.9 % と低効率なる。

負荷電流 I_{DC} (負荷電力 p_{DC}) の値を 2.6 A (286 W) から 4.0 A (440 W) に急変させた場合の各部波形を図 6.21 に示す。負荷変動時に電源電流 i_{in} と MC 出力電流 i_{uv} 、DC 負荷電流 I_{DC} は変動する。一方で、DC 負荷電圧 v_{DC} はフィードバック制御により一定に保たれる。

6.6 まとめ

この章では MC を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器に対して、同じ回路構成を用いて、単相電源でも駆動可能な MC 制御法を提案した。この絶縁型 AC-DC 変換器は基本的に三相電源により駆動され、三相設備がない場所でも、単相電源により駆動可能である。単相電源では電源周波数の 2 倍の周

波数の電力脈動が発生するため、APD 技術を MC 制御法に適用することにより、MC 入力フィルタで電源電力脈動を吸収して、小容量のエネルギー蓄積要素だけで単相入力絶縁型 AC-DC 変換器を実現した。三相入力絶縁型 AC-DC 変換器に対して、追加部品を必要とせず、同じ回路構成で単相入力での APD を実現する点に特長がある。提案した単相入力 MC 制御法と、前章で検討した三相入力 MC 制御法を組み合わせることにより、下記の特長を持つ単相入力も可能な三相入力絶縁型 AC-DC 変換器を実現した。

- スイッチング周波数と同等の MC 出力周波数とする。
- MC 入力力率を 1 とする正弦波 MC 入力電流を実現する。
- 絶縁型 AC-DC 変換器に用いるコンデンサは小型・長寿命の小容量フィルムコンデンサのみである。
- 全てのスイッチングをソフトスイッチングとして、低スイッチング損失を達成する。
- 可変 MC 出力周波数制御により、MC 入力電圧位相に応じて、MC 出力力率を最大とする。
- APD により単相電源での電力脈動を抑制することで、単相電源駆動時でも一定の DC 負荷電力を供給する。

提案した APD 可能な MC 制御法の有効性・妥当性をシミュレーションと試作機を用いた実験により確認した。シミュレーション・実験結果より、APD により、MC 入力フィルタコンデンサを用いて電源電力脈動を吸収して、PPD の場合と比較して、出力 DC コンデンサの容量を約 93% 低減した。MC 入力力率を 1 とする正弦波 MC 入力電流を実現した。可変 MC 出力周波数制御により、MC 入力電圧位相に応じて、MC 出力力率を最大とした。MC の全てのスイッチングを ZVS か ZCS とすることで、スイッチング損失を抑制した。出力 DC 電圧フィードバック制御器により、負荷変動時にも一定の出力 DC 電圧とした。

提案した MC 制御法により三相・単相の二電源に対応する高効率・小型・長寿命の MC を用いた三相入力絶縁型 AC-DC 変換器を実現可能となる。

第7章

結論

7.1 本論文のまとめ

従来の絶縁型 AC-DC 変換器に対して、高効率・小型・長寿命な MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器の開発を目的として、本論文では高周波出力・高出力力率のソフトスイッチングが可能な MC 制御法を検討した。検討した MC 制御法は下記の特長を持つ。

- スイッチング周波数と等しい MC 出力周波数とする。
- MC 入力力率を 1 とする正弦波 MC 入力電流を実現する。
- 絶縁型 AC-DC 変換器に用いるコンデンサは小型・長寿命の小容量フィルムコンデンサのみである。
- 全てのスイッチングをソフトスイッチングとして、低スイッチング損失を達成する。
- 可変 MC 出力周波数制御により、MC 入力電圧位相に応じて、MC 出力力率を最大とする。
- 三相電源だけでなく、同じ回路構成を用いて、単相電源でも駆動可能である。
- APD により単相電源での電力脈動を抑制することで、単相電源駆動時でも一定の DC 負荷電力を供給する。

まず、第 3 章ではスイッチング周波数と等しい出力周波数とする MC の 6 つのスイッチングパターンを検討した。検討したスイッチングパターンを用いることで、従来の MC 制御法と比較して、MC 出力周波数を高周波として、絶縁変圧器の小型化を実現した。固定 MC 出力周波数として、MC 出力電流を制御周期内で一定と近似することで、任意の電源力率の正弦波 MC 入力電流と出力 DC 電圧を実現する MC のパワー半導体スイッチの ON 時間比率得るための線形な制御方程式を導出した。この MC 制御法は任意の MC 入力電圧に対して正弦波 MC 入力電流と出力 DC 電圧を実現する点に特長がある。スイッチング周波数と同じ MC 出力周波数となる MC のスイッチングパターンと線形な制御方程式による MC 制御法の有効性・妥当性をシミュレーションにより確認した。

第 4 章では、次に MC のスイッチング損失を抑制するために、スイッチング損失を理論上ゼロとする LC 共振回路を用いたソフトスイッチング技術を、MC を用いた絶縁型 AC-DC 変換器に適用した。MC のパワー半導体スイッチにスナバコンデンサを追加して、MC の転流原理とスナバコンデンサの充放電の関係を検討することで、スイッチング周波数と同じ MC 出力周波数とするスイッチングパターンに対して、MC の全てのスイッチングをソフトスイッチングとする MC 出力電圧・電流条件を明らかにした。絶縁変圧器後段を線形負荷に、共振電流である MC 出力電流を正弦波に近似する FHA 法に

よる解析により、固定 MC 出力周波数の制御方程式を導出した。この非線形な制御方程式を数値解析により解くことで、ソフトスイッチングを達成するとともに、任意の電源力率の正弦波 MC 入力電流と出力 DC 電圧を実現する ON 時間比率が得られる。制御方程式を用いた解析により、スイッチング周波数と同じ MC 出力周波数とする 6 つのスイッチングパターンを比較することで、スイッチングパターン 5、6 が最も大きい出力 DC 電圧・低い MC 出力電圧ひずみとすることを明らかにした。検討した MC 制御法を実機に適用する際に、複雑で非線形な制御方程式を短い制御周期内で解くことは難しいため、ルックアップテーブルを用いることで MC の制御演算を高速化することが可能であることを確認した。検討した固定 MC 出力周波数でソフトスイッチングを可能とする MC 制御法の有効性・妥当性をシミュレーションにより評価した。一方で、固定 MC 出力周波数制御法でソフトスイッチングを実現するためには、MC 出力力率を減少させる必要があり、MC 入力電圧の位相によっては過剰に MC 出力力率を低下させることを確認した。

第 5 章では、LC 共振回路の特性を利用して MC 出力周波数を可変させることで、MC 出力力率を制御して、ソフトスイッチングを達成した上で、MC 出力力率を最大化させる可変 MC 出力周波数制御法を検討した。この MC 制御法により、MC 出力力率最大のソフトスイッチングと、任意の電源力率の正弦波 MC 入力電流、指令値に追従する出力 DC 電圧を実現した。さらに、出力 DC 電圧フィードバックと、ダイオード整流器の非線形特性を考慮した解析により作成したルックアップテーブルを MC 制御法に適用した。この MC 制御法を用いることで、ダイオード整流器の非線形特性を考慮した上で、高効率・高入出力力率・小型・長寿命な三相入力絶縁型 AC-DC 変換器とすることが可能となった。試作機を用いた実験により、開発した三相入力の MC 制御法の電源力率・出力 DC 電圧と MC の効率を評価した。MC の損失の約 70 % は導通損失であり、ソフトスイッチングによりスイッチング損失を十分に抑制したことを確認した。

第 6 章では、三相入力絶縁型 AC-DC 変換器に対して、同じ回路構成を用いて単相電源で動作可能な MC 制御法を検討した。検討した絶縁型 AC-DC 変換器は三相入力で作動することを基本として、三相電源が確保できない場合でも、単相電源で動作することを目的とする。単相電源に接続する場合、電源電力が電源周波数の 2 倍の周波数で脈動するため、この脈動を抑制する MC 入力フィルタを用いた APD 技術を第 5 章で開発した MC 制御法に適用した。スイッチングパターンを MC 入力電流の空間ベクトルによる解析により決定することで、APD を実現する正弦波の MC 入力電流を生成する。この MC 制御法により、APD だけでなく、スイッチング周波数と同等の MC 出力周波数、MC 出力力率最大のソフトスイッチング、任意の電源力率の正弦波 MC 入力電流、指令値に追従する出力 DC 電圧を実現可能である。シミュレーションや試作機を用いた実験により、開発した単相入力の MC 制御法の電源力率・出力 DC 電圧と MC の効率を評価することで、APD 技術を追加した MC 制御法の妥当性・有用性を確認した。実験により、APD のためには MC 入力側に大きな無効電流を流す必要があり、MC の導通損失を増加させ、MC 総損失の約 75 % は導通損失となった。これに対して、スイッチング損失はソフトスイッチングにより十分に抑制したことを確認した。

7.2 今後の展望

本論文では、三相・単相の二電源に対応可能な絶縁型 AC-DC 変換器に適用する、高周波出力・高出力力率のソフトスイッチングが可能な可変出力周波数 MC 制御法を検討した。検討した MC 制御法には下記の 3 つ問題点があり、今後の課題となる。

■**大きな導通損失** 2つの逆導通 IGBT で構成した双方向スイッチを用いた試作機による実験では、MC の損失の大部分は導通損となった。この導通損失により、MC の効率は三相入力時で約 96 %、単相入力時には約 90 % まで低下した。特に単相入力時には、入力フィルタコンデンサを用いた APD のために、MC 入力側に大きな無効電流を流す必要があり、単相入力時の負荷が三相入力時の 1/3 にも関わらず、単相入力時の MC の導通損失は三相入力時の 1.5 倍となった。よって検討した MC 制御法に対して、MC の導通損失を抑制することが求められる。導通損失の抑制方法の 1 つとして、逆阻止 IGBT や双方向型の GaN デバイスによる双方向スイッチを用いることで、導通損失を半減することが可能である。しかし、これらのパワー半導体デバイスは入手性に乏しいため、限られた定格値の逆阻止 IGBT ・双方向型の GaN デバイスを用いて、任意の容量の MC を駆動する方法の検討が必要となる。

■**軽負荷領域でのソフトスイッチング** 絶縁型 AC-DC 変換器や絶縁型 DC-DC 変換器では、軽負荷時での高効率化が求められている。軽負荷時には変換器の導通損失は少なくなり、スイッチング損失が支配的となる。さらに軽負荷時には、高周波交流部分の電流が小さくなり、ソフトスイッチングのためのスナバコンデンサの充放電が完了せず、ハードスイッチングとなるため、重負荷時よりもスイッチング損失が増大する可能性があり、軽負荷領域でのスイッチング損失の低減が必要となる。軽負荷領域でのスイッチング損失の低減方法として、軽負荷領域でソフトスイッチングを可能とする制御法・回路構成の開発が挙げられる。例えば、変換器を定格運転する時間と停止する時間の比率を制御することで、軽負荷時でソフトスイッチングを実現するバースト制御法が検討されており [103–106]、バースト制御を適用した MC 制御法を検討する必要がある。

■**回路パラメータ設計方法** 本論文では、三相・単相の二電源に対応可能な絶縁型 AC-DC 変換器に適用する、高周波出力・高出力力率の可変出力周波数 MC 制御法の原理が有効であることを確認した。この制御法を実用化するためには、与えられた全ての電源力率と出力動作範囲で、正弦波の MC 入力電流・ソフトスイッチング・単相電源駆動時の APD を実現可能とする回路パラメータの決定方法について未検討である。特に、単相駆動時の APD は重負荷で実現するためには、大きな容量・耐圧の MC 入力フィルタコンデンサが必要となるため、重負荷時には電源電力脈動の一部のみを吸収して、残りの電力脈動は出力 DC コンデンサで抑制することで、MC 入力フィルタを小型にできる可能性がある。よって三相・単相駆動時の動作範囲を考慮して、絶縁型 AC-DC 変換器を最小体積とする入力フィルタコンデンサ・出力 DC コンデンサの容量や耐圧の十分な検討が必要である。

付録 A

面積座標

ルックアップテーブルの線形補間において、データの検索に用いる値を検索値、データ参照によって得る値を参照値とする。本論文では、入力電圧の位相と出力 DC 電圧や DC 負荷電力指令値が検索値、2つの ON 時間比率や MC 出力周波数 f_{out} は参照値となる。

検索値と参照値が1つであるデータの線形補間は、2つのデータ間を直線で近似する1次元の補間となる。検索値が2つ、参照値が1つであるデータの線形補間は、3つのデータ間を平面で近似する2次元の補間であり、面積座標は3つのデータから補間した値を求めるために用いる。

図 A.1 に示すように、3次元座標 $[x_i, y_j, z_{ij}]$ ($i, j \in \mathbb{Z}, 0 \leq i \leq m, 0 \leq j \leq n$) に保存されているテーブルデータを $P_{i,j}$ とし、検索値を x_r, y_r 、参照値を z_r とする。3点のデータ組 $\{P_{i,j+1}, P_{i+1,j}, P_r\}$, $\{P_{i,j}, P_{i+1,j}, P_r\}$, $\{P_{i,j}, P_{i+1,j}, P_r\}$ から作られる三角形を xy 座標へ射影した三角形の面積をそれぞれ $S_{i,j}, S_{i,j+1}, S_{i+1,j}$ とする。これらの三角形の面積は1列目が全て1、2列目が3点の x 座標、3列

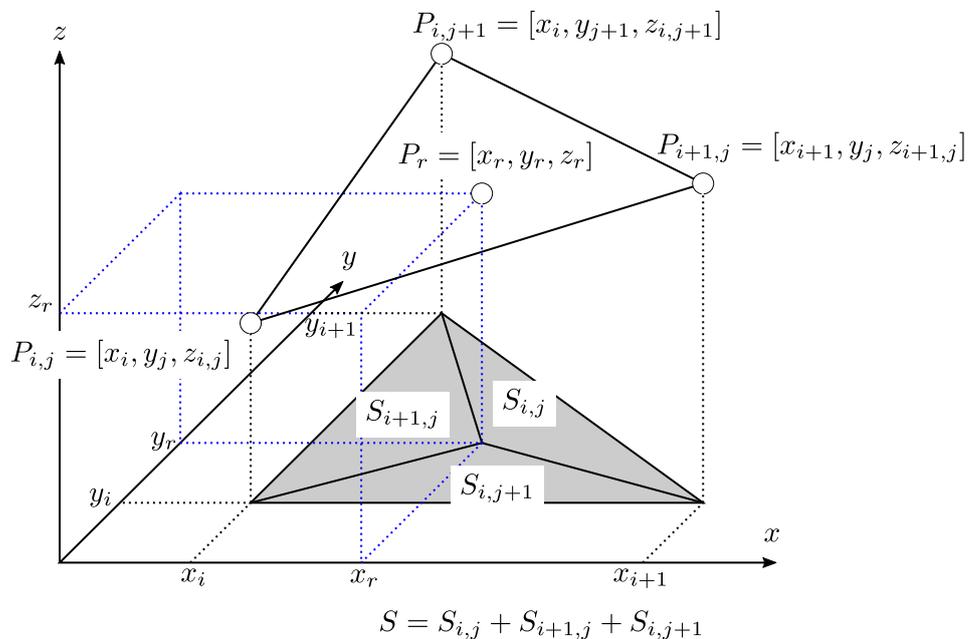


図 A.1: 参照するデータの面積座標

目が 3 点の y 座標の 3×3 行列の行列式で計算され、 $S_{i,j}$ は次式で求められる。

$$S_{i,j} = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & x_i & y_{j+1} \\ 1 & x_{i+1} & y_j \\ 1 & x_r & y_r \end{vmatrix} \quad (\text{A.1})$$

このとき、面積座標 $\zeta_{i,j}$ は次式で定義される。但し、 $S = S_{i,j} + S_{i,j+1} + S_{i+1,j}$ とする。

$$\zeta_{i,j} = \frac{S_{i,j}}{S} \quad (\text{A.2})$$

面積座標 $\zeta_{i,j}$ を用いて、線形補間された参照値 z_r は次式で得られる。

$$z_r = \zeta_{i,j} z_{i,j} + \zeta_{i,j+1} z_{i,j+1} + \zeta_{i+1,j} z_{i+1,j} \quad (\text{A.3})$$

よって与えられる検索値 x_r, y_r を xy 座標上で内包する 3 点のデータ $\{P_{i,j}, P_{i,j+1}, P_{i+1,j}\}$ を走査して、上記の計算を行うことで面積座標を用いた線形補間を実現可能である。検索値 x_r, y_r が 3 点のデータ $\{P_{i,j}, P_{i,j+1}, P_{i+1,j}\}$ に xy 座標上で内包される条件は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} S_{i,j} + S_{i,j+1} + S_{i+1,j} &= S \\ \Leftrightarrow \zeta_{i,j} + \zeta_{i,j+1} + \zeta_{i+1,j} &= 1 \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

謝辞

本研究に携わるにあたり、ご協力を頂いた先生方、研究室の皆様には深く御礼を申し上げます。

小笠原悟司教授には、本研究に関する様々な知識を教えていただき、シミュレーション結果や実験結果に対して多くの助言をいただきました。専門知識や研究方法、研究に対する姿勢など、広い視野からのご助言、ご指導をいただきました。論文の丁寧な校閲と研究発表に対するご指導に、長いお時間を割いて対応していただきました。ここに厚く御礼を申し上げます。

2019年度まで、北海道大学に在籍されていた岡山大学竹本真紹教授には、研究報告会などでモータ専門家としてのご意見やご指摘をいただきました。深く感謝の意を表します。

折川幸司助教には、研究報告会でのご指摘だけでなく、論文執筆や研究活動などでも様々なご助言をいただきました。実験にも協力していただきました。深く感謝の意を表します。

技術補佐員の後藤潔人様には、実験の立ち合いや基板製作をしていただきました。実装技術についても後藤様から様々な知識を得ることができました。ここに深く感謝の意を表します。

事務補助をされていた、村上永恵様、新木智香子様には、研究生活におきまして多大なるご支援をいただきました。ここに深く感謝の意を表します。

研究室に在籍する学生や研究室の卒業生の皆様には、研究活動や研究生活において多くのご助言やご指導をいただきました。深く感謝の意を表します。

また東京の家族は、学費の援助だけでなく、学生生活の様々な場面で私を支えてくださいました。ありがとうございました。

その他にも、所属する大学院・専攻・コースの先生方、事務の方々、学生の皆様にお世話になる機会がたくさんございました。お世話になりました皆様へ心から感謝の気持ちと御礼を申し上げ、謝辞にかえさせていただきます。

参考文献

- [1] パワーエレクトロニクス機器の EMC 解析・抑制技術協同研究委員会：「パワーエレクトロニクス機器の EMC」, 電気学会 (2013)
- [2] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari: “A review of three-phase improved power quality AC-DC converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.51, No.3, pp.641–660 (2004-6)
- [3] J. W. Kolar, T. Friedli: “The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems–Part I”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.28, No.1, pp.176–198 (2013)
- [4] 堀 孝正：「パワーエレクトロニクス」, ser. 新インターユニバーシティ, オーム社 (2008)
- [5] 金 東海：「パワースイッチング工学: パワーエレクトロニクスの中核理論」, ser. 電気学会大学講座, 電気学会 (2014)
- [6] T. Friedli, M. Hartmann, J. W. Kolar: “The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems–Part II”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.29, No.2, pp.543–560 (2014)
- [7] S. Manias, P. Ziogas: “A Novel Sinewave in AC to DC Converter with High-Frequency Transformer Isolation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.IE-32, No.4, pp.430–438 (1985)
- [8] S. Ratanapanachote, Han Ju Cha, P. Enjeti: “A digitally controlled switch mode power supply based on matrix converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.21, No.1, pp.124–130 (2006-1)
- [9] H. S. Krishnamoorthy, P. Garg, P. N. Enjeti: “A matrix converter-based topology for high power electric vehicle battery charging and V2G application”, in IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.2866–2871 (2012)
- [10] A. K. Singh, P. Das, S. K. Panda: “A high power density three phase AC-DC converter for more electric aircraft (MEA)”, in 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), pp.1362–1367 (2015)
- [11] L. Dongdong, P. Das: “Isolated matrix current source rectifier in discontinuous conduction mode”, in 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.60–66 (2017)
- [12] W. Hu, Y. Xie, Y. Guan, Z. Wang, Z. Zhang, J. Xu: “A novel volt-second self-balancing SVPWM scheme to eliminate steady-state DC bias for a three-phase isolated AC-DC matrix converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp.1–1 (2020)
- [13] F. Fang, H. Tian, Y. Li: “Coordination control of modulation index and phase shift angle for current stress reduction in isolated AC-DC matrix converter”, *IEEE Transactions on Power*

- Electronics*, Vol.36, No.4, pp.4585–4596 (2021-4)
- [14] J. Song, C. Fu, G. Zhang, B. Duan, C. Zhang: “Backstepping control of high-frequency link matrix rectifier for battery chargers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.36, No.9, pp.10801–10814 (2021-9)
- [15] P. P. Deshpande, A. K. Singh, H. C. Aih, M. Chai, S. K. Panda: “Comprehensive loss analysis of isolated bidirectional matrix based AC-DC converter”, in 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia), pp.1007–1014 (2019-5)
- [16] 稲垣 克久・古橋 武・石黒 章夫・石田 宗秋・大熊 繁・内川 嘉樹:「高周波リンク形 AC-DC コンバータの波形制御法」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.110, No.5, pp.525–533 (1990)
- [17] 鈴木 一馬・磯崎 順平・北川 亘・竹下 隆晴:「ソフトスイッチングを適用した絶縁型 ac/DC コンバータ」, 電学論 d, Vol.136, No.8, pp.540–548 (2016)
- [18] J. Afsharian, D. Xu, B. Wu, B. Gong, Z. Yang: “The Optimal PWM Modulation and Commutation Scheme for a Three-Phase Isolated Buck Matrix-Type Rectifier”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.33, No.1, pp.110–124 (2018)
- [19] D. Varajao, R. E. Araujo, L. M. Miranda, J. A. Lopes: “Modulation Strategy for a Single-Stage Bidirectional and Isolated AC-DC Matrix Converter for Energy Storage Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.65, No.4, pp.3458–3468 (2018)
- [20] X. Z. Yue, L. Dongdong, S. S. Kumar: “An optimal modulation technique and duty cycle compensation in high frequency link matrix rectifier under DCM”, in 2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), pp.1–6 (2019-11)
- [21] S. Takuma, K. Kusaka, J. Itoh: “DC ripple component cancelation method of isolated AC-DC converter with matrix converter for input current harmonics reduction”, in 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.6754–6761 (2019-9)
- [22] M. A. Sayed, T. Takeshita, W. Kitagawa: “Advanced PWM switching technique for accurate unity power factor of bidirectional three-phase grid-tied DC-AC converters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.55, No.6, pp.7614–7627 (2019-11)
- [23] J. J. Sandoval, S. Essakiappan, P. Enjeti: “A bidirectional series resonant matrix converter topology for electric vehicle DC fast charging”, in 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.3109–3116 (2015-3)
- [24] J. Afsharian, D. David Xu, B. Gong, Z. Yang: “Space vector demonstration and analysis of zero-voltage switching transitions in three-phase isolated PWM rectifier”, in 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.2477–2484 (2015-9)
- [25] A. K. Singh, P. P. Deshpande, S. K. Panda: “A single-stage isolated bidirectional matrix based AC-DC converter for energy storage”, in IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.2744–2749 (2017)
- [26] Y. Hayashi, H. Motoyama, T. Takeshita: “Wireless power transfer system using three-phase to single-phase matrix converter”, in 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), pp.356–362 (2018-5)
- [27] P. Nayak, K. Rajashekara, S. K. Pramanick: “Soft-switched modulation technique for a

- single-stage matrix-type isolated DC-AC converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.55, No.6, pp.7642–7656 (2019-11)
- [28] D. Das, N. Weise, K. Basu, R. Baranwal, N. Mohan: “A bidirectional soft-switched DAB-Based single-stage three-phase AC-DC converter for V2G application”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Vol.5, No.1, pp.186–199 (2019-3)
- [29] L. Schrittwieser, M. Leibl, J. W. Kolar: “99% Efficient Isolated Three-Phase Matrix-Type DAB Buck-Boost PFC Rectifier”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.35, No.1, pp.138–157 (2020-1)
- [30] D. Lan, P. Das, S. K. Sahoo: “A High Frequency Link Matrix Rectifier with Pure Capacitive Output Filter in Discontinuous Conduction Mode”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p.1 (2020)
- [31] S. Norrga: “Experimental Study of a Soft-Switched Isolated Bidirectional AC-DC Converter Without Auxiliary Circuit”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.21, No.6, pp.1580–1587 (2006)
- [32] D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala: “A novel matrix converter based bi-directional IPT power interface for V2G applications”, in 2010 IEEE International Energy Conference, pp.495–500 (2010)
- [33] F. Jauch, J. Biela: “Single-phase single-stage bidirectional isolated ZVS AC-DC converter with PFC”, in 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), pp.LS5d.1–1–LS5d.1–8 (2012)
- [34] D. Sha, D. Zhang, J. Zhang: “A single-stage dual-active-bridge ACDC converter employing mode transition based on real-time calculation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.36, No.9, pp.10 081–10 088 (2021-9)
- [35] N. Takaoka, H. Takahashi, J. Itoh: “Isolated Single-Phase Matrix Converter Using Center-Tapped Transformer for Power Decoupling Capability”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.54, No.2, pp.1523–1531 (2018)
- [36] B. Koushki, P. Jain, A. Bakhshai: “A single-stage bi-directional AC-DC converter with no electrolytic capacitor for EV”, in 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.1447–1454 (2018-3)
- [37] 小笠原 悟司・山岸 直行・戸塚 弘之・赤木 泰文: 「瞬時電力のフィードフォワード制御を付加した電圧形 pwm 整流器・インバータ」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.111, No.11, pp.937–944 (1991)
- [38] J. S. Kim, S. K. Sul: “New control scheme for AC-DC-AC converter without DC link electrolytic capacitor”, in Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93, pp.300–306 (1993)
- [39] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti, P. Tomasin: “AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.31, No.2, pp.287–292 (1995)
- [40] T. Friedli, J. W. Kolar: “Comprehensive comparison of three-phase AC-AC Matrix Converter and Voltage DC-Link Back-to-Back Converter systems”, in The 2010 International Power

- Electronics Conference - ECCE ASIA -, pp.2789–2798 (2010-6)
- [41] A. Alesina, M. Venturini: “Solid-state power conversion: A Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol.28, No.4, pp.319–330 (1981)
- [42] A. Alesina, M. Venturini: “Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.4, No.1, pp.101–112 (1989)
- [43] D. G. Holmes, T. A. Lipo: “Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.7, No.1, pp.240–250 (1992)
- [44] Wheeler Patrick W · Rodríguez José · Clare Jon C · Empringham Lee · Weinstein Alejandro : 「Matrix converters: A technology review」, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.49, No.2, pp.276–288 (2002)
- [45] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri: “Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.49, No.2, pp.370–381 (2002-4)
- [46] L. Helle, K. B. Larsen, A. H. Jorgensen, S. Munk-Nielsen, F. Blaabjerg: “Evaluation of Modulation Schemes for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.51, No.1, pp.158–171 (2004)
- [47] 篠原 勝次 · 山本 吉朗: 「直接形交流電力変換回路の技術動向」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.126, No.9, pp.1161–1170 (2006)
- [48] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, P. W. Wheeler: “A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.59, No.1, pp.58–70 (2012-1)
- [49] 小笠原 悟司 · 船渡 寛人 · 伊東 淳一 · 小高 章弘: 「電圧利用率を改善するマトリクスコンバータの出力電圧指令生成法」, 平成 17 年電気学会全国大会論文集, Vol.4, No.53, p.83 (2005)
- [50] 綾野 秀樹 · 伊君 高志 · 稲葉 博美 · 小笠原 悟司: 「Venturini 変調法を用いたマトリクスコンバータの制御演算方法と出力電圧安定化に関する検討」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.126, No.3, pp.292–299 (2006)
- [51] C. Neft, C. Schauder: “Theory and design of a 30-hp matrix converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.28, No.3, pp.546–551 (1992-5)
- [52] L. Huber, D. Borojevic: “Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.31, No.6, pp.1234–1246 (1995)
- [53] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, F. Blaabjerg: “A new matrix converter motor (MCM) for industry applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.49, No.2, pp.325–335 (2002)
- [54] 伊東 淳一 · 佐藤 以久也 · 大口 英樹 · 佐藤 和久 · 小高 章弘 · 江口 直也: 「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クスコンバータの制御法」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.124, No.5, pp.457–463 (2004)
- [55] G. Roy, G.-E. April: “Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm”, in 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.368–375 vol.1 (1989-6)

- [56] 石黒 章夫・古橋 武・石田 宗秋・大熊 繁：「入力線間電圧瞬時値に基づく PWM 制御サイクロコンバータの出力電圧制御法」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.111, No.3, pp.201–208 (1991)
- [57] 小山 純・夏 暁戎・樋口 剛・黒木 恒二・山田 英二・古賀 高志：「PWM サイクロコンバータの VVVF オンライン制御」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.116, No.6, pp.644–651 (1996)
- [58] 竹下 隆晴・島田 大志：「出力電圧高調波を低減する AC/AC 直接変換方式マトリックスコンバータ制御」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.126, No.6, pp.778–787 (2006)
- [59] P. Mutschler, M. Marcks: “A direct control method for matrix converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.49, No.2, pp.362–369 (2002)
- [60] 成 慶珉・中小路 元・佐藤 之彦：「PWM 方式マトリックスコンバータにおける正弦波入出力電流を実現するための制御法に関する考察」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.124, No.11, pp.1104–1113 (2004)
- [61] 石川 秀太・竹下 隆晴：「三相/三相マトリックスコンバータの入力力率制御法」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.129, No.3, pp.258–266 (2009)
- [62] L. Empringham, J. W. Kolar, J. Rodriguez, P. W. Wheeler, J. C. Clare: “Technological issues and industrial application of matrix converters: A review”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.60, No.10, pp.4260–4271 (2013-10)
- [63] S. Bernet, T. Matsuo, T. A. Lipo: “A matrix converter using reverse blocking NPT-IGBTs and optimized pulse patterns”, in PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol.1, pp.107–113 vol.1 (1996-6)
- [64] H. Umeda, Y. Yamada, K. Asanuma, F. Kusama, Y. Kinoshita, H. Ueno, H. Ishida, T. Hattuda, T. Ueda: “High power 3-Phase to 3-Phase matrix converter using dual-gate GaN bidirectional switches”, in 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.894–897 (2018-3)
- [65] J. Adamek, W. Hofmann, M. Ziegler: “Fast commutation process and demand of bidirectional switches in matrix converters”, in IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03., Vol.3, pp.1281–1286.
- [66] N. Burany: “Safe control of four-quadrant switches”, in Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting,, pp.1190–1194 vol.1 (1989-10)
- [67] L. Empringham, P. W. Wheeler, J. C. Clare: “Intelligent commutation of matrix converter bi-directional switch cells using novel gate drive techniques”, in PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196), Vol.1, pp.707–713 (1998-5)
- [68] J. Mahlein, J. Igney, J. Weigold, M. Braun, O. Simon: “Matrix converter commutation strategies with and without explicit input voltage sign measurement”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.49, No.2, pp.407–414 (2002)
- [69] 加藤 康司・伊東 淳一：「マトリックスコンバータの転流失敗を激減する新しい転流方式の開発」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.127, No.8, pp.829–836 (2007)
- [70] T. Schulte, G. Schröder: “Power loss comparison of different matrix converter commutation

- strategies”, in 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), pp.DS2c.9-1-DS2c.9-6 (2012)
- [71] A. Trentin, P. Zanchetta, J. Clare, P. Wheeler: “Automated Optimal Design of Input Filters for Direct AC/AC Matrix Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.59, No.7, pp.2811-2823 (2012)
- [72] 赤木 泰文・金澤 喜平・藤田 光悦・難波江 章:「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 電気学会論文誌 B, Vol.103, No.7, pp.483-490 (1983)
- [73] 中野 博民・村瀬 剛・戸賀澤 智・難波江 章:「三次元クロスベクトルに基づく瞬時無効電力補償」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.115, No.4, pp.387-393 (1995)
- [74] 赤木 泰文・小笠原 悟司・Hyosung Kim:「三相四線回路の瞬時電力理論とその応用」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.119, No.12, pp.1461-1470 (1999)
- [75] 小笠原 悟司・赤木 泰文:「三相四線回路の瞬時電力ベクトル理論」, 電気学会半導体電力変換研究会 (SPC) ,, Vol.1999, No.51, pp.49-54 (1999-6)
- [76] K. Liu, F. C. Lee: “Resonant switches - A unified approach to improve performances of switching converters”, in INTELEC '84 - International Telecommunications Energy Conference, pp.344-351 (1984-11)
- [77] D. M. Divan: “The resonant DC link converter-a new concept in static power conversion”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.25, No.2, pp.317-325 (1989-3)
- [78] D. B. Dalal: “A 500 kHz multi-output converter with zero voltage switching”, in Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.265-274 (1990-3)
- [79] R. De Doncker, D. Divan, M. Kheraluwala: “A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.27, No.1, pp.63-73 (1991)
- [80] G. Hua, F. C. Lee, M. M. Jovanovic: “An improved full-bridge zero-voltage-switched PWM converter using a saturable inductor”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.8, No.4, pp.530-534 (1993-10)
- [81] 井上 重徳・赤木 泰文:「次世代 3.3kV/6.6kV 電力変換システムのコア回路としての双方向絶縁形 DC/DC コンバータ」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.126, No.3, pp.211-217 (2006)
- [82] U. Badstuebner, J. Biela, J. W. Kolar: “Power density and efficiency optimization of resonant and phase-shift telecom DC-DC converters”, in 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.311-317 (2008)
- [83] I. J. Pitel: “Phase-modulated resonant power conversion techniques for high-frequency link inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.IA-22, No.6, pp.1044-1051 (1986-11)
- [84] A. K. S. Bhat, S. B. Dewan: “Analysis and design of a high-frequency resonant converter using LCC-Type commutation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.PE-2, No.4, pp.291-301 (1987-10)
- [85] R. L. Steigerwald: “A comparison of half-bridge resonant converter topologies”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.3, No.2, pp.174-182 (1988)
- [86] 石田 宗秋・北野 伸起・堀 孝正:「直列共振形高周波リンク DC-AC コンバータのオープンルー

- プ・リアルタイム制御法」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.112, No.9, pp.790–798 (1992)
- [87] J. F. Lazar, R. Martinelli: “Steady-state analysis of the LLC series resonant converter”, in APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181), Vol.2, pp.728–735 vol.2 (2001)
- [88] S. D. Simone, C. Adragna, C. Spini, G. Gattavari: “Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA”, in International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006., pp.200–207 (2006)
- [89] H. Choi: “Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer”, in APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.1630–1635 (2007)
- [90] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, S. M. H. Alavi: “A Design Procedure for Optimizing the LLC Resonant Converter as a Wide Output Range Voltage Source”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.27, No.8, pp.3749–3763 (2012)
- [91] 芳賀 浩之・清水 敏久: 「小型・高効率を実現する llc 型直列共振コンバータ」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.133, No.6, pp.652–658 (2013)
- [92] J. Jung, H. Kim, M. Ryu, J. Baek: “Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.28, No.4, pp.1741–1755 (2013-4)
- [93] L. Gu, X. Ruan, M. Xu, K. Yao: “Means of eliminating electrolytic capacitor in AC/DC power supplies for LED lightings”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.24, No.5, pp.1399–1408 (2009-5)
- [94] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z. J. Shen: “A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.28, No.6, pp.2711–2726 (2013)
- [95] H. Wang, S. Dusmez, A. Khaligh: “Design and Analysis of a Full-Bridge LLC-Based PEV Charger Optimized for Wide Battery Voltage Range”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol.63, No.4, pp.1603–1613 (2014)
- [96] 清水 敏久・藤田 努・木村 軍司・広瀬 順: 「直流リプル補償形単相 PWM コンバータ」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.117, No.4, pp.434–442 (1997)
- [97] 大沼 喜也・伊藤 淳一: 「アクティブバッファを利用した降圧形高効率単相三相電力変換器の開発」, *IEEJ Trans. IA*, Vol.130, No.4, pp.526–535 (2010)
- [98] H. Li, K. Zhang, H. Zhao, S. Fan, J. Xiong: “Active Power Decoupling for High-Power”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.28, No.3, pp.1308–1319 (2013)
- [99] Y. Sun, Y. Liu, M. Su, W. Xiong, J. Yang: “Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.31, No.7, pp.4778–4794 (2016)
- [100] M. A. Vitorino, L. F. S. Alves, R. Wang, M. B. de Rossiter Corrêa: “Low-Frequency Power Decoupling in Single-Phase Applications: A Comprehensive Overview”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.32, No.4, pp.2892–2912 (2017)

- [101] D. Sal y Rosas, D. Frey, J.-L. Schanen, J.-P. Ferrieux: “Isolated single stage bidirectional AC-DC converter with power decoupling and reactive power control to interface battery with the single phase grid”, in 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.631–636 (2018-3)
- [102] 米田 昇平・藤田 英明: 「高周波サイクロコンバータ方式絶縁形单相交流-直流変換器のパワーデカップリング制御法」, 電気学会論文誌D (産業応用部門誌), Vol.138, No.4, pp.352–359 (2018)
- [103] G. B. Joung, C. T. Rim, G. H. Cho: “Integral cycle mode control of the series resonant converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.4, No.1, pp.83–91 (1989)
- [104] B. Wang, X. Xin, S. Wu, H. Wu, J. Ying: “Analysis and implementation of LLC burst mode for light load efficiency improvement”, in 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.58–64 (2009-2)
- [105] W. Feng, F. C. Lee, P. Mattavelli: “Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.28, No.1, pp.457–466 (2013-1)
- [106] S. Zhao, J. Xu, O. Trescases: “Burst-mode resonant LLC converter for an LED luminaire with integrated visible light communication for smart buildings”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.29, No.8, pp.4392–4402 (2014-8)