

空間ベクトルに基づくパルス密度変調を用いた
高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの
高性能化

中田 祐樹

空間ベクトルに基づくパルス密度変調を用いた
高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの
高性能化

中田 祐樹

2017年3月

目次

目次	i
図目次	v
表目次	ix
第1章 序論.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究目的.....	6
1.3 論文概要.....	8
参考文献.....	11
第2章 高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータと制御法.....	12
2.1 緒言.....	12
2.2 回路方式の分類.....	13
2.2.1 独立形制御の可能な回路.....	13
2.2.2 一体形制御の必要な回路.....	15
2.3 独立形制御の可能な回路方式の例と問題点.....	17
2.4 一体形制御の必要な回路方式の例と問題点.....	23
2.4.1 インダイレクト形回路.....	23
2.4.2 ダイレクト形回路.....	26
2.5 コンバータの制御法.....	30
2.5.1 パルス振幅変調 (PAM) 法.....	30
2.5.2 パルス幅変調 (PWM) 法.....	32

2.5.3	パルス密度変調 (PDM) 法.....	34
2.6	パルス密度変調を適用した一体形制御.....	37
2.7	本研究の位置づけ.....	40
2.8	結言.....	42
	参考文献.....	43
第3章	インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの PDM 制御の適用.....	45
3.1	緒言.....	45
3.2	回路構成.....	46
3.2.1	システム構成.....	46
3.2.2	ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ.....	48
3.2.3	インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ.....	50
3.2.4	PDM 制御を適用した高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの電圧利用率.....	52
3.3	制御原理.....	54
3.3.1	パルス密度変調 (PDM) 制御法.....	54
3.3.2	デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御法.....	55
3.3.3	空間ベクトル変調を基にした PDM 制御法.....	57
3.4	実機検証.....	59
3.4.1	デルタ-シグマ変調による PDM 制御の動作.....	59
3.4.2	空間ベクトル変調を基にした PDM 制御の動作.....	63
3.4.3	デルタ-シグマ変調による PDM 制御と空間ベクトル変調を基にした PDM 制御の効率比較.....	66
3.4.4	スイッチング遅延の損失への影響.....	67
3.4.5	クランプ現象の損失への影響.....	69
3.5	結言.....	71
	参考文献.....	72

第4章 PDM 制御のダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの適用.....	73
4.1 緒言.....	73
4.2 回路構成と制御方式.....	74
4.2.1 回路構成.....	74
4.2.2 制御方式.....	75
4.3 シミュレーション波形.....	77
4.4 実機検証.....	80
4.4.1 動作波形と高調波解析.....	80
4.4.2 効率評価.....	82
4.5 結言.....	83
参考文献.....	84
第5章 空間ベクトルとデルタ-シグマ変調を組み合わせたダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力波形改善.....	85
5.1 緒言.....	85
5.2 回路構成.....	86
5.3 制御法.....	88
5.3.1 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御.....	88
5.3.2 空間ベクトル変調とデルタ-シグマ変調を組み合わせた PDM 制御.....	90
5.4 実験結果.....	92
5.4.1 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御の動作.....	92
5.4.2 空間ベクトル変調とデルタ-シグマ変調を組み合わせた PDM 制御の動作.....	95
5.4.3 出力電圧ひずみ率の比較.....	98
5.4.4 効率の評価.....	101
5.5 結言.....	103
参考文献.....	104
第6章 結論.....	105
6.1 本研究の成果.....	105

6.2 今後の課題	109
謝辞.....	111
論文目録	112

図目次

図 1.1	世界の一次エネルギー消費の推移と見通し	5
図 1.2	一般的な連系コンバータシステム	5
図 1.3	高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの高性能化	7
図 1.4	論文の概要	10
図 2.1	独立形制御の可能な回路	14
図 2.2	一体形制御の必要な回路	16
図 2.3	独立形制御の可能な回路例 1	20
図 2.4	独立形制御の可能な回路例 2	21
図 2.5	独立形制御の可能な回路例 3	22
図 2.6	独立形制御の可能な回路例 3 の動作波形	22
図 2.7	インダイレクト形の一体形制御の必要な回路例 1	24
図 2.8	インダイレクト形の一体形制御の必要な回路例 2	25
図 2.9	ダイレクト形の一体形制御の必要な回路例 1	28
図 2.10	ダイレクト形の一体形制御の必要な回路例 2	29
図 2.11	パルス振幅変調法の概念図	30
図 2.12	入力側にチョッパを接続したインバータ	31
図 2.13	パルス幅変調法の概念図	33
図 2.14	パルス密度調法の概念図	34
図 2.15	デルタ変調のブロック図	35
図 2.16	デルタ-シグマ変調のブロック図	36

図 2.17 高周波交流-低周波交流コンバータへの PDM 制御の適用.....	39
図 2.18 目標とするコンバータの性能.....	41
図 3.1 想定する高周波入力コンバータのシステム	47
図 3.2 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ	49
図 3.3 インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ	51
図 3.4 PDM 制御を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの入出力電圧の関係	53
図 3.5 高周波単相-低周波三マトリックスコンバータに PDM 制御を適用する際のイメージ図.....	54
図 3.6 デルタ-シグマ変調を用いた PDM 信号生成ブロック	56
図 3.7 空間ベクトル変調を基にした PDM 信号生成法	58
図 3.8 デルタ-シグマ変調を用いた PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作波形.....	61
図 3.9 デルタ-シグマ変調を用いた PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力電圧と入力電流の高調波解析結果	62
図 3.10 SVB-PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作波形.....	64
図 3.11 SVB-PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力電圧と入力電流の高調波解析結果.....	65
図 3.12 デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御と SVB-PDM 制御を適用した際のインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの効率特性.....	66
図 3.13 スイッチング遅延の回路損失におよぼす影響.....	68
図 3.14 損失解析結果.....	69
図 4.1 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ (実験回路) .	74
図 4.2 ダイレクト形回路のためのデルタ-シグマ変換を用いた PDM 信号生成ブロック	76
図 4.3 ダイレクト形回路のための SVM を基にした PDM 信号生成ブロック	76

図 4.4 デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法適用時のダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのシミュレーション波形.....	78
図 4.5 SVM を基にした PDM 制御法適用時のダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのシミュレーション波形.....	79
図 4.6 SVM を基にした PDM 制御を適用したダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作波形.....	80
図 4.7 SVM を基にした PDM 制御を適用したダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力電圧高調波解析結果.....	81
図 4.8 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの効率特性.....	82
図 5.1 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ（実験回路）.	87
図 5.2 ダイレクト形回路のための従来法の PDM 信号生成ブロック.....	89
図 5.3 SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた方式のブロック図.....	91
図 5.4 従来法を適用した際の動作波形.....	93
図 5.5 従来法の出力電圧の高調波解析結果.....	94
図 5.6 提案法を適用した際の動作波形.....	96
図 5.7 提案法の出力電圧の高調波解析結果.....	97
図 5.8 従来法および提案法の各変調率における出力電圧の THD	99
図 5.9 系統連系時の系統電圧波形と電流波形.....	100
図 5.10 従来法および提案法を適用した際の効率特性	101



表目次

表 3.1 インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの実験条件	59
表 3.2 損失解析時のシミュレーションパラメータ	70
表 5.1 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの実験条件.....	92
表 5.2 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの効率測定時実 験条件	102
表 6.1 制御法の特徴.....	109

第1章

序論

1.1 研究背景

パワーエレクトロニクス技術は、半導体スイッチを用いた電力変換回路を用いて電気の波形や周波数を利用形態に適した形に変換する技術である⁽¹⁾⁽⁴⁾。冷蔵庫やエアコン、テレビなどの家電製品、電気自動車(EV)や新幹線、電車などの交通機関、工作機械などの産業機器、周波数変換所や新エネルギー発電などの電源部門まで、電気を用いているところにはほぼパワーエレクトロニクス技術が用いられている。

パワーエレクトロニクス技術の発展は、パワー半導体スイッチ（デバイス）の進歩とともに進んできた⁽⁴⁾。

半導体デバイスとして最初に実用化されたのはシリコンダイオードであったが、パワーエレクトロニクスの前半の発展の一翼を担ったのはサイリスタであった。1957年のGE社による発売以来、サイリスタは大容量化、高性能化が進み、その種類も多様化していった。トライアックや逆導通サイリスタなどの複合素子や、ゲートターンオフサイリスタ(GTO)、光サイリスタなどが開発された。後半はゲートターンオフデバイス(自己消弧形デバイス)を中心に発展してきた。バイポーラパワートランジスタ、GTO、IGBT、パワーMOSFETなどを例とする、自己消弧形デバイスが発展した。

1950年代には大容量シリコンダイオードを応用した電车用整流装置や電気分解用電源装置が実用化された。1960年代後半には、鉄鋼圧延ミル駆動用電動機制御に大容量サイリスタが用いられた。また、サイリスタの多様化として、電車のチョッパ制御や無停電電

源インバータ用に、高速サイリスタや逆導通サイリスタが開発された。さらに、直流送電用には大容量光サイリスタが実用化された。

1970年代には、ゲートターンオフデバイスの応用が活発化してきた。それまでのサイリスタを中心としたパワーエレクトロニクスでは、チョッパやインバータには転流回路が必要で回路が複雑になるため、応用が広まらなかった。しかし、ゲートターンオフデバイスを用いれば、転流回路が不要となり、回路が簡単化できる。このため、中小容量のインバータなどにはパワートランジスタが、大容量のチョッパやインバータには GTO が盛んに用いられるようになった。

ゲートターンオフデバイスの適用は、応用装置に画期的な変革をもたらした。それは高周波 PWM 制御の実用化であり、また、それを応用した交流可変速システムの応用の拡大である。

電動機駆動においては、以前は、高精度の制御を必要とする分野では主として直流電動機が用いられ、一方、交流電動機は、送風機など一定速度で駆動する分野に主として用いられていた。しかし、直流電動機の短所である保守性、信頼性の観点から、また、高速化や大容量化の限界のために、交流可変速システムの実現が待ち望まれていたが、当時は交流電動機を直流電動機と同等に可変速駆動できる技術がなかった。また、交流電動機の一定速駆動が用いられた分野においても、省エネルギーの点から可変速駆動のニーズが高まった。この両者に応える技術として、交流可変速システムが出現した。ベクトル制御の確立と相まって交流電動機は直流電動機に勝る制御性を実現でき、多くの応用分野でとって代わっている。

パワーエレクトロニクスに高度な制御が取り入れられるようになったのは、マイクロエレクトロニクスの分野である、マイクロコンピュータ、DSP、LSI など、さらにデジタル制御の導入が大きく寄与している。

現在では、交流可変速技術やインバータ技術は、産業分野のみならず、家電、民生分野でもルームエアコン、冷蔵庫、蛍光灯などに応用され、主流の技術となっている。

最近の動向としては、大容量の装置にも自励式変換装置が取り入れられるようになってきている。これまで、数十 MVA 級の装置には、電源転流のサイリスタを使用したサイクロコンバータなど他励式変換装置ももっぱら用いられてきたが、ゲートターンオフデバイ

スの大容量化と性能改善により、磁気浮上鉄道用インバータ、可変速揚水発電機の励磁装置などに実用化されるようになった。

また、電力システムでは装置容量が大きいことと要求される信頼性が極めて高いために、半導体電力変換装置は直流送電や無効電力補償装置など、限られた用途にしか用いられなかった。しかし、今後の電力システムは、パワーエレクトロニクスの応用がさらに広まると考えられる。

近年では、ゲートターンオフデバイスである IGBT の大容量化が進み主要移動手段である電気鉄道の分野において、最新の新幹線車両に IGBT を用いたインバータによる可変速可変周波数 (VVVF) 制御が導入されている。これにより、車両に搭載する変換器は効率が向上し、冷却装置等を小さくできるため、大幅に小型化が可能となっている。

20 世紀終盤から 21 世紀前半にかけての最大の問題は、地球環境問題とエネルギーの問題である。消費エネルギーの増大に伴って CO₂ や各種排気ガスの増加と化石燃料の枯渇危機の問題となってきた。利便性を求めつつ環境負荷を減らすために、現在では身の回りにあるありとあらゆる家電製品の多くに応用されているパワーエレクトロニクスの役割はますます重要になっている。

図 1.1 に世界の一次エネルギー消費の推移と見通しを示す⁽⁵⁾⁽⁸⁾。2011 年 3 月 11 日に発生した東北地方太平洋沖地震では、大規模な津波を伴って東日本大震災を引き起こした。この津波により電源を喪失した東京電力福島第一原子力発電所の事故や火力発電所の停止により、全国規模でエネルギー供給の混乱が生じ、日本のエネルギーシステムは大きな見直しが必要となった。しかしながら、中国やインドなどのアジアの新興国ではエネルギー消費は今後も増加し、結果として、世界のエネルギー消費が増加する見通しとなっている。このエネルギー源は石油などの化石燃料が最も多く、多くの国や地域においてその依存度は 80%以上である。しかし、化石燃料などの資源の枯渇の問題や地球温暖化、環境問題などの多くの問題がある。これに対して、各国では省エネルギー化の動きがある。たとえば、太陽、風力、バイオマスなどの再生可能エネルギーの利用の推進である。

近年、我が国では太陽光発電や電気自動車などが注目されている。太陽光発電には発電した電力を系統に連系するためのコンバータであるパワーコンディショナが必要である。また、電気自動車のバッテリーに蓄えられた電力を家庭用の電源として使用する用途から、

直流電力を系統に連系する用途のコンバータが登場してきている。

図 1.2 に一般的な連系コンバータシステムの概略図を示す。これらのコンバータは電源と系統を安全性の観点から、変圧器（トランス）により絶縁されたシステムが多い。これらのシステムは大容量の電力を扱うため、低周波で絶縁を行った場合、変圧器が大型化し、システム全体が大型化する。そのため、変圧器の小型化や受動素子の小型化の目的で、絶縁周波数の高周波化が進んできている。

また、GaN や SiC などの次世代半導体の登場により、高周波化の動きは加速してきている⁹⁾。しかし、高周波に変換された高周波電力を系統に連系する際に、高周波から系統周波数の低周波に変換する交流-交流コンバータが必要となる。このコンバータとして整流器で整流した後に平滑し、そのあとインバータにより系統に連系するシステムが考えられる。このシステムでは、変換器が2つ必要となるため効率が低下する問題がある。このため高周波リンクでトランスを駆動し系統連系を行うコンバータにおいてもトランス2次側コンバータの効率が重要となる。高周波でのスイッチングを行うと一般にはスイッチング損失が増加する。このため、コンバータの高周波化による高性能化と高効率化を両立することは非常に難しい。

その他、高周波での非接触電力伝送技術の進展により、非接触給電により送電された高周波の電力を低周波に変換するコンバータが必要であり、このコンバータの効率が電力伝送システム全体の効率に影響を大きく与えることとなる。

このため、高周波から低周波に変換する交流-交流コンバータの効率は重要なものになってきている。

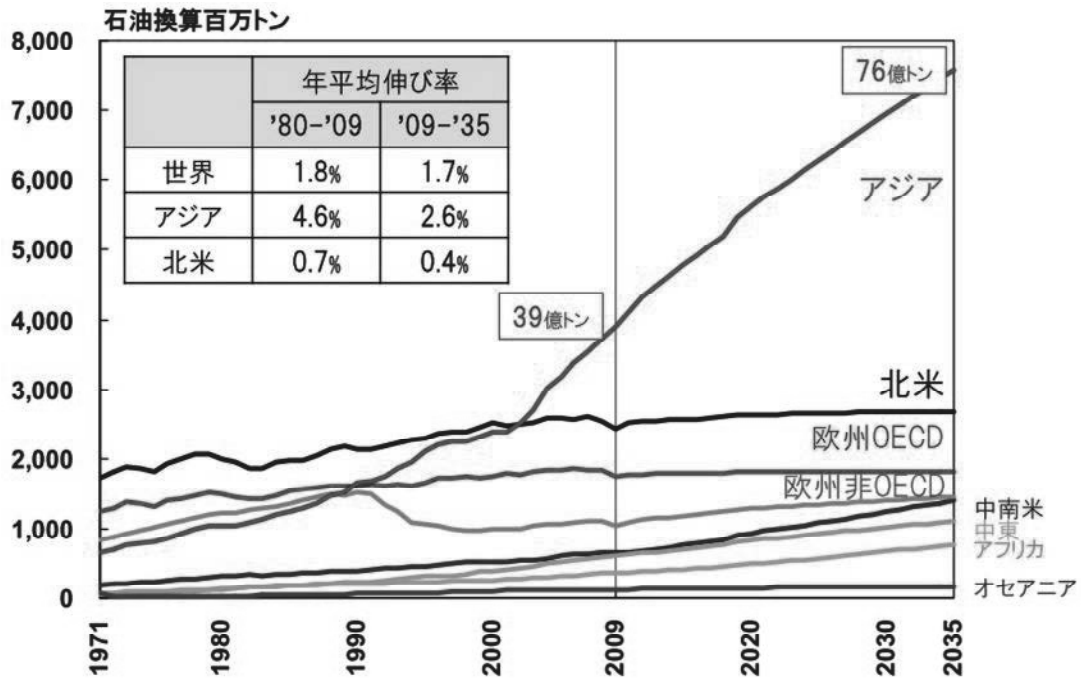


図 1.1 世界の一次エネルギー消費の推移と見通し
(文献8より引用)

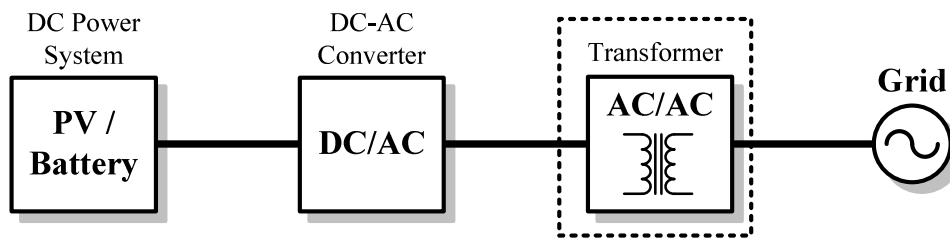


図 1.2 一般的な連系コンバータシステム

1.2 研究目的

前節で述べたように高周波リンク連系コンバータにとって、トランスの2次側の交流-交流コンバータの効率が重要となる。このトランス2次側のコンバータの特徴は、トランスの小型化の観点から、入力が数十 kHz から数百 kHz であり、出力が系統連系であるため 50Hz または 60Hz である。本論文では、入力に対応する数十 kHz から数百 kHz を高周波、出力に対応する 50Hz または 60Hz を低周波と定義している。

図 1.3 に取り扱う領域を示す。本研究では、先に述べたトランス2次側コンバータのように高周波と低周波を取り扱うコンバータを対象に研究を行っている。

今回扱っている高周波トランス2次側コンバータとは異なり、低周波から高周波に変換するコンバータの高効率化に関する研究は多く存在する。これらは、共振を用いたゼロ電流スイッチングやゼロ電圧スイッチング方式により低損失化を実現している。

しかし、本研究のように高周波リンク変圧器2次側コンバータの用途となる高周波から低周波に変換する研究は少ない。そこで本研究では、系統連系用コンバータの変圧器2次側コンバータや非接触電力伝送システムの受電側コンバータを想定し、その中でも2章で定義する一体形制御の必要な回路である高周波単相-低周波三相マトリクスコンバータの高性能化に関する検討を行う。具体的には、高性能化とは低損失化の検討および波形改善を指す。ゼロ電圧スイッチングによる損失低減や制御法の改善による波形改善の検討を行っている。

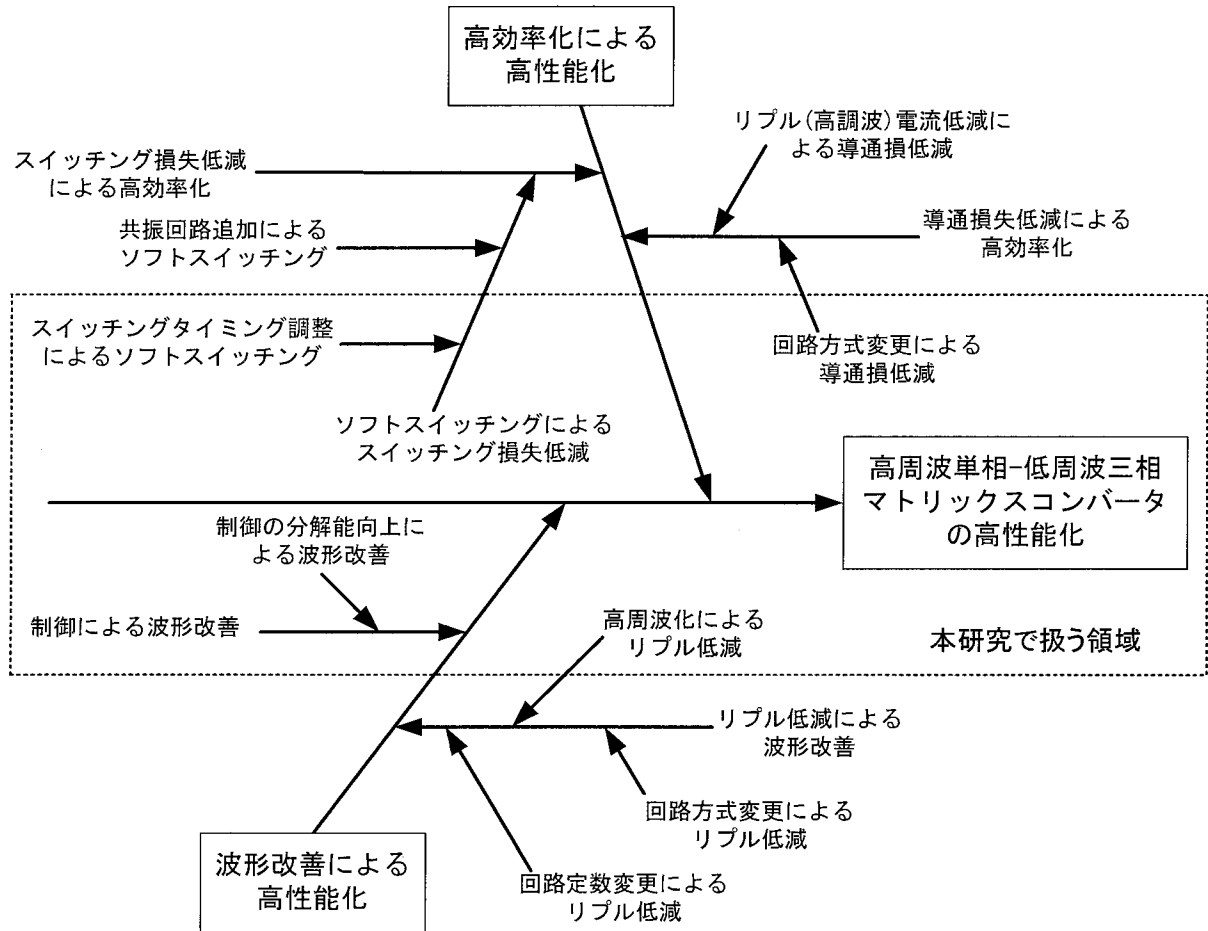


図 1.3 高周波单相-低周波三相マトリクスコンバータの高性能化

1.3 論文概要

図 1.4 に本論文の概要を示す。本論文は全 6 章で構成されており、各章の流れは図 1.4 に基づく。内容は以下の通りである。

第 1 章では、パワーエレクトロニクス技術の発展と、エネルギー問題の観点から高性能な電力変換器の必要性について示した。再生可能エネルギーの利用の観点から、連系コンバータに触れ、変圧器による絶縁という特徴から、高周波によるトランスの小型化の重要性と高周波化による高効率化の問題点について述べた。また、これらのシステムを高周波化することによって得られる特徴から、低スイッチング損失化手法について述べ、研究の目的を明らかにした。

第 2 章では、高周波単相-低周波三相コンバータの高性能化の方法について述べる。回路方式を分類し、それぞれの特徴について調査を行った。そして、高周波単相-低周波三相コンバータとして、マトリックスコンバータを採用した。また、その制御法の検討も行い、高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの高性能化の方法としてパルス密度変調を用いた制御法を提案し、この論文の位置づけについて明らかにする。

第 3 章では、系統連系などの低周波出力に対して、絶縁形コンバータの変圧器 2 次側出力や非接触電力伝送システムの受電周波数が十分高いことに着目し、2 章で説明したインダイレクト形の高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのインバータ部の高効率化を目指して、パルス密度変調(PDM)制御を適用する。PDM 制御によりインバータのスイッチング損失低減が可能となる。しかし、出力波形には出力電圧指令値の極性と異なる極性の電圧パルスと波形の一定電圧へのクランプ現象が発生し、損失が増加する一因となる。そこで、出力波形の改善手法として空間ベクトル変調(SVM)を基にした PDM 信号生成法を提案する。三相を一括して制御可能な SVM を基にスイッチングパターンを生成することにより出力電流と電圧の位相を最小にすることができ、出力波形にクランプ現象をなくすることができる。本章では、インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおいて、デルタ-シグマ変調を用いた制御方式と提案する SVM を基にした制御方式を比較検討し、提案法の有用性を示す。

第 4 章では、インダイレクト形回路はモータなどの低力率の負荷では直流リンク部の電流の逆流により出力電圧にクランプ現象が発生し、波形が大きくひずむ問題について述べ

ている。2 章で説明した一体形制御の必要な回路のもう一方の回路方式であるダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータでは低力率負荷でもクランプ現象が生じない。そこでダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの PDM 制御の適用について検討を行う。ここでは、制御法として、前章で提案した SVM を基にした PDM 制御をダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに適用し、その基本動作を確認する。PDM 制御を適用したダイレクト形回路の試作機を製作し、その動作を確認したので報告する。

第 5 章では、3 章で述べた SVM を基にした PDM 制御においてキャリア周波数が高いときや変調率が低いときに、発生する量子化誤差による出力波形ひずみの改善法の検討を行った。改善法として SVM をベースとして、デルタ-シグマ変調の量子化の際に誤差が最小となる出力ベクトルを選択する制御法を提案し、ダイレクト形回路構成の高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおいて、SVM を基にした制御方式と SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた方式を、試作機を用いた実験により比較検討し、提案方式の有用性を示す。

第 6 章では、本論文の有用性と各提案法の総括を述べ、今後の課題についてまとめる。

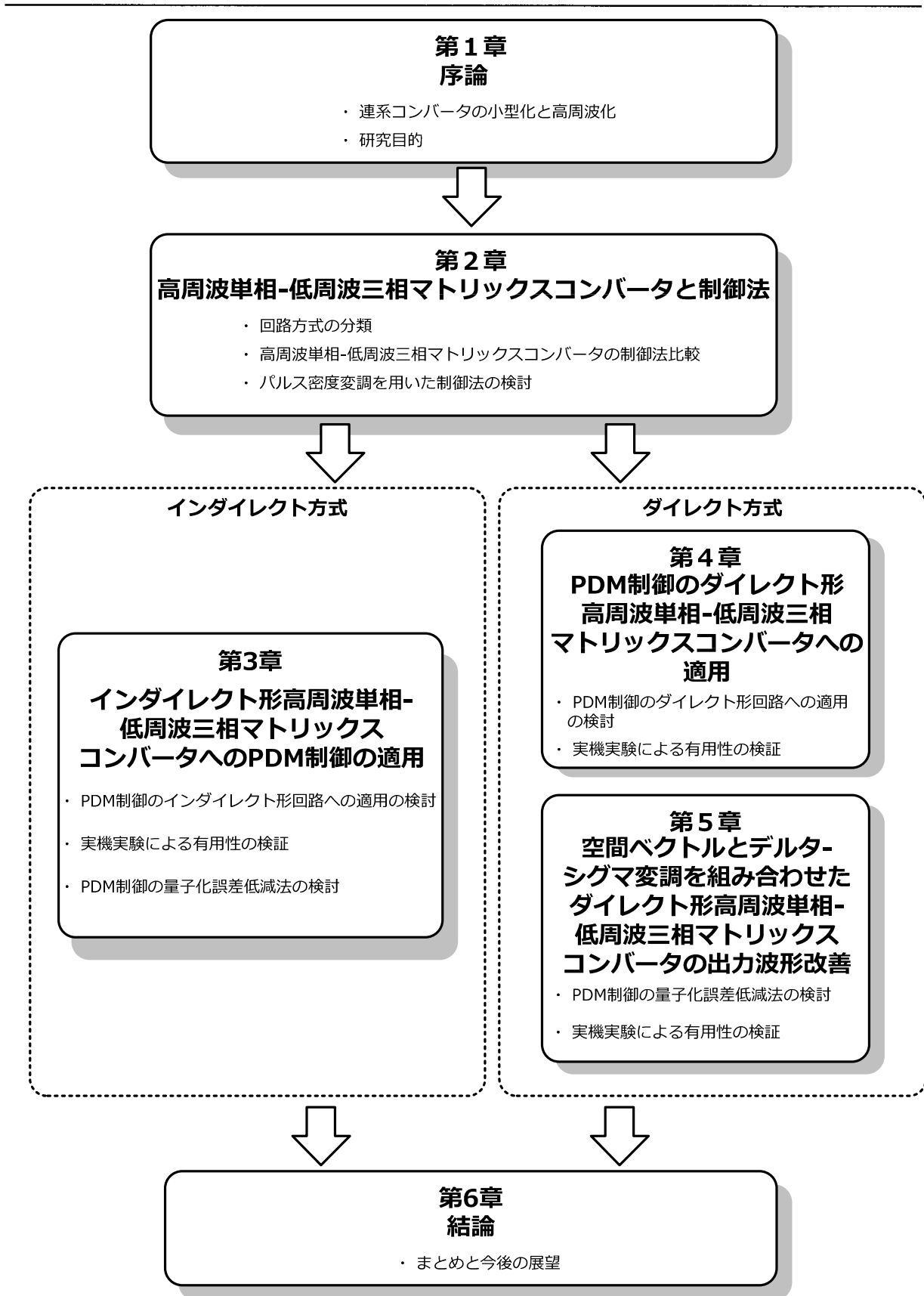


図 1.4 論文の概要

参考文献

- (1) William E. Newell : "Power Electronics --- Emerging from Limbo", IEEE Transactions on Industry Applications Volume IA-10, Issue 1, pp.7-11 (1974)
- (2) 河村篤男 : 「現代パワーエレクトロニクス」, (株)数理工学社
- (3) 財団法人 エネルギー総合工学研究所—THE INSTITUTE OF APPLIED ENERGY :
「新エネルギーの展望 パワーエレクトロニクス」
- (4) 電気学会 半導体電力変換方式調査専門委員会編 : 「半導体電力変換回路」, 電気学会
- (5) 経済産業省 資源エネルギー庁 (Agency for Natural Resources and Energy) :
ホームページ <http://www.enecho.meti.go.jp/>
- (6) 経済産業省 資源エネルギー庁 (Agency for Natural Resources and Energy) :
「エネルギー白書 2011」
- (7) 国際エネルギー機関 (International Energy Agency) :
「World Energy Outlook 2011」
- (8) 内閣府原子力委員会 (Japan Atomic Energy Commission) :
ホームページ <http://www.aec.go.jp/index.html>
- (9) 山口 浩 : 技術開発レポート「SiC パワー半導体研究開発の現状と展望」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No66, pp.NL6-7 (2015)

第2章

高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータと制御法

2.1 緒言

1章にて、高周波変圧器による絶縁部を持つ変換器や非接触給電システムでは、高周波の電力を低周波に変換するコンバータが必要であり、このコンバータの効率がシステム全体の効率に影響を大きく与え、高周波から低周波に変換する交流-交流コンバータの効率は重要なものになってきていることを説明した。

本章では、高周波から低周波に変換する交流-交流コンバータの回路方式と制御法に着目する。まず、制御方式によって、回路を独立形制御の可能な回路と一体形制御が必要な回路に定義、分類する。その後、二つの回路方式の利点や問題点について、回路例を挙げながら示す。その後、それぞれの回路の制御法についていくつか例を挙げて説明する。最後に、それらの回路の高効率化手法として一体形制御の必要な回路へのパルス密度変調(PDM)制御の適用を提案し、従来回路と比較し、本論文の位置づけを示す。

2.2 回路方式の分類

ここでは、交流-交流コンバータの回路方式によって、独立形制御の可能な回路と一体形制御の必要な回路を定義し、その特徴を説明する。

2.2.1 独立形制御の可能な回路

図2.1に示す回路方式の交流-交流コンバータを、本論文では「独立形制御の可能な回路」と定義する。これは、整流回路、キャパシタなどのエネルギーバッファ、インバータで構成されており、整流後にキャパシタで一度平滑しているため、インバータの入力電圧が安定する。その結果、整流回路の制御とインバータの制御を独立に行うことができ、制御が比較的簡単である。このため、本論文ではこの回路を「独立形制御の可能な」回路と定義する。

一般的に、この回路ではインバータの入力をより安定させるには、大きいキャパシタがエネルギーバッファとして使用され、回路が大型化する。このキャパシタは、入力電力の周波数が小さい場合には、より大きなものが必要となり、電解コンデンサが使用される。電解コンデンサは、寿命が短く、回路のメンテナンス性が低下する。

もし今回対象としているように、入力電力の周波数が大きければ、エネルギーバッファとしてのキャパシタは容量の小さいもので良い。しかし、この場合フィルムコンデンサなどの周波数特性のよいキャパシタを使用する必要がある。

また、コンバータが整流回路とインバータの2つから構成されるため効率の低下も問題となる。

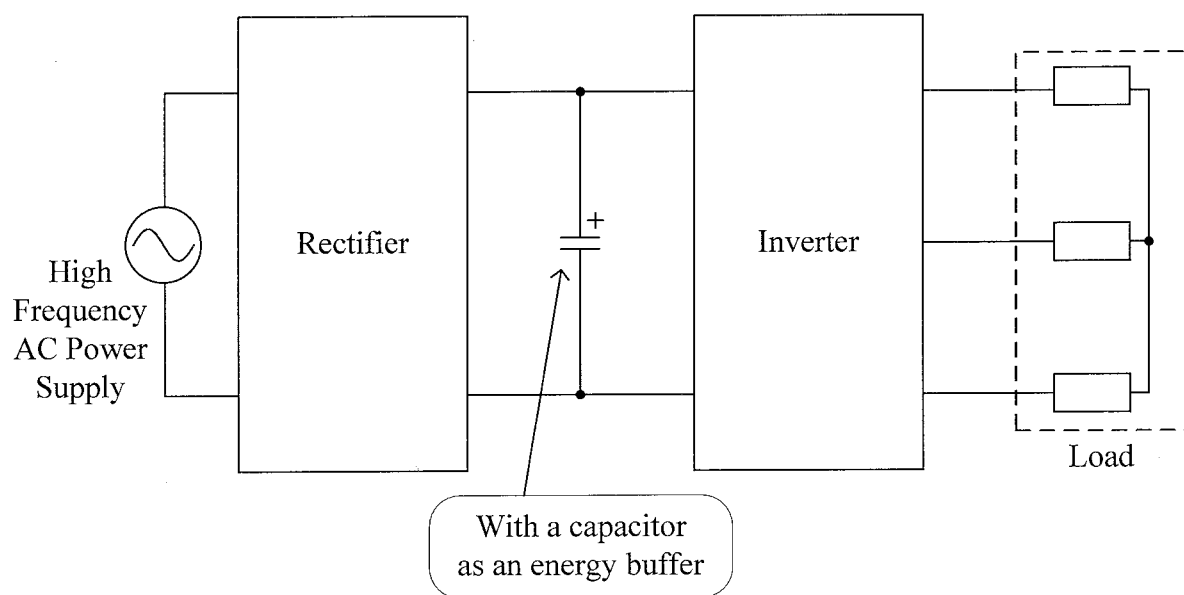


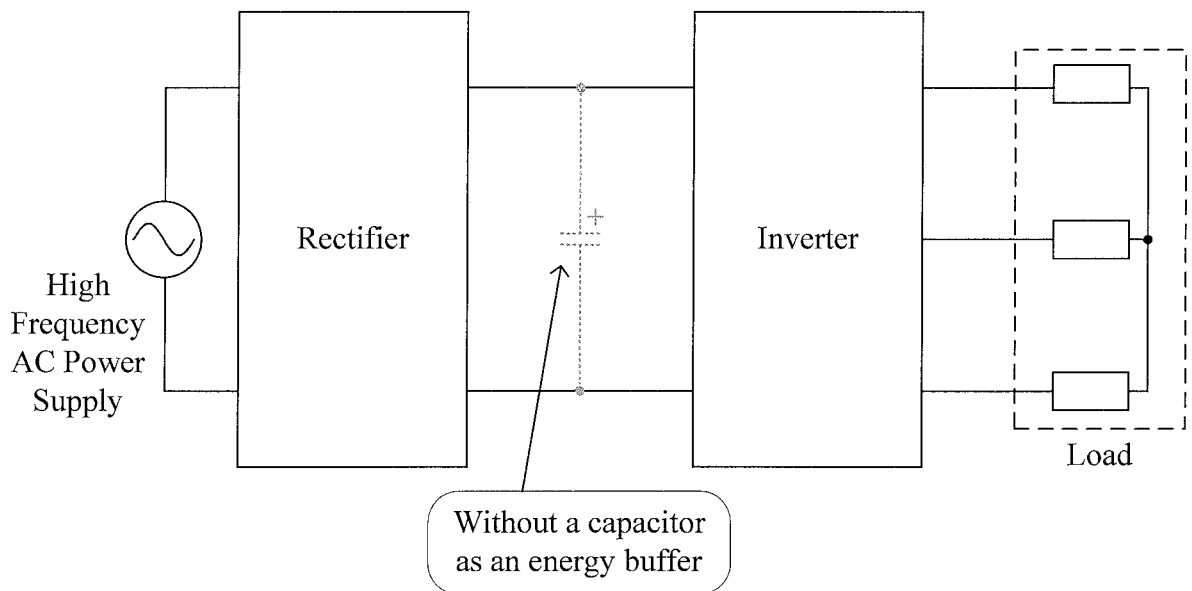
図 2.1 独立形制御の可能な回路

2.2.2 一体形制御の必要な回路

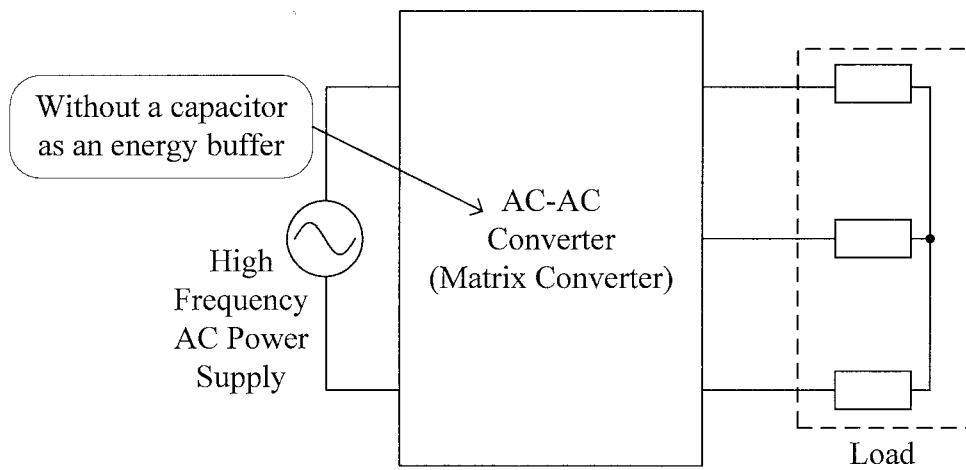
図 2.2 に示すような回路方式の交流-交流コンバータを、本論文では「一体形制御の必要な回路」と定義する。これは、図 2.2(a)に示したインダイレクト形回路構成と図 2.2(b)に示したダイレクト形回路構成の 2 つの回路構成が存在する。

図 2.2(a)のインダイレクト形回路構成について説明する。これは、図 2.1 に示した独立形制御の可能な回路と回路構成は似ているが、独立形制御の可能な回路と異なり、直流接続部にエネルギーバッファであるキャパシタを配置しない。このことより、インバータには整流回路の出力が直接入力され、インバータ入力は安定しない。そのため、整流回路の制御が、インバータの入力に影響を与えることとなり、インバータ単独の制御のみでインバータ出力を制御できず、整流回路とインバータの制御が複雑となる。また、この回路構成では、独立形制御の可能な回路同様に整流回路とインバータの 2 つの回路で構成されているため、効率低下の問題がある。しかし、このインダイレクト形回路構成では、エネルギーバッファとしてキャパシタを使用していないため、キャパシタの大きさや寿命の問題が発生しない利点がある。

次に図 2.2(b)のダイレクト形回路構成について説明する。これは、図 2.1 や図 2.2(a)の回路と異なり、直流接続部を持たず、一括で交流から交流に変換する回路である。この回路構成では、変換器が 1 つであるため、独立形制御の可能な回路やインダイレクト形回路構成と比較して、効率の向上が望める。また、この回路構成でも、インダイレクト形回路構成同様に、エネルギーバッファであるキャパシタを使用していないため、キャパシタの大きさや寿命が問題とならない。この一体形制御の必要な回路はサイクロコンバータやマトリックスコンバータと呼ばれる。このため、本論文では、インダイレクト形の一体形制御の必要な回路を「インダイレクト形マトリックスコンバータ」、ダイレクト形の一体形制御の必要な回路を「ダイレクト形マトリックスコンバータ」と呼び、検討を行っていく。



(a) Indirect type circuit



(b) Direct type circuit

図 2.2 一体形制御に必要な回路

2.3 独立形制御の可能な回路方式の例と問題点

変圧器を用いた絶縁形 AC-AC コンバータや DC-AC コンバータにおいて、絶縁用変圧器の小型化の観点から、変圧器に加える電圧の高周波化が進んでいる⁽¹⁾⁽⁴⁾。ここでは、絶縁用変圧器の2次側コンバータとして採用されている交流-交流コンバータの独立形制御の可能な回路について、例を挙げながらその特徴を説明する。

図 2.3(a)に示す回路⁽¹⁾は、変圧器の2次側に接続した回路が独立形制御の可能な回路を含んでいる。この回路では、交流入力から整流回路の出力までを絶縁形の1つの AC-DC コンバータとして制御し、その出力を PWM インバータの入力として安定化している。

図 2.3(b)に変圧器2次側回路のみを示す。図 2.3(b)のように、変圧器2次側はダイオード整流回路、平滑用キャパシタ、PWM インバータの3つから構成されている。この回路は、PWM インバータの入力電圧を安定化しているため、PWM インバータでは入力を一定として扱い、系統との連系制御のみを行えば良い。このように、独立形制御の可能な回路ではインバータの入力電圧がキャパシタにより安定しており、インバータの制御が簡単となる利点がある。一定電圧の直流部を有するため、文献(2)のように直流部にバッテリー等のエネルギー蓄積素子を直接接続することができるという利点もある。また、高周波の電力を扱うため、変圧器や回路に寄生するインダクタンスの影響が大きくなるため、高周波の交流部分では漏れインダクタンスの処理などが必要になるが、この回路構成では整流回路で一度直流に変換し安定化しているため、PWM インバータ部では変圧器の漏れインダクタンスの影響を受けない。

しかし、この回路では単方向素子であるダイオードを用いて整流回路を構成しているため、エネルギーフローも単方向のみとなり、エネルギーフローが一方向に限定された使用用途となる。この回路構成では、PWM インバータの入力電圧は一定であり、スイッチング素子に加わる電圧も一定であるため、ハードスイッチングとなりスイッチング損失が大きくなる。また、この回路構成では前述のとおり変換回路が2つ接続されているため全体の効率も低下する。

次にエネルギーフローに着目して、双方向のエネルギーフローを実現した例を挙げ、その特徴を述べる。

図 2.4(a)に示す回路⁽²⁾は、変圧器の2次側にエネルギーフローを双方向にした独立形制御

の可能な回路を含んだ一例である。この回路は、双方向絶縁形 DC/DC コンバータとフルブリッジ PWM 変換器から構成されている。これもまた、絶縁形 DC/DC コンバータにより、PWM インバータの入力を安定化している。この双方向 DC/DC コンバータでは変圧器の 1 次側電圧と 2 次側電圧の位相差によって電力のフローを制御している。また、双方向の DC/DC コンバータではリアクトルとキャパシタを追加することで、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)が可能である³⁾。しかし、伝送電力が小さい場合には不完全 ZVS 動作となるため、スイッチング損失が大きい。

図 2.4(b)に着目している独立形制御の可能な回路である変圧器 2 次側回路のみを示す。この回路は可制御スイッチング素子を用いた整流回路と平滑キャパシタ、PWM インバータで構成されている。これは Back-to-back(BTB)システム構成となっており、双方向のパワーフローを実現している。また、この回路も文献(1)と同様に整流回路の出力を一定制御し、平滑キャパシタによって安定化しているため、PWM インバータの制御では、入力を一定として扱うことができる。そのため、PWM インバータでは連系動作のみを行えば良く、制御が比較的簡単であるという利点を持つ。また、この回路の整流回路では前述通り回路の設計によって ZVS が可能であるため、スイッチング損失低減が可能である。しかし、PWM インバータにおいては、文献(1)同様にハードスイッチングになっており、スイッチング損失が大きく、変換回路も 2 つ接続されているため全体の効率も低下する。

文献(1)と文献(2)に共通して問題となるのが、PWM インバータにおけるハードスイッチングに起因する問題である。これらは、スイッチング高周波化によって顕著に現れる。スイッチング周波数の高周波化によって、インバータの出力電圧の高調波低減やリプル電流の低減を可能とし、交流(連系)リアクトルや出力フィルタを小型化できるという利点や、今までスイッチング周波数が可聴周波数であったため発生していた騒音の低減という利点がある。しかし、従来のスイッチング周波数(数 kHz 程度)では問題にならなかったスイッチング損失の問題や電磁ノイズの発生が高周波化によって問題となっている。これらの高周波化とハードスイッチングに起因する問題の解決法として、ソフトスイッチング⁴⁾⁵⁾がある。これはリアクトルやキャパシタなどの受動素子による共振現象を利用してゼロ電圧、ゼロ電流でスイッチングする技術である⁶⁾。次に PWM インバータ部にソフトスイッチングを適用した回路例について説明する。

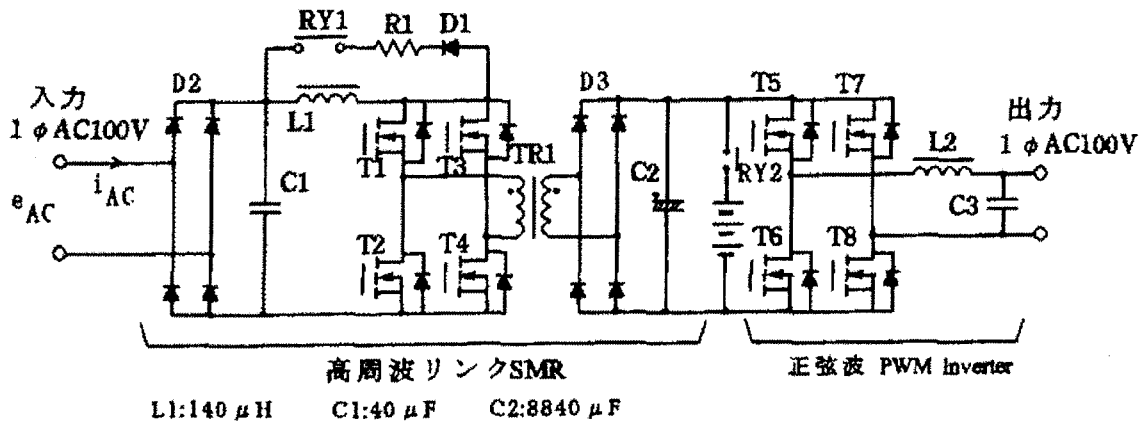
図 2.5 に PWM インバータにソフトスイッチングを採用した独立形制御の可能な回路⁽⁶⁾を示す。これは、PWM インバータの交流出力側に LC 共振回路を接続し、共振回路の中性点を直流キャパシタの中性点に接続した回路構成である。スイッチング素子に流れる電流は負荷電流に共振電流が重畳した電流となり、共振電流を振幅よりも大きく制御することによりゼロ電流スイッチングが可能である。また、共振回路と直流キャパシタの中性点を接続することにより、共振電流は他の相の影響を受けることなく、各相の共振電流の振幅を独立に制御できる。この回路方式では整流回路の出力と PWM インバータの制御が独立なため、PWM インバータでは各相の出力電圧制御に加えて、共振電流の制御を単純に追加すればよい。

この回路では、共振周期ごとでしか転流動作できない。そのため、PWM インバータの出力は共振周期のパルス幅を有する $\pm E/2$ の方形波 PDM(Pulse Density Modulation : パルス密度変調)波形となる。しかし、別の見方をすると隣り合った同極性のパルスは連続であり、共振周期の整数倍のパルス幅を持った PWM 波形と考えることができる。

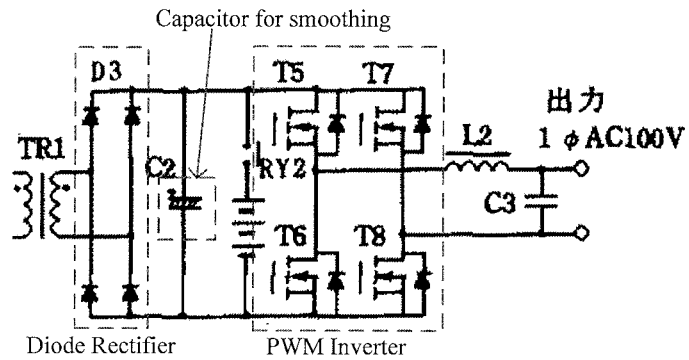
図 2.6 に文献(6)の回路の動作波形を示す。インバータの出力電流は負荷電流に共振電流が重畳した波形となっており、共振電流の振幅は負荷電流の最大値よりも大きいため、インバータの出力電流は各周期に 1 度はゼロクロスしている。

文献(6)では、ゼロ電流スイッチング時では、スイッチング素子での損失は出力電力の約 7%であり、そのほとんどは導通損である。一方、ハードスイッチング時では、スイッチング素子での損失は出力電力の約 4.5%であり、その内訳は約 1.5%のスイッチング損失と 3%の導通損失である。ゼロ電流スイッチングを行うことでスイッチング損はほぼゼロとなったが、負荷電流と同程度の振幅を有する共振電流がスイッチング素子に流れるため、導通損はハードスイッチング時の約 2 倍の損失となっている。

また、本回路では、共振現象を利用しているため、その共振回路を追加で接続しなければならないため、回路が大型化する。



(a) 文献(1)の回路全体構成



(b) 文献(1)の高周波AC-低周波ACコンバータ部

図 2.3 独立形制御の可能な回路例 1

(文献1より)

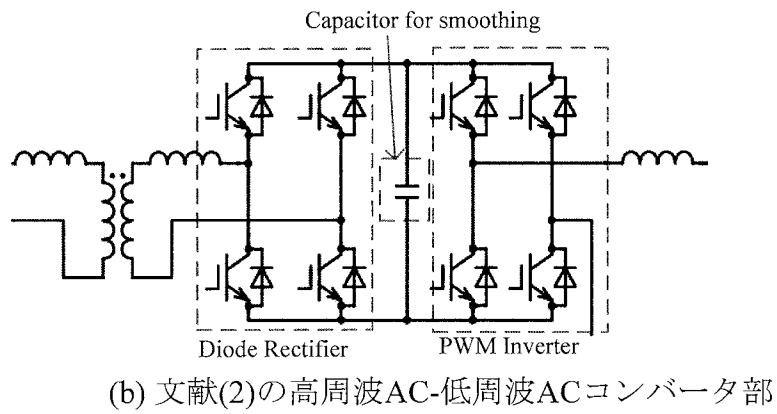
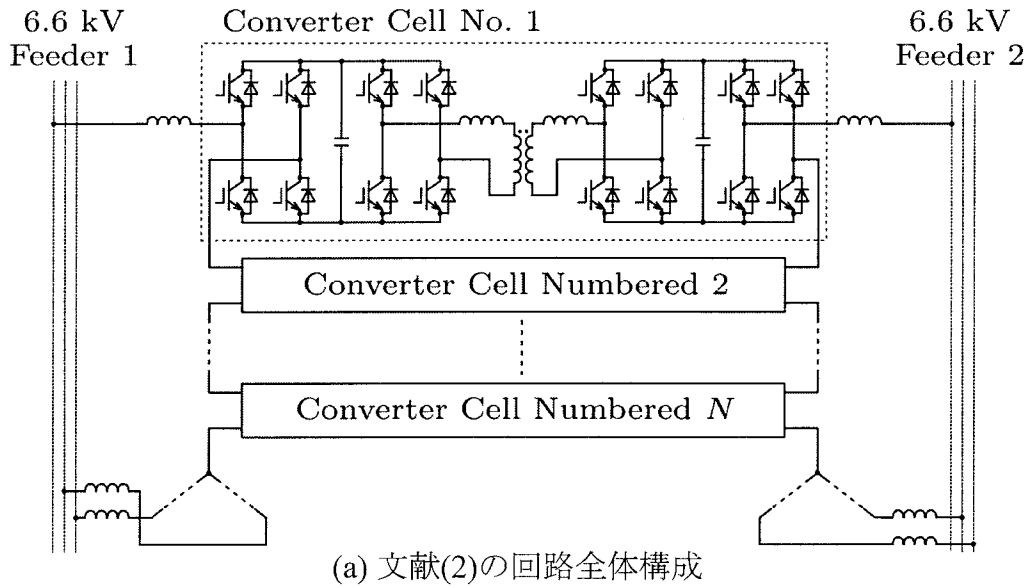


図 2.4 独立形制御の可能な回路例2
(文献2より)

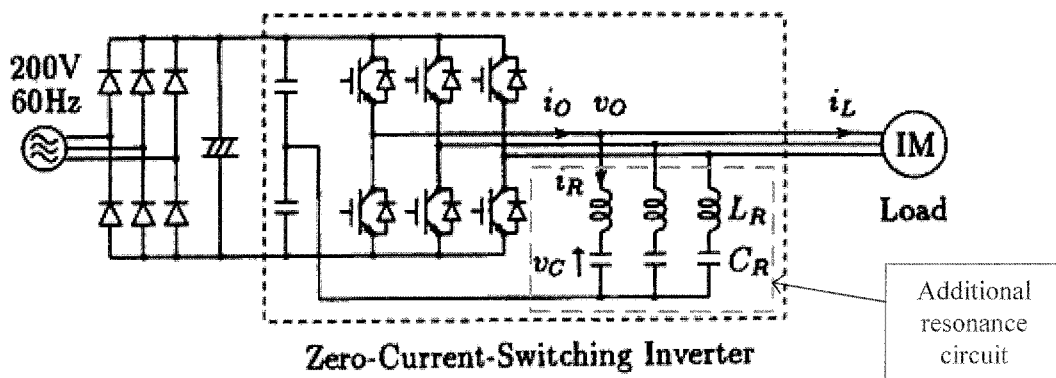
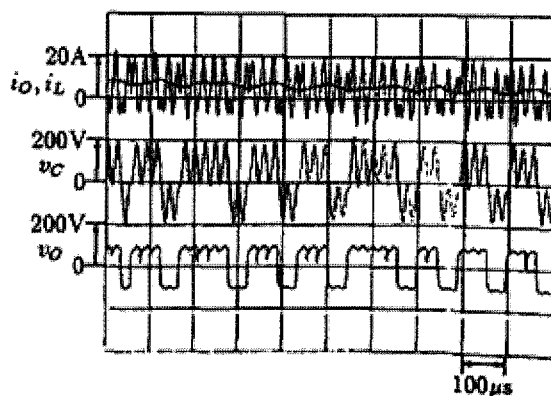
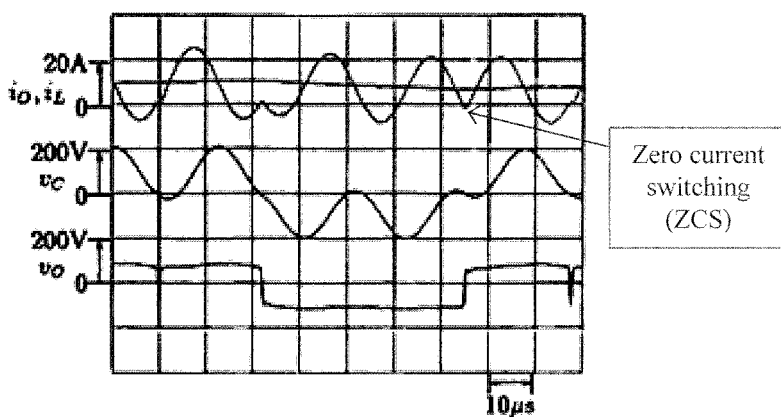


図 2.5 独立形制御の可能な回路例 3

(文献 6 より)



(a) 文献(6)の実験波形



(b) 文献(6)の実験波形 (拡大)

図 2.6 独立形制御の可能な回路例 3 の動作波形

(文献 6 より)

2.4 一体形制御の必要な回路方式の例と問題点

前節では、独立形制御の可能な回路の例を挙げ、その特徴と問題点について説明してきた。ここでは、一体形制御の必要な回路（マトリックスコンバータ）の例を挙げ、その特徴の説明を行う。

2.4.1 インダイレクト形回路

ここでは、一体形制御の必要な回路の中でもインダイレクト形回路構成の例を挙げる。

図 2.7 にインダイレクト形の一体形制御の必要な回路の例⁷⁾を示す。この回路はインダイレクト形マトリックスコンバータと呼ばれる回路であり、電流形 PWM 整流器と電圧形 PWM インバータで構成されている。独立形制御の可能な回路と異なり、直流部には平滑用のキャパシタが接続されていない。そのため、PWM インバータの入力は一定に安定せず、PWM インバータと整流器の制御を独立に行うと、PWM インバータの出力は整流器の出力変動の影響を受ける。すなわち、PWM インバータには、整流器の出力変動を考慮した制御が必要となり、独立形制御の可能な回路と比較すると複雑な制御となる。

その一方で、独立形制御の可能な回路と異なり、PWM インバータの入力が一定で安定していないために、整流器や PWM インバータの制御により比較的容易にゼロ電圧やゼロ電流を実現できる。これにより、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)やゼロ電流スイッチング(ZCS)を実現できる。

文献(7)の回路では整流回路では ZCS、PWM インバータでは ZVS を適用している。ZCS では、PWM インバータ側のゼロベクトル、すなわちインバータ側の上アームもしくは下アームのスイッチがすべてオンしている期間中に整流器側の素子をスイッチングする。インバータのゼロベクトル期間中は負荷電流がインバータ側を還流し、整流器側には負荷電流が流れないため ZCS が達成できる。ZVS では、インバータ側のスイッチングタイミングで整流器側のゼロベクトルを出力するようにキャリアピーク位置を調整している。これにより、PWM インバータのスイッチング時には直流部の電圧がゼロであるため、ZVS が実現できている。

ダイレクト形の一体形制御の必要な回路と異なり直流部を有するため、交流以外の電源との連携も可能であるという利点を持つ⁸⁾。その一方で、インダイレクト形の一体形制御

の必要な回路では、独立形制御の可能な回路同様に2つの変換器が接続されているため、後述するダイレクト形の一体形制御の必要な回路と比較して効率が低いという欠点がある。

さらに、ここで挙げた例は高周波入力でなく、低周波交流-低周波交流変換の例である。これは、インダイレクト形回路例として高周波交流-低周波交流の例は著者の知る限りほとんどないからである。この回路の整流回路はPWM整流器であり、数百kHz程度の高周波の交流をそれ以上細かい周期でPWMすることが不可能であるため、ほとんど採用されていない。そのため、高周波利用におけるインダイレクト形回路として考えられる構成は、図2.8のような構成になる。しかしながら、この回路構成ではダイオード整流回路を使用しているため、パワーフローが単方向に限定される。また、直流部の電圧が整流器により制御できないため、インバータの入力を考慮した制御を行うには、入力の高周波帯域に対応した検出回路により直流部の電圧を検出してその結果を反映させた制御が必要となる。その他、制御に工夫が必要となる。

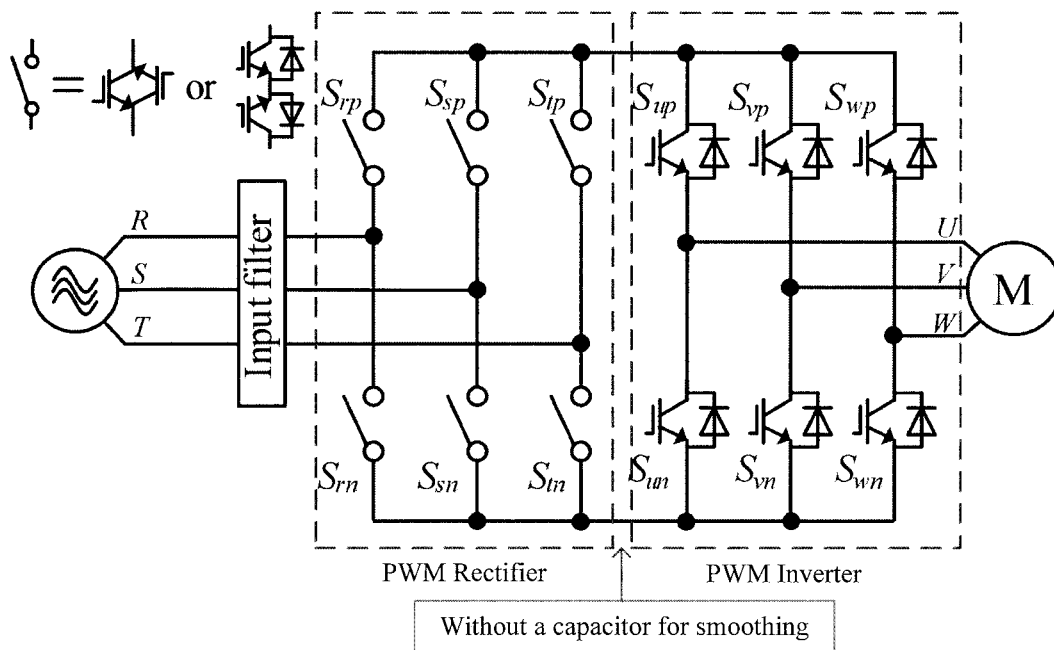


図 2.7 インダイレクト形の一体形制御の必要な回路例 1

(文献7より)

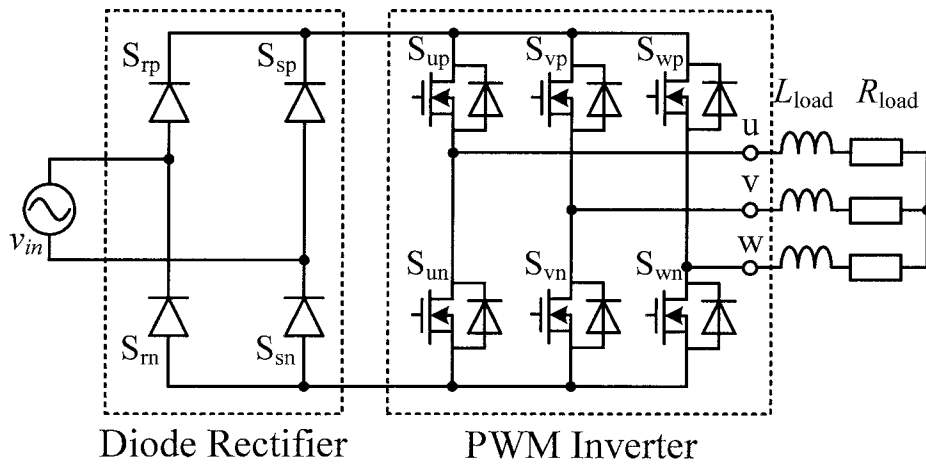


図 2.8 インダイレクト形の一体形制御の必要な回路例 2

2.4.2 ダイレクト形回路

ここでは、一体形制御の必要な回路の中でもダイレクト形回路構成の例を挙げる。

図 2.9(a)にダイレクト形の一体形制御の必要な回路を含んだ回路⁽⁹⁾を示す。この回路は、高周波変圧器で絶縁を行い回路の小型化のために、入力の交流から高周波交流に変換して変圧器に入力している。交流-交流変換回路部分では独立形制御の可能な回路やインダイレクト形の一体形制御の必要な回路と異なり、直流を介さず一括で変換を行っている。また、インダイレクト形同様に平滑用のキャパシタが必要なく小型化が可能である。

図 2.9(b)に交流-交流変換回路部分だけを示す。一括で変換を行っている交流-交流回路は三相ダイオード整流器の各ダイオードに直列にスイッチング素子を接続した簡易な回路方式で実現されている。この回路は、電力供給モードとトランスの励磁エネルギーを電源側に帰還させるリセットモードを繰り返すことにより三相交流を直接高周波交流電圧に変換している。文献(9)では高周波交流出力の周波数は 20kHz であった。この周波数は、より高速スイッチングの可能なスイッチング素子やダイオードを使用することでより高周波化が可能となる。しかし、基本的にはハードスイッチングとなっているため、スイッチング損失が周波数に比例して増加することとなる。そのため、高周波化を実現するには ZVS や ZCS などの低損失化の技術の検討をしなければならない。そして、この回路では変換器は 1 つであるが、その構成から電流の通過素子数は変換器 2 つ分となっており、効率は比較的高くはならない。

また、この回路はダイオードを用いているため、電流は単方向でありパワーフローも単方向に限定される回路構成となっており、また今回対象としている高周波交流-低周波交流変換ではなく、低周波交流から高周波交流に変換する変換器である。このように低周波交流から交流への変換は、基本的にスイッチングがハードスイッチングとなるが比較的容易に実現でき高周波化も可能であり回路例も多い。しかし、今回対象としている高周波交流-低周波交流変換の直接変換は難しく回路例も少なく、その中でも周波数があまり高くない例が多い。

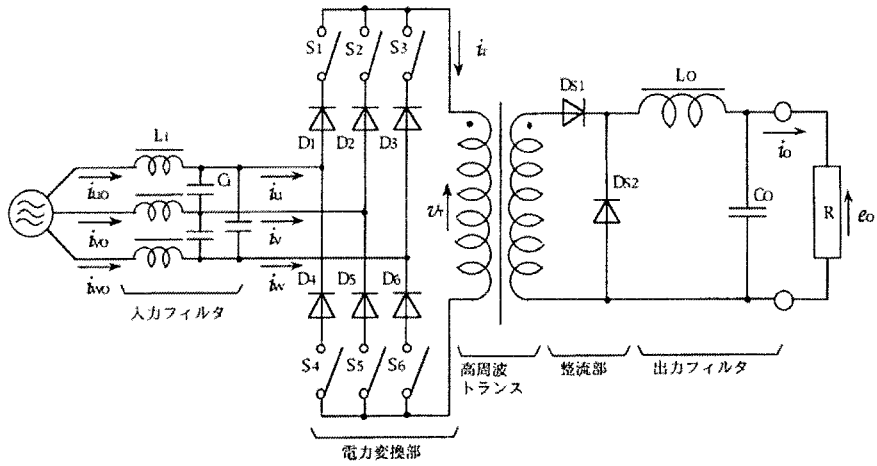
図 2.10(a)にダイレクト形の一体形制御の必要な回路の高周波交流-低周波交流変換を含んだ回路⁽¹⁰⁾を示す。この回路は、高周波インバータにより高周波交流に変換され、高周波トランスにより絶縁したのち、直接形の交流-交流コンバータにより三相交流に変換するも

のである。

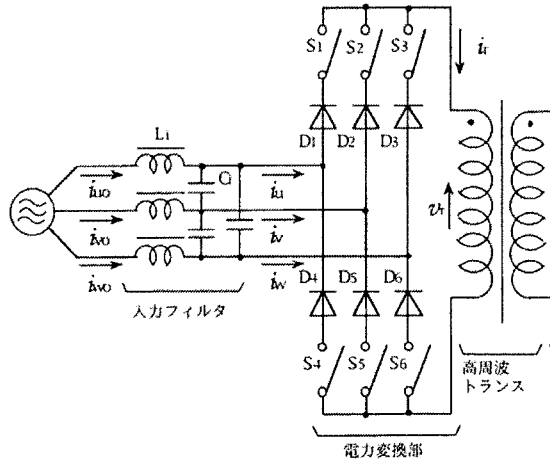
図 2.10(b)に変圧器 2 次側の交流-交流変換回路のみを示す。高周波交流を低周波交流に直接変換する回路であり、強制転流形サイクロコンバータやマトリックスコンバータと呼ばれる回路の一種である。以降、ダイレクト形マトリックスコンバータと呼ぶことにする。この回路は、6 つの双方向スイッチで構成されている。図中に示すように、双方向スイッチは 2 つの単方向スイッチを組み合わせて実現できる。このように結果的に通過素子数は変換器 2 つ分となり導通損失も変換器 2 つ分となるという欠点がある。しかし、これは逆阻止耐圧の大きい素子の登場やオン抵抗の小さい素子の使用により、導通損失の問題は解決できると期待できる。

この文献では、サンプリング期間(スイッチング周期の半分)を出力の商用周波数の周期に対して十分小さくなるように設定している。高周波インバータは、商用周波出力電圧にかかわらず、サンプリング期間ごとに高周波出力電圧の極性を反転させる方形波インバータとして動作している。マトリックスコンバータの出力電圧指令値が正弦波で与えられる場合に、指令値 1 周期分を出力電圧の各々の符号により、6 つのモードに分けて、その他拘束条件を考慮して制御を行っている。また、高周波リンク部の周波数はシミュレーションと実験で約 2kHz と比較的低い周波数となっている。

このように、前述のとおり高周波交流-低周波交流マトリックスコンバータの回路例において、入力周波数が 10kHz 程度までの比較的低い例は多いが、数百 kHz 程度以上の高周波の例は極めて少ない。

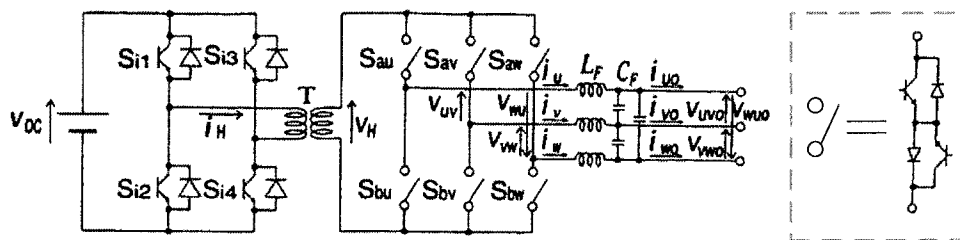


(a) 文献(9)の回路全体構成

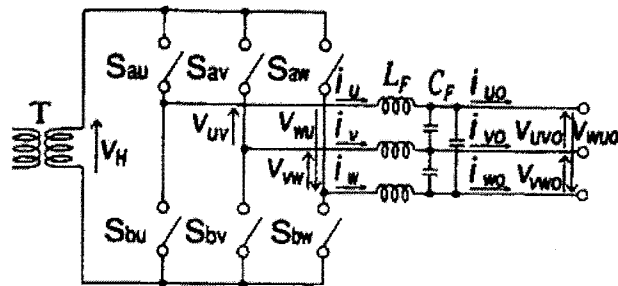


(b) 文献(9)のAC-ACコンバータ部

図 2.9 ダイレクト形の一体形制御の必要な回路例 1



(a) 文献(10)の回路全体構成



(b) 文献(10)の高周波AC-低周波ACコンバータ部

図 2.10 ダイレクト形の一体形制御の必要な回路例2

2.5 コンバータの制御法

ここでは、インバータやマトリックスコンバータなどの電力変換器の代表的な制御法について説明し、高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに最適な制御法を検討する。

2.5.1 パルス振幅変調（PAM）法

ここでは、パルス振幅変調(Pulse Amplitude Modulation : PAM)法について説明する。

図 2.11 にパルス振幅変調法の概念図を示す。パルス振幅変調法では、図 2.11 のように階段状のパルス電圧で正弦波電圧を近似する。パルスの振幅を一定期間ごとに調整し、出力したい正弦波に近づけるパルス変調方式である⁽¹⁾。

しかし、電圧形インバータやマトリックスコンバータ自体には出力電圧を調整する機能はなく、パルス振幅変調を実現できない。そこで図 2.12 に示すように、電圧形インバータの場合、直流電源と電圧形インバータの間に直流チョッパ回路のような電圧調整機能を持った変換回路を接続する必要がある。これにより、インバータの入力電圧を連続的に変化させることができるため、原理上階段状パルスを出力することができる。しかし、この回路構成では、電力変換が 2 回となるため、電力変換効率が低下してしまう問題が発生する。そのため、このパルス振幅方式は一般に用いられることは少ない。

また、この制御方式を適用するには、独立形制御が可能な回路構成である必要があるため、高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータには適用できない。

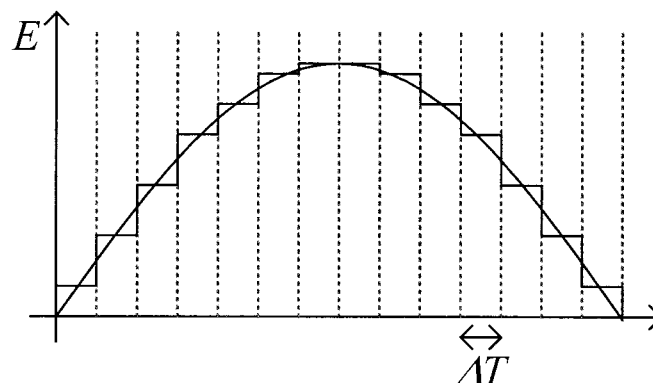


図 2.11 パルス振幅変調法の概念図

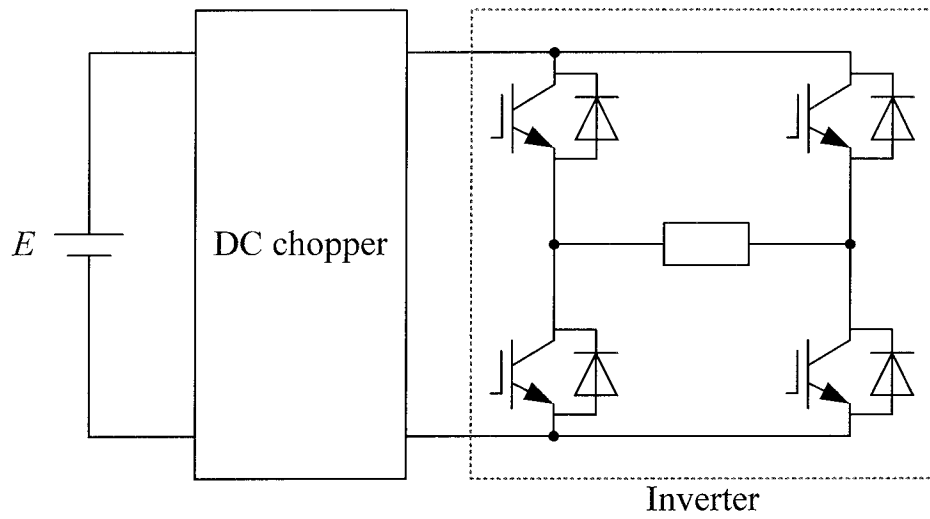


図 2.12 入力側にチョッパを接続したインバータ

2.5.2 パルス幅変調 (PWM) 法

パルス振幅変調では、ある時間の出力パルスの振幅が基準正弦波と一致するように調整していた。これに対して、電圧の振幅を変化させずに、パルスのオン時間とオフ時間を調整して、その制御周期での出力パルスの平均値を調整する方法がパルス幅変調(Pulse Width Modulation : PWM)法である⁽¹⁾。

図 2.13 にパルス幅変調法の概念図を示す。パルス幅変調法では、図 2.13 のようにパルスの出力時間幅を一定期間ごとに調整し、その一定期間ごとの平均値を正弦波状に変化させている。そのため、正弦波の振幅がゼロ付近ではパルス幅は細く、最大値付近ではパルス幅は太い。この変調法では、パルスの振幅を変化させないため、インバータの場合には直流チョッパなどは不要であり電圧形インバータのみで構成可能である。また、マトリックスコンバータでは、入力が交流であり変動するため、その変動に合わせて、出力時間を調整する。同じ出力電圧を出す場合、入力電圧が小さい瞬間には出力時間を大きくし、大きい瞬間には出力時間を小さくする。パルス幅変調法は、上記に示すような利点があり今日、多くの電力変換回路で採用されている。

しかし、高精度な波形を出力するために、制御周期を小さくする、すなわちスイッチング周波数を高くすると、スイッチでのスイッチング損失が大きくなってしまいうという問題点も存在する。

このように、今日一般的に使用されているパルス幅変調法であるが、今回対象としている高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータような高周波の入力では、それ以上高い周波数でパルス幅変調を行うことは困難である。また、仮にパルス幅変調が可能だとしても、スイッチング周波数が入力の周波数の数十倍から数百倍となり、スイッチング周波数が非常に大きくなり、スイッチング損失が大きくなる。これらの理由から、このパルス幅変調は、今回対象としている高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータには不適である。

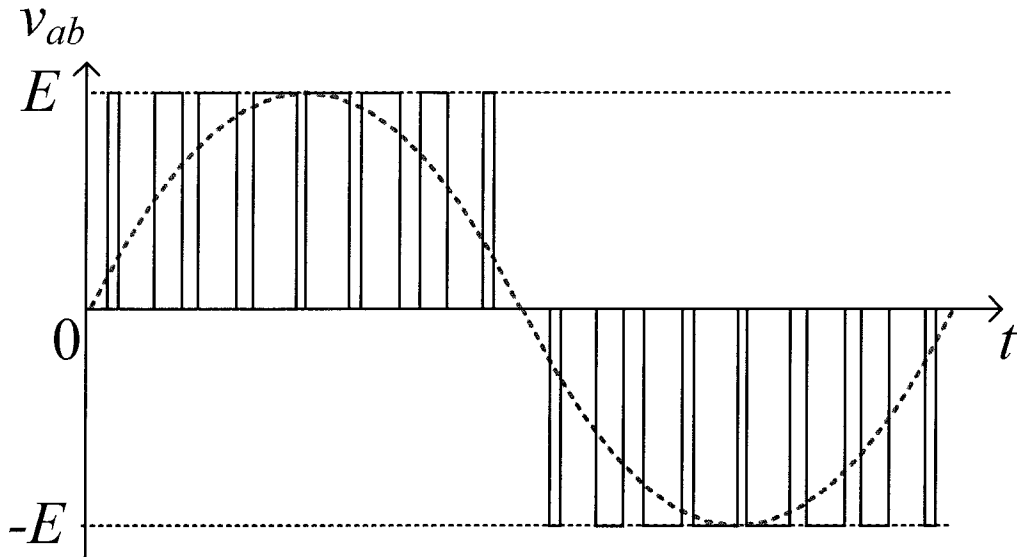


図 2.13 パルス幅変調法の概念図

2.5.3 パルス密度変調 (PDM) 法

パルス密度変調(Pulse Density Modulation : PDM)は一定幅のパルスを出力の最小単位とし、その密度および正負で波形を形成する制御法である。

図 2.14 にパルス密度調法の概念図を示す。パルス密度調法では、図 2.14 のように一定幅のパルスの密度を変化させ出力電圧を調整する。一見、パルス幅変調法(PWM)の波形と似ているが、パルス幅変調法ではパルス幅が自由に決められるのに対し、パルス密度変調ではパルス幅は一定幅のパルスの整数倍数であるという特徴がある。今回対象としている高周波入力マトリックスコンバータのように、入力電圧をパルス幅変調できないような場合には、入力の周期(半周期)をパルスとして扱えばパルス密度変調が行え、高周波入力マトリックスコンバータに適した変調法といえる。

パルス密度変調信号を得るための変調法には、「デルタ変調」と「デルタ-シグマ変調」がある。以降にその詳細について説明する。

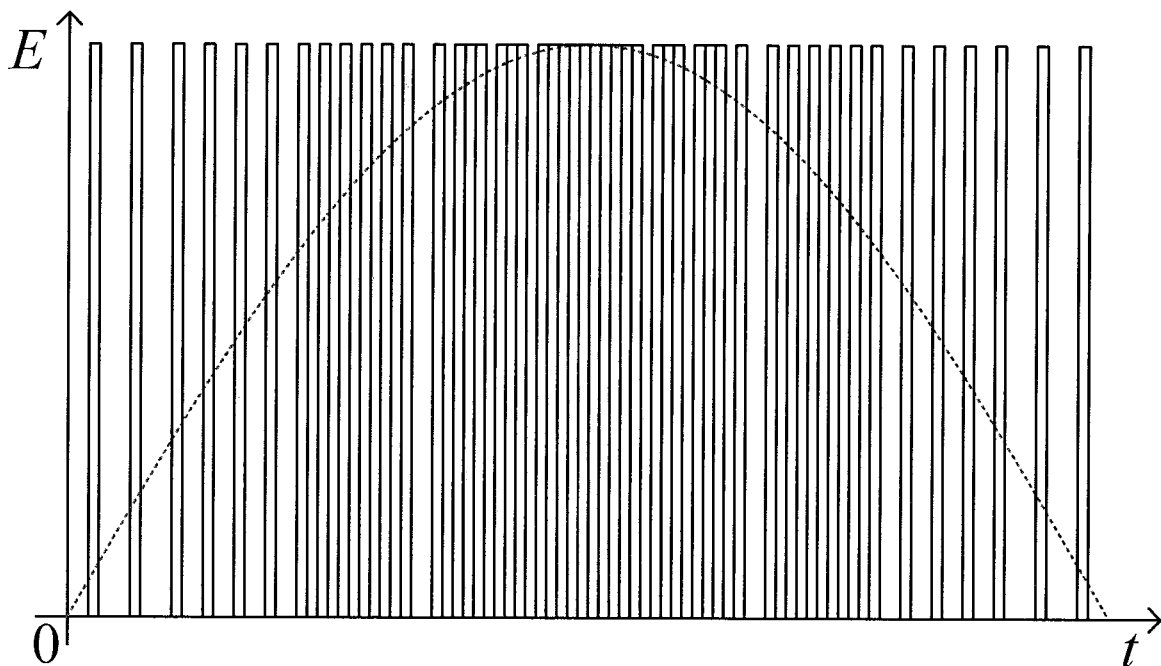


図 2.14 パルス密度調法の概念図

(1) デルタ変調

図 2.15 にデルタ変調のブロック図を示す。デルタ変調では、目標値（変調波）と1サンプリング前のデルタ変調後の出力を積分したものの差分（デルタ）を取り、その誤差をしきい値と比較することにより、信号を得る。しかし、デルタ変調は入力信号の微分値を変調しているため、出力パルスを積分することによって原信号を再現でき、変調途中で誤りがある場合、後々までそれが影響する問題点がある。

また、この回路では、サンプリング時間ごとに変調が実行される。そのため出力パルス幅はサンプリング時間の整数倍となり、一定幅のパルスの密度により出力が調整される。

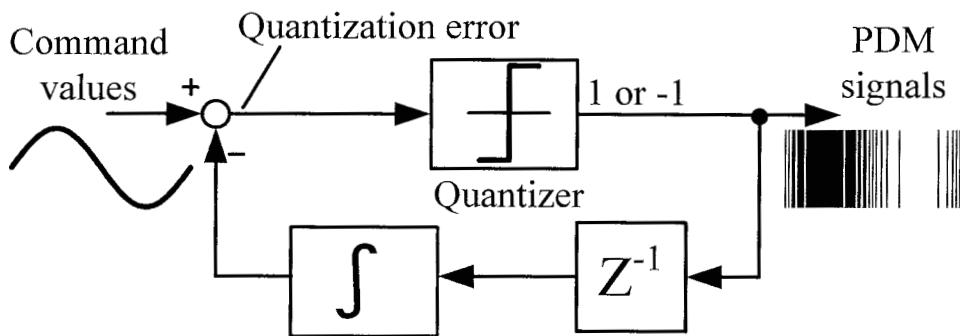


図 2.15 デルタ変調のブロック図

(2) デルタ-シグマ変調

図 2.16 にデルタ-シグマ変調のブロック図を示す。デルタ-シグマ変調では、上記のデルタ変調の問題を解決するために、変調経路に積分器を導入している。これにより、誤りがなくなると同時に、入力信号と出力パルス列の積分値の差が常に零レベルとなるようにフィードバック制御されるため、安定度が高くなった。これもまた、出力パルス幅はサンプリング時間の整数倍となるという、特徴を持つ。

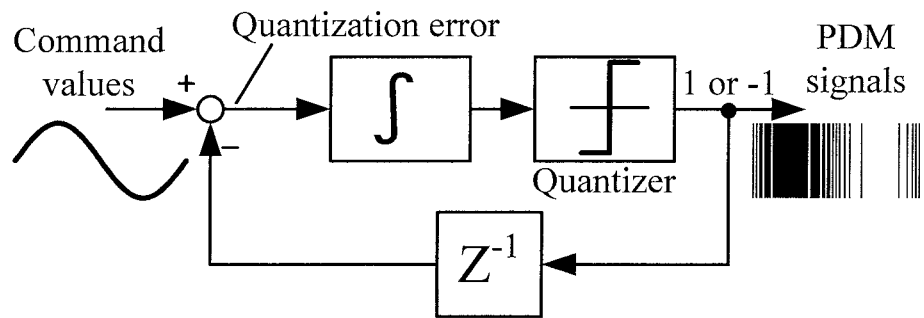


図 2.16 デルタ-シグマ変調のブロック図

2.6 パルス密度変調を適用した一体形制御

ここでは、前節までに挙げた各回路方式の問題点についてまとめ、その解決策となる制御法について提案する。

まず、独立形制御の可能な回路、インダイレクト形の一体形制御の必要な回路、ダイレクト形の一体形制御の必要な回路の問題点をそれぞれ挙げる。

- (1) 独立形制御の可能な回路 (BTB システム)
 - (a) 電力変換が 2 段となるため高効率化が困難
 - (b) インバータでは基本的にハードスイッチングのためスイッチング損失が大きい
 - (c) ZVS, ZCS などのソフトスイッチング技術を用いるには追加回路が必要
 - (d) 整流器をダイオード整流器とすると、パワーフローが単方向
- (2) インダイレクト形の一体形制御の必要な回路 (インダイレクト形マトリックスコンバータ)
 - (a) 電力変換が 2 段となるため高効率化が困難
 - (b) 高周波の入力電圧をそれ以上細かく PWM し、整流器出力を制御することが困難
 - (c) インバータでは基本的にハードスイッチングのためスイッチング損失が大きい
 - (d) 整流器をダイオード整流器とすると、パワーフローが単方向
- (3) ダイレクト形の一体形制御の必要な回路 (ダイレクト形マトリックスコンバータ)
 - (a) 高周波(数百 kHz 程度)の入力電圧をそれ以上細かく PWM することが困難
 - (b) 保護回路 (スナバ) が複雑
 - (c) 制御が複雑

独立形制御の可能な回路では、変換器が 2 段であるため、変換回路全体の効率が低い。整流後に平滑キャパシタにより、PWM インバータの入力電圧を一定に安定化しているため、素子両端電圧は一定となり、スイッチングはハードスイッチングとなる。これにより、特に PWM インバータでの損失が大きい。この解決策として、共振現象を利用したソフトスイッチング技術を利用する方法があるが、これには追加回路が必要である。

インダイレクト形の一体形制御の必要な回路でも独立形制御の可能な回路と同様に、変換器が 2 段であるため、変換回路全体の効率が低い。また、インダイレクト形の一体形制御の必要な回路とダイレクト形の一体形制御の必要な回路において、数百 kHz 以上の高周

波入力をそれ以上細かく PWM 制御することができず、入力電圧の 1 周期中においてスイッチングのタイミングの管理ができない。その結果、ハードスイッチングとなり、この PWM 制御法では高周波入力の一体形制御の必要な回路の出力電圧は制御できず、高周波化しても効率が低下する。そのため、一体形制御の必要な回路において高周波化するためには、PWM 制御以外に制御法を検討する必要がある。

そこで、本論文では一体形制御の必要な回路である高周波入力のマトリックスコンバータに PWM ではなく、パルス密度変調(PDM)を適用することを提案する。この回路において、入力の高周波電圧には半周期ごとにゼロの瞬間が存在することに着目して、変換器のスイッチングのタイミングをこのゼロ電圧と合わせることでゼロ電圧スイッチング(ZVS)を実現する制御法を提案する。独立形制御の可能な回路ではインバータ入力が平滑されているために、インバータ入力電圧にゼロの瞬間が存在しないため、この制御法は適用できない。一方、一体形制御の必要な回路のダイレクト形回路では、入力電圧が正弦波であるためこの制御法は適用可能であり、インダイレクト形回路においても整流後平滑を行っていないため、ゼロ電圧の点が存在し適用可能である。そのため、本論文では、2 種類の一体形制御の必要な回路に対して提案の制御法を適用する。

しかしながら、この制御法では入力の半周期ごとという一定周期でしかスイッチングが行えないため、PWM のように 1 制御周期中のオン時間とオフ時間の割合によって出力を調整することができない。そこで、本論文では出力電圧調整法としてパルス密度変調(Pulse Density Modulation : PDM)⁽¹²⁾⁽¹⁵⁾の使用を提案する。PDM では、一定幅のパルスを出力の最小単位とし、その密度および正負で波形を形成する制御法である。

図 2.17 に PDM 制御を適用した際の出力電圧のイメージ図を示す。入力電圧は高周波の正弦波電圧であるため、この入力電圧の半周期を PDM 制御の出力最小単位のパルスとして扱い、スイッチングを行うことで PDM 制御と ZVS が実現できる。これによりスイッチング損失を大幅に低減でき、高周波化によりスイッチング回数が増加しても、スイッチング損失の増加は抑えられる。

このように、一体形制御の必要な回路に本論文で提案する PDM 制御法を適用することによって、出力のスイッチング周波数を高周波化しても、ZVS を実現でき高効率を得ることができる。

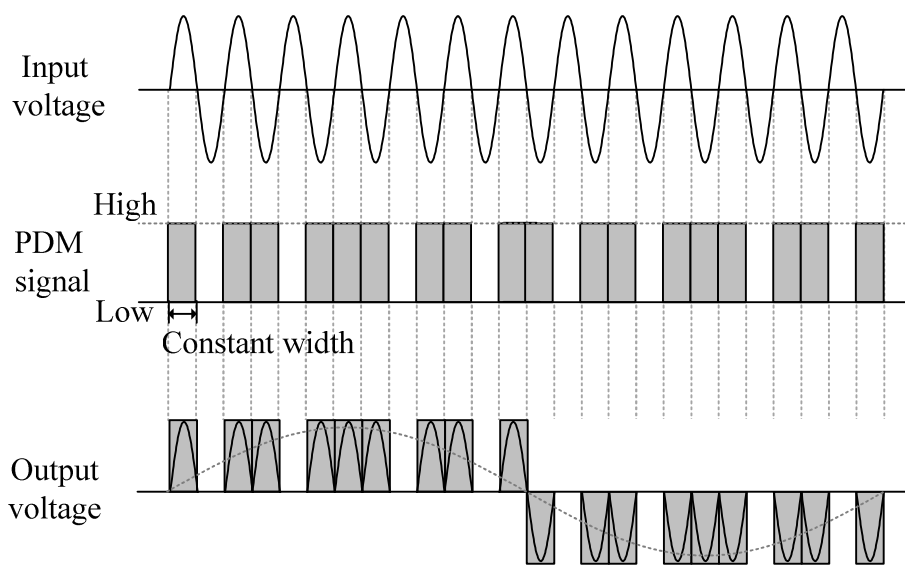


図 2.17 高周波交流-低周波交流コンバータへの PDM 制御の適用

2.7 本研究の位置づけ

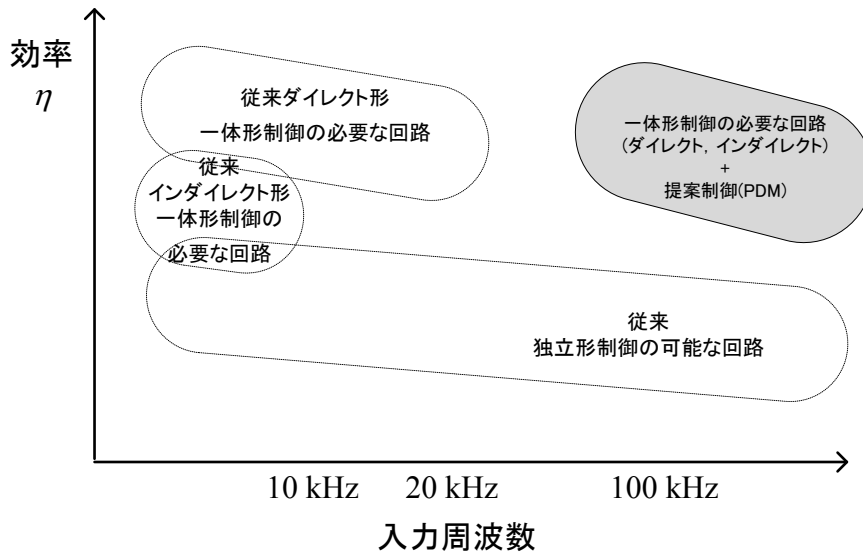
図 2.18 に本論文で提案する PDM 制御を用いた一体形制御の必要な回路の目標とする性能を示す。図 2.18(a)に示すように、入力周波数が大きくなると変換効率は低下する。これは、入力周波数が増加すると、各回路の整流回路でのスイッチング回数が増加し、スイッチング損失が増加するためである。一般的に、従来回路方式では変換回数が 1 回のためダイレクト形の一体形制御の必要な回路が最も効率が良い。インダイレクト形の一体形制御の必要な回路は変換回数が 2 回となるため、ダイレクト形よりも効率は低下する。もっとも効率が低いのは独立形制御の可能な回路である。これは、変換回数が 2 回であり、インバータ入力に一定電圧であるため常にハードスイッチングであるためである。

また、図 2.18(b)に示すように、入力周波数が増加しても従来回路では、あまりひずみ率 (THD)は変化しない。これは、従来回路は PWM 制御により出力電圧を調整しており、PWM 信号の制御周期が決まれば、THD の値はほぼ決まるためである。

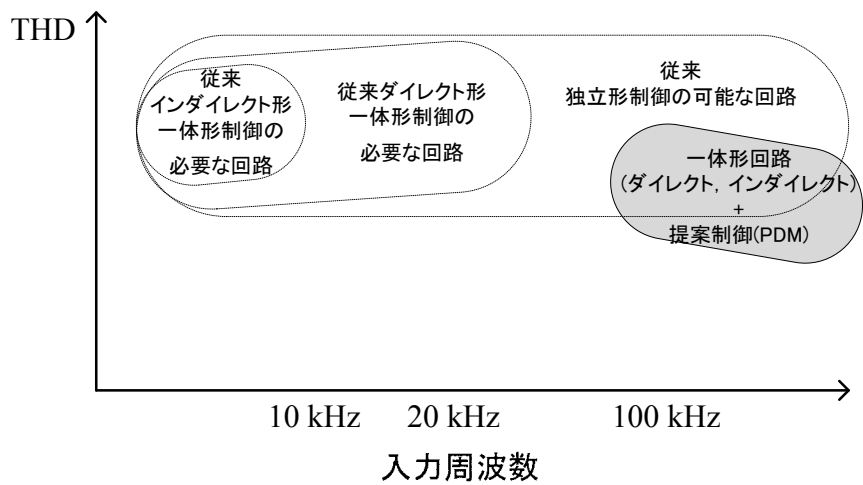
これらの問題に対して、提案法では一体形制御の必要な回路において入力電圧の半周期ごとに存在するゼロ電圧時にスイッチングすることによって ZVS を実現し、スイッチング損を低減する。また、出力電圧の調整には、従来の PWM 制御ではなくパルス密度変調 (PDM)制御を用いる。これは、入力の半周期ごとにしかスイッチングが行えないため、その入力の半周期を制御の最小単位のパルスとして扱うことにより PDM 制御を実現できる。PDM 制御では、その制御の最小単位が細かいほど出力電圧 THD が小さくなる。これは、本提案制御において入力の周波数が高いほど、出力電圧 THD が小さくなることを意味する。

このように、本論文では一体形制御の必要な回路 (マトリックスコンバータ) において、出力電圧周波数に対して入力電圧周波数が十分大きいことに着目して、入力電圧の半周期を制御の最小単位として扱う PDM 制御を適用することによって、従来回路よりも入力電圧周波数の高い領域において、より高効率と低 THD を目指している。

この制御法は、出力電圧の制御を行うインバータ部において入力電圧にゼロ電圧が存在しない独立形制御の可能な回路には適用しても、ZVS が実現できない。



(a) 目標とするコンバータの変換効率性能



(b) 目標とするコンバータのTHD性能

図 2.18 目標とするコンバータの性能

2.8 結言

本章では、これまでに提案されてきた交流-交流コンバータの回路方式を独立形制御の可能な回路と一体形制御の必要な回路に分類して示し、それらの利点と問題点を明らかにした。また、今回対象とする高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの制御法について検討した。最後に、提案する高効率化手法の位置づけを明らかにした。以下に本章で得られた結論をまとめる。

- (1) 独立形制御の可能な回路では、電力変換回数が2回であり、またインバータでは基本的にハードスイッチングのためにスイッチング損失が大きく、高効率化が困難である。
- (2) インダイレクト形の一体形制御の必要な回路においても、電力変換回数が2回であり、またインバータでは基本的にハードスイッチングのためにスイッチング損失が大きく、高効率化が困難である。また、高周波入力電圧の場合それ以上細かくPWMし、整流器出力を制御することが困難である。
- (3) ダイレクト形の一体形制御の必要な回路においても、電力変換回数が1回であるため他の回路方式よりも高効率が望める。しかし、インダイレクト形同様に高周波入力電圧の場合それ以上細かくPWMし、整流器出力を制御することが困難である。また、制御も複雑となる。

以上の問題点の解決法として、本論文では一体形制御の必要な回路（マトリックスコンバータ）において、出力電圧周波数に対して入力電圧周波数が十分大きいことに着目して、入力電圧の半周期を制御の最小単位として扱うPDM制御を提案した。また、この制御法を適用することによって、ZVSを実現でき、従来回路よりも入力電圧周波数の高い領域において、より高効率と低THDを期待できる。これらの詳細については次章以降で述べる。

参考文献

- (1) 平地 克也, 吉次 淳二, 中岡 睦雄:「小容量UPS用高周波リンク単相PFC整流コンバータ」, 電気学会論文誌D, Vol.118, No.7-8, pp.949-950 (1998)
- (2) 北田 亮平, 赤木 泰文:「複数台の双方向絶縁形DC/DCコンバータを用いたマルチレベル・カスケードBTBシステムの制御法」, 電気学会論文誌D, Vol.130, No.12, pp.1307-1314 (2010)
- (3) 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, Vol.126, No.3, pp.211-217 (2006)
- (4) 佐藤 之彦, 松本 康, 片岡 昭雄:「共振DCリンクインバータの解析と制御法の改善」, 電気学会論文誌D, Vol.111, No.7, pp.531-539 (1991)
- (5) 梁 承学, 滝沢 聡毅, 近藤 正示, 原島 文雄:「並列共振形電力変換器による誘導機の力行/回生運転の実現と新しい回路方式の提案」, 電気学会論文誌D, Vol.113, No.1, pp.49-56 (1993)
- (6) 藤田 英明, 赤木 泰文:「零電流スイッチング三相電圧形PWMインバータ」, 電気学会論文誌D, Vol.114, No.5, pp.561-566 (1994)
- (7) 伊東 淳一, 日向 敏文:「ゼロ電圧スイッチング制御法を適用したインダイレクトマトリックスコンバータの波形改善」, 電気学会論文誌D, Vol.131, No.1, pp.24-31 (2011)
- (8) 加藤 康司, 伊東 淳一:「インダイレクトマトリックスコンバータの回生スナバを利用したマルチ電源連系システムの制御法」, 電気学会論文誌D, Vol.130, No.4, pp.518-525 (2010)
- (9) 青木 忠一, 鍛田 豊, 室山 誠一, 小屋 敷徹:「周波トランスを用いたスイッチング整流器の入力電流波形改善」, 電気学会論文誌D, Vol.115, No.6, pp.719-725 (1995)
- (10) 稲垣 克久, 大熊 繁:「三相出力PWM制御サイクロコンバータを用いた高周波リンクDC/ACコンバータ」, 電気学会論文誌D, Vol.112, No.6, pp.545-552 (1992)
- (11) 野村弘, 藤原憲一郎, 吉田正伸:「PSIMで学ぶ基礎パワーエレクトロニクス」, 電気書院
- (12) Ma Xianmin: "Analysis and Design of PDM Converter with High Frequency Link for HEV Drive System", Power Electronics and Motion Control Conference 2006, Vol.3, pp.1-4 (2006)

-
- (13) Nakaoka, M. Yonemori, H. Yurugi, K. : "Zero-voltage soft-switched PDM three phase AC-DC active power converter operating at unity power factor and sinewave line current", Power Electronics Specialists Conference 1993, pp.787-794 (1993)
- (14) Sandali, A. Cheriti, A. Sicard, P. Al-Haddad, K. : "Application of PDM control to a multilevel AC/AC converter with self power factor correction", Power Electronics Specialists Conference 2004, Vol.4, pp.2881-2887 (2004)
- (15) Yurugi, K. Yonemori, H. Nakaoka, M. : "Three Phase Resonant DC Link PDM Active Converter with Unity Power Factor and Sinewave Current Shaping Functions", Telecommunications Energy Special Conference 1994, pp.405-412 (1994)

第3章

インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへのPDM制御の適用

3.1 緒言

本章では、系統連系などの低周波出力に対して、絶縁形コンバータの変圧器2次側出力や非接触電力伝送システムの受電周波数が十分高いことに着目し、2章で説明したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのインバータ部のさらなる高効率化を目指して、パルス密度変調(PDM)制御⁽¹⁾を適用する。このコンバータでは入力電圧の半周期をPDM制御のパルスとして扱い、スイッチングを行う。このため、入力電圧のゼロクロス点でスイッチングすることで、インバータのスイッチング損失低減が可能となる。

スイッチングに使用するPDM信号は、デルタ-シグマ変調⁽²⁾⁽⁶⁾により得られる。しかし、出力波形には後に図3.8(b)に示すような出力電圧指令値の極性と異なる極性の電圧パルス（以下、逆方向電圧パルスと呼ぶ）と波形のクランプ現象が発生し、損失が増加する一因となる。そこで、さらなる出力波形の改善手法として空間ベクトル変調(SVM)を基にしたPDM信号生成法を提案する。SVMを基にスイッチングパターンを生成することにより三相を一括で制御でき、出力電流と電圧の位相を最小にすることができるため、出力波形にクランプ現象をなくすることができる。

本章の目的は、インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおいて、デルタ-シグマ変調を用いた制御方式と提案するSVMを基にした制御方式を比較検討

し、提案法の有用性を示すことにある。

まず、対象とするシステム構成と回路構成について説明する。次に、PDM 制御法について、デルタ-シグマ変調を用いた方式と提案する SVM を基にした方式の特徴を述べる。そして、試作機による 2 つの制御法を適用した実験の結果を示す。これらの結果から、2 つの制御法について比較検討を行い、出力電圧波形および電力変換効率の改善により提案手法の有用性を確認したので報告する。

3.2 回路構成

3.2.1 システム構成

図 3.1 に非接触給電を想定した場合のシステム構成図を示す。高周波電源から送られた電力は共振コイルによる電磁界共鳴により受電側に送られる。受電した電力を系統に接続するためには、単相から三相の交流-交流電力変換器が必要となる。図 3.1 のように、この電力変換器の入力は 100kHz 以上の高周波を想定しており、出力は商用系統を想定すると 50Hz または 60Hz の低周波という特徴を有する。一般には、ダイオード整流器の出力に平滑コンデンサを接続し、安定した直流を得てからインバータにより商用系統と連系することが考えられる。

しかし、その場合、インバータにスイッチング損失が発生する。特に導通損失の低減を狙って、スーパージャンクション構造の MOSFET を使用すると、リカバリー損失が増加する。そこで、さらなる高効率化を目指し非接触給電受電側の電力変換器として、PDM 制御を用いた高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータを適用する。変換器の出力周波数に対して入力周波数が十分大きいことに着目すると、入力電圧の半周期を 1 パルスとして扱うことで、PDM 制御を適用できる。そして、これによりインバータ側のスイッチング素子がオンオフする瞬間のコレクタ-エミッタ(ドレイン-ソース)間電圧をほぼゼロにでき、大幅にスイッチング損失を低減し、高効率が見込める。PDM 制御法については次章にて述べる。

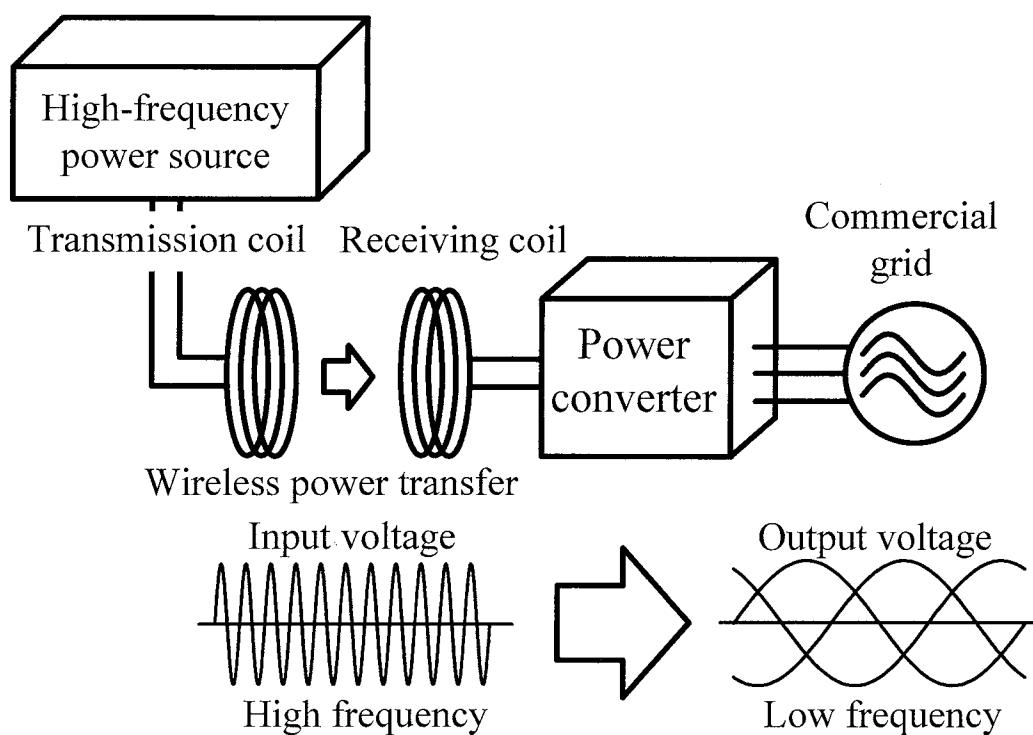


図 3.1 想定する高周波入力コンバータのシステム

3.2.2 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ

図3.2にダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの回路構成を示す。この回路は6個の双方向スイッチで構成されている。これは、入力電圧が交流であり、単方向スイッチでは入力電圧が負極性の時にはスイッチに逆電圧が加わり寄生ダイオードで電源短絡するので、これを防ぐためである。また、この回路は交流-交流直接変換器であり、直流リンクを持たず平滑コンデンサが不要であり、通過素子数は1つとなるため、従来の整流器-インバータシステムと比較して導通損失が小さくなる。

電圧利用率については、平滑コンデンサを有する一般的な回路方式が1なのに対して、PDM制御を適用したダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータでは0.551である。詳細については後述する。このように、平滑コンデンサを有する一般的な回路方式と比較すると提案回路の電圧利用率は低い。しかし、提案回路はスイッチ両端電圧がゼロ電圧のときにスイッチングを行うことで、入力電圧の半周期を制御の最小単位とするPDMを実現するというコンセプトであり、平滑コンデンサを有する回路方式と比較して、スイッチング損失を大幅に低減できるという優位な点がある。

また、ワイヤレス電力伝送システムを入力と考えた場合、システムはあるインピーダンスに整合されることが予想される。このとき、電力が大きくなるとそのインピーダンス値に比例して、入力電圧が大きくなる。たとえば、数kWのシステムでは、 50Ω で整合をとるとすれば、入力電圧は400-500V程度となる。このことから、ワイヤレス電力伝送システムを入力と考えた場合には、提案のマトリックスコンバータは降圧動作となるので、このような電圧利用率でも商用電源に連系できる。

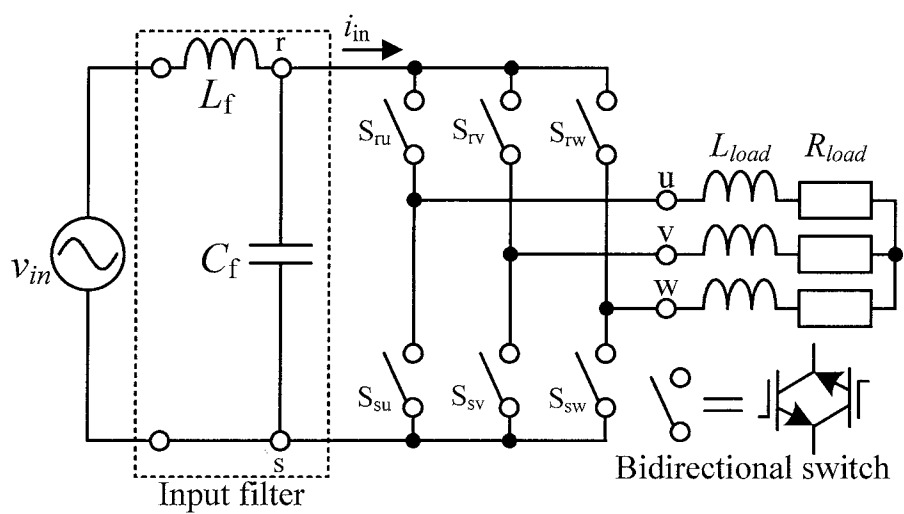


図 3.2 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ

3.2.3 インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ

図3.3にインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの回路構成を示す。インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータはダイオード整流器と三相インバータの2つの変換器で構成されている。一見、この回路は従来の整流器とインバータシステムと同じ構成であるが、直流リンクに平滑キャパシタを使用していないため、スイッチング素子に加わる電圧は脈動しており、ゼロ電圧の瞬間が存在する。このため、そのゼロ電圧時にスイッチングを行うことで、スイッチング損失を低減できる。また、通過素子数が2つとなり、前項で説明したダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータと比較して導通損失は増加するが、6つの単方向スイッチのみで制御できるため、動作を簡単化することができる特徴がある。ただし、パワーフローは一方向に限定される。

なお、直流リンク部には保護回路として、ダイオードと小さなキャパシタ、放電抵抗で構成されるクランプスナバを接続している。

ここで、図3.2、図3.3より、それぞれのスイッチング行列は(3.1)式、(3.2)式で表すことができる。ただし、 s はダイオードとスイッチのスイッチング関数であり、 $s=1$ でオン、 $s=0$ でオフを示している。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{ru} & s_{su} \\ s_{rv} & s_{sv} \\ s_{rw} & s_{sw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up} & s_{un} \\ s_{vp} & s_{vn} \\ s_{wp} & s_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} \\ s_{rn} & s_{sn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.2)$$

変換器の入出力の関係は、スイッチング関数を行列式で表したとき、変換器の構成にかかわらず同一のスイッチング行列になれば同一である。ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのスイッチング行列はインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのスイッチング行列の積として得られるので、(3.1)、(3.2)式のスイッチング行列を等しくすれば入出力の波形は同一となり、この2つの変換器は同一の

インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへのPDM制御の適用

ものとして考えることができる。したがって、インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータを提案方式の動作確認に使用することができる。

本章では、高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおけるPDM制御原理の妥当性の検証を行うため、インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータを用いて実機検討を行う。

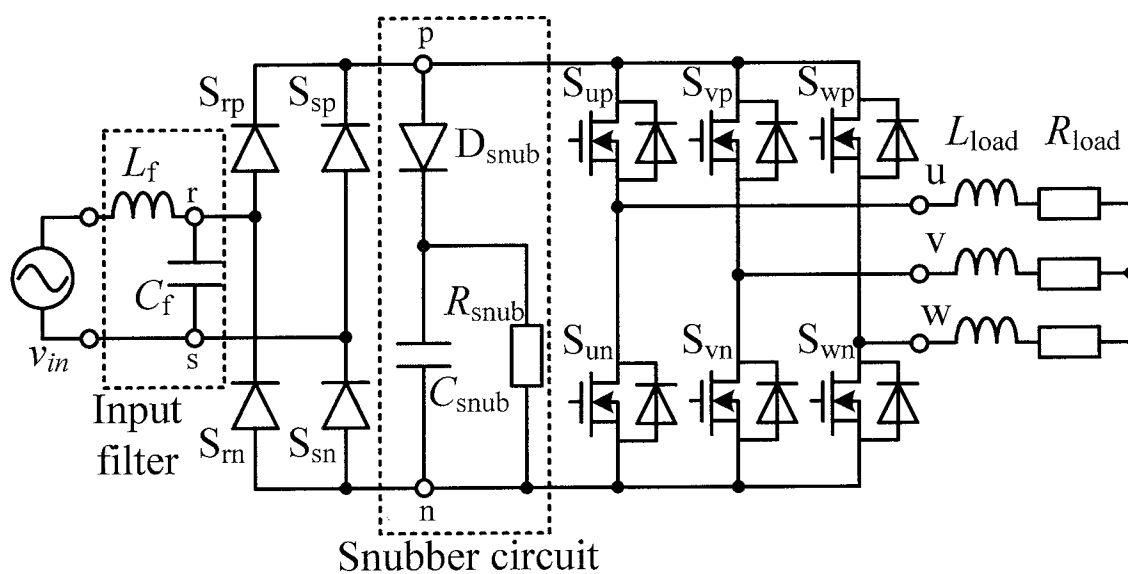


図 3.3 インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ

3.2.4 PDM 制御を適用した高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの電圧利用率

PDM 制御を適用した高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータには昇圧要素がないため、降圧動作のみとなり、出力電圧は入力電圧よりも低くなる。そこで、インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの電圧利用率について考察する。

図 3.4 にインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおける各部の電圧を示す。インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの入力電圧 v_{in} を正弦波と仮定し、その最大値を V_{in_max} とするとダイオード整流器の出力電圧 v_{pn} は最大値 V_{in_max} の整流波形となるため、インバータの入力となる電圧は v_{pn} の平均値 V_{pn_avg} となる。このとき、入力電圧の最大値 V_{in_max} とインバータの入力となる電圧 V_{pn_avg} の関係は (3.3) 式で表される。

$$V_{pn_avg} = \frac{2}{\pi} V_{in_max} \dots\dots\dots(3.3)$$

また、インバータの入力となる電圧 V_{pn_avg} と三相インバータ出力の線間電圧の基本波最大値 V_{uv_max} の間には(3.4)式の関係がある。

$$V_{uv_max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{pn_avg} \dots\dots\dots(3.4)$$

(3.3)、(3.4)式より入力電圧の最大値 V_{in_max} と出力線間電圧の基本波最大値 V_{uv_max} の間には(3.5)式の関係がある。

$$V_{uv_max} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{in_max} = 0.551 \cdot V_{in_max} \dots\dots\dots(3.5)$$

また、(3.5)式を入力電圧実効値 V_{in} と出力電圧実効値 V_{uv} の関係に直すと以下の式になる。

$$V_{uv} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{in} = 0.551 \cdot V_{in} \dots\dots\dots(3.6)$$

(3.6)式より PDM 制御を適用した高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの電圧利用率は 0.551 となる。

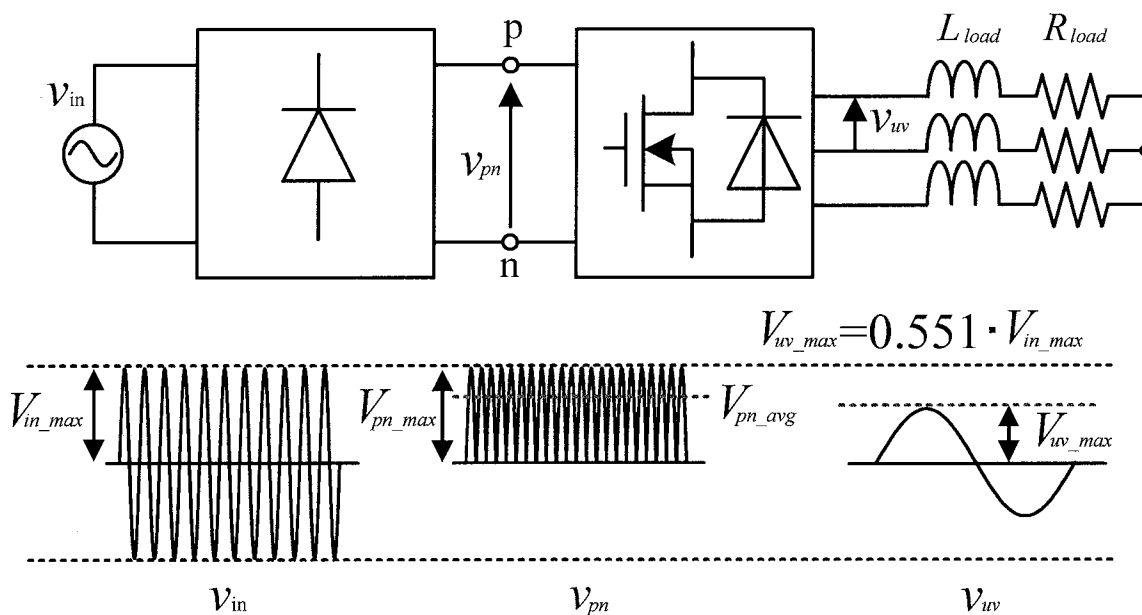


図 3.4 PDM 制御を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの入出力電圧の関係

3.3 制御原理

3.3.1 パルス密度変調（PDM）制御法

PDM (Pulse Density Modulation)制御は一定幅のパルスを出力の最小単位とし、その密度および正負で波形を形成する制御法である。

図 3.5 に高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに PDM 制御を適用する際のイメージ図を示す。非接触給電の受電端が接続されるとすると、高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの入力は高周波の正弦波電圧であるため、この入力電圧の半周期を PDM 制御の 1 パルスとして扱い、スイッチングを行うことで PDM 制御を適用することができる。

ここで、高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの入力電圧は正弦波であるため、半周期毎にゼロクロス点が見れる。このゼロクロス点でスイッチングを行うことで、スイッチング損失を大幅に低減できる。

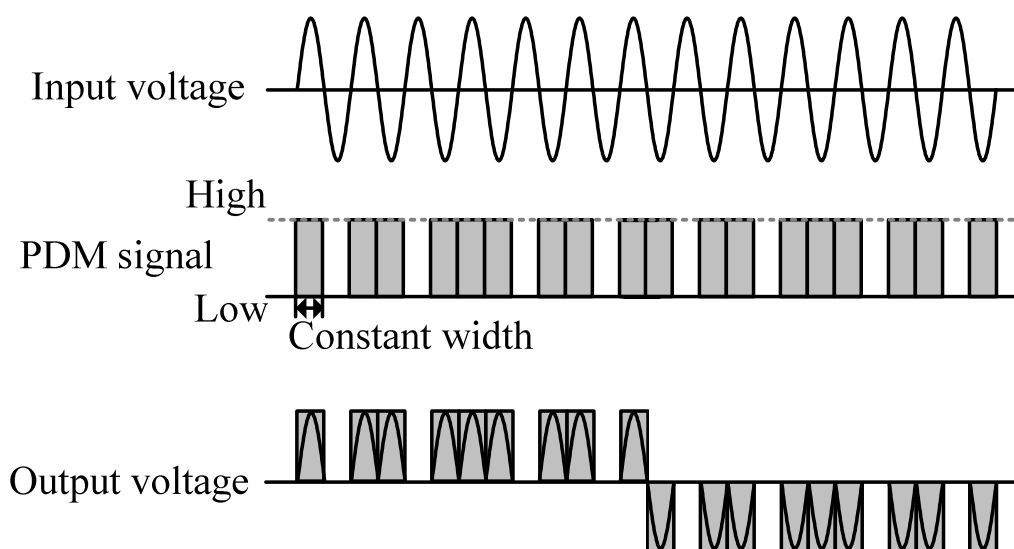


図 3.5 高周波単相-低周波三マトリックスコンバータに PDM 制御を適用する際のイメージ図

3.3.2 デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御法

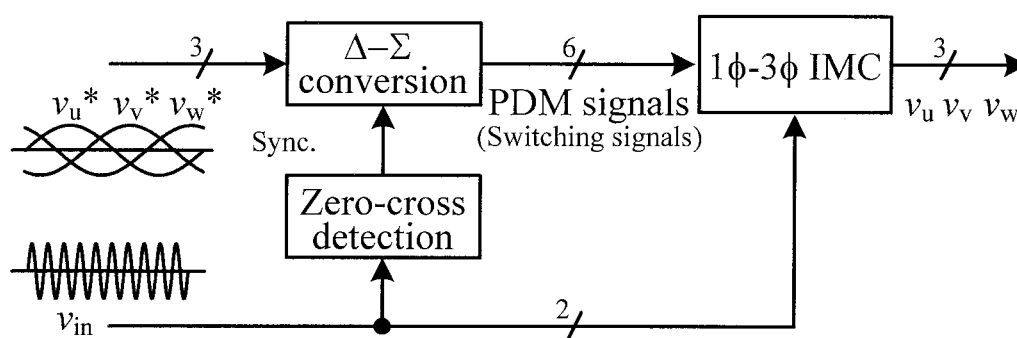
図 3.6 にデルタ-シグマ変調を用いた PDM 信号生成ブロックを示す。図 3.6(a)はデルタ-シグマ変調を用いたシステム全体の制御ブロック図、(b)はデルタ-シグマ変調のブロック図である。PDM 制御に必要な信号は、各相の出力指令値をそれぞれアナログ-デジタル変換の1つであるデルタ-シグマ変調することで得られる。インバータ部のスイッチングに用いる PDM 信号は各相の指令値をデルタ-シグマ変調することにより生成する。デルタ-シグマ変調を用いることで比較的簡単に PDM 信号を得ることができる。インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータでは、この信号を用いてインバータの各相のアームをスイッチングすることで出力に PDM 波形を得ることができる。また、入力電圧のゼロクロス点と同期させることでスイッチング損失の大幅な低減を実現する。

デルタ-シグマ変調によって、PDM 信号は生成できるが、図 3.3 のインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにこの方法を適用すると、後に図 3.8(b)に示すように逆方向電圧パルスが発生する現象と、出力電圧がスナバ電圧にクランプされる現象が発生することが判明した。これらは出力波形のひずみやリップルの原因となる。また、このクランプ現象により、ゼロ電圧付近でスイッチングすることができず、スイッチング損失が増加する。以下にそのメカニズムを説明する。

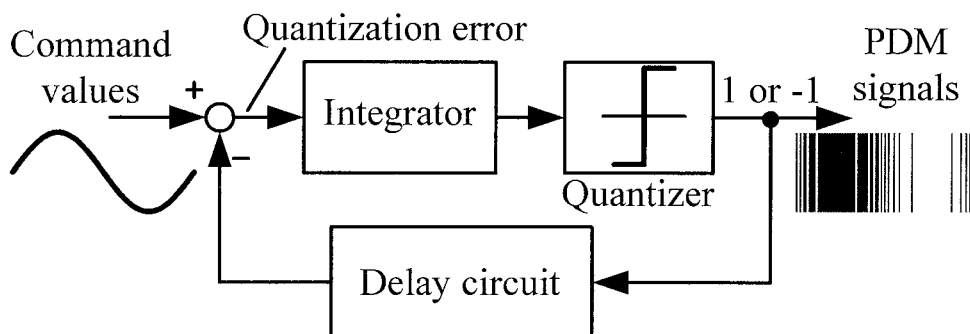
(1) 逆方向電圧パルス発生メカニズム：図 3.6(b)に示すようにデルタ-シグマ変調では、量子化誤差が発生する。そのため、量子化誤差を積算し、しきい値を超えたところで、逆方向電圧パルスを出力して量子化誤差を打ち消している。その結果、本質的な原理により出力電圧に逆方向電圧が発生する。

(2) クランプ現象発生メカニズム：デルタ-シグマ変調を用いた PDM 信号生成法のスイッチングパターンでは、出力電圧ベクトルと出力電流ベクトルの位相差が瞬時的に 30 度以上になるパターンが存在する。三相インバータにおいて、電圧ベクトルと電流ベクトルの位相差が 30 度を超えると、負荷から直流リンクに電流が逆流する。しかし、電源側にはダイオード整流器が接続されており、電源に回生することができず、直流リンク電圧が上昇する。その結果、スナバ回路のダイオードがオンするため、直流リンク電圧はスナバコンデンサ電圧にクランプされる。このため、出力電圧にクランプ現象が生じる。これは、各相の出力指令値をそれぞれ独立にデルタ-シグマ変調しているため、他の相の位相に関係

なくパルスを出力しているためである。



(a) Control block diagram using delta-sigma conversion (overall).



(b) Block diagram of the delta-sigma conversion.

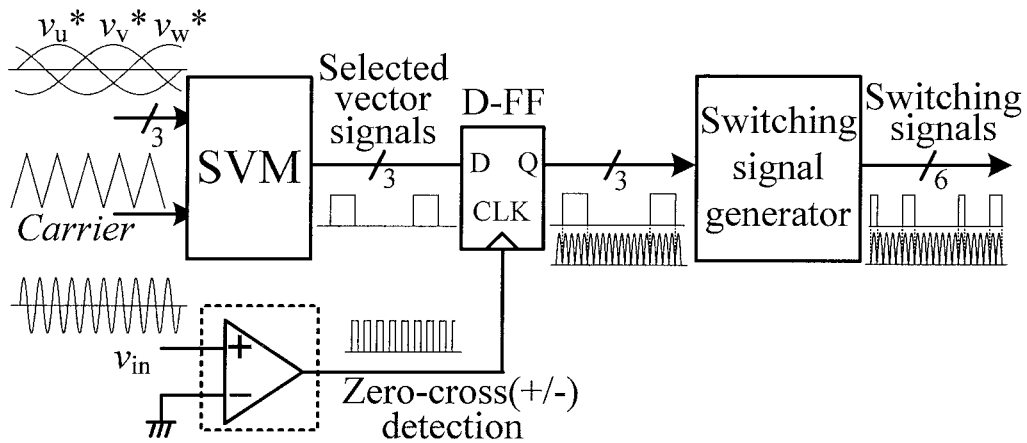
図 3.6 デルタ-シグマ変調を用いた PDM 信号生成ブロック

3.3.3 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御法

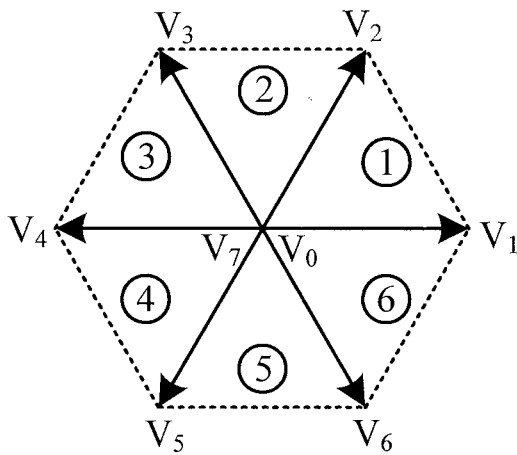
デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御法のクランプ現象の発生メカニズムに着目して、その改善手法として SVM を基にした PDM 信号生成法(Space Vector Base PDM : SVB-PDM と呼ぶ)を提案する。SVM では、三相を一括で制御でき、電圧ベクトルを出力する際に近接した基本ベクトルを選択し出力する。系統連系の用途では基本的に出力力率 1 に保つよう制御されるのが一般的である。そのため、SVM を用いることで出力電流ベクトルに対して出力電圧ベクトルの位相の変化を最小にできる。これにより、直流リンク電流の逆流を防止でき、出力電圧のクランプ現象は発生しない。

図 3.7(a)に SVB-PDM の信号生成ブロックを示す。SVM による選択ベクトル信号とその各デューティにより各選択ベクトルの出力のタイミングが分かる。その信号を D フリップフロップ(D-FF)に入力し、入力電圧のゼロクロス検出信号を D-FF の CLK に入力することで、D-FF の出力 Q はゼロクロス検出信号のエッジで同期できる。このゼロクロス点に同期された選択ベクトル信号をスイッチング信号生成器によりスイッチングパターンに変換する。スイッチング信号生成器では、図 3.7(b)に示すような選択ベクトルから、図 3.7(c)に示すスイッチングパターンの対応表に従い、スイッチングパターンを生成する。ここで、図 3.7(c)内の” 1”, ” 0” はインバータ部の上アームのスイッチング状態を示しており、下アームのスイッチング状態は上アームと反転している。これにより入力電圧の半周期を制御の最小単位とする PDM 制御が可能となり、スイッチに印加される電圧がほぼゼロのところまでスイッチングを実現する。

この制御法では、SVM に用いるキャリアの周波数を小さくすると、リップルが増加する。そのため、SVM に用いるキャリア周波数は大きいことが望ましい。しかし、キャリアの周波数を大きくして、入力電圧の周波数に近づくと、制御の分解能が低下する。これは入力電圧の半周期パルスで制御の最小単位とする PDM 制御を行なっているため、制御周期に対して最小パルス幅の比率が大きくなり、分解能が低下するためである。例えば、出力電圧の分解能を 8bit 以上望むとすれば、SVM に用いるキャリア周波数は、入力周波数の 1/128(入力半周期を最小パルスとするため)以下にする必要がある。系統連系用途の場合、一定周波数一定電圧制御(CVCF)なので、モータ駆動用途ほど、出力電圧の分解能を要求されない。



(a) PDM signals generation block diagram based on SVM.



Ⓝ: Sector number
(b) Space vector diagram.

Selected	Switching pattern		
	u	v	w
V_0	0	0	0
V_1	1	0	0
V_2	1	1	0
V_3	0	1	0
V_4	0	1	1
V_5	0	0	1
V_6	1	0	1
V_7	1	1	1

"1": ON, "0": OFF
(c) Switching pattern table.

図 3.7 空間ベクトル変調を基にした PDM 信号生成法

3.4 実機検証

ここでは2つの制御法の検証を行うため、図3.3に示す実験回路による動作確認を行った。なお、今回、入力として、特性インピーダンスが 50Ω に整合された高周波電源を使用した。そのため、回路の入力インピーダンスが電源のインピーダンスと整合するように、入力フィルタを挿入した。表3.1の実験条件により実験を行い、各制御法の動作確認を行った。

表 3.1 インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの実験条件

Input voltage		200 [V]
Input frequency		100 [kHz]
Output line-to-line voltage		90 [V]
Output frequency		50 [Hz]
Load	R_{load}	100 [Ω]
	L_{load}	10 [mH]

3.4.1 デルタ-シグマ変調による PDM 制御の動作

図3.8にデルタ-シグマ変調を用いたPDM信号生成法を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作波形を示す。図3.8(a)より、出力には周波数50Hzの正弦波電圧が出力されている。これより、インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおいて、デルタ-シグマ変調を用いることで、PDM制御が実現できていることを確認した。

また、図3.8(b)は図3.8(a)における区間Aの拡大図である。この区間は、出力電圧指令値が負の期間である。図3.8(b)より、周波数100kHzの正弦波電圧が入力されており、インバータは出力電圧の波形から入力電圧のゼロクロス付近でスイッチングできていることが確認できる。しかし、実際にはゼロクロス点から約 $1\mu\text{s}$ 遅れてスイッチングしている。この遅れの主な原因は、ゼロクロス点を検出する回路とゲートドライブ回路(GDU)の遅れと、インバータのデッドタイムである。検出回路とGDUでの遅れは約 $0.5\mu\text{s}$ であり、設定した

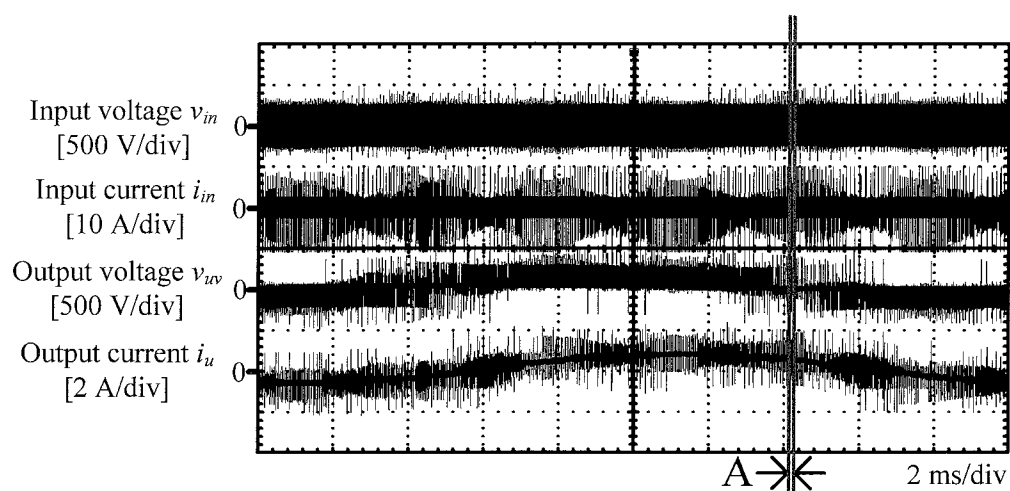
デッドタイムは $0.5\mu\text{s}$ である。しかし、この遅れは入力電圧のゼロクロス点を検出する回路の改良や素子の特性から適切なデッドタイムの決定をすることで改善が可能と思われる。また、多少のスイッチングの遅れがあったとしても、ゼロクロス付近でスイッチングが行われていれば、一定の直流電圧でスイッチングしているインバータに比べてスイッチング損失とスイッチングに伴うサージを軽減できる。

一方、出力電圧波形では逆方向電圧パルスとクランプ現象が発生している。これは、3.3節で述べたようにデルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御のスイッチングパターンでは、直流リンク電流が逆流するパターンが発生しているためである。このクランプ現象は出力電圧波形のひずみの原因となる。

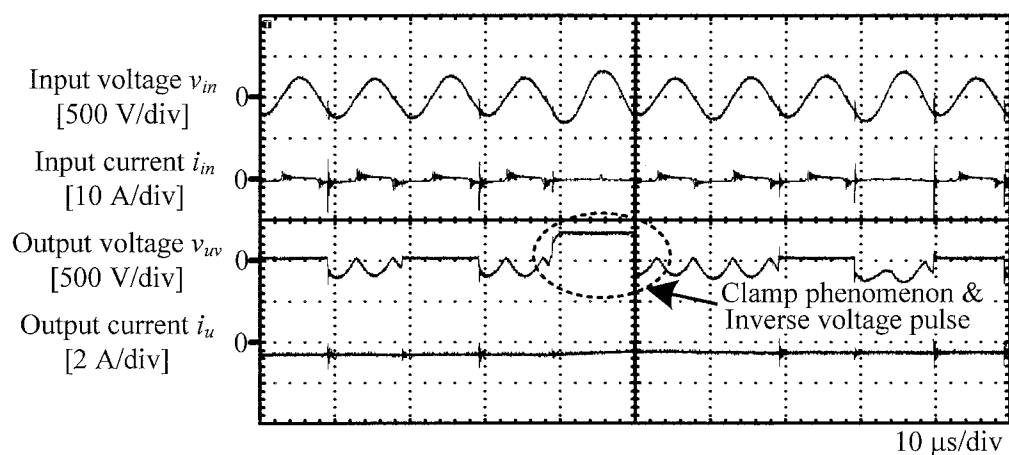
次に、図 3.9 に出力電圧と入力電流の高調波解析結果を示す。図 3.9(a)より、出力電圧は出力周波数 50Hz に対して低次高調波をほとんど含んでいないことがわかる。出力電圧のひずみ率(THD)は 40 次までで 5.96% となった。また、高次では入力電圧周波数 100kHz の 2 倍の周波数である 200kHz の整数倍高調波を含んでいることがわかる。本回路ではダイオード整流器により全波整流しているため、直流リンク電圧(インバータ入力)は入力電圧の 2 倍の周波数で変動する。そのため、出力電圧波形も入力周波数の 2 倍の周波数の整数倍高調波を含む。

また、図 3.9(b)より入力電流の高調波解析では、入力周波数 100kHz の整数倍高調波を多く含んでいることがわかる。これは、図 3.8(b)からもわかるように、入力電流は矩形波状であり、低次の整数倍高調波を含んでいるためである。このとき、入力電流の THD は 10 次までで 79.7% となった。ここで、入力側電源を非接触電力伝送システムの受電コイルと想定した場合、入力電流 THD が大きいと、インピーダンスの不整合が発生し、電力伝送効率が低下する。そのため、インピーダンス整合を行うために、入力にフィルタが必要となる。しかし、THD が大きい場合にはより高い高調波除去性能が求められ、入力フィルタが大型化するが、非接触給電では数百 kHz 以上の高周波が使用されることから、商用周波数のフィルタに比べ大幅に小さい。

以上の実験結果より、この方式ではクランプ現象と逆方向電圧パルスが発生することを確認した。また、これらの問題は出力波形のひずみに影響を与え、ひずみ率が高くなることが明らかになった。

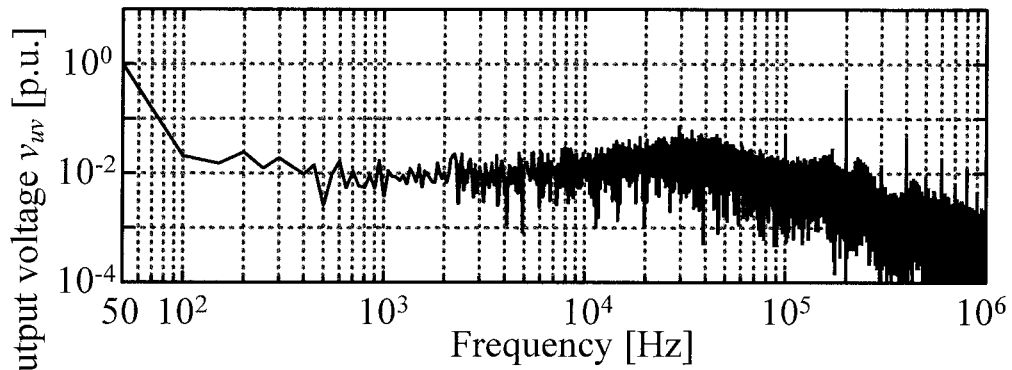


(a) Input and output operation waveforms.

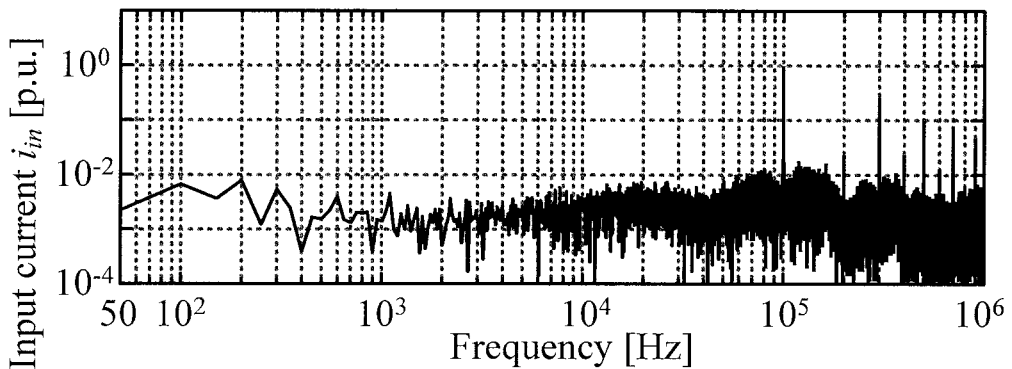


(b) Extended view of each operation waveform.

図 3.8 デルタ-シグマ変調を用いた PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作波形



(a) Harmonics analysis of output voltage.



(b) Harmonics analysis of input current.

図 3.9 デルタ-シグマ変調を用いた PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力電圧と入力電流の高調波解析結果

3.4.2 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御の動作

ここでは、提案した SVB-PDM 制御の有用性を確認するため、デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御の実験と同様の回路を用いて実験を行った。入出力電圧、負荷等の実験条件も表 3.1 に示すとおりである。

SVM に用いるキャリア周波数は 5kHz とし、スイッチングに用いる PDM 信号を生成した。また、この信号は、入力電圧の上り、下りのゼロクロス点と同期がとれている。

図 3.10 に SVB-PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作波形を示す。図 3.10(a)より、出力には周波数 50Hz の正弦波電圧が出力されている。これより、インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおいて、SVM を基にした PDM 制御が実現できていることを確認した。また、この制御法では、スイッチングによるサージは発生しているが、デルタ-シグマ変調を用いた方式で発生していた逆方向電圧パルスが発生していない。これにより、提案手法を適用することで、出力電圧波形の改善が確認できる。

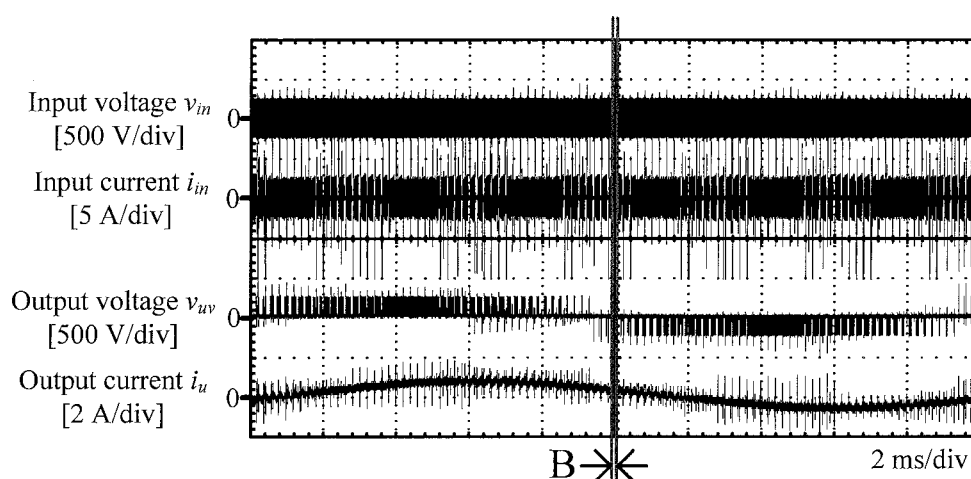
図 3.10(b)に図 3.10(a)における区間 B の拡大図を示す。図 3.10(b)より、インバータは入力電圧のゼロクロス付近でスイッチングできていることが確認できる。また、デルタ-シグマ変調を用いた方式同様に、約 1 μ s のゼロクロス点からのスイッチング遅れが存在する。

次に、図 3.11 に出力電圧と入力電流の高調波解析結果を示す。図 3.11(a)より、出力電圧は出力周波数 50Hz に対して低次高調波をほとんど含んでいない。出力電圧の THD は 40 次までで 2.15%となった。また、SVM のキャリア周波数 5kHz と、入力電圧周波数 100kHz の 2 倍の周波数である 200kHz の整数倍高調波を多く含んでいることがわかる。スイッチング周波数がキャリア周波数と一致しているため、その整数倍高調波を含む。そして、入力電圧周波数の 2 倍の周波数の整数倍高調波を含む理由は、前項で述べたのと同じ理由である。

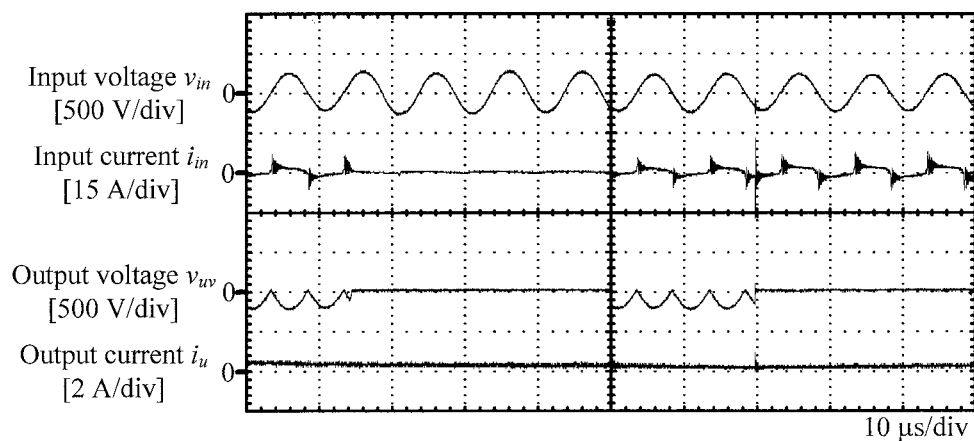
また、図 3.11(b)より入力電流の高調波解析では、入力周波数 100kHz の整数倍高調波を多く含んでいる。これも前項で述べた理由と同様、図 3.11(b)からもわかるように、入力電流が矩形波状であるためである。このとき、入力電流の THD は 10 次までで 55.5%となった。

提案した SVM を基にした PDM 制御を適用することで、デルタ-シグマ変調を用いた

PDM 制御適用時に発生していたクランプ現象と逆方向電圧パルスの問題を解決し，出力電圧ひずみ率を 1/2 以下に低減できた。以上の結果から，提案した波形改善法の有用性を確認できる。

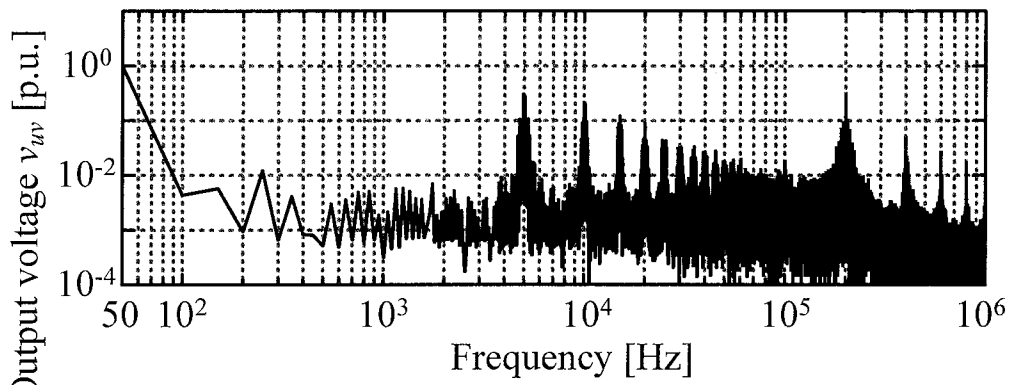


(a) Input and output operation waveforms.

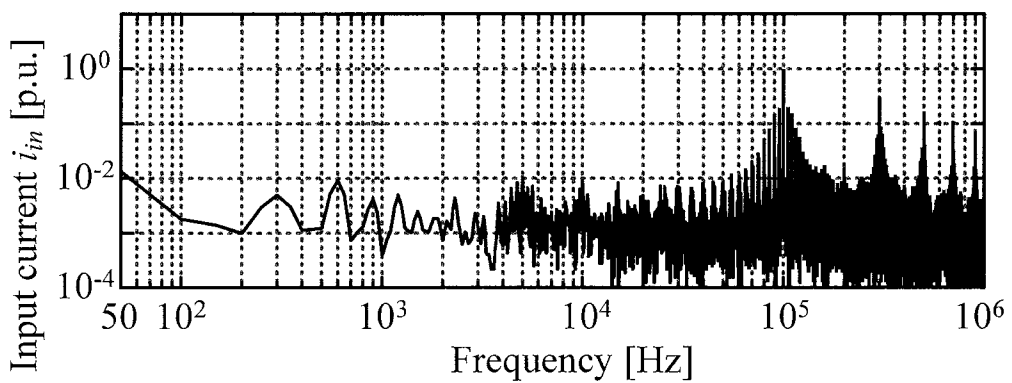


(b) Extended view of each operation waveform.

図 3.10 SVB-PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作波形



(a) Harmonics analysis of output voltage.



(b) Harmonics analysis of input current.

図 3.11 SVB-PDM 信号生成法を適用したインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力電圧と入力電流の高調波解析結果

3.4.3 デルタ-シグマ変調による PDM 制御と空間ベクトル変調を基にした PDM 制御の効率比較

図3.12にデルタ-シグマ変調を用いたPDM制御とSVB-PDM制御を適用した際のインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの効率特性を示す。入出力電圧は表3.1の実験条件とし、負荷を変化させることで出力電力を変化させて実験を行った。

結果より、最高効率点は75W負荷において、それぞれSVMを基にしたPDM制御適用時では97.3%、デルタ-シグマ変調を用いたPDM制御適用時では93.4%となり、提案するSVB-PDMにより損失を59.1%低減できた。

また、すべての測定点においてSVB-PDM制御適用時の効率がデルタ-シグマ変調を用いたPDM制御適用時の効率よりも高い。これは、SVB-PDM制御適用することにより、クラムプ現象が解消され、スイッチング損失が減少したためである。この制御法では、スイッチング回数を低減することができ、スイッチング損失が大幅に減少したことも、効率向上に大きく寄与している。

以上より、SVMを基にしたPDM制御は波形改善とスイッチング損失低減に有効であることが確認された。

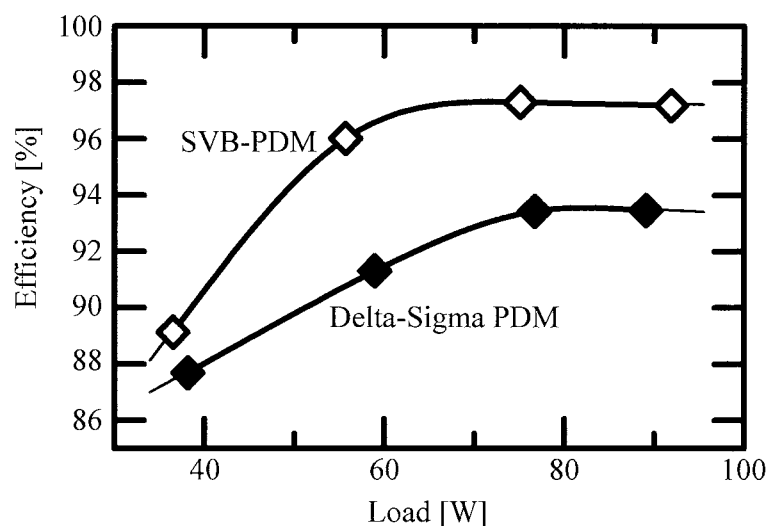


図 3.12 デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御と SVB-PDM 制御を適用した際のインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの効率特性

3.4.4 スイッチング遅延の損失への影響

図3.13にスイッチング遅延が回路損失におよぼす影響を示す。この際、入力電圧100kHz、200V、出力電圧を50Hz、出力電力が80W一定となるように実験を行った。ここで、結果は出力電力で規格化した値である。また、遅延回路によりスイッチングタイミングを調整することにより、入力電圧のゼロクロス点からの遅延時間を調整している。スイッチング遅延 $0\mu\text{s}$ は、遅延回路によって、スイッチングのタイミングを半周期後に現れる入力電圧のゼロクロス点まで遅らせることで、遅延 $0\mu\text{s}$ を実現し、これを遅延 $0\mu\text{s}$ と定義する。

結果より、回路損失はスイッチング遅延時間の増加に伴い増加しており、スイッチング遅延時間 $0\mu\text{s}$ において損失は最小となり3.2%であった。また、スイッチング遅延時間 $2.5\mu\text{s}$ において損失は最大となり3.5%であった。

また、回路損失の増加の傾向は正弦波状(4分の1周期)になっている。これは、スイッチング遅延時間の変化に伴い、スイッチング時の電圧値が正弦波状に変化し、スイッチング損失が正弦波状に変化するためである。

よって、スイッチングのタイミングが、入力正弦波の最大値と重なるとスイッチング損失が最大となる。

このとき、スイッチング遅れ $0\mu\text{s}$ においても3.23%と比較的大きな損失が発生している。これは、インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの構成では、インバータ部において、デッドタイムが必要であり、このデッドタイムを確保したことにより、上下アームどちらかのスイッチでは完全にゼロ電圧でスイッチングしておらず、スイッチング遅延 $0\mu\text{s}$ と定義したスイッチングの条件においても、スイッチング損失が発生しているためと考えられる。

また、MOSFETの駆動回路の遅延時間のばらつきの影響も原因の一つと考えられる。そのため、今後、遅れ時間の補償や最適なデッドタイムの設定をすることで、さらなる損失低減が期待できる。

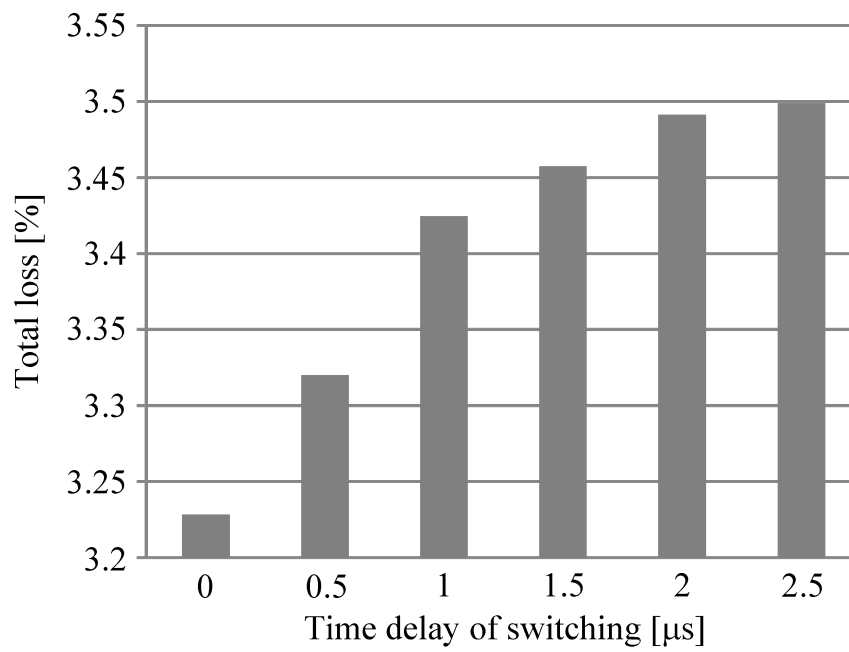


図 3.13 スイッチング遅延の回路損失におよぼす影響

3.4.5 クラмп現象の損失への影響

図 3.14 に図 3.3 の回路を用いたシミュレーションによるデルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御時の損失解析結果と SVM を基にした PDM 制御時の損失解析結果を示す。表 3.2 にシミュレーション条件を示す。また、損失解析に必要な各素子のパラメータは、試作機に使用した MOSFET : IRFP460 (500V, 20A) とダイオード : S20L60 (600V, 20A) のデータシートの値を使用した。

図よりデルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御ではインバータ部でスイッチング損失が 1.4W 発生しているが、SVM を基にした PDM 制御では発生していないことがわかる。これは、デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御では、前述のようにクラмп現象が発生しており、クラмп現象発生時には ZVS が得られずインバータ部ではハードスイッチングとなっているためである。

一方、提案の SVM を基にした PDM 制御を適用することでクラмп現象は解消され、すべての区間においてインバータ部では ZVS が得られているため、インバータでのスイッチング損失は発生していない。これにより、デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御適用時と比較すると、最大でおおよそ 18% 損失を低減できる。

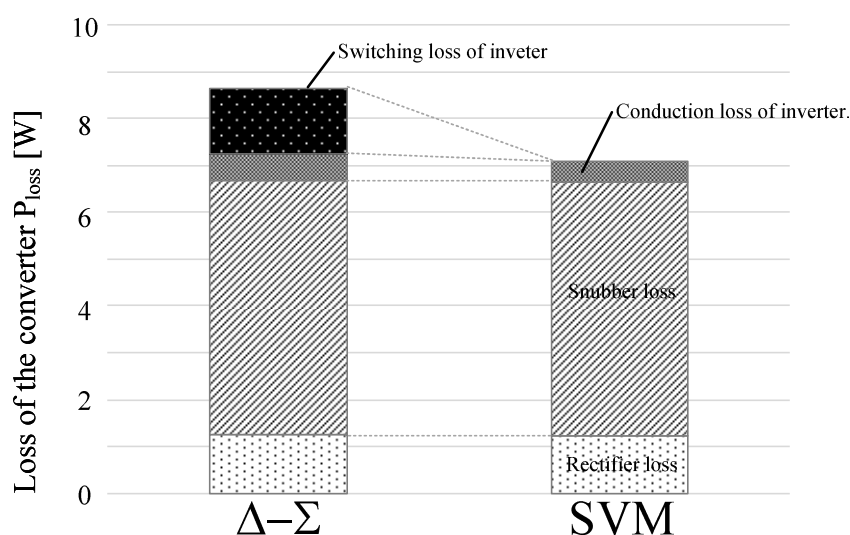


図 3.14 損失解析結果

表 3.2 損失解析時のシミュレーションパラメータ

Input voltage	400 [V]
Input frequency	100 [kHz]
Output line-to-line voltage	200 [V]
Output frequency	50 [Hz]
Load (Power factor)	300 [W] (0.986)

3.5 結言

本章では、入力を高周波、出力を低周波とするインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおける PDM 制御法について実験により検討を行った。デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御を適用した場合、出力波形に逆方向電圧のパルスと波形のクランプ現象が発生する。これは各相の指令値を独立にデルタ-シグマ変調しているためである。その波形改善法として三相の出力電圧を一括して制御できる SVM を基にした PDM 制御法を提案した。

試作機による 2 つの制御法を適用した実験結果より、デルタ-シグマ変調を用いた方式では、出力電圧波形に逆方向電圧パルスとクランプ現象を確認した。そして、SVM を基にした PDM 制御法では、逆方向電圧パルスおよびクランプ現象が発生していないことを確認した。高調波解析では、出力電圧 THD はそれぞれ 5.96%, 2.15% となった。この結果より、SVM を基にした PDM 制御の波形改善効果を確認した。

また、各制御法において効率評価を行った結果、デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御では 93.4%, SVM を基にした PDM 制御では 97.3% となり、損失を 59.1% 低減できることを明らかにした。以上により、提案した SVM を基にした PDM 制御の有用性を確認した。

このデルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御を適用した際のクランプ現象の問題は、図 3.3 に示すパワーフローが一方向に限定されたインダイレクト形のマトリックスコンバータ特有の問題であり、図 3.2 に示すダイレクト形のマトリックスコンバータでは、電源側への電流の回生が可能のためクランプ現象は発生しない。

なお、本方式は、非接触電力伝送システムだけでなく、高周波トランスにより入出力を絶縁するコンバータにおいて、トランスの二次側から直接商用周波数の系統に連系させるインタフェースコンバータとしても応用可能である。

今後の課題としては、さらにスイッチング損失の低減を目指し、高精度にゼロ電圧付近でスイッチングするためのゼロクロス点検出回路改良があげられる。

参考文献

- (1) 中田祐樹, 伊東淳一:「百 kHz 級単相-商用周波三相マトリックスコンバータの PDM 制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol.134, No.1, pp.41-48 (2013)
- (2) 柏木宏仁, 中井上恵:「非同期 $\Delta \Sigma$ 変調インバータの提案」, 電気学会論文誌 D, Vol.109, No.10, pp.725-732 (1989)
- (3) 西村克敏, 中井上恵:「2 次 $\Delta \Sigma$ 変調インバータにおけるキャリアへの同期化」, 電気学会論文誌 D, Vol.114, No.2, pp.185-191 (1994)
- (4) 廣田敦志, 長井聡, 中岡睦雄:「スイッチモード DC-DC コンバータ応用に適した $\Delta \Sigma$ 変調回路の一方式」, 電気学会論文誌 D, Vol.123, No.2, pp.112-120 (2003)
- (5) 廣田敦志, 長井聡, 中岡睦雄:「スイッチモード DC-DC コンバータ応用に適した $\Delta \Sigma$ 変調回路の一方式」, 電気学会論文誌 D, Vol.123, No.2, pp.112-120 (2003)
- (6) Hirota, A., Nagai, S., Nakaoka, M: "A novel delta-sigma modulated DC-DC power converter utilizing dither signal", Power Electronics Specialist Conference 2000, Vol.2, pp.831-836 (2000)

第4章

PDM 制御のダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの適用

4.1 緒言

前章では、一体形制御の必要な回路の内、インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに PDM 制御を適用した。しかし、インダイレクト形回路はモータなどの低力率の負荷では直流リンク部の電流の逆流により出力電圧にクランプ現象が発生し、波形が大きくひずむ問題がある。そこで、本章では、低力率負荷でもクランプ現象が生じない2章で説明した一体形制御の必要な回路のもう一方の回路方式であるダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの PDM 制御の適用について検討を行う。ここでは、制御法として、前章で提案した空間ベクトル変調を基にした PDM 制御をダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに適用し、その基本動作を確認する⁽¹⁾。

また、ダイレクト形回路は将来的に GaN による逆阻止デバイス⁽²⁾を用いて、より高効率化できる可能性がある。ここでは PDM 制御を適用したダイレクト形回路の試作機を製作し、その動作を確認したので報告する。

4.2 回路構成と制御方式

4.2.1 回路構成

図 4.1 に今回検討を行ったダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの回路構成を示す。この回路は 6 個の双方向スイッチで構成されている。今回製作した試作機では、MOSFET を逆直列にすることで、双方向スイッチを実現している。この回路は交流-交流直接形変換器であり、従来の整流器-平滑キャパシタ-インバータシステムと比較して変換回数が減るため損失が小さくなる。

また、前章で述べたように、ダイオード整流器-インバータ構成のインダイレクト形回路では、出力が低力率の場合に直流リンク部の電流が逆流するが、回生動作ができないため出力電圧が直流部のスナバキャパシタ電圧にクランプされる現象が発生する。これにより、ゼロ電圧でのスイッチングができない期間が発生する。

一方、本章で用いるダイレクト形回路では、回生動作が可能のため、出力が低力率であっても前述のクランプ現象は発生しない。そのため、出力力率が低い場合でも、すべての期間において、ゼロ電圧でのスイッチングが可能であるという利点がある。

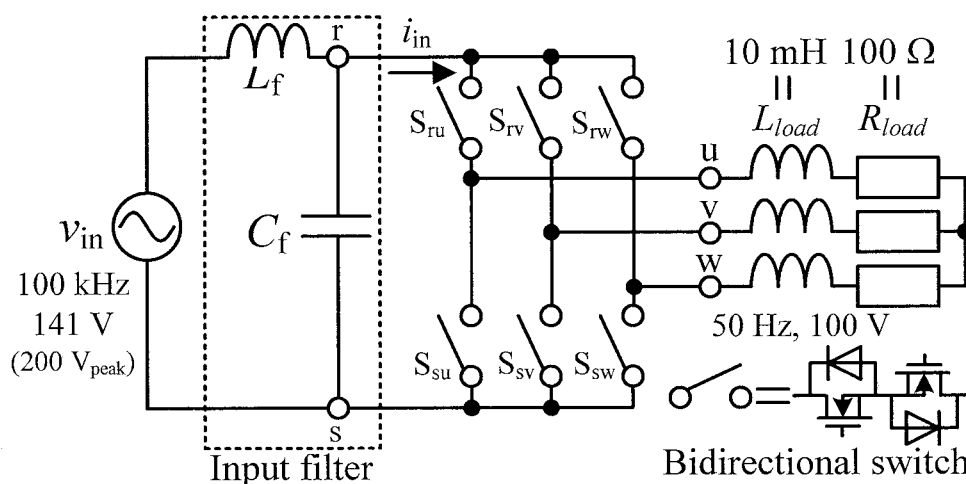


図 4.1 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ (実験回路)

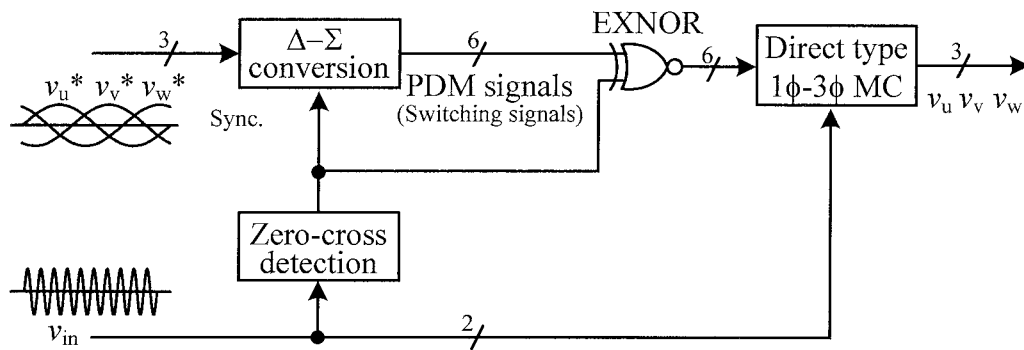
4.2.2 制御方式

ここでは、ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに適用する PDM 制御法として、前章でインダイレクト形回路に適用したデルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法と空間ベクトル変調を基にした PDM 制御法について簡単に説明する。

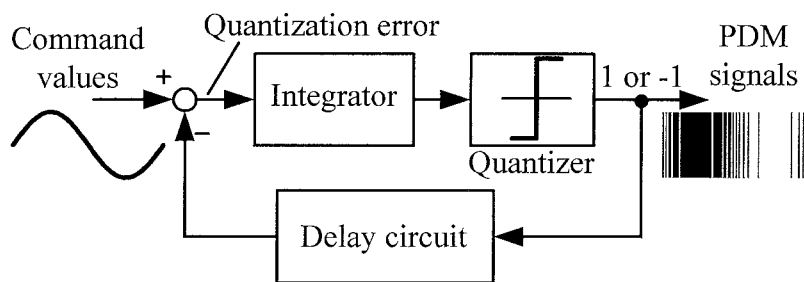
図 4.2 にダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのためのデルタ-シグマ変換を用いた PDM 信号生成ブロックを示す。図 4.2(a)はデルタ-シグマ変換を用いたシステム全体の制御ブロック図、(b)はデルタ-シグマ変換のブロック図である。これは、3.3.2 項で説明したものと基本的な構成は同じである。PDM 制御に必要な信号は、出力指令値をアナログ-デジタル変換の 1 つであるデルタ-シグマ変換することで得られる。インバータ部のスイッチングに用いる PDM 信号は各相の指令値をデルタ-シグマ変換することにより生成する。デルタ-シグマ変換を用いることで比較的簡単に PDM 信号を得ることができる。しかし、ダイレクト形構成のマトリックスコンバータの入力はインダイレクト形のコンバータの直流リンク部と違い交流であり、入力は極性が半周期ごとに入れ替わる。そこで、入力の極性により上下アームのスイッチング信号を入れ替える必要があるため、入力電圧極性信号とスイッチングパターンの否定排他的論理和 (ExNOR) をとることでそれを実現している。この信号を用いてインバータの各相のアームをスイッチングすることで出力に PDM 波形を得ることができ、入力電圧のゼロクロス点と同期させることでスイッチング損失の大幅な低減を実現する。また、ダイレクト形回路では、インダイレクト形回路と異なり双方向のパワーフローが可能のため、この制御法を適用した場合にもクラмп現象が発生しない。

図 4.3 にダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのための空間ベクトル変調 (SVM) を基にした PDM 制御法のブロック図を示す。これは、3.3.3 項で説明したものと基本的な構成は同じであり、三相を一括で制御することのできる SVM による選択ベクトル信号を D フリップフロップ (D-FF) に入力し、入力電圧のゼロクロス検出信号を CLK とすることで、D-FF の出力 Q はゼロクロス検出信号のエッジに同期される。この同期された選択ベクトル信号はスイッチング信号生成器によりスイッチングパターンに変換される。しかし、ダイレクト形構成のマトリックスコンバータであるため、デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御適用時と同様に、入力の極性により上下アームのスイッチング信

号を入れ替える必要があるため、入力電圧極性信号とスイッチングパターンの否定排他的論理和 (ExNOR) をとる。これにより入力電圧の半周期を制御の最小単位とする PDM 制御が可能となり、スイッチの印加電圧がほぼゼロでスイッチングを実現できる。



(a) Control block diagram using delta-sigma conversion for direct type MC(overall).



(b) Block diagram of the delta-sigma conversion.

図 4.2 ダイレクト形回路のためのデルタ-シグマ変換を用いた PDM 信号生成ブロック

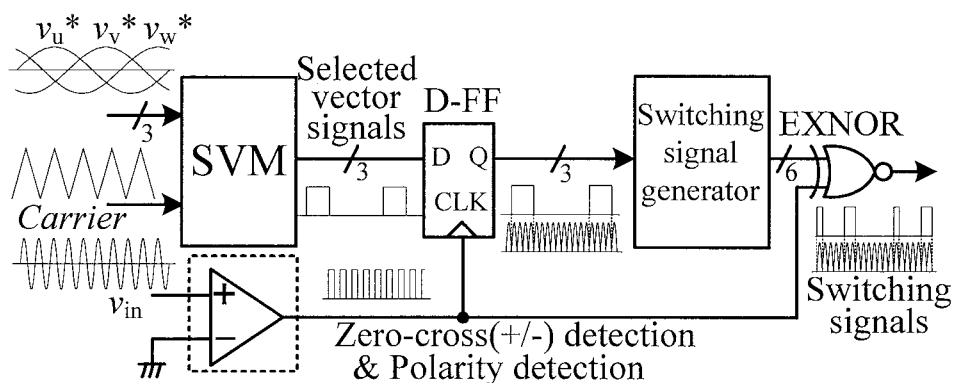


図 4.3 ダイレクト形回路のための SVM を基にした PDM 信号生成ブロック

4.3 シミュレーション波形

ここでは、シミュレーションにおいて、ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに前節で説明した2つの制御法を適用し、基本検証を行ったのでその結果を示す。

図 4.4 にダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにデルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法を適用した際のシミュレーション波形を示す。(a)は出力1周期分の動作波形であり、(b)は(a)の A の区間を拡大したものである。(a)より、出力電流波形が正弦波状になっていることから、出力電圧が正弦波状に変調された PDM 波形であることがわかる。しかし、出力電圧波形において出力電圧の極性が正の領域で、負(逆)方向のパルスが存在する。これは、各相の信号を独立にデルタ-シグマ変換により変調しているためであり、他の相のスイッチングパターンに関係なくスイッチングパターンを生成するためである。これにより、負荷両端電圧が急激に変動し、電流リップルが増加する原因となる。(b)より、出力電圧にクランプ現象が発生していないことがわかる。また、すべての区間においてクランプ現象が発生していないことを確認している。これは、インダイレクト形回路と異なり、ダイレクト形回路では双方向のパワーフローが可能であり、電源に対して電流が逆流するスイッチングパターンのときにおいても、電源側に電流を帰還させることができ、保護回路が働くことなく保護回路のキャパシタ電圧にクランプされないためである。

図 4.5 にダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに空間ベクトル変調を基にした PDM 制御法を適用した際のシミュレーション波形を示す。(a)は出力1周期分の動作波形であり、(b)は(a)の B の区間を拡大したものである。(a)より、出力電流波形が正弦波状になっていることから、出力電圧が正弦波状に変調された PDM 波形であることがわかる。また、デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法と異なり、この制御法では出力電圧波形において出力電圧の極性が正の領域で、逆方向のパルスが存在しないことがわかる。これは、各相の信号をデルタ-シグマ変換により一相毎独立に変調しているデルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法と異なり、SVM により三相を一括で制御しているためである。(b)より、出力電圧にクランプ現象も逆方向パルスが発生していないことがわかる。また、すべての区間においてクランプ現象が発生していないことを確認している。これは、デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法適用時と同じ理由によるものである。

また、出力電流においてデルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法適用時よりも、空間ベクトル変調を基にした PDM 制御法適用時の方が、リップルを多く含んでいることがわかる。これは、3 章で述べたのと同様に空間ベクトル変調のキャリア周波数成分のリップルを含んでいるためである。このキャリア周波数を十分大きくすることによって、このキャリア周波数成分のリップルは小さくなる。また、モータなどの誘導性の大きな負荷においてはこのリップルは小さくなり、このリップルの影響も小さくなる。以上のことより、三相を一括に制御することによる逆方向電圧パルスが出力されない利点から、実験においては空間ベクトル変調を基にした PDM 制御法を採用し、ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに適用することにより、その基本動作を確認する。

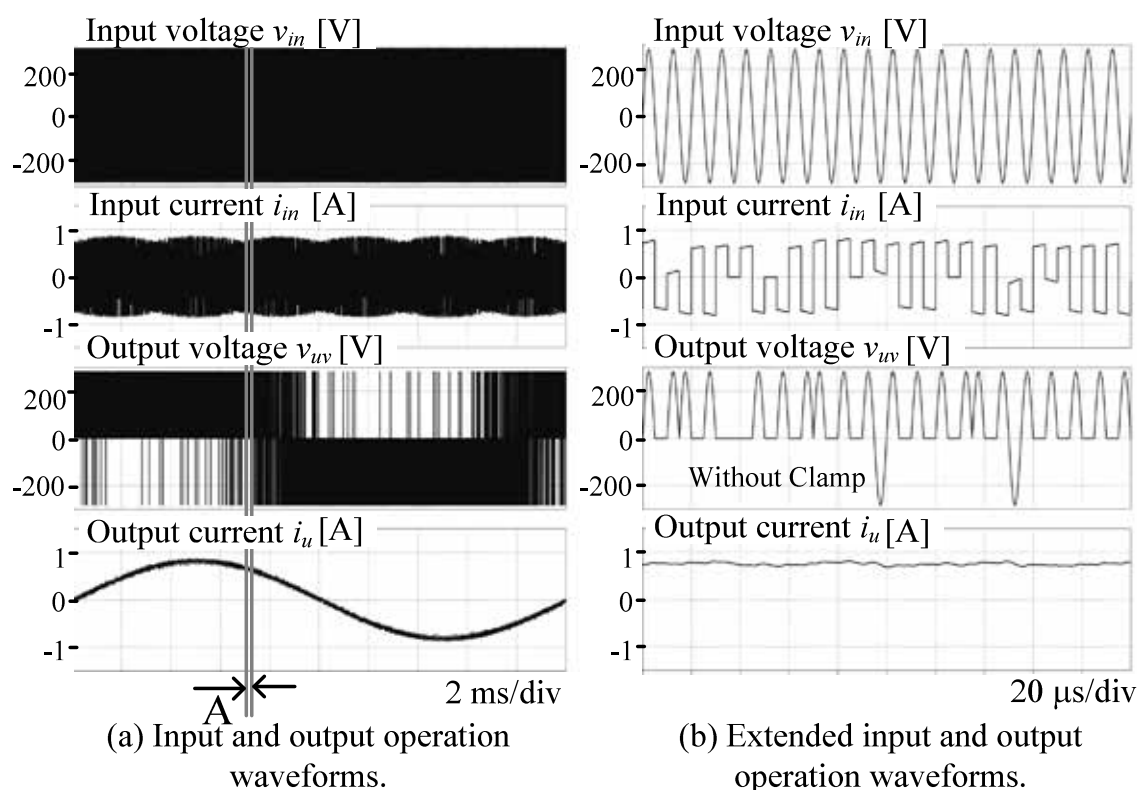


図 4.4 デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御法適用時のダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのシミュレーション波形

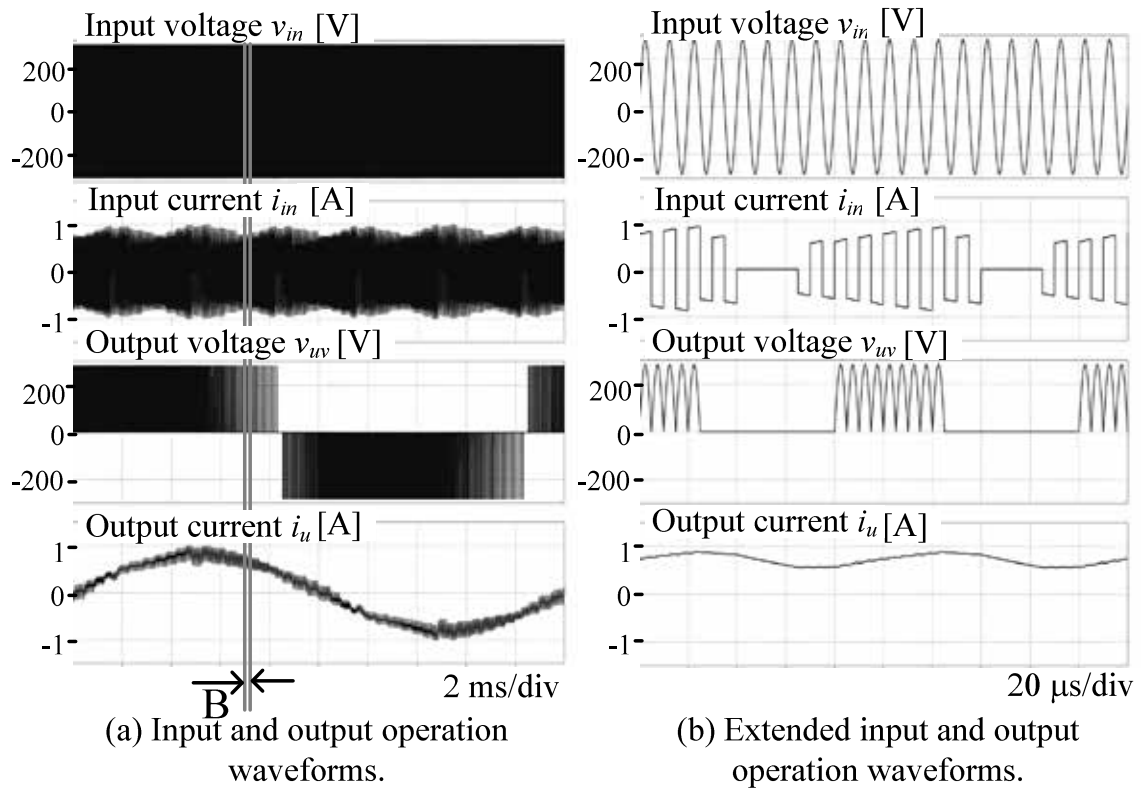


図 4.5 SVM を基にした PDM 制御法適用時のダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのシミュレーション波形

4.4 実機検証

4.4.1 動作波形と高調波解析

図 4.6 に PDM 制御を適用した動作波形を示す。(a)の出力には 50Hz の正弦波電流と電圧が得られている。(b)に(a)における区間 A の拡大図を示す。(b)より、変換器は入力電圧のゼロクロス付近でスイッチングできていることがわかる。

図 4.7 に出力線間電圧の高調波解析結果を示す。図 4.7 より、出力電圧は出力周波数 50Hz に対して低次高調波をほとんど含んでいない。出力電圧のひずみ率(THD, 40 次まで)は 2.09%となった。しかし、出力電圧は SVM のキャリア周波数 5kHz と、入力電圧周波数 100kHz の 2 倍の周波数である 200kHz の整数倍高調波を多く含んでいることがわかる。この高調波を除去するためのフィルタを設計する場合には、より低い方の周波数である 5kHz よりも低い周波数に遮断周波数を設定しなければならず、フィルタの大型化が問題となる。しかし、非接触電力伝送システムのような高周波の入力の場合には、キャリアを高い周波数に設定でき、この問題は軽減できる。

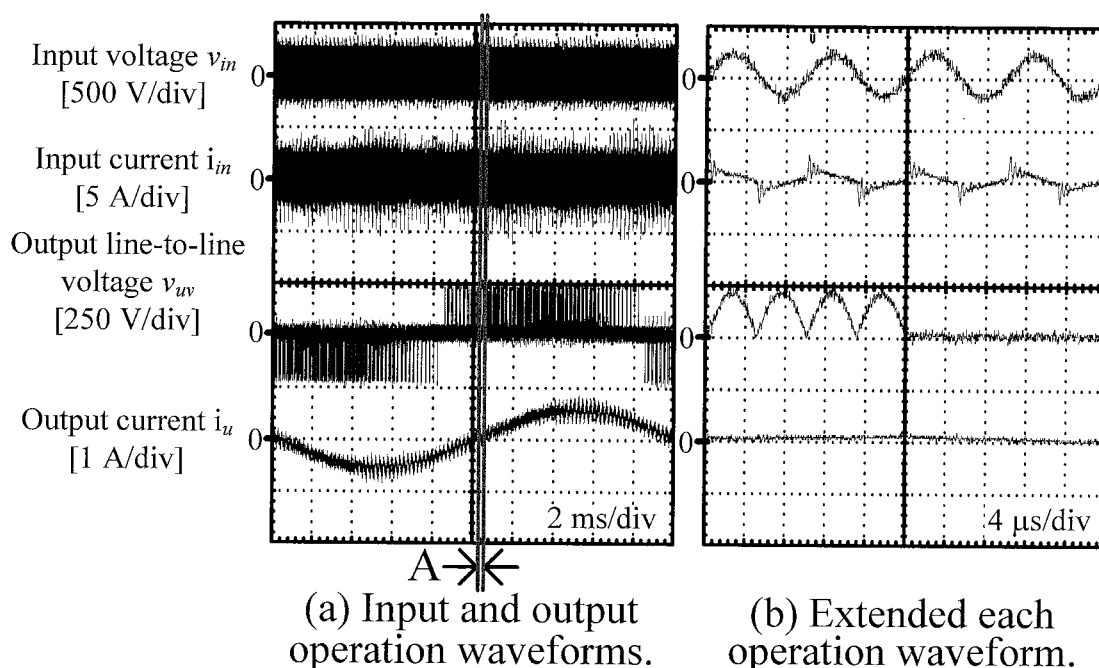


図 4.6 SVM を基にした PDM 制御を適用したダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作波形

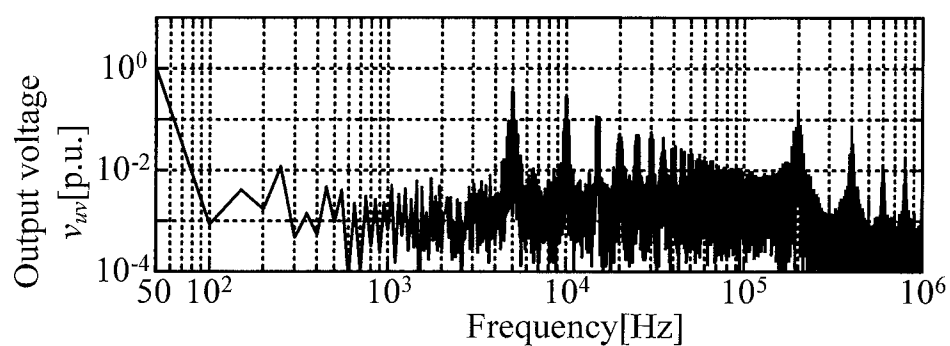


図 4.7 SVM を基にした PDM 制御を適用したダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力電圧高調波解析結果

4.4.2 効率評価

図 4.8 にダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの効率特性を示す。結果より、直接形回路において最高効率点は 40W 負荷で 95.0% であり、軽負荷ほど高効率である。これに対して、インダイレクト形回路では 85W 負荷で 96.2% であり、低負荷において効率が低下している。この違いは実際にはスイッチングのタイミングのずれにより、厳密にゼロ電圧スイッチングが達成されていないためと考えられる。特に、インダイレクト形ではスイッチング回数はキャリア周波数により決定されるが、ダイレクト形では、キャリア周波数だけでなく入力周波数によって決まる。今回の実験条件では、インダイレクト形に対してダイレクト形では 40 倍程度のスイッチング回数となるため、ダイレクト形では厳密にスイッチングタイミングを調整することで、より高効率が得られることが明らかになった。

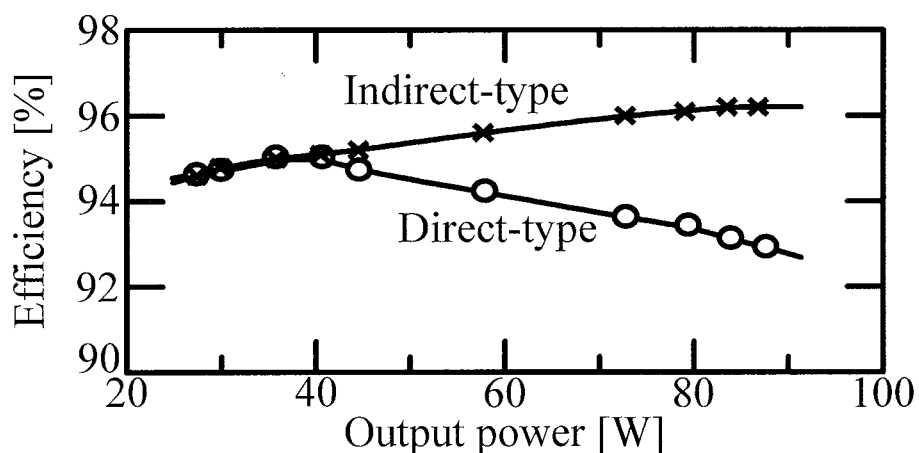


図 4.8 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの効率特性

4.5 結言

本章では、ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに SVM を基にした PDM 制御を適用し、実験により基礎検証を行った。その結果、出力電圧 THD は 2.09% となり、最高効率が 95.0% であり、その動作を確認した。この結果より、3 章で提案した SVM を基にした PDM 制御がダイレクト形の回路構成においても有効であることが分かった。しかし、高調波解析結果において、THD は小さいが最も低い論理高調波の周波数は SVM のキャリア周波数で決まるため、キャリア周波数が小さい場合には、フィルタの大型化が問題となる。

また、回路効率においては、インダイレクト形に比べてダイレクト形はスイッチング回数が大幅に増加するため、より厳密なスイッチングタイミングの管理が必要であることが確認された。

参考文献

- (1) 中田祐樹, 伊東淳一: 「空間ベクトル変調を基にした PDM の直接形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの適用」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 1, pp. 72-73 (2013)
- (2) 町田 修・金子信男・岩上信一・柳原将貴・後藤博一・岩淵昭夫: 「GaN 双方向スイッチ」, 平成 20 年電気学会全国大会 Vol. 4, p.269 (2008)

第5章

空間ベクトルとデルタ-シグマ変調を組み合わせたダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力波形改善

5.1 緒言

前章までに一体形制御の必要な回路である高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータを提案し⁽¹⁾、インダイレクト形回路とダイレクト形回路への適用について検討⁽²⁾を行った。この提案回路は入力電圧の半周期を PDM 制御のパルスとして扱い、スイッチングを行う。このため、入力電圧のゼロクロス点でスイッチングすることにより、ゼロ電圧でのスイッチングが可能となる。

3章で述べたように、スイッチングに使用する PDM 信号は空間ベクトル変調(SVM)を基にして信号生成されてきた⁽¹⁾。これは、SVMにより得られた PWM パルスを入力電圧のゼロクロス点と同期させることでゼロ電圧でのスイッチングを実現している。しかし、この SVM を基にした PDM 制御では、キャリア周波数が高いときや変調率が低いときに、十分な出力電圧制御の分解能を確保できず、量子化誤差が発生するため、出力波形にひずみが生じる。

このような量子化誤差による波形ひずみの特性改善の方法として、古くからデルタ-シグマ変調などの誤差積算形変調器を使用する方法が検討されている⁽³⁾⁽⁴⁾。多くは各相の電圧指令に対して個別に PDM を行っているが、三相で考えると、最適化されているとはい

がたい。一方、文献(6)で提案されている制御法は、デルタ-シグマ変調を用いて SVM における出力ベクトルを選択し出力しており、三相を一括して扱っている。その結果、デルタ-シグマ変調のオーバーサンプリングやノイズシェーピングの効果により、量子化誤差を小さくし、出力波形の低次高調波を抑えることができている。しかし、この方式は出力ベクトルごとに変調器を用意し、誤差の大きい方の出力を優先するものであり、選択されなかったベクトルの誤差は無視されるため、必ずしもベクトル全体の誤差を最小にする出力ベクトルが選択されているわけではない。また、これらの論文の多くはシミュレーションによる検討がほとんどであり、実験結果を基に比較検討を行い、有用性を論じている文献は著者の知る限りない。

そこで本章では、SVM をベースとして量子化の際に誤差が最小となる出力ベクトルを選択する制御法を提案する。これは、デルタ-シグマ変調と SVM を組み合わせることで、出力波形の低次高調波を抑えるとともに、量子化誤差を最小にする出力ベクトルを選択することで、特に低変調率域において、文献(6)の制御法以上の出力波形の改善が期待できる。ここでは、ダイレクト形回路構成の高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおいて、SVM を基にした制御方式⁽¹⁾（従来方式）と SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた方式（提案方式）を、試作機を用いた実験により比較検討し、提案方式の有用性を示す。

5.2 回路構成

回路構成は、図 5.1 に示すダイレクト形回路構成の高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータを使用した。この回路は 6 個の双方向スイッチで構成されている。入力電圧が交流であるため、単方向スイッチでは入力電圧が負極性のときにはスイッチに逆電圧が印加され、寄生ダイオードで電源短絡する。これを防ぐため双方向スイッチを使用する。また、この回路は直接形交流-交流変換器であり、直流リンクに平滑コンデンサを持たず、従来の整流器-インバータシステムと比較して通過素子数は 1 つとなるため、導通損失が小さくなる。

電圧利用率については、平滑コンデンサを有する一般的な回路方式が 1 なのに対して、PDM 制御を適用した高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータでは 0.551 である。このように、平滑コンデンサを有する一般的な回路方式と比較すると PDM 制御を適用し

第 5 章
空間ベクトルとデルタ-シグマ変調を組み合わせた
ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力波形改善

た高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの電圧利用率は低い。しかし、この回路は高周波の正弦波入力のためスイッチ両端電圧がゼロ電圧のときにスイッチングを行うことで、入力電圧の半周期を制御の最小単位とする PDM 制御を実現するというコンセプトであり、平滑コンデンサを有する回路方式と比較して、スイッチング損失を大幅に低減できるという優位な点がある。

なお、非接触電力伝送システムが入力に接続される場合、システムはあるインピーダンスに整合されることが予想される。このとき、電力が大きくなるとそのインピーダンスに比例して、入力電圧は大きくなる。例えば、 50Ω で整合をとると仮定すると、数 kW のシステムでは入力電圧は 400-500V 程度となる。このことから、ワイヤレス電力伝送システムを入力と考えた場合には、マトリックスコンバータは降圧動作となり、負荷電力によっては低変調率での駆動が予想される。そのため、このシステムにおいては低変調率での量子化誤差の割合が小さい（高分解能である）ことが重要となる。

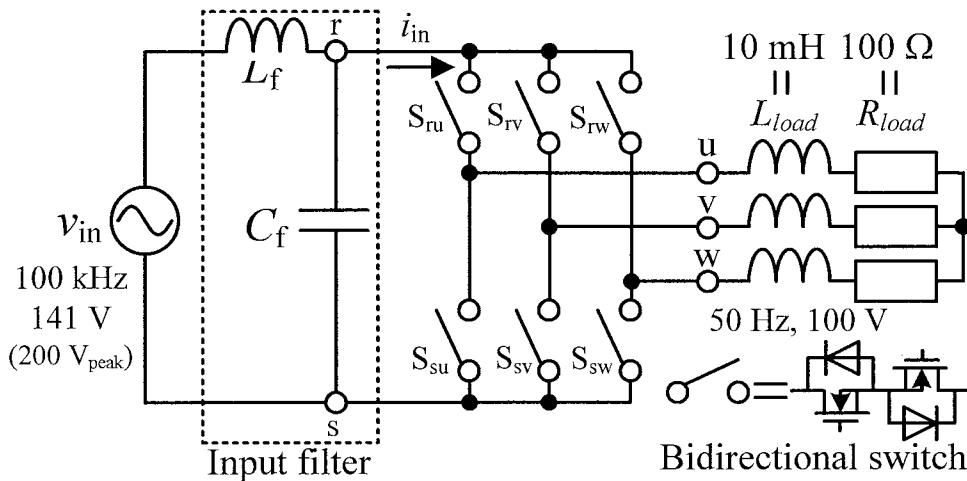


図 5.1 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ（実験回路）

5.3 制御法

ここでは、3章で提案した SVM を基にした制御方式（従来方式）と SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた方式（提案方式）の特徴について説明する。

5.3.1 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御

ここでは従来方式である SVM を基にした PDM 制御法について説明する。SVM は、電圧ベクトルを出力する際に近接した基本ベクトルを選択し出力する。系統連系の用途では基本的に出力力率は 1 に保たれる。そのため、SVM を用いることで出力電流ベクトルに対する出力電圧ベクトルの位相の変化を最小にできる。これにより、出力電流のリプルを小さくできる。

ブロック図は図 4.3 の空間ベクトルを基にした PDM 制御の信号生成ブロックと同じものを使用した。SVM による選択ベクトル信号とその各デューティにより各選択ベクトルの出力のタイミングが決定する。その信号を D フリップフロップ (D-FF) に入力し、入力電圧のゼロクロス検出信号を D-FF の CLK に入力することで、D-FF の出力 Q はゼロクロス検出信号のエッジで同期できる。このゼロクロス点に同期された選択ベクトル信号をスイッチング信号生成器によりスイッチングパターンに変換する。スイッチング信号生成器では、後出の図 5.3(b)に示すような選択ベクトルから、図 5.3(d)に示すスイッチングパターンの対応表に従い、スイッチングパターンを生成する。ここで、図 5.3(d)内の”1”, ”0” は各相の出力状態を示している。これにより入力電圧の半周期を制御の最小単位とする PDM 制御が可能となり、スイッチに印加される電圧がほぼゼロでのスイッチングを実現する。また、入力の極性により上下アームのスイッチング信号を入れ替える必要があるため、入力電圧極性信号とスイッチングパターンの否定排他的論理和 (ExNOR) をとることでそれを実現している。

この制御法では、PWM 信号を入力電圧のゼロクロス点で同期させているため、出力波形は PWM 波形のように 1 キャリア周期中のベクトルの出力時間を調整することで出力電圧を制御している。その結果、SVM に用いるキャリアの周波数が小さい場合にはリプルが増加する。そのため、SVM に用いるキャリア周波数は十分高いことが望ましい。しかし、キャリアの周波数を高くして、入力電圧の周波数に近づくと、制御の分解能が低下する。

第 5 章
空間ベクトルとデルタ-シグマ変調を組み合わせた
ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力波形改善

これは入力電圧の半周期パルスを制御の最小単位とする PDM 制御を行っているため、制御周期に対して最小パルス幅の比率が大きくなり、分解能が低下するためである。変調率が小さい場合においても、同様の理由から分解能が低下する。

そこで、変調率が小さい場合においても波形のひずみが小さい方法を提案する。次項でその詳細を説明する。

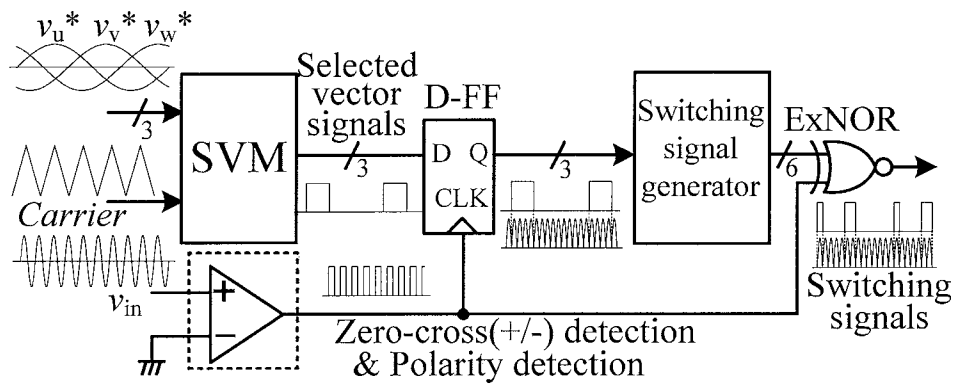


図 5.2 ダイレクト形回路のための従来法の PDM 信号生成ブロック

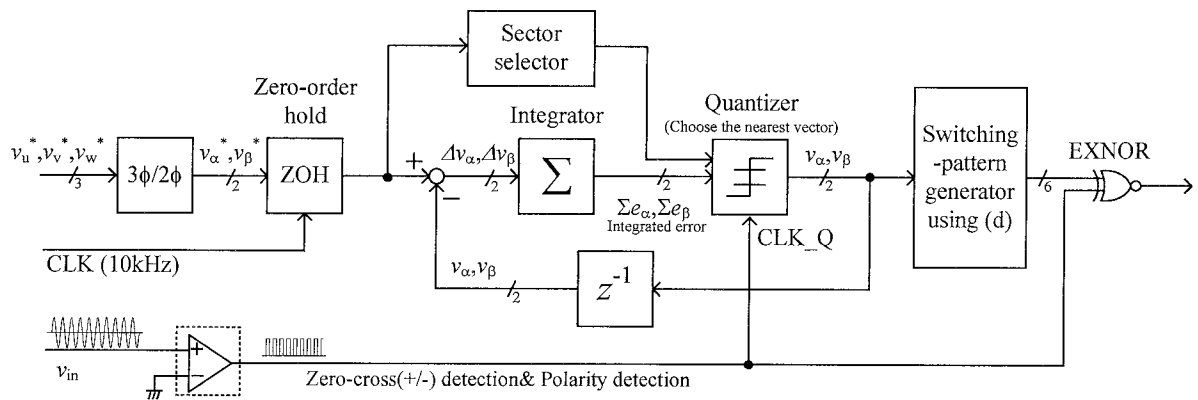
5.3.2 空間ベクトル変調とデルタ-シグマ変調を組み合わせた PDM 制御

ここでは、従来法である SVM を基にした PDM 制御において、変調率が小さい場合に問題となる出力電圧ひずみを抑制するために、新たに提案する SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた方式について説明する。

図 5.3 に提案する SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた方式のブロック図を示す。静止座標変換により各相の指令値 v_u^* , v_v^* , v_w^* は指令値ベクトルの各成分 v_{α}^* , v_{β}^* に変換される。指令値ベクトルは 10kHz で更新される。これは、従来方式におけるキャリア周波数に相当するものである。次に、図 5.3(b) に示したセクタの中から指令値のベクトルが属するセクタを選択する。変換された指令値ベクトルの各成分は、出力されているベクトルの前回値 v_{α} , v_{β} と比較され、各成分の誤差は積算される。図 5.3(c) に示すように、選択されたセクタで選択可能なベクトルと積算した誤差を比較し一番近い電圧ベクトルを選択し出力する。その後、図 5.3(d) の対応表にしたがって、出力ベクトル情報からスイッチングパターンに変換される。また、従来方式と同様に上下アームのスイッチング信号を入れ替える必要があるため、入力電圧極性信号とスイッチングパターンの否定排他的論理和 (ExNOR) をとることでそれを実現している。指令値ベクトルと前回値の比較以降は入力ゼロクロス点と同期して動作する。これにより、誤差を最小とする出力ベクトルが選択され、量子化誤差を最小にできる。

以上のように、この制御は従来法とは異なり、キャリア 1 周期中のベクトルの出力時間を調整しているのではないため、キャリア周期によって制御の分解能が決定しない。また、同様の理由から、変調率が低い場合においても分解能は低下しない。

空間ベクトルとデルタ-シグマ変調を組み合わせた
ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力波形改善



(a) PDM signals generation block diagram of the proposed PDM method combined with the SVM and delta-sigma conversion.

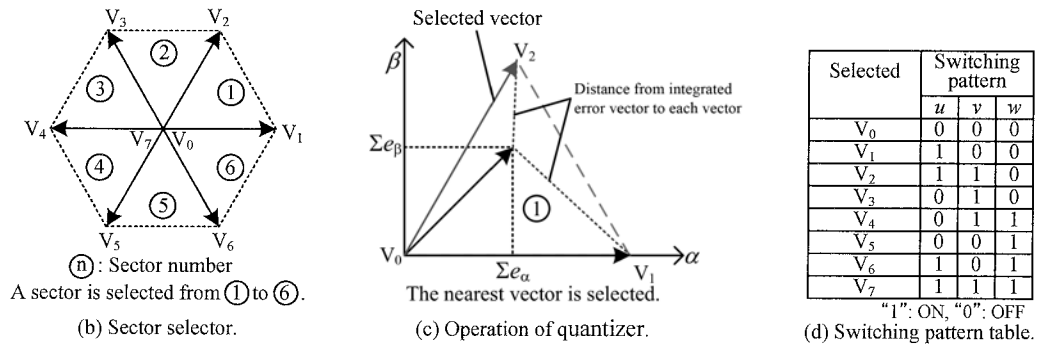


図 5.3 SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた方式のブロック図

5.4 実験結果

ここでは2つの制御法の検証を行うため、図 5.1 に示す回路構成の試作実機を用いた実験により動作確認を行った。表 5.1 に実験条件を示す。実験条件として、入力電圧を低電圧として動作確認を行った。

表 5.1 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの実験条件

Input voltage		70.7 V (100 V peak)
Input frequency		100 kHz
Output line-to-line voltage		35 V
Output frequency		50 Hz
Load	R_{load}	25 Ω
	L_{load}	5 mH
Carrier frequency of the SVM (Updating cycle of command)		10 kHz (0.1 ms)
Modulation index		0.5

5.4.1 空間ベクトル変調を基にした PDM 制御の動作

SVM に用いるキャリア周波数は 10kHz とし、変調率を 0.5 として、スイッチングに用いる PDM 信号を生成した。

図 5.4 に従来法を適用したダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作波形を示す。図 5.4(a)より、出力には周波数 50Hz の正弦波状の電圧波形が出力されている。しかし、出力電流波形はひずんでいる。これは、キャリア周波数が大きく、また変調率も小さいため、十分な出力電圧制御の分解能が確保できないためである。

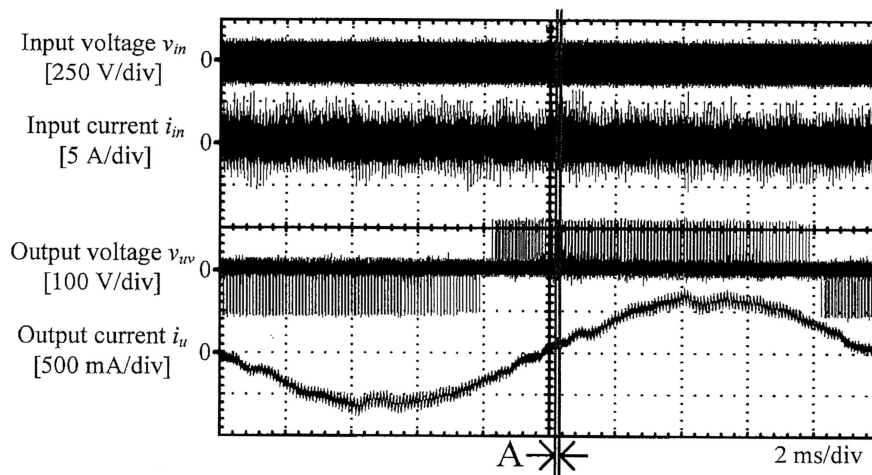
図 5.4(b)に図 5.4(a)における区間 A の拡大図を示す。図 5.4(b)より、マトリックスコンバータは入力電圧のゼロクロス点付近でスイッチングできていることが確認できる。しかし、出力電流波形より、キャリア周波数での電流リップルが存在することがわかる。これは、SVM により得られた PWM 波形を入力のゼロクロス点で同期しており、出力波形が PWM 状になり、キャリア周期のリップルが発生するためである。

図 5.5 に従来手法の出力電圧の高調波解析結果を示す。図 5.5 より、出力電圧は出力周波数 50Hz に対して低次高調波を含んでいることがわかる。出力電圧のひずみ率 (THD) は

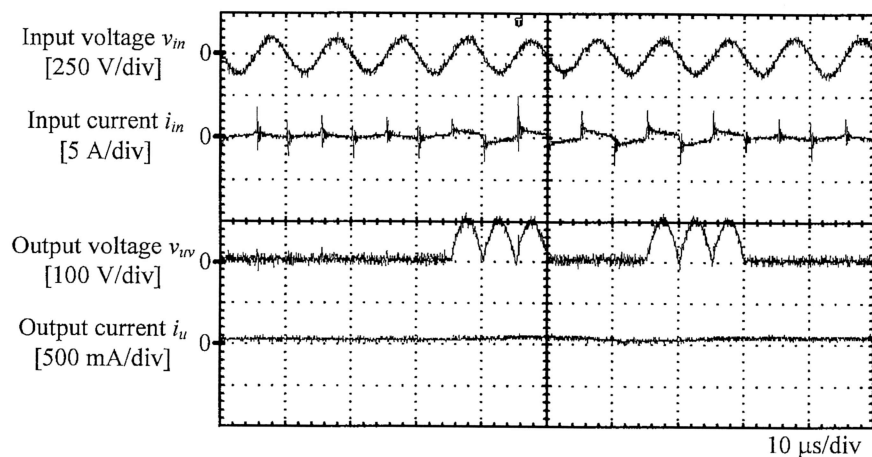
第 5 章
空間ベクトルとデルタ-シグマ変調を組み合わせた
ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力波形改善

40 次までで 9.05%となった。また, SVM のキャリア周波数 10kHz と, 入力電圧周波数 100kHz の 2 倍の周波数である 200kHz の整数倍高調波を多く含んでいることがわかる。本方式ではキャリア周期で制御を行っているため, キャリア周波数のリップル成分とその整数倍高調波を含む。そして, 出力電圧波形の電圧出力期間では, 入力電圧の整流波形になっており, 入力電圧半周期の電圧変動を含んでいるため, 入力電圧周波数の 2 倍の周波数の整数倍高調波成分を含む。

以上の実験結果より, この従来方式では変調率が小さい場合, 出力電圧制御の分解能が低くなり, 出力電圧が大きくひずむことを確認した。



(a) Input and output operation waveforms.



(b) Extended each operation waveform.

図 5.4 従来法を適用した際の動作波形

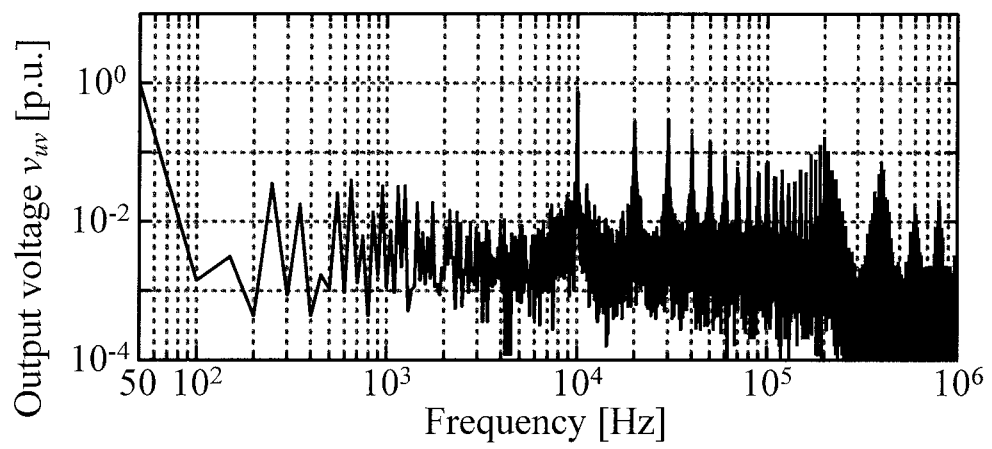


図 5.5 従来法の実出力電圧の高調波解析結果

5.4.2 空間ベクトル変調とデルタ-シグマ変調を組み合わせた PDM 制御の動作

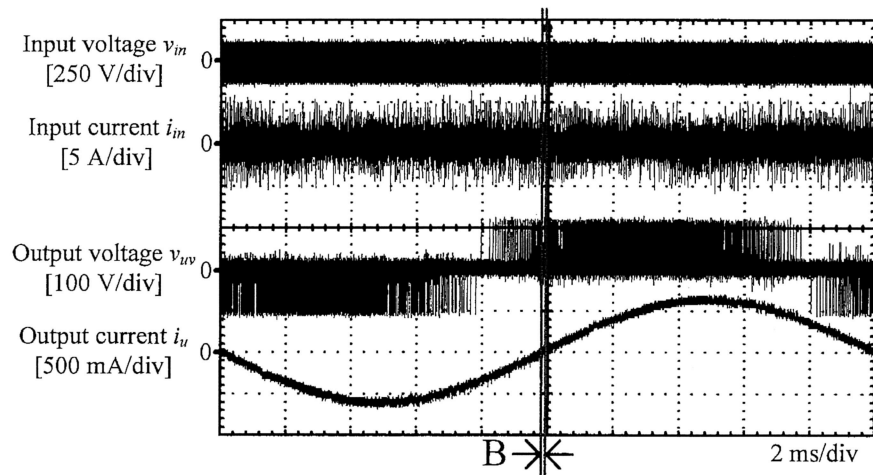
指令値ベクトルの更新周期を 0.1ms (周波数換算:10kHz), 変調率を 0.5 として, スイッチングに用いる PDM 信号を生成した。

図 5.6 に提案法を適用したダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作波形を示す。図 5.6(a)より, 出力には周波数 50Hz の正弦波電圧が出力されている。また, 出力電流波形はひずみのない正弦波である。

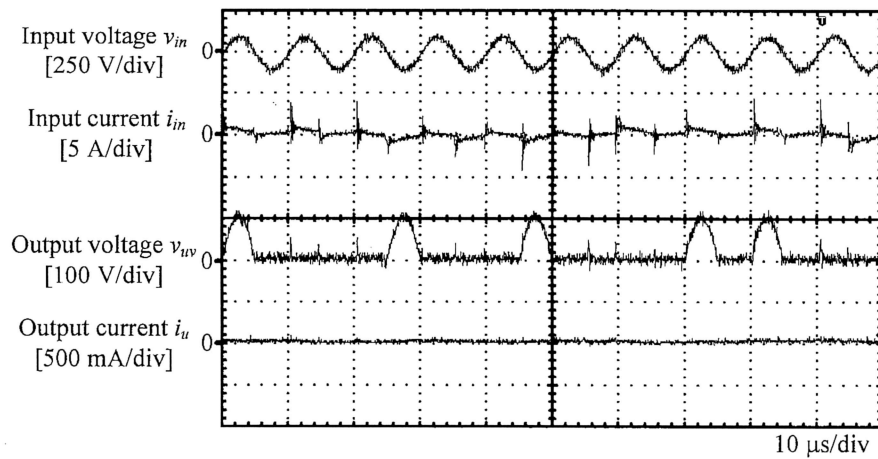
図 5.6(b)に図 5.6(a)における区間 B の拡大図を示す。図 5.6(b)より, マトリックスコンバータは入力電圧のゼロクロス点付近でスイッチングできている。出力電流波形より, 従来法に比べ電流リップルが小さいことがわかる。デルタ-シグマ変調が入力電圧の半周期ごとに行われ, 従来法よりも短い周期で出力ベクトルの切り替えが行われているため, 出力電流リップルは従来法よりも小さくなる。

図 5.7 に提案手法の出力電圧の高調波解析結果を示す。図 5.7 より, 出力電圧は出力周波数 50Hz に対して低次高調波をほとんど含んでいないことがわかる。出力電圧の THD は 40 次までで 1.87%となった。また, 入力電圧周波数 100kHz の 2 倍の周波数である 200kHz の整数倍高調波を多く含んでいることがわかる。この理由は, 前節で述べたのと同じ理由である。一方, 本提案法では指令値ベクトルの更新周波数である 10kHz の成分及びその整数倍の成分を含んでいない。

以上の実験結果より, この提案方式を適用することで, 従来方式における変調率が小さい場合の出力電圧制御の分解能低下の問題を解決し, 出力電圧波形の改善が可能であることを確認した。



(a) Input and output operation waveforms.



(b) Extended each operation waveform.

図 5.6 提案法を適用した際の動作波形

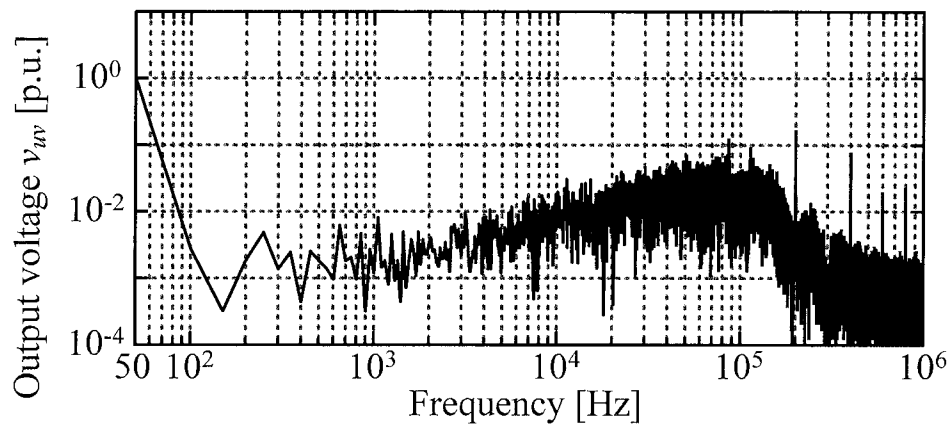


図 5.7 提案法の出力電圧の高調波解析結果

5.4.3 出力電圧ひずみ率の比較

図 5.8 に従来法および提案法の各変調率における出力電圧の THD を示す。なお、THD は 40 次高調波までで算出した。従来法におけるキャリア周波数は 10kHz、提案法における指令値ベクトルの更新周期は 0.1ms（周波数換算:10kHz）である。

結果より、従来法は変調率が低下すると THD が増加することがわかる。これは、変調率が低い場合、キャリア 1 周期中の最大出力パルス数が少なくなり、分解能が低下するためである。従来法において、出力電圧 THD を 5%以下とするには、変調率を 0.8 以上で動作させる必要があることがわかる。

一方、提案法では変調率が低下した場合、THD は大きくなっているが、変調率 0.2 以上で THD は 5%以下である。これは、5.3.2 項で説明したとおり、提案法では従来法と違い、キャリア 1 周期中の電圧出力時間を調整しているのではなく、入力電圧の半周期ごとに、デルタ-シグマ変調を行い、一番誤差の小さくなるベクトルを出力するように制御を行っているため、分解能が変化しないためである。

また、高調波解析の結果からもわかるように提案法の出力電圧はサンプリング周波数である 10kHz の整数倍高調波を含んでおらず、これは従来 PDM 制御に比べて出力電流のスイッチングリップルが小さいことを意味する。言い換えると、系統連系時の連系リアクトルの大きさを小さくできるということである。この提案 PDM 制御の連系リアクトル低減効果を図 5.9 のシミュレーション結果によって確認する。

図 5.9 に従来 PDM 制御と提案 PDM 制御を適用したときの系統連系時の系統電圧波形と電流波形を示す。出力電圧は三相 200V の商用系統を仮定し出力電力は 1kW とした。図 5.9(a)には、20mH(= 15.7%)の連系リアクトルを接続し、従来 PDM 制御を適用したときの動作波形を示す。図より、従来 PDM 制御を適用した際には連系リアクトルにはスイッチングリップル成分を含んだ電流が流れており、このときの出力電流ひずみ率は 11%程度であった。さらに、図 5.9(b)に、5mH(= 3.9%)の連系リアクトルを接続し、提案 PDM 制御を適用したときの動作波形である。このときの出力電流ひずみ率は従来法と同程度であり 11%程度であった。この結果から、提案 PDM 制御の適用により連系リアクトルの大きさは 4 分の 1 程度まで小さくできることが確認できる。これにより、連系リアクトルの大きさ低減効果において、提案 PDM 制御の有用性が確認できる。

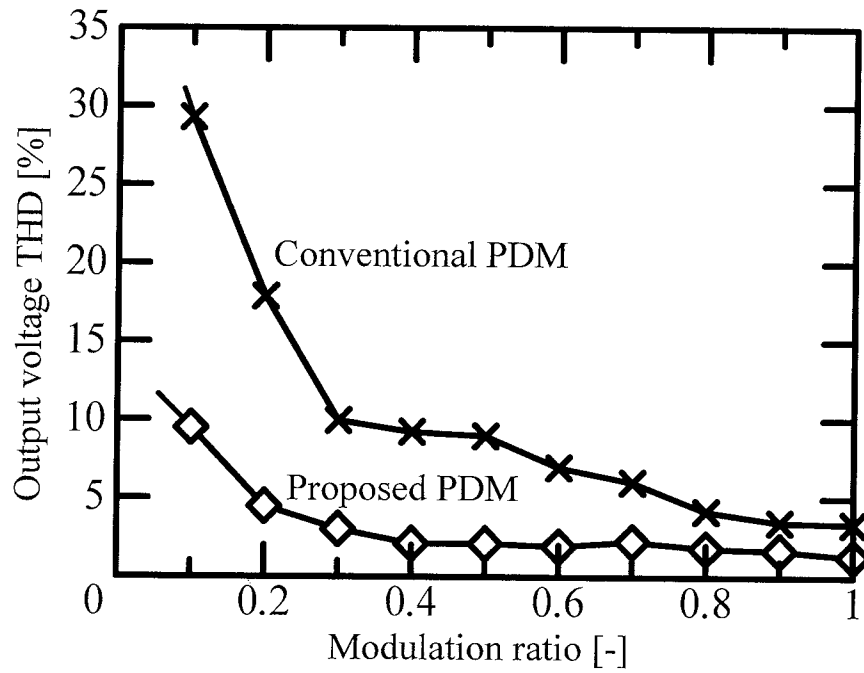
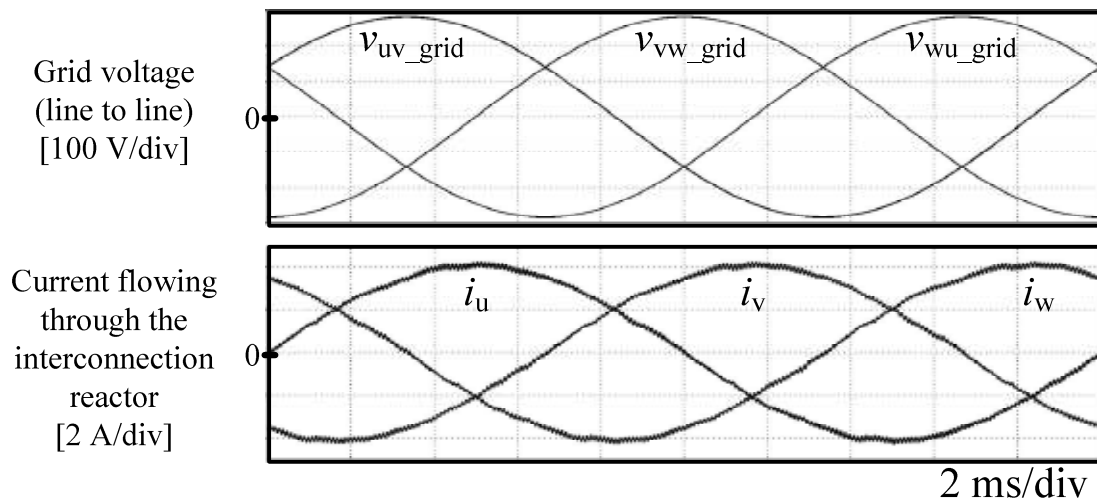
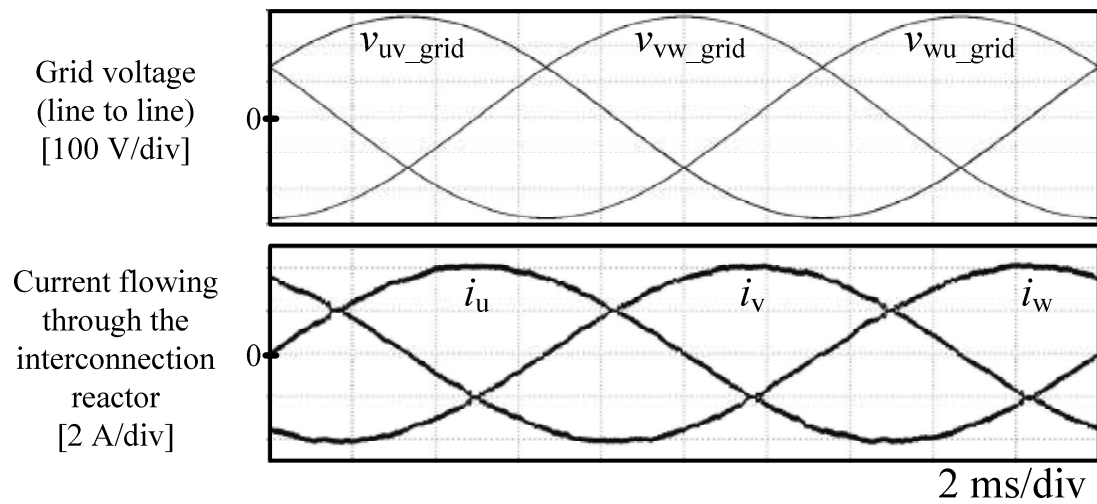


図 5.8 従来法および提案法の各変調率における出力電圧の THD



(a) 従来 PDM 制御適用時の動作波形 (連系リアクトル 20 mH (15.7%))



(b) 提案 PDM 制御適用時の動作波形 (連系リアクトル 5 mH (3.9%))

図 5.9 系統連系時の系統電圧波形と電流波形

5.4.4 効率の評価

図 5.10 に従来法および提案法を適用した際のダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの効率特性を示す。入出力電圧は表 5.2 に示す通りであり、負荷を変化させることで出力電力を変化させて実験を行った。

結果より、最高効率点は 50W 負荷付近であり、それぞれ従来制御法適用時では 94.5%、提案制御法適用時では 94.8%であった。また、負荷電力が小さいほど効率が高く、負荷電力が大きくなると効率が低くなる。これは、出力電圧は一定であり、出力電力が大きくなると出力電流が大きくなり、素子での導通損失が増加するためである。

また、すべての測定点において、提案法の効率は従来法の効率よりも高い。この結果より、提案法は効率を低下させることなく、出力電圧の波形改善が可能であるといえる。

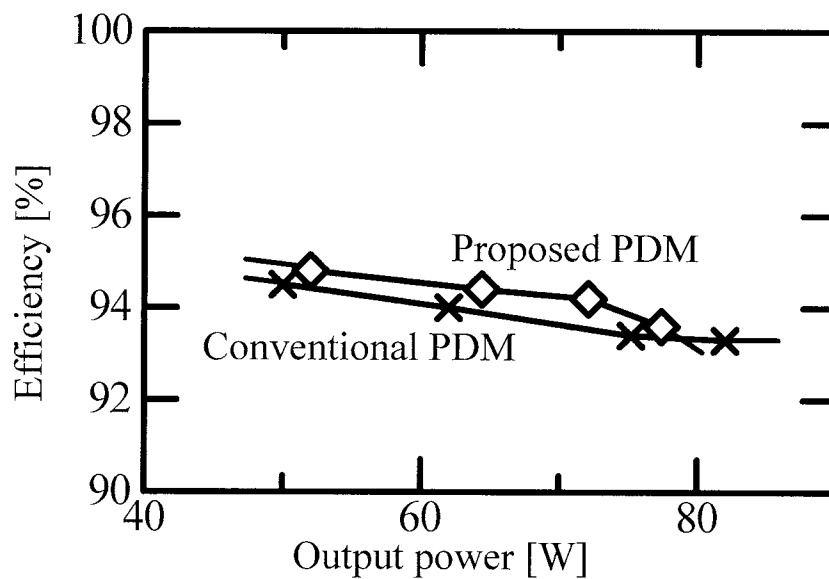


図 5.10 従来法および提案法を適用した際の効率特性

表 5.2 ダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの効率測定時実験条件

Input voltage	177 V (250 V peak)
Input frequency	100 kHz
Output line-to-line voltage	90 V
Output frequency	50 Hz
Carrier frequency of the SVM (Updating cycle of command)	10 kHz (0.1 ms)
Modulation index	1.0

5.5 結言

本章では、ダイレクト形回路構成の高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおいて、SVM を基にした PDM 制御方式（従来方式）と SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた PDM 制御方式（提案方式）を比較検討し、提案方式の有用性を確認した。

従来方式を適用した際には、キャリア周波数が大きい場合や変調率が小さい場合、十分な分解能が確保できないために出力波形がひずむ。その改善法として、SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた PDM 制御法を提案した。

2つの制御法を適用した実験結果より、従来方式では低変調率 0.5 のとき、出力電圧波形にひずみを確認した。そして、提案方式では、出力電圧波形にひずみが発生しておらず、波形改善を実現できていることを確認した。高調波解析では、出力電圧 THD はそれぞれ 9.05%、1.87%となった。この結果より、提案方式の波形改善効果を確認した。

また、効率を評価した結果、すべての測定点において、提案法の効率が高いことがわかった。この結果より、提案法は効率を低下させることなく、出力電圧波形の改善が可能であるといえる。

参考文献

- (1) 中田祐樹, 伊東淳一:「百 kHz 級単相-商用周波三相マトリックスコンバータの PDM 制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol.134, No.1 pp.41-48 (2013)
- (2) 中田祐樹, 伊東淳一:「空間ベクトル変調を基にした PDM の直接形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの適用」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.1 pp.72-73 (2013)
- (3) 藤澤拓也, 小沼淳一, 堀内俊克, 天沼克之, 佐藤之彦:「電圧形 PWM インバータにおけるノイズシェーパに関する基礎的検討」, 平成 16 年電気学会全国大会論文集, 4-038, pp.57-58 (2004)
- (4) 新見嘉崇, 折野裕一郎, 黒澤実, 片桐崇:「 $\Delta \Sigma$ 変調を用いたキャリア変調方式 PWM 変換の検討」, 平成 20 年電子情報通信学会総合大会講演論文集, A-1-15, p.15 (2008)
- (5) Atsushi Hirota, Soon-Kurl Kwon, Satoshi Nagai, Sravouth Chandhaket, and Mutsuo Nakaoka: “A Novel Type Suppressed Noise Peak Dc-Dc Boost Converter Introducing Delta-Sigma Modulation Technique,” IEEE PEDS 2011, No.92 pp. 534-537 (2011)
- (6) Atsushi Hirota, Bishwajit Saha, Sang-Pil Mun and Mutsuo Nakaoka : “An Advanced Simple Configuration Delta-Sigma Modulation Three-Phase Inverter Implementing Space Voltage Vector Approach,” IEEE PESC 2007, pp.453-457 (2007)

第6章

結論

6.1 本研究の成果

本研究では、一体形制御の必要な回路であるマトリックスコンバータにおいて、従来回路よりも入力電圧周波数の高い領域において、より高効率と低 THD を実現することを目的として、出力電圧周波数に対して入力電圧周波数が十分大きいことに着目し、入力電圧の半周期を制御の最小単位として扱う PDM 制御を適用することを提案した。絶縁形連系コンバータの変圧器 2 次側コンバータや、非接触電力伝送の受電側コンバータとして、PDM 制御を適用した高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの試作器を製作し、実機実験によりその有用性を明らかにした。本章では、第 1 章から第 5 章までの結果をまとめ、PDM 制御を適用した高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータについての本研究で得られた結論とする。

第 1 章では、パワーエレクトロニクス技術の発展と、エネルギー問題の観点から高性能な電力変換器の必要性について示した。再生エネルギーの利用の観点から、連系コンバータに触れ、変圧器による絶縁という特徴から、高周波によるトランスの小型化の重要性と高周波化による高効率化の問題点について述べた。また、これらのシステムを高周波化することによって得られる特徴から、低スイッチング損失化手法について述べ、研究の目的について述べた。

第 2 章では、高周波単相-低周波三相コンバータの高性能化の方法について述べている。回路方式を分類し、それぞれの特徴について調査を行った。そして、高周波単相-低周波三相コンバータとしてマトリックスコンバータを採用し、その高性能化の方法としてパルス密度変調(PDM)制御を用いた制御法を提案し、この論文の位置づけについて明らかにした。以下に第 2 章で得られた結果を示す。

-
- (1) 独立形制御の可能な回路では、電力変換回数が 2 回であり、またインバータでは基本的にハードスイッチングのためにスイッチング損失が大きく、に高効率化が困難である。
 - (2) インダイレクト形の一体形制御の必要な回路においても、電力変換回数が 2 回であり、またインバータでは基本的にハードスイッチングのためにスイッチング損失が大きく、に高効率化が困難である。また、高周波入力電圧の場合それ以上細かく PWM し、整流器出力を制御することが困難である。
 - (3) ダイレクト形の一体形制御の必要な回路においても、電力変換回数が 1 回であるため他の回路方式よりも高効率が望める。しかし、インダイレクト形同様に高周波入力電圧の場合それ以上細かく PWM し、整流器出力を制御することが困難である。また、制御も複雑となる。

以上の問題の解決法として、本章では一体形制御の必要な回路において、出力電圧周波数に対して入力電圧周波数が十分大きいことに着目して、入力電圧の半周期を制御の最小単位として扱う PDM 制御を提案した。また、この制御法を適用することによって、ZVS を実現でき、従来回路よりも入力電圧周波数の高い領域において、より高効率と低 THD を期待できる。

第 3 章では、系統連系などの低周波出力に対して、絶縁形コンバータの変圧器 2 次側出力や非接触電力伝送システムの受電周波数が十分高いことに着目し、2 章で説明したインダイレクト形の一体形制御の必要な回路であるインダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータのインバータ部の高効率化を目指して、パルス密度変調(PDM)制御を適用した。PDM 制御によりインバータのスイッチング損失低減が可能となる。しかし、出力波形には出力電圧指令値の極性と異なる極性の電圧パルスと波形の一定電圧へのクランプ現象が発生し、損失が増加する一因となる。そこで、さらなる出力波形の改善手法として三相の出力電圧を一括して制御できる空間ベクトル変調(SVM)を基にした PDM 信号生成法を提案し、提案した SVM を基にした PDM 制御の有用性を確認した。以下に第 3 章で得られた結果を示す。

- (1) 試作機による 2 つの制御法を適用した実験結果より、デルタ-シグマ変換を用いた方式では、出力電圧波形に逆方向電圧パルスとクランプ現象を確認した。

- (2) 三相の出力電圧を一括して制御できる SVM を基にした PDM 制御法では、逆方向電圧パルスおよびクランプ現象が発生していないことを確認した。
- (3) 高調波解析では、出力電圧 THD はそれぞれ 5.96%, 2.15% となった。この結果より、SVM を基にした PDM 制御の波形改善効果を確認した。
- (4) 各制御法において効率評価を行った結果、デルタ-シグマ変換を用いた PDM 制御では 93.4%, SVM を基にした PDM 制御では 97.3% となり、損失を 59.1% 低減できる。

第4章では、インダイレクト形回路はモータなどの低力率の負荷では直流リンク部の電流の逆流により出力電圧にクランプ現象が発生し、波形が大きくひずむ問題について述べている。2章で説明した一体形制御の必要な回路のもう一方の回路方式であるダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータでは低力率負荷でもクランプ現象が生じない。そこでダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの PDM 制御の適用について検討を行っている。ここでは、制御法として、前章で提案した SVM を基にした PDM 制御をダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータに適用し、その基本動作を確認する。ここでは PDM 制御を適用したダイレクト形回路の試作機を製作し、その動作を確認した。以下に第4章で得られた結果を示す。

- (1) インダイレクト形回路ではモータなどの低力率の負荷では直流リンク部の電流の逆流により出力電圧にクランプ現象が発生する。
- (2) 実験により、出力電圧 THD は 2.09%, 最高効率が 95.0% であり、その動作を確認した。
- (3) 3章で提案した SVM を基にした PDM 制御はダイレクト形の回路構成においても有効である。
- (4) 高調波解析結果において、THD は小さいが最も低い論理高調波の周波数は SVM のキャリア周波数で決まるため、キャリア周波数が小さい場合には、フィルタの大型化が問題となる。
- (5) 回路効率においては、インダイレクト形に比べてダイレクト形はスイッチング回数が大幅に増加するため、より厳密なスイッチングタイミングの管理が必要である。

第5章では、3章で述べた SVM を基にした PDM 制御においてキャリア周波数が高いときや変調率が低いときに、発生する量子化誤差による出力波形ひずみの改善法の検討を行

った。改善法として三相の出力電圧を一括して制御できる SVM をベースとして量子化の際に誤差が最小となる出力ベクトルを選択する制御法を提案し、ダイレクト形回路構成の高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータにおいて、SVM を基にした制御方式と SVM とデルタ-シグマ変調を組み合わせた方式を、試作機を用いた実験により比較検討し、提案方式の有用性を示した。以下に第 5 章で得られた結果を示す。

- (1) 2 つの制御法を適用した実験結果より、従来方式では低変調率 0.5 のとき、出力電圧波形にひずみを確認した。
- (2) 提案方式では、出力電圧波形にひずみが発生しておらず、波形改善を実現できていることを確認した。高調波解析では、出力電圧 THD はそれぞれ 9.05%, 1.87% となった。この結果より、提案方式の波形改善効果を確認した。
- (3) 効率を評価した結果、すべての測定点において、提案法の効率が高く、提案法は効率を低下させることなく、出力電圧波形の改善が可能である。

以上より、一体形制御の必要な回路において、従来回路よりも入力電圧周波数の高い領域において、出力電圧周波数に対して入力電圧周波数が十分大きいことに着目して、入力電圧の半周期を制御の最小単位として扱う PDM 制御を適用することができ、高効率と低 THD を実現することが可能である。

表 6.1 に各章で説明した制御法の特徴についてまとめる。

制御法①では、各相を独立にデルタ-シグマ変換していたために、ほかの相の位相状態に関係なくパルスを出力し、電流と電圧の位相差が急峻に変化して、位相差が 30 度以上になる。そのためインダイレクト形回路ではクランプ現象と逆電圧が発生する。

制御法②では、制御法①の問題点を解決するため、三相の出力電圧を一括に制御できる SVM を基に PDM を行った。これにより、インダイレクト形回路においてクランプ現象は発生しない。一方で、この方式では、変調率が低い場合には分解能が低くなり、波形ひずみが発生する。しかし、これは高い変調率でほぼ一定に使用する系統連系のよう用途では十分に使用できる。

制御法③では、制御法②の問題点を解決するために、三相出力電圧を一括で制御できる SVM と分解能を上げることができるデルタ-シグマ変調を組み合わせて、PDM 信号を生成している。これにより、三相を一括で制御しながら分解能を向上させることが可能である。

表 6.1 制御法の特徴

章	回路方式	制御法	変換効率	出力電圧 THD	備考
3章	インダイレクト形	制御法①	93.40%	5.96%	クランプ現象あり
		制御法②	97.30%	2.15%	クランプ現象なし
4章	ダイレクト形	制御法②	91.50%	2.09%	厳密なスイッチングタイミングの管理必要、 一定な高変調率での使用用途では十分可能
5章	ダイレクト形	制御法②	94.50%	9.05%	
		制御法③	94.80%	1.87%	変調率 0.2 以上において THD5%以下

制御法①：デルタ-シグマ変調を用いた PDM 制御

制御法②：SVM を基にした PDM 制御

制御法③：SVM とデルタ-シグマ変換を組み合わせた PDM 制御

6.2 今後の課題

本研究では、入力電圧の半周期を制御の最小単位と扱う PDM 制御を適用した一体形制御の必要な回路である高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータを提案し、その有用性を確認した。しかし、さらなる高性能化や大容量化に向けて様々な課題がある。

非接触電力伝送システムの受電側変換器としての利用を考えた場合、スイッチングに伴い、負荷インピーダンスが変動する。大容量化により、その変動はより大きなものとなる。非接触電力伝送システムでは、送受電コイルにおいてインピーダンス整合を取っており、受電コイルに接続されている負荷インピーダンスが変動すると、整合インピーダンスと負

荷インピーダンスの分圧比が変化し、負荷両端電圧も変動する。これはスイッチングをすることで、負荷での消費電力が大きく変動することを意味する。この変動は、スイッチング周期で起きるため、フィードバック制御での対応は困難となる。そのため、スイッチングを行っても、常に入力と接続されているス負荷の相数が一定になるなどの、負荷変動が最も少ないスイッチングパターンの検討が必要になる。これにより、本変換器の非接触電力伝送システムへの利用が可能となる。

謝辞

本研究を進めるにあたり、直接ご指導を賜りました長岡技術科学大学 伊東淳一准教授に心から感謝し、厚くお礼申し上げます。また、学外より学位審査に携わっていただいた高知工業高等専門学校 吉田正伸准教授、日頃から有益な御意見を頂きました長岡技術科学大学 大石潔教授、宮崎敏昌准教授、芳賀仁准教授、横倉勇希助教、齋藤和夫助教、高野三郎技術職員、押味洗技術職員、同大学を退職された近藤正示氏にも心よりお礼申し上げます。

学生生活において昼夜を問わず苦楽を分かちあい、研究活動において有益な御助言と御協力を頂いたパワー研究生及び卒業生諸氏に感謝いたします。中でも、博士の先輩として多くの御指導をいただきました加藤康司氏、春名順之介氏、星野哲馬氏、Goh Teck Chiang氏、宮脇慧氏、大沼喜也氏、折川幸司氏に修士課程生の頃から研究を共にし、博士課程においてもお世話になりました、小岩一広氏に心より感謝し御礼申し上げます。

最後に、大学で学ぶ機会を与えていただき、学業に専念できるよう御理解と御協力をいただいた母と祖父母、叔父に心から感謝いたします。

論文目録

本論文に関する発表論文

学会誌における発表論文

- (1) 中田祐樹, 伊東淳一: 「百 kHz 級単相-商用周波三相マトリックスコンバータの PDM 制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol.134, No.1, pp.41-48 (2014)
- (2) 中田祐樹, 伊東淳一: 「空間ベクトル変調とデルタ-シグマ変調を組み合わせた高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの出力波形改善」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.1 pp.58-64 (2015)
- (3) 中田祐樹, 伊東淳一: 「空間ベクトル変調を基にした PDM の直接形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの適用」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.1 pp.72-73 (2015)

国際会議における口頭発表論文

- (1) Y. Nakata, J. Itoh: "An Experimental Verifications and Analysis of a Single-phase to Three-phase Matrix Converter using PDM Control Method for High-freuqncy Application", The 9th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (IEEE PEDS 2011), No. 383, (2011) – Singapore, December 2011
- (2) Y. Nakata, J. Itoh: "Pulse Density Modulation Control using Space Vector Modulation for a Single-phase to Three-phase Indirect Matrix Converter", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2012 , No. P3905, pp. 1753-1759 (2012) – Raleigh, NC, September 2012

- (3) **Y. Nakata**, Y. Ohnuma, K. Orikiawa, G. T. Chiang, J. Itoh: "Fundamental Verification of a Single - to - Single Phase Direct Power Converter for Wireless Power Transfer Systems", The 10th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (IEEE PEDS 2013), pp. 1003-1008 (2013) – Kitakyushu, April 2013
- (4) **Y. Nakata**, J. Itoh: "A Fundamental Verification of a Single-phase to Three-phase Matrix Converter with a PDM Control based on Space Vector Modulation", The 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 -ECCE - Asia), No. 19P1-12, pp. 138-145 (2014) – Hiroshima, May 2014
- (5) **Y. Nakata**, K. Orikiawa, J. Itoh: "Several-Hundred-kHz Single-phase to Commercial Frequency Three-phase Matrix Converter using Delta-Sigma Modulation with Space Vector", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2014 (ECCE 2014), No. EC-2062, pp. 571-578 (2014) – Pittsburgh, PA, September 2014

国内会議における口頭発表論文

- (1) **中田祐樹**, 伊東淳一: 「PDM 制御法を用いた高周波単相/三相マトリックスコンバータの基礎解析」, 平成 22 年度電気学会東京支部新潟支所研究発表会, No. IV-07, pp. 114 (2010) – 新潟, 2010 年 11 月
- (2) **中田祐樹**, 宮脇慧, 伊東淳一: 「PDM 制御法を用いた高周波単相/三相マトリックスコンバータの動作検証」, 電気学会半導体電力変換研究会(兵庫), No. SPC-11-020, pp. 109-114 (2011) – 兵庫, 2011 年 1 月
- (3) **中田祐樹**, 宮脇慧, 伊東淳一: 「PDM 制御を用いた高周波単相-三相マトリックスコンバータの電源側インピーダンスに関する考察」, 平成 23 年電気学会全国大会, No. 4-027 (2011) – 大阪, 2011 年 3 月
- (4) **中田祐樹**, 伊東淳一: 「インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの波形改善」, 平成 23 年電気学会東京支部新潟支所研究発表会, No. IV-04, pp. 59 (2011) – 新潟, 2011 年 11 月 【優秀発表賞】
- (5) **中田祐樹**, 伊東淳一: 「インダイレクト形高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの制御法」, 電気学会半導体電力変換研究会(大阪), No. SPC-12-029 (2012) – 大阪,

2012年1月

- (6) **中田祐樹**, 伊東淳一: 「単相-三相マトリックスコンバータの空間ベクトルを用いたパルス密度変調方式」, 平成24年電気学会全国大会, pp. 42-43 (2012) – 広島, 2012年3月
- (7) **中田祐樹**, 伊東淳一: 「パルス密度変調制御を用いた高周波単相-三相インダイレクトマトリックスコンバータの効率評価」, 平成24年電気学会産業応用部門大会, No. 1-45 (2012) – 千葉, 2012年8月
- (8) **中田祐樹**, 伊東淳一: 「百 kHz 級単相-商用周波三相マトリックスコンバータの PDM 制御法」, 電気学会半導体電力変換研究会(京都), No. SPC-13-41 (2013) – 京都, 2013年1月
- (9) **中田祐樹**, 伊東淳一: 「空間ベクトル変調を基にした PDM 制御を適用した高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータの動作検証」, 平成25年度電気関係学会東京支部新潟支所大会, No. IV-04, pp. 55 (2013) – 新潟, 2013年11月
- (10) **中田祐樹**, 伊東淳一: 「空間ベクトル変調を基にした PDM 制御の高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータへの適用」, 平成25年電気関係学会関西連合大会, No. G4-7, pp. 108-109 (2013) – 大阪, 2013年11月 **【優秀論文発表賞】**
- (11) **中田祐樹**, 伊東淳一: 「空間ベクトル変調を基準としたパルス密度変調による高周波単相-低周波三相マトリックスコンバータ」, 電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会(神戸), No. SPC-14-024/MD-14-024 (2014) – 神戸, 2014年1月

参考論文

国際会議における口頭発表論文

- (1) **Y. Nakata**, K. Fujiwara, M. Yoshida, J. Itoh, Y. Okazaki: "Output Voltage Control for PWM Inverter with Electric Double Layer Capacitor as DC Power Supply", International Power Electronics Conference 2010 (IPEC-Sapporo 2010), No. 24C3-3, pp. 3099-3104 (2010)
- (2) A. Nigorikawa, **Y. Nakata**, K. Orikiwa, J. Itoh: "Experimental Verification on Precise Calorimetric Power Loss Measurement Using Two Chambers", 2011 Japan-Korea Joint Technical Workshop on Semiconductor Power Conversion, SPC-10, pp. 77-78 (2011)

国内学会における口頭発表論文

- (1) 大島涼, **中田祐樹**, 伊東淳一: 「トランスの電力損失評価方法の一手法」, 平成 24 年電気関係学会関西連合大会, No. 8amH-16 (2012)

