

双方向に昇降圧変換可能な結合インダクタを用いた 直接方式電力変換装置に関する研究

山中, 克利

<https://doi.org/10.15017/1441252>

出版情報：九州大学, 2013, 博士（工学）, 課程博士
バージョン：
権利関係：全文ファイル公表済

双方向に昇降圧変換可能な
結合インダクタを用いた直接方式
電力変換装置に関する研究

平成25年10月

九州大学大学院
システム情報科学府

山中 克利

目次

第1章 序論.....	1
1.1 電力変換装置の技術動向	1
1.2 本研究の目的と論文構成	7
第2章 電力変換技術の概要	9
2.1 緒言.....	9
2.2 電圧形電力変換回路	9
2.2.1 2レベルインバータ	9
2.2.1.1 シングルブリッジ インバータの PWM.....	12
2.2.1.2 単相インバータの PWM	15
2.2.1.3 3相インバータの PWM	17
2.2.1.4 空間ベクトルを用いた PWM	23
2.2.1.5 $\Delta\Sigma$ 変調器を用いた PWM.....	27
2.2.1.6 2レベルインバータのコモンモード電圧.....	29
2.2.2 3レベルインバータ	31
2.2.2.1 3レベルインバータの PWM.....	31
2.2.2.2 3レベルインバータのコモンモード電圧.....	32
2.2.3 マトリクスコンバータ	36
2.2.3.1 マトリクスコンバータの変調方式	36
2.2.3.2 マトリクスコンバータのコモンモード電圧	39
2.3 電流形電力変換回路	42
2.3.1 電流形電力変換装置の PWM.....	42
2.3.1.1 電流形電力変換装置の空間ベクトル PWM.....	42
2.3.1.2 電流形電力変換装置のキャリア比較 PWM.....	46
2.3.1.3 電流形インバータのコモンモード電圧	48
2.4 昇圧機能をもたせたマトリクスコンバータ	58
2.4.1 DC-AC 昇圧マトリクスコンバータ	58

2.4.2 AC-AC 昇圧マトリクスコンバータ	59
2.5 結言.....	63
第3章 結合インダクタ巻線電流の解析	64
3.1 緒言.....	64
3.2 結合インダクタ巻線電流の転流	64
3.2.1 巻線電流の転流速度	64
3.2.2 転流前後の巻線電流値.....	66
3.3 結言.....	69
第4章 結合インダクタを用いた DC-AC 電流形電力変換装置	70
4.1 緒言.....	70
4.2 提案回路の構成と動作.....	70
4.3 提案回路における巻線電流の転流.....	78
4.4 スイッチング素子の PWM	82
4.4.1 変形キャリア比較 PWM.....	82
4.4.2 $\Delta\Sigma$ 変調を用いた PWM.....	85
4.5 提案回路のシミュレーション	88
4.5.1 シミュレーション回路の構成	88
4.5.2 シミュレーション結果.....	88
4.6 提案回路の試験.....	91
4.6.1 試験回路の構成.....	91
4.6.2 試験結果	91
4.7 結言.....	96
第5章 結合インダクタを用いた AC-AC 電流形電力変換装置	97
5.1 緒言.....	97
5.2 提案回路の導出.....	97
5.3 提案回路の変換動作	103
5.4 スイッチング素子の PWM	107
5.4.1 $\Delta\Sigma$ 変調を用いたコンバータ動作の PWM.....	107
5.4.2 インバータ動作の PWM.....	108
5.5 提案回路のシミュレーション	110
5.5.1 シミュレーション回路の構成	110
5.5.2 シミュレーション結果.....	110

目次

5.6	提案回路の試験.....	117
5.6.1	試験回路の構成.....	117
5.6.2	試験結果	117
5.7	結言.....	122
第6章	結論.....	123
謝辞	125
参考文献	126

第1章 序論

近年、化石燃料の枯渇や地球温暖化対策を目的とした二酸化炭素（CO₂）削減のために、化石燃料消費を削減させ、二酸化炭素を排出せず、環境負荷の低減が期待できる再生可能エネルギーの利用研究が推進されている。再生可能エネルギーの発電装置は様々な国や場所に設置され、発電電力量が安定でない太陽光発電・風力発電などが入力となり、電力変換装置（コンバータ）を用いて、電力を負荷に必要な電圧・周波数へ変換する[1][2]。このため、直流（DC）電源・交流（AC）電源の広い電圧範囲に対応し、低ノイズで環境にやさしく、発電電力を効率良く変換できる電力変換装置が必要とされている。また、図1のように再生可能エネルギーで発電された余剰電力やエレベータ・クレーンなどの負荷からの回生エネルギーをバッテリーなどへ蓄電し、負荷電力よりも発電電力が不足する場合には蓄電池から電力を供給するシステム[1]を用いて、負荷への電力供給の平準化も行われており、バッテリーを充放電する電力変換装置（充放電コンバータ）の効率化も求められている。

本章では、まず電力変換装置の技術動向と直接方式の電力変換装置について解説する。さらに、本研究が対処しようとする問題点についてまとめ、本研究の課題を明確にし、研究の目的を述べる。

1.1 電力変換装置の技術動向

電力を任意の電圧・電流・周波数へ変換する電力変換装置は、パワー半導体の高性能化に伴って普及が進んでいる。モータの可変速ドライブでは原理が簡単かつ高性能な直流（DC）モータから、安価でメンテナンスが容易な交流（AC）モータへと変遷し、モータ駆動の電力変換装置もそれに伴ってDC出力から、AC出力の電流形・電圧形電力変換装置へと移り変わって来た。図2は電力変換装置の技術の進歩と今後の動向を予想している[3]。近年では、マルチレベルインバータ（3レベルインバータ[4]）やマトリクスコンバータ[5]・[12]など、高効率・低ノイズで環境に配慮した環境調和形の変換装置が製品化されており、今

後, SiC, GaN を使ったパワー半導体を用いた更なる小形化・低損失化や正弦波入出力インバータの製品化が予想されている。

電力変換装置 (コンバータ) の入力/出力を, 直流(DC)/交流(AC)で分類すると表 1 に示すように, 大きく 4 つの種類に分類できる。モータドライブに最も利用されている, DC から AC へ変換する DC-AC コンバータは一般的にインバータと呼ばれており, パルス幅変調 (PWM) インバータは, 直流電圧を PWM によって任意の電圧・周波数に変換するもので, 現在最も普及している電力変換装置の方式である。3 相交流電源と 3 相交流負荷との間で電力を変換する AC-AC 直接形マトリクスコンバータは, 自己消弧能力を持つ半導体デバイスで構成した双方向スイッチで入出力間を直接接続し, 交流電源電圧を PWM 制御によって任意の電圧・周波数の交流電圧へ直接変換し, 電力を電源と負荷との間で双方向に直接変換することができる直接方式の電力変換装置である。ここでは, 入出力間を原理上一つのスイッチで直接接続し, 電力変換する方式を直接方式ということとする。

図 3 は風力発電システムにマトリクスコンバータを適用した場合の構成を示している [2]。図 3 (a) は小型風車用の 200V 級 5.5-45kW, 400V 級 5.5-160kW のシステム, 図 3 (b) は大型風車用の 3.3kV 級 2.8-4.2MW のシステムである。風力発電システムでは発電用モータの発電電力をマトリクスコンバータで系統の電圧・周波数の電力へ直接変換する。直接形マトリクスコンバータは直流母線とエネルギーを蓄積する大容量のコンデンサを持たないため, AC-DC コンバータと DC-AC インバータを組み合わせ AC/DC/AC 変換を行う従来の装置に比べて小形であり, 更に導通損失が低減でき高効率を実現できる。しかし, マトリクスコンバータは負荷への電力変換において入力電源電圧よりも低い電圧の変換しかできない問題をもつ。モータを駆動する場合は, モータ内部のインダクタンスを利用し, モータの発電エネルギーを電源へ戻す (回生) する昇圧動作のみ可能であるが, 電源から負荷モータへの変換では, エネルギー蓄積要素を持たないので昇圧動作はできない。従って, 風力発電機の回転数が上がってモータ電圧が系統電源近くへ上昇すると, 電源への回生やモータ駆動ができなくなってしまう問題がある。

マトリクスコンバータの研究は盛んに行われており [9]-[11], 逆阻止 IGBT (RB-IGBT) を使用して導通損失を低減した直接形マトリクスコンバータは既に製品化されている [2][12]。また, マトリクスコンバータの応用技術も研究さ

れており、単相-3相交流やDC-ACの変換装置[13][14]およびマトリクスコンバータとインダクタを組み合わせることで双方向に昇圧・降圧の電力変換ができる装置が報告されている[15]-[17].

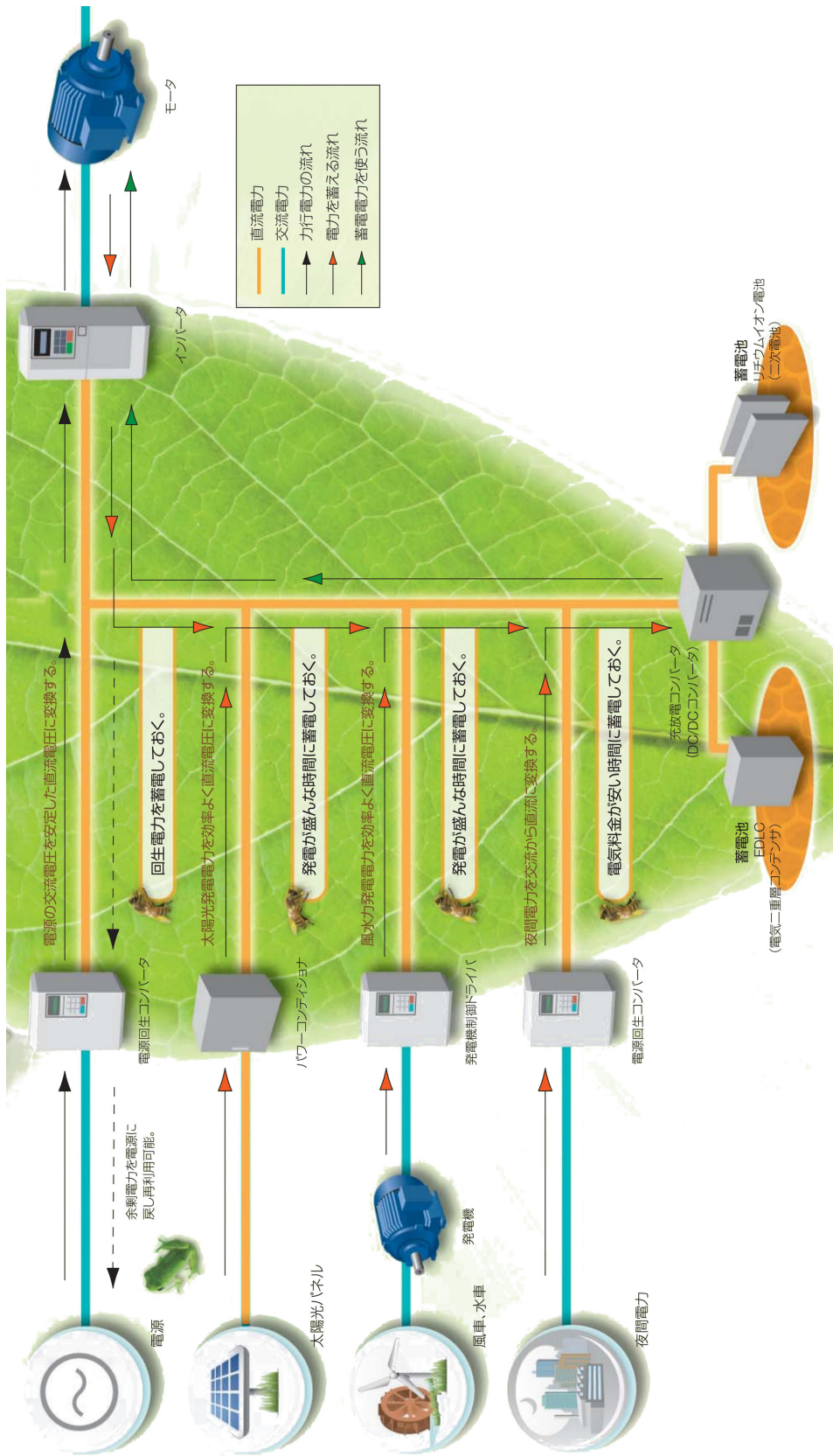


図 1. 回生・蓄電電力を再利用するシステム

項目	1995年	1995年	2000年	2005年	2010年	2015年	2020年	
① ニーズ	省エネ・省力化							
		FA化・インテリジェント化 超低消費化・静音化	【無塵操作】 【高周波ノイズ・高周波低減】 【高熱動トルク・低速運転時の運転信頼性(トルク回転ムラ等)】	【海外稼働への対応】 【オープンネットワークへの対応】	【地球環境負荷低減】 【オープンネットワークの対応拡大】	【化学物質使用削減】 【安全規格への対応】	【インバータの高効率化】	
		トランプレス運転						
② デバイス	ハイボールドパワートランジスタ 自己消磁形	IGBT ^{※1}	低雑音化 PM ^{※2} 複合モジュール	トロンチGBT ^{※3} 電ノイズ化 ワンチップPM	逆停止IGBT ^{※4} ソフトスイッチング・並列化			
	モジュール化	1Bビットマイコン導入	ASiCマイコン導入	DSP導入	3ビットマイコン導入			
		IGBT ^{※1}	高速スイッチング化	大容量化	PM ^{※2}	複合モジュール		
③ 制御技術		トルクブースト制御	速度センサレス化	オートチューニング ^{※5}	トルクブースト制御			
		高周波PWMインバータ	高周波PWMインバータ	高周波制御技術 省エネ制御	高周波制御技術 省エネ制御			
		トルクブースト制御	速度センサレス化	オートチューニング ^{※5}	トルクブースト制御			
④ 製品動向	デジタル化 多機能化	オールデジタル化	通信機能対応	プログラマブル制御				
		デジタル化	通信機能対応	プログラマブル制御				
		デジタル化	通信機能対応	プログラマブル制御				

- ※1: IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)
電圧駆動のソフトと組み合わせたバイポーラパワートランジスタ。ゲート駆動消費電力が小さく、高速スイッチングに適している。
- ※2: IPW(Intelligent Power Module)
パワーデバイスに加え駆動回路、保護回路などをパッケージに納めたモジュール。
- ※3: トランプレス運転
トルクや負荷の特性に依存し、最適な制御定数を自動的に設定する機能。
- ※4: 逆停止IGBT
近年、通信による制御が盛んになっており、多くの通信方式がある。これらの開放された通信プロトコルに対応したインバータ。
- ※5: 複合モジュール
モジュールの1チップ化により、低損失・高効率なパッケージングが可能。
- ※6: トロンチIGBT
新規ゲート構造による低損失化を実現したIGBT

図 2. 技術の進歩と今後の動向

※7: SiC(Silicon Carbide) MOSFET
SiC(Silicon Carbide) MOSFETは、Si MOSFETに比べて、高周波特性が優れており、高効率化を実現可能にする周波数変換技術。

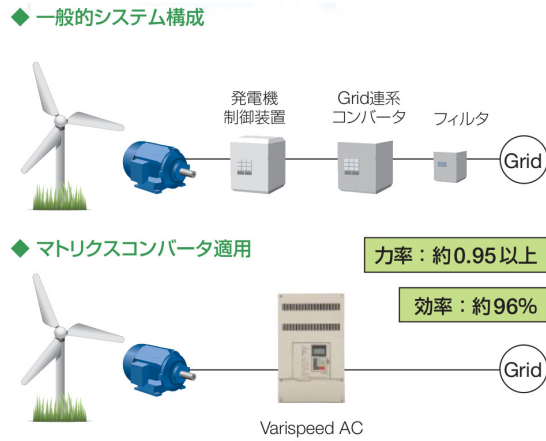
※8: マトリックスコンバータ
マトリックスコンバータは、高周波特性が優れており、高効率化を実現可能にする周波数変換技術。

※9: 高周波制御
高周波制御は、高周波特性が優れており、高効率化を実現可能にする周波数変換技術。

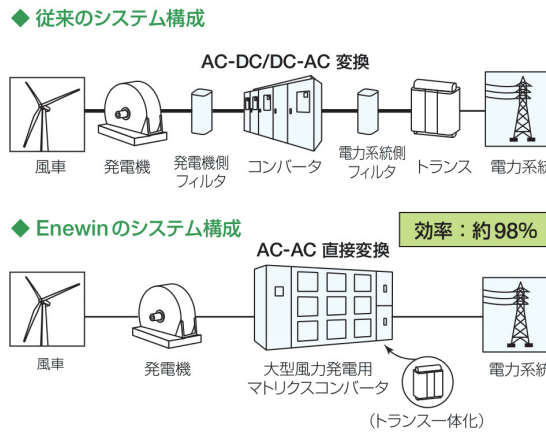
※10: 高周波制御
高周波制御は、高周波特性が優れており、高効率化を実現可能にする周波数変換技術。

※11: 高周波制御
高周波制御は、高周波特性が優れており、高効率化を実現可能にする周波数変換技術。

※12: センサレス制御
センサレス制御は、高周波特性が優れており、高効率化を実現可能にする周波数変換技術。



(a) 小型風車用発電システム



(b) 大型風車用発電システム

図 3. マトリクスコンバータを使った風力発電システム

表 1. 電力変換装置（コンバータ）の分類

出力 入力	直流(DC)	交流(AC)
直流 (DC)	DC-DC コンバータ ・ スイッチングコンバータ	インバータ ・ PWM インバータ ・ マルチレベルインバータ
交流(AC)	コンバータ ・ 整流回路 ・ PWM コンバータ	AC-AC コンバータ ・ サイクロコンバータ ・ マトリクスコンバータ

1.2 本研究の目的と論文構成

再生可能エネルギーの利用においては、高効率で、低ノイズで環境にやさしく、多種の電源へ対応できる変換装置が求められているので、直接形マトリクスコンバータとインダクタを組み合わせる双方向に昇圧・降圧の電力変換ができる装置は、この用途に適していると考えられる。しかし、従来提案されている回路[16][17]は、第2章で説明するように電力変換方向を反転させる応答が遅いという問題や、昇圧動作・降圧動作を切り替える際に回路自体を切り替えなければならないという問題を持っており、高速な応答が必要とされるような装置への適用には十分ではない。

本研究では、直接形マトリクスコンバータとインダクタを組み合わせる双方向に昇圧・降圧の電力変換を行う装置の問題を解決し、高効率で、低ノイズで環境にやさしく、多種の電源へ対応できる変換装置を実現するために、複数の巻線を持つ結合インダクタの巻線間の電流移動（転流）を利用し、結合インダクタとマトリクスコンバータ回路および電流形の電力変換方法を用いた新しい直接方式の電流形電力変換装置を提案する。そして、提案する回路方式、動作を解説し、シミュレーションおよび実機試験で確認を行い、その有効性を明らかにすることを目的とする。なお、提案する新しい回路は再生可能エネルギーへの適用のみでなく、昇圧動作と降圧動作および力行・回生動作の高速な切り替えが必要とされるモータ駆動へも十分適用することができるので、シミュレーションおよび実機試験はモータを駆動する条件にて確認を行った。

第1章は序論であり、再生可能エネルギーの利用において求められる電力変換装置と電力変換装置の技術動向について解説し、さらに、本研究が対処しようとする問題点と、本研究の課題を明確にし、研究の目的を述べる。

第2章は、電力変換装置の基本的な回路とPWM方式について解説し、更にインバータが出力するコモンモード電圧について解説する。次に、提案されている直接形マトリクスコンバータとインダクタを組み合わせる双方向に昇圧・降圧の電力変換ができる装置について解説し、その問題点を明らかにする。

第3章では、結合インダクタ巻線間の電流移動（転流）における電流の転流速度と転流前後の電流値について解析を行い、インダクタ巻線電流を高速に反転させる方法として、結合インダクタの巻線間の転流が利用できるか明らかにする。

第4章では、結合インダクタとマトリクスコンバータ回路および電流形の電力変換方法を用いて、双方向に昇圧・降圧変換を行い、更に電力変換方向を瞬時に切り替えることができる新しい直接方式のDC-AC電流形電力変換装置を提案する。そして、提案する回路と動作について解説し、提案回路の動作をシミュレーションおよび試験で確認し、その有効性を明らかにする。

第5章では、結合インダクタとマトリクスコンバータ回路および電流形の電力変換方法を用いて、運転動作中に双方向に昇圧・降圧変換を行い、更に電力変換方向を切り替えることができる新しい直接方式のAC-AC電流形電力変換装置を提案する。そして、提案する回路の導出と動作について解説し、提案回路の動作をシミュレーションおよび試験で確認し、その有効性を明らかにする。

第6章は結論であり、本研究で得られた成果をまとめる。

第2章 電力変換技術の概要

2.1 緒言

本章では、電力変換装置の基本的な回路と PWM 方式について解説し、更にインバータが出力するコモンモード電圧について解説する。次に、提案されているマトリクスコンバータとインダクタを組み合わせることで双方向に昇圧・降圧の電力変換ができる装置について解説し、その問題点を明らかにする。

2.2 電圧形電力変換回路

電圧形の電力変換装置は電圧源を入力として電力を変換する装置で、交流電圧 (AC) から直流電圧 (DC) へ電力を変換する図 4 のような AC-DC 電圧形コンバータ(AC-DC Voltage Source Converter)と、直流電圧 (DC) から交流電圧 (AC) へ電力を変換する図 5 のような DC-AC 電圧形コンバータ(DC-AC VSC)がある。DC-AC 電圧形コンバータは通称 DC-AC 電圧形インバータ(DC-AC Voltage Source Inverter)と呼ばれ、図 6 のようにダイオード整流回路を用いた AC-DC 電圧形コンバータと DC-AC 電圧形コンバータを組み合わせた装置も、製品の普及に伴い電圧形インバータ(VSI)と呼ぶことが一般的になってきている。

図 5 や図 6 のインバータ回路は出力する相電圧が正か負の 2 値を取るため 2 レベルインバータと呼ばれており、現在最も普及しているインバータの回路方式は 2 レベルインバータである。以下に電圧形 2 レベルインバータの回路と変調方式について解説する。

2.2.1 2 レベルインバータ

電圧形 3 相 2 レベルインバータは、図 5 のようにスイッチ素子を 2 つ直列に接続したインバータブリッジを 3 つ備え、負荷に 3 相 (U, V, W) の交流電圧を供給する。電圧形インバータは、直列に接続したスイッチ素子のどちらか

をオンすることで、相出力端子に直流母線の正電圧と直流母線の負電圧を出力する。従って 2 レベルインバータが負荷へ出力する電圧は矩形波（パルス）状となる。2 つ直列接続されたスイッチ素子をオン・オフ制御して、パルス状の電圧を発生させる方式としては、

- パルス幅の時比率（Duty）を変化させる方式：
パルス幅変調（PWM：Pulse Width Modulation）
- パルス幅を一定とし、パルスの周波数を変化させる方式：
パルス周波数変調（PFM：Pulse Frequency Modulation）
- パルス幅を一定とし、パルスの発生密度を変化させる方式：
パルス密度変調（PDM：Pulse Density Modulation）
- パルス幅を一定とし、パルスの振幅を変化させる方式：
パルス振幅変調（PAM：Pulse Amplitude Modulation）
- パルス幅とパルスの発生密度の両方を変化させる方式：
ダイレクトトルクコントロール（DTC：Direct Torque Control）

などがある。これらの中で、パルス幅変調（PWM）を用いたインバータが一般的である。2 レベルインバータの PWM には、指令と搬送波（キャリア）を比較してパルスを決めるキャリア比較方式や空間ベクトル方式、 $\Delta \Sigma$ 変調がある。以下に、それぞれの PWM 方式について解説する。

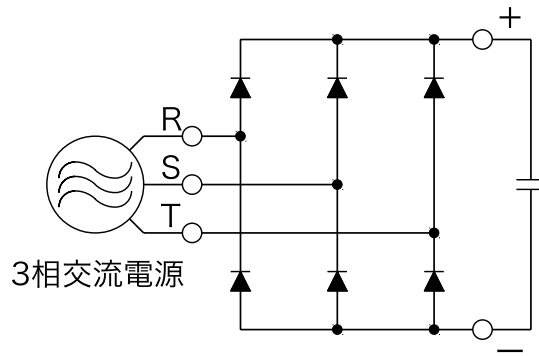


図 4. AC-DC 電圧形コンバータ (ダイオード整流回路)

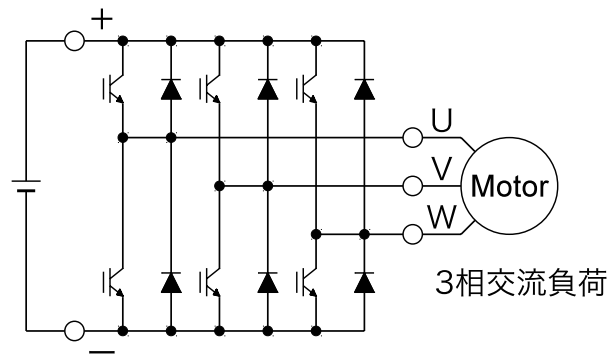


図 5. DC-AC 電圧形コンバータ (インバータ)

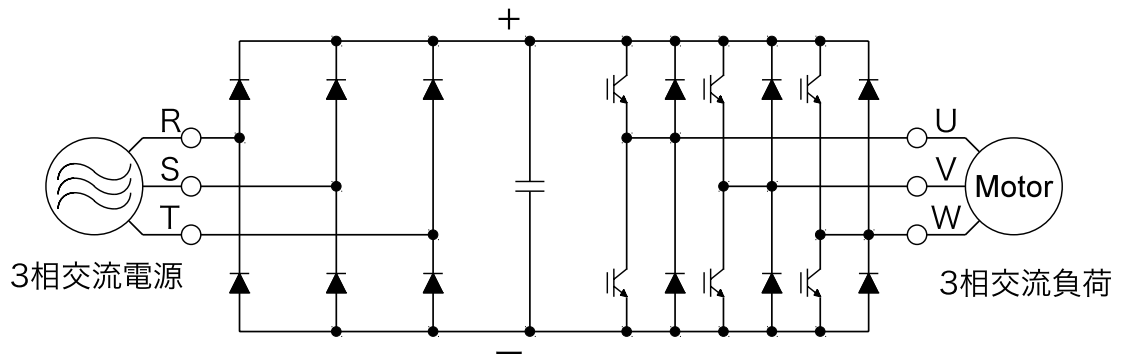


図 6. AC-AC 電圧形変換回路 (AC-AC 電圧形インバータ)

2.2.1.1 シングルブリッジ インバータの PWM

シングルブリッジ インバータの回路およびキャリア比較方式での PWM パルス波形を図 7 に示す。キャリア比較方式では、三角波のキャリア(V_{C1})と正弦波指令(V_u)をコンパレータで比較して、

正弦波指令 $>$ キャリア：上のスイッチをオン，下のスイッチをオフ

正弦波指令 $<$ キャリア：上のスイッチをオフ，下のスイッチをオン

とする。このように直列に接続したスイッチ素子のオン・オフで、相出力端子に直流母線の正電圧と直流母線の負電圧のどちらかを出力する。各スイッチのオンとオフが切り替わる際に、スイッチ素子の動作遅れ等によって上下 2 つのスイッチが同時にオンすると、入力電源が短絡されて大電流が流れ電源やスイッチ素子が破壊してしまうので、ターンオンする方のスイッチ信号へディレイを加えて、そのディレイ期間では上下のスイッチを同時にオフにすることで短絡を防止する動作を行う。このディレイ時間をデッドタイムと呼ぶ。

ここで、電圧指令は入力電源の中間電圧（図 7 ではグランド点）を基準とした電圧 (V_u) とする。 $V_u = 0$ では 50%デューティのパルスが出力され、負荷にはキャリア成分の電圧が印加されるが、キャリア周期 (T) 内で負荷に印加される電圧平均値は零となり電圧指令と一致する。電圧指令が正・負の値を取ると、それに応じてパルス幅が変化し、負荷に印加されるキャリア周期の平均の電圧も指令に比例して変化する。図 8 にキャリア振幅 10V、 $E_d/2 = 10V$ 、電圧指令に振幅 8V の正弦波電圧を用いた場合のパルス波形例を示す。

図 7 の回路では、

- ・電圧指令が 10V 以上の場合、電圧指令はキャリア振幅の上限を超えるので、インバータ出力電圧は $E_d/2$ ($=10V$) となる。
- ・電圧指令が $-10V$ 以下の場合、電圧指令はキャリア振幅の下限を下回るので、インバータ出力電圧は $-E_d/2$ ($=-10V$) となる。

従って、シングルブリッジインバータが出力できる電圧は $-E_d/2 \sim E_d/2$ の範囲であり、電圧指令が正弦波の場合に出力できる正弦波の振幅は $E_d/2$ である。インバータ回路の出力電圧を検討する場合は、その平均値や FFT 解析による

周波数成分の値を用いる. 図 8 の正弦波電圧指令と PWM パルスの FFT 解析結果を図 9 に示す. 図 8 と図 9 で指令 $V(V_u)$ と出力パルス $V(V_{OU})$ の基本波成分 (50Hz) は同じ値 (8V) となる.

インバータが出力しているパルス状の電圧を実行値で考えると, 実行値 (rms : 二乗平均値) は電圧指令の値に依存せず $E_d/2$ となる. 負荷が抵抗の場合には出力されるパルス電圧に比例したパルス電流が流れるので, 負荷電力は電圧指令の値に依存せず一定となる. 従って, インバータ回路を電力変換する回路として利用する場合には, 負荷として抵抗だけを使用することはない. スイッチング電源の場合, 抵抗+インダクタ+キャパシタ, 交流電源の場合, モータやインダクタといった, インダクタやキャパシタなどのエネルギー蓄積素子を負荷側に持つことで電力変換を行う回路となる.

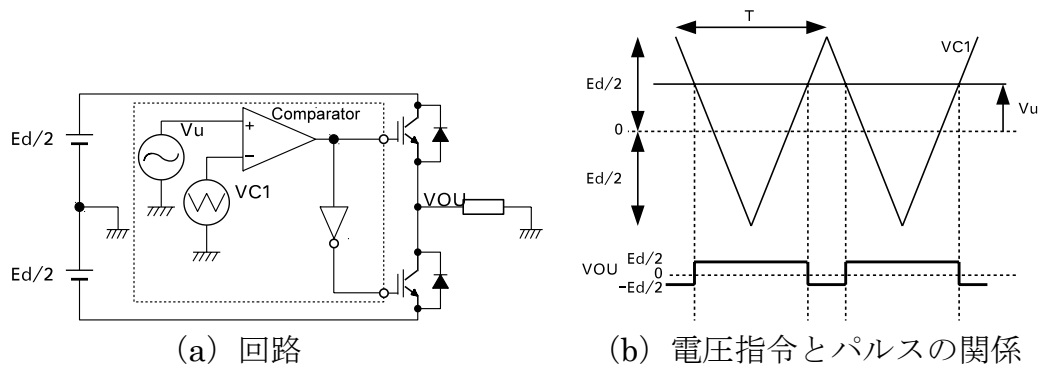


図 7. シングルブリッジ インバータ回路と PWM 波形

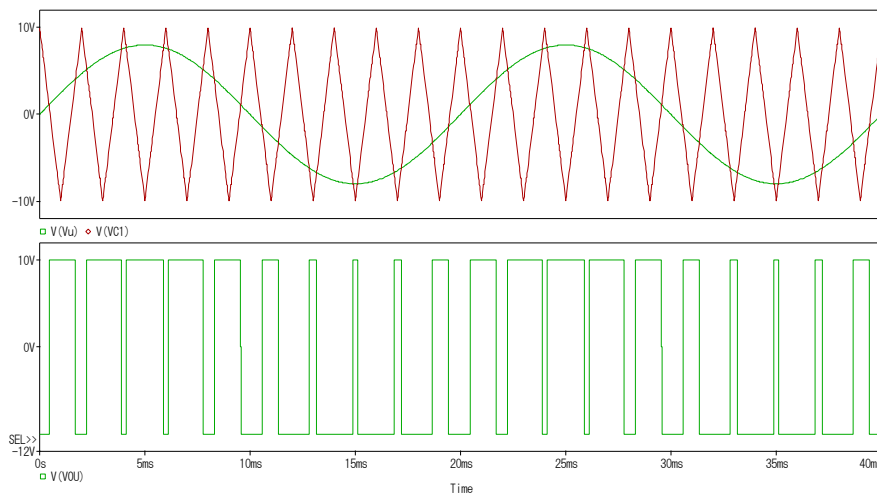


図 8. 正弦波指令とパルス波形の比較

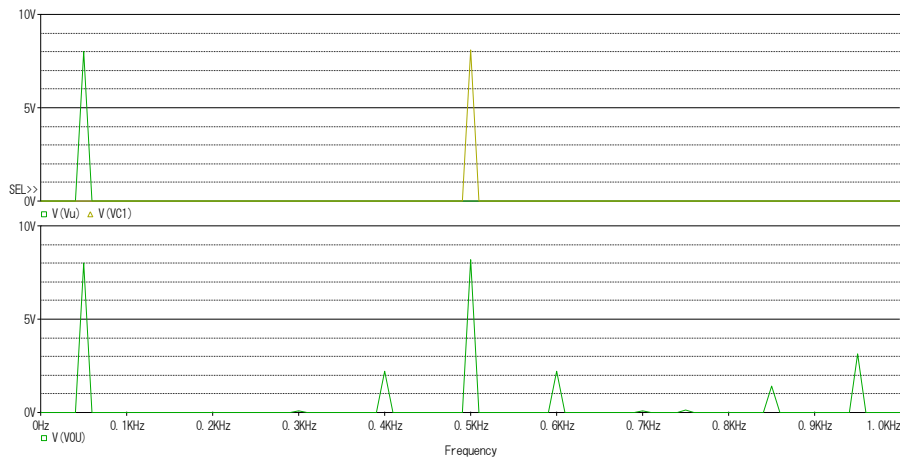


図 9. 図 8 のパルスの FFT 解析

2.2.1.2 単相インバータの PWM

単相インバータの回路図およびキャリア比較方式での PWM パルス波形を図 10 示す。単相インバータはシングルブリッジインバータを 2 つ使ったものであり、各ブリッジの電圧指令とパルスとの対応はシングルブリッジの場合と同じである。しかし、各ブリッジの出力が負荷に接続され、負荷には各ブリッジの出力電圧の差分（線間電圧）が印加される。従って、負荷の電圧を調整する場合は線間電圧を制御する必要がある。

単相の場合、各相の電圧指令は位相が 180° ずれた指令を与える。こうすることで、単相インバータが出力することのできる線間電圧は $-E_d \sim E_d$ の範囲までとなり、これはシングルブリッジインバータの倍である。電圧指令が正弦波の場合、出力できる正弦波の振幅は E_d となる。

キャリア振幅 $10V$ 、 $E_d/2=10V$ 、電圧指令に振幅 $8V$ の単相正弦波を用いた場合で、図 11 に指令 $V(V_u)$ 、 $V(V_v)$ と相のパルス波形 $V(V_{OU})$ 、 $V(V_{OV})$ の比較を示す。図 12 に指令 $V(V_u)$ 、 $V(V_v)$ と線間のパルス波形 $V(V_{OU})-V(V_{OV})$ の比較を示す。

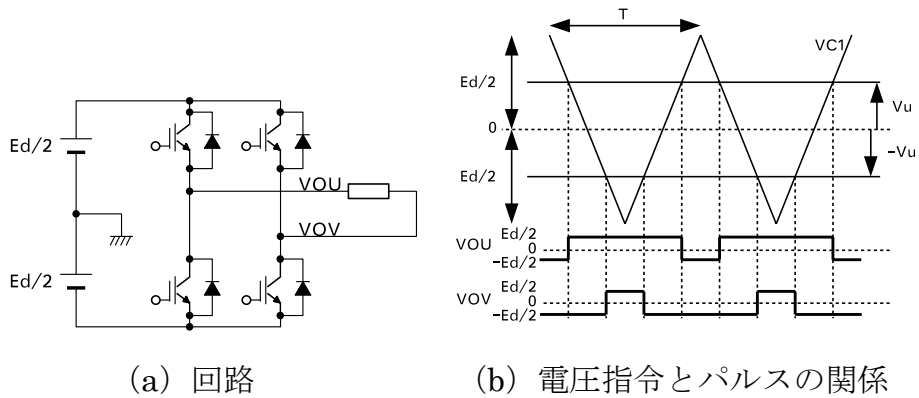


図 10. 単相インバータの回路と PWM 波形

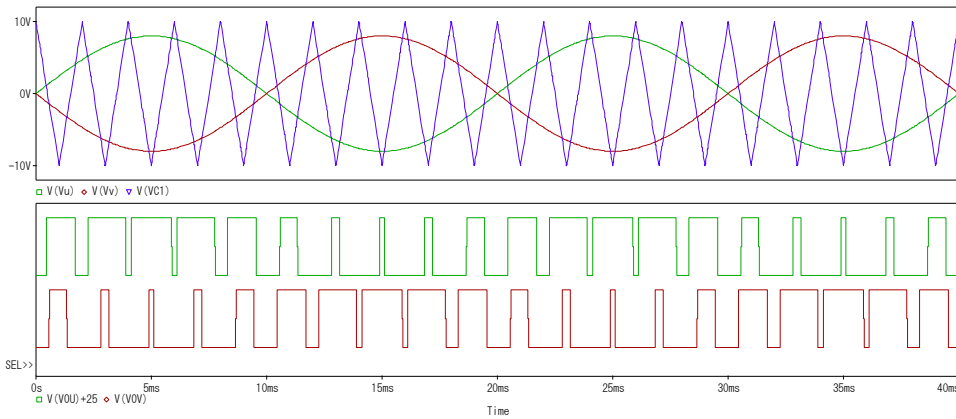


図 11. 正弦波電圧指令と相パルスとの関係

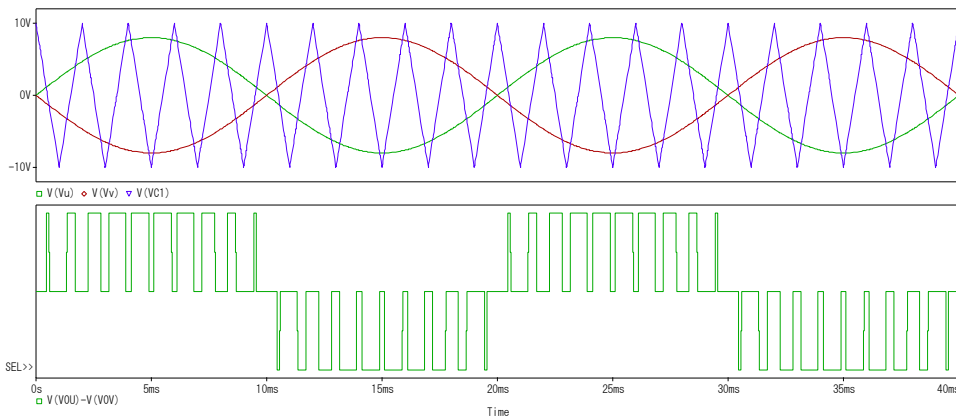


図 12. 正弦波電圧指令と線間パルスとの関係

2.2.1.3 3相インバータのPWM

3相インバータの回路およびキャリア比較方式でのPWMパルス波形を図13に示す。3相インバータはシングルブリッジインバータを3つ使ったものであり、各ブリッジの電圧指令とパルスとの対応はシングルブリッジの場合と同じである。しかし、負荷が3相負荷（3相モータなど）の場合、各ブリッジの出力が負荷に接続され、3相負荷には各ブリッジの出力電圧の差分（線間電圧）が印加される。従って、3相負荷を駆動する場合も線間電圧を制御する必要がある。3相の場合、各相の電圧指令は位相が 120° ずれた指令を与える。

キャリア振幅 $10V$ 、 $E_d/2=10V$ 、電圧指令に振幅 $8V$ の3相正弦波を用いた場合で、図14に指令 $V(V_u)$ 、 $V(V_v)$ 、 $V(V_w)$ と相のパルス波形 $V(V_{OU})$ 、 $V(V_{OV})$ 、 $V(V_{OW})$ の比較を示す。図15に指令と線間（相と相の間）のパルス波形の比較を示す。

3相インバータの出力電圧の飽和とその対策について

電圧指令として位相が 120° ずれた指令を与えた場合の相電圧指令と線間電圧指令との関係を図16に示す。例えばU相電圧 V_u は、U-V間線間電圧よりも 30° 遅れる。（ 50Hz の場合 $20\text{ms} \times 30^\circ / 360^\circ = 1.6\text{ms}$ 遅れる）電圧指令が正弦波の場合、電圧指令の振幅と、線間電圧の振幅の比は $1.73 [=2 \times \cos(30^\circ)]$ なので、出力できる正弦波の振幅は $1.73 \times E_d/2 = 0.866 \times E_d$ となり、単相インバータより出力電圧振幅が低下する。相電圧指令の振幅がキャリアの振幅を超えると、図17、図18のように出力されるパルス幅のデューティが100%を超えるようになる。指令の振幅がキャリアの振幅を超えると、キャリアの振幅を超えた分の電圧は飽和し出力されないで出力電圧波形は歪んでしまう。この対策として、各相の正弦波指令へ指令の $1/6$ 倍の振幅を持つ三倍調波を加えたものを利用すると、図19のように出力される線間電圧は歪まなくなる。このように出力周波数の三倍調波成分を使い、出力電圧の飽和を避ける方式を三倍調波重畳方式という。また、このような工夫をすると、正弦波状で歪が少なく出力できる線間電圧の振幅は三倍調波を重畳しない場合よりも、 $1.15 (=2/\sqrt{3})$ 倍高くでき、線間電圧の振幅は $0.866 \times 1.15 \times E_d = E_d$ とすることができる。図19に指令 $V(V_u)$ 、 $V(V_v)$ 、 $V(V_w)$ と相のパルス波形 $V(V_{OU})$ 、 $V(V_{OV})$ 、 $V(V_{OW})$ の比較を示す。図20に指令と線間のパルス波形の比較を示す。

3相全体に加える（重畳する）電圧は零相電圧（コモンモード電圧）と呼ば

れ、以下のように零相電圧は線間電圧に無関係な量である。

V_u , V_v , V_w と零相電圧 V_o の関係が,

$$V_{u'} = V_u + V_o, V_{v'} = V_v + V_o, V_{w'} = V_w + V_o \text{ とすると}$$

零相電圧を含んだ相電圧から線間電圧を計算すると以下のようなになる。

$$V_{u'} - V_{v'} = V_u + V_o - (V_v + V_o) = V_u - V_v \quad (1)$$

$$V_{u'} - V_{v'} = V_u + V_o - (V_v + V_o) = V_u - V_v \quad (2)$$

$$V_{u'} - V_{v'} = V_u + V_o - (V_v + V_o) = V_u - V_v \quad (3)$$

従って、零相電圧を含んだ相電圧から線間電圧を計算しても、零相電圧を含まない相電圧から計算した線間電圧と同じ値となる。

各相電圧指令の最大値と最小値の平均値は図 21 の V_{offset} のような三角波の三倍調波となるので、これを各相に重畳することでも出力電圧飽和の問題を回避できる。図 21 はキャリアの振幅と同じ振幅の正弦波指令を使った例である。この場合三倍調波を重畳した指令の振幅はキャリアの振幅よりも小さくなる。

インバータのスイッチングロスを低減するために、この零相電圧を調整して 1 相のスイッチングを停止し 2 相のスイッチングで PWM を行う方式を 2 相変調（または DPWM : Discontinues PWM）という。2 相変調も電圧の飽和の問題を回避できる。一般的には 3 相の電圧指令の中で、絶対値が一番高い相のスイッチングを停止するよう零相電圧を調整する。図 22 に指令 $V(V_u)$, $V(V_v)$, $V(V_w)$ と相のパルス波形 $V(V_{OU})$, $V(V_{OV})$, $V(V_{OW})$ の比較を示す。図 23 に指令と線間のパルス波形の比較を示す。

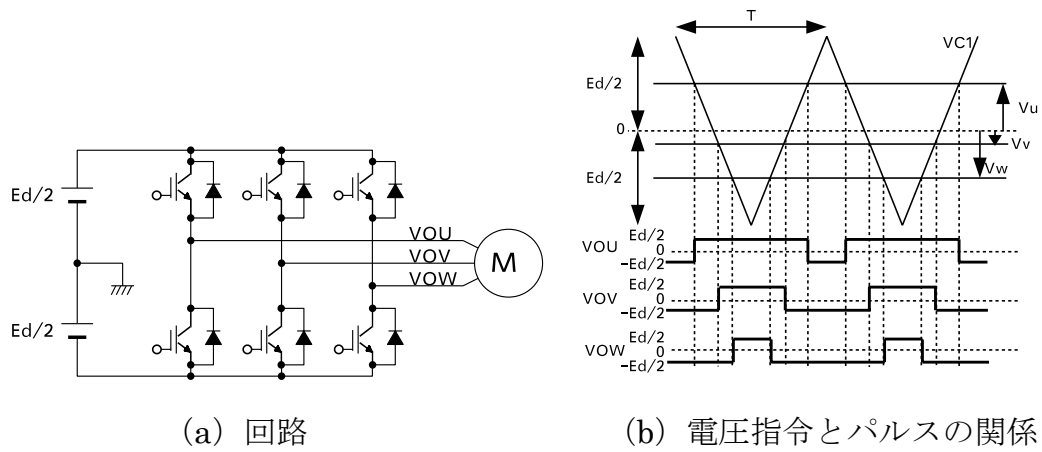


図 13. 3 相インバータの回路と PWM 波形

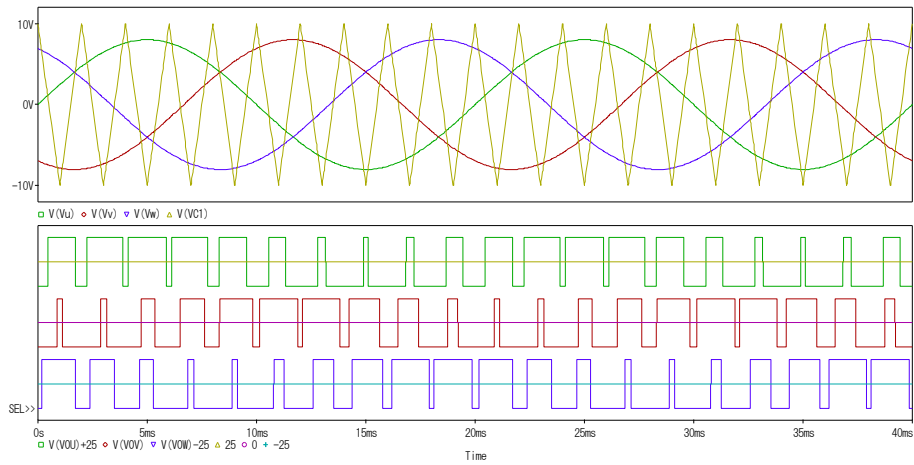


図 14. 3 相正弦波電圧指令と相パルスとの関係

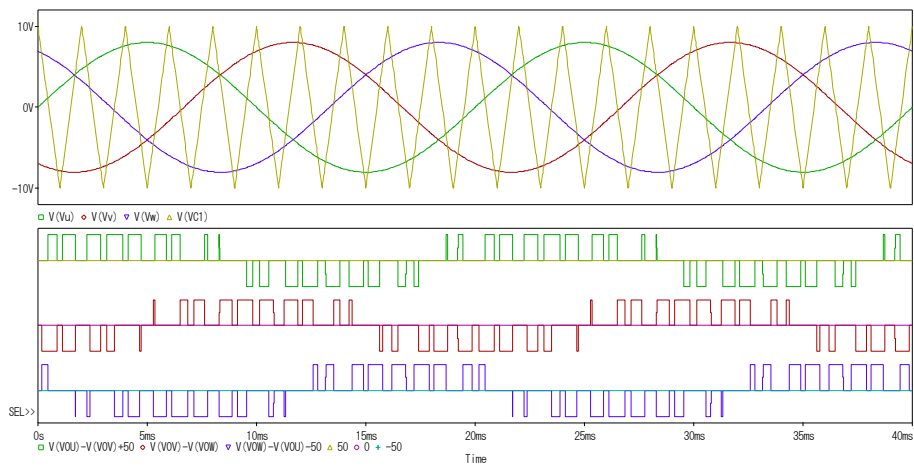


図 15. 三相正弦波電圧指令と線間パルスとの関係

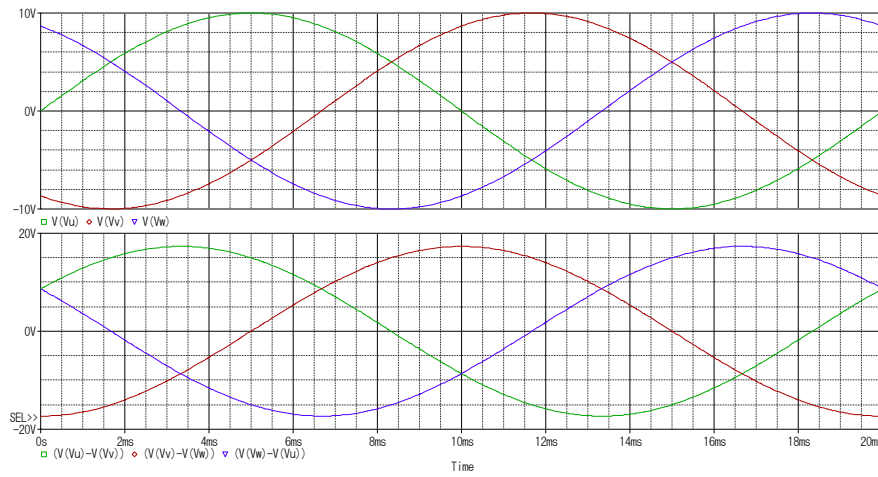


図 16. 相電圧指令と，線間電圧との関係

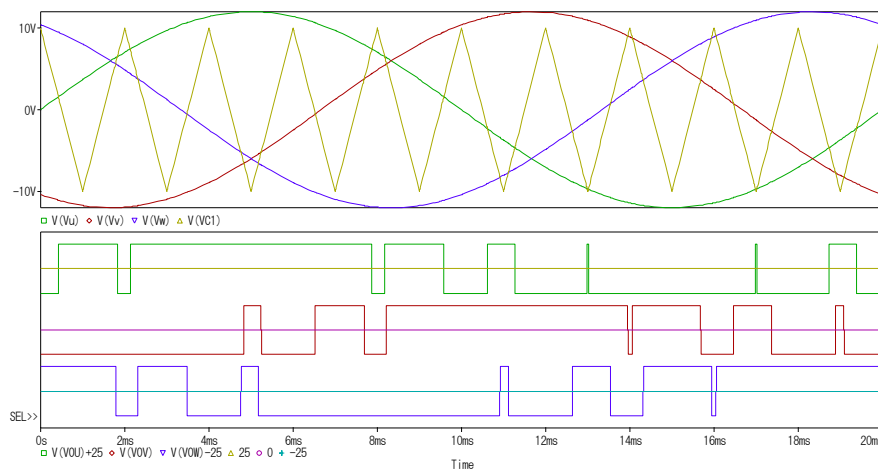


図 17. 正弦波指令がキャリアの振幅を超えた時の PWM 波形（相）

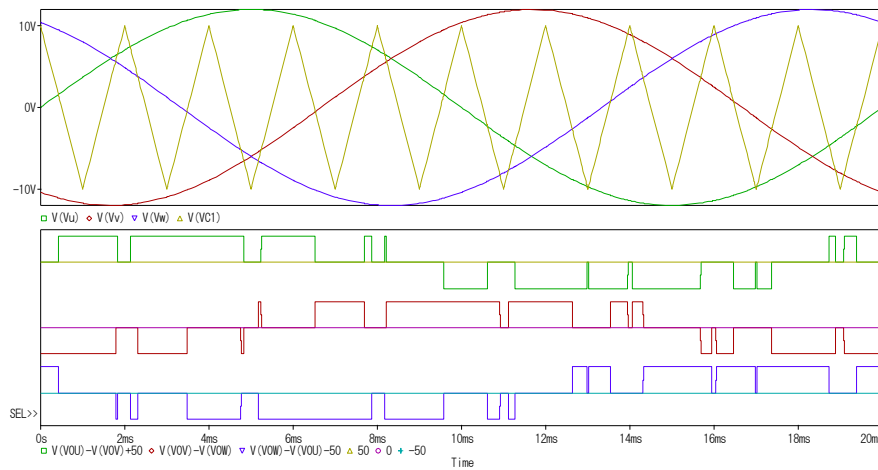


図 18. 正弦波指令がキャリアの振幅を超えた時の PWM 波形（線間）

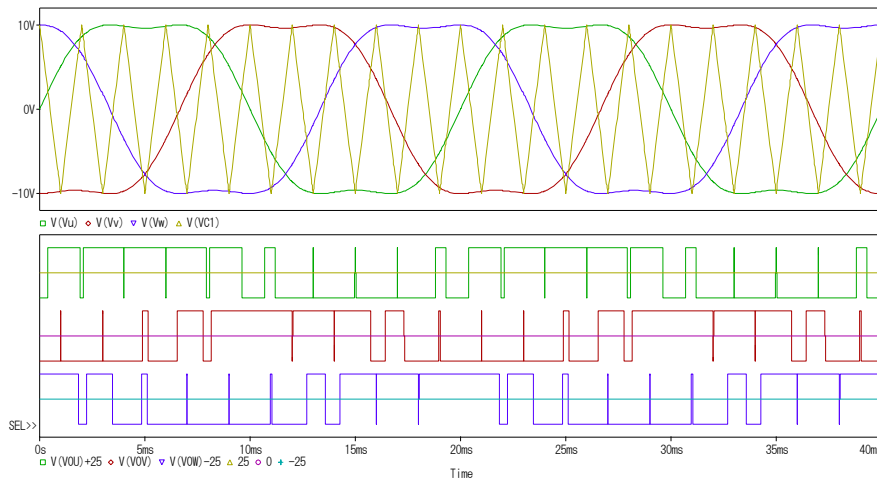


図 19. 指令に三倍調波を加えた PWM パルス波形 (相)

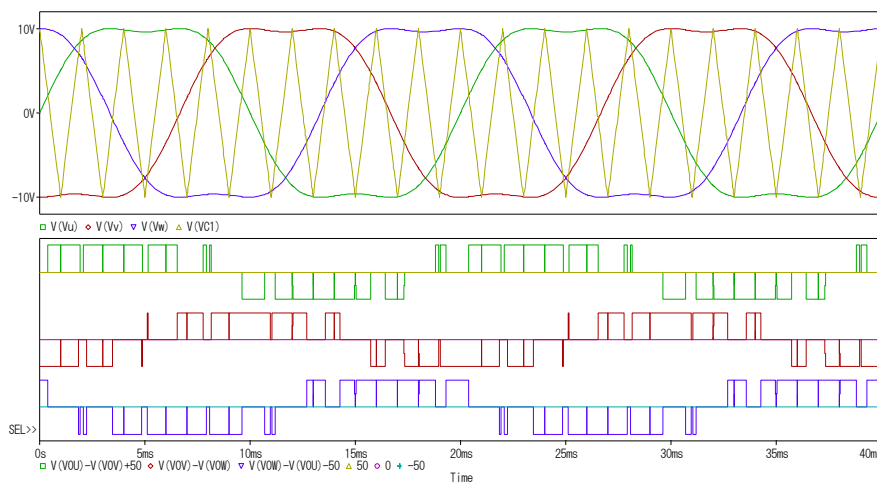


図 20. 指令に三倍調波を加えた PWM パルス波形 (線間)

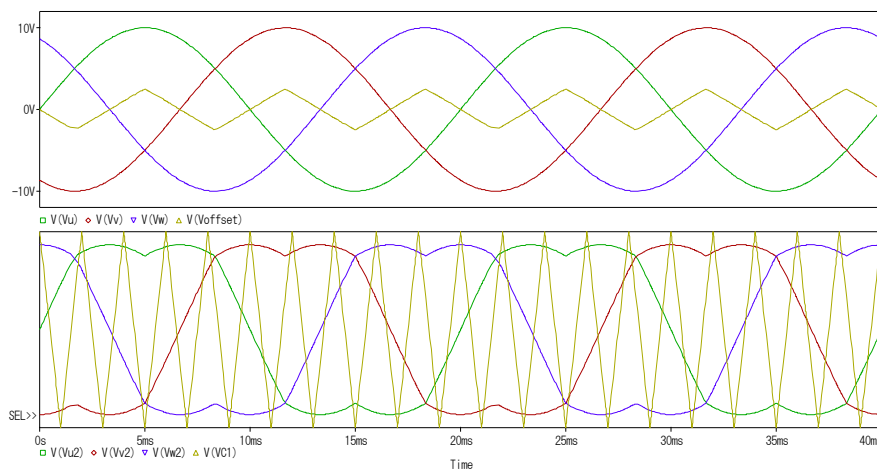


図 21. 三角波の三倍調波重畳の場合

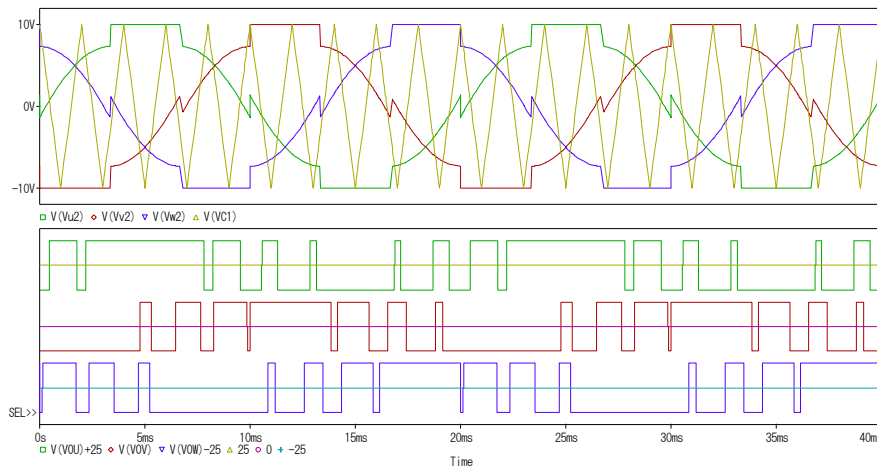


図 22. 2 相変調の PWM 電圧波形 (相)

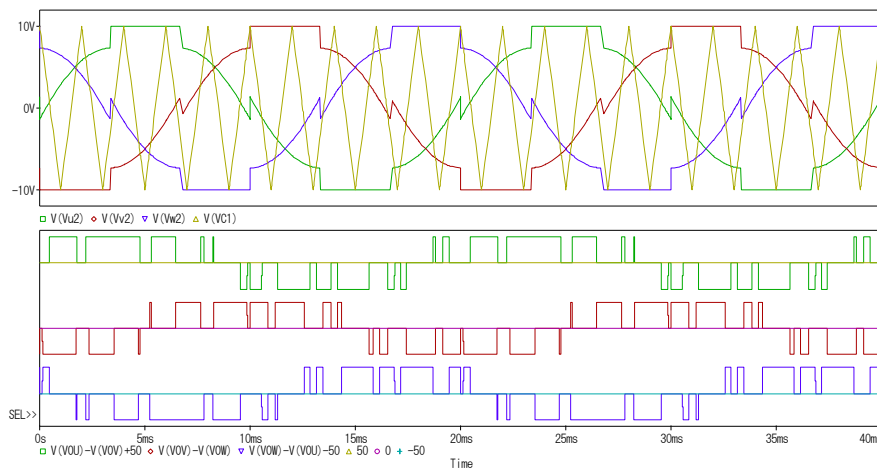


図 23. 2 相変調の PWM 波形 (線間電圧)

2.2.1.4 空間ベクトルを用いた PWM

3相インバータの出力電圧を3相各アーム(V_u, V_v, V_w)の電圧状態によって、7つのベクトル($V_0 \sim V_7$: 但し V_0, V_7 は線間電圧が零の零ベクトル)とし、それを2次元平面(X軸:実数, Y軸:虚数)に配置した表現を空間ベクトルという。ここでは、7つのベクトルは、図24のように相電圧が正の電圧を出力する状態をP, 負の電圧を出力する状態をNとして、PまたはNをU-V-Wの順に並べて表記する。また、 V_1 ベクトル(PNN)を実数軸に一致させ、U相→V相→W相の方向への回転(図24の反時計回り)を正方向の回転とする。

電圧ベクトルとPWMパルスの例を図25に示す。図25では零ベクトルの出力時間を V_0 と V_7 に均等配分している。空間ベクトルPWMでは、出力電圧ベクトル V をはさむ2つの電圧ベクトルと零電圧ベクトルの3つのベクトルを出力する時間を制御することにより、出力電圧ベクトルと同じ電圧を発生する。

電圧指令 $V(\theta, k)$ が図26のような場合では、電圧指令の V_1 成分を V_1' , V_2 成分を V_2' , V_1 の出力時間を T_1 , V_2 の出力時間を T_2 , 零ベクトル(V_0, V_7)の出力時間を T_0 , PWM周期を T とすると、

$$V = \{V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2 + V_0 \cdot T_0\} / T \quad (4)$$

$$\frac{T_1}{T} = \frac{|V_1'|}{|V_1|} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|V|}{|V_1|} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (5)$$

$$\frac{T_2}{T} = \frac{|V_2'|}{|V_2|} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|V|}{|V_2|} \sin(\theta) \quad (6)$$

$$\frac{T_0}{T} = \frac{T - T_1 - T_2}{T} \quad (7)$$

と計算できる。

また、図25のパルスと図13のパルスを比較すると分かるように、図25の搬送波振幅を V_c とすれば、

$$\frac{T_1}{T} = \frac{V_u - V_v}{2V_c} \quad (8)$$

$$\frac{T_2}{T} = \frac{V_v - V_w}{2V_c} \quad (9)$$

であり、各時間は図 27 に示すような対応となる。このようにベクトルの時間は 3 相の電圧指令の差分からも求めることが可能である。

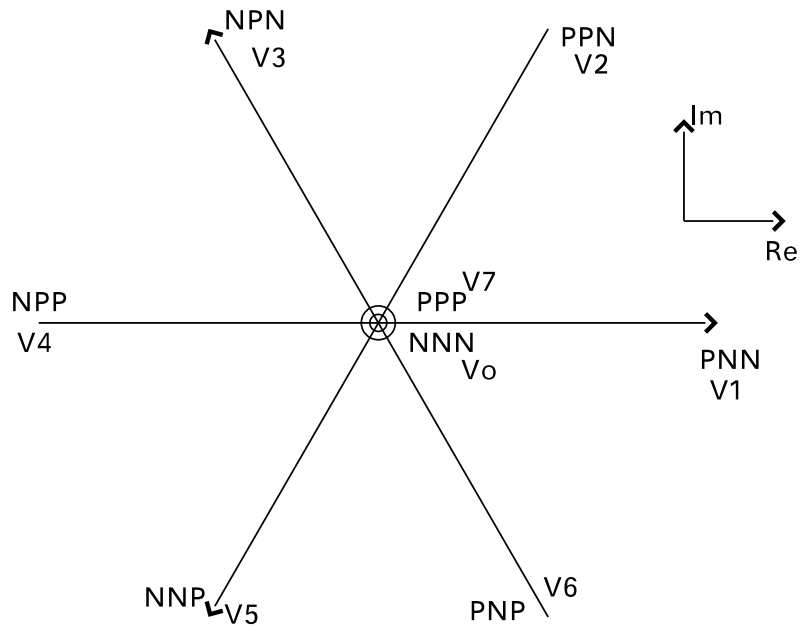


図 24. 電圧空間ベクトル図

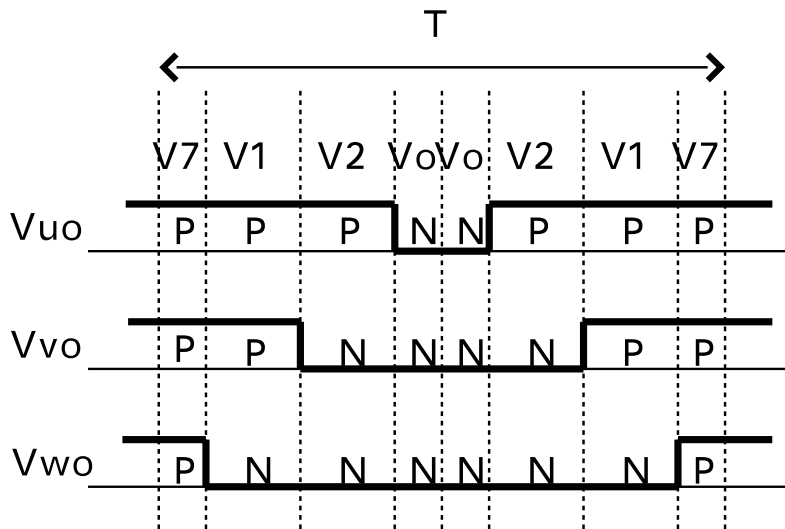


図 25. ベクトルとパルスの関係

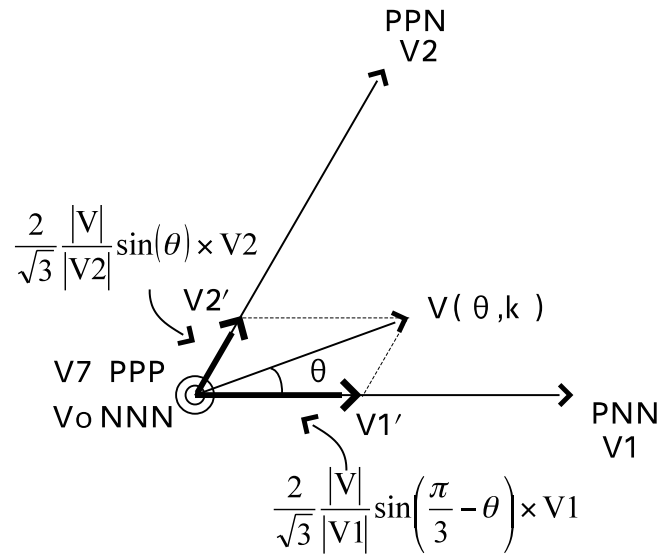


図 26. 空間ベクトルの電圧構成

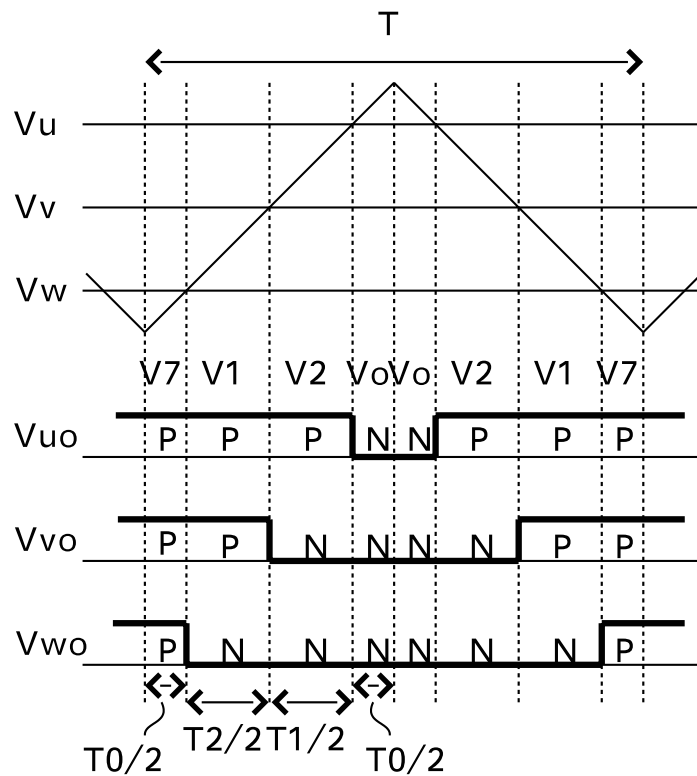


図 27. PWM 周期と時間の関係

2.2.1.5 $\Delta \Sigma$ 変調器を用いた PWM

$\Delta \Sigma$ 変調は、入力信号を高い標本化周波数でサンプリングすることで量子化雑音を高い周波数に分布させ、出力信号を 1bit に変換することができる高応答な変調方式である。図 28 に 1 次 $\Delta \Sigma$ 変調器の回路を示す。図 28 の Z^{-1} は遅延素子で $\Delta \Sigma$ 変調器に入力されるサンプリングクロック周期で動作する。**Quantizer** は閾値より高い信号の場合に 1, 低い信号の場合は 0 を出力する。**Quantizer** の入力と出力の差分である量子化誤差は遅延素子によって 1 サンプル遅れで入力信号へ正フィードバックされる。

$\Delta \Sigma$ 変調器を 3 相インバータの PWM に使用する場合[18]には、空間ベクトルを利用する。例えば電圧指令の V_1 と V_2 の成分 V_1' , V_2' (図 26) を、それぞれ図 29 に示すように 2 つの 1 次 $\Delta \Sigma$ 変調器へ入力して V_1 , V_2 ベクトルの出力を決定する。 $\Delta \Sigma$ 変調を 3 相インバータに使用した場合は、スイッチングがサンプリングクロックに同期して発生するので、スイッチング素子のターンオンからターンオフまでの時間間隔 (オンパルス幅) の最小幅がサンプリングクロック周期に一致する。キャリア比較 PWM では電圧指令の値が $E_d/2$ または $-E_d/2$ に近くなると、スイッチング素子のオンパルス幅が、スイッチング素子が応答できないレベルに狭くなって、出力電圧が歪むという最小パルス幅の問題が発生するが、 $\Delta \Sigma$ 変調ではサンプリングクロック周期をスイッチングデバイスが応答できる時間の範囲内に設定することで、最小パルス幅の問題が発生しないようにできる。

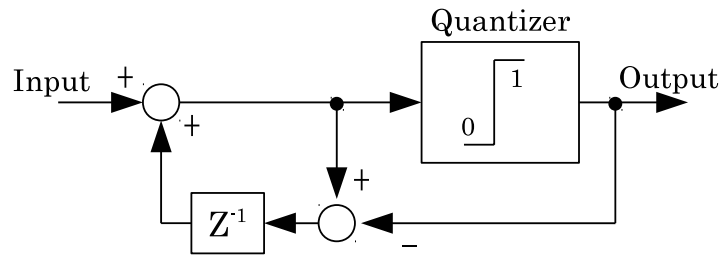


図 28. 1 次 $\Delta \Sigma$ 変調器

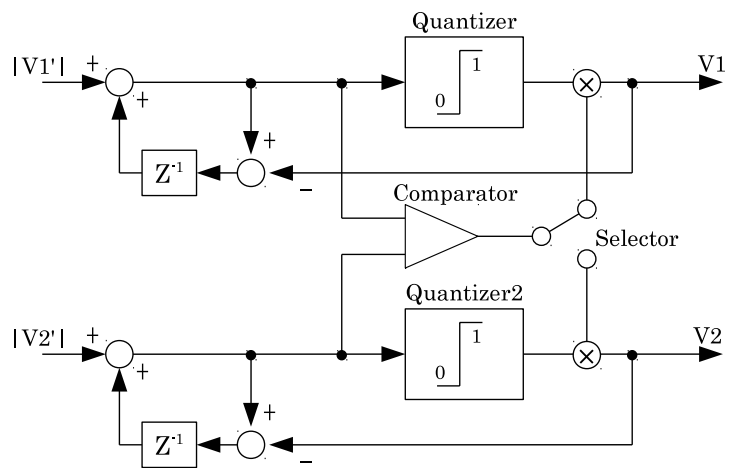


図 29. 空間ベクトル用 1 次 $\Delta \Sigma$ 変調器

2.2.1.6 2 レベルインバータのコモンモード電圧

インバータの出力端子 (U, V, W) が出力する電圧は 2 値の電位を高速スイッチングによって切り替えながら変化している。インバータの負荷には配線と対地 (シールド) やモータ巻線とケースとの間に浮遊容量が存在し、またインバータの電源の接地状況やスイッチング素子とインバータケース間の浮遊容量も存在するので、PWM インバータのように出力電圧をパルス状にすると、これらの浮遊容量を介して漏れ電流が流れる。この漏れ電流によって、漏電ブレーカの動作や感電、またモータに関してはモータの軸を介して電流が流れるので、モータベアリングの損傷 (電蝕) などの問題を引き起こす。

モータの軸を介した漏れ電流は主に、モータ中性点電圧の変動に応じて流れていることが確認されており、この電圧変動幅が広いほど漏れ電流が多く流れる。モータ中性点電圧はインバータ出力端子のコモンモード電圧によって変動する。コモンモード電圧とは 3 相出力電圧の和の平均値であり、2 レベルインバータの場合、インバータの N 電位基準で考えるとインバータが出力するベクトルに対して以下のようなになる。

$$\begin{aligned} \text{PPP} &: E_d \\ \text{PPN, PNP, NPP} &: 2E_d/3 \\ \text{PNN, NPN, NNP} &: E_d/3 \\ \text{NNN} &: 0 \end{aligned}$$

図 31 は 2 レベルインバータが出力するベクトルと負荷の出力中性点電位との関係を示す図である。この図では負荷を Y 接続された抵抗で示し、3 つの抵抗が接続された接点 \odot が出力中性点である。コモンモード電圧変動幅は E_d を 1/3 ステップで変化する 4 レベルの電位となる。

3 相変調の場合は PWM 周期中に 4 レベルすべてを出力する。2 相変調の場合は PWM 周期中に高いほうから 3 レベルの出力と低いほうから 3 レベルの出力が切り替わって出力される。この切り替わりはスイッチングを停止するスイッチが P 側か N 側かに依存する。従って、2 相変調では出力周波数の三倍の周波数でコモンモード電位が変動するという問題をもつ。

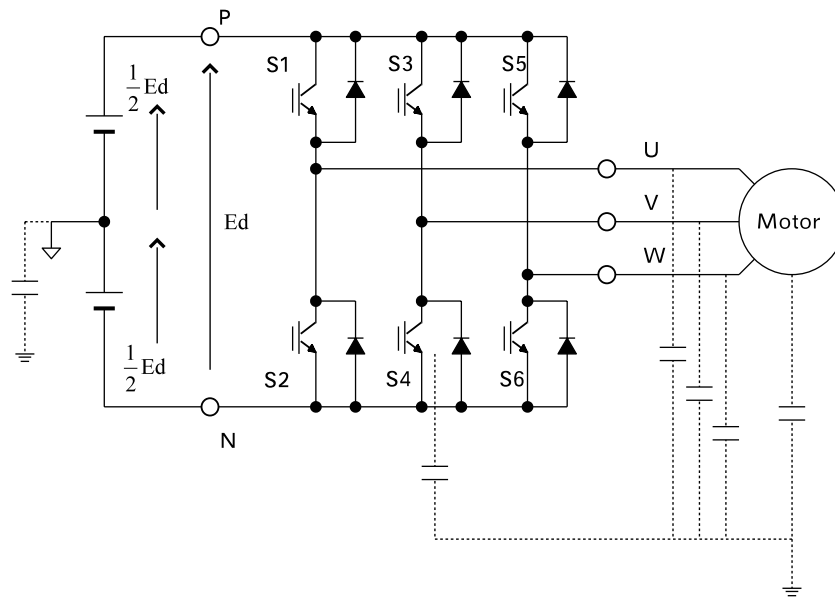


図 30. インバータを取り巻く浮遊容量

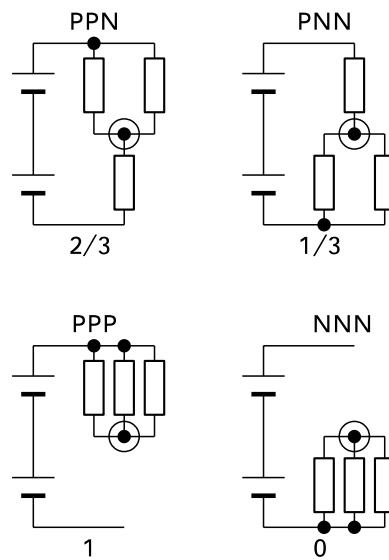


図 31. 2 レベルインバータの出力中性点電位 (母線N電位基準)

2.2.2 3 レベルインバータ

3 レベルインバータには、図 32 のように、中性点クランプ (Neutral Point Clamp) 式インバータ (ダイオードクランプ, 双方向スイッチクランプ) やフライングキャパシタ式インバータなどの回路方式がある。

NPC インバータはキャパシタを直列接続した中性点電圧 (O) を出力できる回路構成をとる。ダイオードクランプ方式では、構成する各スイッチとダイオード素子の耐圧が 2 レベルインバータに比べ半分で済むメリットがある。双方向スイッチクランプ方式は素子耐圧のメリットはないが、スイッチングデバイスの性能向上と低価格化により普及しつつある。3 レベルインバータは制御によってキャパシタ電位 E_c を $E_d/2$ にしなければならない[19]。フライングキャパシタ方式はキャパシタが一つなので、この電位制御が複雑となる。以下に 3 インバータの PWM について解説を行う。

2.2.2.1 3 レベルインバータの PWM

3 レベルインバータで搬送波と電圧指令を比較して PWM パルスを得る方法としては、バイポーラ変調・ユニポーラ変調・ダイポーラ変調・部分ダイポーラ変調がある[20]-[21]。

(3) バイポーラ(Bipolar)変調

出力相電圧を P および N の 2 値出力する変調方式で、図 33 のように 2 レベルインバータと同じ変調である。

(2) ユニポーラ(Unipolar)変調

出力相電圧の正・負に応じて、PWM 指令を切り替え図 34 のように正 (P)、中性点 (O)、負 (N) の 3 値を出力する方式

(3) ダイポーラ(Dipolar)変調

2 つの PWM 指令のオフセット量を変化させ、図 35 のように PWM パルスを出力する方式。

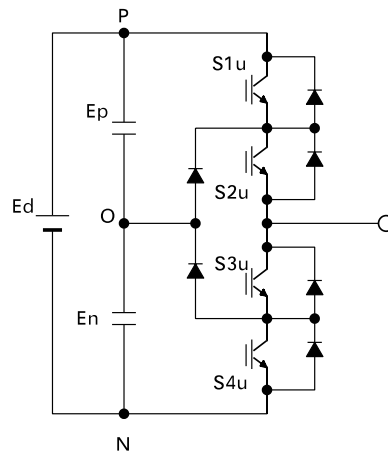
オフセット量によって、ユニポーラ変調に似たパルスおよびバイポーラ変調を出力できる。ユニポーラ変調との違いは、負側 PWM パルスとキャリア

の位相関係である。近年では、ダイポラ変調によって発生させる、下図(d)で $H=k+1$ のようなユニポーラパルスユニポーラ変調と言うことが多い。本来のユニポーラ変調は上図のようにキャリアと位相の関係が決められおり、図 35 (d) のパルスを図 34 の関係で書くと図 36 のようになる。

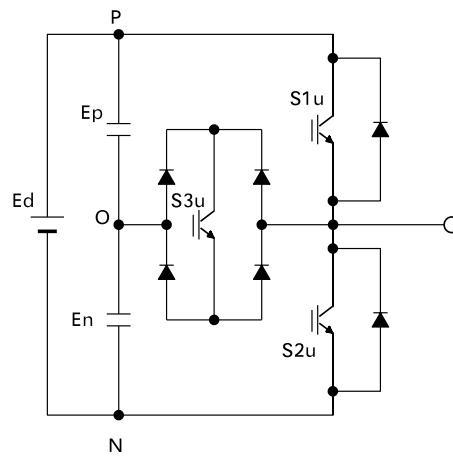
2.2.2.2 3 レベルインバータのコモンモード電圧

3 レベルインバータの出力中性点電位は図 37 に示すようなスイッチ状態をとり、コモンモード電圧変動幅は $1/6$ ステップで 7 レベル変動する。図 37 では負荷を Y 接続された抵抗で示し、3つの抵抗が接続された接点⊙が出力中性点である。2 レベルインバータのコモンモード電圧変動幅は $1/3$ ステップであったので、3 レベルインバータは 2 レベルインバータよりも電圧変動幅が半分となり漏れ電流が少なくなる。

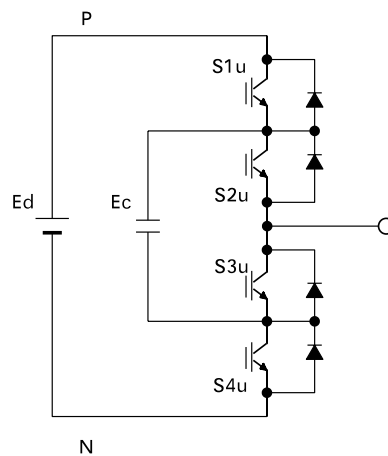
3 レベルインバータのコモンモード電圧出力レベルは図 35(b)のダイポラ変調では 7 レベル変化し、図 35(d)のダイポラ変調では $1/6 \sim 4/6$ または $2/6 \sim 5/6$ の 4 レベル変化する。この切り替わりは出力周波数に依存する。従って、ダイポラ変調も出力周波数に依存してコモンモード電位が変動するという問題をもつ。



中性点クランプ式 (ダイオードクランプ)



中性点クランプ式 (双方向スイッチクランプ)



フライングキャパシタ式

図 32.3 レベルインバータ回路

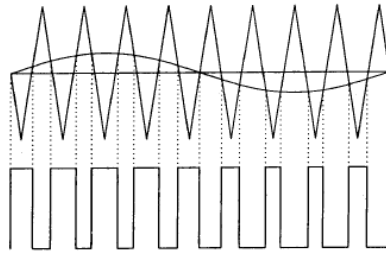


Fig.4 Bipolar modulation

図 33. バイポーラ (Bipolar) 変調

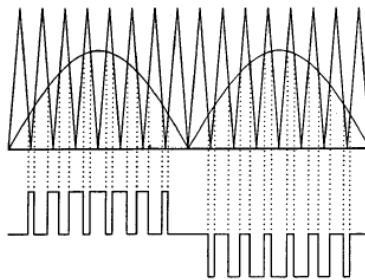


Fig.4 Unipolar modulation

図 34. ユニポーラ(Unipolar)変調

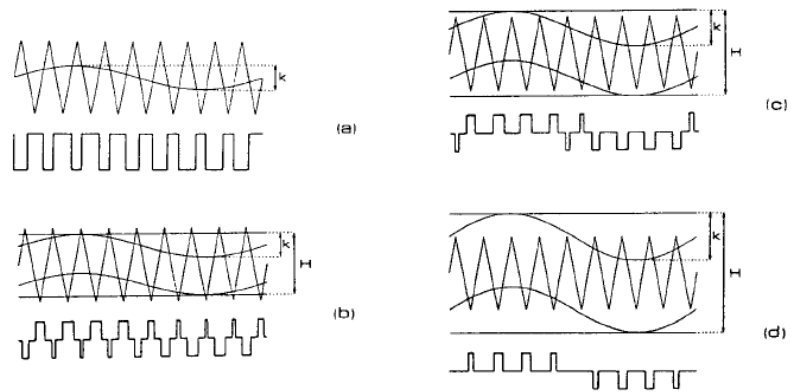


図 35. ダイポーラ(Dipolar)変調

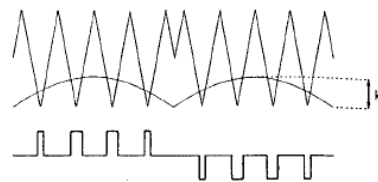


Fig.2: Synchronous dipolar modulation with $H = k + 1$

図 36. 図 35 (d)の書き直し例

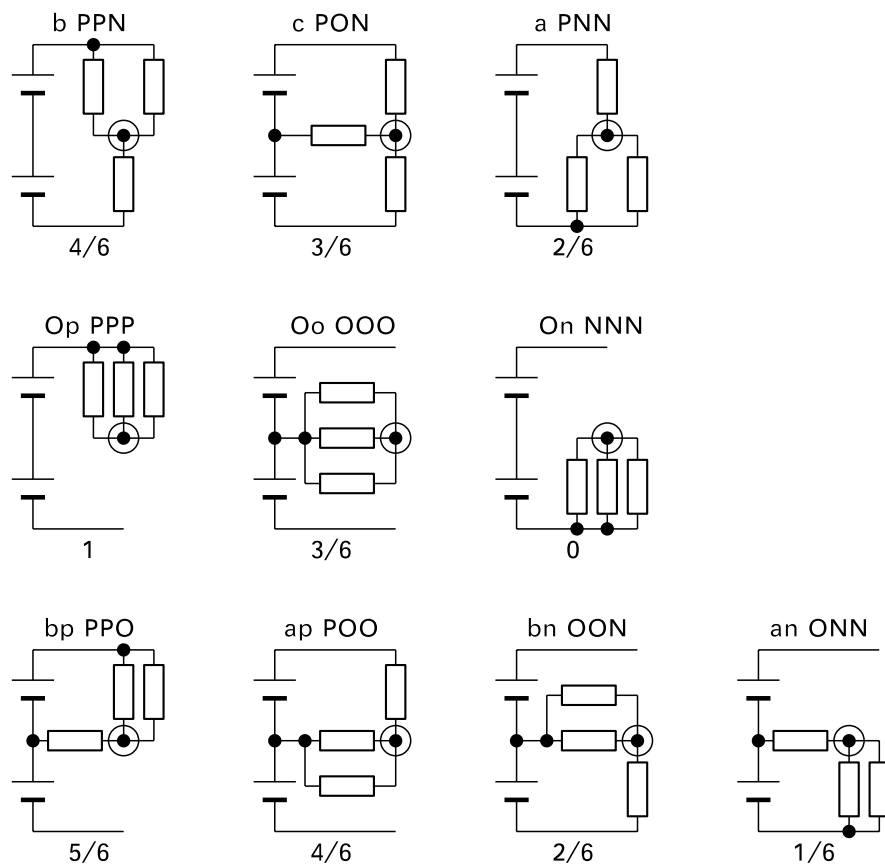


図 37. 3 レベルインバータの出力中性点電位 (母線N電位基準)

2.2.3 マトリクスコンバータ

直接形マトリクスコンバータ (Direct Matrix Converter) は図 38 に示すような回路構成を持ち、自己消弧能力を持つ半導体デバイスで構成した双方向スイッチで入出力間を直接接続し、交流電源電圧を PWM 制御によって任意の電圧・周波数の交流電圧へ直接変換し、電力を電源と負荷との間で双方向に直接変換することができる直接方式の電力変換装置である。間接形の変換装置では AC-DC 変換と DC-AC 変換でそれぞれ1つのスイッチを要し、入出力間を2直列接続したスイッチを介して接続するので、逆阻止 IGBT (RB-IGBT) を使用した直接方式の直接形マトリクスコンバータは、間接形に比べて導通損失を半減できる。マトリクスコンバータは AC 入力電圧を直接負荷へ出力するので、負荷へ歪みなく出力できる電圧の最高値が AC 入力の線間電圧の最低値 (線間電圧振幅の約 0.86 倍) に制限される問題を持っている。

マトリクスコンバータの変調方式は、Venturini 変調[5]、スカラー変調[22]、空間ベクトル方式[23]、仮想 DC リンクを導入した間接変調[24]、キャリア比較方式[25]が提案されている。

2.2.3.1 マトリクスコンバータの変調方式

(1) Venturini 変調[5]

3相入出力のマトリクスコンバータでは、入出力の電圧 (V_r, V_s, V_t) および (V_u, V_v, V_w) と入出力の電流 (I_r, I_s, I_t) および (I_u, I_v, I_w) との間に次の2式を同時に成立させなければならない。

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = M \cdot \begin{bmatrix} V_r \\ V_s \\ V_t \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \\ I_t \end{bmatrix} = M^T \cdot \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \quad (10)$$

Venturini 変調は、入出力の電圧・電流が正弦波であると仮定し、行列 M の解を求め、各スイッチのオン時間を演算する。この場合、出力電圧の振幅最大値は、入力電圧振幅の 0.5 程度となる。そこで、出力電圧電圧に入力電圧の三倍調波と出力電圧の三倍調波を重畳し、出力電圧の線間電圧振幅を、入力電圧振幅の 0.866 倍まで高くすることも考えられている。

(2) スカラー変調[22]

3相の入力電圧 V_K , V_L , V_M を出力相へ接続する時間を t_K , t_L , t_M とし,

$$V_O = \frac{1}{2}(t_K V_K + t_L V_L + t_M V_M) = V_O \cdot \cos(\omega_o t) \quad (11)$$

$$(t_K + t_L + t_M) = T_s \quad (12)$$

次の2つのルールに基づいて Venturini 変調のようなベクトルを用いずにスカラー量として演算を行う変調方式である.

Rule1 : 他の2つの入力相電圧と極性の異なる電位を持つ入力相を M とする.

Rule2 : 同じ極性を持つ2つの入力相を K, L とし, 以下の関係をもつものとする.

$$\frac{t_K}{t_L} = \frac{V_K}{V_L} = \rho_{KL}, \quad 0 \leq \frac{V_K}{V_L} \leq 1 \quad (13)$$

このようにすると, 各時間は以下のように計算できる.

$$\frac{t_L}{T_s} = \frac{(V_O - V_M)V_L}{1.5V_i^2} \quad (14)$$

$$\frac{t_K}{T_s} = \frac{(V_O - V_M)V_K}{1.5V_i^2} \quad (15)$$

$$\frac{t_M}{T_s} = 1 - \frac{t_K + t_L}{T_s} \quad (16)$$

(3) 仮想 DC リンクを導入した間接変調[24]

間接変調は, 直接形マトリクスコンバータを図 39 のような AC/DC/AC 変換回路 (間接形マトリクスコンバータ) と等価であると仮定し, コンバータ側のゲート信号とインバータ側のゲート信号を論理合成することによってマトリクスコンバータのゲート信号を得ている. マトリクスコンバータの双方向スイッ

チの制御は、対応する PWM コンバータと PWM インバータのゲート信号の論理合成することで行われる。

(4) キャリア比較方式[25]

図 38 の回路図において、入力相電圧を $E_r > E_s > 0 > E_t$ 、かつ出力相電圧を $V_u > V_v > V_w$ と仮定した場合の PWM パターン例について図 40 を用いて説明する。図中スイッチ信号は図 38 のスイッチと連動している。図 38 で S_{33} は常にオン、または S_{13} と S_{23} は常にオフの状態となる。その他のスイッチは 1 回の PWM サイクル(T_s)の間にそれぞれオン・オフし、2 つの出力線間電圧、U-V 間、V-W 間を出力する。図 40 中の A~F はそれぞれのスイッチのオンの区間を表している。このオン区間は出力電圧指令と入力電圧指令に応じて計算される。それぞれの時間は次式で表すことができる。

$$A = \frac{1}{2}T_s - \frac{1}{2}(2B + C) \quad (17)$$

$$B = \frac{E_{mid}}{E_{max}^2 + E_{mid}^2 + E_{min}^2} (V_{max} - V_{min})T_s \quad (18)$$

$$C = \frac{2E_{max}}{E_{max}^2 + E_{mid}^2 + E_{min}^2} (V_{max} - V_{min})T_s \quad (19)$$

$$D = \frac{1}{2}T_s - \frac{1}{2}(2E - F) \quad (20)$$

$$E = \frac{E_{mid}}{E_{max}^2 + E_{mid}^2 + E_{min}^2} (V_{mid} - V_{min})T_s \quad (21)$$

$$F = \frac{2E_{max}}{E_{max}^2 + E_{mid}^2 + E_{min}^2} (V_{mid} - V_{min})T_s \quad (22)$$

式中、 E_m は入力電圧の振幅、 E_{max} 、 E_{mid} 、 E_{min} は各々入力電圧中の最大電圧、中間電圧、最小電圧を示している。同じく V_{max} 、 V_{mid} 、 V_{min} は出力電圧中の最

大電圧，中間電圧，最小電圧を示している．これらの PWM パルス時間と入力電圧，出力電圧の状態に応じてマトリクスコンバータは制御される．またこの方式は，出力 1 相(図 40 の場合 W 相)はスイッチング動作を行わないためスイッチング損失が少なくなるという利点がある．さらに，1 回のスイッチング動作で，入力最小相から最大相へのスイッチング動作が存在しないため，端子間サージ電圧やコモンモード電圧変動が抑制できる利点もある．

2.2.3.2 マトリクスコンバータのコモンモード電圧

マトリクスコンバータは 3 レベルインバータと同じ 3 レベルの電圧を出力できるので出力中性点電位は図 41 に示すようなスイッチ状態をとり，コモンモード電圧変動幅は 1/6 ステップで 7 レベル変動する．従ってマトリクスコンバータも 2 レベルインバータに比べて漏れ電流が少なくなる．図 41 では負荷を Y 接続された抵抗で示し，3 つの抵抗が接続された接点⊙が出力中性点である．3 つのレベルは E_{max} ， E_{mid} ， E_{min} 相当し，これらの値は変動するので，出力中性点電位のステップは等間隔ではなく入力電源電圧に応じて変動するものである．

キャリア比較方式では，コモンモード電圧出力レベルは 5 レベル変化し，パルスの切り替わりは入力電源の電圧状態によって変化するので，コモンモード電圧は入力電源周波数の三倍の周波数で変動するという問題をもつ．

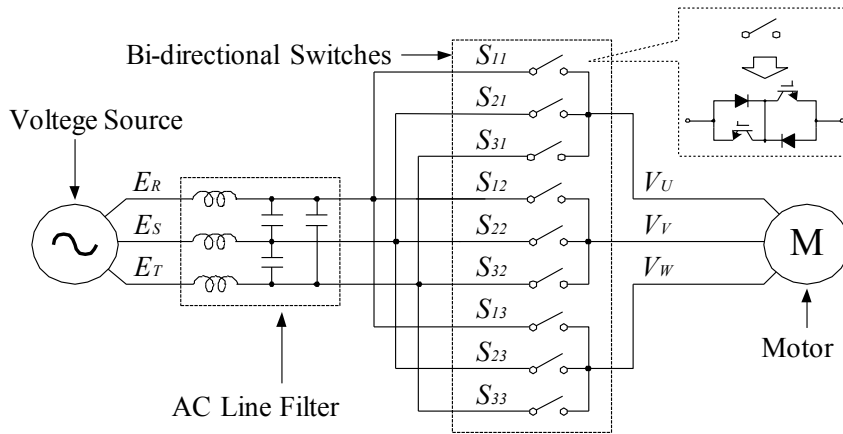


図 38. 直接形マトリクスコンバータの回路構成

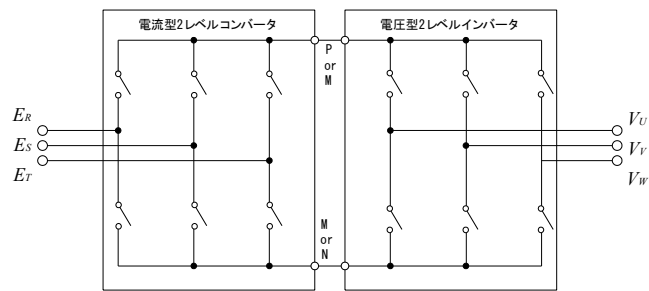


図 39. AC-DC-AC 形マトリクスコンバータ
(間接形マトリクスコンバータ)

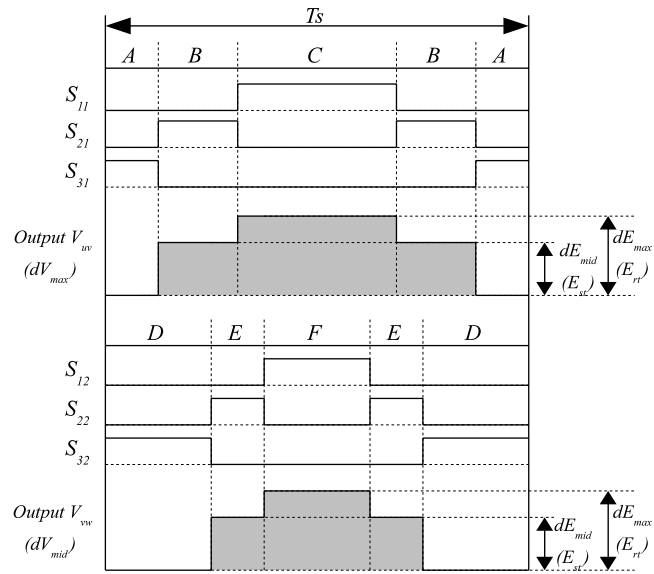


図 40. PWM パターン例($E_r > E_s > 0 > E_t$ の場合)

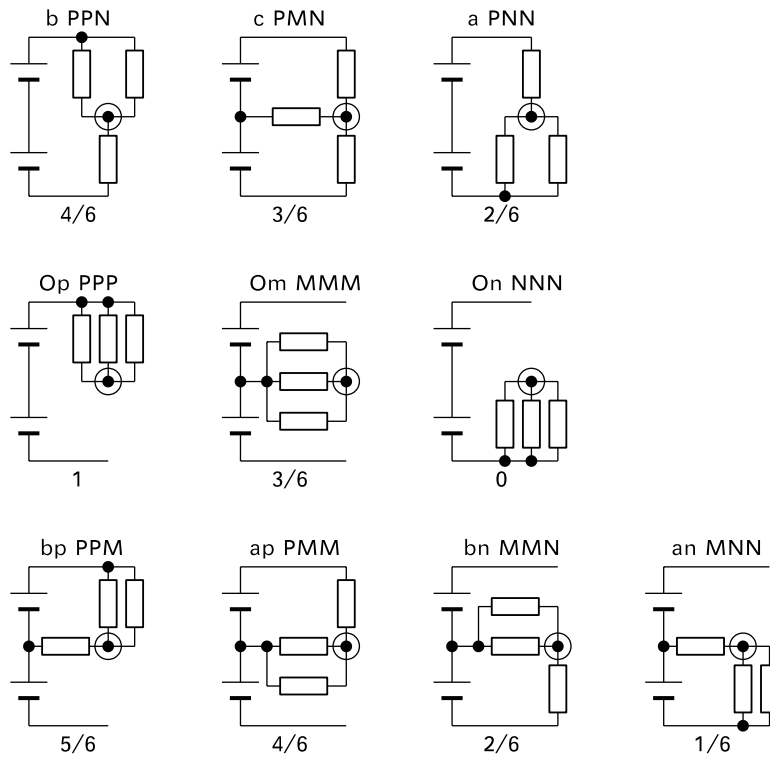


図 41. マトリクスコンバータの出力中性点電位

2.3 電流形電力変換回路

電流形電力変換装置は電流源を用いて電力を変換する装置で，一般的には，交流電圧 (AC) から直流電流 (DC) へ電力を変換する AC-DC コンバータ (AC-DC Current Source Converter) (図 42) と直流電流 (DC) から交流電圧 (AC) へ電力を変換する DC-AC コンバータ (DC-AC CSC) (図 43) がある．DC-AC 電流形コンバータは通称 DC-AC 電流形インバータ (DC-AC Current Source Inverter) と呼ばれる．一般的に電流源は単体で存在しないので，通常は電流形の AC-DC 電流形コンバータ (AC-DC CSC) と DC-AC 電流形インバータ (DC-AC CSI) が図 44 のように必ず組み合わせられて使用される．

2.3.1 電流形電力変換装置の PWM

電流形インバータは，図 43 のように電流を一方向のみに流すスイッチ素子 (片方向スイッチ素子) を 2 つ直列に接続したインバータブリッジを 3 つ備え，負荷に 3 相 (U, V, W) の交流電流を供給する．電流形インバータは，インバータブリッジ内の上下 2 つのスイッチ素子をオンすることで，直流母線の電流を出力するかしないかを選択する．従って電流形インバータが出力する電流は矩形波 (パルス) 状となる．各スイッチのオンとオフが切り替わる際に，2 つのスイッチが同時にオフすると，直流母線の電流が開放となって高いサージ電圧が発生しスイッチ素子を破壊するので，ターンオフする方のスイッチ信号へディレイを加えて，そのディレイ期間の間スイッチを同時にオンし開放を防止する動作を行う．このディレイ時間をオーバーラップタイムと呼ぶ．

電流形インバータのパルス状の電流を発生させる方式としては，空間ベクトル方式 [26]-[27]，キャリア比較方式の PWM [28]-[29] がある．以下に，電流形の PWM 方式について解説する．

2.3.1.1 電流形電力変換装置の空間ベクトル PWM

(1) 電流形 AC-DC コンバータの空間ベクトル PWM

コンバータは 3 相入力電源電圧を 2 相選択し母線へ出力すると共に直流電流 I_{dc} を入力電流へ分配し入力電流を正弦波にする．

入力電流を正弦波とするためには，入力の電流指令ベクトルに隣接する電流ベクトルを 2 つ選択し，PWM 出力することで実現可能である．図 45 の例では，

電流指令ベクトル I_{dc} をベクトル I_{RT} , I_{RS} の PWM 出力 I_{RT}' , I_{RS}' にて合成する. I_{RT} の出力時間を $T1$, I_{RS} の出力時間を $T2$, 零ベクトルの出力時間を $T0$, キャリア周期を T_c とすると

$$I_{RT}' = T1 \times I_{RT} \quad (23)$$

$$I_{RS}' = T2 \times I_{RS} \quad (24)$$

$$T0 + T1 + T2 = T_c \quad (25)$$

となる.

(2) 電流形 DC-AC インバータの空間ベクトル PWM

インバータは 3 相出力電圧を 2 相選択し母線へ接続すると共に直流電流 I_{dc} を出力相電流へ分配し出力電流を正弦波にする.

出力電流を正弦波とするためには, 出力の電流指令ベクトルに隣接する電流ベクトルを 2 つ選択し, PWM 出力することで実現可能である.

図 17 の例では, 電流指令ベクトル I_{dc} をベクトル I_{UW} , I_{UV} の PWM 出力 I_{UW}' , I_{UV}' にて合成する. I_{UW} の出力時間を $T1$, I_{UV} の出力時間を $T2$, 零ベクトルの出力時間を $T0$, キャリア周期を T_c とすると

$$I_{UW}' = T1 \times I_{UW} \quad (26)$$

$$I_{UV}' = T2 \times I_{UV} \quad (27)$$

$$T0 + T1 + T2 = T_c \quad (28)$$

となる.

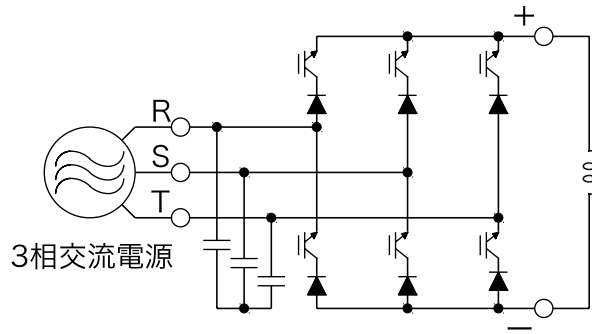


図 42. AC-DC 電流形コンバータ

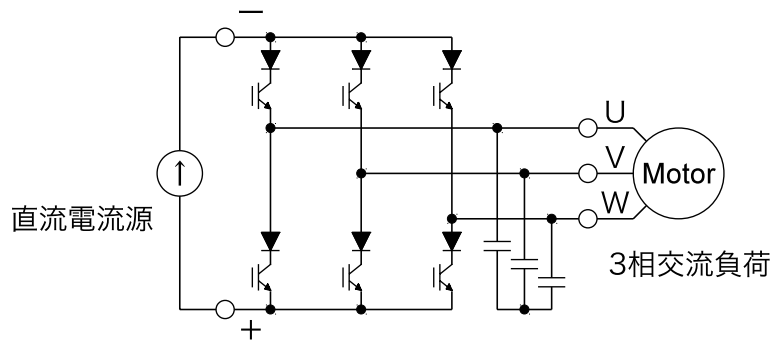


図 43. DC-AC 電流形コンバータ (インバータ)

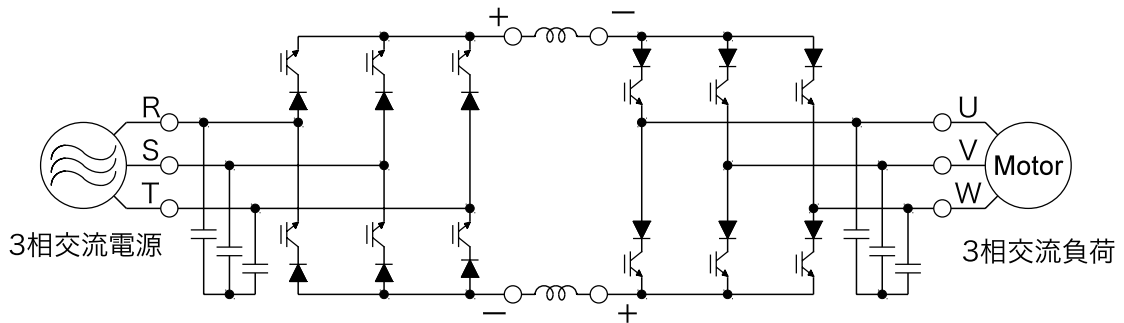


図 44. AC-AC 電流形電力変換回路

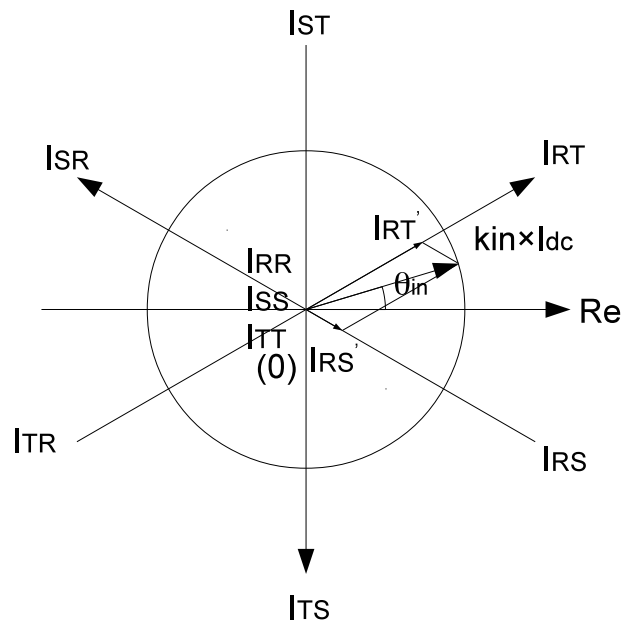


図 45. 電流形 AC-DC コンバータの空間ベクトル図

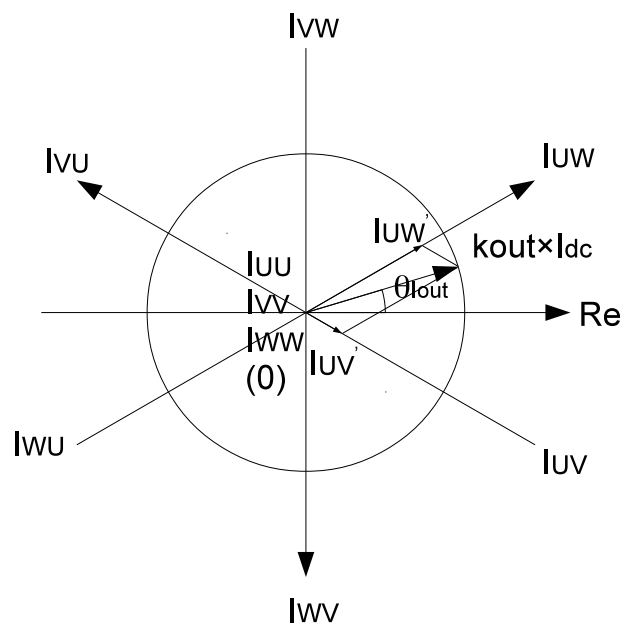


図 46. 電流形 DC-AC インバータの空間ベクトル図

2.3.1.2 電流形電力変換装置のキャリア比較 PWM

電流形インバータで三角波のキャリアと電流指令を比較して PWM パルスを発生させる場合のキャリア波形と電流指令およびパルス幅との関連について解説する。

まず、比較のため 3 相 2 レベル電圧形インバータにおいて、電圧指令とキャリア PWM パルスとの対応を確認すると、図 47 のように三角波のキャリアと電圧指令 V_u, V_v, V_w を比較し、3 相の PWM パルス V_{uo}, V_{vo}, V_{wo} を出力する。電圧形インバータの空間ベクトル図は図 48 のように示される。

3 相交流電圧の各相成分の正方向（矢印方向）のベクトルを a ベクトル、負方向のベクトルを b ベクトルとし、 V_1, V_3, V_5 は a ベクトル、 V_2, V_4, V_6 は b ベクトルと分類する。出力電圧が零となる V_0, V_7 は零ベクトルと分類する。 V_1 ベクトルの時間幅は V_u と V_v の差分 V_a とキャリアの傾きによって決定され、 V_2 ベクトルの時間幅は V_v と V_w の差分 V_b とキャリアの傾きによって決定される。 V_a ベクトルと V_b ベクトルの合成によって、出力電圧指令ベクトル V_{out_r} が出力される。このようにキャリア波と 3 相の電圧指令を比較して PWM パルスを発生させる場合は、パルス（ベクトル）の発生順序と時間幅は電圧指令の差分で生成される必要がある。電圧形インバータの場合、図 49 のように電圧指令の最大値と中間値の差分が a ベクトル成分 V_a 、中間値と最低値の差分が b ベクトル成分 V_b に対応する。

電流形インバータの空間ベクトル図は図 50 のようになり、電流指令 I_{out_r} は a ベクトル成分 I_a と b ベクトル成分 I_b の合成によって出力される。3 相の電流指令 I_u, I_v, I_w を考えると、図 51 上段のようになり、キャリアと比較する電流指令は、図 51 下段のように、相電流指令の差分値、

$$I_{uw} = (I_u - I_v)/3 \quad (29)$$

$$I_{vu} = (I_v - I_u)/3 \quad (30)$$

$$I_{wv} = (I_w - I_v)/3 \quad (31)$$

を使用する方がよいと考えられる。電流指令 I_{uw}, I_{vu}, I_{wv} とキャリア波および PWM パルス、出力電流との対応は図 52 のようになる。この位相では、一般的に零電流ベクトルは I_{uu} が使用されるが、ここでは I_{vv}, I_{ww} を使用する。

電圧形インバータの主回路を図 53 とすると、各スイッチのオン・オフ信号

は図 54 下段の波形のようになる。電圧形インバータでは電圧指令とキャリア波の交点で指令相の上下スイッチのオン・オフ状態が反転する。

電流形インバータの主回路を図 55 とすると、各スイッチのオン・オフ信号は図 56 下段の波形のようになる。電流形インバータでは電流指令とキャリア波の交点で指令の対応する相間のスイッチのオン・オフ状態が反転する。例えば I_{uw} とキャリア波の交点では、U 相と W 相の上スイッチの状態が反転する。

電流指令が上または下のどちらのスイッチ切り替えに対応するかは、電流指令に含まれない相の電流極性に依存する。つまり I_{uw} は V 相、 I_{vu} は W 相、 I_{wv} は U 相の電流指令の極性に依存する。電流がインバータから流れ出る方向を正とすると正の場合は下スイッチ、負の場合は上スイッチに対応する。

PWM 発生器の出力とスイッチの対応を図 57 に示す。図 56 で S_{un} はキャリアの半周期中に 2 回スイッチング動作を行う。このパルスは電流指令 I_{uw} と I_{vu} によって生成されるので、これらのパルスを合成する必要がある。合成はロジック回路で図 59 のように行う。

図 50 の位相では、古くは I_{uu} の零電流ベクトルを使用するのが一般的であるが、この場合のスイッチのオン・オフ信号は図 58 のようになる。図 58 では I_a 成分を S_{wp} のオン・オフ、 I_b 成分を S_{vp} のオン・オフによって出力するので、スイッチのターンオン、ターンオフ遅れ時間によって、出力されるパルス時間幅の下限が決まってしまう、低電流・低電圧が出力できないという問題が発生する。零電流ベクトルとして I_{vv} 、 I_{ww} を使用すれば図 56 のように I_a 成分、 I_b 成分は他のスイッチのオン・オフ差分で出力できるので、図 58 に比べて低電流・低電圧出力の特性を改善できる。しかし、図 56 のパルスにおいても、 I_{uw} 、 I_{uv} のベクトルは S_{un} のオン・オフによって出力されているので、極低電流・極低電圧出力時は、やはり出力できないという問題が発生する。このような状態では、零電流ベクトルをさらに 1 つ増やした図 60 のようなパルスへ切り替えれば問題を解決できる。この場合、零電流ベクトルはスイッチのオン・オフで発生されるが、極低電流・極低電圧出力時は零電流ベクトルの時間が長いので問題ない。このようなパルスを発生するには、3つの電流指令を6つの電流指令へ分けて図 60 のように中間の電流指令が2つに分かれるよう電流指令に正または負のオフセットを加え、図 61 のようなパルス発生器を用いる。

2.3.1.3 電流形インバータのコモンモード電圧

電流形インバータの主回路のスイッチオン・オフ状態は、直流母線電流を負荷側へ出力するスイッチ状態（出力モード）と、直流電流を負荷側へ出力しない、つまり零ベクトル時のスイッチ状態（零ベクトルモード）の2通りがある。図 62 のようにコモンモード電圧 V_{cm} は母線中性点電位と出力キャパシタ中性点間の電圧とし、各相電圧を V_u, V_v, V_w とすると、

出力モードの例で S_{un}, S_{vp} をオンとすると、コモンモード電圧は次式のようになる。

$$V_{cm} = \left(\frac{V_u - V_v}{2} \right) - V_u = - \left(\frac{V_u + V_v}{2} \right) = \frac{V_w}{2} \quad (32)$$

（ $V_u + V_v + V_w = 0$ の場合）

零ベクトルモードの例で S_{un}, S_{up} をオンとすると、コモンモード電圧は次式のようにになる。

$$V_{cm} = -V_u \quad (33)$$

スイッチの符号 $S_{un}, S_{vn}, S_{wn}, S_{up}, S_{vp}, S_{wp}$ がオンで1，オフで0の値を取る信号として、これらをまとめると以下の式のようにまとめることができる。

$$V_{cm} = - \frac{V_u \cdot (S_{un} + S_{up}) + V_v \cdot (S_{vn} + S_{vp}) + V_w \cdot (S_{wn} + S_{wp})}{2} \quad (34)$$

電流形インバータのコモンモード電圧は出力モードで相電圧の $1/2$ となり、零ベクトルモードは相電圧と等しく、零ベクトルモードの方が絶対値として高いコモンモード電圧を出力する。従って、電流形インバータは出力電圧が低い場合には漏れ電流が少ないと考えられる。また、出力電圧が高い場合でも、図 60 のように PWM 周期中において3相の零ベクトルを全て出力できる PWM 方式であれば、電流指令を調整して出力する零ベクトルを1つにすることができるので、相電圧の絶対値が一番低い相の零ベクトルのみを出力することで、コモンモード電圧の変動幅を減らし漏れ電流を抑制できる[30]。

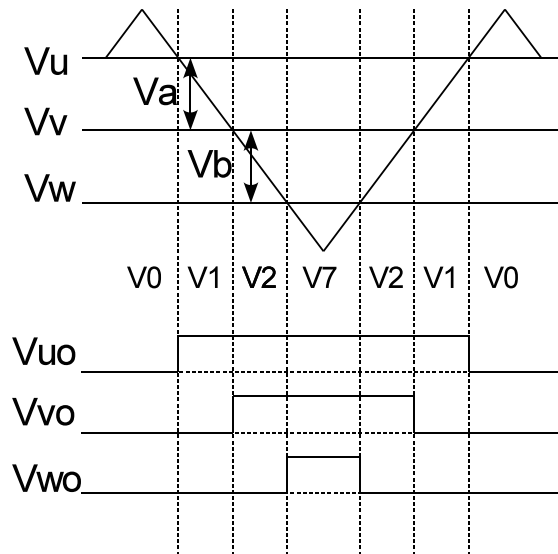


図 47. 電圧形インバータの指令・キャリア・パルス例

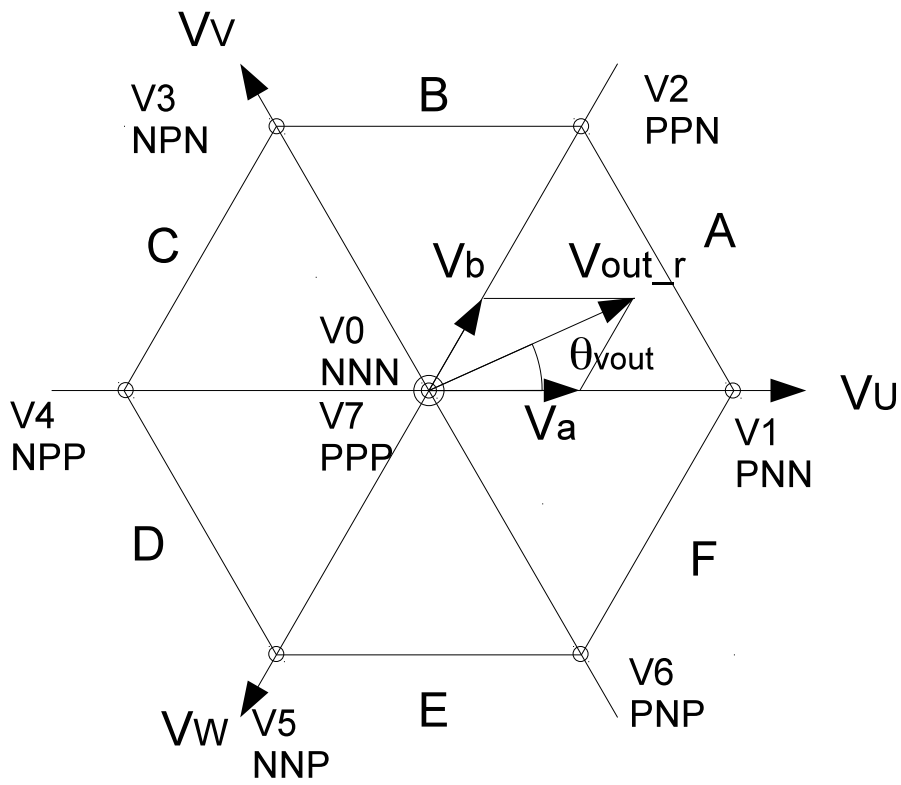


図 48. 電圧形インバータの空間ベクトル図

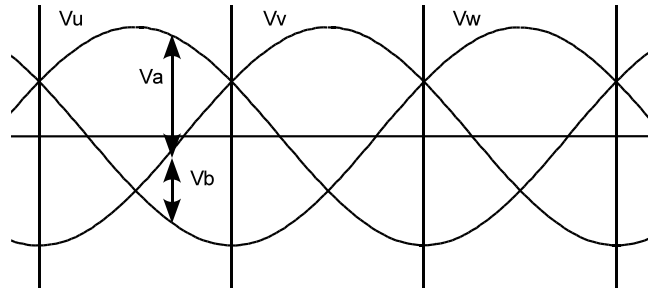


図 49. 相電圧指令とベクトル成分の関係

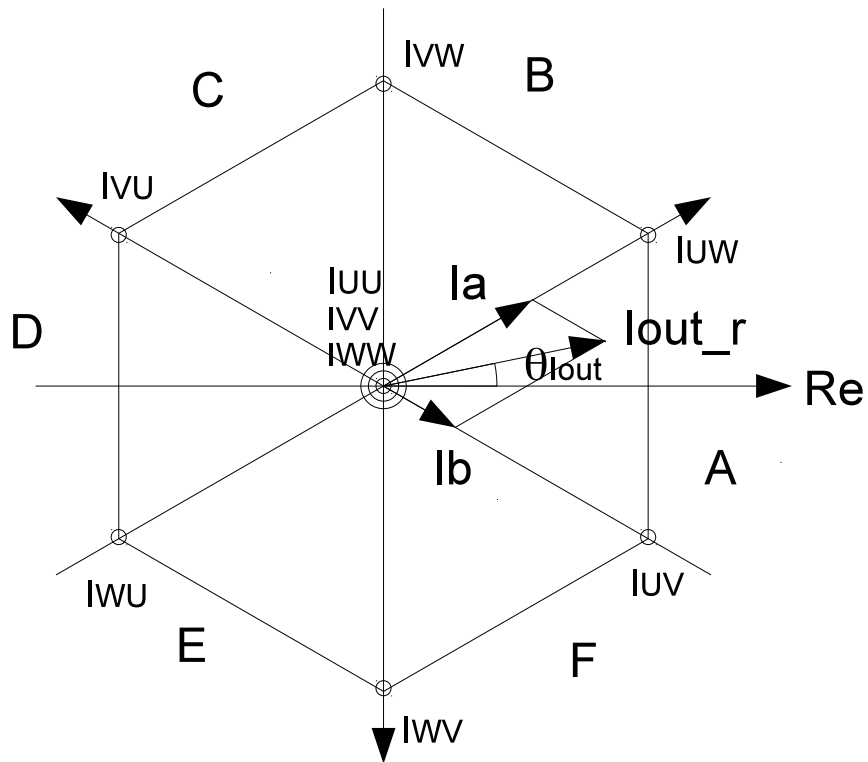


図 50. 電流形インバータの空間ベクトル図

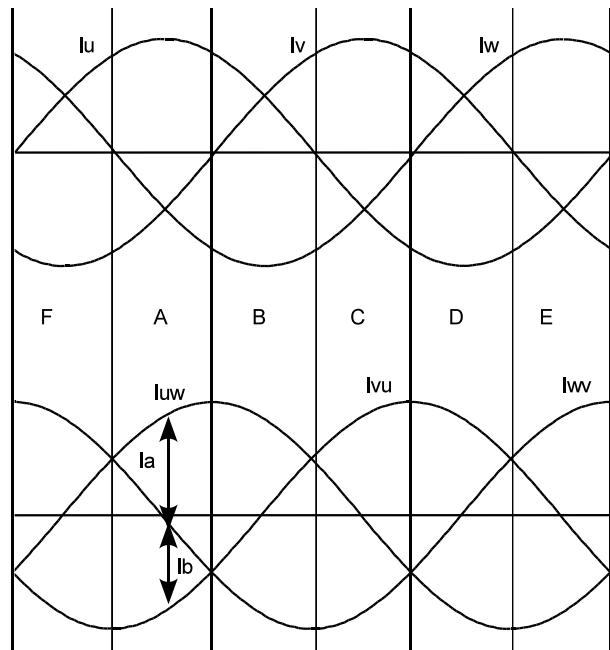


図 51. 電流指令とベクトル成分の関係

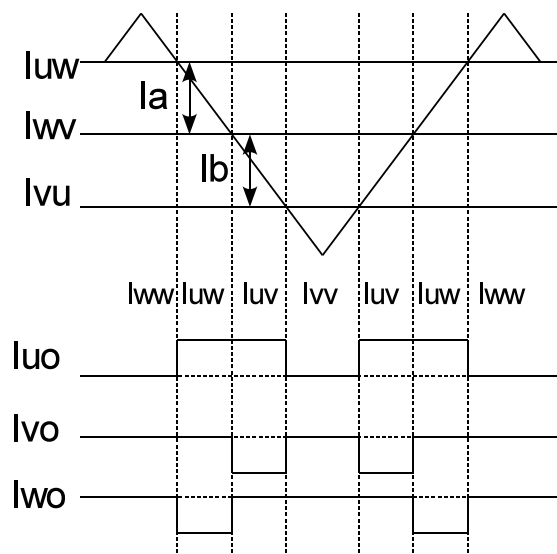


図 52. 電流指令とパルスの例

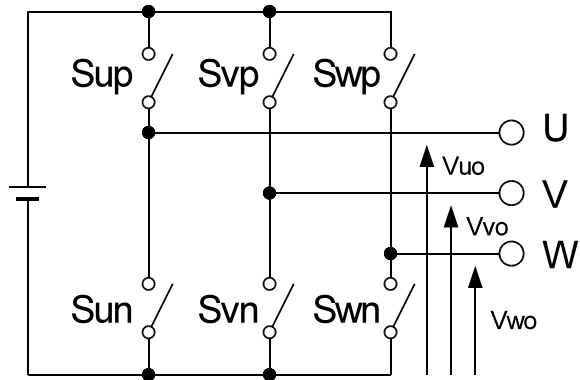


図 53. 電圧形インバータ回路

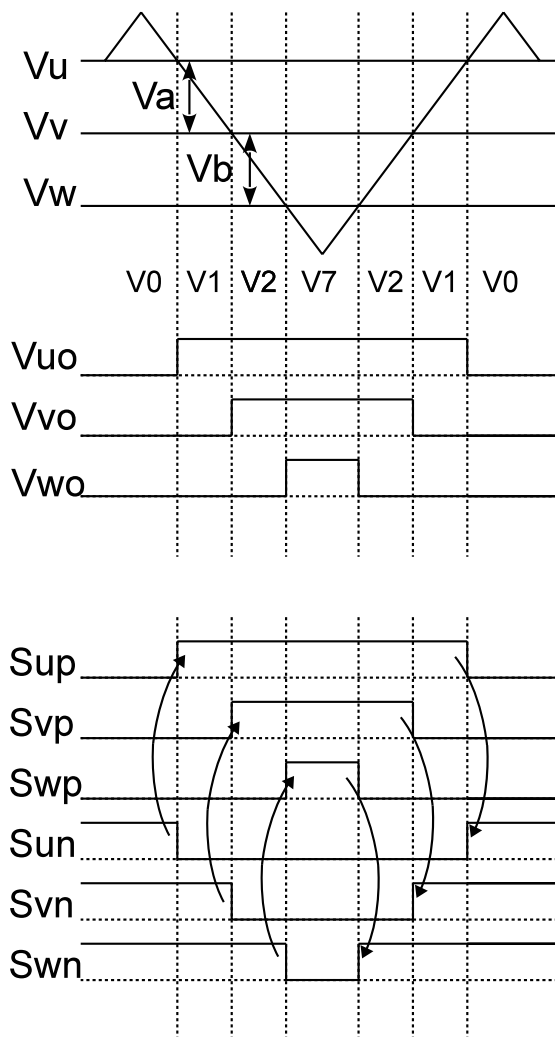


図 54. 電圧形のパルスとスイッチ信号の例

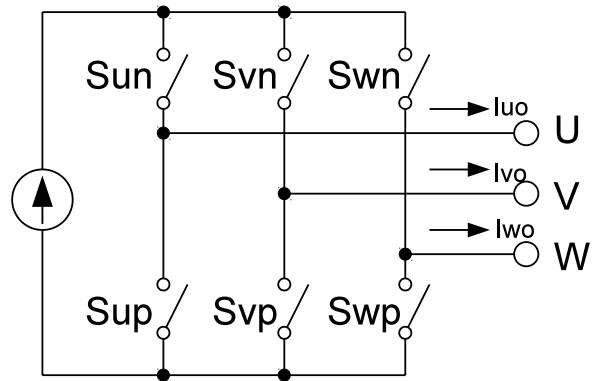


図 55. 電流形インバータ回路

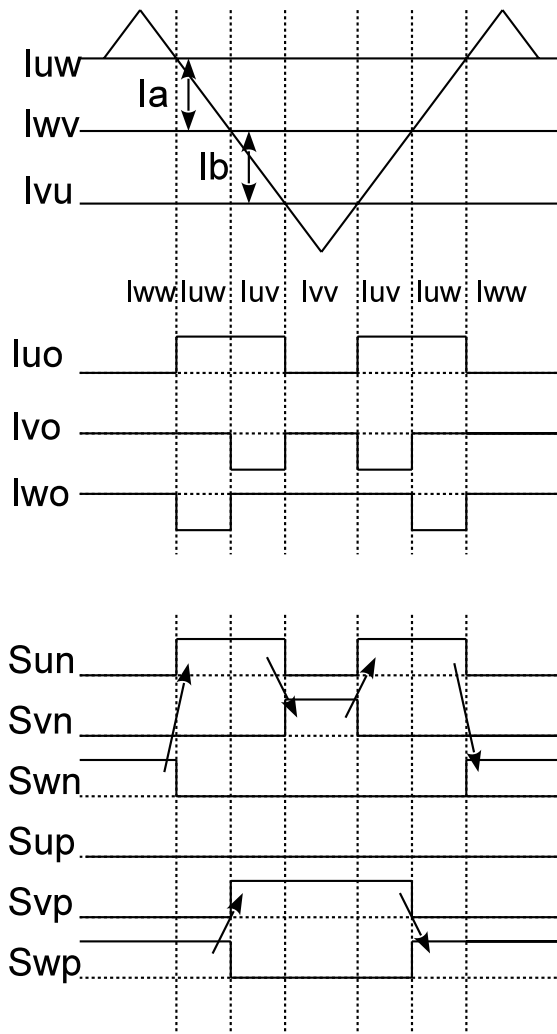


図 56. 電流形のパルスとスイッチ信号の例

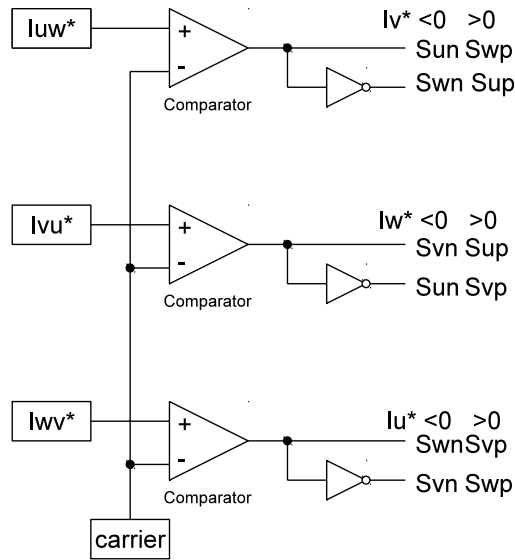


図 57. 電流形の PWM 発生器の出力とスイッチの対応

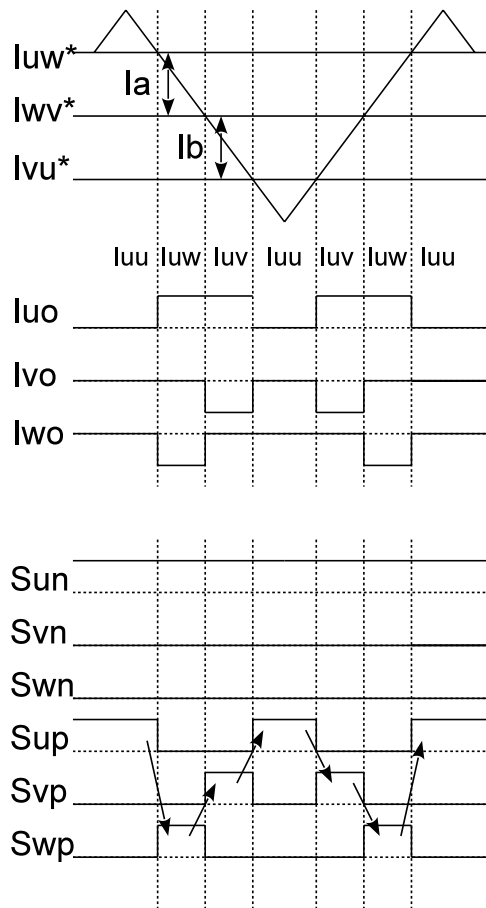


図 58. 電流形のパルスとスイッチ信号の例

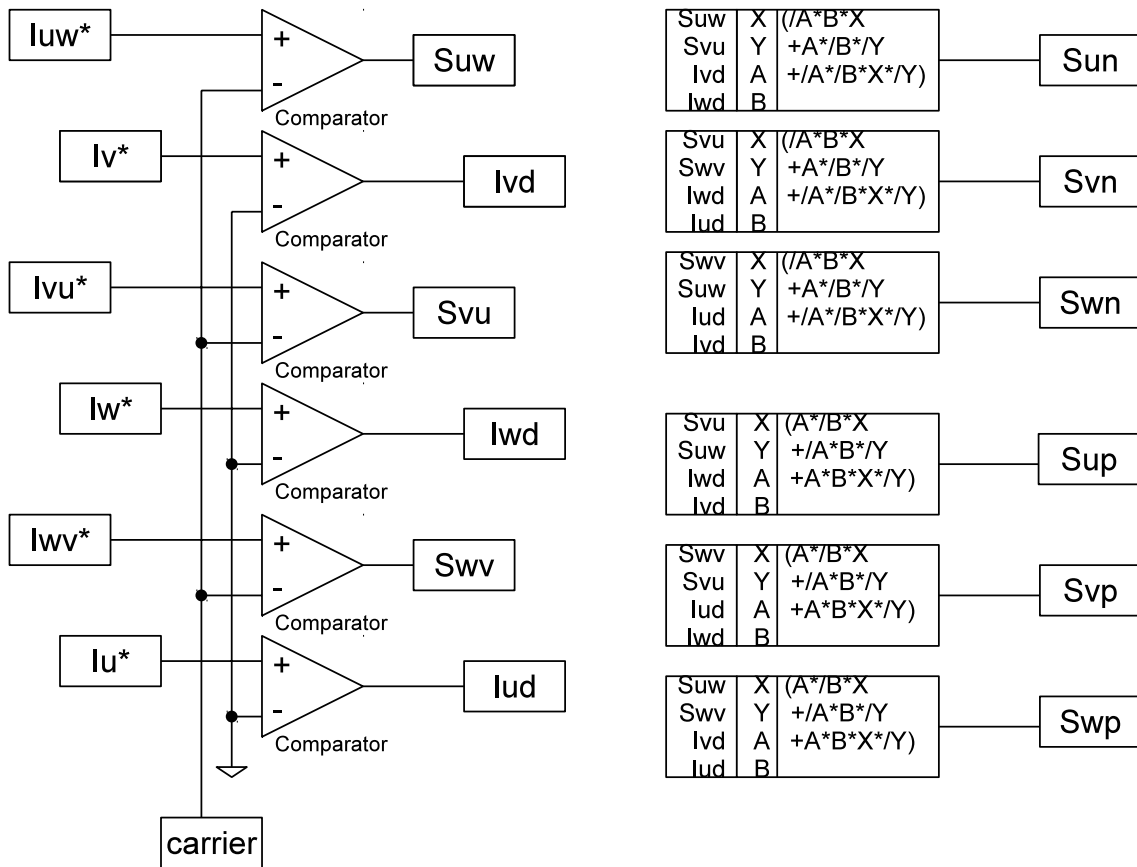


図 59. 電流形の PWM ロジック

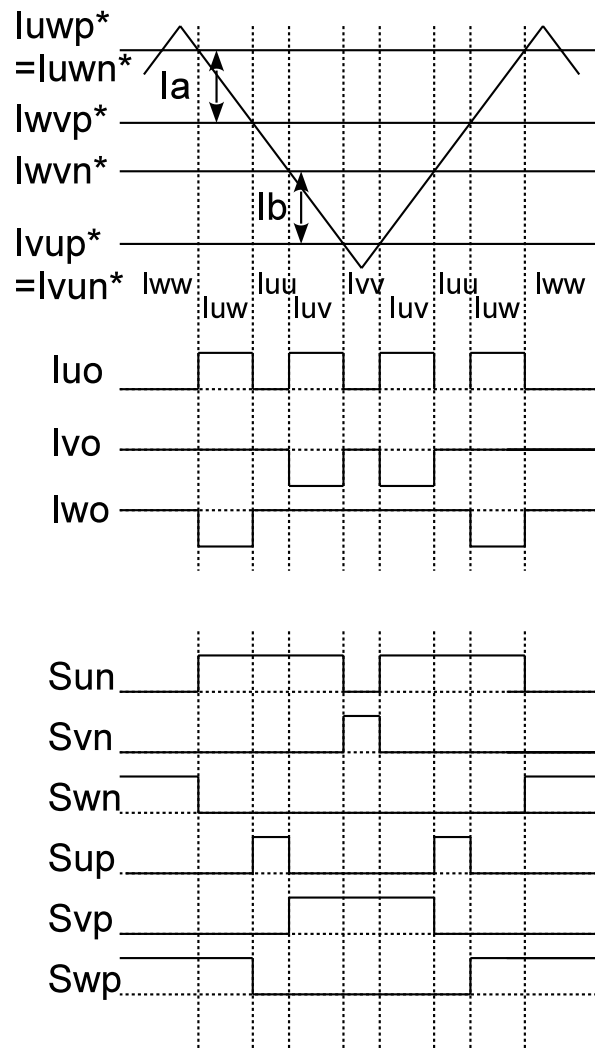


図 60. 零ベクトルを増やした電流形のパルスとスイッチ信号の例

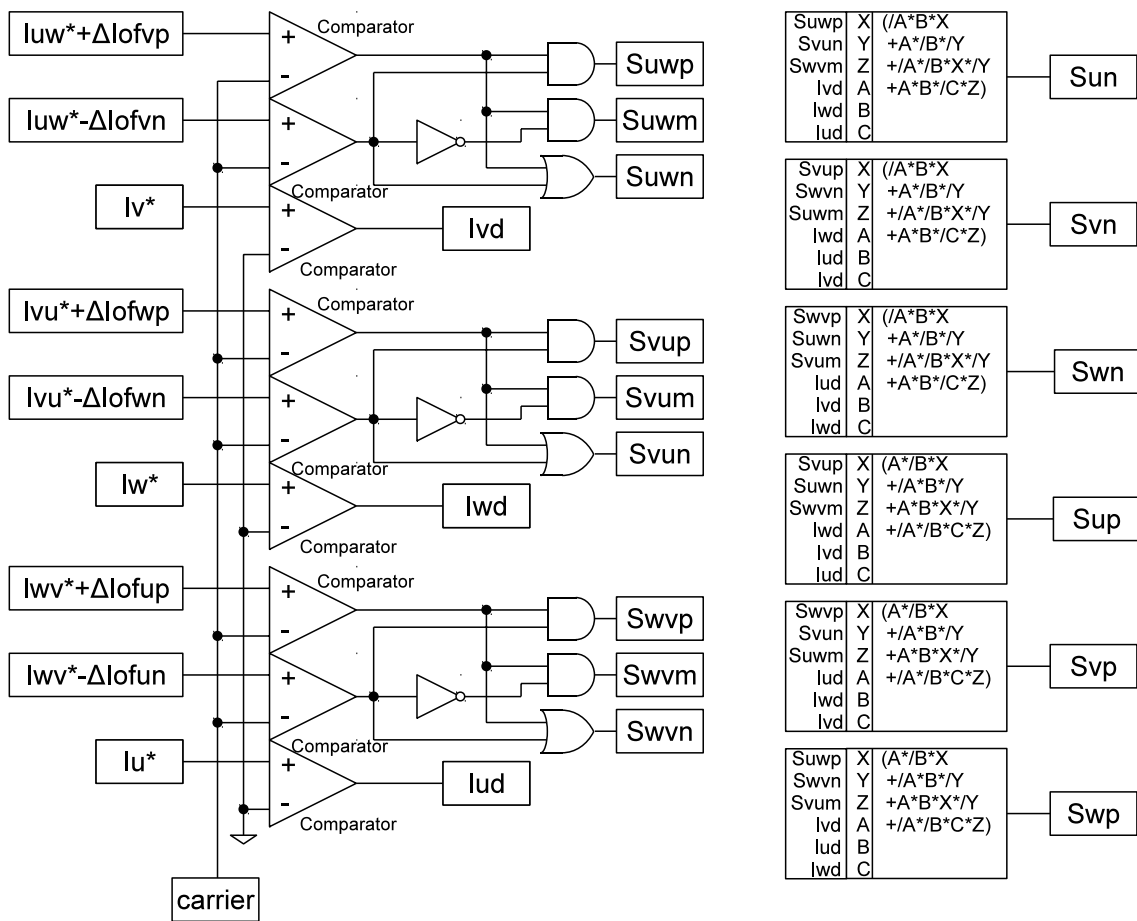


図 61. 電流形の PWM ロジック 2

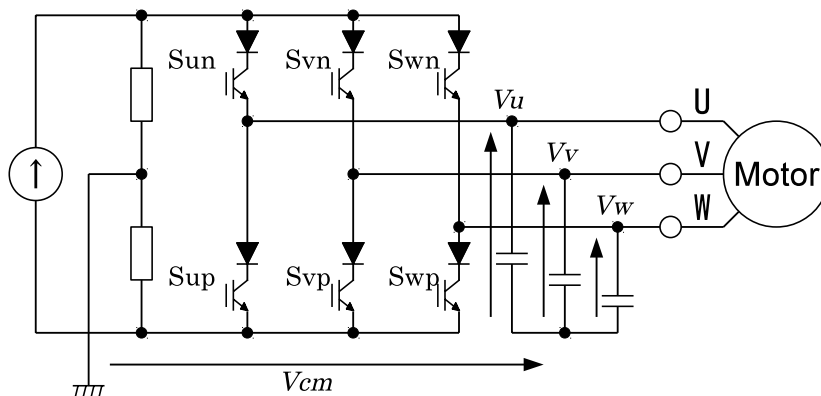


図 62. 電流形インバータのコモンモード電圧 V_{cm}

2.4 昇圧機能をもたせたマトリクスコンバータ

マトリクスコンバータは AC 入力電圧を直接負荷へ出力するので、負荷へ歪みなく出力できる電圧の最高値が AC 入力の線間電圧の最低値（線間電圧振幅の約 0.86 倍）に制限される。マトリクスコンバータの出力電圧を上げるには昇圧動作が必要となり、そのためにはエネルギー蓄積要素であるインダクタとマトリクスコンバータを組みわせなければならない。

直接形マトリクスコンバータとインダクタを組み合わせて双方向に昇圧・降圧の電力変換ができる装置は、マトリクスコンバータが持つ以下の特長を有する。1) 大容量の電解コンデンサを持たないことによる高信頼性と長寿命。2) 双方向スイッチを用いた双方向電力変換能力。3) 電流形インバータの変換動作による電流ひずみの低減。更に、RB-IGBT を使用すればコンバータとインバータの組み合わせによる同機能の変換装置に比べ、電流経路で直列接続されるスイッチ素子数を少なくし導通損失の低減を行うことができる。

以下に、提案されているマトリクスコンバータとインダクタを組み合わせて双方向に昇圧・降圧の電力変換ができる装置について解説し、その問題点を明らかにする。

2.4.1 DC-AC 昇圧マトリクスコンバータ

DC インダクタと直接形マトリクスコンバータを組み合わせて昇圧動作を行う回路を図 63 に示す[16]。この回路は 36V のバッテリーからの電力を変換し交流(定格 100Vrms, 10Arms)を出力する 1kW のバックアップ電源装置で、ポータブルエンジン発電機を代替する装置を想定している。この回路は単相系統の電圧振幅よりも低い電圧値のバッテリーから電力変換して系統電源を模擬し負荷に電力を供給する。充電時は出力端子に系統電源を接続して、系統電源からバッテリーへ充電する。装置は電圧指令とバッテリー電圧を比較して、図 64 のような 4 つのモードを判定し、それぞれのモードにおいて昇圧チョップ動作と降圧チョップ動作の PWM を図 65 のように自動で切り替えることで、出力電圧の昇圧と降圧と双方向の電力変換を行う。実際の回路構成は図 66 のようになり、負荷からの回生によるバッテリーの充電は行わず、充電時は回路を切り替えて系統電源を接続する。

この回路は、図 63 のように DC インダクタ L の巻線が直流電源 V_{bat} の正端

子に直列接続されているので、インダクタ巻線電流方向と直流電源の充放電方向が一致し、直流電源の充電と放電を切り替えるには、まず DC インダクタの巻線電流の方向を反転しなければならない。従って、この回路は電力変換方向を反転するには、一旦装置を停止し巻線電流を零にする必要があり、高速な電力変換方向の反転ができない問題を持っている。この回路はバッテリーの充放電に高速な応答が必要とされるような電力平準化装置への適用には十分でなく、また、急加減速動作を必要とするモータ駆動にも適用できないが、回生を必要としない住宅向け太陽光発電用パワーコンディショナーには製品化（200V 級 4.5/5.8kW）されている[2]。

2.4.2 AC-AC 昇圧マトリクスコンバータ

AC リアクトルと直接形マトリクスコンバータを組み合わせて昇圧動作を行う回路を図 67 に示す[17]。この回路で、本来の直接形マトリクスコンバータとして動作する時は、入力側のスイッチをオン出力側のスイッチをオフして図 68 の回路に切り替えて、負荷への降圧動作と電源への昇圧動作を行う。負荷への昇圧動作が必要な場合には、入力側のスイッチをオフ出力側のスイッチをオンして図 69 の回路に切り替えて、負荷への昇圧動作と電源への降圧動作を行う。

回路の切り替えの際には、電源短絡、電流源開放を起こさないように一旦全てのスイッチをオフし、その間は図 67 の電圧クランプスナバ回路でインダクタのエネルギーを吸収する。この回路は、昇降圧の動作を切り替える際に、まずスイッチを全てオフさせて、入出力間の電力変換動作を一旦停止し回路を切り替えなければならないので、昇圧動作と降圧動作を直ちに変更することはできず、切り替え時には若干のショックが生じる問題を持っている。従って、AC リアクトルと直接形マトリクスコンバータを組み合わせて昇圧動作を行う回路は、風力発電用モータと系統間で電力変換するコンバータなどでモータ運転の速度に応じて降圧動作と昇圧動作の切り替えを行わなければならない動作にはスムーズな対応ができず、これらへの用途への適用には未だ十分ではない。

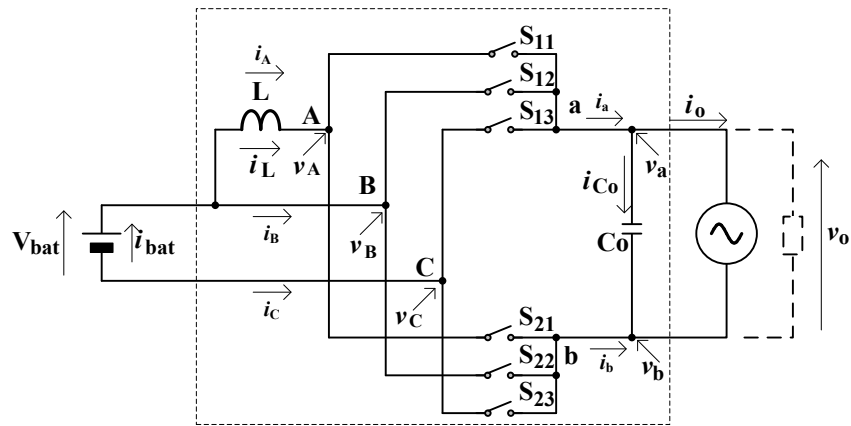


図 63. DC インダクタとマトリクスコンバータを組み合わせた回路

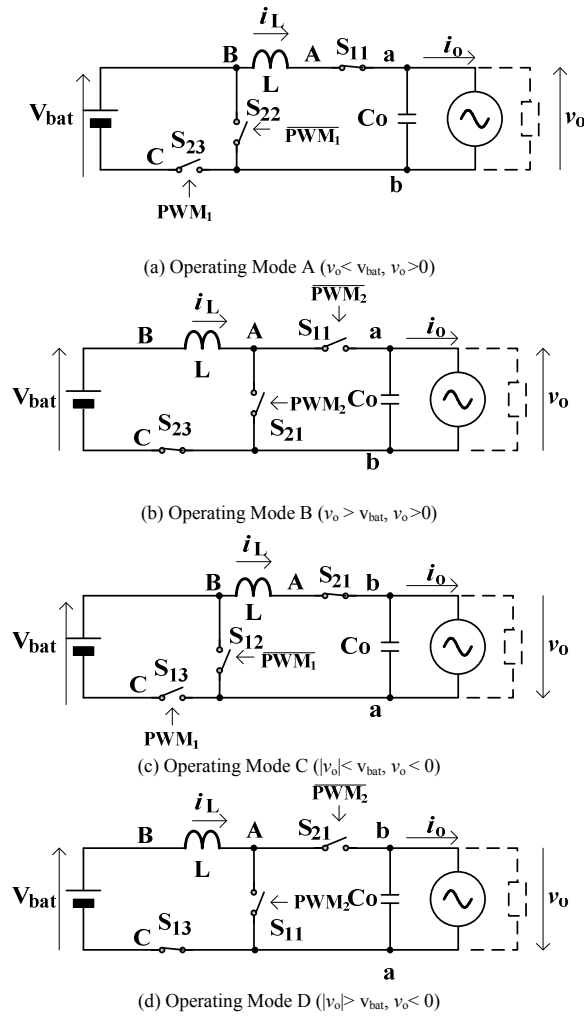


図 64. 昇圧動作と降圧動作のモード

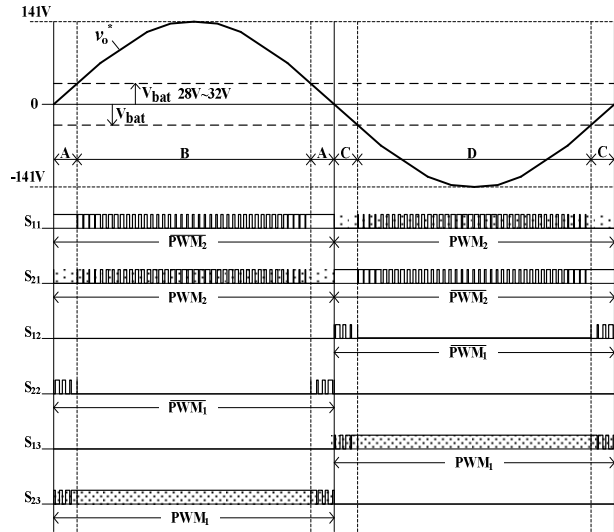


図 65. DC-AC 電流形マトリクスコンバータの PWM パルス

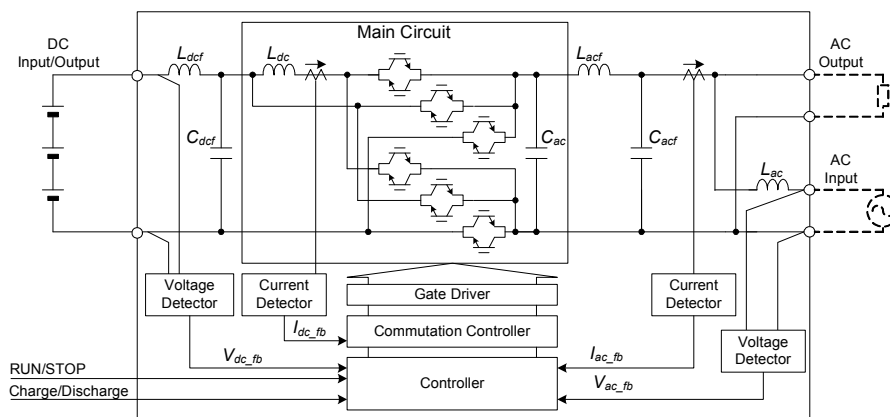


図 66. DC-AC 電流形マトリクスコンバータの構成図
($L_{dc} = 0.1\text{mH}$)

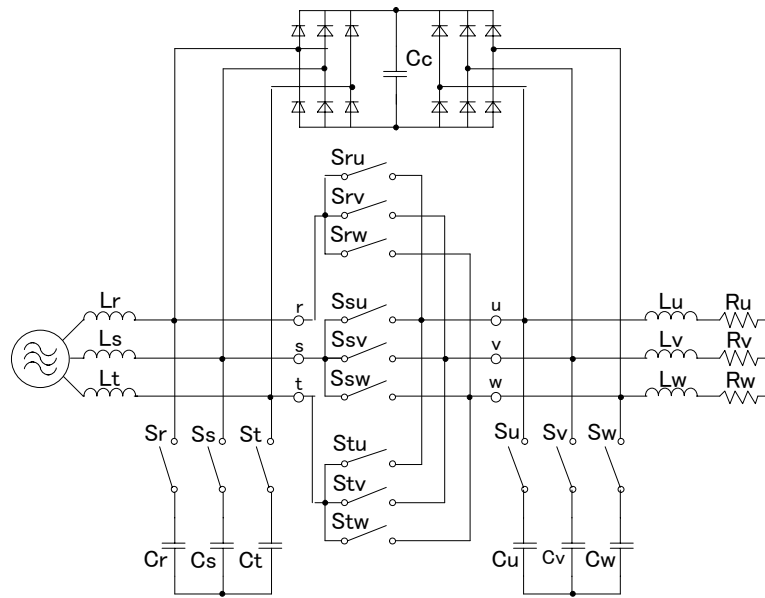


図 67. ACリアクトルとマトリクスコンバータを組み合わせた回路

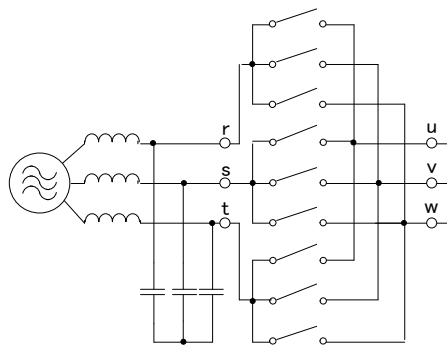


図 68. 負荷への降圧・電源への昇圧動作時の回路構成

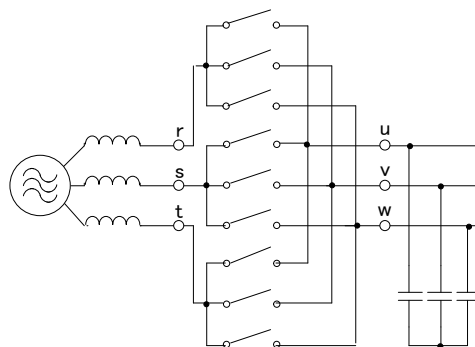


図 69. 負荷への昇圧・電源への降圧動作時の回路構成

2.5 結言

本章では、まず、電力変換装置の基本的な回路と PWM 方式について解説し、直接形マトリクスコンバータは従来のコンバータに比べて導通損失を低減できる効率の良いコンバータであることを説明した。更にインバータが出力するコモンモード電圧について解説し、インバータのコモンモード電圧はノイズの原因となり、3 レベルインバータやマトリクスコンバータ、電流形インバータは 2 レベルインバータよりも、コモンモード電位変動が少なく、低ノイズで環境にやさしいコンバータと言える。

次に、マトリクスコンバータへ昇圧機能を持たせるために、提案されている直接形マトリクスコンバータとインダクタを組み合わせることで双方向に昇圧・降圧の電力変換ができる装置について解説し、既に提案されている回路が電力変換方向の切り替えや昇圧動作と降圧動作の切り替えが高速にできない問題を持ち、バッテリーの充放電に高速な応答が必要とされるような電力平準化装置への適用や、風力発電用モータと系統間で電力変換するコンバータなどでモータ運転の速度に応じて降圧動作と昇圧動作の切り替えを行わなければならない条件には対応できず、これらの適用には未だ十分ではないことを明らかにした。

第3章 結合インダクタ巻線電流の解析

3.1 緒言

DC インダクタと直接形マトリクスコンバータを組み合わせる昇圧動作を行う回路（図 63）で、電力変換方向を反転させるには DC インダクタの巻線電流の方向を反転させなければならない。電流を反転させる方法としては、スイッチを追加し巻線の接続を反転させる方法があるが、スイッチを追加すると追加するスイッチにより導通損失が増加し効率が低下してしまう。追加のスイッチを使わず導通損失を増加させない方法としては、複数の巻線をもつ結合インダクタを利用することが考えられる。結合インダクタの巻線電流は、閉回路に接続された電流の流通経路を持つ巻線に電流が流れるので[31]、各巻線の流通経路の開閉によって巻線の電流を他の巻線へ移動し、電流方向を反転させることも可能である。この巻線間の電流の移動の際には流通経路上にある整流素子の動作を伴うため、ここでは、巻線間の電流移動を転流と呼ぶものとする。本章では、結合インダクタ巻線間の転流における電流の転流速度と転流前後の電流値について解析を行い、インダクタ巻線電流を高速に反転させる方法として、結合インダクタの巻線間の転流が利用できるか明らかにする。

3.2 結合インダクタ巻線電流の転流

3.2.1 巻線電流の転流速度

図 70 のように結合インダクタの巻線 A1-B1 端子間電圧を E_1 、電流を i_1 、自己インダクタンスを L_1 、相互インダクタンスを M_{12} 、巻線 A2-B2 端子間電圧を E_2 、電流を i_2 、自己インダクタンスを L_2 、巻線間の相互インダクタンスを M_{21} とすると、巻線の各電圧・電流変化の関係式は(35)式のようになる。

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} &= E_1 \\ M_{21} \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} &= E_2 \end{aligned} \quad (35)$$

巻線 A1-B1 と A2-B2 は、同じターン数で、密に結合しているとし、 $L_1 = L_2 = L_0$ 、 $M_{12} = M_{21} = M_0$ とすれば(35)式は次式のように書き換えることができる。

$$\begin{aligned} L_0 \frac{di_1}{dt} + M_0 \frac{di_2}{dt} &= E_1 \\ M_0 \frac{di_1}{dt} + L_0 \frac{di_2}{dt} &= E_2 \end{aligned} \quad (36)$$

ここで、結合度 k と各インダクタンスとの関係を用いて、各巻線電流の時間変化をまとめると(37)式のようになる。

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{L_0 E_1 - M_0 E_2}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{E_1 - kE_2}{L_0(1-k^2)} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{L_0 E_2 - M_0 E_1}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{E_2 - kE_1}{L_0(1-k^2)} \end{aligned} \quad (37)$$

結合度 k は 1 より小さいので、巻線電流を減少させるには、(37)式の分子の値を負、増加させるには正の値になるようにすればよい。また、分子を見ると結合度 k が 1 に近く E_1 と E_2 との間に有意な差があれば、各巻線電流の時間変化の正負は逆となる。分母を見ると結合度 k が 1 に近いほど、電流の転流速度が速くなることが分かる。電流の時間変化率について電流転流の際に各巻線にかかる電圧を検討し以下にまとめる。

図 71 に結合インダクタの巻線に接続される回路を示す。実際に電流の転流を行う際には、電流経路を開放した巻線にはサージ電圧が発生するので、図 71 のようにサージ電圧を抑制するスナバ回路が必要である。従って、電流が減少する巻線にはスナバ回路の負電圧($V_{snb} < 0$)がかかって減少することとなる。

巻線 A1-B1 から巻線 A2-B2 へ電流を転流する場合には、図 71 のスイッチ S1 がターンオフし S2 がターンオンして、転流前の巻線 A1-B1 にはスナバ回路

の電圧 V_{snb} が印加され ($E_1 = V_{snb}$), 転流後の巻線 A2-B2 はスイッチ S2 を介して VL が印加される ($E_2 = VL$) とすると, 電流の転流速度は次式のようなになる.

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{L_0 V_{snb} - M_0 VL}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{V_{snb} - kVL}{L_0(1-k^2)} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{L_0 VL - M_0 V_{snb}}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{VL - kV_{snb}}{L_0(1-k^2)} \end{aligned} \quad (38)$$

この式より, 巻線 A1-B1 の電流を減少させるには,

$$V_{snb} - kVL < 0, \text{ つまり, } V_{snb} < kVL$$

巻線 A2-B2 の電流を増加させるには,

$$VL - kV_{snb} > 0 \text{ つまり, } V_{snb} < VL/k$$

となる必要がある. V_{snb} は負の値を取るので電流転流を高速化するには転流後の巻線電圧 VL の値の設定が重要であることが分かる.

次に, 転流速度の具体例を検討する. 例えば, $L = 0.1\text{mH}$, $k = 0.99$, $V_{snb} - kVL$ が概ね -100V , $VL - kV_{snb}$ が概ね 100V とすれば, (38)式から

$$di_1/dt \doteq -5 \times 10^7, \quad di_2/dt \doteq 5 \times 10^7$$

となり, $1\mu\text{s}$ に 50A 変化させることができる.

ここで, 結合度を $k = 0.5$ と低くした場合は,

$$di_1/dt \doteq -1 \times 10^6, \quad di_2/dt \doteq 1 \times 10^6$$

となり, $1\mu\text{s}$ に 1A しか変化させることができない.

以上のことから, 転流速度は結合度 k に大きく依存することが分かる. また, 図 66 の DC インダクタは $L = 0.1\text{mH}$ で最大で 50A 程度の電流を流すので, 結合度 k を 1 に近づけた結合インダクタを用いることで, 図 66 の装置の条件でも結合インダクタを用いて電流を非常に高速に反転できると考えられる.

3.2.2 転流前後の巻線電流値

転流前後の巻線電流値を検討するため, 図 72 のように電流が減少する巻線の電流を i_m , 電流が増加する巻線の電流を i_n , 転流前の電流値を I_m , 転流後の

電流値を I_n とし、 I_m が零になるまでの時間を t_m 、各巻線の電流の時間変化率を $\Delta i_m = di_m/dt$ 、 $\Delta i_n = di_n/dt$ とすれば、 $t_m = -I_m/\Delta i_m$ なので

$$I_n = -\frac{\Delta i_n}{\Delta i_m} I_m \quad (39)$$

となる。 m 、 n の値は巻線 A1-B1 から A2-B2 の転流の場合は $(m, n) = (1, 2)$ となり、巻線 A2-B2 から A1-B1 の転流の場合は $(m, n) = (2, 1)$ の値を取る。

式より転流後の電流値 I_n は電流の時間変化率で決まることが分かる。電流の時間変化率が各巻線に加わる電圧および結合度 k に依存して異なるので、転流前と転流後の電流値は若干の増減を伴う。

(39) 式に(38)式の電流変化を代入すると、

$$I_n = -\frac{\Delta i_n}{\Delta i_m} I_m = -\frac{VL - kV_{snb}}{V_{snb} - kVL} I_m = -\frac{VL/V_{snb} - k}{1 - kVL/V_{snb}} I_m \quad (40)$$

となる。転流後の巻線電圧が $VL = 0$ の場合や、 $|V_{snb}|$ が非常に高く VL/V_{snb} がほぼ零になる条件の場合には、 $I_n \doteq kI_m$ となる。

従って、転流前後の電流値をほぼ一致させるには、結合インダクタの結合密度にして k を 1 に近づけ、 V_{snb} は回路に使用する素子の耐圧以上にはできないので、転流後の巻線電圧 VL を零に近づけるようにすればよいことが分かる。

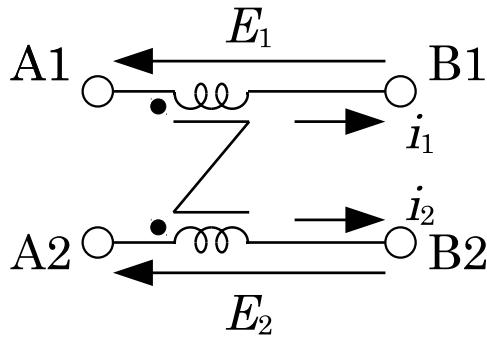


図 70. 結合インダクタの電圧・電流

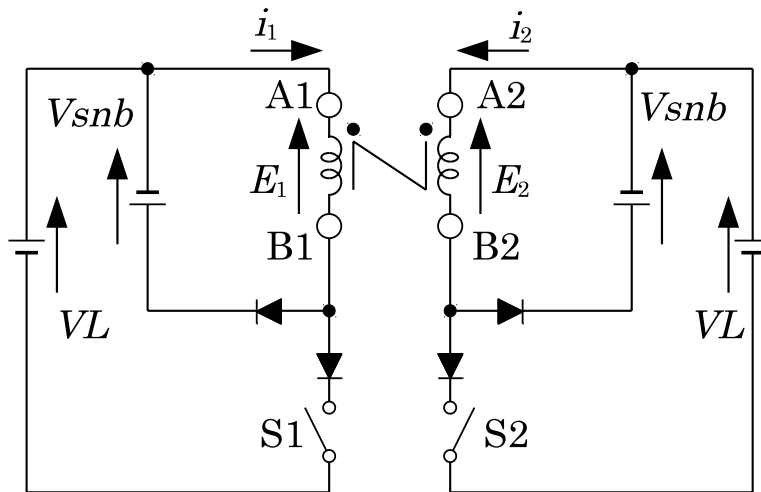


図 71. 結合インダクタと回路との関係図

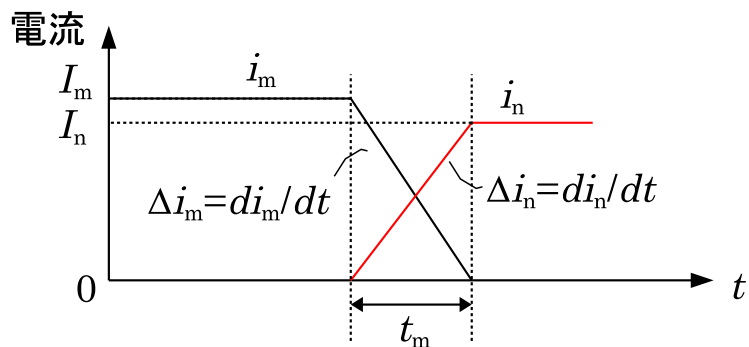


図 72. 転流時の電流の変化

3.3 結言

本章では、インダクタ巻線電流を高速に反転させる方法として、結合インダクタの巻線間の転流が利用できるか検討を行った。結合インダクタ巻線間の電流転流における電流の転流速度について解析を行い、転流速度は結合度 k に大きく依存すること、転流速度の高速化には転流後の巻線電圧 V_L の設定が重要であること、結合度 k を1に近づける必要があることが明らかになった。また、結合インダクタの巻線電流の転流前後の値について解析を行い、転流前後の電流値をほぼ同じにするには、結合度 k を1に近づけ V_L/V_{snb} をほぼ零にする必要があることが明らかになった。これらの結果から、結合度 k が1に近い結合インダクタは巻線電流の反転に利用可能であることが明らかになった。

第4章 結合インダクタを用いた DC-AC 電流形電力変換装置

4.1 緒言

直接形マトリクスコンバータと DC インダクタを組み合わせる双方向の昇降圧変換を行う DC-AC インバータ(図 63)では、インダクタ巻線の一端が直流電源へ接続されており、巻線に流れる電流方向と直流電源に流れる電流の方向は一致する。従って、この回路で直流電源の放電と充電を切り替える場合には、まずインダクタの巻線の電流方向を反転しなければならないので、運転中に放電と充電つまり電力変換方向の切り替えを高速に行うことが難しい。このことから図 63 の回路はバッテリーの充放電に高速な応答が必要とされるような電力平準化装置への適用には十分でなく、また、急加減速動作を必要とするモータ駆動にも適用できない。

本章では、結合インダクタとマトリクスコンバータ回路および電流形の電力変換方法を用いて、双方向に昇圧・降圧変換を行い、更に電力変換方向を瞬時に切り替えることができる新しい直接方式の DC-AC 電流形電力変換装置を提案する。そして、提案する回路の導出と動作について解説し、提案回路の動作をシミュレーションおよび試験で確認し、その有効性を明らかにする。なお、提案する新しい回路は再生可能エネルギーへの適用のみでなく、昇圧動作と降圧動作および力行・回生動作の高速な切り替えが必要とされるモータ駆動にも十分適用することができるので、シミュレーションおよび実機試験はモータを駆動して確認を行い、その有効性を明らかにする。

4.2 提案回路の構成と動作

マトリクスコンバータとインダクタを組み合わせる双方向の昇降圧変換を行う DC-AC インバータ (図 63) を簡略化した回路を図 73 に示す。図では

RB-IGBT を IGBT の記号を使って表記している. 図 73 (a)は図 73 (b)のように機能別に DC から AC の電力変換を行う DC-AC 電流形インバータ(DC-AC CSI) と AC から DC への電力変換を行う AC-DC 電流形コンバータ(AC-DC CSC)に分けて書くことができる. また, インバータ・コンバータ共にインダクタ電流を環流させるスイッチを備える. 本論文では, このスイッチを環流スイッチ (freewheeling switch) と呼ぶこととする.

図 73 の回路ではインダクタ巻線の一端は直流電源へ接続されており, 巻線に流れる電流方向と直流電源に流れる電流の方向は一致する. DC-AC CSI と AC-DC CSC はインダクタの巻線を共用しているので, 直流電源の放電と充電を切り替える場合には, まずインダクタの巻線の電流方向を反転しなければならない. 従って, この回路では運転中に放電と充電つまり電力変換方向の切り替えを行うことが難しい. このことから図 73 の回路は急加減速を行うモータ駆動のように力行・回生動作が切り替わるような用途には適用できない.

本章で提案する装置は図 74 のような回路構成を持つ. 図では RB-IGBT を IGBT の記号を使って表記している. 図 74 の回路は蓄電池など充放電可能な直流電源と電動機などの発電可能な 3 相交流負荷との間で電力を双方向変換することを想定している.

提案回路は大きく直流から 3 相交流へ変換動作する DC-AC CSI 回路と, 3 相交流から直流へ変換動作する AC-DC CSC 回路から構成されており, それぞれの回路の 3 相交流側端子を並列接続している. DC-AC CSI スwitchの母線電流が流れ込む負極端子⊖には結合インダクタの巻線 A1-B1, 母線電流が流れ出る正極端子⊕は直流電源の負極を接続し, AC-DC CSC スwitchの母線電流が流れ込む負極端子⊖には結合インダクタの巻線 A2-B2, 母線電流が流れ出る正極端子⊕は直流電源の正極を接続する. 結合インダクタの巻線 A1-B1 および巻線 A2-B2 のターン数は同数で, 図 74 の・印の方向に密に結合しているものとする. 提案するインバータは電流形電力変換の動作を行うため, 直流電源を接続する端子 R-S と交流端子 U-V-W には, リップル電流を平均化するフィルタキャパシタ C1~C4 を設ける.

DC-AC CSI はインダクタの巻線 A1-B1 を直流電流源として利用し, 直流電源から 3 相交流負荷への電力変換動作, つまり直流電源の放電と負荷への力行動作を行うことができる. AC-DC CSC はインダクタの巻線 A2-B2 を電流源として利用し, 3 相交流負荷の発電電力から直流電源への電力変換動作, つまり直

流電源への充電と負荷からの回生動作を行うことができる。提案する回路では、DC-AC CSI・AC-DC CSC 回路を用いて、次の 4 つの動作をさせる。

Mode I.	力行の昇圧動作
Mode II.	力行の降圧動作
Mode III.	回生の昇圧動作
Mode IV.	回生の降圧動作

Mode I の昇圧動作は DC-AC CSI 単体、Mode IV の降圧動作は AC-DC CSC 単体の電流形変換動作で行うことができる。Mode II の降圧動作と Mode III の昇圧動作は DC-AC CSI と AC-DC CSC が同時に動作して行う。Mode II および Mode III の動作を、出力側の U-W 線間にのみ電流を流す例を用いて示すと以下のようなになる。なお、以降の回路図では RB-IGBT をダイオードとスイッチの直列接続で図示する。

Mode II の降圧動作は、図 75 (a) および図 75 (b) の 2 状態を切り替えて行う。

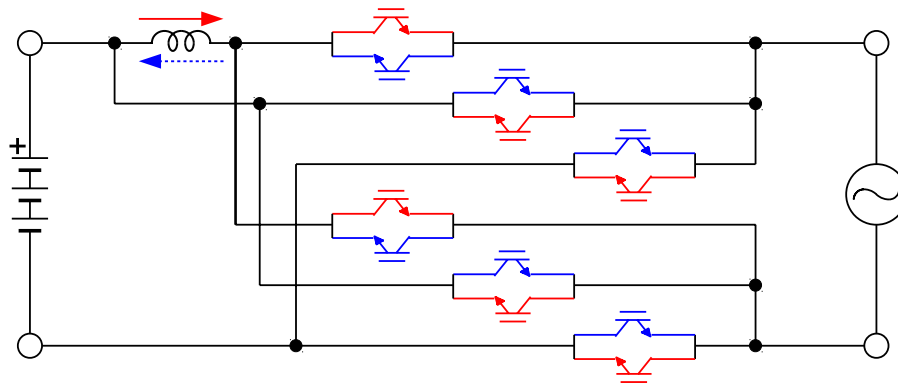
- 図 75 (a) のように直流電源からインダクタ巻線 A1-B1 と電動機へ電流を流してインダクタへエネルギーを印加する。
- 図 75 (b) のようにインダクタ巻線 A1-B1 から電動機へ電流を流してインダクタからエネルギーを放出する。

Mode III の昇圧動作は、図 76 (a) および図 76 (b) の 2 状態を切り替えて行う。

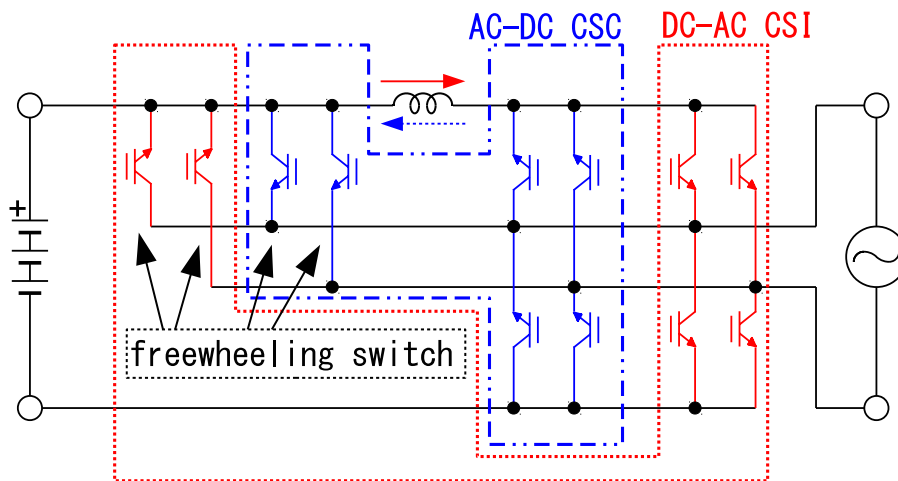
- 図 76 (a) のように発電機からインダクタ巻線 A2-B2 へ電流を流してインダクタへエネルギーを印加する。
- 図 76 (b) のようにインダクタ巻線 A2-B2 と発電機へ電流を流してインダクタからエネルギーを直流電源へ放出する。

入出力電圧比の調整は、それぞれの(a)と(b)の状態を時比率制御することで可能である。しかし、実際にモータを駆動する際の入出力電圧比は、時比率制御に加えてモータの状態（誘起電圧・力率など）によっても変動する。

提案する回路は、力行・回生を切り替える際などに、図 77 のようにインダクタ電流を環流させて、直流電源と 3 相交流との間での電流流通を遮断する動作も必要となる。



(a) 基本回路



(b) 機能別に分けた回路

図 73. DC インダクタとマトリクスコンバータを組み合わせた回路

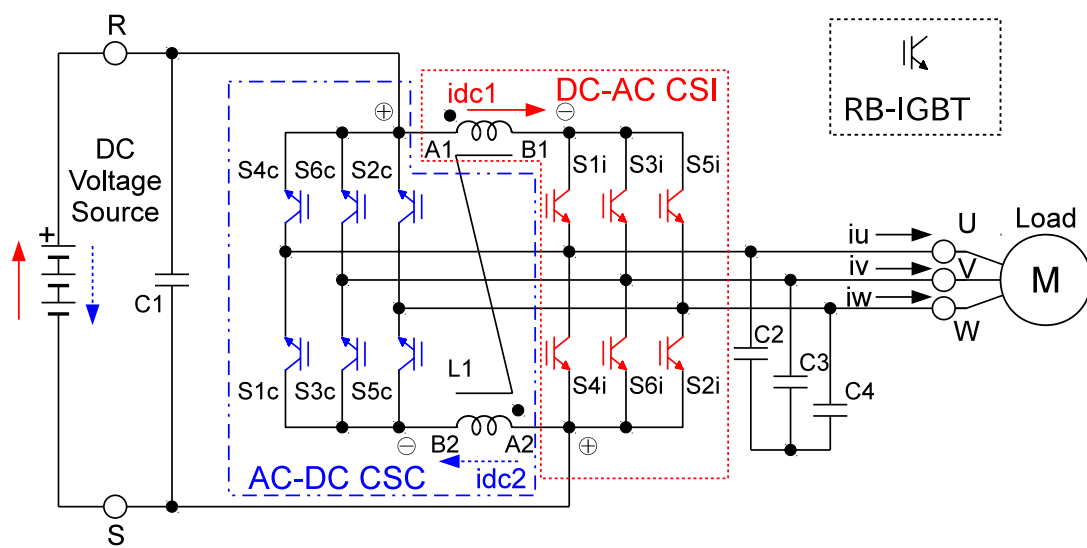
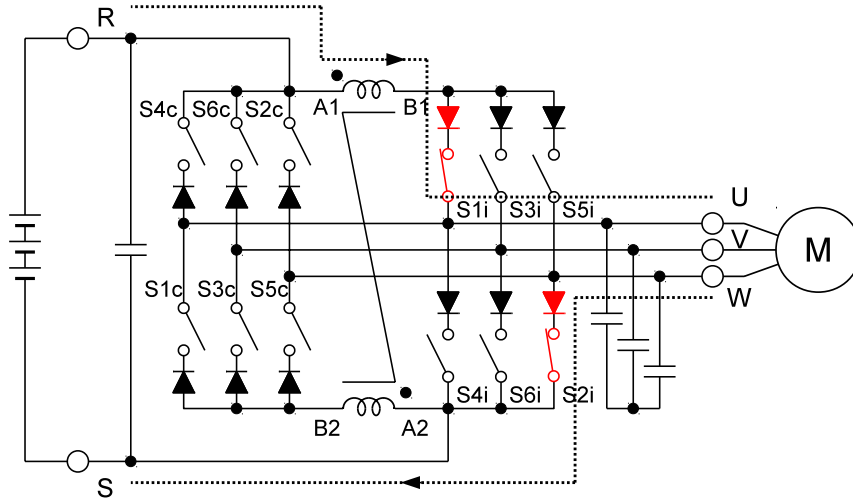
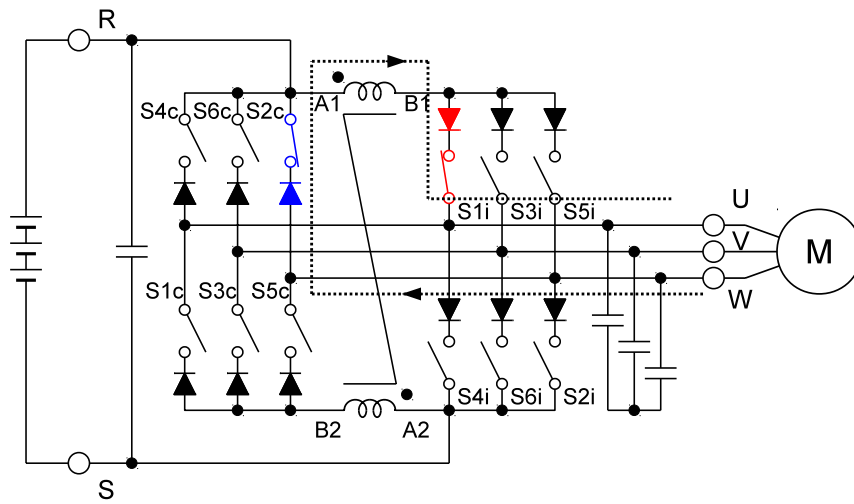


図 74. 結合インダクタとマトリクスコンバータを組み合わせた回路

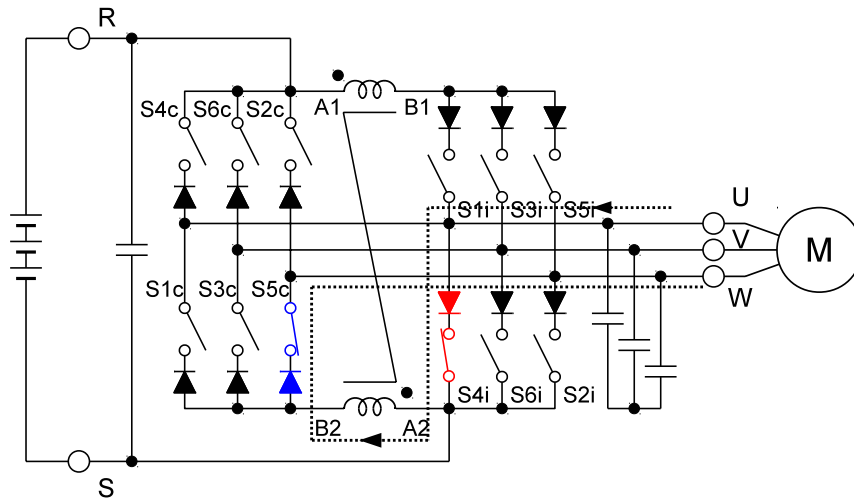


(a) 動作状態 2.1

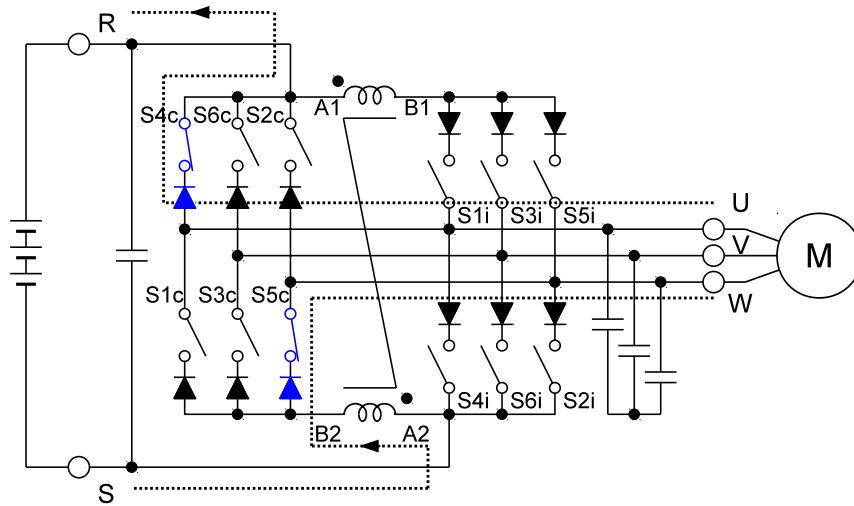


(b) 動作状態 2.2

図 75. 負荷への降圧動作例

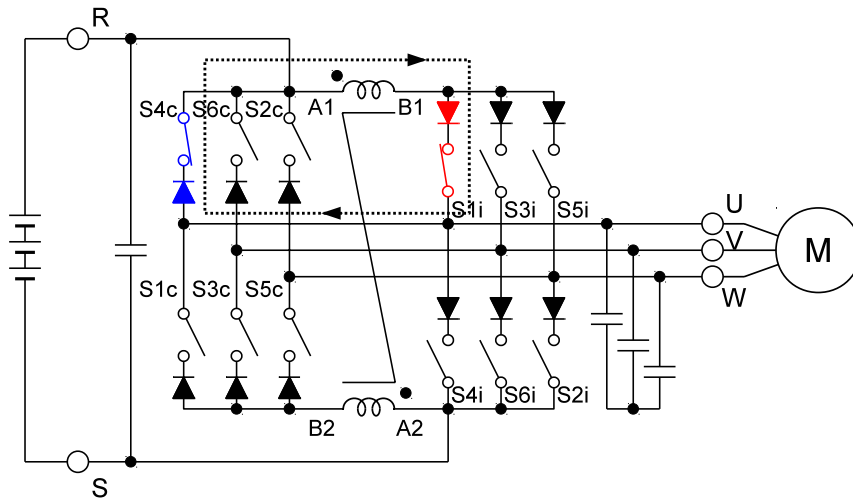


(a) 動作状態 3.1

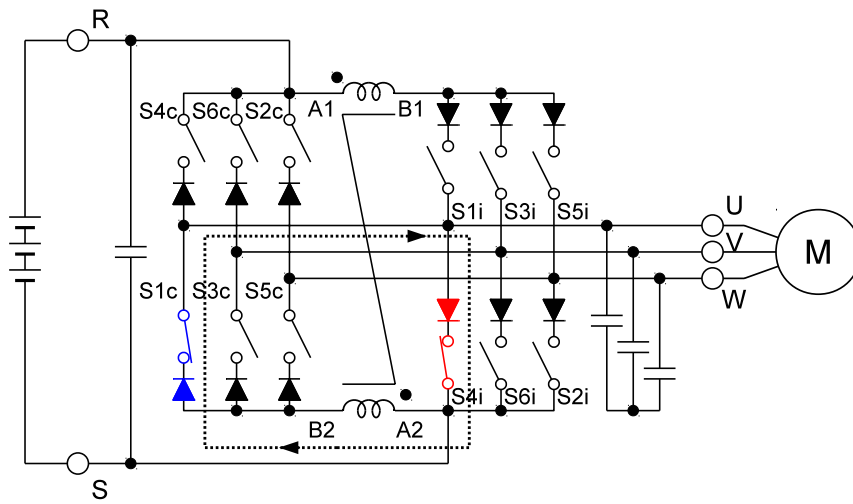


(b) 動作状態 3.2

図 76. 負荷への昇圧動作例



(a) 環流モード A



(b) 環流モード B

図 77. 電流環流状態

4.3 提案回路における巻線電流の転流

以下に、図 78 を使って提案回路での巻線電流の転流について例を用いて説明する。

(I) 巻線 A1-B1 から巻線 A2-B2 への転流での例

力行の零電流ベクトル状態の図 78 (a)から回生の零電流ベクトル状態の図 78 (b)への転流のように、DC-AC CSI が零電流ベクトルの状態で巻線 A1-B1 から巻線 A2-B2 へ電流を転流する場合には、まず、巻線 A1-B1 端子間には直流電源電圧 V_{dc} が印加されており、次に AC-DC CSC のスイッチがオンする。DC-AC CSI のスイッチがオンしている間は、インダクタはトランスの動作を行い、巻線 A2-B2 端子間側へ出力される電圧によって AC-DC CSC のスイッチは逆バイアスされて非導通状態である。次に DC-AC CSI のスイッチがオーバーラップタイム期間の後にターンオフすると巻線 A1-B1 端子間に負のサージ電圧 V_{snb} が発生し $E_1 = V_{snb} < 0$ となる。サージ電圧はクランプスナバ回路を設けることで一定の電圧になるようにする。巻線 A1-B1 端子間に V_{snb} が印加されると、AC-DC CSC のターンオンしていたスイッチが導通状態になり巻線 A2-B2 に電流が流れ始める。このとき巻線 A2-B2 端子間には直流電源電圧が印加され $E_2 = V_{in} = -V_{dc}$ となり、各巻線の電流の時間変化率の式は以下のようなになる。

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{L_0 V_{snb} + M_0 V_{dc}}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{V_{snb} + kV_{dc}}{L_0(1-k^2)} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{-L_0 V_{dc} - M_0 V_{snb}}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{-V_{dc} - kV_{snb}}{L_0(1-k^2)} \end{aligned} \quad (41)$$

この式より、巻線 A1-B1 の電流を減少させるには $V_{snb} + kV_{dc} < 0$ 、巻線 A2-B2 の電流を増加させるには、 $-V_{dc} - kV_{snb} > 0$ となる必要がある。2 番目の条件から負のサージ電圧が $V_{snb} < -V_{dc}/k$ にならなければ電流は転流しない。従って、スナバ回路の電圧設定には、この条件設定が必要となり、電流の転流を高速に行うには $-V_{dc}/k$ により V_{snb} を大幅に低くしなければならない。転流の高速化としては、DC-AC CSI のスイッチがターンオフする際に巻線

A2-B2 端子間へ直流電源電圧・ V_{dc} が印加されないようにする方法が考えられる。これは巻線 A2-B2 に接続されている側の AC-DC CSC と DC-AC CSI のスイッチで、図 78 (c) のような巻線電流を環流させる動作を一旦入れると、 $E_2=0$ となり、上記の式は以下のようなになる。

$$\begin{aligned}\frac{di_1}{dt} &= \frac{L_0 V_{snb}}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{V_{snb}}{L_0(1-k^2)} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{-M_0 V_{snb}}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{-k V_{snb}}{L_0(1-k^2)}\end{aligned}\quad (42)$$

従って、この場合には直流電源電圧の影響を受けることなく、巻線 A1-B1 の電流を減少させ、巻線 A2-B2 の電流を増加させることができ、各巻線電流の変化速度も高速化することができる。

(II) 巻線 A2-B2 から巻線 A1-B1 への転流での例

回生の零電流ベクトル状態図 78 (b) から力行の零電流ベクトル状態図 78 (a) への転流のように、AC-DC CSC が零電流ベクトルの状態で巻線 A2-B2 から巻線 A1-B1 へ電流を転流する場合には、まず、零電流ベクトル時に巻線 A2-B2 端子間には直流電源電圧・ V_{dc} が印加されており $E_2 = -V_{dc}$ となる。巻線 A1-B1 側のスイッチがターンオンすると巻線 A1-B1 端子間には直ちに V_{dc} が印加され $E_1 = V_{dc}$ となる。各巻線電流の時間変化率は以下のようなになる。

$$\begin{aligned}\frac{di_1}{dt} &= \frac{L_0 V_{dc} + M_0 V_{dc}}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{(1+k)V_{dc}}{L_0(1-k^2)} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{-L_0 V_{dc} - M_0 V_{dc}}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{-(1+k)V_{dc}}{L_0(1-k^2)}\end{aligned}\quad (43)$$

式より、この場合には、高速に電流が変化することが分かる。また、ここでも DC-AC CSI のスイッチがターンオンする際に巻線 A1-B1 に直流電源電圧 V_{dc} が印加されないよう、巻線 A1-B1 に接続されている側の AC-DC CSC と

DC-AC CSI のスイッチで、一旦、巻線電流を環流させる動作にする場合を考えると、 $E_1 = 0$ 、 $E_2 = -V_{dc}$ となり、上記の式は以下ようになる。

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{M_0 V_{dc}}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{k V_{dc}}{L_0(1-k^2)} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{-L_0 V_{dc}}{L_0^2 - M_0^2} = \frac{-V_{dc}}{L_0(1-k^2)} \end{aligned} \quad (44)$$

この場合は回路の構成から巻線 A2-B2 端子間が $-V_{dc}$ にクランプされてしまうので、(43)式の場合よりも変化率は遅くなる。

(Ⅲ) 転流時の設定について

前述の巻線電流の時間変化率から、巻線電流を高速に転流させるためには、巻線 A1-B1 から巻線 A2-B2 への転流では(42)式の条件を使い、巻線 A2-B2 から巻線 A1-B1 への転流では(43)式の条件を使うと良いことが分かる。従って、巻線 A1-B1 から巻線 A2-B2 への転流は、巻線電流を環流させる図 78 (c)のモードを介し、巻線 A2-B2 から巻線 A1-B1 への転流では図 78 (b)から図 78 (a)へ直接切り替わるようにする。

電流形電力変換装置は各スイッチ素子の駆動信号にオーバーラップタイムとしてターンオフ時にディレイを挿入するので、図 78 (b)から図 78 (a)へ直接切り替わるようにしても、オーバーラップタイム期間中は S_{1i} , S_{4i} , S_{1c} , S_{4c} がオンとなり、その間に(43)式の電流の時間変化率で転流が完了するように V_{dc} , L_0 , k の条件を設定すれば良い。例えば、 $V_{dc} = 100\text{V}$, $L_0 = 1\text{mH}$, $k = 0.99$ の場合は、(43)式から $di_1/dt = 10^7$ となり $1\mu\text{s}$ に 10A 変化させることができるので、装置のオーバーラップタイムが $2\mu\text{s}$ で巻線電流が 20A 弱であれば、オーバーラップタイム内に転流を完了できる。

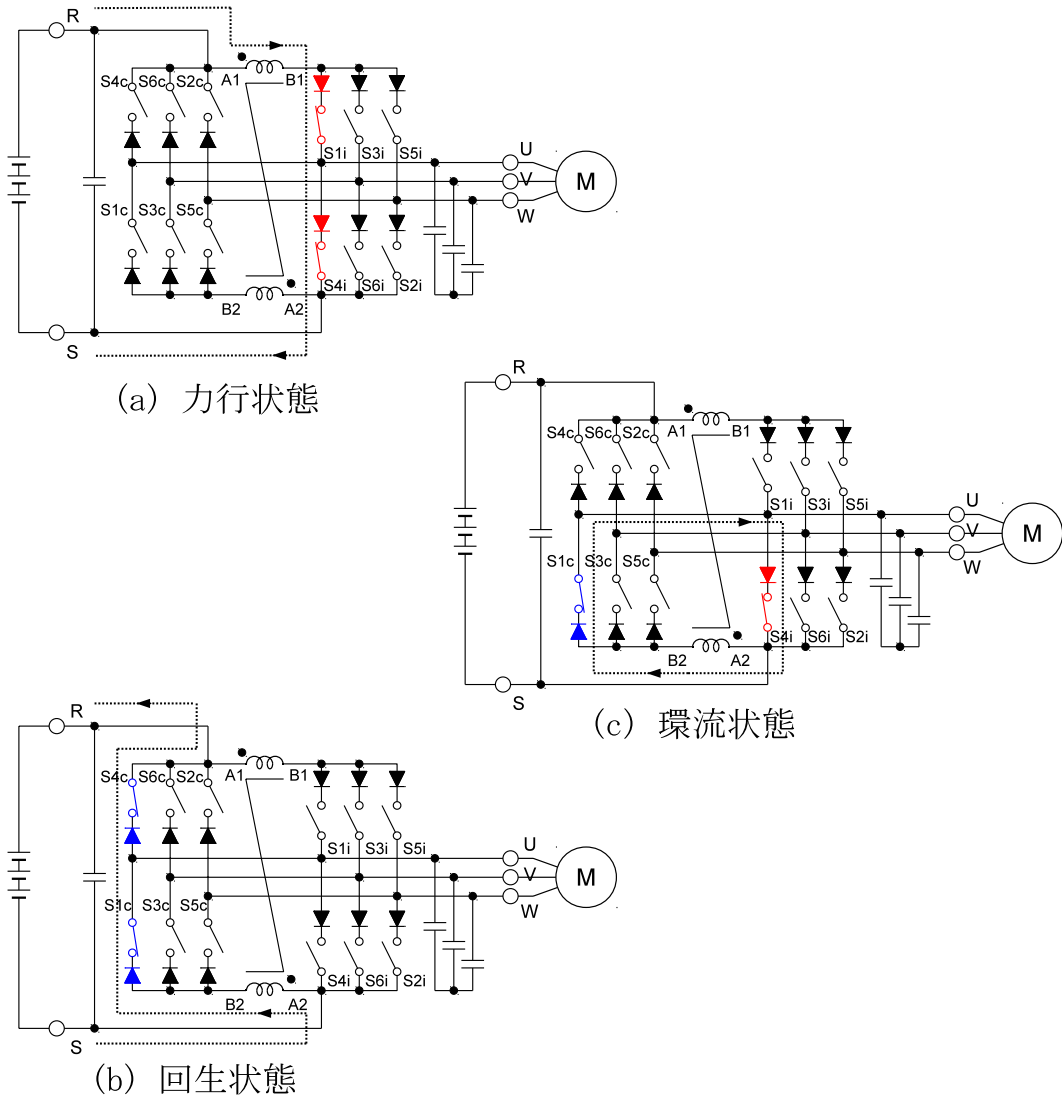


図 78. 電力変換方向の切り替え

4.4 スイッチング素子の PWM

提案回路のスイッチング素子の PWM 方式について以下に説明する．直流側の変調としては，変形キャリアを用いた場合と $\Delta \Sigma$ 変調を用いた場合の 2 方式について説明する．

4.4.1 変形キャリア比較 PWM

DC-AC CSI と AC-DCCSC の交流側の変調方式は，2.3.1.2 で説明したキャリアと電流指令を比較して PWM パルスを発生する方式を使用する．交流側に流す相電流指令の差分値である(45)式に示すような線間電流指令 i_{uw}^* , i_{vu}^* , i_{wv}^* とキャリアを比較して 1 または 0 の値を取る PWM パルス信号 S_{un} , S_{vn} , S_{wn} , S_{up} , S_{vp} , S_{wp} を作る．

$$\left. \begin{aligned} i_{uw}^* &= \frac{1}{3}(i_u^* - i_w^*) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ i_{vu}^* &= \frac{1}{3}(i_v^* - i_u^*) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) \\ i_{wv}^* &= \frac{1}{3}(i_w^* - i_v^*) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \cos\left(\theta - \frac{3\pi}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (45)$$

直流電源側の変調方式は，PWM パルスのキャリア波形を図 79 のように非対称の変形キャリアとし，直流電源をインバータ・コンバータ回路へ接続する状態の時間を T_{dc1} とし，接続しない状態の時間 T_{dc0} として，キャリア波形の変形度に応じてこれらを時比率制御する．直流電源をインバータ・コンバータ回路へ接続する Duty を λ_c ，キャリア周期を T_c とすると， λ_c と各時間の関係は(46)式のように書くことができる．

$$\lambda_c = \frac{T_{dc1}}{T_{dc0} + T_{dc1}} = \frac{T_{dc1}}{T_c} \quad (46)$$

図 79 (a)に力行状態での PWM パルス例，図 79 (b)に回生状態の PWM パル

ス例を示す。スイッチの信号は 1(High)でオン, 0(Low)でオフとする。この例では, スイッチング回数を低減するために, 線間電流指令の最低値がキャリアの最低値と一致するよう線間電流指令をシフトしている。また, 線間電流指令の位相は図 79 (a)と図 79 (b)で反転させている。変換装置の各スイッチは, スイッチ駆動信号 $S1i^* \sim S6i^*$, $S1c^* \sim S6c^*$ にオーバーラップタイム期間としてターンオフ時にディレイを加えた信号 $S1i \sim S6i$, $S1c \sim S6c$ で駆動する。

変形キャリアを用いた PWM は, λ_c が 0 または 1 に近い値になると PWM パルスの幅が狭くなるので, スイッチング素子の応答速度や遅れにより狭いパルスが出力されなくなり波形が歪むという最少オンパルスの問題を持つ。

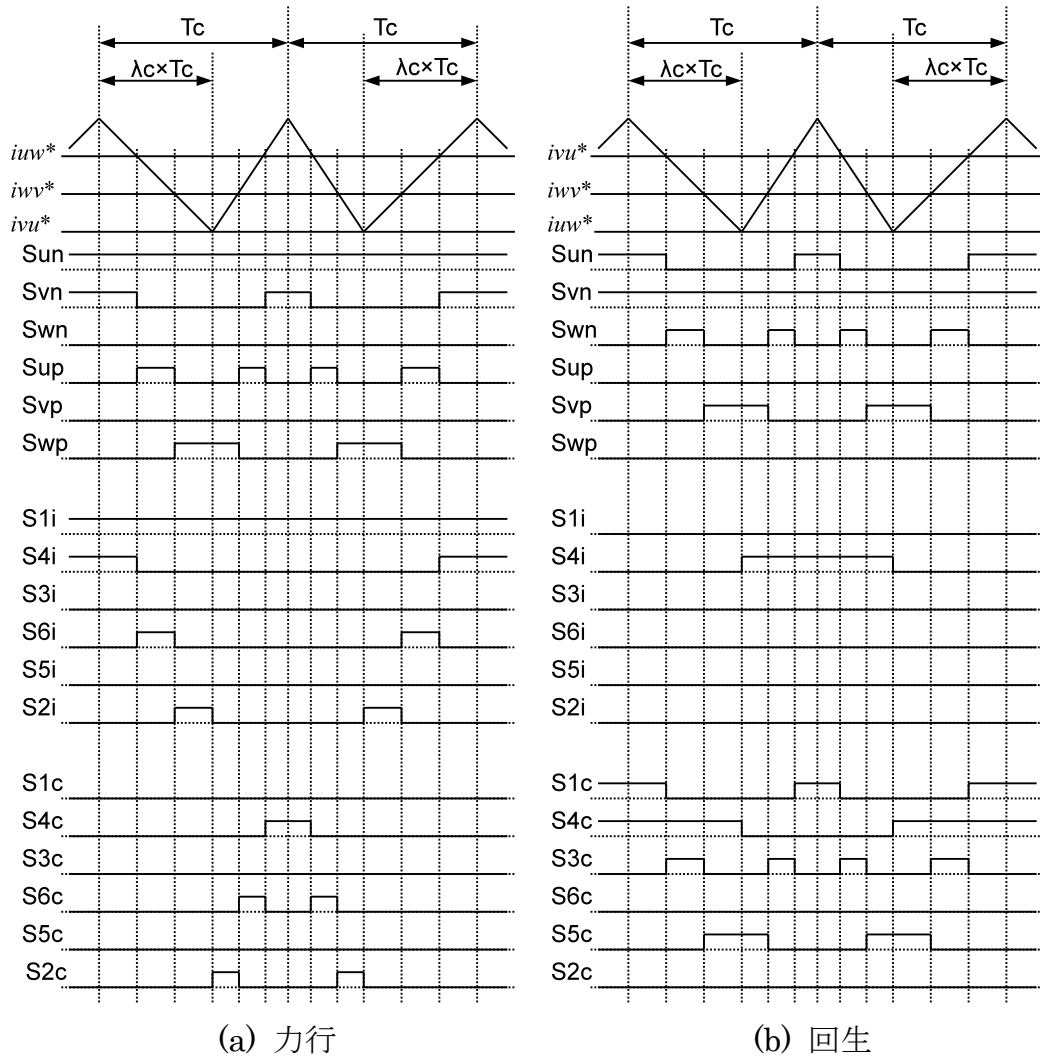


図 79. 電流指令, キャリアとパルスの例

4.4.2 $\Delta \Sigma$ 変調を用いた PWM

DC-AC CSI と AC-DC CSC の交流側の変調方式は、キャリアと電流指令を比較して PWM パルスを発生する方式を使用する。PWM パルス信号は交流側の相電流指令の差分値である(47)式に示すような線間電流指令 i_{uw}^* , i_{vu}^* , i_{wv}^* とキャリアを図 80 のように比較して1または0の値を取る PWM パルス信号 S_{un} , S_{vn} , S_{wn} , S_{up} , S_{vp} , S_{wp} を作る。

$$\left. \begin{aligned} i_{uw}^* &= \frac{1}{3}(i_u^* - i_w^*) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ i_{vu}^* &= \frac{1}{3}(i_v^* - i_u^*) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) \\ i_{wv}^* &= \frac{1}{3}(i_w^* - i_v^*) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \cos\left(\theta - \frac{3\pi}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

直流電源側の変調方式は図 81 に示す $\Delta \Sigma$ 変調器を用いたパルス幅変調を行う[18]。直流電源へ電流を流す時比率を $|\lambda_c|$ とし、 λ_c は-1 から 1 までの範囲の値を取り、 λ_c が正の場合には巻線 A1-B1 に電流を流して力行動作を行う、負の場合は巻線 A2-B2 に電流を流して回生動作を行う。力行と回生動作の判定を図 81 のコンパレータで行い、 λ_c が正の場合に $Q_p=1$ 、負の場合に $Q_p=0$ を出力する。

$\Delta \Sigma$ 変調器は λ_c の絶対値が入力され、その出力 Q_0 は、零または 1 の値を取る。出力が $Q_0=0$ の場合は、AC-DC CSC と DC-AC CSI が同時に動作して直流電源へ電流を流さない状態を取り、 $Q_0=1$ の場合には、AC-DC CSC または DC-AC CSI が単体で動作し、直流電源へ電流を流す状態を取る。 $\Delta \Sigma$ 変調器はクロックに同期して出力の状態が変化するので、図 80 に示すように三角波キャリアの最上点・最下点に同期したクロックパルスを用いると、 $\Delta \Sigma$ 変調によるスイッチングは DC-AC CSI と AC-DC CSC が電流を出力しない零電流ベクトルの期間中に状態が変化することとなる。図 80 の例では $S_{vn}=S_{vp}=1$ および $S_{wn}=S_{wp}=1$ の時に零電流ベクトル期間となり、その期間の中央で $\Delta \Sigma$ 変調によるスイッチングが発生する。

DC-AC CSI のスイッチ駆動信号 $S1i^* \sim S6i^*$ と AC-DC CSC のスイッチ駆動信号 $S1c^* \sim S6c^*$ は Qp , Qo , Sun , Svn , Swn , Sup , Svp , Swp を用いて(48) および(49)式のように示すことができる. スイッチ駆動信号も1または0の値を取り, 各スイッチは1でオンされ0でオフされる.

$$\left. \begin{aligned} S1i^* &= Sun \cdot Qp \\ S3i^* &= Svn \cdot Qp \\ S5i^* &= Swn \cdot Qp \\ S4i^* &= Sup \cdot (Qp \cdot Qo + \overline{Qp} \cdot \overline{Qo}) \\ S6i^* &= Svp \cdot (Qp \cdot Qo + \overline{Qp} \cdot \overline{Qo}) \\ S2i^* &= Swp \cdot (Qp \cdot Qo + \overline{Qp} \cdot \overline{Qo}) \end{aligned} \right\} \quad (48)$$

$$\left. \begin{aligned} S1c^* &= Sun \cdot \overline{Qp} \\ S3c^* &= Svn \cdot \overline{Qp} \\ S5c^* &= Swn \cdot \overline{Qp} \\ S4c^* &= Sup \cdot (\overline{Qp} \cdot Qo + Qp \cdot \overline{Qo}) \\ S6c^* &= Svp \cdot (\overline{Qp} \cdot Qo + Qp \cdot \overline{Qo}) \\ S2c^* &= Swp \cdot (\overline{Qp} \cdot Qo + Qp \cdot \overline{Qo}) \end{aligned} \right\} \quad (49)$$

変換装置の各スイッチは, スイッチ駆動信号 $S1i^* \sim S6i^*$, $S1c^* \sim S6c^*$ にオーバーラップタイム期間としてターンオフ時にディレイを加えた信号 $S1i \sim S6i$, $S1c \sim S6c$ で駆動する.

$\Delta \Sigma$ 変調を用いた PWM では, クロックに同期してスイッチングが発生するので, 変形キャリを用いた場合の PWM パルス幅が狭くなる最少オンパルスの問題は発生しない.

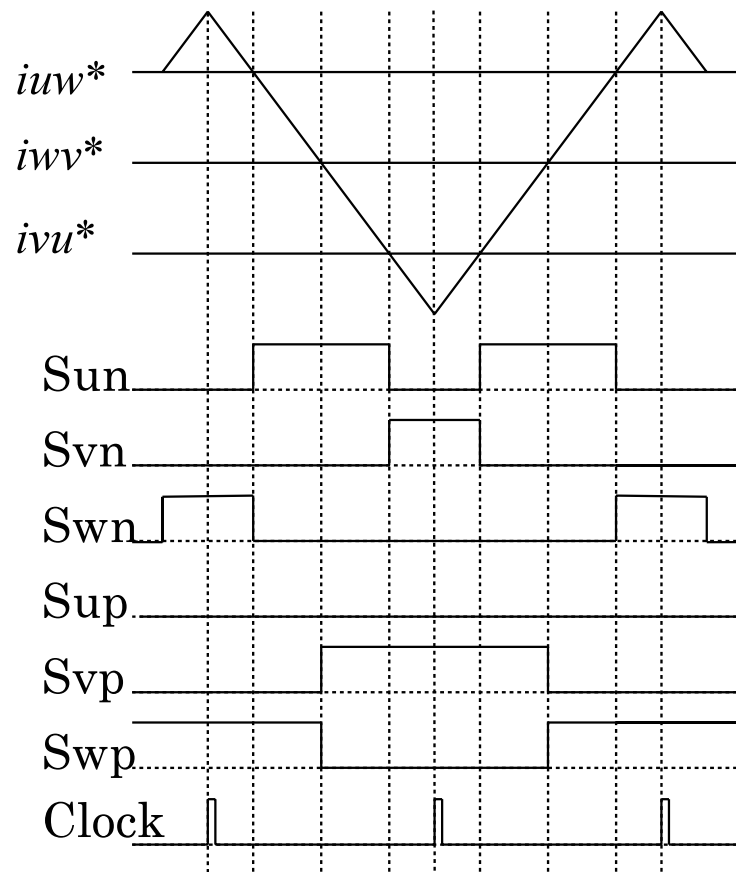


図 80. インバータパルスとクロックの例

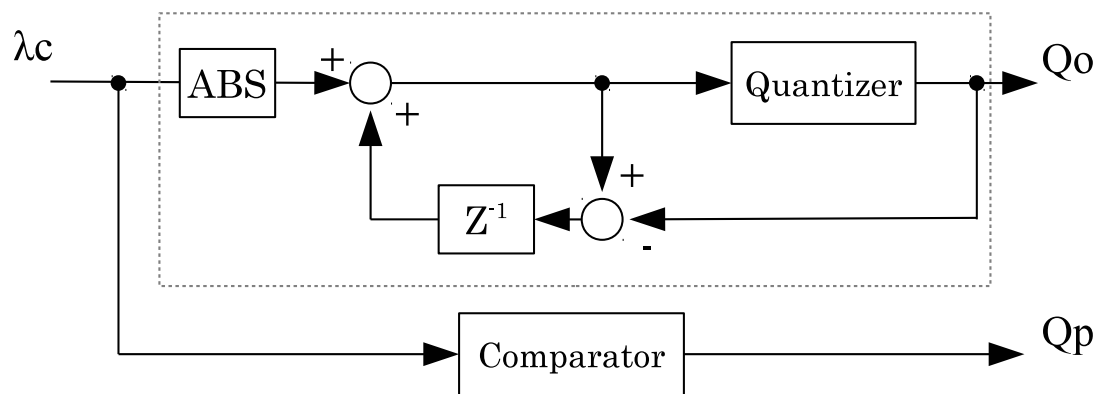


図 81. 1 次 $\Delta \Sigma$ 変調器とコンパレータ

4.5 提案回路のシミュレーション

提案回路のシミュレーションについて以下に説明する。シミュレーションは PWM パルス幅が狭くなる最少オンパルスの問題が発生しない $\Delta \Sigma$ 変調を用いて行った。

4.5.1 シミュレーション回路の構成

シミュレーションソフトウェア Simplorer を使って、図 82 に示す提案回路と図 83 に示す制御ブロックを作成した。負荷は、200V、4 極、3.7kW の誘導電動機単体を用い、電動機を正転方向と逆転方向に加速・減速することで、正転方向での力行と回生動作および逆転方向での力行と回生の動作を行う四象限運転にて確認を行う。シミュレーションの制御ブロックではモータ速度指令と速度フィードバックの差分を PI 制御して誘導モータの q 軸電流指令を演算する。誘導電動機の d 軸電流指令は一定値とし、 d と q 軸電流指令からインダクタへ流す直流電流指令を作る。直流電流指令と結合インダクタの各巻線電流の和である $idc1+idc2$ の差分を PI 制御し $\Delta \Sigma$ 変調器の入力信号 λc を作る。線間電流指令はキャリアと同じ振幅を持つ正弦波を用い、2.2.1.3 で説明した電圧形インバータの PWM と同じように線間電流指令へ三倍調波を重畳してキャリアと比較する。このようにすると、三倍調波を重畳した指令の振幅はキャリアの振幅よりも小さくなるので零電流ベクトルのパルス幅が狭くならない。シミュレーションでの直流電源電圧等の条件を表 2 に示す。

4.5.2 シミュレーション結果

誘導電動機を $\pm 1500\text{min}^{-1}$ の範囲で図 84 (a) のように加減速した場合、U-W 間の出力電圧は図 84 (b) のように電動機の加速と減速に伴って零電圧から $\pm 300\text{V}$ 程度まで変化し、直流電源電圧 100V からの昇圧動作と降圧動作ができていくことが分かる。また、加速および一定速時には、図 84 (c) に示すように、巻線 A1-B1 に電流が流れ力行動作する。減速を開始すると、巻線 A2-B2 に電流が転流して回生動作し、逆転方向の加速が始まると、再び巻線 A1-B1 に電流が転流し力行動作する。シミュレーションにより提案回路は四象限運転が可能であり、双方向の昇降圧変換と運転中に力行・回生の切り替えができることが確認できた。

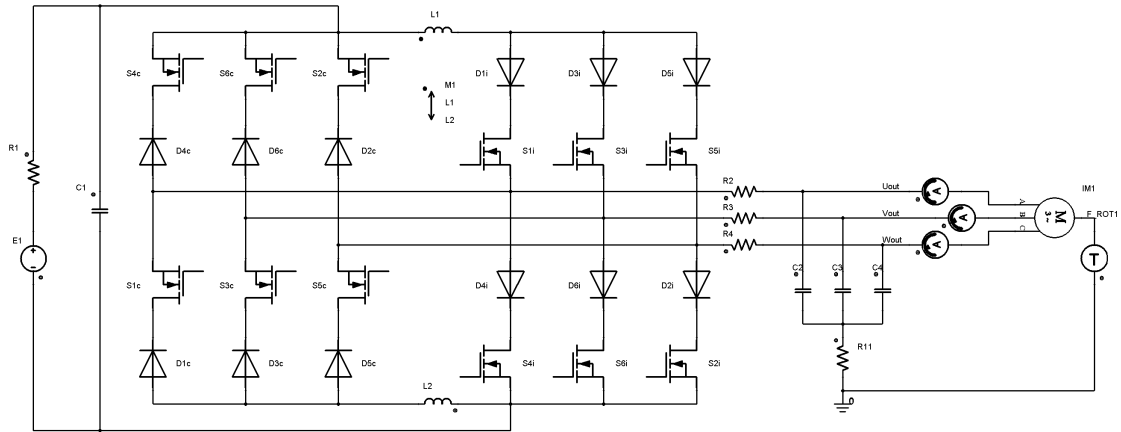


図 82. シミュレーション回路

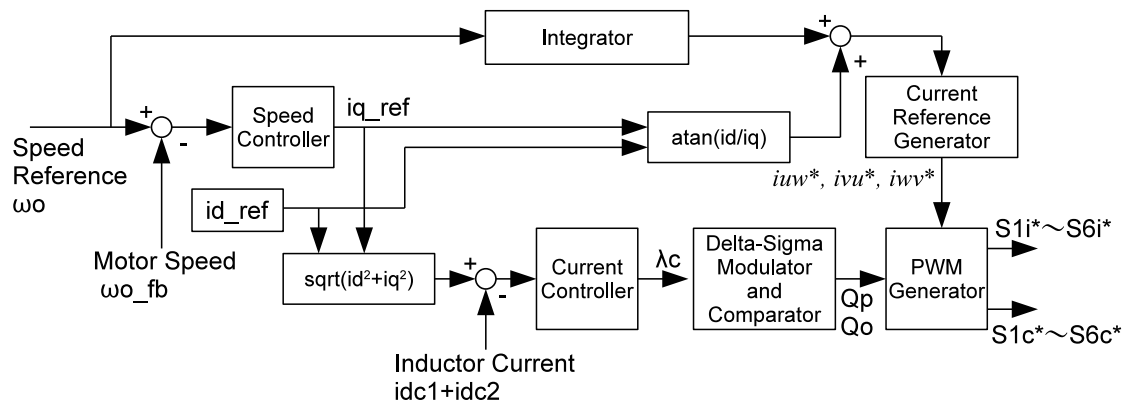
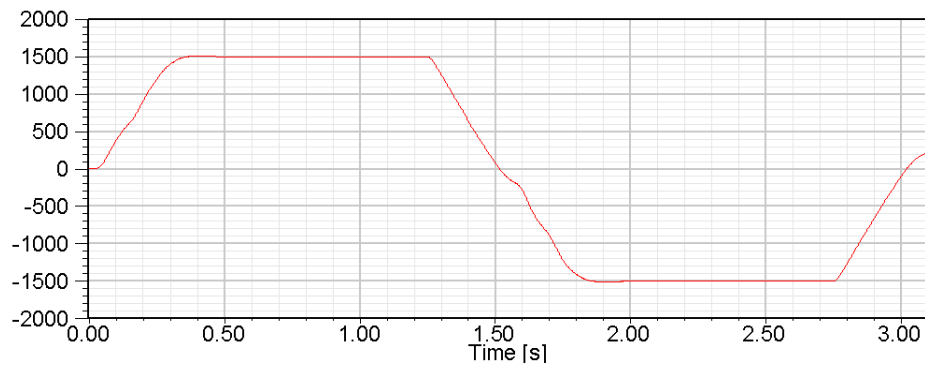


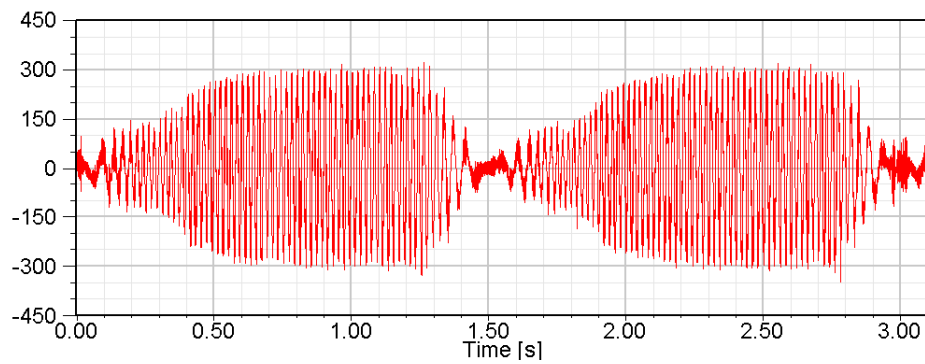
図 83. シミュレーションの制御ブロック図

表 2. シミュレーションの条件

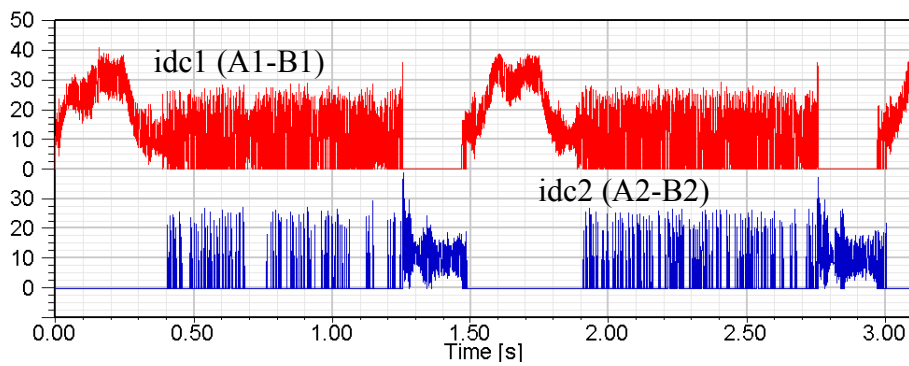
直流電源電圧	100V
結合インダクタの インダクタンス値	1.2mH
結合インダクタの結合度	0.99
出力キャパシタ容量	24 μ F
キャリア周波数	10kHz



(a) モータ速度 $[\text{min}^{-1}]$



(b) 出力線間電圧 [V]



(c) インダクタ巻線電流 [A]

図 84. シミュレーション結果

4.6 提案回路の試験

提案回路の試験について以下に説明する．試験もシミュレーションと同様に PWM パルス幅が狭くなる最少オンパルスの問題が発生しない $\Delta \Sigma$ 変調を用いて行った．

4.6.1 試験回路の構成

試験装置の構成を図 85 に示す．回路は製品化されている 2 台のマトリクスコンバータ(安川電機 Varispeed AC)を組み合わせて製作した．DC-AC CSI と AC-DC CSC は双方向スイッチの片方の RB-IGBT を無効としたスイッチで構成している．結合インダクタ巻線のサージ電圧は，マトリクスコンバータが備えるクランプスナバ回路を利用して抑制した．試験に使用した結合インダクタは，試作品でインダクタンス値 0.3mH を 4 直列し，バイファイラ巻を用い結合度は 0.99 を超える．巻線電流 $\text{idc1}+\text{idc2}$ は一つの DCCT を用いて測定し，出力の U-W 間電圧と V-U 間電圧を測定する電圧検出器を設けた．制御回路は DSP(TMS320F2808)を使用して，コンバータ側の $\Delta \Sigma$ 変調パルスとインバータ側のキャリア比較 PWM パルスを発生し，FPGA(EP3C40Q240C8N)でスイッチ駆動信号の合成およびオーバーラップタイム期間の追加を行っている．負荷は 200V，4 極，3.7kW 誘導電動機単体を用いており，試験条件は表 2 と同じである．

図 86 に示す試験装置の制御回路では，出力電圧と結合インダクタの巻線電流 $\text{idc1}+\text{idc2}$ をフィードバック制御する．負荷の誘導電動機には速度検出器が無いので，試験では誘導電動機を V/f 制御で駆動した．速度指令から出力電圧指令を V/f パターンから求め，測定した線間電圧から出力電圧の実効値を演算し，電圧フィードバック値との差分を電圧制御器 (PI 制御器) へ入力して，直流電流指令を作る．次に，直流電流指令と巻線電流の電流フィードバック値の差分を電流制御器 (PI 制御器) へ入力し λ_c を作る．シミュレーションと同様に線間電流指令には零電流ベクトルのパルス幅を確保するため三倍調波を重畳した．

4.6.2 試験結果

始動時の加速波形を図 87(a)，加減速時の波形を図 87 (b)に示す．加速時・減速時共に U-W 間の出力電圧は直流電圧よりも低い電圧から高い電圧まで変化

し、試験によって提案回路は昇降圧変換ができることを確認できた。また、出力電圧が下降する減速時に巻線電流は巻線 A2-B2 へ転流して回生動作を行い、出力電圧が上昇する再加速時に巻線電流は再び巻線 A1-B1 へ戻って力行動作を行っていることを確認できた。試験結果では減速中に巻線 A1-B1 への電流転流が発生しているが、これはシミュレーションと比べて減速時間が長いので回生電力が少なくなっており、電流制御器が力行・回生を切り替えることで少ない電力に対応しようとしているためだと考えられる。図 88 は図 87 (b) の矢印 A が示す時点の拡大波形である。図 87 の巻線電流波形はスイッチングノイズの影響により太く描画され電流値が不明瞭であるが、図 88 の拡大波形ではスイッチングによる振動成分は含まれているものの、巻線電流は転流のタイミング以外はその一つの巻線のみを流れ、転流前後の電流値は概ね同じ値になっていることが確認できた。巻線電流は 2μ 秒弱で巻線 A1-B1 と巻線 A2-B2 間を転流しており、数マイクロ秒程度で電力変換方向の切り替えができることも確認できた。

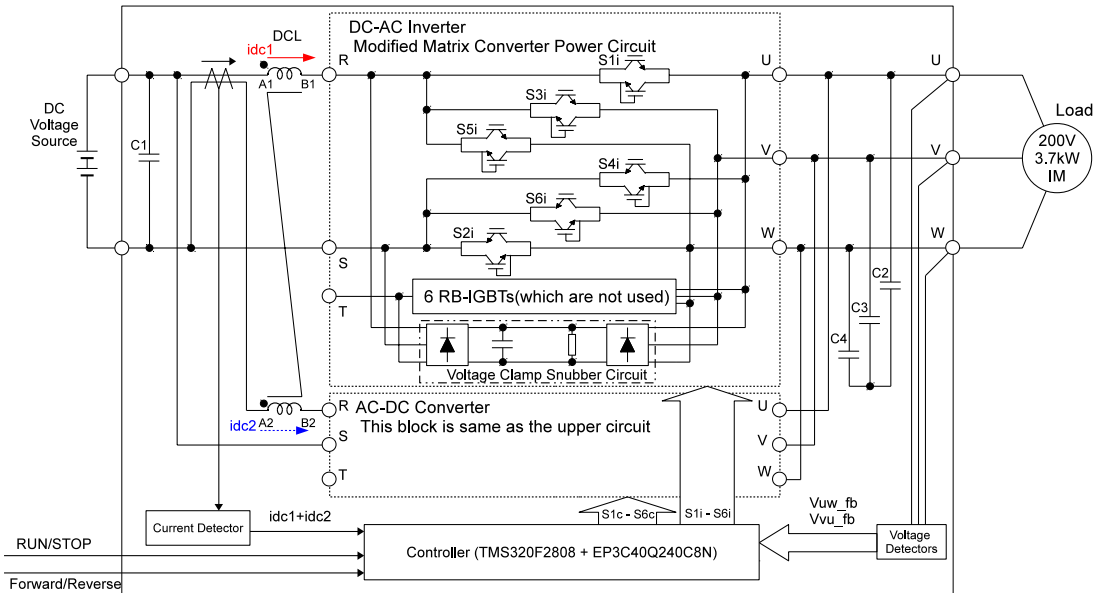


図 85. 試験回路のブロック図

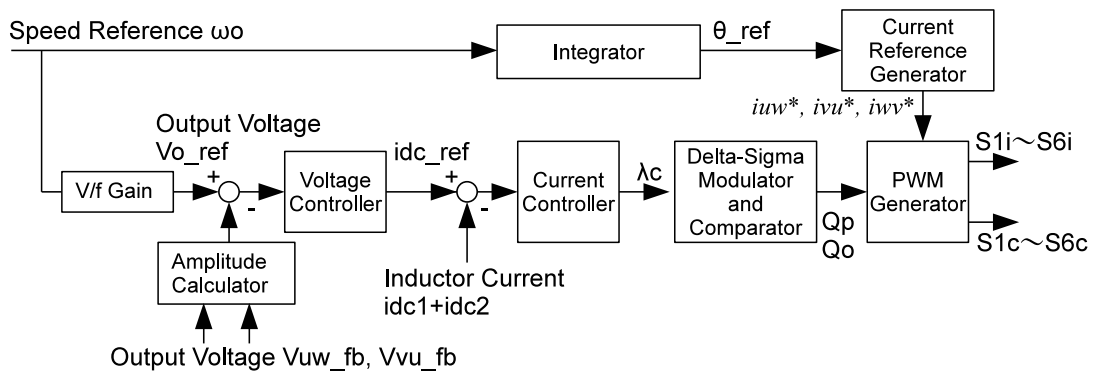
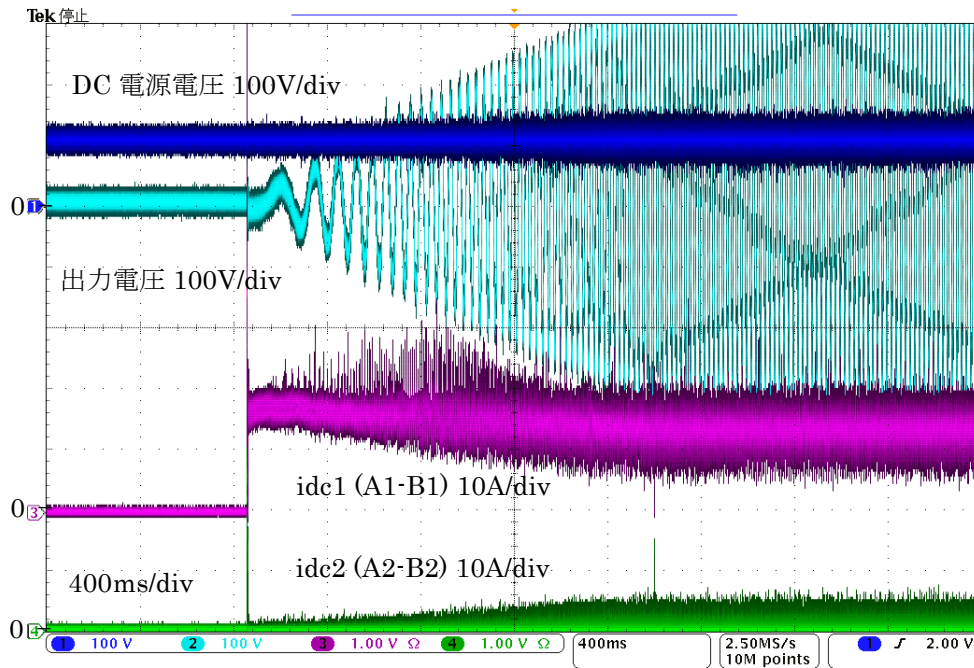
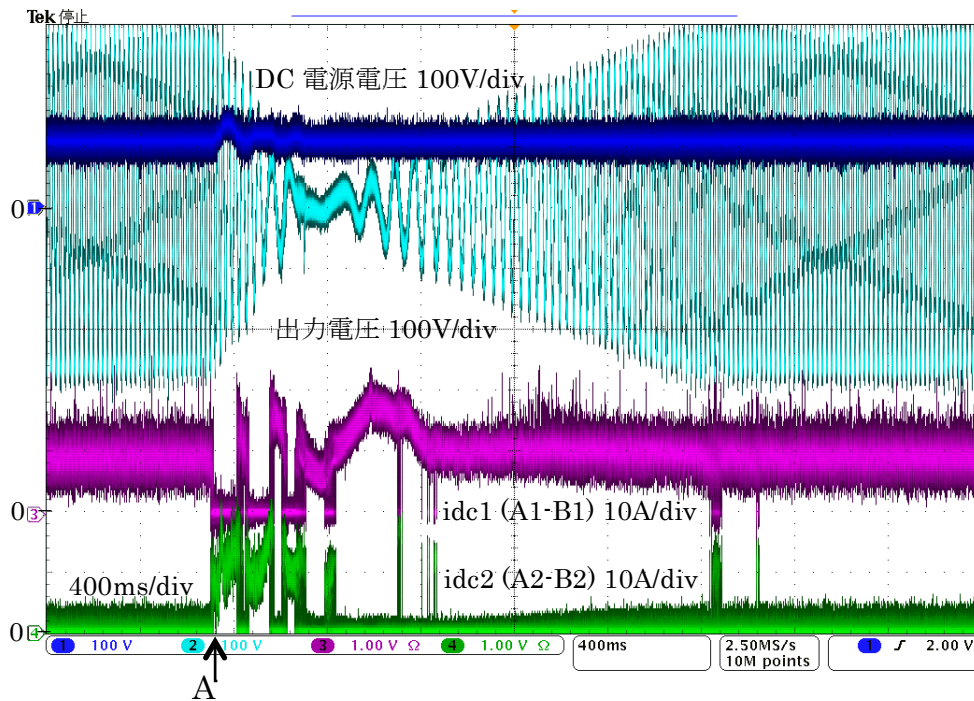


図 86. 試験装置の制御ブロック図



(a) 停止→加速時 (0 to 1,500min⁻¹)



(b) 減速→加速時
(1,500min⁻¹ to -1,500min⁻¹)

図 87. 試験結果

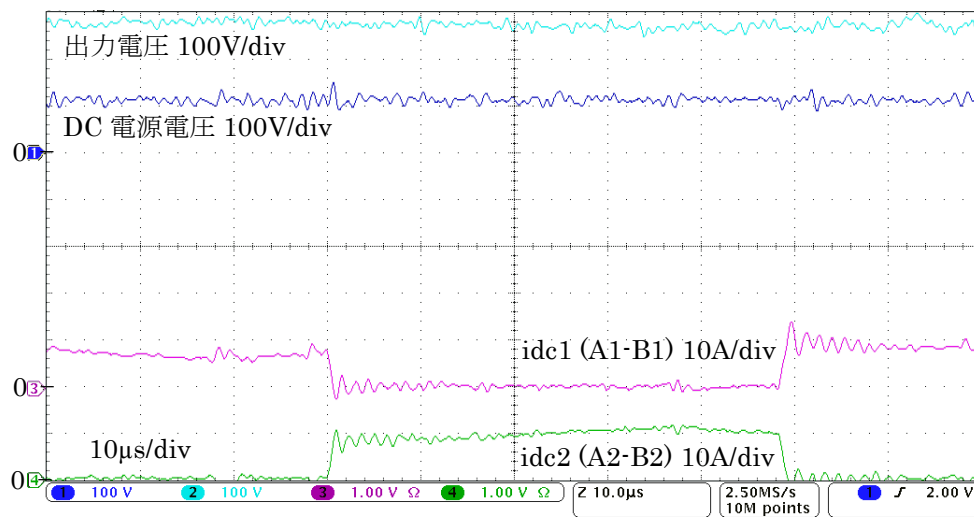


図 88. 試験結果 (拡大波形)

4.7 結言

本章では、結合インダクタとマトリクスコンバータ回路および電流形の電力変換方法を用いて、双方向に昇圧・降圧変換を行い、更に運転動作中に電力変換方向を瞬時に切り替えることができる新しい直接方式の DC-AC 電流形電力変換装置を提案し、その動作について解説した。提案する新しい回路はバッテリーの充放電に高速な応答が必要とされるような電力平準化装置のみでなく、昇圧動作と降圧動作および力行・回生動作の高速な切り替えが必要とされるモータ駆動へも十分適用することができるので、提案回路を使った誘導電動機単体の四象限運転のシミュレーションと実機試験で、その動作確認を行った。シミュレーションおよび実機試験の結果は、どちらでも提案回路が双方向の昇降圧変換と電力変換方向を運転中に切り替える動作ができることを確認できた。さらに、実機試験では電力変換方向を数マイクロ秒程度で切り替えることも確認し、提案回路は従来できなかった運転中の電力変換方向切り替えが高速にできることが確認でき、その有効性を明らかにできた。

第5章 結合インダクタを用いた AC-AC 電流形電力変換装置

5.1 緒言

ACリアクトルと直接形マトリクスコンバータを組み合わせる昇圧動作を行う回路(図 67)では、昇降圧の動作を切り替える際には、まず全てのスイッチをオフさせて回路を切り替えなければならないので、切り替え時には若干のショックが生じる。このことから図 67 の回路は、風力発電用モータと系統間で電力変換するコンバータなどでモータ運転の速度に応じて降圧動作と昇圧動作の切り替えを行わなければならない動作にはスムーズな対応ができず、これらの用途への適用には未だ十分ではない。

本章では、結合インダクタとマトリクスコンバータ回路および電流形の電力変換方法を用いて、運転動作中に双方向に昇圧・降圧変換を行い、更に電力変換方向を切り替えることができる新しい直接方式の AC-AC 直接方式の電流形電力変換装置を提案する。そして、提案する回路の導出と動作について解説し、提案回路の動作をシミュレーションおよび試験で確認し、その有効性を明らかにする。

5.2 提案回路の導出

提案する回路は図 89 に示すような回路構成とし、図中では逆阻止 IGBT (RB-IGBT)の記号として IGBT の記号を使用している。図 89 の回路の内部にはインダクタの巻線に流れる電流を 3 相交流負荷へ分配する DC-AC CSI を 3 回路配置して、それぞれの直流側の端子はインダクタ巻線を介して 3 相交流電源へ接続され、交流負荷側端子は並列接続する。

DC-AC CSI 回路に接続される結合インダクタ巻線のターン数は同数で、図 89 の・印の方向に密に結合している。提案する回路は電流形電力変換装置の動

作を行うので、交流電源を接続する端子 R-S-T と負荷を接続する端子 U-V-W には、リップル電流を平均化するフィルタキャパシタを接続する。

昇圧動作を行うマトリクスコンバータの動作から、提案する図 89 の回路を導出する過程について説明する。直接形マトリクスコンバータとインダクタを組み合わせた図 90 の回路で昇圧動作を行う場合には、交流電源側に接続された交流インダクタを電流源とする電流形変換動作を行う[17]。交流インダクタを流れる入力電流 i_r , i_s , i_t はスイッチのオン・オフ動作によってパルス状の電流となって、交流負荷側の電流 i_{uo} , i_{vo} , i_{wo} として出力される。入力電流と出力電流は共に図 90 矢印の向きに流れる時に正の値をとるものとする。

図 90 の電流形マトリクスコンバータの 9 個のスイッチ $S11\sim S33$ と入力電流 i_r , i_s , i_t およびスイッチ回路の出力電流 i_{uo} , i_{vo} , i_{wo} との関係は $S11\sim S33$ を行列の成分とすれば、次の式のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} i_{uo} \\ i_{vo} \\ i_{wo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S11 & S21 & S31 \\ S12 & S22 & S32 \\ S13 & S23 & S33 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} \quad (50)$$

$S11\sim S33$ は各スイッチの駆動信号とし、オフの時に 0, オンの時に 1 の値を取る。スイッチ $S11\sim S33$ は双方向スイッチなので、オン時は双方向に電流を流すことができる。双方向スイッチが逆阻止 IGBT を逆並列接続している場合には、双方向スイッチは 2 個の逆阻止 IGBT に分割できるので、図 90 は図 91 のように書きなおすことができる。図 91 において、例えば S_{ru} は電流を R 相から U 相へ流す逆阻止 IGBT を示し、 S_{ur} は電流を U 相から R 相へ流す逆阻止 IGBT を示す。(50)式を図 91 に示した逆阻止 IGBT の符号に対応したスイッチで書き直すと、次の式のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} i_{uo} \\ i_{vo} \\ i_{wo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ru} & S_{su} & S_{tu} \\ S_{rv} & S_{sv} & S_{tv} \\ S_{rw} & S_{sw} & S_{tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rp} \\ i_{sp} \\ i_{tp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{ur} & S_{us} & S_{ut} \\ S_{vr} & S_{vs} & S_{vt} \\ S_{wr} & S_{ws} & S_{wt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rn} \\ i_{sn} \\ i_{tn} \end{bmatrix} \quad (51)$$

入力電流 i_r , i_s , i_t は電源側から出力側方向へ流れる正方向の電流成分 i_{rp} , i_{sp} , i_{tp} と出力側から電源側へ流れる負方向の電流成分 i_{rn} , i_{sn} , i_{tn} に分けられる. 図 91 の回路の動作では i_{rp} , i_{sp} , i_{tp} は入力電流を正方向に整流した電流で, i_{rn} , i_{sn} , i_{tn} は入力電流を負方向に整流した電流となる. この正方向と負方向の電流成分を図示すると図 91 は図 92 のように書き直すことができる.

入力電流 i_r , i_s , i_t が 3 相正弦波電流であれば, 3 相の中で正方向の電流成分が 1 相で, 負方向の電流成分が 2 相流れる場合と, 正方向の電流成分が 2 相で, 負方向の電流成分が 1 相流れる場合の 2 つの状態がある. 従って, 昇圧動作を行う電流形マトリクスコンバータは正方向電流成分の電流源と負方向成分の電流源をスイッチングして電流形の電力変換動作を行っていると考えることができる.

図 92 の動作では i_{rp} , i_{sp} , i_{tp} は正弦波電流の正方向の半波整流波形, i_{rn} , i_{sn} , i_{tn} は正弦波電流の負方向の半波整流波形となり, スwitchングによってパルス状の電流 i_{uo} , i_{vo} , i_{wo} を出力する. これらの電流が流れている配線に, 図 93 のように直流電流 i_{dc} または 0 を出力するパルス電流源 $I_{dc1} \sim I_{dc6}$ を設けて, それぞれのパルス電流源を変調し, 短い周期の時間平均値で i_{rp} , i_{sp} , i_{tp} および i_{rn} , i_{sn} , i_{tn} と同じ電流を流すよう変調動作を行えば, 図 93 の電流形マトリクスコンバータ相当の電流形電力変換を行うことができると考えられる. このようなパルス電流源を設けた場合, パルス電流が交流電源へ与える影響を抑制するために, 交流電源側にもパルス電流を平均化するキャパシタが必要となる.

実現可能なパルス電流源としては, 結合インダクタを用いた電流転流が利用できる. 提案回路でも, パルス電流源として結合インダクタを利用する. 密に結合した 3 巻線のインダクタを, $I_{dc1} \sim I_{dc3}$ に使用した場合は, $I_{dc1} \sim I_{dc3}$ の中で閉回路に接続された電流の流通経路を持つ 1 つの巻線に電流が流れ, 以下の 3 状態が実現できる.

$$[i_{rp} \quad i_{sp} \quad i_{tp}] = [i_{dc} \quad 0 \quad 0]$$

$$[i_{rp} \quad i_{sp} \quad i_{tp}] = [0 \quad i_{dc} \quad 0]$$

$$[i_{rp} \quad i_{sp} \quad i_{tp}] = [0 \quad 0 \quad i_{dc}]$$

また、 $I_{dc4} \sim I_{dc6}$ に密に結合した 3 巻線の結合インダクタを使用した場合には、 $I_{dc4} \sim I_{dc6}$ の中で電流の流通経路を持つ 1 つの巻線に電流が流れ、以下の 3 状態が実現できる。

$$\begin{aligned} [i_{rn} \quad i_{sn} \quad i_{tn}] &= [-i_{dc} \quad 0 \quad 0] \\ [i_{rn} \quad i_{sn} \quad i_{tn}] &= [0 \quad -i_{dc} \quad 0] \\ [i_{rn} \quad i_{sn} \quad i_{tn}] &= [0 \quad 0 \quad -i_{dc}] \end{aligned}$$

ここでは電源から負荷方向に流れる電流を正として、 i_{rn} , i_{sn} , i_{tn} は $-i_{dc}$ の値を取るように示している。

このように結合インダクタを用いると、図 89 のような提案回路となる。この回路では、それぞれの 3 状態の中から 1 つの状態を選んで切り替える変調方式としなければならないので、電源側に電流を流す場合は 2 つの相に電流を流すこととなる。このため、例えば 3 相の中で正方向の電流成分が 1 相で、負方向の電流成分が 2 相流れる場合には、正方向に i_{dc} の電流を常に流し続けなければならないため、正方向の電流振幅は i_{dc} となる。従って、このままでは図 92 の回路での i_{rp} , i_{sp} , i_{tp} および i_{rn} , i_{sn} , i_{tn} の半波整流波形を再現できない。しかし、例えば入力電流 i_r は i_{rp} と i_{rn} の和で作ることができるので、 $i_{rp} = i_{dc}$, $i_{rn} = -i_{dc}$ とすれば、入力のパルス電流を零にすることができる。この状態も使ってパルス電流を変調すれば、図 89 の回路の入力電流 i_r , i_s , i_t を図 92 の回路の入力電流と同じにすることができ、同様の電力変換動作が可能である。

提案する方式は、この昇圧動作を行うマトリクスコンバータの回路内にある正方向と負方向の電流をパルス電流源へ変更するアイデアから、更にパルス電流源に結合インダクタを用いた直流電流源を使用して、結合インダクタに流れる直流電流 i_{dc} を巻線間で転流させ、その電流転流を変調制御し、入力電流の平均値を図 90 の i_r , i_s , i_t に一致させることで、図 90 の昇圧動作を行うマトリクスコンバータと同様な電流形の電力変換動作を行おうとしたものである。

図 90 の回路は交流電流源を用いて直接 AC から AC へ電流形電力変換動作を行うので直接形の電流形マトリクスコンバータと考えることができ、提案回路は直接方式であるが、結合インダクタを用いた直流電流源を用いて AC から一旦 DC 電流へ変換し AC へ電流形電力変換動作を行うので、間接形の電流形マトリクスコンバータと考えることもできる。

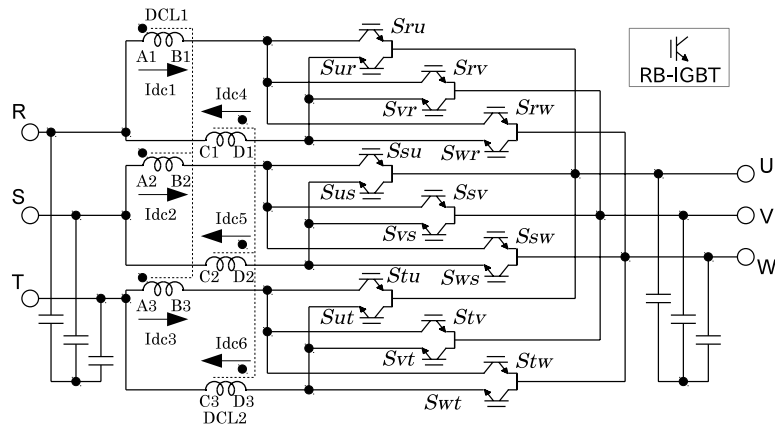


図 89. 結合インダクタとマトリクスコンバータを組み合わせた回路

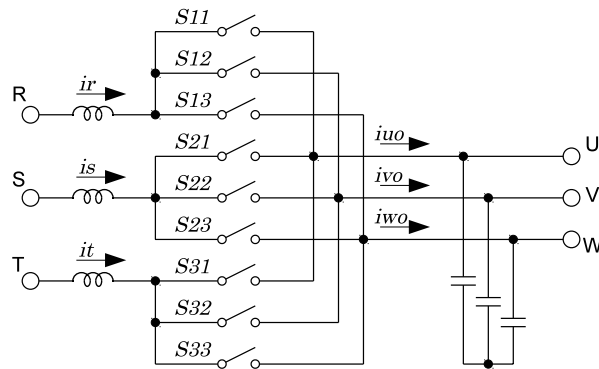


図 90. AC インダクタとマトリクスコンバータを組み合わせた回路
(等価回路 1)

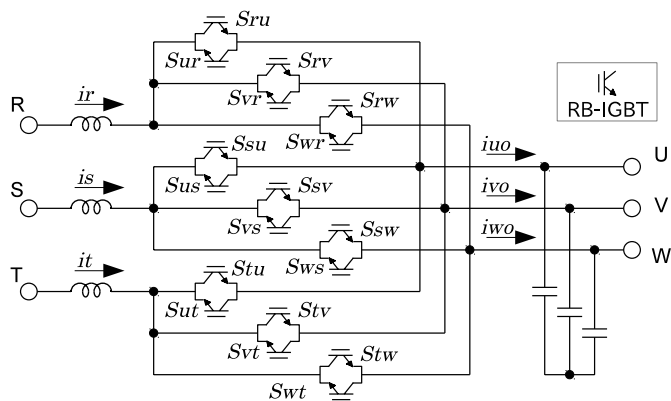


図 91. AC インダクタとマトリクスコンバータを組み合わせた回路
(等価回路 2)

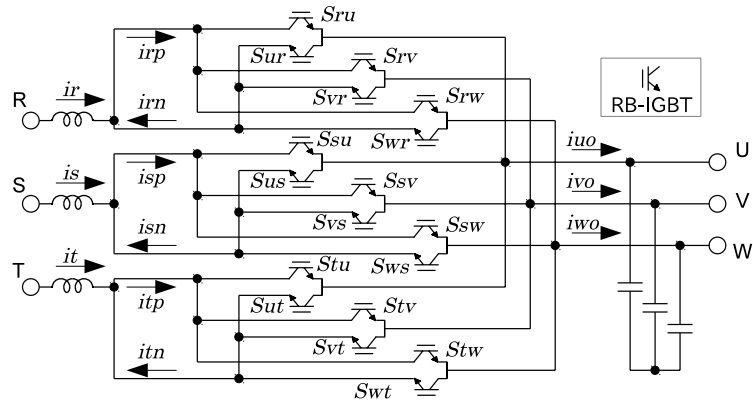


図 92. AC インダクタとマトリクスコンバータを組み合わせた回路
(等価回路 3)

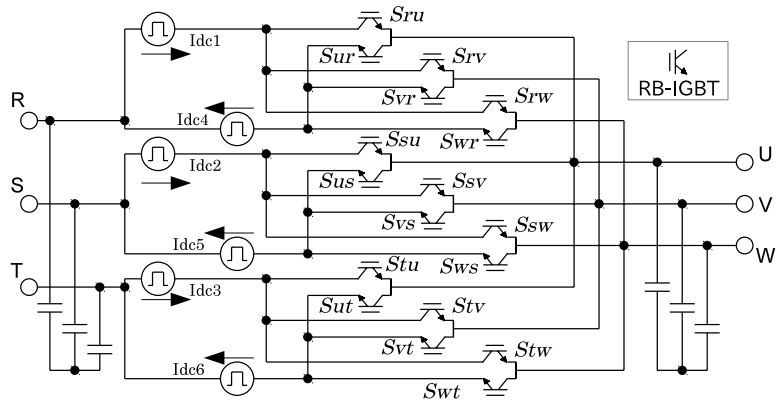


図 93. 提案回路の等価回路

5.3 提案回路の変換動作

提案する回路の電力変換動作について検討を行う．一般的な 3 相入力 3 相出力の AC-AC 電流形電力変換装置の回路を図 94 に示す． S_{rp} , S_{sp} , S_{tp} , S_{rn} , S_{sn} , S_{tn} のスイッチ素子から構成されるコンバータブリッジは，直流電流 idc をスイッチングして入力電流 ir , is , it へ変換する． S_{up} , S_{vp} , S_{wp} , S_{un} , S_{vn} , S_{wn} で構成されるインバータブリッジは直流電流 idc をスイッチングして出力電流 iu , iv , iw へ変換する．

コンバータ部のスイッチと入力電流，直流電流との関係は以下の式となる．

$$\begin{bmatrix} ir \\ is \\ it \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{rn} \\ S_{sp} & S_{sn} \\ S_{tp} & S_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} idc \\ -idc \end{bmatrix} \quad (52)$$

インバータ部のスイッチと出力電流，直流電流との関係は以下の式のようになる．

$$\begin{bmatrix} iu \\ iv \\ iw \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{un} & S_{up} \\ S_{vn} & S_{vp} \\ S_{wn} & S_{wp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} idc \\ -idc \end{bmatrix} \quad (53)$$

図 89 の提案回路で，DCL1 を流れる電流を idc ，DCL2 を流れる電流を $-idc$ とすると，(52)式に対応する式は以下の様になる．

$$\begin{bmatrix} ir \\ is \\ it \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ru} + S_{rv} + S_{rw} & S_{ur} + S_{vr} + S_{wr} \\ S_{su} + S_{sv} + S_{sw} & S_{us} + S_{vs} + S_{ws} \\ S_{tu} + S_{tv} + S_{tw} & S_{ut} + S_{vt} + S_{wt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} idc \\ -idc \end{bmatrix} \quad (54)$$

(53)式に対応する式は以下のようなになる.

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ru} + S_{su} + S_{tu} & S_{ru} + S_{su} + S_{tu} \\ S_{rv} + S_{sv} + S_{tv} & S_{rv} + S_{sv} + S_{tv} \\ S_{rw} + S_{sw} + S_{tw} & S_{rw} + S_{sw} + S_{tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ -i_{dc} \end{bmatrix} \quad (55)$$

ここで(54)式と(55)式の 3×3 行列内の和で構成されている成分が取る値は 0 または 1 となるよう, 各スイッチが取りうる状態は制限されるものとする. 例えば(54)式の $S_{ru} + S_{rv} + S_{rw}$ は, S_{ru} , S_{rv} , S_{rw} のうち全てが 0 か 1 つだけが 1 になるよう制限されるものとする.

次に(52)式と(54)式の成分の比較から

$$\begin{aligned} S_{rp} &= S_{ru} + S_{rv} + S_{rw}, & S_{rn} &= S_{ru} + S_{rv} + S_{rw}, \\ S_{sp} &= S_{su} + S_{sv} + S_{sw}, & S_{sn} &= S_{su} + S_{sv} + S_{sw}, \\ S_{tp} &= S_{tu} + S_{tv} + S_{tw}, & S_{tn} &= S_{tu} + S_{tv} + S_{tw} \end{aligned} \quad (56)$$

(53)式と(55)式の成分の比較から

$$\begin{aligned} S_{un} &= S_{ru} + S_{su} + S_{tu}, & S_{up} &= S_{ru} + S_{su} + S_{tu}, \\ S_{vn} &= S_{rv} + S_{sv} + S_{tv}, & S_{vp} &= S_{rv} + S_{sv} + S_{tv}, \\ S_{wn} &= S_{rw} + S_{sw} + S_{tw}, & S_{wp} &= S_{rw} + S_{sw} + S_{tw} \end{aligned} \quad (57)$$

という関係が導ける. これらの関係から図 89 の回路が持つスイッチと図 94 の回路が持つスイッチのオン・オフ状態の関係は以下のように導ける.

$$\begin{bmatrix} S_{ru} & S_{rv} & S_{rw} \\ S_{su} & S_{sv} & S_{sw} \\ S_{tu} & S_{tv} & S_{tw} \\ S_{ru} & S_{rv} & S_{rw} \\ S_{su} & S_{sv} & S_{sw} \\ S_{tu} & S_{tv} & S_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{rp} & 0 \\ S_{sp} & 0 \\ S_{tp} & 0 \\ 0 & S_{rn} \\ 0 & S_{sn} \\ 0 & S_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{un} & S_{vn} & S_{wn} \\ S_{up} & S_{vp} & S_{wp} \end{bmatrix} \quad (58)$$

従って、一般的な AC-AC 電流形電力変換装置のコンバータスイッチ駆動信号とインバータスイッチ駆動信号から(58)式を用いて、図 89 の提案回路のスイッチ駆動信号を合成できる。また、以上のことから、本提案回路は一般的な AC-AC 電流形電力変換装置と同じ双方向の昇降圧変換も可能であることが分かる。図 89 の提案回路は、図 94 の回路に比べて、電源から負荷に流れて電源へ戻る電流経路上のスイッチ素子数を 4 個から 2 個へ半減できるので、図 94 の回路に比べて導通ロスを半減できる。

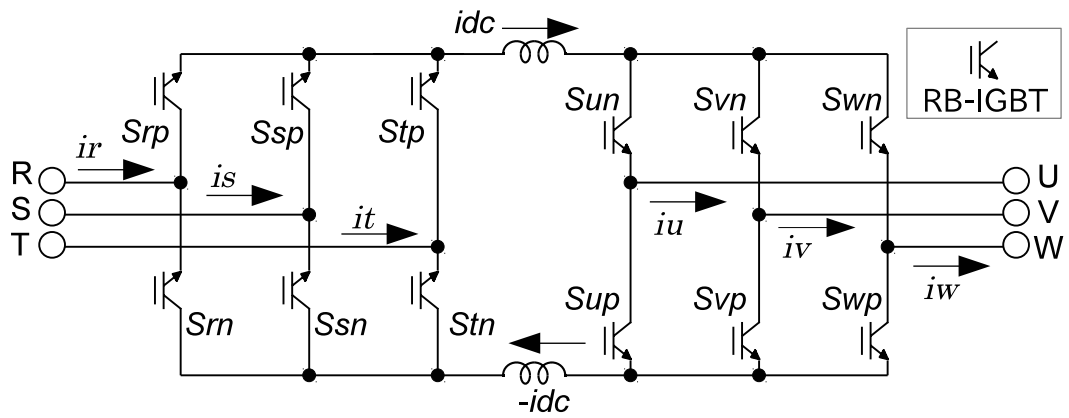


図 94. AC-AC 電流形変換回路

5.4 スイッチング素子の PWM

本提案回路は一般的な AC-AC 電流形電力変換装置と同じ変換動作を行うことができるので、制御方法および変調方式も、従来使用されていたものを利用できると考えられる。しかし、図 94 のような構成の回路では、コンバータ部とインバータ部は完全に独立した回路であり、コンバータ部で母線電流の制御を行い、インバータ部で出力電流位相の制御を行い、それぞれ個別にスイッチングを行うことができるが、このコンバータ部とインバータ部の PWM パルス信号を、そのまま本提案回路で使用すると、コンバータとインバータのスイッチングタイミングによっては、半導体スイッチの応答時間よりも、非常に短いスイッチのオン・オフ状態が発生するので、電圧電流の歪みやサージによる半導体スイッチの保護の点から望ましくない。本節では本提案回路に適した変調方式について説明する。

5.4.1 $\Delta \Sigma$ 変調を用いたコンバータ動作の PWM

コンバータには一定の周波数・一定電圧の電源が入力されて変換動作を行うので、コンバータ部の変調方式はインバータ部に比べて若干分解能が低い方式を使用できると考えられる。そこで、本提案回路ではコンバータ動作の変調方式として、スイッチングタイミングを一定のクロックに同期できる $\Delta \Sigma$ 変調方式[18]を使用することを検討した。

コンバータ動作の変調は図 95 に示すような、入力電流の空間ベクトルを利用して行う。入力電流ベクトルは直流母線の電流値 i_{dc} と同じ長さの 6 つの有効電流ベクトル I_{RT} , I_{ST} , I_{SR} , I_{TR} , I_{TS} , I_{RS} と、長さ零の 3 つの零電流ベクトル I_{RR} , I_{SS} , I_{TT} で構成される。6 つの有効電流ベクトルは、その方向から図 95 に示すように I_a ベクトルと I_b ベクトルに分類する。

コントローラでコンバータ部の入力電流指令ベクトルの角度と長さ (θ_{in} , I_{in_r}) を決定し、入力電流指令に隣接する I_a 成分 I_{aref} と I_b 成分 I_{bref} を演算する。 I_{aref} , I_{bref} は図 96 に示すようなブロックで 1 次 $\Delta \Sigma$ 変調を行う。

コンバータ部は、 I_a ベクトルと I_b ベクトル、零電流ベクトルの中から一つのベクトルを選択して出力するため、まず、図 96 の 2 つの Quantizer によって有効電流ベクトルか零電流ベクトルを出力するか決定する。Quantizer は入力値が閾値以上であれば 1 閾値未満であれば 0 を出力する。Comparator は、それぞ

れの量子化器へ入力される値を比較して、値の大きい方へ1、値の小さい方へ0を出力する。つまり $Q_a \geq Q_b$ ならば $S_a=1$, $S_b=0$ を出力し, $Q_a < Q_b$ ならば $S_a=0$, $S_b=1$ を出力する。Quantizer の出力と S_a , S_b は積算され0または1の値を取る I_{aout} , I_{bout} 信号が得られる。 $I_{aout}=0$, $I_{bout}=0$ の場合にコンバータは零電流ベクトルを出力し, $I_{aout}=1$, $I_{bout}=0$ の場合に電流指令ベクトルに隣接する I_a ベクトルを出力し, $I_{aout}=0$, $I_{bout}=1$ の場合に電流指令ベクトルに隣接する I_b ベクトルを出力する。

$\Delta \Sigma$ 変調器の遅延素子はクロックに同期して動作するので、出力される電流ベクトルもクロックに同期して変化する。このクロックをインバータ部のスイッチングを避けて変化するように設定すれば、半導体スイッチの応答時間よりも、非常に短いスイッチのオン・オフ状態の発生を防ぐことができる。

5.4.2 インバータ動作の PWM

インバータ動作の変調としては、出力電流指令と三角波キャリアとを比較してスイッチの PWM パルスが発生する方式を利用する。PWM パルス信号は交流側の相電流指令の差分値である(59)式に示すような線間電流指令 i_{uw}^* , i_{vu}^* , i_{wv}^* とキャリアを図 97 のように比較して PWM パルス信号 Sup , Svp , Swp , Sun , Svn , Swn を作る。

$$\left. \begin{aligned} i_{uw}^* &= \frac{1}{3}(i_u^* - i_w^*) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ i_{vu}^* &= \frac{1}{3}(i_v^* - i_u^*) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) \\ i_{wv}^* &= \frac{1}{3}(i_w^* - i_v^*) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I \cdot \cos\left(\theta - \frac{3\pi}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (59)$$

$\Delta \Sigma$ 変調のクロックは、図 97 のように三角波キャリア波形の最上点・最下点に同期したクロックとする。このようにするとインバータ動作のキャリア波形の最上点・最下点に同期してコンバータ動作のスイッチ状態が変更され、コンバータ動作のスイッチングが発生する。キャリア波形の最上点・最下点付近は通常インバータ動作では零電流ベクトルが出力されているので、コンバータ動作のスイッチングがインバータ動作のスイッチングと重なることはない。

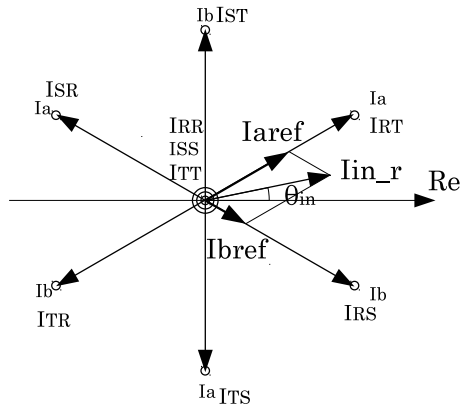


図 95. 電流形コンバータの空間ベクトル図

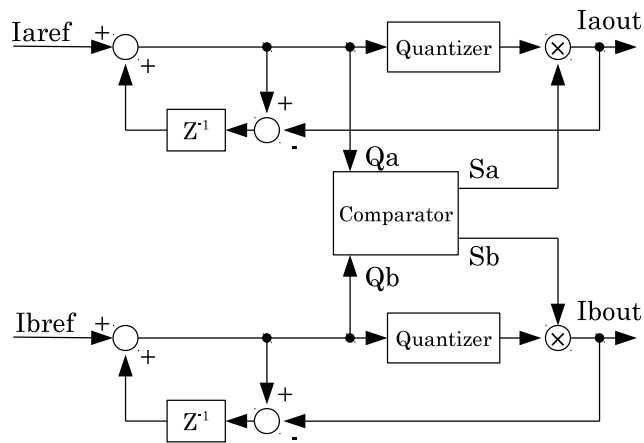


図 96. $\Delta \Sigma$ 変調器

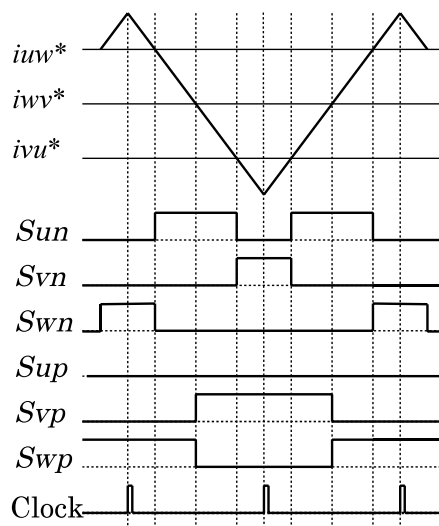


図 97. インバータパルスとクロックの例

5.5 提案回路のシミュレーション

提案回路のシミュレーションについて以下に説明する。

5.5.1 シミュレーション回路の構成

本提案回路のシミュレーションによる確認は、200V、4極、1.5kW の誘導電動機単体を正回転と逆回転との間で加減速運転する四象限運転で行う。負荷電動機は加速および一定速度時は電源から負荷へ電力が供給される力行運転となり、減速時は負荷電動機が発電した電力を電源へ戻す回生運転となるので、この結果によって提案回路が双方向に電力変換を行なうこと、また電源電圧と負荷電圧を比較して昇降圧変換ができることを確認する。

シミュレーションの制御ブロックは、まず図 97 に示すコントローラで電動機速度と結合インダクタの巻線電流の和を制御し、出力電流指令ベクトルと入力電流指令ベクトルを演算する。次に、図 98 の PWM パルス発生器にて、出力電流指令ベクトルから出力電流の正弦波指令を発生しキャリア比較によってインバータ動作のスイッチ駆動信号を発生する。シミュレーション条件を表 3 に示す。

5.5.2 シミュレーション結果

シミュレーション結果を図 100 に示す。誘導電動機を $\pm 1800\text{min}^{-1}$ の範囲で図 100 (a)に示すように加減速した場合、UV 線間電圧の振幅は図 100 (b)のように加速時と減速時共に零電圧から $\pm 400\text{V}$ (約 280Vrms) 程度まで変化し、電源電圧 200Vrms からの降圧動作と昇圧動作ができていることを確認できる。

図 100 (d) は電源の出力電力を演算した結果で、加速と一定速時に正の値の力行運転状態となり、減速時には負の値を取り回生運転状態となって、双方向の電力変換と運転中の電力変換方向切り替えができていることが確認できる。結合インダクタ DCL1 の巻線電流 I_{dc1} , I_{dc2} , I_{dc3} は、図 100 (e)に示すように、コンバータのスイッチング動作によるパルス電流が流れ、その和の演算結果 $I_{dc1}+I_{dc2}+I_{dc3}$ は概ね直流電流となることが確認できる。図 100 (f)は図 100 (e)の一部を拡大した波形である。結果から電流は一つの巻線のみ流れることが確認できる。結合インダクタ DCL2 の巻線電流 I_{dc4} , I_{dc5} , I_{dc6} も、図 100 (g)に示すように、コンバータのスイッチング動作によるパルス電流が流れ、

その和の演算結果 $I_{dc4}+I_{dc5}+I_{dc6}$ は概ね直流電流となることが確認できる. 図 100 (h)は図 100 (g)の一部を拡大した波形である. これも電流は一つの巻線のみ
に流れることが確認できる. シミュレーションにより提案回路は四象限運転が
可能であり, 双方向のスムーズな昇降圧変換と力行・回生の切り替えができる
ことが確認できた.

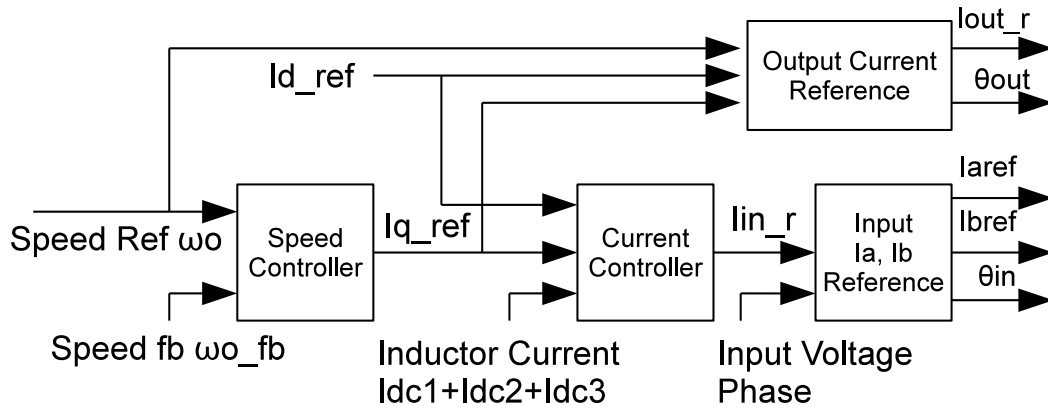


図 98. シミュレーションの制御ブロック

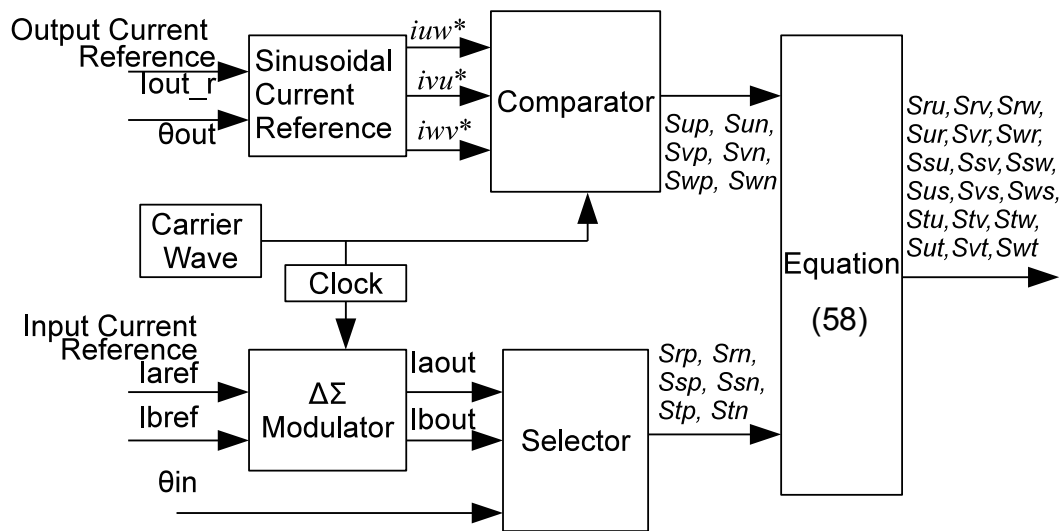
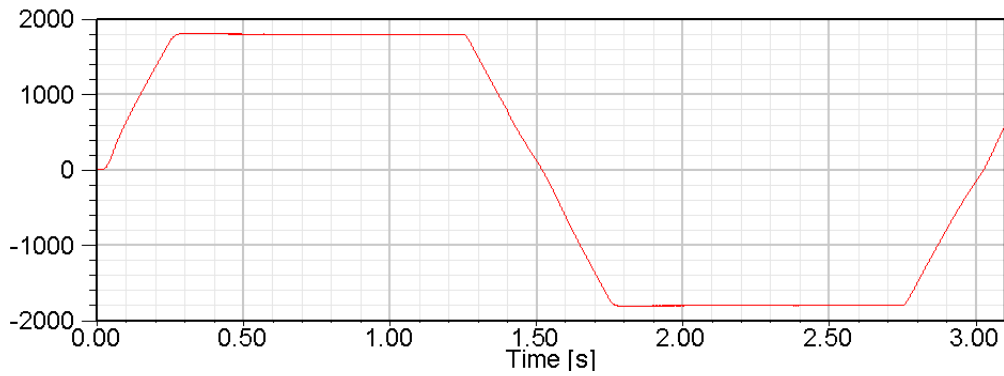


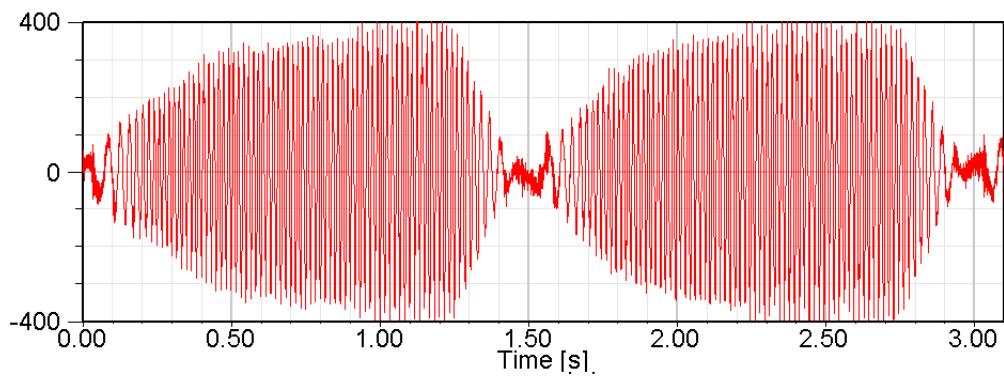
図 99. シミュレーションの PWM 発生ブロック

表 3. シミュレーションの条件

入力電源 電圧/周波数	200Vrms / 50Hz
結合インダクタのインダクタンス値	3mH
結合インダクタの結合度	0.99
出力キャパシタ容量	25 μ F
キャリア周波数	20kHz
$\Delta \Sigma$ 変調のクロック周期	25 μ s

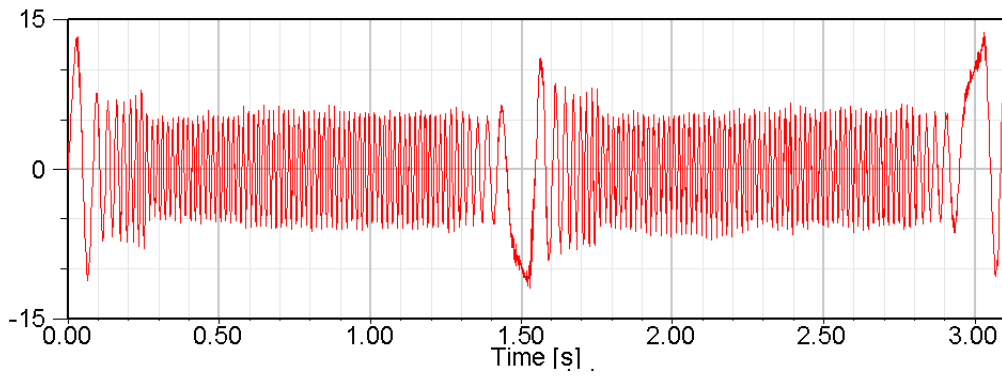


(a) モータ速度 [min^{-1}]

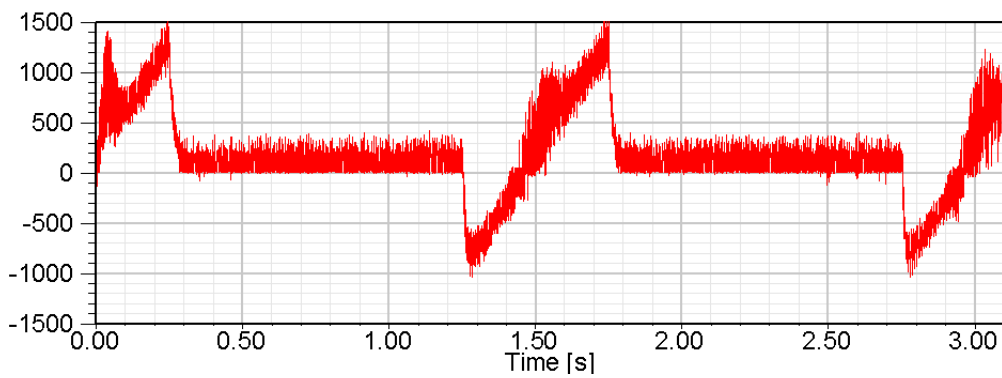


(b) U-V 線間電圧 [V]

図 100. シミュレーション結果(1)

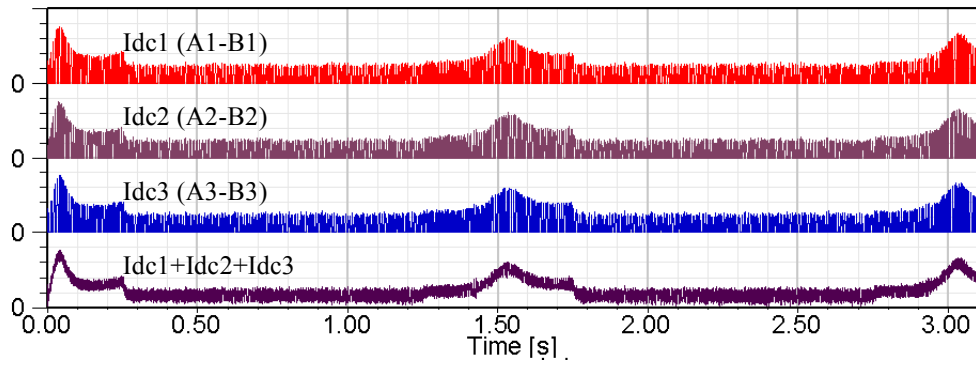


(c) U 相電流 [A]

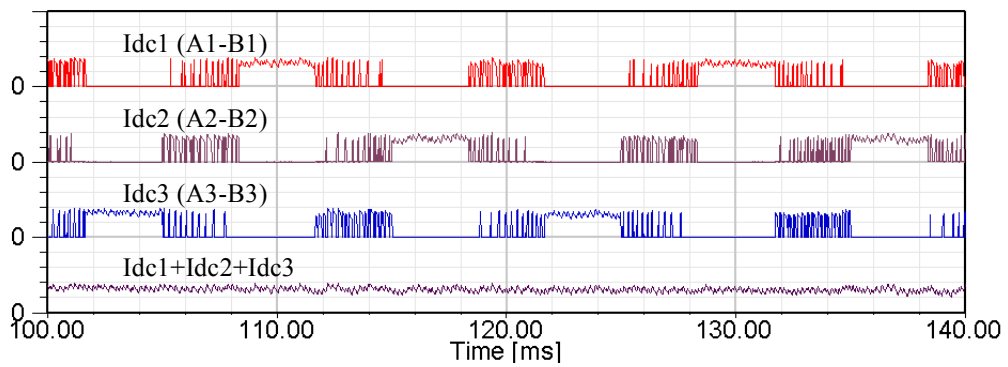


(d) AC 電源電力[W]

図 100. シミュレーション結果(2)

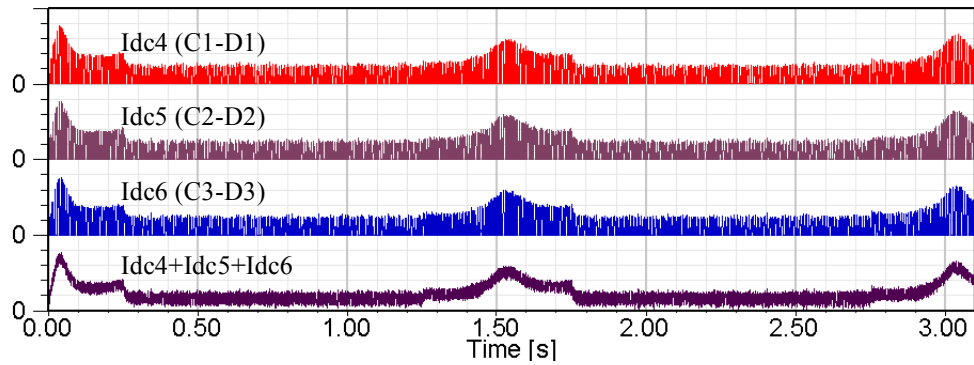


(e) DCL1 巻線電流[5A/div]

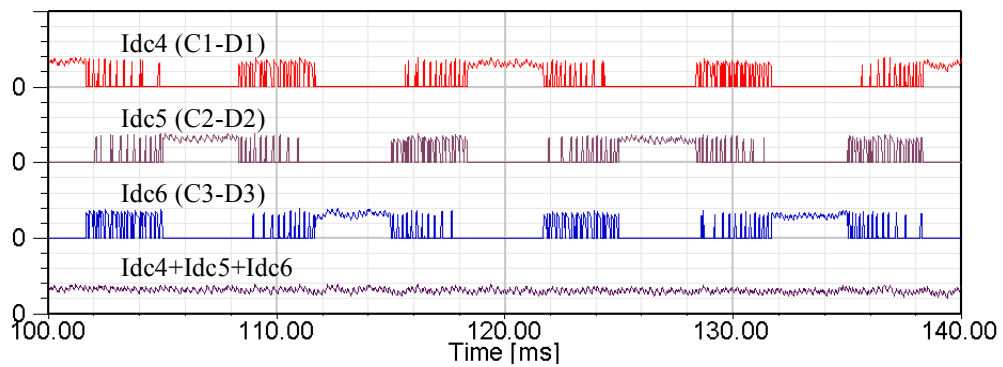


(f) DCL1 巻線電流の拡大[5A/div]

図 100. シミュレーション結果(3)



(g) DCL2 巻線電流 [5A/div]



(h) DCL2 巻線電流の拡大 [5A/div]

図 100. シミュレーション結果(4)

5.6 提案回路の試験

提案回路の試験について以下に説明する。

5.6.1 試験回路の構成

試験装置の構成を図 101 に示す。試験装置の片方向スイッチは MOSFET (IPW65R080CDF) とダイオード (60APU06PBF) を直列接続したものを使用して製作した。結合インダクタ巻線のサージ電圧は、図 101 に示す電圧クランプスナバ回路を利用して抑制した。試験に使用した結合インダクタは、試作品でインダクタンス値 0.3mH、バイファイラ巻を用い結合度は 0.99 を超える。巻線電流 $I_{dc1}+I_{dc2}+I_{dc3}$ は一つの DCCT を用いて測定し、入力の R-T 間電圧と S-R 間電圧、出力の U-W 間電圧と V-U 間電圧を測定する電圧検出器を設けた。制御回路は DSP (TMS320F28335) を使用して、コンバータ側の $\Delta \Sigma$ 変調パルスとインバータ側のキャリア比較 PWM パルスを発生している、スイッチ駆動信号の合成およびオーバーラップタイム期間の追加は FPGA (EP3C40Q240C8N) で行っている。負荷は 200V、4 極、3.7kW 誘導電動機単体を用いており、試験条件を表 4 に示す。

図 102 に示す試験装置の制御回路では、出力電圧と結合インダクタの巻線電流 $I_{dc1}+I_{dc2}+I_{dc3}$ をフィードバック制御する。負荷の誘導電動機には速度検出器が無いので、試験では誘導電動機を V/f 制御で駆動した。速度指令から出力電圧指令を V/f パターンから求め、測定した線間電圧から出力電圧の実効値を演算した電圧フィードバック値との差分を電圧制御器 (PI 制御器) へ入力して、直流電流指令を作る。次に、直流電流指令と巻線電流の電流フィードバック値の差分を電流制御器 (PI 制御器) へ入力し I_{in_r} を作る。シミュレーションと同様に線間電流指令は零電流ベクトルのパルス幅を確保するため三倍調波を重畳した。

5.6.2 試験結果

試験は入力電源の側の ACL とキャパシタ Cr, Cs, Ct で構成されたフィルタの共振がひどく入力電源電圧を上げることが難しいため、まずは入力相電圧の振幅を 10V 程度に低く設定して動作を確認した。また、出力電圧フィードバック制御も入力電圧・電流の共振を増加させるため、出力電圧フィードバック制御

を無効として、巻線電流のフィードバック制御のみの状態で試験を行った。

図 103 は誘導電動機を 20Hz で駆動した場合の、入力 R 相電圧、出力 U 相電圧、出力 U 相電流、DCL2 の電流 $I_{dc6}(C3-D3)$ の波形を示す。入力 R 相電圧は振幅 10V 程度で、出力 U 相電圧の振幅は 25V 程度となっており、昇圧動作ができていることが確認できた。DCL2 の電流 $I_{dc6}(C3-D3)$ はシミュレーション結果と同様の波形となることも確認できた。直流電流制御の電流指令値は 5A としていたが、 $I_{dc6}(C3-D3)$ の最大値は 5A 以下となっているので、この状態では入力電圧が低すぎて電流制御が飽和し電流が指令通り流れていない。また、U 相出力電圧と U 相出力電流は共に正弦波になることも確認できた。

図 104 は誘導電動機を 20Hz の運転から減速を開始した場合の、入力 R 相電圧、入力 R 相電流、出力 U 相電圧、DCL2 の巻線 C3-D3 の電流 $I_{dc6}(C3-D3)$ の波形を示す。 $I_{dc6}(C3-D3)$ の電流値が途中から変わっているが、これは減速を開始すると負荷からの回生エネルギーによって直流電流制御の飽和が解除され直流電流を指令値通りに流すことができるようになるためである。従って、負荷からの回生は図 104 の $I_{dc6}(C3-D3)$ の電流が増える時点で始まっている。減速の前では R 相電圧と R 相電流の位相が同じで、電源から負荷へ電力を供給する力行動作を行なっている、減速が始まると R 相電流の位相が R 相電圧の位相とずれて、位相が 180° ずれた時点で、力率が -1 で負荷から電源へ電力を戻す電源への回生動作を行なっている。この結果から運転中に力行・回生動作の切り替えができていることが確認できた。

図 105 は誘導電動機を 20Hz の運転から減速と再加速を行った場合の、入力 R 相電圧、入力 R 相電流、出力 U 相電圧、DCL2 の電流 $I_{dc6}(C3-D3)$ の波形を示す。U 相出力電圧の振幅は約 25V から 0V まで変化しており、運転中に入力電源電圧からの昇圧動作と降圧動作のスムーズな切り替えができていることが確認できた。

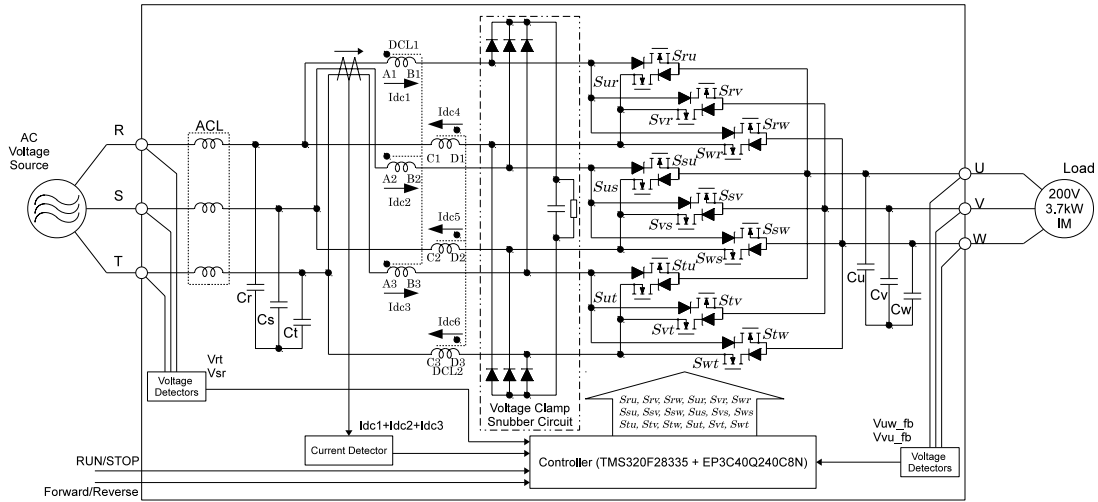


図 101. 試験回路のブロック図

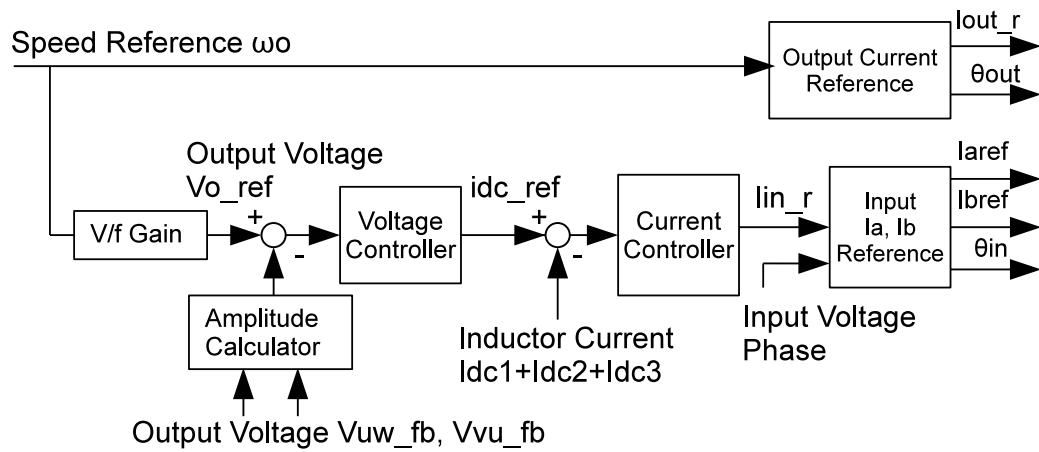


図 102. 制御ブロック図

表 4. 試験の条件

入力電源 電圧／周波数	10Vop / 60Hz
ACL のインダクタンス値	0.7mH
入力キャパシタ容量	24 μ F
結合インダクタのインダクタンス値	0.3mH
結合インダクタの結合度	0.99
出力キャパシタ容量	4.7 μ F
キャリア周波数	80kHz
$\Delta \Sigma$ 変調のクロック周期	6.25 μ s

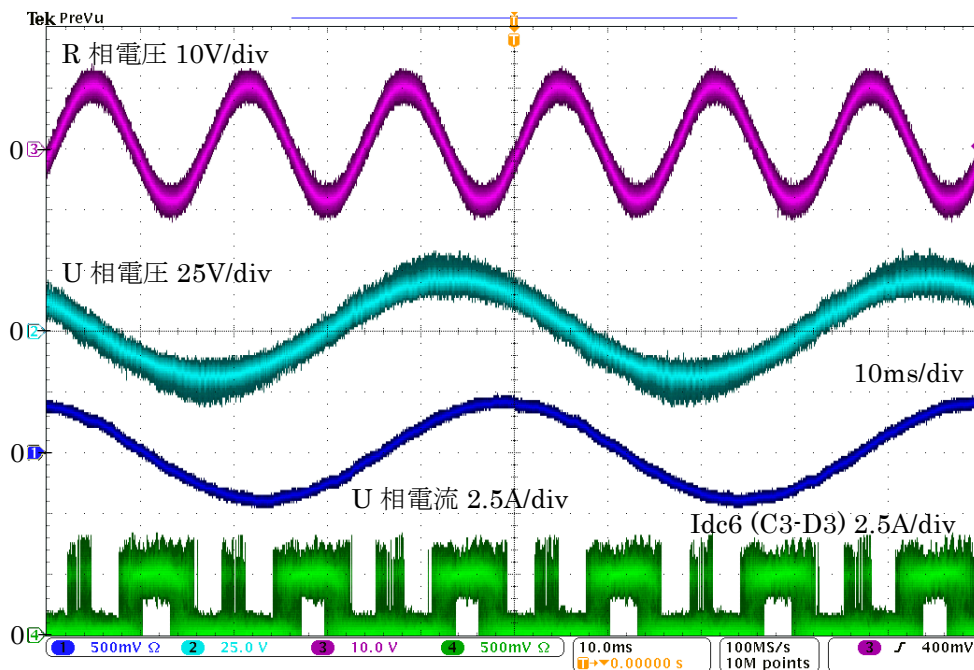


図 103. 試験結果波形 1

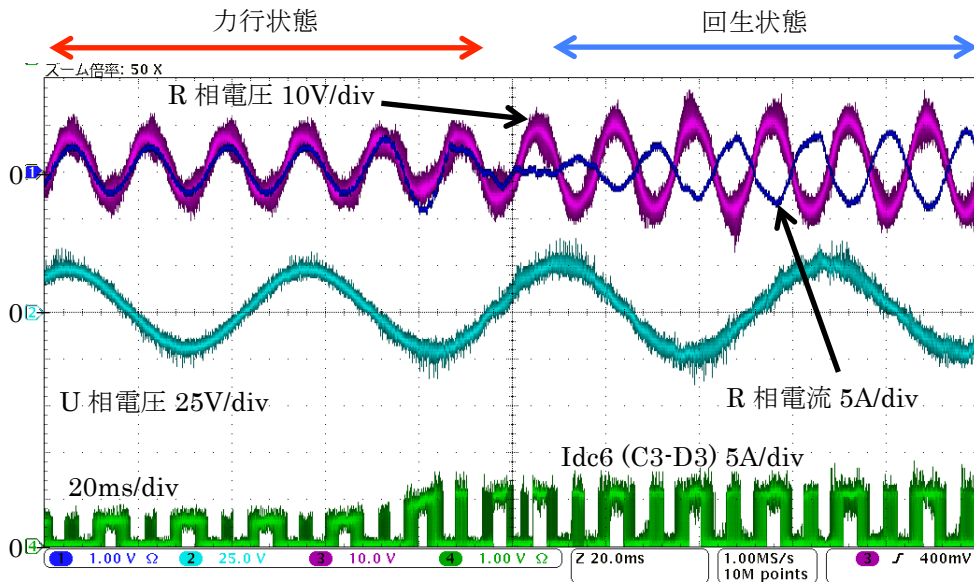


図 104. 試験結果波形 2

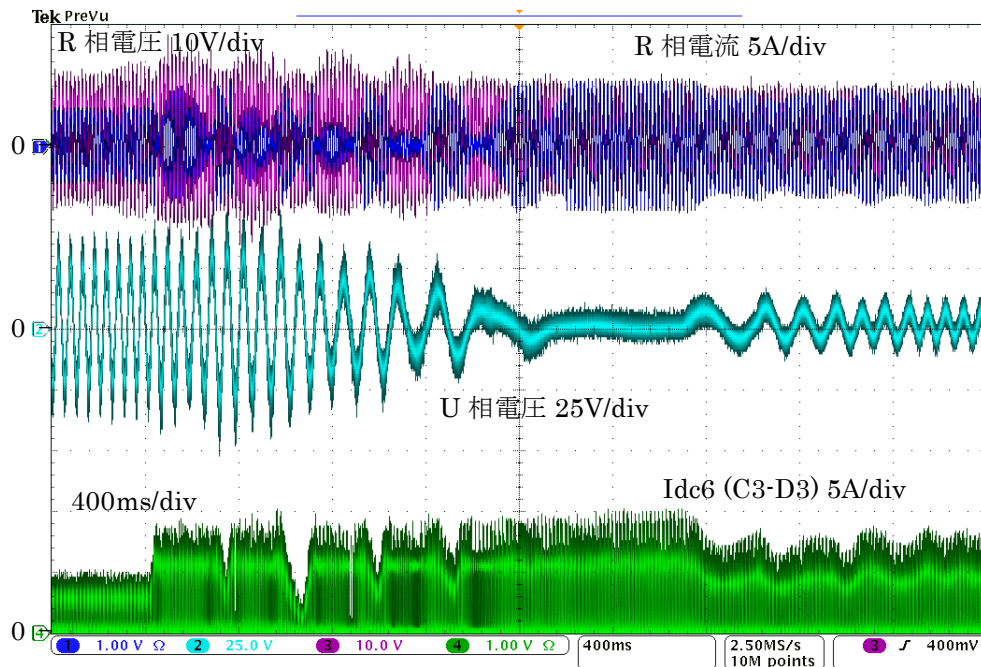


図 105. 試験結果波形 3

5.7 結言

本章では、結合インダクタとマトリクスコンバータ回路および電流形の電力変換方法を用いて、運転動作中に双方向に昇圧・降圧変換を行い、更に電力変換方向を切り替えることができる新しい直接方式の AC-AC 電流形電力変換装置を提案し、提案する回路の導出と動作について解説した。提案する回路を使った誘導電動機単体の四象限運転のシミュレーションを行い、昇圧動作と降圧動作の切り替えと電力変換方向の切り替え動作が運転中にできることを確認した。さらに、実機試験では運転中の昇圧動作・降圧動作切り替えおよび力行・回生の電力変換の切り替えができることも確認し、提案回路が従来できなかった昇圧動作と降圧動作のスムーズな切り替えと電力変換方向の切り替え動作が運転中にできることを確認でき、その有効性を明らかにできた。

第6章 結論

本研究では、再生可能エネルギーの利用において求められている、高効率で、低ノイズで環境にやさしく、多種の電源へ対応できる変換装置として、結合インダクタとマトリクスコンバータ回路および電流形の電力変換方法を用いて、双方向に昇圧・降圧変換を行い、更に電力変換方向を切り替えることができる新しい直接方式の電流形電力変換装置を提案した。そして、提案する回路方式、動作に焦点をあてて解説し、シミュレーションおよび実機試験で動作の確認を行い、その有効性を明らかにした。以下に、双方向に昇降圧変換可能な結合インダクタを用いた直接方式電力変換装置に関する研究の成果についてまとめる。

1. 結合インダクタ巻線間の電流転流における電流の転流速度について解析を行い、転流速度は結合度 k に大きく依存すること、転流速度の高速化には転流後の巻線電圧 V_L の設定が重要であること、結合度 k を 1 に近づける必要があることが明らかになった。また、結合インダクタの巻線電流の転流前後の値について解析を行い、転流前後の電流値をほぼ同じにするには、結合度 k を 1 に近づけ V_L/V_{snb} をほぼ零にする必要があることが明らかになった。これらの結果から、結合度 k が 1 に近い結合インダクタは巻線電流の反転に利用可能であることが明らかになった。
2. 結合インダクタとマトリクスコンバータ回路および電流形の電力変換方法を用いて、双方向に昇圧・降圧変換を行い、更に運転動作中に電力変換方向を瞬時に切り替えることができる新しい直接方式の DC-AC 電流形電力変換装置を提案し、その動作について解説した。提案する新しい回路はバッテリーの充放電に高速な応答が必要とされるような電力平準化装置のみでなく、昇圧動作と降圧動作および力行・回生動作の高速な切り替えが必要とされるモータ駆動へも十分適用することができるので、提案する回路を使った誘導電動機単体の四象限運転のシミュレーションと実機試験で、その動作確認を行った。シミュレーションおよび実機試験の結果は、どちらも変換装置が双方向の昇降圧変換と電力変換方向を運転中に切り替える

動作ができることを確認できた。さらに、実機試験では電力変換方向を数マイクロ秒程度で切り替えることができていたことも確認し、提案回路は従来できなかった運転中の電力変換方向切り替えが高速にできることが確認でき、その有効性を明らかにできた。

3. 結合インダクタとマトリクスコンバータ回路および電流形の電力変換方法を用いて、運転動作中に双方向に昇圧・降圧変換を行い、更に電力変換方向を切り替えることができる新しい直接方式の AC-AC 電流形電力変換装置を提案し、提案する回路の導出と動作について解説した。提案する回路を使った誘導電動機単体の四象限運転のシミュレーションを行い、昇圧動作と降圧動作の切り替えと電力変換方向の切り替え動作が運転中にできることを確認した。さらに、実機試験では運転中の昇圧動作・降圧動作切り替えおよび力行・回生の電力変換の切り替えができることも確認し、提案回路が従来できなかった昇圧動作と降圧動作のスムーズな切り替えと電力変換方向の切り替え動作が運転中にできることを確認でき、その有効性を明らかにできた。

本研究で提案した、結合インダクタを用いた直接方式の電流形電力変換装置は、コンバータ+インバータの組み合わせによる同機能の変換装置に比べ、電流経路で直列接続されるスイッチ素子数が半減できるので道通損失が低減でき高効率であり、また、電流形の変換動作により漏れ電流も少なく低ノイズであると考えられる。更に運転中に昇圧動作・降圧動作および力行・回生の電力変換の切り替えを行うことができ、それはバッテリーの充放電に高速な応答が必要とされるような電力平準化装置のみでなく、昇圧動作と降圧動作および力行・回生動作の高速な切り替えが必要とされるモータ駆動へ適用することができるレベルであり、多種の電源へ対応が可能であることが明らかにできた。今後の課題としては、スイッチングの高キャリア化による結合インダクタの小形化があげられる。スイッチング素子は、SiC や GaN などの半導体の進歩に伴い高キャリア化が可能になると予想されるので、その利用技術の向上と共に、結合インダクタの小形化も進むと考えられる。

今後、高周波ノイズ・電源高調波低減のニーズに対応できる正弦波入出力インバータの研究・開発が更に活性化すると考えられるので、正弦波入出力インバータの実現手段の一つである電流形電力変換装置の研究に筆者の研究成果がその一助となれば幸いである。

謝辞

本研究の遂行および本論文の作成にあたり、終始ご厚情をもってご指導頂いた、九州大学大学院システム情報科学研究院電気システム工学部門 庄山正仁教授に心から感謝の意を表します。

また、本論文を閲覧して頂き有益なご助言を頂いた九州大学大学院システム情報科学研究院電気システム工学部門 村田純一教授および岩熊成卓教授に謹んで感謝の意を表します。

本研究の遂行にあたり、日頃より有益な助言を頂いた、株式会社安川電機 久米常夫様、石井佐田夫様、原英則様、開発研究所エネルギー変換グループの諸氏に感謝の意を表します。

また、九州大学大学院博士後期課程の進学にご理解を頂き、機会を与えてくださった、株式会社安川電機 沢俊裕 取締役、野田幸之輔 開発研究所所長、園田澄利 技術企画グループ長、筒井幸雄 エネルギー変換技術グループ長に深く感謝いたします。

最後に私事ながら、研究活動に理解と協力を頂いた家族に感謝します。

参考文献

- [1] YASKAWA NEWS No.298, 2012.
- [2] YASKAWA NEWS No.302, 2013.
- [3] JEMA 資料「伸びゆくインバータ」2013年版パンフレット
- [4] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi: "A new neutral-point-clamped PWM inverter", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 17, pp. 518-523, Sept./Oct. 1981.
- [5] M. Venturini: "A new sine wave in sine wave out conversion technique which eliminates reactive elements", Powercon 7, pp.E3-1-E3-15, 1980.
- [6] M. Venturini, A. Alesina: "The Generalized Transformer: "A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable input Power Factor", PESC 80, 242, 1980.
- [7] L. Huber and D. Borojovic: "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction", IEEE Trans. Ind Applicat., vol. IA-31, No.6, pp.1234-1246, Nov. 1995.
- [8] J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi, E. Yamada: "Displacement angle control for matrix converter", PESC1997, pp.1033-1039, 1997.
- [9] S. Ishii, E. Yamamoto, H. Hara, E. Watanabe, AM Hava, X. Xia: "A vector controlled high performance matrix converter - induction motor drive", IPEC-Tokyo2000 , pp.235- 240, 2000.
- [10] JK Kang, H. Hara, E. Yamamoto, E. Watanabe, AM Hava, T. Kume: "The matrix converter drive performance under abnormal input voltage conditions", PESC2001, pp.1089-1095 vol.2, 2001.
- [11] JK Kang, H. Hara, E. Yamamoto, E. Watanabe: "Analysis and evaluation of Bi-Directional power switch losses for matrix converter drive", IAS2002, pp.438-443 vol.1, 2002.
- [12] E. Yamamoto, H. Hara, T. Uchino, M. Kawaji, T. Kume, JK Kang, H.-P Kurg: "Development of MCs and Its Applications in Industry", Industrial Electronics Magazine, IEEE, March 2011, pp.4-12 vol.5, 2011.

-
- [13] H. Shimada, M. Saitou, T. Takeshita, N. Matsui: "Switching characteristics of a single to three-phase matrix converter", JIASC 2003, 1-125, 2003 (in Japanese).
- [14] M. Saitou: "A three-to single-phase matrix converter with a power decoupling reactor", JIAS2008, 1-O5-4, 2008 (in Japanese).
- [15] H. Takahashi, R. Hisamachi, H. Haga: "High power factor control for current-source type single-phase to three-phase matrix converter", ECCE2009, pp.3071-3076, 2009.
- [16] S. Ishii, H. Hara, T. Higuchi, T. Kawachi, K. Yamanaka, N. Koga, T. Kume, JK Kang: "Bidirectional DC-AC Conversion Topology Using Matrix Converter Technique", IPEC2010, 24B2-1, 2010.
- [17] T. Yoshida, H. Haga, S. Kondo: "Three-phase to three-phase direct power converter with buck-boost ability", 2011 National Convention Record, IEE Japan, 4-021, 2011 (in Japanese).
- [18] A. Hirota, B. Saha, S-P Mun, M. Nakaoka: "An Advanced Simple Configuration Delta-Sigma Modulation Three-Phase Inverter Implementing Space Voltage Vector Approach", PESC2007, pp.453-457, 2007.
- [19] Yamanaka, K., Hava, A.M., Kirino, H., Tanaka, Y., Koga, N., Kume, T.: "A novel neutral point potential stabilization technique using the information of output current polarities and voltage vector", IEEE Trans. on IA, 2002, Vol. 38, Issue: 6, pp.1572-1580, 2002.
- [20] Velaerts, B., Mathys, P., Tatakis, E., Bingen, G.: "A novel approach to the generation and optimization of three-level PWM wave forms for induction motor inverters", PESC '88, pp.1255 - 1262 vol.2, 1988.
- [21] B. Velaerts, P. Mathys, and G. Bingen: "New developments of 3-level PWM strategies", in Proc. EPE'89, pp. 411-416, 1989.
- [22] G.Roy, G.E. April: "Cycloconverter Operation under a New Scalar Control Algorithm", PESC '89, 368, 1989.
- [23] L.Huber and D. Borojevic: "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction", IEEE Trans. IA, vol. IA-31, No.6, pp.1234-1246, Nov. 1995.

-
- [24] J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka, N. Equchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method", T.IEEJapan, Vol. 124-D, No. 5, pp.457-463, 2004.
- [25] H. Hara, E. Yamamoto, K. Yamada, K. Yamanaka, M. Zenke, Jun-Koo Kang, T. Kume: "Common-Mode Voltage Characteristics of Matrix Converter According to PWM Method", T.IEEJapan, Vol. 126-D, No. 12, pp.1652-1659, 2006 (in Japanese).
- [26] M. Chandorkar, D. Divan, and R. Lasseter: "Control techniques for multiple current source GTO converters", IEEE Trans. Industry Applications 31(1), 134–140, 1995.
- [27] G. Joos, G. Moschopoulos, and P. Ziogas: "A high performance current source inverter", IEEE Trans. Power Electronics 8:4, 571–579,1993.
- [28] J. Espinoza, G. Joos: "On-line generation of gating signals for current source converter topologies", ISIE'93, pp. 674-678, 1993.
- [29] T. Takeshita, K. Toyama, N. Matsui: "PWM Scheme for Current Source Three-Phase Inverters and Converters", T.IEEJapan, Vol.116-D, No.1 pp.106-107, 1996 (in Japanese) .
- [30] Y. Takatsuka, K. Yamanaka, H. Hara: "Common-mode voltage suppression method of current source inverter- Applied to the 4-vector method and 5-vector method -", JIASC2012, 4-032, 2012 (in Japanese).
- [31] T. Chin, R. Kurosawa: "The Coupled Reactor Commutating Method and Controlled Current Type Inverter", T.IEEJapan, Vol.96-B, No.8 pp.391-398, 1976 (in Japanese).