

インバータ回路 (DC/AC 変換)

概要

本資料はモータコントロール等におけるインバータ回路について述べたものです。特に PWM 制御について記述しています。また二相変調と三相変調の違い、ドライブ電源回路および素子の損失についても述べています。

目次

概要	1
目次	2
1. インバータとは.....	4
1.1. モータ制御におけるインバータの必要性.....	4
2. インバータの種類、方式	5
3. インバータの種類：電圧型と電流型	6
3.1. 電圧型インバータ.....	6
3.2. 電流型インバータ.....	6
3.3. 市場における電圧型インバータと電流型インバータ.....	6
4. インバータ制御方式.....	7
4.1. 変調方式	7
4.2. 各変調方式の長所・短所	7
4.3. PWM 制御と PAM 制御回路例	8
5. 矩形波駆動（120°通電）と正弦波駆動（180°通電）について.....	9
6. PWM 二相変調と三相変調	11
6.1. PWM 三相変調.....	11
6.2. 二相変調	13
6.2.1. 上下方式.....	13
6.2.2. 下方式	14
7. その他	16
7.1. マルチレベルインバータ	16
7.1.1. 3レベル制御.....	16
7.1.2. 3レベル制御補足.....	17
7.2. ゲートドライブ電源（三相インバータ回路）	18
7.2.1. チャージポンプ回路	18
7.2.2. ブートストラップ回路	19
7.3. 電力損失（三相変調 PWM）.....	20
7.3.1. IGBT 導通損失 P_{cond} の計算	21
7.3.2. FWD 導通損失 P_{F} の計算.....	21
7.3.3. IGBT のターンオン損失 P_{on} 及びターンオフ損失の P_{off} 計算	22
7.3.4. FWD 逆回復通損失の計算.....	22
製品取り扱い上のお願ひ.....	23

目次

図 1.1 インバータの概念.....	4
図 1.2 インバータ Vf 特性.....	4
図 3.1 電圧型インバータ.....	6
図 3.2 電流型インバータ.....	6
図 4.1 インバータ変調方式概要.....	7
図 4.2 PWM、PAM 制御 インバータエアコン回路ブロック例.....	8
図 5.1 三相 PWM インバータ回路.....	9
図 5.2 三相交流と 120°、180°通電理論上の電圧波形.....	10
図 5.3 120°、180°通電理論上の相間電圧波形.....	10
図 6.1 三相 PWM インバータ回路と各相電圧.....	11
図 6.2 PWM 制御信号生成(三角波比較方式).....	12
図 6.3 PWM 制御信号の生成例.....	12
図 6.4 三相インバータ回路.....	13
図 6.5 二相変調相入力電圧信号波形(上下方式).....	13
図 6.6 二相変調相電圧波形(下方式).....	14
図 6.7 三相変調の中性点電圧.....	15
図 6.8 二相変調の中性点電圧.....	15
図 7.1 3レベルインバータ制御.....	17
図 7.2 3レベルインバータの信号生成.....	17
図 7.3 三相インバータのドライバ電源構成.....	18
図 7.4 チャージポンプ回路.....	18
図 7.5 ブートストラップ回路.....	19
図 7.6 三相インバータ回路.....	20
図 7.7 IGBT のスイッチング波形及びインバータの動作.....	20
図 7.8 FWD 逆回復波形.....	22

表目次

表 2.1 インバータの種類.....	5
表 4.1 各変調方式のメリットおよびデメリット.....	7
表 6.1 入力電圧信号.....	13
表 7.1 2レベルおよび3レベルインバータの回路および出力電圧比較.....	16

1. インバータとは

インバータとは、半導体を使った電力変換装置の1つです。直流を交流に変換する装置を DC-AC インバータと言います。一般には、交流を直流に変換する AC-DC コンバータと DC-AC インバータを組み合わせ、任意の周波数と電圧に変換する回路または装置をインバータと呼んでいます。インバータ装置の概念を図 1.1 に示します。

家庭、事務所あるいは工場の電源は、交流(AC)100V/50Hz や 220V/60Hz などて供給されています。電動機(モータ)を効率良く運転するためには最適な周波数や電圧に変換して供給する必要があります。また、停電時の非常用電源においては AC ラインの電力を一旦直流(DC)化、蓄電し、必要に応じて、目的に合った AC に変換して供給する必要があります。インバータ回路はこのような目的で使用されています。

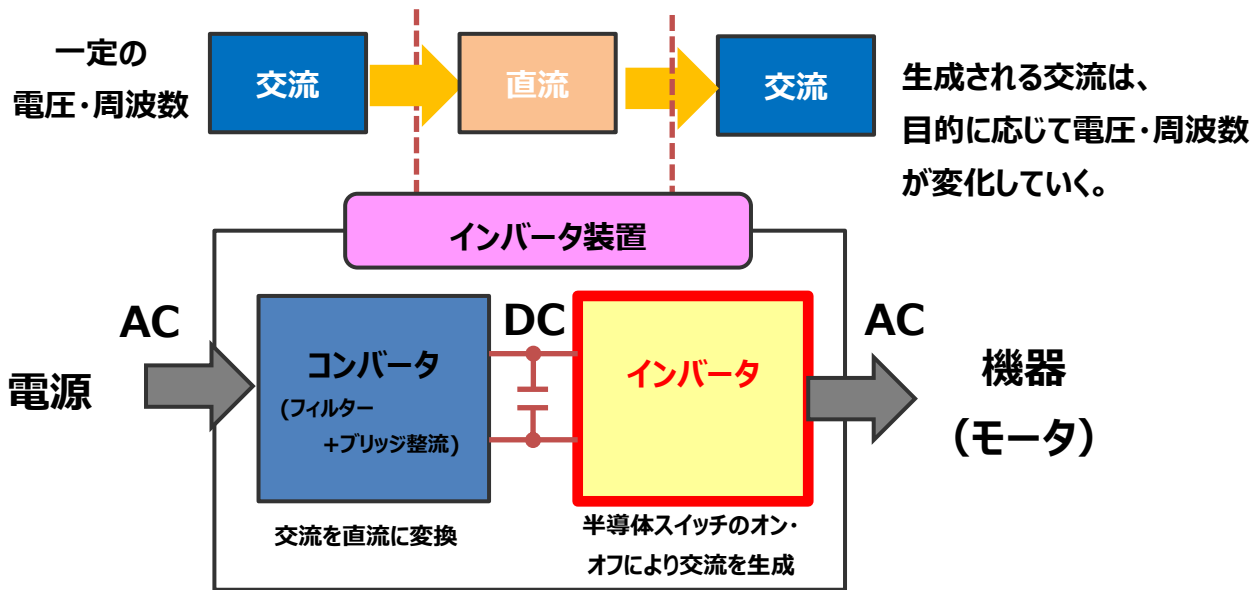


図 1.1 インバータの概念

1.1.1. モータ制御におけるインバータの必要性

インバータによる AC モータ回転数制御

三相交流誘導モータの回転数は下式で表すことができ、「極数 P」に反比例、「周波数 f」に比例します。極数 P は、各モータ固有であり「2、4、6」のように 2 の倍数となります。従って周波数を自在に変化出来るインバータ装置がモータの可変速ドライブに最適です。

$$\text{モータの回転数 } N(\text{rpm}) = \frac{60 \times \text{周波数 } f}{\text{極数 } P/2} = \frac{120f}{P} \quad (\text{min.}^{-1})$$

(revolution per minute : 1 分間当たりの回転数、単位としては min.^{-1} となる。)

モータの Vf 特性

回転数制御は周波数制御のみで可能ですが、同時に電圧も変えないと

- ① 低速回転時に過大な電流が流れモータが破損する可能性があります。
- ② 効率の低下を招きます。

VVVF(Variable Voltage Variable Frequency)インバータが一般的です。

この「電圧 V」と「周波数 f」の関係は、出力周波数と共に電圧も増減し、V と f の比率が一定、すなわち正比例関係となる必要があります。

図 1.2 にインバータ Vf 特性を示します。

その比率を「V/f(V バイ f)」と呼称し、「Vf(ブイ・エフ)特性」と呼ばれる用語はこのモータ特性から派生しています。

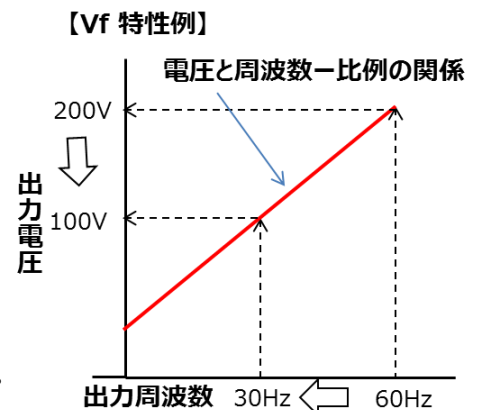


図 1.2 インバータ Vf 特性

2. インバータの種類、方式

インバータシステムは制御方式、通電や変調方式によって多種多様です。いろいろな分類方法がありますが、概略を表 2.1 に示します。電圧型インバータの PWM 制御が主流で、PWM 制御は、小型モータ関連を中心に使用される 120°通電と多くのモータ応用および電源系で使用される 180°通電方式に分類されます。この 180°通電においても変調方式によって、二相および三相変調があります。

制御方式や変調方式はモータの種類や用途および要求によって選択されます。

表 2.1 インバータの種類

種類	変調方式	駆動方式	応用例
電圧型 インバータ	PWM	正弦波駆動 (180°通電)	二相変調 三相変調
		矩形波駆動 (120°通電)	
	PFM		
	PAM		
電流型 インバータ			

- PWM : Pulse Width Modulation (パルス幅変調)
- PFM : Pulse Frequency Modulation (パルス周波数変調)
- PAM : Pulse Amplitude Modulation (パルス振幅変調)
- UPS : Uninterruptible Power Supply (無停電電源装置)

3. インバータの種類：電圧型と電流型

3.1. 電圧型インバータ

電圧型インバータは出力電圧を制御するインバータです。インバータの入力側(DCライン)に並列に大容量のコンデンサが接続され、定電圧源として動作します。インバータ出力は、電流源の特性を持つ必要があり、低インピーダンス負荷の場合は直列リアクトルを挿入します。(図 3.1 の $L_1 \sim L_3$)

モータ駆動の場合、漏れリアクタンスが前記の直列リアクトルの役目を負います。また、スイッチング素子には逆起電力の回生可能な逆導通構成の半導体が広く用いられています。

3.2. 電流型インバータ

電流型インバータは出力電流を制御するインバータです。インバータの入力側(DCライン)に大容量のインダクタが直列に接続され、定電流源として動作します。インバータ出力は、電圧源としての動作が必要であり、モータ負荷の場合、図 3.2 のようにモータ入力部にコンデンサ($C_1 \sim C_3$)を挿入します。(もしくは、誘導性負荷に起因するサージ電圧を抑制するために大容量のスナバが必要で、この場合にはスナバ損失が増大します。) この挿入されたコンデンサとモータのインダクタンスで一種のフィルタを構成することにより、モータのリプル電流は電圧型インバータと比較して低く抑えることができるというメリットにもつながります。

スイッチング素子はサイリスタのような逆阻止型半導体が必要で、IGBT などを使用する場合は、図 3.2 のように直列にダイオードを挿入します。

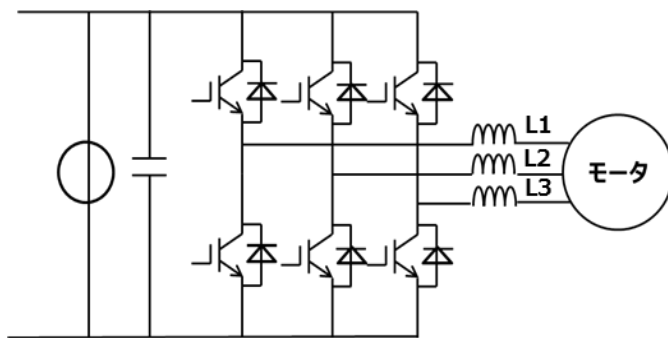


図 3.1 電圧型インバータ

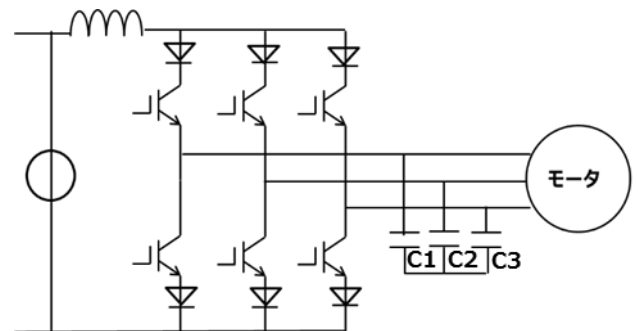


図 3.2 電流型インバータ

3.3. 市場における電圧型インバータと電流型インバータ

回路の使い分けについては、あらゆる家電・動力系用途において電圧型インバータが一般的です。電圧型の方が制御しやすく、一定電流よりも一定電圧を用意する方が簡単であるし、通流率 (PWM のパルス幅) を変化させればダイレクトに負荷に加わる電圧を調整できます。また、電流型のように逆阻止ダイオードを入れないで済む分、電圧降下も抑えられるので効率もよく、さらに直流側のリアクトルも不要なのでコンパクトにできます。

但し、電流型インバータが全く使われないわけではなく、例えば直流送電におけるインバータの場合、直流電流が長旅をしてきて交流に戻されるわけなので、必然的に直流は大きなリアクトルを通して供給されます。この場合直流側を電流源として扱う必要があるため、電流型インバータの構成となります。さらに超大型のインバータではサイリスタ型が依然として使われ、その素子の逆阻止特性から電流型の回路が使われるケースがあります。

4. インバータ制御方式

4.1. 変調方式

供給する電力を変える方法(変調)として代表的なものとして PWM、PFM および PAM の 3 通りがあります。一般的には PWM 方式が幅広く採用されています。PFM はモータ制御ではほとんど事例がありません。

- ① **PWM(Pulse Width Modulation)** パルス幅(デューティサイクル)を変えることにより出力を可変
- ② **PFM (Pulse Frequency Modulation)** パルスの数(周波数)を変えることにより出力を可変、VFMともいいます。
- ③ **PAM (Pulse Amplitude Modulation)** パルスのレベル(電圧)を変えることにより出力を可変(インバータ部ではなく電源部で制御)しています。

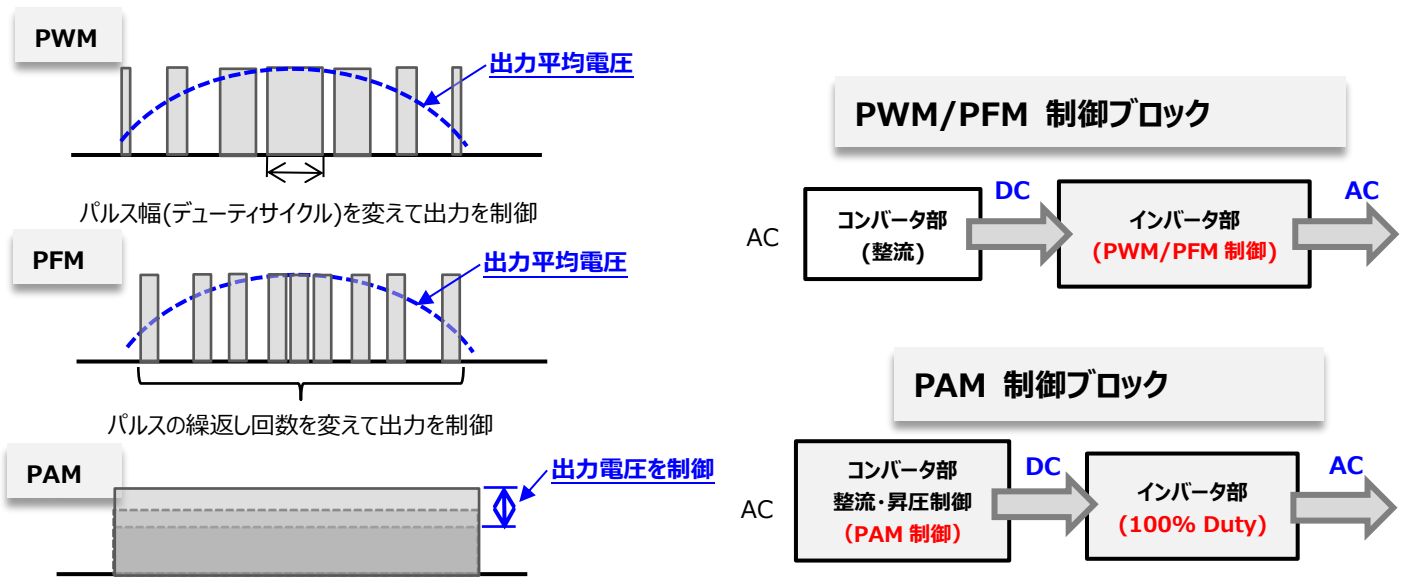


図 4.1 インバータ変調方式概要

4.2. 各変調方式の長所・短所

モータ制御用のインバータ機器の大多数が、素子の充実により比較的簡易に設計できる PWM 制御を採用しています。PFM(VFM)制御は DC/DC コンバータやチャージャーのような電源系には採用されていますが、モータ応用では殆ど採用されていません。PAM 制御はエアコン用に採用の実績があります。

各変調方式のメリットおよびデメリットについて表 4.1 に示します。

表 4.1 各変調方式のメリットおよびデメリット

変調方式	メリット	デメリット	適用状況
PWM	スイッチング周波数が固定しているため、 フィルタ設計が容易	軽負荷時も固定周波数のスイッチング損失が発生	殆どのモータ制御は、PWM制御を採用 特に ブラシレスDCモータ の普及で PWMインバータ制御 に拍車
PFM	軽負荷の時、スイッチング周波数を下げるため効率向上を図れる	周波数変調となり フィルタの設計が難しい	インバータ機器よりも 電源のバーストモード などに活用 無負荷~軽負荷の効率向上 を実現
PAM	広域の負荷に対し効率が高く力率も非常に高い	ブースター、インバータ部と スイッチング回路部分が増加	エアコン・冷蔵庫のような 重~軽負荷の範囲が広く軽負荷時の電力損失が問題となる場合は活用事例あり

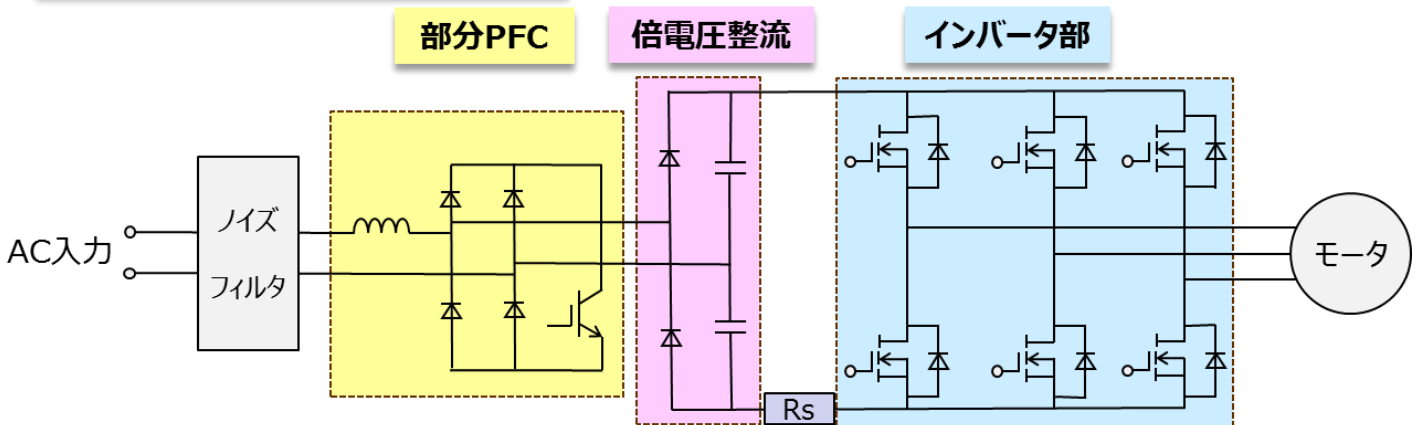
4.3. PWM 制御と PAM 制御回路例

図 4.2 に PWM 制御と PAM 制御のインバータエアコンにおける回路ブロック例を示します。PWM と PAM の大きな違いは前述のように PWM はパルス幅(デューティサイクル)を変えることにより出力を可変、PAM はパルスのレベル(電圧)を変えることにより出力を可変しているところにあります。

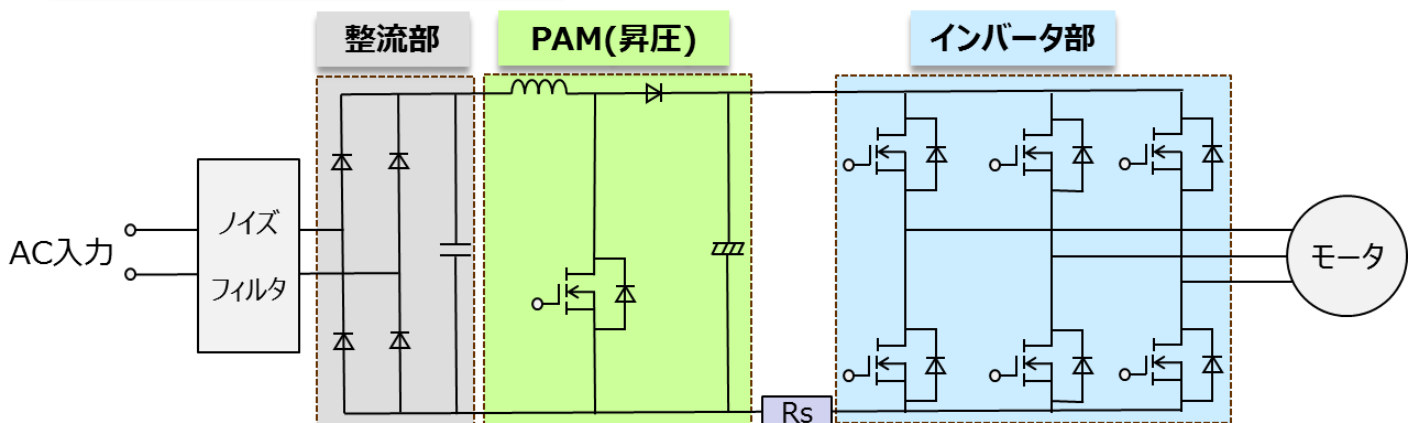
図 4.2 の PWM 制御回路例では部分 PFC 回路による力率の改善と高調波の制御を行うと共に、倍電圧整流回路により、交流 (AC100V) を直流 (DC240V) に変換し、インバータ部に供給しています。インバータ部では出力波形の 1 サイクル中に多数のパルス列を作り、直流電圧 (DC240V) を、交流変換すると共に、スイッチングのパルス幅(デューティサイクル)を変えてモータへの出力電圧 (平均電圧) を可変制御しています。(倍電圧整流はインバータやコンプレッサを 100/200VAC ライン共通の設計で使うために使用されます。)

PAM 制御回路例では、交流電源を整流後、昇圧回路によって、インバータ部に供給する直流電圧そのものを変化させ、モータへの出力電圧を制御しています。モータが低速回転の時は直流電圧を比較的低い電圧 (たとえば 150V) に設定し、高速回転時には直流電圧を上げています。実際の使用では PWM と併用されている場合が多々あります。PWM 制御に比べ素子のスイッチング損失が低減できます。

インバータエアコン : PWM 制御



インバータエアコン : PAM 制御



(注 Rs : シャント抵抗(負荷電流検出用抵抗)、倍電圧整流 AC100V 入力のエアコンに採用)

図 4.2 PWM、PAM 制御 インバータエアコン回路ブロック例

5. 矩形波駆動（120°通電）と正弦波駆動（180°通電）について

三相ブラシレスモータの制御方法としては、120°通電と180°通電駆動が一般的です。

120°通電は、制御が簡易で、汎用 IC も多数市場に出ています。180°通電方式に比較して、騒音や振動が発生し易く、効率の面で180°通電方式に劣ります。

180°通電方式では、120°通電と比較して効率、静音性及び振動特性で優れていますが、120°通電に比較して制御が複雑になります。

<120°通電>

120°通電はブラシレスモータで良く用いられます。この制御法は、図 5.1 において、三相ブリッジ回路の 6 個のスイッチング素子のうち一相は上段、もう一相は下段をオンし、残りの相は素子を上下ともオフしています。

このスイッチング方式では、どの相のスイッチも電源と GND 側にそれぞれ 120°の期間はオン、60°の期間はオフになっており、120°通電と呼ばれます。図 5.2 に各素子のスイッチングのタイミングを示します。

120°通電の理論上の U 相の相電圧波形と U-V 間の線間電圧波形を図 5.3 に示します。120°通電ではいつも 2 つの抵抗成分（ここでは巻線）にだけ電流が流れるので、相電圧には $E/2$ が現れます。

<180°通電>

180°通電は、各相がオフ時間なしに導通しており、各スイッチは必ず上段または下段側のスイッチング素子がオンしています。（図 5.2）そのため、上段から下段または下段から上段にスイッチが切り替わる瞬間に両方のスイッチがオンし電源と GND がショートしてしまう恐れがあります。そのため、スイッチが切り替わる瞬間に数 μs 程度、上段と下段の両方のスイッチング素子がオフする時間（デッドタイム）を設けています。

このスイッチング方式では各相が電気角で 180°上段が通電したのち、180°下段側が通電する動作を繰り返すため 180°通電型と呼ばれています。180°通電型の理論上の U 相の相電圧波形と U-V 間の線間電圧波形を図 5.3 に示します。180°通電では相電圧に $E/3$ または $2E/3$ が現れる。

上記説明では、素子のオン期間中は、継続オン状態として説明しておりますが、実際には、素子のオン期間中に PWM 制御信号を入力するケースがほとんどです。PWM 信号を入力する場合、制御方法はいろいろありますが、120°通電では上段と下段の素子のどちらかを PWM 制御し、180°通電では、オン期間素子の反対側の素子（上段オンの時の下段など）は、このオン期間中は連続でオフする場合とオン側信号の反転信号（+デッド期間有り）を使用する場合などがあります。

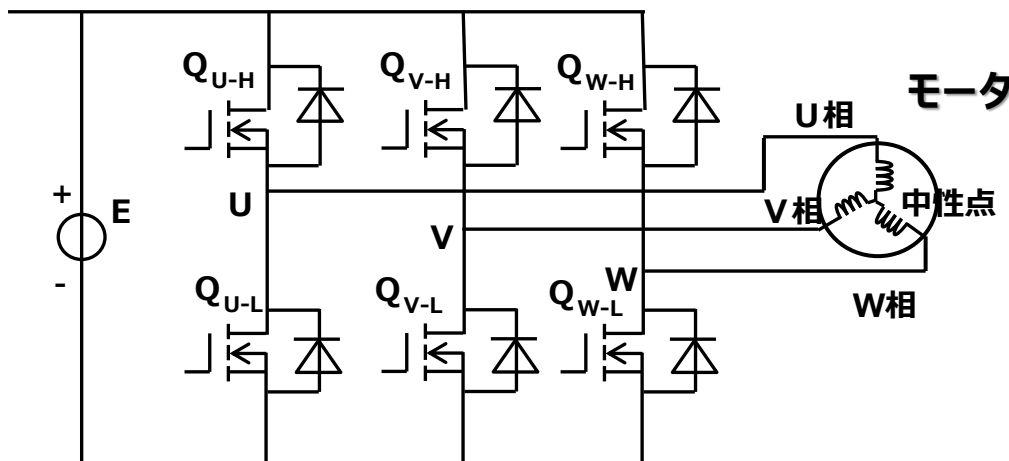


図 5.1 三相 PWM インバータ回路

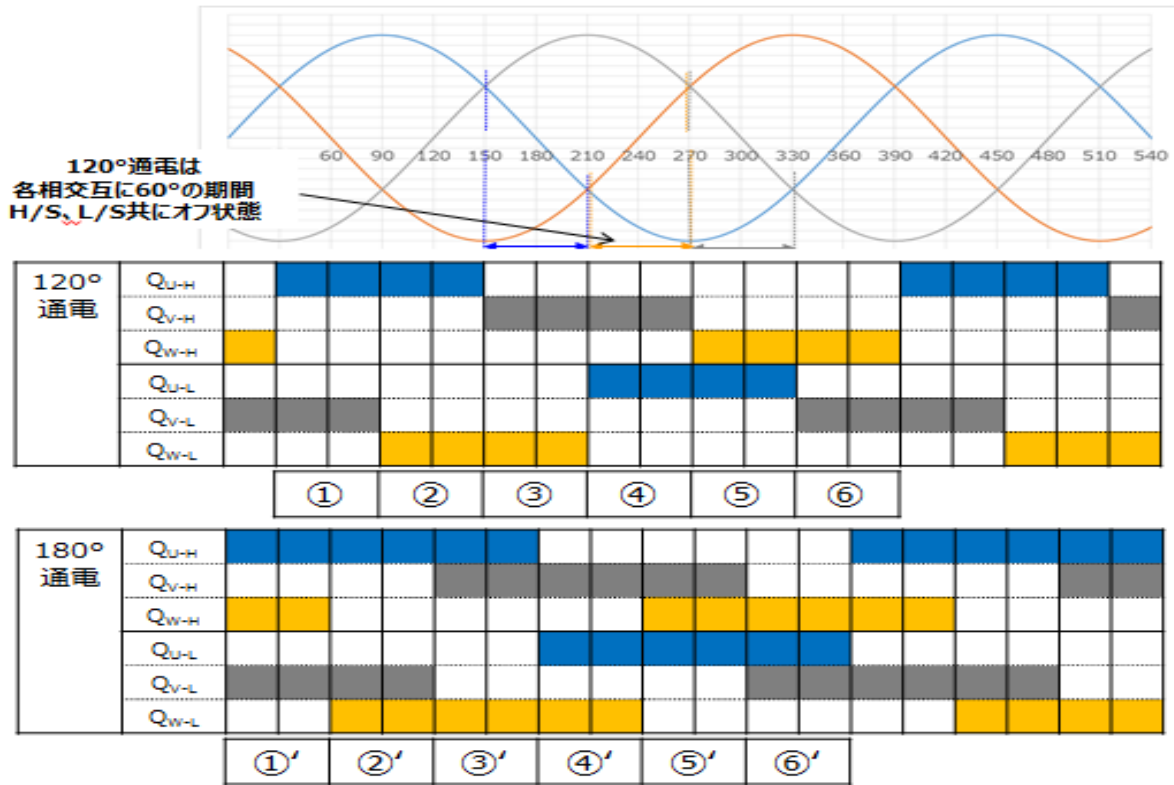


図 5.2 三相交流と 120°、180°通電理論上の電圧波形

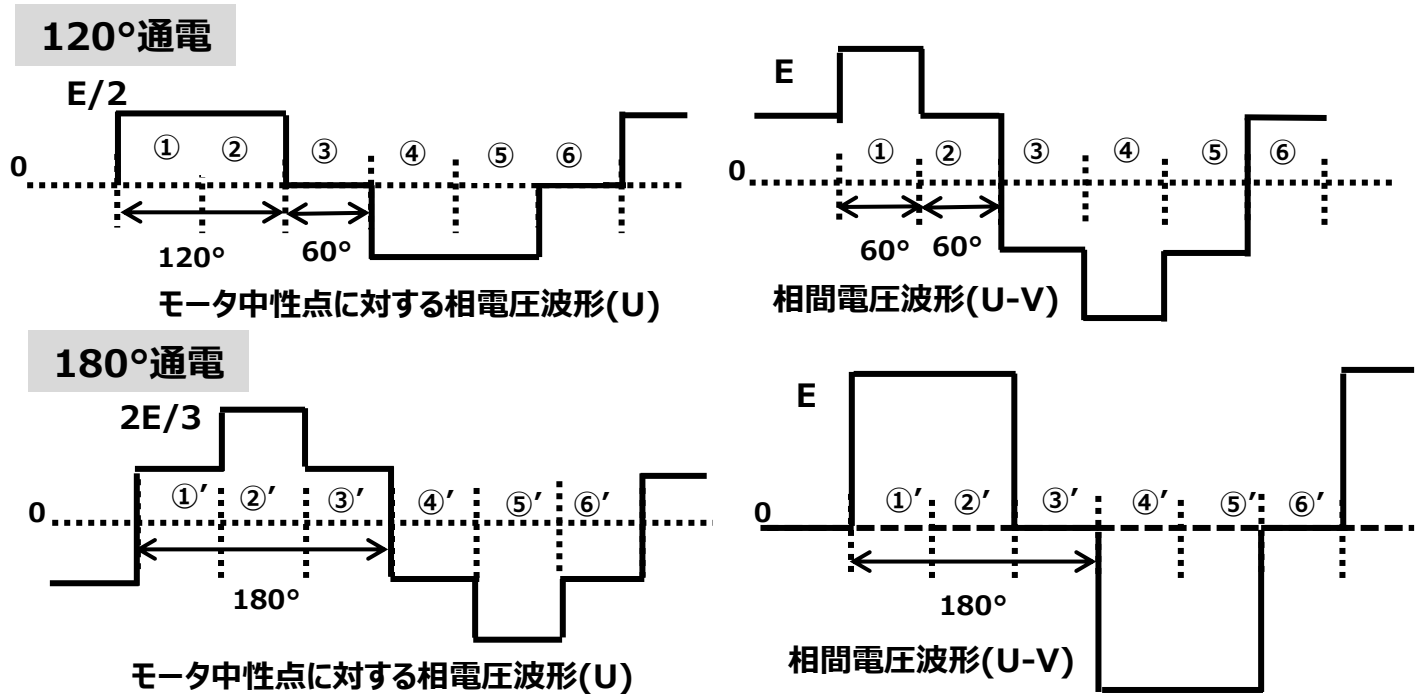


図 5.3 120°、180°通電理論上の相間電圧波形

6. PWM 二相変調と三相変調

PWM 方式は、トランジスタのスイッチングパルス幅を可変して、出力波形の 1 サイクル中に多数のパルス列を作り、そのパルス幅の平均電圧が正弦波状に出力されるよう制御しています。

トランジスタのスイッチング信号は三角波形の変調波と正弦波形の信号波を比較し、信号波が三角波より大きいときを正論理として、トランジスタをオンします。

このスイッチングによって、相間電圧の平均電圧が正弦波状に変調された出力電圧となります。このようにしてインバータで電圧の制御を行っています。

三相インバータにおいて三相を同時、常に変調（各相を正弦波状に出力）をする方式を三相変調と言い、これに対して二相変調は、全区間において常にどこかの一相が high もしくは low に固定されており全区間で常に二相だけを変調している方式です。

三相変調と比較すると素子のスイッチング回数が減り、損失は抑えられますが、制御の自由度が減ります。また、小振幅の出力をしたときの零相電圧変動（負荷の中心と変換器の中心の間の電圧変動）が大きくなるなどの弊害もあります。一般的に二相変調なら、出力の線間電圧最大値を直流電圧と同じにできるメリットが挙げられます。

6.1. PWM 三相変調

図 6.1 に一般的な三相変調の三相インバータ制御の回路図を示します。各 U/V/W 相の出力電圧を V_U 、 V_V 、 V_W および各相間電圧を V_{U-V} 、 V_{V-W} 、 V_{W-U} とします。

① 三相交流波形はモータの回転数に同期した周波数の信号波（基準正弦波）、三角波（変調波）はスイッチング周波数を決定するキャリア周波数にて設定します。両波形のレベルを比較し、信号波値 > 三角波値のときハイサイド側トランジスタにオン信号を入れます。ハイサイド側トランジスタがオン状態で V_U 、 V_V 、 V_W 電圧が“H”になります。（図 6.2）ローサイド側のトランジスタにはハイサイド側の信号の反転信号が入ります。

② モータへの供給電圧は、各相への入力電圧 V_U 、 V_V 、 V_W の差となります。その電圧を図 6.3 に示します。各相間電圧 V_{U-V} 、 V_{V-W} および V_{W-U} は、信号生成時の基準正弦波と同じ周波数の波形となってモータに供給されます。

③ モータへの供給電圧は、PWM 信号生成時の三相交流と三角波のレベルを変えることにより行います。

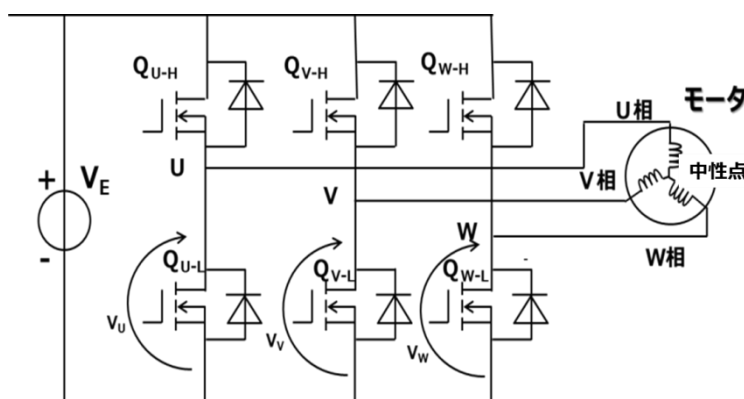


図 6.1 三相 PWM インバータ回路と各相電圧

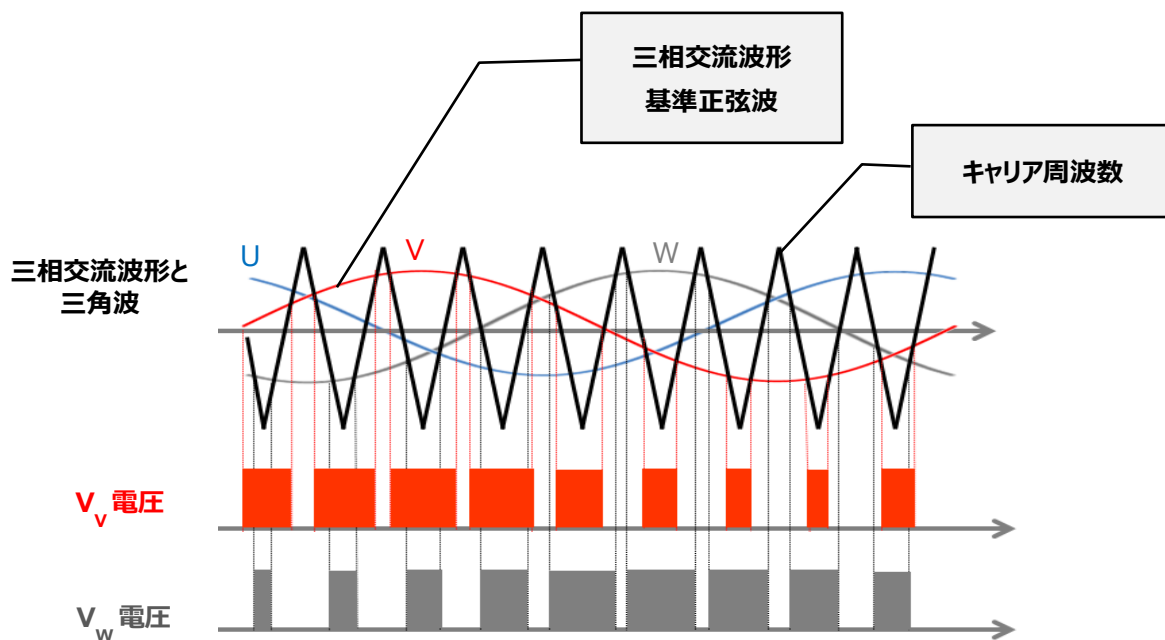


図 6.2 PWM 制御信号生成(三角波比較方式)

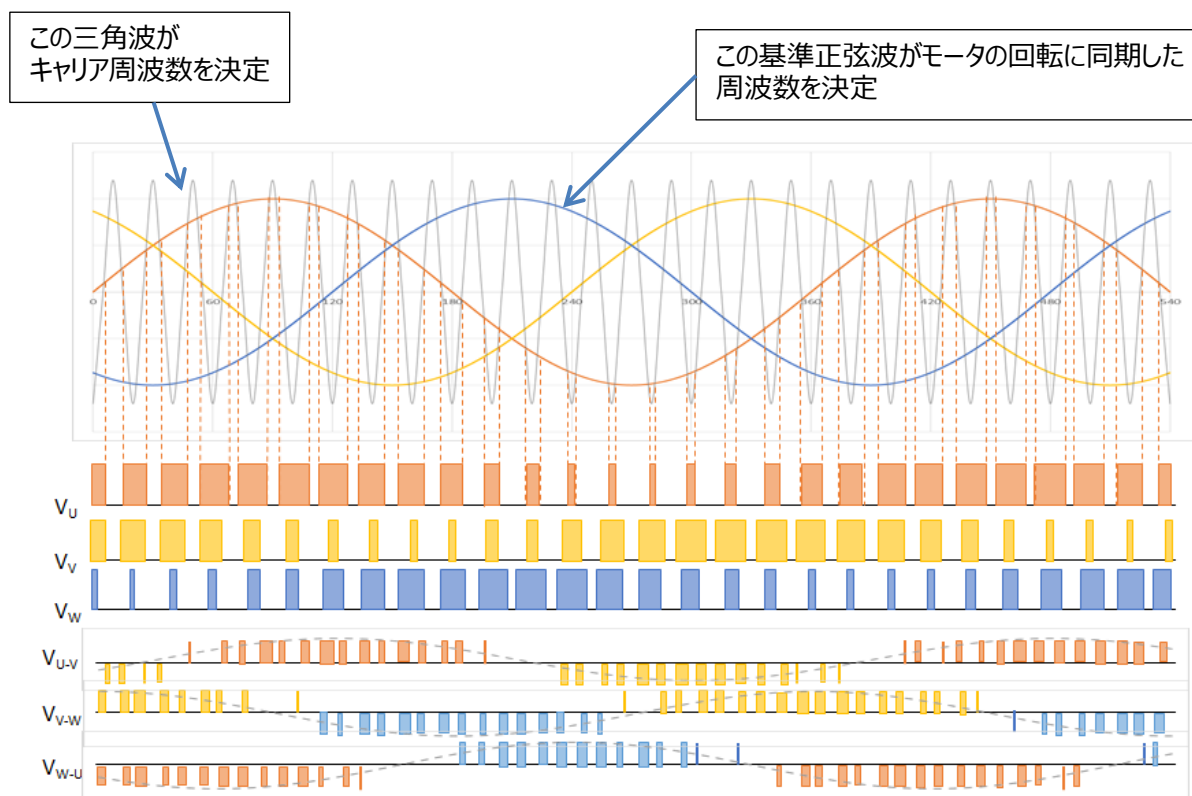


図 6.3 PWM 制御信号の生成例

6.2. 二相変調

前述しておりますが、二相変調方式は PWM 制御において三角波（変調波）と比較する信号波の 1 周期のうち、特定の区間だけ 1 相を 1 もしくは 0 に固定し、他の二相を変調する方法です。（どの時点でも二相だけを変調していることになります。）

二相変調方式はパワー素子のスイッチング回数が 2/3 に減少するため、スイッチングロスが低減されます。また最大線間電圧（電圧利用率）も向上するメリットもあります。（但し、三相変調でも可能な制御方法があります。）

二相変調の基本的な方式について以下に説明します。

6.2.1. 上下方式

図 6.4 に代表的な電圧型 PWM インバータのパワー部のシステム構成を示します。この回路において U,V,W の入力電圧信号は図 6.5 となります。

直流電源電圧に対する電圧指令値の比を a としたときの、U 相に対する入力信号 $v(\theta)$ の一周期を表 6.1 に示します。V,W 相に対する入力信号波は U 相に対して 120° 、 240° 遅れた信号を用います。各相は 60° の期間は出力 High（ハイサイド素子常時オン）と 60° の期間は出力 Low（ローサイド素子常時オン）があります。三相のうち、どれか一相が High もしくは Low に固定されており、常時二相が変調されることになります。

前述のように、スイッチングロスが低減でき、最大線間電圧（電圧利用率）も向上するメリットもあります。

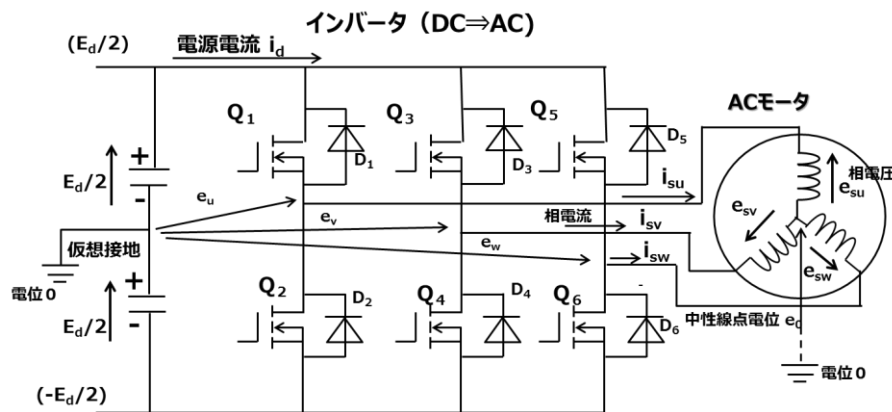


図 6.4 三相インバータ回路

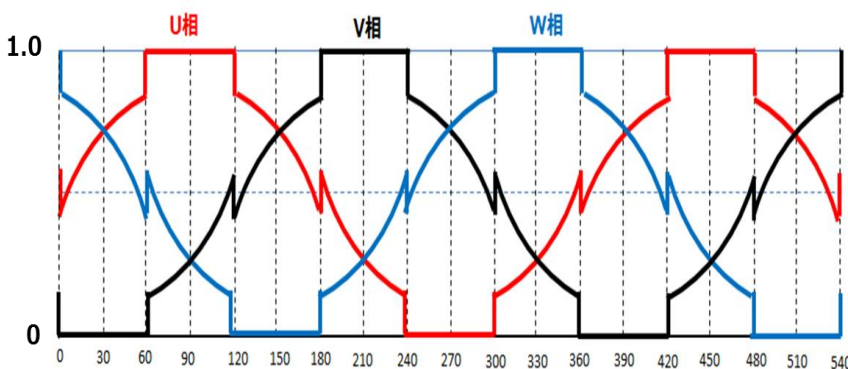


図 6.5 二相変調相入力電圧信号波形（上下方式）

表 6.1 入力電圧信号

θ [deg]	入力信号波 v
$0^\circ \sim 60^\circ$	$a \sin(\theta + 30^\circ)$
$60^\circ \sim 120^\circ$	1.0
$120^\circ \sim 180^\circ$	$a \sin(\theta - 30^\circ)$
$180^\circ \sim 240^\circ$	$1.0 + a \sin(\theta + 30^\circ)$
$240^\circ \sim 300^\circ$	0
$300^\circ \sim 360^\circ$	$1.0 + a \sin(\theta - 30^\circ)$

6.2.2. 下方式

三相変調波のうち電圧指令値が最低値となる一相の下アームパワー素子とその期間（ 120° ）オンに固定し、他の二相を変調しています。図 6.6 に波形を示します。前述のように、スイッチングロスが低減でき、最大線間電圧（電圧利用率）も向上するメリットもあります。また、下方式は、モータの中性点電圧が通常の三相変調方式（正弦波－三角波比較変調方式）と比較した場合、最大で $2/3$ となりモータの信頼度向上に貢献します。中性点電圧について下記に説明します。

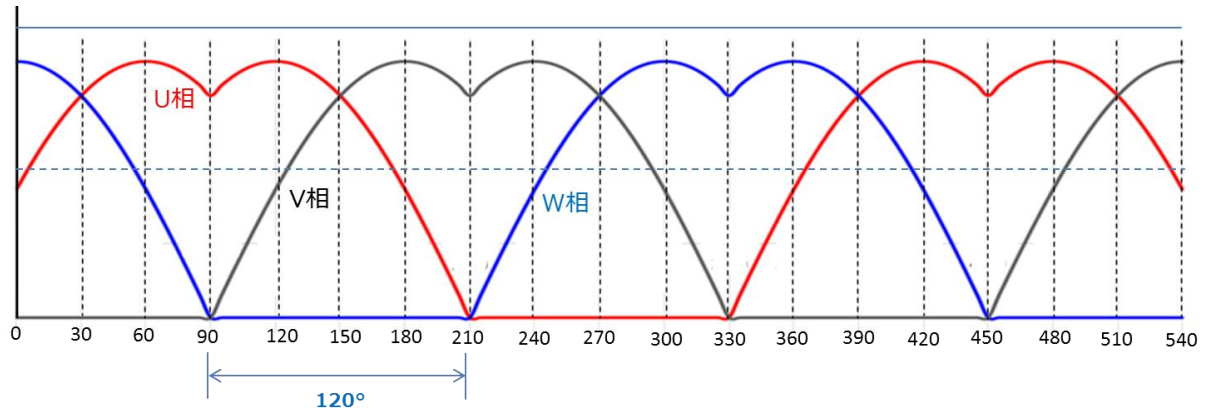


図 6.6 二相変調相電圧波形（下方式）

中性点電圧について

電圧型 PWM インバータのスイッチングによって、中性点電圧が発生し、この電圧がモータ内部の静電容量分布にて分圧され軸電圧が発生します。この電圧はモータのベアリングの金属表面の損傷につながり、静寂性能や寿命に影響を与えます。

図6.4に示すモータの相電圧 e_{su} , e_{sv} , e_{sw} には、 e_0 をモータの中性点電位とすると下記関係があります。

$$e_{su} = e_u - e_0, \quad e_{sv} = e_v - e_0, \quad e_{sw} = e_w - e_0$$

また、モータの特性から $e_{su} + e_{sv} + e_{sw} = 0$ が成立するので、中性点の電位 e_0 は下記で示されます。

$$e_0 = (e_u + e_v + e_w) / 3$$

モータの巻線中性点電位 e_0 は、図 6.4 および上式から以下にて示されます。

- 1) e_u, e_v, e_w 全て High : $e_0 = (e_u + e_v + e_w) / 3 = (1/2 E_d \times 3) / 3 = E_d / 2$
- 2) 2相が High, 1相が Low : $e_0 = (E_d / 2 \times 2 + (-E_d / 2)) / 3 = E_d / 6$
- 3) 1相が High, 2相が Low : $e_0 = (E_d / 2 + (-E_d / 2) \times 2) / 3 = -E_d / 6$
- 4) e_u, e_v, e_w 全て Low : $e_0 = (-E_d / 2 \times 3) / 3 = -E_d / 2$

以上より中性点電位は、 $-E_d / 2 \sim +E_d / 2$ の間を 2 レベルのステップを有し動くことになります。

この結果、元々の商用電源では印加されていなかった電位が中性点には印加されることになります。三相変調の中性点電位を図 6.7 に示します。

二相変調下方式の場合、必ずいずれか 1 相が Low レベルになりますので前記の 1) の状態がなくなります。

その結果、 $-1/2 E_d \sim 1/6 E_d$ の範囲で動くことになり、中性点電位への電圧印加は三相制御に比較し 2/3 レベルに改善されます。二相変調の中性点電位を図 6.8 に示します。

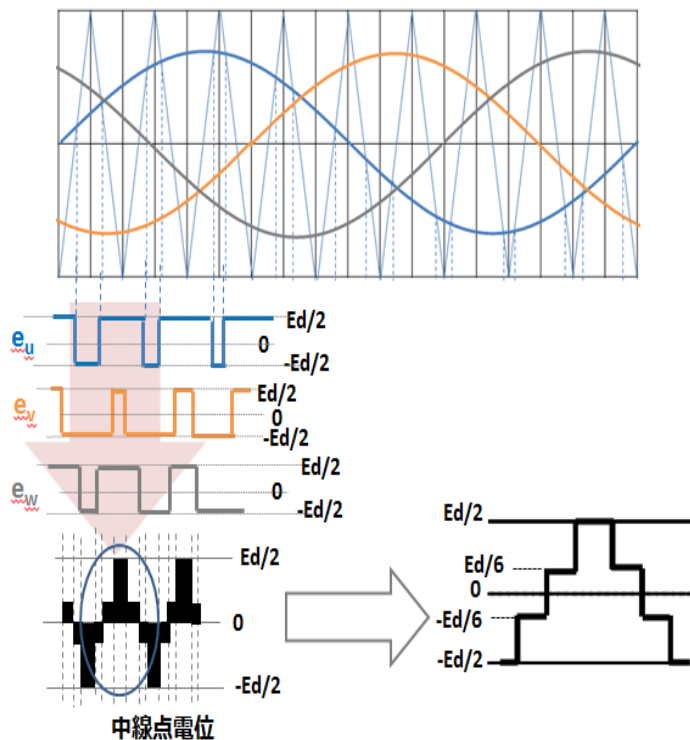


図 6.7 三相変調の中性点電圧

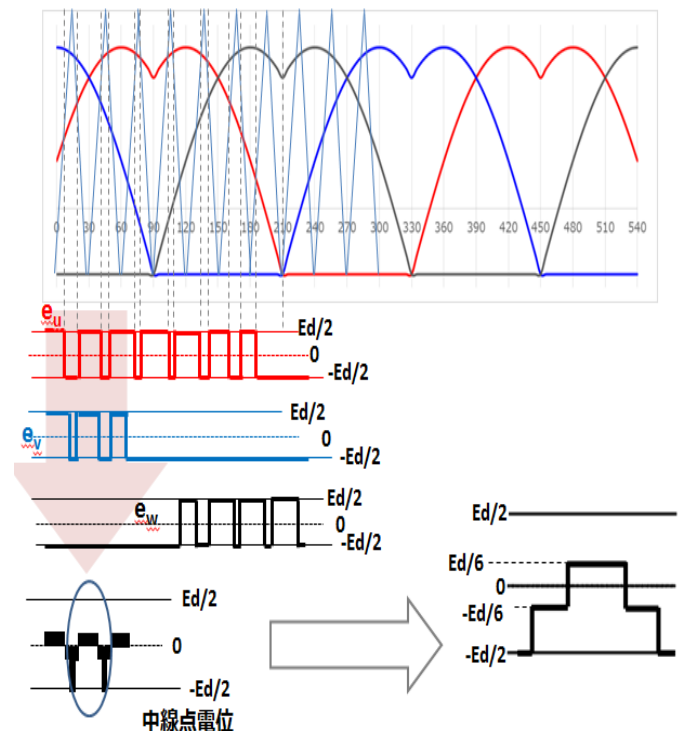


図 6.8 二相変調の中性点電圧

7. その他

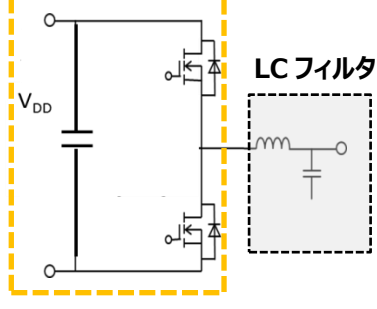
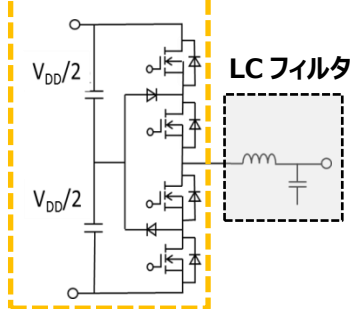
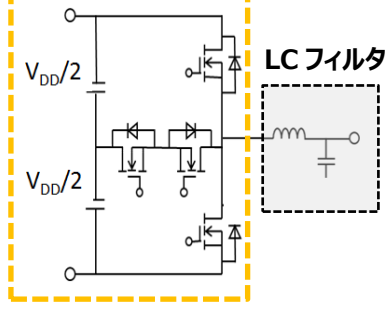
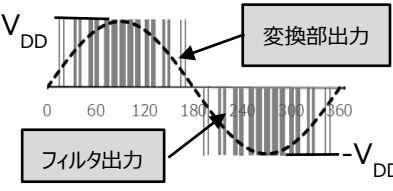
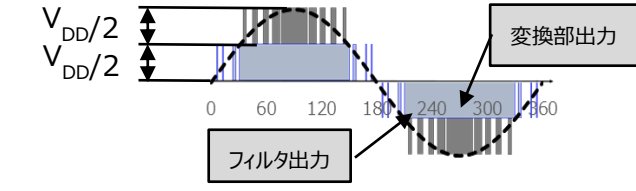
7.1. マルチレベルインバータ

3レベルインバータに代表されるマルチレベルインバータは2レベルインバータが出力電圧を“0”レベルと“High”レベルの2段階でPWM制御しているのに対して、マルチレベルインバータは入力直流電圧を分割して出力電圧を多段階の電圧レベルで制御するものです。

7.1.1. 3レベル制御

表 7.1 に2レベルインバータと3レベルインバータの比較を示します。

表 7.1 2レベルおよび3レベルインバータの回路および出力電圧比較

	2レベルインバータ	3レベルインバータ	
		ニュートラルポイントクランプ ^o	双方向スイッチ
回路	<p>DC/AC 変換部</p> 	<p>DC/AC 変換部</p> 	<p>DC/AC 変換部</p> 
出力線間電圧波形			

2レベルインバータの相間出力電圧がゼロを中心とした $\pm V_{DD}$ のPWM波形になるのに対して3レベルインバータはゼロを中心とした $\pm V_{DD}$ と $\pm V_{DD}/2$ とのPWM波形になっています。

3レベルインバータの利点として、まず出力波形がより正弦波に近くなります。それゆえ出力波形を正弦波化するLCフィルタを小型化することができます。またスイッチング動作当たりの電圧の変動が2レベルインバータの半分となるためスイッチング損失を低減し、装置から発生するノイズも低減できます。これらの利点からシステムの小型化、高効率化を実現する上でも有効な方式と言えます。

7.1.2. 3レベル制御補足

図 7.1 に 3 レベルインバータの代表的な回路例を示します。同図(a)のニュートラルポイントクランプ(NPC)および図(b)双方向スイッチの 2 方式があります。

(a)NPC 方式：入力側 V_{DD} の中点電位をダイオード(*1)でクランプし各相 2 段のトランジスタで $V_{DD}/2$ ずつを負担するので耐圧が 1/2 かつスイッチング時の電圧が低くなりスイッチング損失を削減出来る。反面、電流ルートに 2 素子が入るため導通損失が増加傾向となる。

(b)双方向スイッチ：中点電圧を双方向スイッチで接続します。双方向スイッチとしては図(b)の如くパワーMOSを逆直列や逆阻止型 IGBT を並列に接続することが考えられます。3 相ブリッジ部のトランジスタは V_{DD} に即した耐圧が必要となりますのでパワーMOS では余りメリットを見出せない可能性もあります。

*1: パワーMOSFET を使用する事例あり

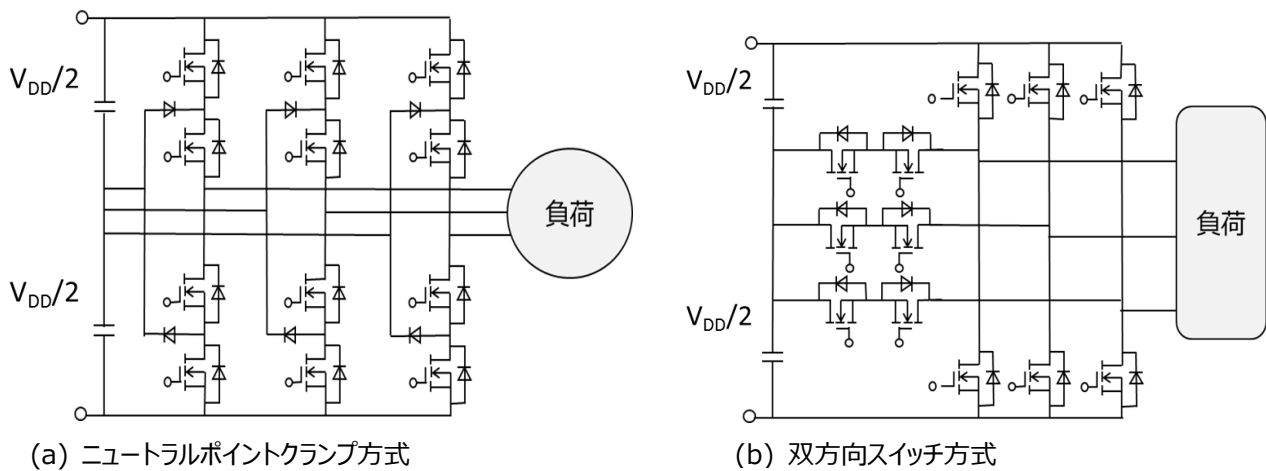


図 7.1 3レベルインバータ制御

図 7.2 に 3 レベル制御の電圧波形を示します。

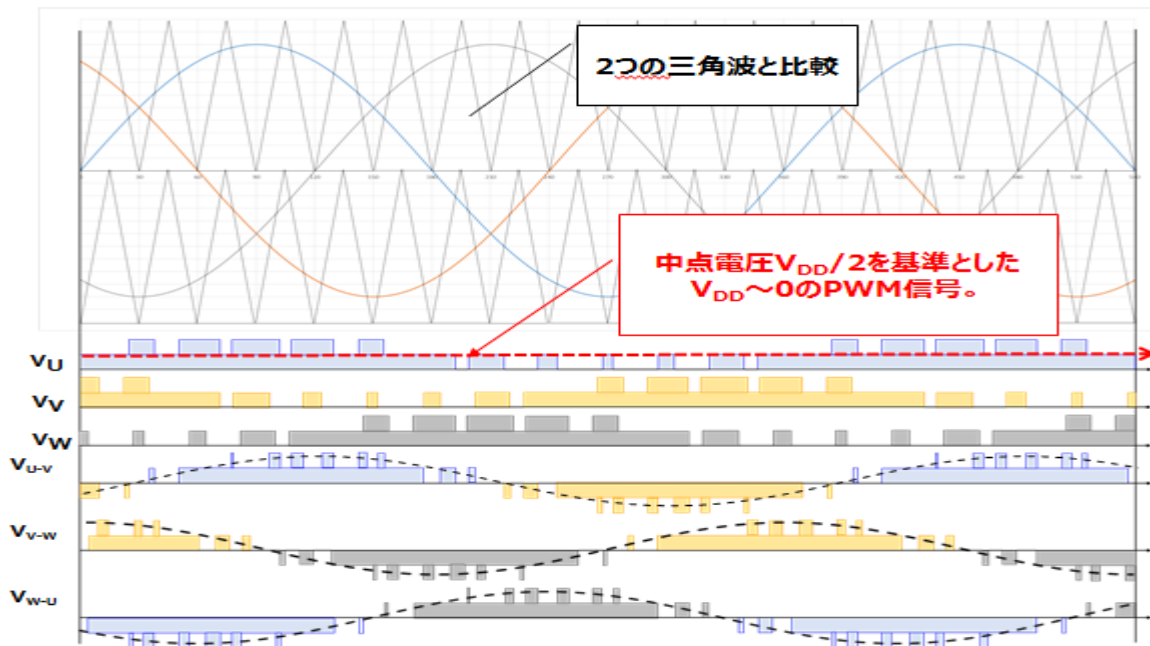


図 7.2 3レベルインバータの信号生成

7.2. ゲートドライブ電源（三相インバータ回路）

一般的に、三相インバータ回路のトランジスタゲートドライブは、お互いが独立した(絶縁された)4つの電源が必要になります。(ハイサイド H/S 部 3 個、ローサイド L/S 部 1 個)

図 7.3 のように予め独立された外部電源が 4 個準備されるように設計される場合も多いのですが、外部供給電源は、L/S 側の 1 個のみで H/S は付加回路により生成する事例も多く見られます。

この H/S 部の電源として①主インバータ部のスイッチングにより生成するブートストラップ ②(主インバータとは独立した)ドライバあるいは制御回路部のスイッチング動作により生成するチャージポンプの 2 方式があります。いずれの方式も主インバータ部が、動作開始する前に H/S 側の電源電圧を十分に上げて置く必要があります。また、H/S 部の電源用コンデンサは、スイッチング素子の入力容量に対して十分大きな値を選択する必要があります。

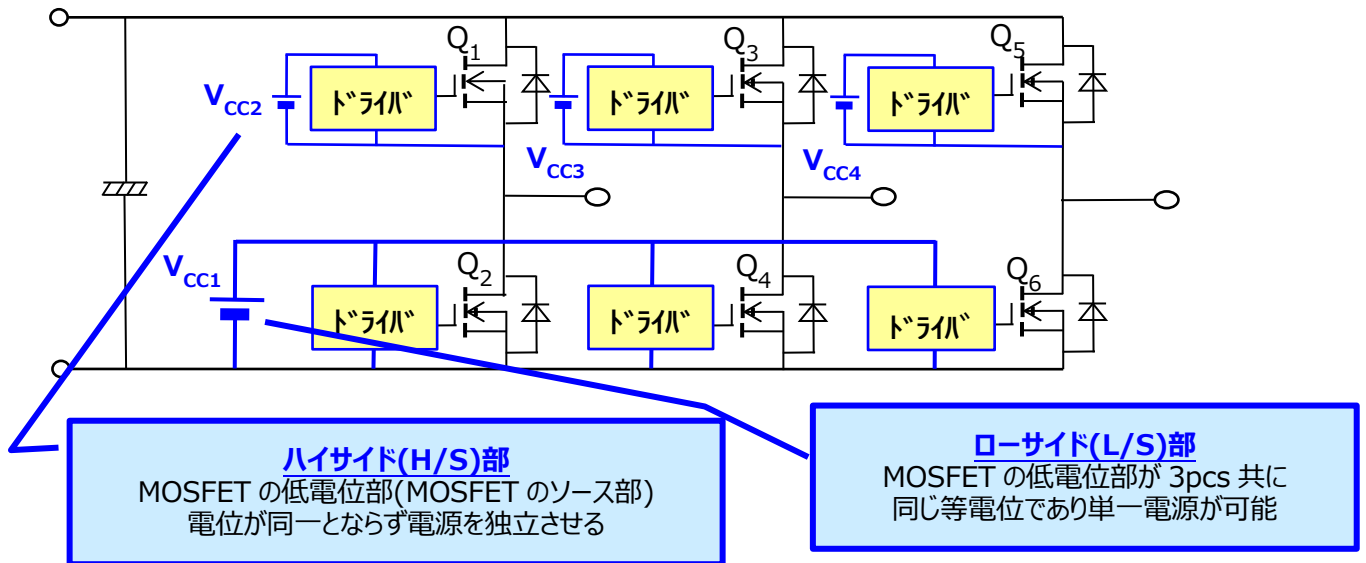


図 7.3 三相インバータのドライバ電源構成

7.2.1. チャージポンプ回路

図 7.4 において NMOS と PMOS は排他的論理で動作します。①NMOS が ON 状態の時 $V_{CC1}-D_1-C_1-NMOS$ のループで C_1 を充電 ②PMOS が ON 状態となり $C_1-D_2-V_{CCH}-PMOS-C_1$ のループで V_{CCH} を形成します。

V_{CCH} は、主電源 V_{DD} に重畳される形で配置、主スイッチングトランジスタの FWD を経由してドライバ回路が構成されます。 V_{CCH} の電源の基準点(低電圧側)が H/S MOSFET のドレインとなるため、H/S 側も単一電源となりますが、PMOS/NMOS 含め多くの箇所が $V_{DD}+V_{CCH}$ 以上の耐圧が必要となるため、高圧回路での実現事例は見られません。

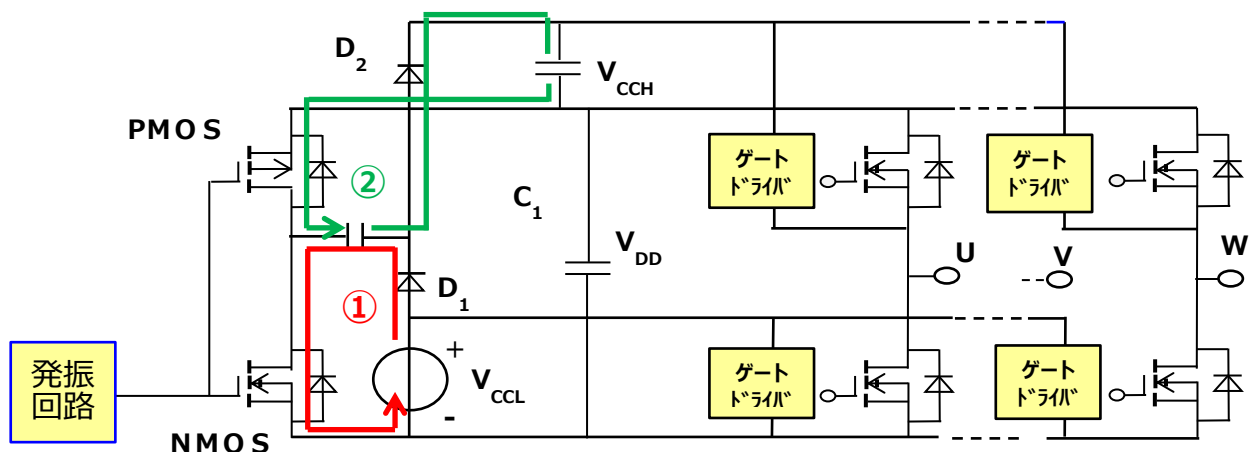


図 7.4 チャージポンプ回路

7.2.2. ブーストラップ回路

図 7.5 において $V_{CC} \rightarrow$ (抵抗) $\rightarrow D \rightarrow C_1$ (or C_2 or C_3) $\rightarrow Q_2$ (or Q_4 or Q_6) $\rightarrow V_{CC}$ のループを主として H/S のゲートドライバ用電源が構成されます。 $C_1 \sim C_3$ 充電のためには、U/V/W(各相中点)電位が、 V_{CC} の低電位側と等しくなっている必要がありますので $Q_2/Q_4/Q_6$ がオン状態もしくは FWD 動作している期間に充電されることになります。 H/S と L/S のON/OFF のタイミングおよび $C_1 \sim C_3$ と MOSFET の入力容量の比率によっては充電電圧が大きく低下する可能性があります。

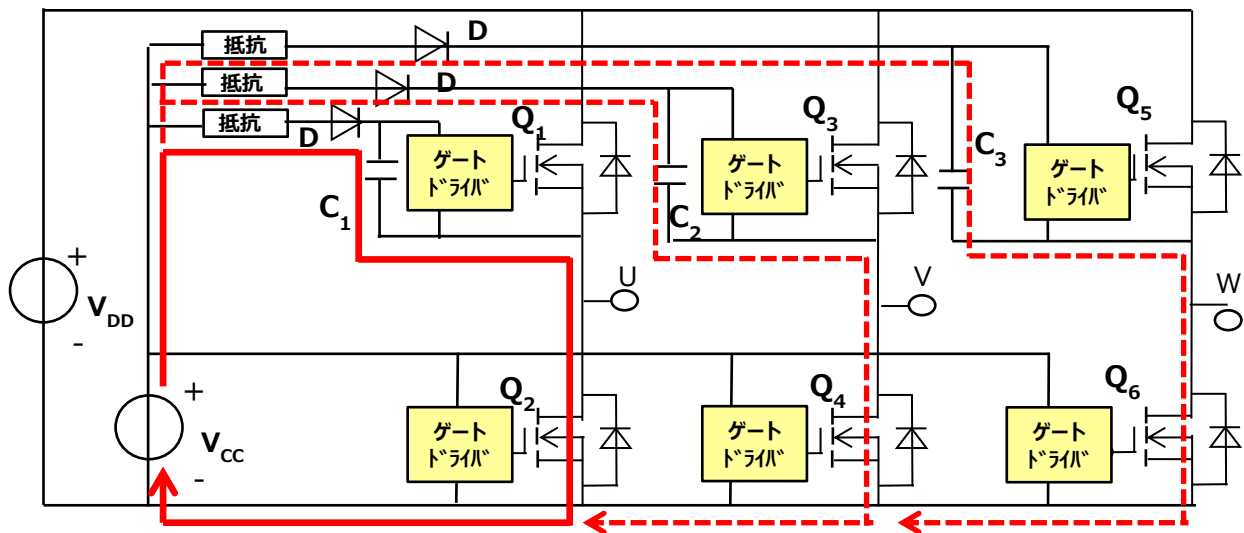


図 7.5 ブーストラップ回路

7.3. 電力損失 (三相変調 PWM)

図 7.6 に三相インバータの基本回路を示します。素子の損失は IGBT の導通損失 P_{cond} 、FWD の導通損失 P_F 、IGBT のスイッチングターンオン損失 P_{on} 、スイッチングターンオフ損失 P_{off} 及び FWD の逆回復損失 P_{rr} などで構成されます。(IGBT のドライブ損失 P_{drive} 、端子間容量による損失 P_{oss} も有りますが、インバータ応用の場合非常に小さく無視しています。) 図 7.7 に動作時の代表的電流・電圧波形および動作軌跡を示します。

各素子のトータル損失 P_{tot} は以下で表されます。(単位は W)

$$P_{tot} = P_{cond} + P_F + P_{on} + P_{off} + P_{rr}$$

- P_{cond} : IGBT の導通損失
- P_F : 環流時の FWD 導通損失
- P_{on} : IGBT スwitching 時のターンオン損失
- P_{off} : IGBT スwitching 時のターンオフ損失
- P_{rr} : 環流時の FWD t_{rr} 損失

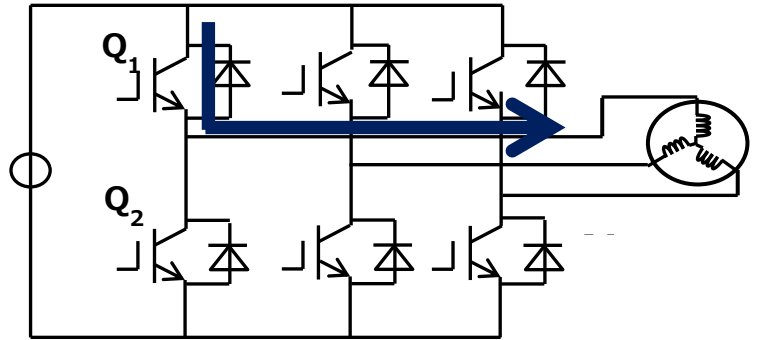
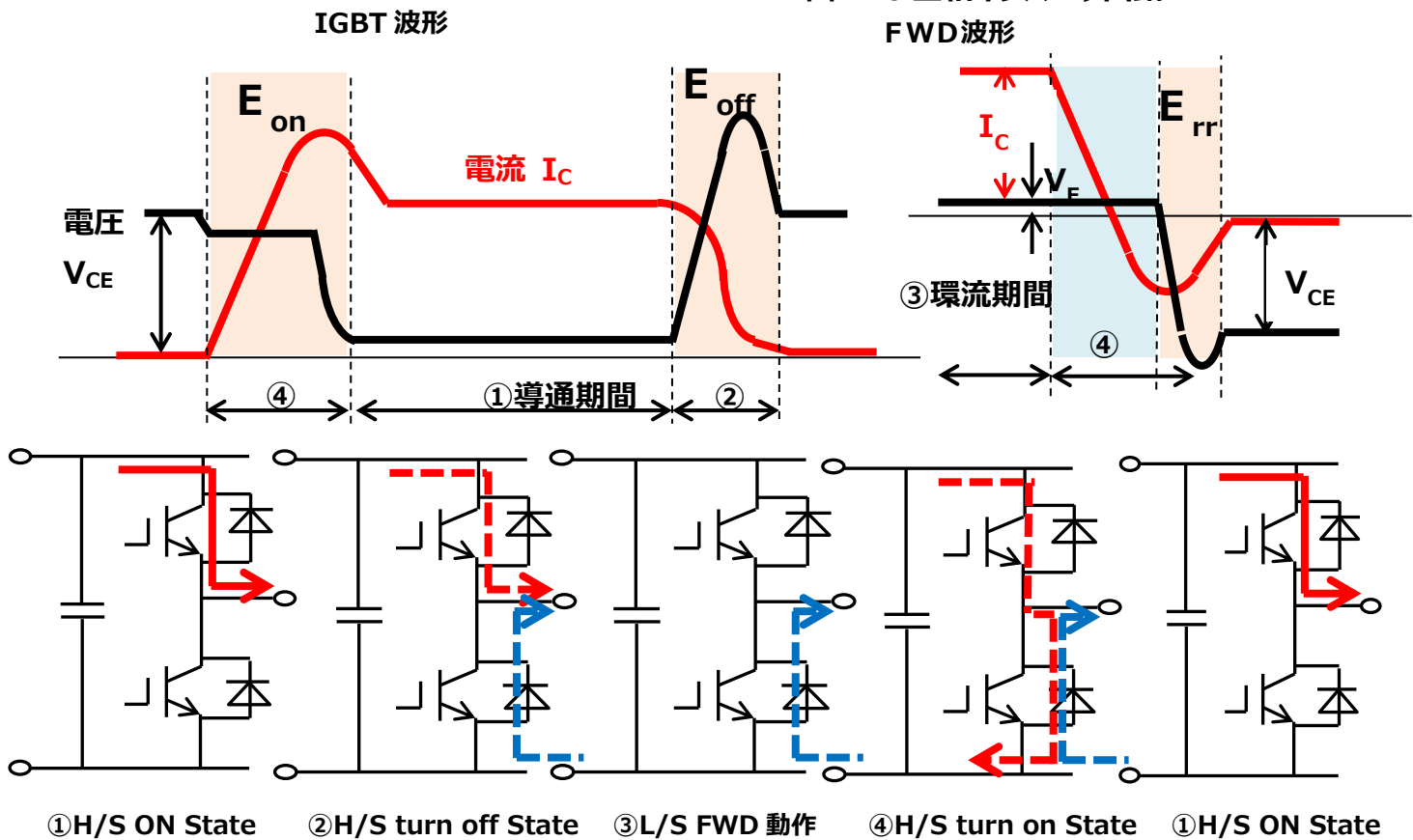


図 7.6 三相インバータ回路



注記 : E_{on} はワンパルスのターンオン損失、 E_{off} はワンパルスのターンオフ損失、 E_{rr} はワンパルスの FWD 逆回復損失

図 7.7 IGBT のスイッチング波形及びインバータの動作

7.3.1. IGBT 導通損失 P_{cond} の計算

PWM 信号の 1 パルスのデューティサイクル(D)は次のように表されます。(D \geq 1 の時は、D=1)

$$D = (1 + a \times \sin(\theta - \varphi)) / 2$$

a: 変調率 通常は“1”以下だが、二相変調の場合は、“1”以上になります。

φ : 位相遅れ。一般的には力率 = $\cos\varphi$ という形で表されます。

θ : 角度 (正弦波位相)

インバータ各相には正弦波電流が流れ、IGBT コレクタ電流は $I_C = I_{CP} \times \sin\theta$ で表される。 $V_{CE(sat)}$ は、 I_{CP} の時の値を示し、コレクタ飽和電圧を I_C に対して線形近似すると $V_{CE(sat)} \times \sin\theta$ となります。

従って、MOSFET の導通損失は相電流に高温の $V_{CE(sat)} \times \sin\theta$ をかけて、位相 $0 \sim 180^\circ$ (π) の期間を積分して 1 周期で割ったものになり、下記式で表せられます。

$$\begin{aligned} P_{cond} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{CP} \times \sin\theta \times V_{CE(sat)} \times \sin\theta \times D) d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{CP} \times \sin\theta \times V_{CE(sat)} \times \sin\theta \times \frac{1}{2} (1 + a \times \sin(\theta - \varphi))) d\theta \\ &= I_{CP} \times V_{CE(sat)} \left(\frac{1}{8} + \frac{a}{3\pi} \times \cos\varphi \right) \end{aligned}$$

7.3.2. FWD 導通損失 P_F の計算

PWM 信号の 1 パルスのデューティ(D)は次のように表される。(D \leq 0 の時は、D=0)

$$D = (1 - a \times \sin(\theta - \varphi)) / 2$$

相環流電流 $I_F = I_{FP} \times \sin\theta$ で表されます。 V_F は、 I_{FP} の時の値を示し、FWD の順方向電圧を I_F に対して線形近似すると $V_F \times \sin\theta$ となります。(正確には FWD の順方向電圧に合った近似が必要です。)

従って、FWD の導通損失は相環流電流に $V_F \times \sin\theta$ をかけて、位相が $0 \sim 180^\circ$ (π) の期間を積分して 1 周期で割ったものになり、下式で表せられます。

$$\begin{aligned} P_F &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{FP} \times \sin\theta \times V_F \times \sin\theta \times D) d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{FP} \times \sin\theta \times V_F \times \sin\theta \times \frac{1}{2} (1 - a \times \sin(\theta - \varphi))) d\theta \\ &= I_{FP} \times V_F \left(\frac{1}{8} - \frac{a}{3\pi} \times \cos\varphi \right) \end{aligned}$$

FWD 環流動作時(FWD 導通期間)に並列接続の IGBT のゲートにオン信号が入っても IGBT には電流は流れませんが、IGBT ではなく MOSFET をスイッチとして使用する場合は FWD 環流動作時に MOSFET がオンし、大半の電流が MOSFET の負方向に流れます。よって FWD 還流時には MOSFET の損失を考慮する必要があります。

7.3.3. IGBT のターンオン損失 P_{on} 及びターンオフ損失の P_{off} 計算

IGBT の PWM スwitchング時のターンオン損失 P_{on} 及びターンオフ損失 P_{off} の求め方を以下に示します。
Switchング損失エネルギーを求めるにはいろいろな近似があり、例として示します。

(1) 平均電流から考える場合

インバータの相出力電流の実効値を I_O とすると電流のピーク値 I_P は $\sqrt{2} \cdot I_O$ となります。この時の正弦波の平均電流 I_{AV} は以下で示されます。(正弦波の平均値はピーク値 $\times 2/\pi$ である。)

$$I_{AV} = 2/\pi \times \sqrt{2} \cdot I_O$$

上記 I_{AV} の 1 パルスあたりのターンオン損失 E_{onAV} 及びターンオフ損失 E_{offAV} とし、キャリア周波数を f_c とすると、上下各素子に半波分で素子が導通し Switchング損失を生じるためターンオン損失 P_{on} 及びターンオフ損失 P_{off} は以下の式で表される。
 E_{onAV} 及び E_{offAV} は測定にて確認しておく必要があります。

$$P_{on} = E_{onAV} \times f_c / 2 \quad P_{off} = E_{offAV} \times f_c / 2$$

(2) ピーク電流から考える場合

上記と同様に上下各素子に半波分の電流が流れ Switchング損失を生じると考えます。正弦波電流のピーク値 I_P 時の 1 パルスあたりのターンオン損失 E_{onM} 及びターンオフ損失 E_{offM} とし、損失は電流に比例するとします。またキャリア周波数を f_c とすると、

$$\begin{aligned} P_{on} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi E_{onM} \times \sin\theta d\theta \times f_c \\ &= \frac{1}{2\pi} E_{onM} \times [-\cos\theta]_0^\pi \times f_c \\ &= \frac{1}{2\pi} E_{onM} \times 2 \times f_c \\ &= \frac{1}{\pi} E_{onM} \times f_c \end{aligned}$$

P_{off} も上記と同様に考えると

$$P_{off} = \frac{1}{\pi} E_{offM} \times f_c \text{ となります。}$$

上記(1),(2)は E_{onM} を平均値で考えると $E_{onAV} = E_{onM} \times 2/\pi$ であるから同じ式となります。

7.3.4. FWD 逆回復通損失の計算

IGBT の Switchング損失と同等の考え方をすると FWD の逆回復損失 P_{trr} は

$$P_{trr} = E_{rrAV} \times f_c / 2 \text{ や } P_{trr} = E_{rrM} \times f_c \times 1/\pi \text{ と表すことができます。}$$

(E_{rrAV} : 1 パルスの逆回復損失平均、 E_{rrM} : 1 パルスの逆回復損失最大値)

また、逆回復波形 (図 7.8) から計算できます。

実際には t_{rr} ではなく $t_{rr(2)}$ を実測して
使用したほうが現実的だと考えられます。

FWD の逆回復損失 P_{trr} は (図 7.8) において
FWD の逆回復電流と FWD 電圧が重なる部分で発生し、
 I_{rr} と t_{rr} の平均値 (I_{rrAV} 、 t_{rrAV}) とし FWD (1 素子) の逆回復が発生するのは
出力電流周期の半分なので下記のように表されます。

$$E_{trrAV} = (I_{rrAV} \times V_{CE} \times t_{trrAV}) / 4$$

(E_{trrAV} : 1 パルスの逆回復損失平均)

$$P_{trr} = (I_{rrAV} \times V_{CE} \times t_{trrAV}) / 4 \times f_c \times 1/2$$

$$= 1/8 \times I_{rrAV} \times V_{CE} \times t_{trrAV} \times f_c \text{ or } 1/4 \times I_{rrAV} \times V_{CE} \times t_{trr(2)AV} \times f_c \quad (t_{trr(2)AV} = t_{trrAV} / 2)$$

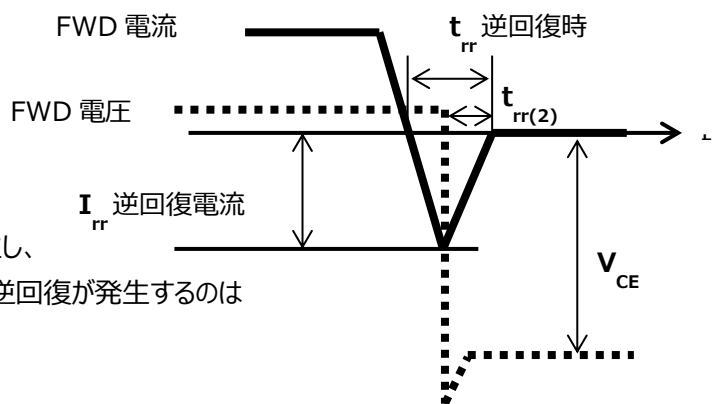


図 7.8 FWD 逆回復波形

製品取り扱い上のお願い

株式会社東芝およびその子会社ならびに関係会社を以下「当社」といいます。
本資料に掲載されているハードウェア、ソフトウェアおよびシステムを以下「本製品」といいます。

- 本製品に関する情報等、本資料の掲載内容は、技術の進歩などにより予告なしに変更されることがあります。
- 文書による当社の事前の承諾なしに本資料の転載複製を禁じます。また、文書による当社の事前の承諾を得て本資料を転載複製する場合でも、記載内容に一切変更を加えたり、削除したりしないでください。
- 当社は品質、信頼性の向上に努めていますが、半導体・ストレージ製品は一般に誤作動または故障する場合があります。本製品をご使用頂く場合は、本製品の誤作動や故障により生命・身体・財産が侵害されることのないように、お客様の責任において、お客様のハードウェア・ソフトウェア・システムに必要な安全設計を行うことをお願いします。なお、設計および使用に際しては、本製品に関する最新の情報（本資料、仕様書、データシート、アプリケーションノート、半導体信頼性ハンドブックなど）および本製品が使用される機器の取扱説明書、操作説明書などをご確認の上、これに従ってください。また、上記資料などに記載の製品データ、図、表などに示す技術的な内容、プログラム、アルゴリズムその他応用回路例などの情報を使用する場合は、お客様の製品単独およびシステム全体で十分に評価し、お客様の責任において適用可否を判断してください。
- 本製品は、特別に高い品質・信頼性が要求され、またはその故障や誤作動が生命・身体に危害を及ぼす恐れ、膨大な財産損害を引き起こす恐れ、もしくは社会に深刻な影響を及ぼす恐れのある機器（以下“特定用途”という）に使用されることは意図されていませんし、保証もされていません。特定用途には原子力関連機器、航空・宇宙機器、医療機器、車載・輸送機器、列車・船舶機器、交通信号機器、燃焼・爆発制御機器、各種安全関連機器、昇降機器、電力機器、金融関連機器などが含まれますが、本資料に個別に記載する用途は除きます。特定用途に使用された場合には、当社は一切の責任を負いません。なお、詳細は当社営業窓口までお問い合わせください。
- 本製品を分解、解析、リバースエンジニアリング、改造、改変、翻案、複製等しないでください。
- 本製品を、国内外の法令、規則及び命令により、製造、使用、販売を禁止されている製品に使用することはできません。
- 本資料に掲載してある技術情報は、製品の代表的動作・応用を説明するためのもので、その使用に際して当社及び第三者の知的財産権その他の権利に対する保証または実施権の許諾を行うものではありません。
- 別途、書面による契約またはお客様と当社が合意した仕様書がない限り、当社は、本製品および技術情報に関して、明示的にも黙示的にも一切の保証（機能動作の保証、商品性の保証、特定目的への合致の保証、情報の正確性の保証、第三者の権利の非侵害保証を含むがこれに限らない。）をしておりません。
- 本製品、または本資料に掲載されている技術情報を、大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的、あるいはその他軍事用途の目的で使用しないでください。また、輸出に際しては、「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」等、適用ある輸出関連法令を遵守し、それらの定めるところにより必要な手続を行ってください。
- 本製品の RoHS 適合性など、詳細につきましては製品個別に必ず当社営業窓口までお問い合わせください。本製品のご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令等、適用ある環境関連法令を十分調査の上、かかる法令に適合するようご使用ください。お客様がかかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関して、当社は一切の責任を負いかねます。