

第7章 インバータ

○ インバータとは？

インバータ(inverter)は直流電圧から交流電圧を得るための装置である。スイッチの組み合わせを変えることで、出力に E か $-E$ の電圧が得られる。

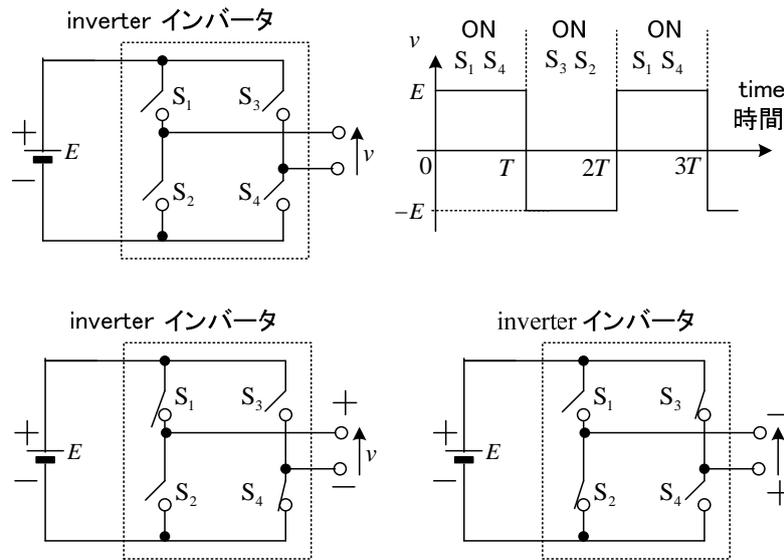


図 7-1 インバータのしくみ(principle of inverter)

インバータから出力される電圧 v は、 S_1, S_4 がオンのとき E 、 S_3, S_2 がオンのとき $-E$ となる。これを、周期 $2T$ ごとに繰り返すと、きれいな正弦波ではないが、交流電圧が得られる。一般に電流の経路を切り替えることを**転流(commutation)**という。

これらのスイッチは、トランジスタを使った電氣的なスイッチで構成する。しかし、トランジスタは一方方向にしか電流を流さないので、逆並列にダイオードを組み合わせ図 7-2 の回路で用いることが多い。トランジスタの**ゲート G** にオン信号が入っているときは、トランジスタまたはダイオードを通して電流は両方向に流れることができるので、**コレクタ C** と**エミッタ E** 間は、スイッチがオンした状態（**導体**）と考えてよい。しかし、トランジスタのゲート G にオフ信号が入っているときはトランジスタを通して電流は流れないがダイオード

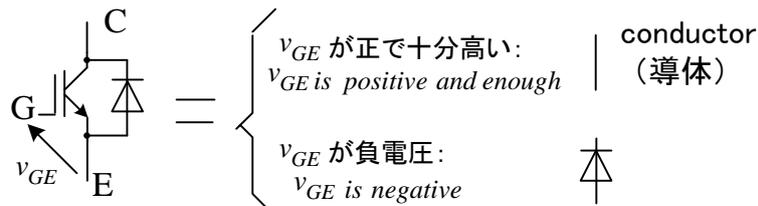


図 7-2 電気スイッチの考え方

を流すことができるが、一般のスイッチのように回路が切れた状態にはなっていない。しかし、このことは後で述べるようにかえって役立つ。

○ 実際のインバータ

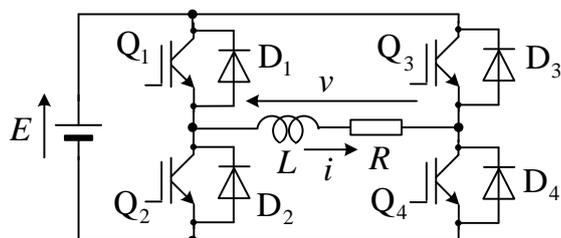
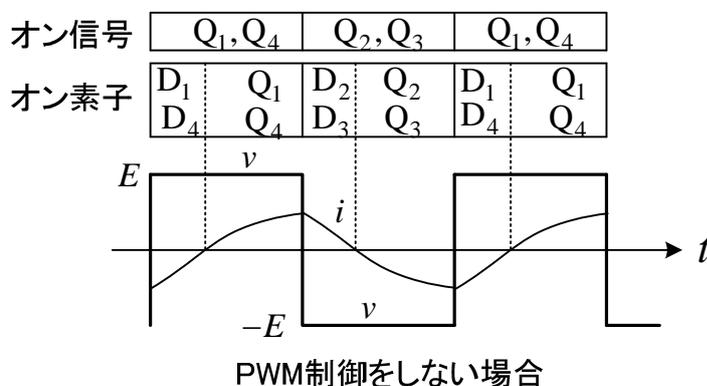


図 7-3 単相インバータ(single-phase inverter)

図 7-3 に実際の**単相インバータ**を示す。ここで、 R, L は負荷を表している。まず、**パルス幅変調 (PWM)** はしないで、交流電圧 v の周波数だけを変える場合を述べる。下図のように、この場合には、 Q_1, Q_4 に同時にオン信号を加える期間と Q_2, Q_3 に同時にオン信号を加える期間を交互に繰り返す。すると R, L 負荷のために電流は遅れるが、オン信号を加えた IGBT と逆並列のダイオードが導通し、方形波の交流電圧 v が図のように得られる（負荷によって電流は変化するが v は変化しない）。



電流の向きに関係なく

$$v = E \quad : \quad Q_1, Q_4 \text{ にオン信号を入れるとき} \quad (7-1)$$

$$v = -E \quad : \quad Q_2, Q_3 \text{ にオン信号を入れるとき} \quad (7-2)$$

となる。例えば、 Q_1, Q_4 にオン信号を入れたとき、 $i < 0$ であれば、 D_4, R, L, D_1, E, D_4 のループで電流が流れる。この結果、 v を交流電圧にすることができる。次に、 v の大きさを変える場合には、パルス幅変調により半周期の平均を変える。なお、 Q_1, Q_3 に同時にオン信号を加える期間と Q_2, Q_4 に同時にオン信号を加える期間では電流に関係なく $v = 0$ とすることもできる。 $v = 0$ となる期間を多く入れるほど、半周期の平均値の絶対値は小さくなる。

図 7-4 に示す上下のトランジスタで、 Q_1, D_1 グループから Q_2, D_2 グループへの切り替えを詳しく考える。

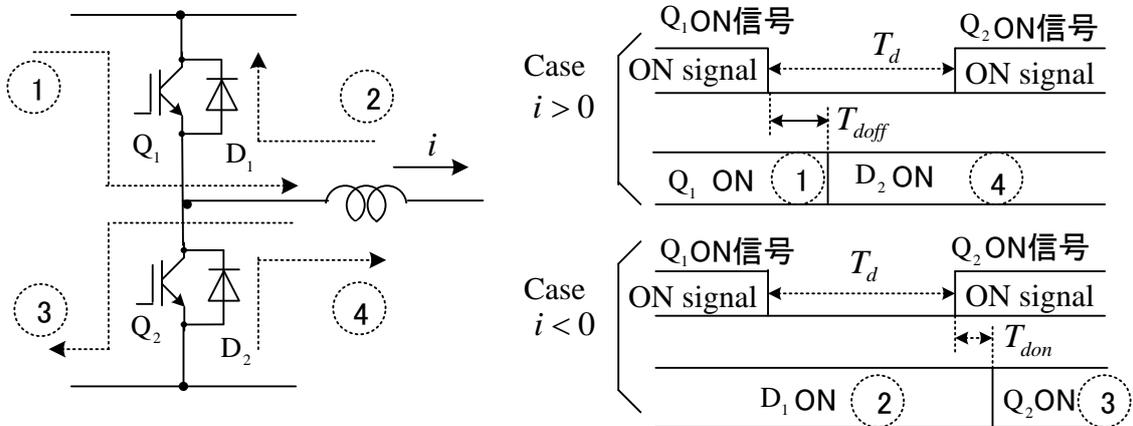


図 7-4 電流の流れる様子(ON signal , ON device and Current flow)

トランジスタ Q_1 と Q_2 に同時にオン信号を加えると、電源短絡を起こし、素子が破壊するので、絶対にしてはいけない。また、オン信号やオフ信号を入れてから実際にトランジスタがオンまたはオフするまでに多少時間を要するので、 Q_1 と Q_2 の間でオン信号を切り替えるとき、どちらにもオフ信号を送る時間を設ける。これを、**デッドタイム** T_d という。図 7-4 に示すように、 Q_1 にオン信号を送る状態から Q_2 にオン信号を送る状態にかわる場合、どの素子がオンするかは、流れる電流の向きによって異なる（負荷にインダクタンス成分があると電流は急に方向を変えることはできない）。

$i > 0$ の場合、オンしていた Q_1 にオフ信号を送ると、**ターンオフ時間** T_{doff} 後に Q_1 がオフするが、インダクタンスの働きで電流が流れ続けようとするから、 D_2 がオンし、 T_d 後 Q_2 にオン信号をいれても Q_2 はオンしない。 $i < 0$ の場合、 Q_1 にオン信号を送っても、 Q_1 はオフしたままで、 D_1 がオンするしかない。この後 Q_2 にオン信号をいれると**ターンオン時間** T_{don} 後に Q_2 はオンする。

○ インバータ-AC モータ

AC(交流)モータの速度を変えるには、それに接続する交流電源の周波数を変える必要がある。商用電源の周波数は 50Hz か 60Hz であるから、まず整流器で交流から直流を作り、その後インバータで直流からいろいろの周波数の交流を作り、AC モータに加える。このときの回路構成を図 7-5 に示す。AC モータは一般に三相であるから、図の三相インバータが用いられる。モータに加える交流電圧を作るためには、チョップと同様に、PWM 制御を利用する。すなわち、直流電圧は変えられないから、周期ごとの平均値を変化させて等価的に任意の交流電圧を作る。整流器の出力電圧を E_d とし、これを 2 分割した図 7-6 を考える。

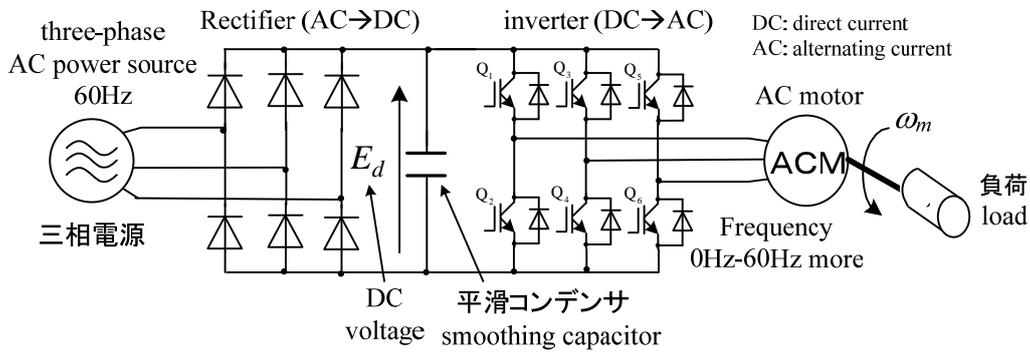


図 7-5 インバータによる AC モータの駆動主回路
A PWM inverter-fed AC motor drive system.

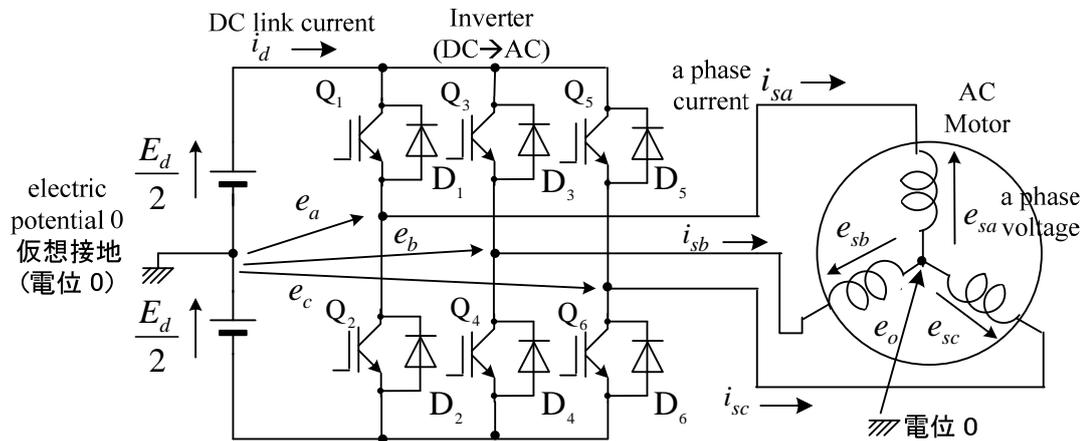


図 7-6 インバータ駆動 AC モータの電圧の定義 (definition of voltages)

図に示すモータの相電圧は e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} であり，これを制御することが目的であるが，等価的に e_a, e_b, e_c を制御してもよい。このことをまず示す。図 7-6 より，

$$\begin{aligned} e_{sa} &= e_a - e_0 \\ e_{sb} &= e_b - e_0 \\ e_{sc} &= e_c - e_0 \end{aligned} \tag{7-3}$$

となる。モータの特性より， $e_{sa} + e_{sb} + e_{sc} = 0$ が成立するので，中性点の電圧 e_0 は

$$e_0 = (e_a + e_b + e_c) / 3 \tag{7-4}$$

である。ところで目的は，モータの電流を制御することであるから，静止座標系 ($\theta = 0$) での固定子電圧 $e_{s\alpha}, e_{s\beta}$ が望み通りに制御されていれば良いと考えられる。(7-3)を代入して

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e_{s\alpha} \\ e_{s\beta} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \\ e_{sc} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7-5)$$

であるから、 e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} の代わりにそれぞれ e_a, e_b, e_c を制御してもよいと考えられる。

e_a, e_b, e_c の制御はどれも同じように行うので、 e_a の制御について考える。図で、トランジスタ Q_1 と Q_2 は同時にオンさせることは絶対にしてはならない。なぜなら、そうすると電源短絡となって素子が壊れるからである。 Q_1 にオン信号を入れているとき、 Q_1 か D_1 が導通して、 $e_a = E_d/2$ となる。このとき、 Q_2 にはオフ信号が入っているのがオンすることはないし、 D_2 がオンする可能性もない ($i_{sa} > 0$ で D_2 がオンするのであれば Q_1 がオンし、 D_2 はオフとなる)。逆に、 Q_2 にオン信号が入ると $e_a = -E_d/2$ である。

そこで、 Q_1, Q_2 に入れるオン信号を図 7-7 のように制御する。すなわち、**キャリア(搬送波)**と**変調率 a** を比較して、変調率 a が大きいところで Q_1 にオン信号を入れ、逆に変調率 a が小さいところで Q_2 にオン信号を入れる。キャリアや変調率はマイコンで作る。キャリアの周期 T における e_a の平均値は次式で与えられる。

$$-e_a = \frac{E_d}{2} \frac{T_1 + T_3 - T_2}{T} = \frac{E_d}{2} \frac{T_1 + T_2 + T_3 - 2T_2}{T} = \frac{E_d}{2} \left(1 - \frac{2T_2}{T}\right) = \frac{E_d}{2} a \quad (7-6)$$

$$\text{図 7-7 で三角形相似より } T : T_2 = 2 : 1 - a \quad \text{だから } a = 1 - \frac{2T_2}{T} \quad (7-7)$$

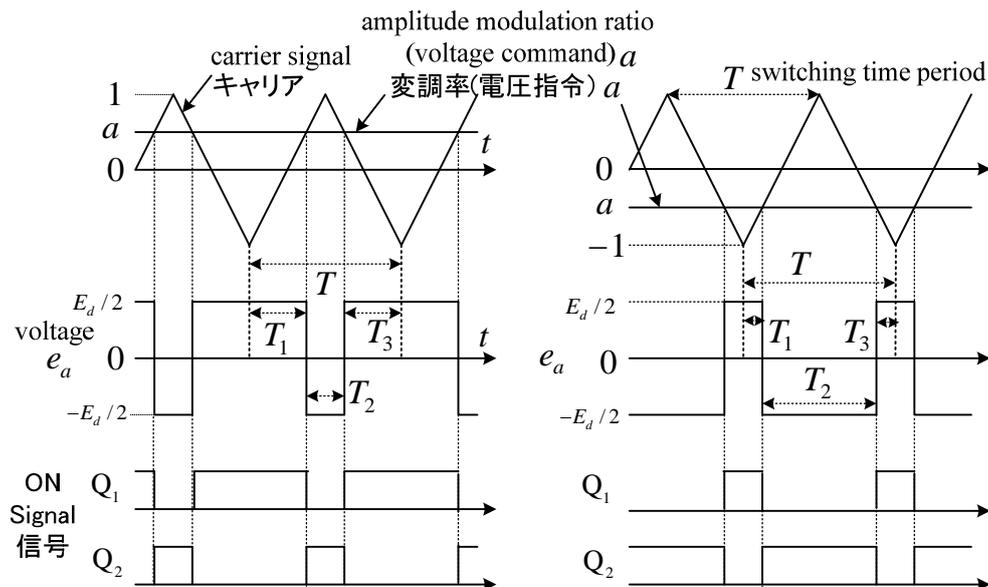


図 7-7 PWM制御(pulse width modulation control: short period)

また、Q1 オン期間は(7-7)を用いて

$$T_1 + T_3 = 2T_1 = T - T_2 = \frac{T + aT}{2} = \frac{T}{2} + \frac{\bar{e}_a T}{E_d} \quad (7-8)$$

変調率 a が $1, 0, -1$ のとき \bar{e}_a はそれぞれ $E_d/2, 0, -E_d/2$ となり、 a を変えることでスイッチングの周期 T ごとに $E_d/2$ から $-E_d/2$ の範囲で自由に電圧が作れることになる。 a 相電圧指令を e_{sa}^* とすると、 $e_{sa}^* = \bar{e}_a$ として制御すればよい。b 相、c 相も同様である。

$$a = a_m \sin \theta \quad (7-9)$$

のとき、 e_a の基本波電圧 e_{a1} は次式で与えられる。

$$e_{a1} = \frac{E_d}{2} a = a_m \frac{E_d}{2} \sin \theta \quad (7-10)$$

相電圧の最大値は $E_d/2$ が限界となる。線間電圧の最大値は $\sqrt{3}E_d/2 = 0.87E_d$ が限度で直流電圧を十分利用しているとは言えない。

キャリア周波数として、10 kHz を用いるとき、図 7-7、図 7-8 のキャリアの周期 (**スイッチング周期**) T は $100 \mu s$ となる。電動機の周波数 (図 7-8 の変調率や電流 i_{sa} の周波数) が 50 Hz のとき、周期が 20 ms であるから、この 1 周期の中に 200 個の周期 T が入る。トランジスタはこのように速くオン、オフを繰り返すので、モータに流れる電流はモータ内のインダクタンスのためこのオン、オフに影響されず図 7-8 に示すようにほぼきれいな正弦波となる。図 7-8 で e_a の基本波は変調率 a に比例する ((7-10) が成り立つ) ことを確認せよ。

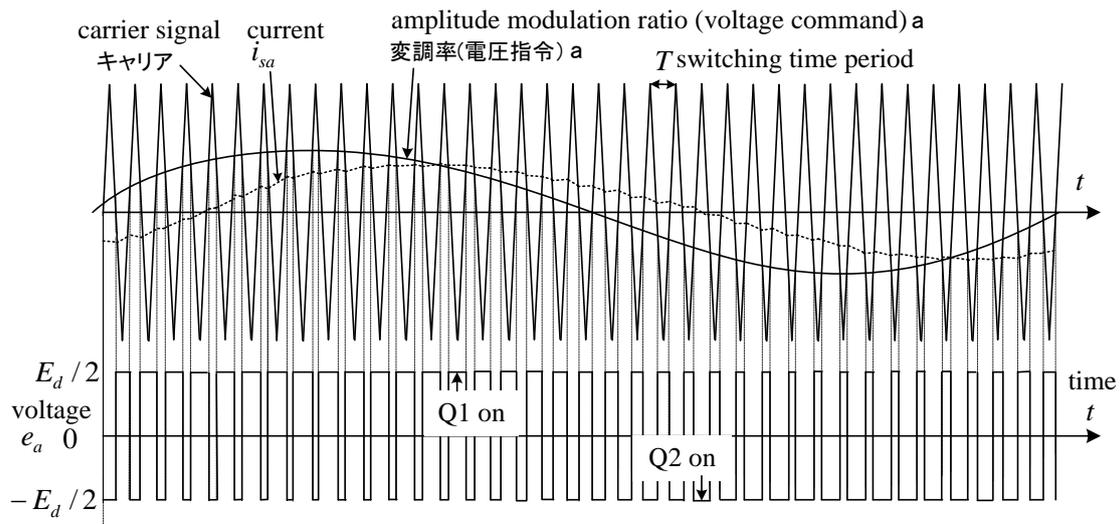


図 7-8 PWM 制御(pulse width modulation control: long period)

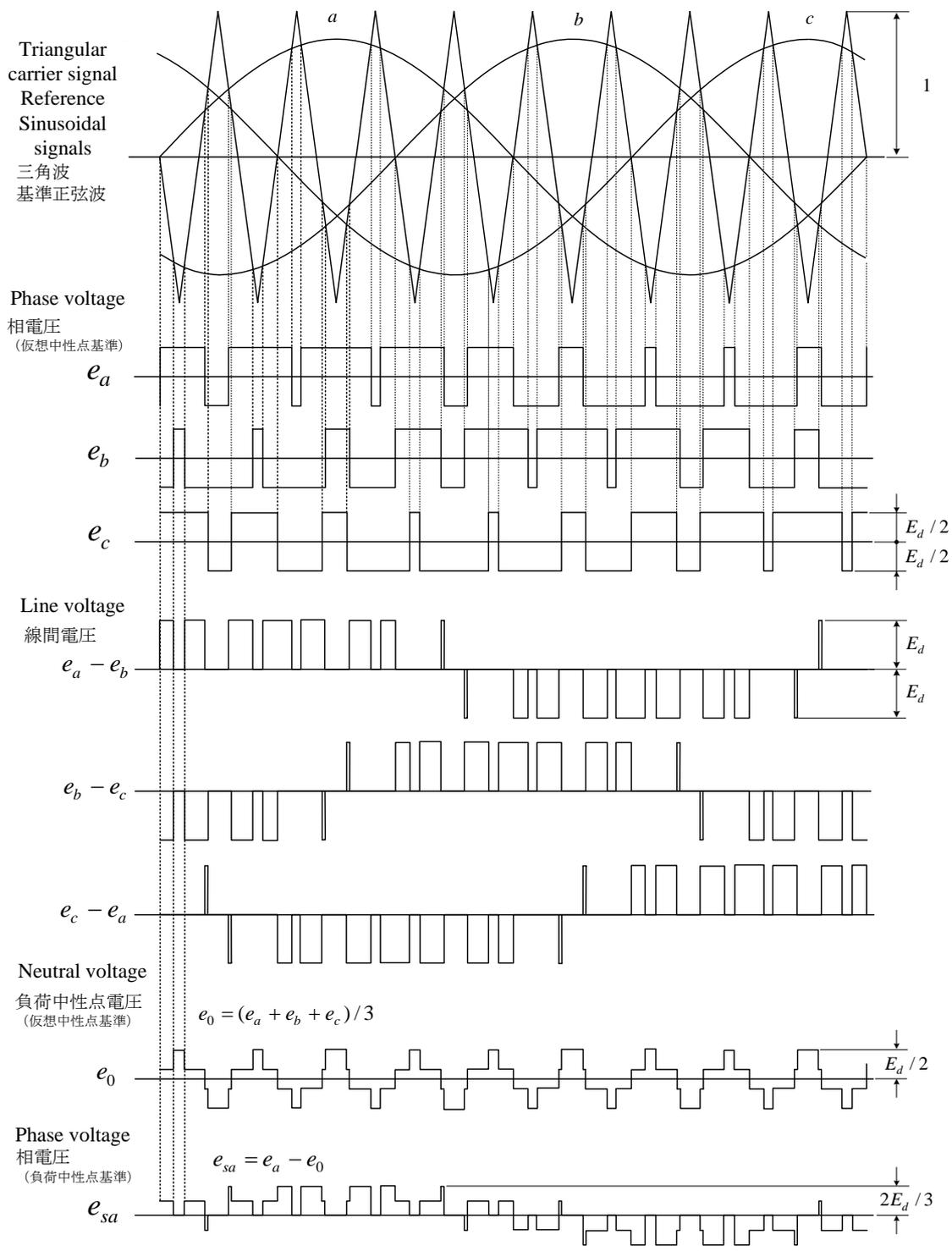


図 7-9 PWM 制御時の波形(pulse width modulation waveforms)

変調率 a , b , c が1より大きい場合は、**過変調**(overmodulation)と呼ばれる。過変調になるとトランジスタがオン・オフ動作しないので、電圧指令通りの電圧が出力できず、出力電圧の高調波成分が増加する問題がある。そこで、過変調を用いないで電圧利用率の改善策として、次のように中性点電位を利用する方法がある。

$$a = a_m \sin \theta + \Delta v$$

$$b = a_m \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \Delta v \quad (7-11)$$

$$c = a_m \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \Delta v$$

Δv は

$$\Delta v = (a_m / 6) \sin(3\theta)$$

して3次高調波成分を重畳させる方式がある⁽⁵⁰⁾。

a/a_m の最大値は微分することで求められ、 $\sqrt{3}/2$ ($\theta = \pi/3$ など) となり1より小さい。 b , c は a よりそれぞれ $2\pi/3$, $4\pi/3$ 遅れる (3θ の項は遅れても同じ波形)。従って $a_m = 2/\sqrt{3} = 1.155$ と1以上にしても、 $a \leq 1$ となり全期間でPWMが可能である。

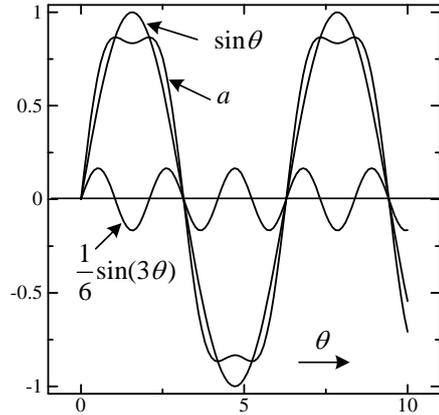


図7-10 $a = a_m \{ \sin \theta + (1/6) \sin(3\theta) \}$ の波形 ($a_m = 1$ のとき)

(7-11)のとき、PWMによる高調波成分を無視すると(7-10)より

$$e_a = \frac{E_d}{2} (a_m \sin \theta + \Delta v), e_b = \frac{E_d}{2} (a_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \Delta v), e_c = \frac{E_d}{2} (a_m \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \Delta v) \quad (7-12)$$

であるが、線間電圧には Δv の影響はない。(7-3), (7-3)に(7-12)を代入すると次式が成り立ち、相電圧にも Δv の影響はない。

$$e_{sa} = e_a - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} = \frac{E_d}{2} a_m \sin \theta$$

(7-11)式よりも簡単な方法として、次式のように Δv を選ぶ方法がある⁽⁴⁹⁾。

$$\Delta v = \frac{1}{2} \text{middle}(a_m \sin \theta, a_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}), a_m \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \quad (7-13)$$

ここで、middleは3相電圧のうち2番目に高い(中間)電圧である。

例えば、 $\pi/2 \leq \theta \leq 5\pi/6$ のとき、b相が中間値となるから(3相波形を書いてみよ)

$$a = a_m \sin \theta + \frac{1}{2} a_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) = \frac{\sqrt{3}}{2} a_m \sin(\theta - \frac{\pi}{6})$$

であり、 $\theta = 2\pi/3$ で a は最大値 $\sqrt{3}a_m/2$ をとる。従って、この場合にも $a_m = 2/\sqrt{3} = 1.155$ と1以上にできる。他の期間も同様である。

空間ベクトル PWM 方式について述べる。この方式が実際に使われているケースは少ないと思われるが、PWM を考える上で重要である。

相電圧を

$$e_{sa} = e_m \cos \theta_v, e_{sb} = e_m \cos(\theta_v - \frac{2}{3}\pi), e_{sc} = e_m \cos(\theta_v + \frac{2}{3}\pi)$$

とするとき、空間ベクトル（最初の式が定義）は次式で計算できる。

$$\dot{e} \equiv \sqrt{\frac{2}{3}}(e_{sa} + e_{sb}e^{j\frac{2\pi}{3}} + e_{sc}e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = \sqrt{\frac{2}{3}}(e_a + e_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + e_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = \sqrt{\frac{3}{2}} e_m e^{j\theta_v} \quad (7-14)$$

従って、空間ベクトルの大きさは、線間電圧の実効値となる。

インバータの各スイッチングモードに対し、空間ベクトルは次式のように計算できる。

	\dot{e}_0	\dot{e}_1	\dot{e}_2	\dot{e}_3	\dot{e}_4	\dot{e}_5	\dot{e}_6	\dot{e}_7
a	0	1	1	0	0	0	1	1
b	0	0	1	1	1	0	0	1
c	0	0	0	0	1	1	1	1
e_a	$-\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$	$-\frac{E_d}{2}$	$-\frac{E_d}{2}$	$-\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$
e_b	$-\frac{E_d}{2}$	$-\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$	$-\frac{E_d}{2}$	$-\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$
e_c	$-\frac{E_d}{2}$	$-\frac{E_d}{2}$	$-\frac{E_d}{2}$	$-\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$	$\frac{E_d}{2}$
	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_d$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_d e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E_d$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$	0

1 : 上アームオン, 0 : 下アームオン * 上アームとは図 6 で Q_1D_1, Q_3D_3 または Q_5D_5

$$\text{例えば, } \dot{e}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}(\frac{E_d}{2} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = \sqrt{\frac{2}{3}}E_d$$

(7-3)式を(7-14)式に代入すると、中性点電位の影響はなくなる。

三角波比較 PWM 方式で変調率が 1 のとき

$$e_a = \frac{E_d}{2} \cos \theta_v, e_b = \frac{E_d}{2} \cos(\theta_v - \frac{2}{3}\pi), e_c = \frac{E_d}{2} \cos(\theta_v + \frac{2}{3}\pi)$$

であるから、大きさ最大の空間ベクトルは次式で与えられる。

$$\dot{e} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E_d}{2} e^{j\theta_v} = \frac{\sqrt{6}E_d}{4} e^{j\theta_v} \quad (7-15)$$

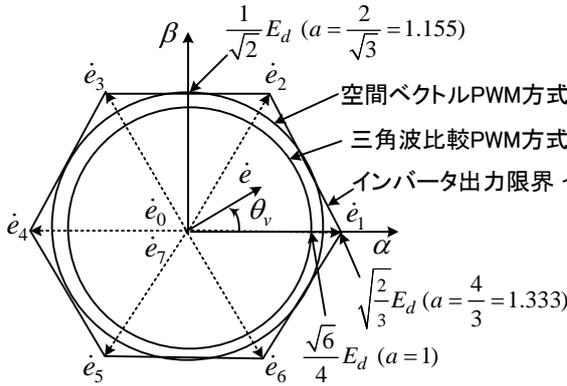


図 7-11 空間ベクトルと出力限界

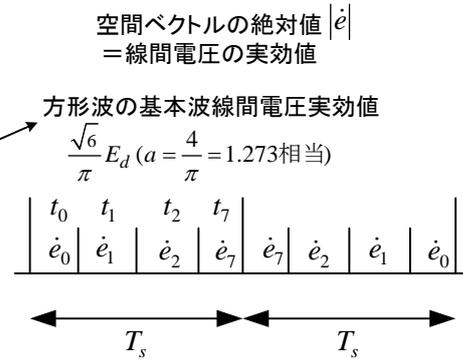


図 7-12 空間ベクトル PWM 方式

空間ベクトル方式では、60度区間で、 \dot{e}_1, \dot{e}_2 と零ベクトル \dot{e}_0, \dot{e}_7 で任意のベクトル \dot{e} を作る。周期 T_s の平均値を同じにすれば

$$T_s \dot{e} = t_1 \dot{e}_1 + t_2 \dot{e}_2$$

$$\therefore \dot{e} = \frac{t_1}{T_s} \dot{e}_1 + \frac{t_2}{T_s} \dot{e}_2 = \frac{t_1}{T_s} \sqrt{\frac{2}{3}} E_d + \frac{t_2}{T_s} \sqrt{\frac{2}{3}} E_d e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (7-16)$$

$$\text{ただし, } \frac{t_1}{T_s} \leq 1, \frac{t_2}{T_s} \leq 1, t_1 + t_2 \leq T_s$$

t_1, t_2, t_0, t_7 を適当に選ぶことで、 \dot{e} は \dot{e}_1, \dot{e}_2 を結ぶ三角形の中の任意のベクトルとなる。逆に、この外側の空間ベクトルは作れないので、この三角形がインバータの出力限界である。出力限界では、 $t_0 = t_7 = 0$ である（ベクトルの内分の公式）。常に出力可能な空間ベクトルの大きさ $|\dot{e}|$ の最大値は、 $t_1 = t_2 = T_s/2$ のときの値で、

$$|\dot{e}|_{\max} = \frac{E_d}{\sqrt{2}} \quad (= \text{線間電圧実効値の最大値}) \quad (7-17)$$

である。すなわち空間ベクトル PWM 方式の出力電圧は六角形の内接円（変調率 1）まで正弦波で出力できる（円がスムーズの限界）。その結果、内接円と六角形との領域は、過変調領域で歪んだ線間電圧となるが基本波電圧は大きくできる。

三角波比較 PWM 方式と比較すると空間ベクトル PWM 方式では

$$\left(\frac{E_d}{\sqrt{2}}\right) / \left(\frac{\sqrt{6}}{4} E_d\right) = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155 \quad (7-18)$$

となり、15.5%改善される。

具体的な時間の決め方を考えよう。

$0 \leq \theta_v \leq \pi/3$ の期間で、(7-14)、(7-16)を等しいとおいて、

$$\sqrt{\frac{3}{2}} e_m e^{j\theta_v} = \frac{t_1}{T_s} \sqrt{\frac{2}{3}} E_d + \frac{t_2}{T_s} \sqrt{\frac{2}{3}} E_d e^{j\frac{\pi}{3}}$$

実部と虚部を比較することにより

$$\frac{t_1}{T_s} = \frac{\sqrt{3} e_m}{E_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right), \quad \frac{t_2}{T_s} = \frac{\sqrt{3} e_m}{E_d} \sin \theta_v \quad (7-19)$$

$$\text{ここで, } \gamma = \frac{\sqrt{3} e_m}{E_d} \quad (7-20)$$

は空間ベクトル PWM 方式の変調率と呼ばれる。 t_0, t_7 は

$$t_0 = t_7 = \frac{1}{2}(T_s - t_1 - t_2) \quad (7-21)$$

で求められる。三角波比較 PWM 方式は仮想中性点からみた相電圧を正弦波に制御する方式である。図 7-9 より三角波比較 PWM 方式では、変調率によって零ベクトルの期間が決るが、それが正弦波ならある値以下にできず電圧が出せない。しかし三角波比較 PWM 方式でも中性点の電位をうまく選ぶことで、空間ベクトル PWM 方式と同じ出力限界まで歪みのない線間電圧および巻線の相電圧（線間電圧で決る）を発生させることができる。3 次高調波成分を重畳させる方式、中間電圧を利用する方法があり、既に述べた。空間ベクトル PWM 方式で 2 つの零ベクトルを使えば三角波比較 PWM 方式と同じ 3 アーム変調 PWM、どちらか片方使うと 2 アーム変調 PWM となる⁽²⁷⁾。三角波比較 PWM 方式では三角波の頂点で必ず 2 つの零ベクトルが入る（図 7-9 e_a, e_b, e_c 見よ）。

なお、基本波成分を高めるため線間電圧が歪んだ領域を使用する研究もなされている。極端な過変調を行った場合には、 180° 通電形の波形となる。

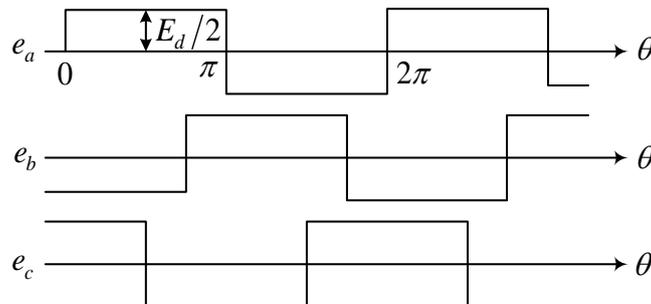


図7-13 180° 通電形

e_a をフーリエ級数展開すると、その基本波成分 e_{a1} は、

$$e_{a1} = \frac{2E_d}{\pi} \sin \theta$$

となる。この場合、線間電圧の基本波実効値は、 $\sqrt{6}E_d/\pi = 0.7797E_d$ となり、これが三相電圧形インバータで出力可能な最大実効値電圧である。方形波の場合、空間ベクトルPWM方式より $2\sqrt{3}/\pi = 1.103$ 倍まで電圧を大きくできる。180° 通電は電車の高速運転時に利用されている。

図7-6で、直流母線電流(DC link current) i_d の波形がどうなるか考えよう。キャリアの周期 T の間、相電流は一定と考える。オン信号が入るトランジスタが Q_1 から Q_2 へ変化すると、相電流は一定なので、 i_{sa} の電流だけ i_d は減少する。($i_{sa} < 0$ ならば、 $|i_{sa}|$ の分だけ増加する。このときは、 Q_1 はオフで、 D_1 を通って電流が流れている。) Q_3 と Q_4 、 Q_5 と Q_6 についても同様である。上側または下側だけにオン信号が入るとき $i_d = 0$ である。従って、オン信号のタイミングに合わせて i_d を検出することで、相電流が検出できる⁽²⁸⁾。ノイズやデッドタイムを考慮して、電流検出を行う必要がある。また、パルス幅が狭くなると検出誤差が出やすくなる。 i_d は次式で表わせる。

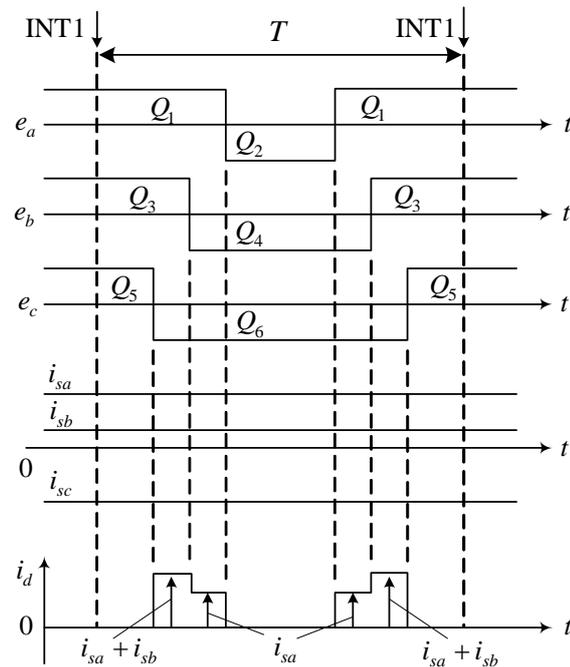


図7-14 直流母線電流

$$i_d = q_1 i_{sa} + q_3 i_{sb} + q_5 i_{sc}$$

if Q_i or D_i is conducting, q_i is 1 and

if Q_i and D_i are not conducting, q_i is 0. ($i=1,3,5$)