

交流電動機の極座標空間ベクトル制御に適した 新方式電圧形PWMインバータ

松本久男*・高見 弘*・清水良規**・池田 隆*

A New PWM Voltage Source Inverter for Polar Coordinate Space Vector Control of AC Motors

Hisao MATSUMOTO, Hiroshi TAKAMI, Yoshinori SHIMIZU and Yutaka IKEDA

Abstract

This paper presents a new PWM voltage source inverter and an example of its applications. In this PWM inverter, the magnitude and frequency of the motor voltage are separately controlled. This inverter has the following special merits.

- 1) The arbitrary voltage space vector can be obtained in real time.
- 2) Compared with the conventional PWM method which synthesize the PWM pattern by comparing a sinusoidal reference signal with a triangular carrier, switching frequency of the switching elements (GTO) decreases to about two-third times.
- 3) The fundamental amplitude of output voltage is larger than that of conventional one.

Moreover, the dead time error which distorts the voltage waveform is investigated in detail, and its compensation method fitted this inverter is given.

As an example, this inverter is tested to drive a 2 kW induction motor which is controlled by a vector control strategy based on the method of instantaneous symmetrical coordinates.

As a results, a quick speed response (rising time is 6 ms) and excellent characteristics are attained and it is verified that this inverter is suitable for variable speed drive of AC motors.

1. まえがき

交流電動機の世界制御法として、電圧形PWMインバータを用いたベクトル制御方式が開発され実用化されつつある^{1)~3)}。この制御には、二軸理論に基づき電動機電流を検出し制御する方式が現在良く用いられている⁴⁾。しかし、二相—三相変換が必要であるため制御回路が複雑になり、また電動機電流と電圧の関係が非線形であるので、最適な調節器を設計することが困難である。

筆者の一人は、既に、瞬時値対称座標法に基づいて、電動機電流を検出しないで極座標表示された電動機電圧の空間ベクトルを制御する方式⁵⁾を提案した。この

制御方式では、電動機モデルが非常に簡単であり、電流マイナーループが存在しない。それゆえ、制御回路、調節器ともに簡単になるばかりでなく制御遅れがないので高速応の速度制御を達成できる。この場合、インバータの制御量を電圧の空間ベクトルの大きさと周波数に分けて制御を行なう必要があり、電圧の大きさ・位相ともにステップ状の激しい変化をするので、これに適したインバータが必要とされる。

ところで、制御性能を向上し、電動機のトルクリプルを低減し振動や騒音を少なくする目的で、PWMインバータのキャリア周波数は高くなる傾向にある。この場合、インバータの主回路素子の動作遅れによる電源短絡を防止するため、転流を行なう際、後述のデッドタイムを設ける必要がある。このためインバータの出力波形がひずみ、主回路素子にGTOサイリスタを用いる場合にはキャリア周波数の上限が1 kHz程度であ

* 電気工学科

** 大学院電気工学専攻

った。このデッドタイムによる波形ひずみを防止するために、インバータの出力電流を検出して主回路のトランジスタの不必要なベース信号を禁止することでデッドタイムを除去する方式⁶⁾が提案された。また誘導電動機を駆動するときにデッドタイムが制御系の安定性に及ぼす影響の理論的解析⁷⁾がなされ、これによるPWM波形のひずみを改善する方法⁸⁾も提案されている。

本稿では、極座標電圧ベクトルの高速制御に適した新しいGTO電圧形PWMインバータの動作原理と回路構成について説明し、本方式に適したデッドタイム補償法について解説する。また極座標電圧ベクトル制御を用いて誘導電動機の高速度制御が達成されたのでその結果について報告する。

2. 極座標電圧ベクトル制御用PWMインバータ

2.1 PWMインバータの原理

Fig. 1にPWMインバータの主回路の動作原理、Fig. 2にこれによる電動機の相電圧の空間ベクトルを示す。ここで、 E は直流電源の電圧、 $G1 \sim G6$ はGTOサイリスタ（以下GTOと略す）、 v_a, v_b, v_c は直流電源の仮想中性点 O から見たインバータの出力端子の電圧、 i_a, i_b, i_c は電動機の相電流、 v_{an}, v_{bn}, v_{cn} は電動機の相電圧を表す。

Fig. 2の空間ベクトル \dot{V} は次式の様に与えられる。

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (1/\sqrt{3})(v_{an} + \dot{\alpha}v_{bn} + \dot{\alpha}^2v_{cn}) \\ &= (1/\sqrt{3})(v_a + \dot{\alpha}v_b + \dot{\alpha}^2v_c) \dots\dots\dots(1) \end{aligned}$$

ここで $\dot{\alpha} = \epsilon^{j2\pi/3}$ である。

例えば、Fig. 1の $G1, G2, G6$ がオン、すなわち $v_a = E/2, v_b, v_c = -E/2$ のときFig. 2の空間ベクトルは大きさが $E/\sqrt{3}$ の A^+ ベクトルとなる。また、 $G1, G2, G3$ がオン、すなわち $v_a, v_b = E/2, v_c = -E/2$ のとき C^- ベクトルとなる。 $v_a, v_b, v_c = E/2$ のときは零ベクトル⁹⁾となる。空間ベクトル \dot{V} はこれら3つのベクトルを適当な時間比率で合成することにより実現することができる。¹⁰⁾

ここで、ベクトル \dot{V} のモードをその方向に応じてIからVIまでの6つの領域に分け、モードIでは $G1$ 、モードIIでは $G2$ を常にオンとし、残りの2つのアームのGTOでPWM変調を行なう。この様になると、インバータの3つのアームのうち1つは直流電源の正側または負側に常に接続されているので、従来の正弦波—三角波比較方式に比べ、得られる出力電圧の基本波成分が大きくしかもGTOのスイッチング回数が約2/

3となりスイッチング損失が減少する。なお、ベクトル \dot{V} の大きさ V が $E/2$ より小であれば、任意の方向のベクトルを実現できる（Fig. 2の内接円内のベクトル）。

各モードの始まりをそれぞれ基準軸と考え、この基準軸と \dot{V} のなす角を θ とし、内接円の半径 $E/2$ に対する V の比すなわち変調率を μ とすると

$$\dot{V} = \mu(E/2)\epsilon^{j\theta} \dots\dots\dots(2)$$

と表せる。

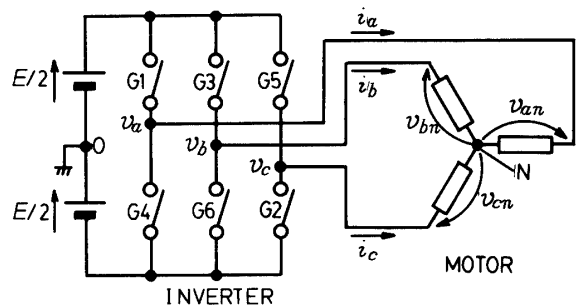


Fig. 1 Simplified circuit diagram of the PWM inverter system.

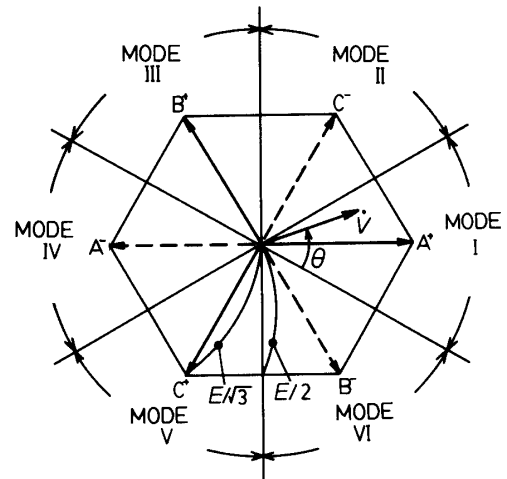


Fig. 2 Space voltage vector for the PWM inverter fed AC motor.

次節で述べるように実際のインバータでは、GTOなどの主回路素子のターンオフタイムによる電源短絡を防止するために15~40 μ s程度のデッドタイムを設け

必要がある。本実験装置では、一定周期 $T=512\mu s$ (キャリア周波数が1.953125kHzに相当) でPWMパルスを実現しており、デッドタイムを $34\mu s$ としている。

(1), (2)式より, v_a, v_b, v_c を各モード別に求めると Table 1 に示す解が得られる。

Table 1 Selecting logic for phase voltages.

	I	II	III	IV	V	VI
v_a	$E/2$	$-f_1(\theta)$	$f_2(\theta)$	$-E/2$	$f_1(\theta)$	$-f_2(\theta)$
v_b	$f_1(\theta)$	$-f_2(\theta)$	$E/2$	$-f_1(\theta)$	$f_2(\theta)$	$-E/2$
v_c	$f_2(\theta)$	$-E/2$	$f_1(\theta)$	$-f_2(\theta)$	$E/2$	$-f_1(\theta)$

$$f_1(\theta) = E/2 - \mu E \cos \theta = E/2 - \mu \lambda_1 E$$

$$f_2(\theta) = E/2 - \mu E \sin(\theta + \pi/6) = E/2 - \mu \lambda_2 E$$

Table 1 から分るように, モード I, III, V とモード II, IV, VI では電圧の符号が反転している。そこで前者を奇数モード, 後者を偶数モードと呼ぶことにする。奇数モードのときのパルス形状は Fig. 3 (a) のように, 偶数モードのときは同図 (b) のようになり, $\mu \lambda_1$, 及び $\mu \lambda_2$ の演算のみで決定される。従って PWM 制御演算は非常に簡単である。

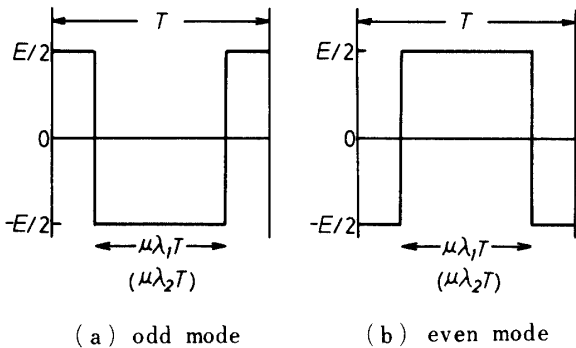


Fig. 3 PWM switching pattern.

2.2 デッドタイム補償

電圧形PWMインバータでは, 先に述べたようにアーム電圧を $E/2$ から $-E/2$ または $-E/2$ から $E/2$ へ切り替える際, 主回路素子のターンオフタイムを考慮して $15\sim 40\mu s$ 程度のデッドタイムを設ける必要がある。デッドタイムは極く短いものであるが, 高周波のPWMを行なう場合, これを補償しないとインバータの出力電圧波形にひずみが生じて高周波PWMの効果がなくなる。

本節では, 本PWM方式に適したデッドタイムの補償法について述べる。

PWMの周期 ($T=512\mu s$) は非常に短いので, インバータの出力電流の方向は一周期間中変化しないものとする。

Fig. 4 (a) に示すように G_P がオンで出力電流が正方向に①の通路で流れているとき, G_P をオフすると G_N をオンしなくても電流は②の通路を通して流れる。従って, 端子 T の電圧は G_P をオフすると同時に $E/2$ から $-E/2$ へ切り, デッドタイムが存在しても出力電圧は誤差を含まない。ところが, G_N がオンで②の通路で電流が流れているときに G_N をオフしても G_P をオンするまで依然として②の通路を流れ続け, ①の通路にならない。従って, G_N から G_P への転流時にデッドタイムだけ切り替えが遅れることになり, デッドタイム誤差が生じることになる。

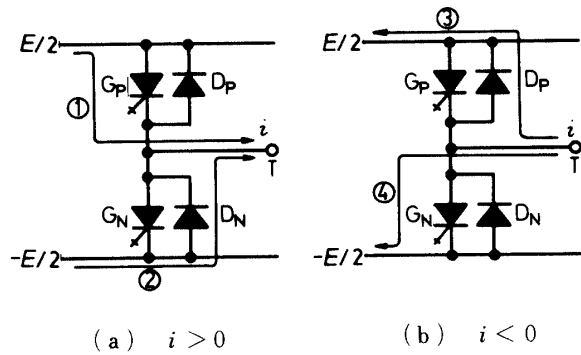


Fig. 4 Illustrations of dead time error.

また, 出力電流が負方向に流れているときは, (b) で示されているように, ③の通路から④の通路へすなわち G_P から G_N への転流時に誤差が生じる。

以上のことから, デッドタイムによる誤差は, 出力電流の方向によって決定される。また, この誤差は, 累積してインバータの出力電圧波形をひずませることになる。

本稿で提案するPWMインバータは, Fig. 3 に示したように, 奇数モードと偶数モードでPWMパルスが反転するので, これを考慮に入れて補償回路を設計する。例えば, 奇数モードで出力電流が正のとき, 補償回路がない場合 Fig. 5 (a) の破線で示される理想的波形に対し実際の波形は実線となるので, (b) に示す様に $\mu \lambda_1$ ($\mu \lambda_2$) のパルスをデッドタイム t_d だけ減算して補償し $\mu \lambda_1'$ ($\mu \lambda_2'$) とすれば, 各インターバルの終りに出力電圧の誤差が生じないで, これを補償することができる。また偶数モードのときは, PWMパルスが, 反転するので $\mu \lambda_1$ ($\mu \lambda_2$) に加算して補償すればよい。

ここで, 出力電力の方向が正のとき 1, 負のとき 0

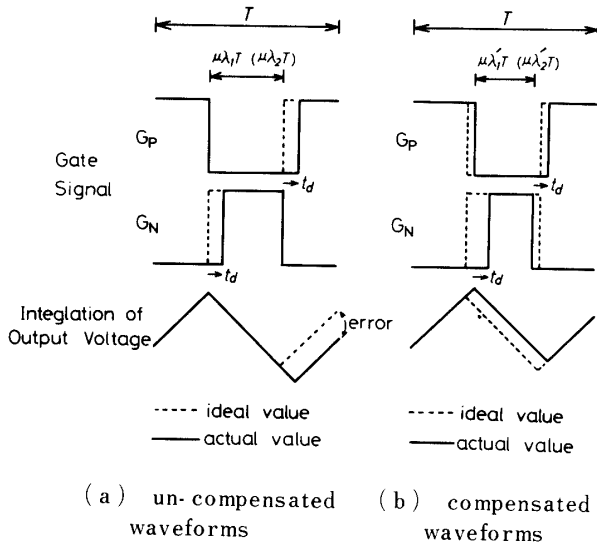


Fig. 5 Principle of dead time compensation.

とし、a, b, c各相の電流の方向をブール代数記号A, B, Cを用いて表す。また、6つのモードを区別するモード信号を $X_1 X_2 X_3$ の3ビット(X_1 をLSB)で表すようにする。 $\mu\lambda_1, \mu\lambda_2$ に対する補償論理を $S(\mu\lambda_1), S(\mu\lambda_2)$ とすると次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 S(\mu\lambda_1) &= X_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 \cdot A + \bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 \cdot \bar{A} + X_1 X_2 \bar{X}_3 \cdot B \\
 &\quad + \bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 \cdot \bar{B} + X_1 \bar{X}_2 X_3 \cdot C + \bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 \cdot \bar{C} \\
 S(\mu\lambda_2) &= X_1 \bar{X}_2 X_3 \cdot A + \bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 \cdot \bar{A} + X_1 X_2 \bar{X}_3 \cdot B \\
 &\quad + \bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 \cdot \bar{B} + X_1 X_2 \bar{X}_3 \cdot C + \bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 \cdot \bar{C} \\
 &\dots\dots\dots (3)
 \end{aligned}$$

ここで、 $S(\mu\lambda_1) = 1$ のときは $\mu\lambda_1$ に加算補償、 $S(\mu\lambda_1) = 0$ のときは $\mu\lambda_1$ に減算補償することを意味する。

2.3 制御回路の構成

2.3.1 動作の概要

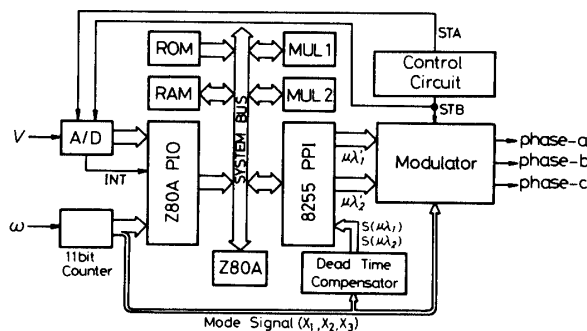


Fig. 6 Block diagram of the PWM controller.

Fig. 6にこの原理に基づくPWMインバータの制御回路のブロックダイアグラムを示す。Vは電圧ベクトルの大きさを表すアナログ信号でA/Dコンバータにより8ビットのデジタル量 μ [(2)式参照]に変換される。 ω は電圧ベクトルの角速度を表すパルスであり、 ω パルスを11ビットカウンタでカウントし、上位3ビットをモード信号、下位8ビットを電圧ベクトルの位相 θ (Fig. 2参照)としている。

コントロール回路は、512 μ s間隔のSTAパルスとSTBパルスの2相信号を発生している。はじめに、STAパルスによってVのA/D変換を行ない、変換終了で割り込みパルスINTを出力する。このパルスによってZ80A-CPUはZ80A-PIOより μ と θ を取り込み、積算器MUL1とMUL2を用い、 $\mu\lambda_1$ と $\mu\lambda_2$ の計算を行なう。なお、 λ_1, λ_2 はあらかじめデータテーブルとしてROMに記憶させている。ところで、マイコンが11ビットカウンタより θ の取り込み時点とカウンタのトリガ時点が一致すると間違ったデータを入力する可能性があるので、このとき ω パルスを取り込み終了時までシフト(約0.6 μ s)させる。次に、デッドタイム補償回路より補償論理を取り込み [(3)式参照]、 $\mu\lambda_1, \mu\lambda_2$ の補正を行ない、8255PPIから補正された値 $\mu\lambda_1', \mu\lambda_2'$ を出力する。STBパルスにより変調回路は、この補正された値を用いてFig. 3に示す形状のパルスをTable 1に示す論理表に従って選択する。さらにこの信号の立ち上がりを34 μ s遅らせて、前述したデッドタイムを付加したのち各相のPWM信号を出力する。

2.3.2 A/Dコンバータとサンプルホールド

PWMインバータは、大きな電流をかなり高周波でオン・オフするためにノイズが発生する。ノイズ対策と制御回路を高電圧から保護する目的で、フォトカプラ、アイソレーションアンプ等を用い、制御回路をインバータの主回路と絶縁しているけれども、特にアナログ回路にノイズが混入しトラブルの原因となる。

A/Dコンバータは、その変換中に入力信号が変化すると変換データにエラーを発生するので、入力部にサンプルホールド回路を付加し、変換中の入力信号を保持する。しかし、入力信号にノイズが混入しているとサンプルデータが間違った値になる可能性がある。

そこで、Fig. 7に示すように、アナログスイッチによって積分器の入力信号をオンオフすることによって、入力信号の平均値をサンプル・ホールドする回路を使用した。この回路は、A/D変換器を介してマイコンへデータの転送が終了すると次のサンプリングに備えて積分器をリセットする。

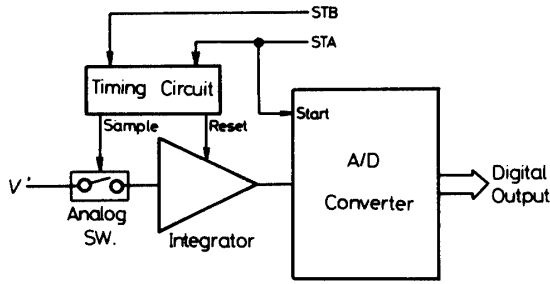


Fig. 7 Sample-and-hold circuit and A/D converter.

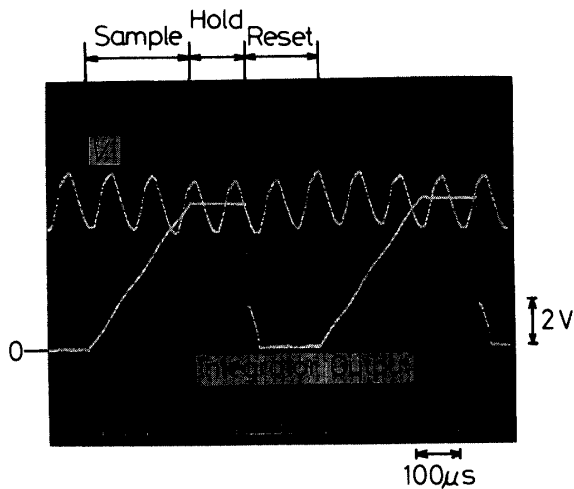


Fig. 8 Input- and output-waveforms of sample-and-hold circuit.

Fig. 8 にサンプルホールドの入出力波形を示す。サンプル期間を $230\mu s$ に設定しており、サンプル→ホールド→リセットが繰り返されている。出力の値は、入力信号の平均値になっていることが分る。

2.3.3 コントロール回路と変調回路

Fig. 9 にコントロール回路と変調回路を示す。この2つの回路はタイミングにおいて非常に密接な関係があるので、併せて説明を行なう。

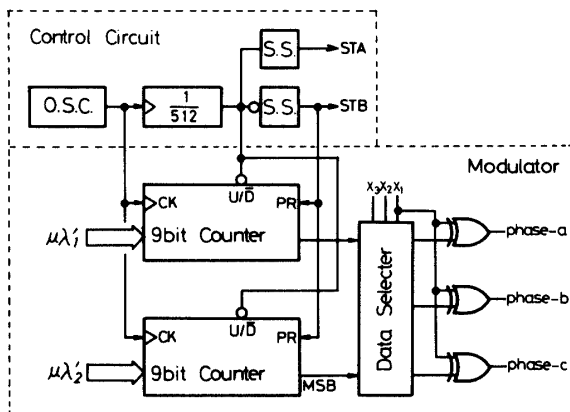


Fig. 9 Control circuit and modulator.

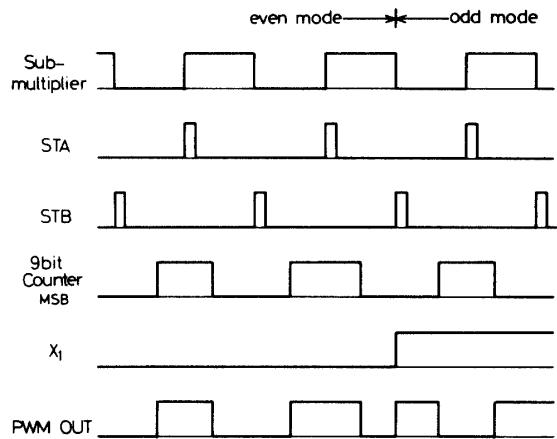


Fig.10 Timing diagram of modulator.

コントロール回路は、基準クロック 1 MHz を 512 分周し、Fig. 10 に示す様に立ち上がりで STA、立ち下がりで STB パルスが発生する。STA パルスは、前に述べたように A/D コンバータの変換開始指令として用いられる。STB パルスが 9 ビットカウンタのプリセット (PR) に入ると、マイコンから送られてきたデジタル値 $\mu\lambda_1'$ ($\mu\lambda_2'$) がカウンタにプリセットされる。分周器の出力が L レベルのときアップカウント、H レベルのときダウンカウントすることにより $\mu\lambda_1'$ ($\mu\lambda_2'$) に比例したパルスに変換を行なう。次にデータセクタによって、Table 1 の論理表に従い、a, b, c 相へデータを振り分ける。そしてモード信号の LSB と Ex-OR を行なうことで偶数モードと奇数モードの波形を得ている。

なお、Table 1 の E/2 および $-E/2$ は Fig. 9 の対応する相のデータセクタをリセットするだけで実現している。このため 9 ビットカウンタは 2 個必要とするのみである。

2.3.4 デッドタイム補償回路

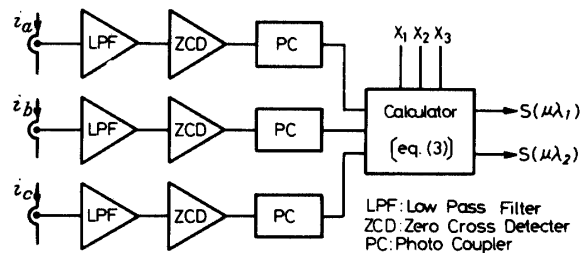


Fig.11 Circuit diagram of dead time compensator.

この回路はインバータの各出力電流の方向を検出する回路と2.2節の(3)式の論理演算を行なう回路から成り、その構成をFig.11に示す。電流検出には0.05Ωのシャント抵抗を用い、ローパスフィルタによってノイズを除去し、ゼロクロスディテクタにより電流の方向を検出している。また制御回路は、フォトカプラによって主回路と絶縁されている。なお、大容量装置では、電流の検出に主回路ダイオードの電圧を利用することができる。8)

2.3.5 自動利得調整回路

2.1節で述べた様に、PWMインバータの出力電圧は(2)式で与えられる。この式から分る様に、出力電圧の大きさは直流電源電圧Eに比例しており、Eが変動すると出力電圧も比例して変動する。そこで、出力電圧が一定になるように、Fig.12に示す自動利得調整回路をサンプルホールド回路の前段に付けた。

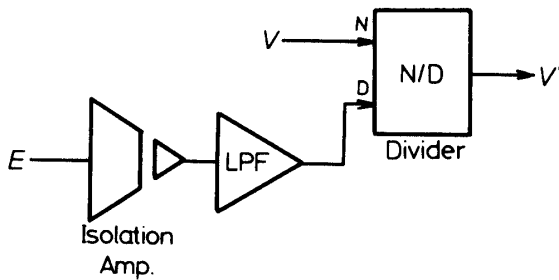


Fig.12 Circuit diagram of automatic gain control.

この回路は、Eをアイソレーションアンプとパワースフィラによって測定し、電圧ベクトルの大き

さVをEで除算することによってEの変動の影響をなくしている。

3. 電動機駆動システムへの適用例

三相誘導電動機の解析に絶対変換の瞬時値対称座標法を使用すると、過渡時も含めて非常に簡単な基礎方程式が得られる。すなわち、固定子相電圧と相電流の空間ベクトル \dot{V}_{s1} と \dot{I}_{s1} 、固定子座標系で表した回転子鎖交磁束数と回転子電流の空間ベクトル $\dot{\psi}_{r1}$ と \dot{I}_{r1} について、次式が成立する。11)

$$\dot{V}_{s1} = (r_s + \ell P) \dot{I}_{s1} + (M/L_r) P \dot{\psi}_{r1} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$0 = (P - \dot{a}_r) \dot{\psi}_{r1} - (M/L_r) r_r \dot{I}_{s1} \quad \dots\dots\dots (5)$$

但し、 $\ell = L_s - M^2/L_r$ 、 $\dot{a}_r = -r_r/L_r + j\omega_r$ であり、

$$\dot{\psi}_{r1} = M \dot{I}_{s1} + L_r \dot{I}_{r1} \quad \dots\dots\dots (6)$$

ここで、添字sは固定子系量、添字rは回転子系量を意味し、 r_s 、 r_r は1相ごとの抵抗、 L_s 、 L_r は1相ごとの自己インダクタンス(三相定数)、Mは固定子1相と回転子1相の相互インダクタンス(三相定数)、 ℓ は固定子側から見た1相ごとの等価漏れインダクタンス、 ω_r は電気角速度に換算した回転子角速度、 $P = d/dt$ である。

(4)~(6)式から、回転子鎖交磁束数一定の条件に基づき、相電流を閉ループ制御しないで電圧を直接制御する制御法則を求めるとFig.13の基本構成図が導出される。〔詳細については文献(11)を参照〕

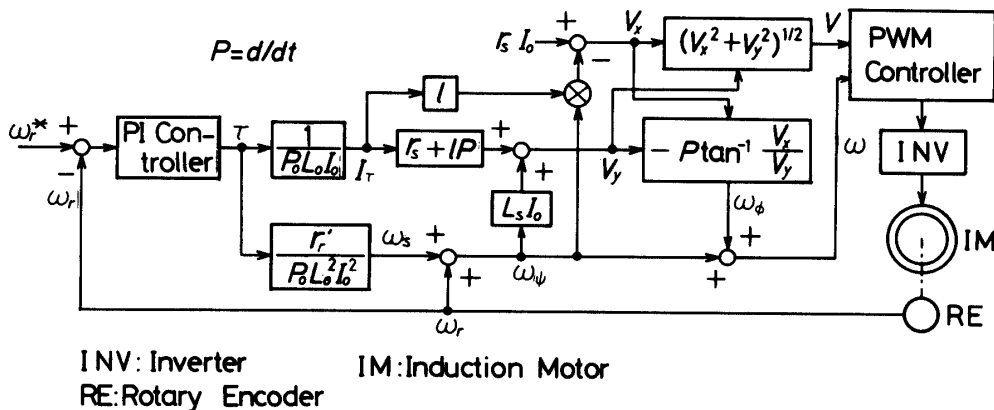


Fig.13 Basic diagram derived from the control law.

4. 実験結果

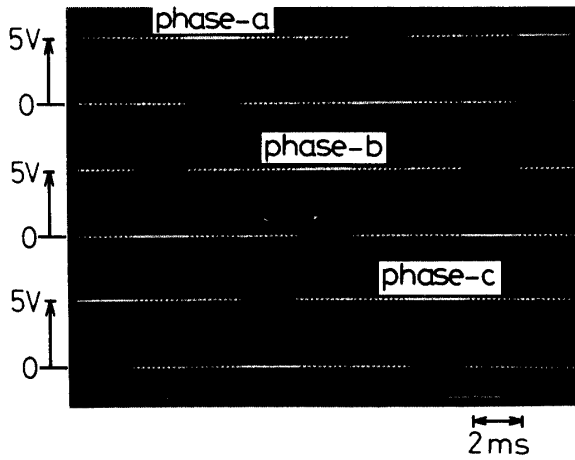
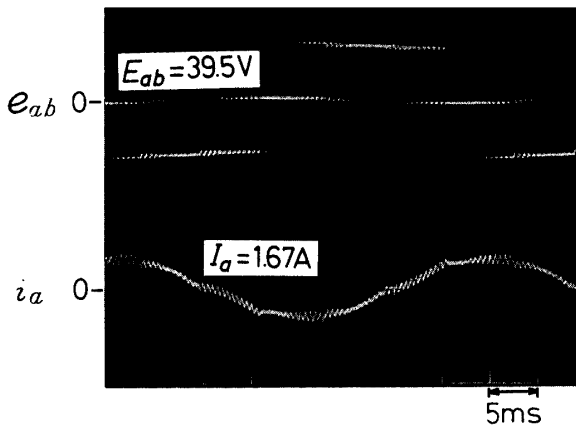
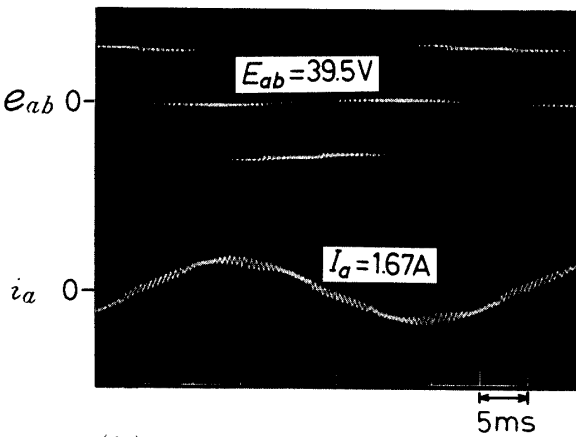


Fig.14 Experimental waveforms of gate signal of positive GTOs.

Fig. 14はインバータ周波数 $f=30\text{Hz}$, 変調率 $\mu=0.6$ のときの, 各相のP側のゲート信号である. このゲー



(a) without dead time compensator

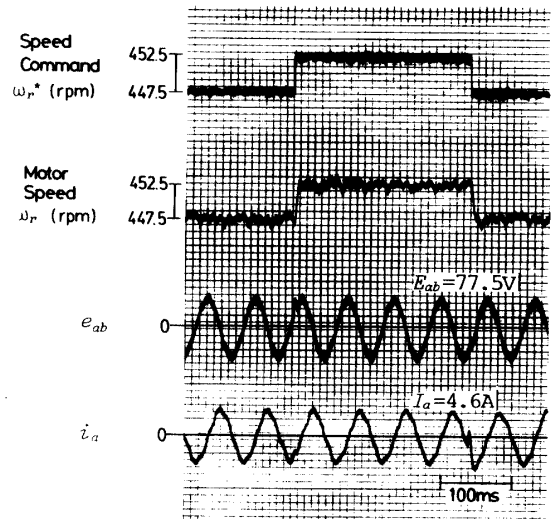


(b) with dead time compensator

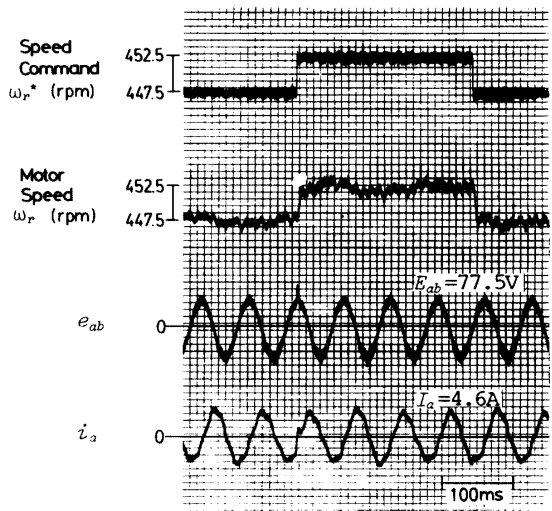
Fig.15 Experimental waveforms of the inverter output voltage and current.

ト信号には連続的にオンまたはオフする期間 (電気角で 60° に相当する) がある. また, ゲート信号自身は正弦波になっていない. この図から, GTOのスイッチング回数は従来の正弦波—三角波比較方式の約 $2/3$ になっており, また, a, b, c相のうち1相は常に $E/2$ または $-E/2$ に接続されるので直流電圧の利用率が良くインバータ出力電圧の基本波成分が大きい.

$f=30\text{Hz}$, $\mu=0.93$, 電源電圧 $E=60\text{V}$ で定格出力 2kW , 4極の三相誘導電動機を駆動したときの ab 相線間電圧 e_{ab} , a相の相電流 i_a の波形を Fig. 15に示す. (a)はデッドタイム補償回路のない場合の波形で, (b)はデッドタイム補償回路のある場合の波形である. (a)(b)から, 補償回路によって相電流波形が大幅に改善され, ほとんどなめらかな正弦波になっていることが分る.



(a) ω_f is adjusted to normal value



(b) $\omega_f = 0$

Fig.16 Oscillograms of step response of speed at $f=15\text{Hz}$ ($E=120\text{V}$).

Fig. 16 (a)に、 $E=120\text{V}$ で $f=15\text{Hz}$ 近傍における速度のステップ応答を示す。この制御系の速度応答特性を明白にするため、トルク τ が飽和しない範囲のステップ幅を与えた。速度応答は、理論通りの立ち上がり（下がり）時間約 6ms と非常に速く安定した応答をしている。

また、過渡すべり角周波数 $\omega_p=0$ としたときのステップ応答波形を同図(b)に示す。(a),(b)を比較して分る様に、 $\omega_p=0$ とすると応答が遅くなり不安定になる。このことは ω_p が速度の過渡応答に大きな影響を与えることを証明している。

なお、実験は安定性について最も厳しい条件になると考えられる無負荷単独運転で行なった。

5. むすび

以上、電圧をその空間ベクトルの大きさと周波数に分けて制御する新しいGTO電圧形PWMインバータの動作原理と回路構成について説明を行なった。本方式のPWMインバータは、リアルタイムで任意の電圧ベクトルを実現することができ、スイッチング回数が従来のPWMインバータの約 $2/3$ であり、しかも得られる出力電圧の基本波成分が大きい等の特長を有する。

また、デッドタイムの補償を行ない、インバータの出力波形の改善を試みた。

このインバータの適用例として、回転子鎖交磁束数一定の条件で、電圧の大きさと周波数に分離して制御するベクトル制御方式で誘導電動機の世界制御を行なった。その結果、極めて高速な速度制御が達成できることが分った。また、誘導電動機の過渡すべり角周波数 ω_p は、速度制御系に対して大きな影響を与え、その特性に決定的なものであることを証明した。

最後に、実験装置の製作および実験に御協力いただいた本学卒業生唐津了三君、真田英次君、萬松正木君に深く感謝します。

参 考 文 献

- 1) 例えば、難波江, 滝川: 誘導電動機の高性能速度制御法, 電学誌**101**, 873 (昭56-9)
- 2) 例えば、皆元, 大沢: 最近の可変速電動機の技術動向, V. 制御性の向上, 電学誌**103**, 883 (昭58-9)
- 3) 杉本, 大野: 誘導電動機の伝達関数線形化制御の理論と特性, 電学論**B103**, 31 (昭58-1)
- 4) 大西, 宮地, 寺嶋: 制御電圧源による誘導機駆動の方式, 電学論**B104**, 727 (昭59-11)
- 5) 松本: 電圧形インバータによる誘導電動機の固定子瞬時磁束一定運転の検討, 昭56電気四学会中国支部連大 No.70518
- 6) M.Akamatsu, K.Kawagishi & M.Udaka: "ULTRASONIC-FREQUENCY-PWM INVERTER USING CAPABLE BIPOLAR TRANSISTOR AND A NEW PWM CONTROL METHOD", IPEC TOKYO '83, P1108 (1983)
- 7) 村井, 細野, 常広: PWMインバータで駆動される誘導電動機の安定性について, 電学論**B105**, 467 (昭60-5)
- 8) Y.Mural, T.Watanabe & H.Iwasaki: "WAVEFORM DISTORTION AND CORRECTION CIRCUIT FOR PWM INVERTERS WITH SWITCHING LAGTIMES", IEEE-IAS-1985, Annual Meeting Conf. Record 436, Toronto (Oct. 1985)
- 9) 松本, 高見, 古城, 池田: 交流電動機の極座標電圧ベクトルの高速制御用電圧形PWMインバータ, 昭60電気四学会中国支部連大 NO.010520
- 10) 松本, 高見, 清水, 池田: 極座標電圧ベクトル制御PWMインバータ駆動誘導機ベクトル制御, 昭61電気学会全大NO.667
- 11) 松本, 稲見, 竹中: パルス幅制御電圧形三相インバータによる誘導電動機の極座標電圧空間ベクトル制御, 本誌, 本号

(昭和61年4月15日受理)