

# ROMによる搬送波同期式PWM波形発生回路

三好 十武士\*

## A Synchronous Carrier Wave Pulse-width Modulator using ROM

Tomuji MIYOSHI

### Abstract

A pulse-width modulator of a inverter using ROM (read only memory) is proposed. Since it synchronizes carrier wave with sinusoidal waves, the waveform becomes always symmetrical. By applying this circuit to TRANSVECTOR control system, a responsive and steady control system is made.

### 1. はじめに

PWMインバータにおいて、その波形パターンを発生する方法には、正弦波と三角波（搬送波）を比較する方法<sup>1)</sup>とあらかじめ特定の高調波を低減したパターンを計算して求めておく方法<sup>2)</sup>がある。

ここで提案する方法は前者に属するもので、三相の正弦波だけでなく搬送波もROMに波形を記憶させておく方法である。常に搬送波が正弦波と同期しているので、PWM波形も常に正負対称が保て、また、正弦波と搬送波の位相のずれによるうなりも生じない。

この方法によるPWMインバータで誘導電動機をベクトル制御した結果、安定で良好な結果を得た。

### 2. PWM波形発生回路

#### 2.1 回路構成

Fig. 2-1は、回路構成である。

先に述べたように、三角波と三相正弦波の波形をROM

に記憶させている。ROMはそれぞれ8ビット、1kバイトで、あらかじめ正弦波は1サイクル、三角波は15サイクル分の波形を記憶させておく。ROM-tは三角波、ROM-u, ROM-v, ROM-wは、それぞれU相、V相およびW相の正弦波を記憶させたROMである。

VFCは電圧0~10[V]を0~100[kHz]のパルスに変換するV/Fコンバータである。CNTは10ビットのカウンタで、周波数制御入力 $f_{in}$ に比例した周波数のパルスをカウントし、その出力でROMのアドレスを指定している。カウンタは1020ステップでクリアされる。このステップ数が多い程、波形が良くなるが、インバータの最高周波数を100[Hz]とすることと、VFCの最高周波数が100[kHz]であることから約1000ステップに制限される。また、正弦波の波形を正負で対称にするためと、三相の位相を正しく取るためには、6の倍数でなければならないので、1020ステップとした。

ROMの8ビットの波形データをそれぞれのADコンバータADCにより、三角波は振幅11[V]に、正弦波は振幅10[V]の波形に変換する。

図中のXはアナログ乗算器で、電圧制御入力 $V_{in}$ により三相正弦波の振幅を制御する。Fig. 2-2は正弦波の周波数50[Hz]、振幅10[V]とした場合の各部の波形で、上

\*宇部工業高等専門学校電気工学科

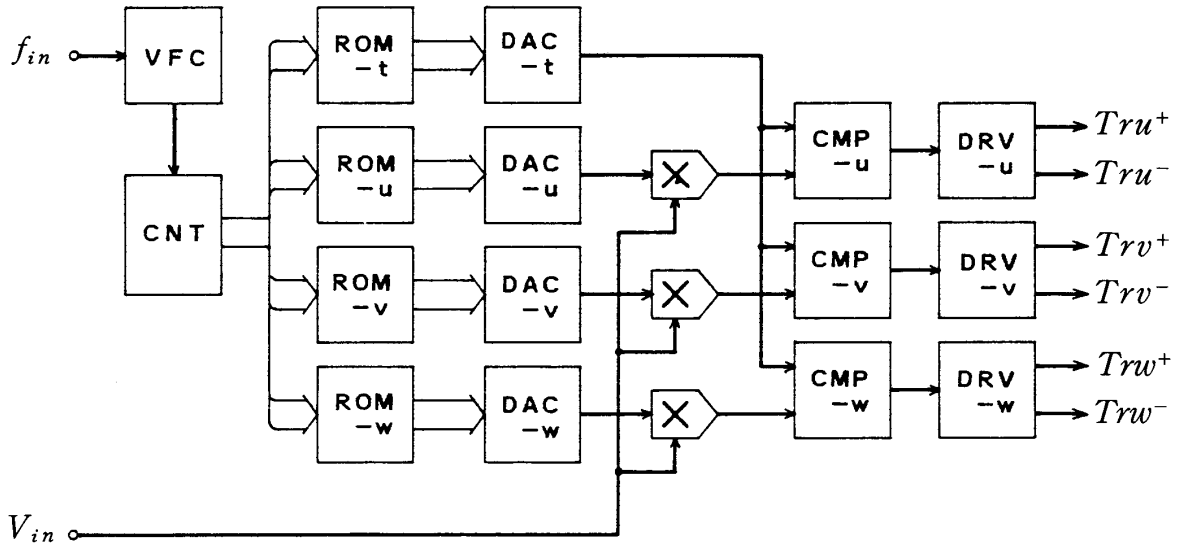


Fig. 2-1 回路構成

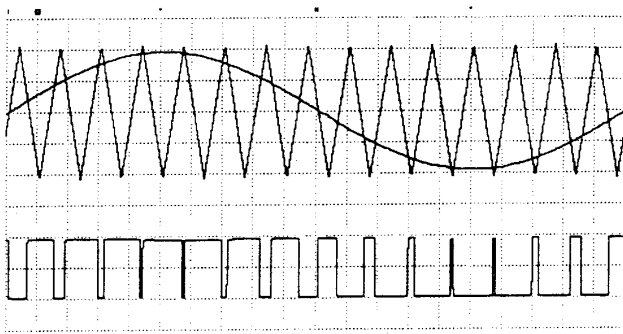


Fig. 2-2 PWM波形

は正弦波と三角波、下は比較器CMPの出力、即ちPWM波形である。

増幅器DRVは、三相PWM波を電力増幅し、インバータの各トランジスタを駆動する。また、ここで、+-のトランジスタが同時にONしないように安全時間 $t_d$ を50[ $\mu$ s]確保している。Fig. 2-3に具体的な回路とその波形を示す。

2.2 電流の周波数成分

交流電動機をベクトル制御するには、インバータ電流の高調波成分を抑えることが必要である。

三角波を搬送波とするパルス幅変調は、低次高調波を除くことができるが、搬送周波数近くの高調波が生ずる。従って搬送周波数は出来るだけ高くしなければならないが、この場合、1020ステップで量子化しているの、周波数を高く取り過ぎると三角波の波形が崩れてくる。こ

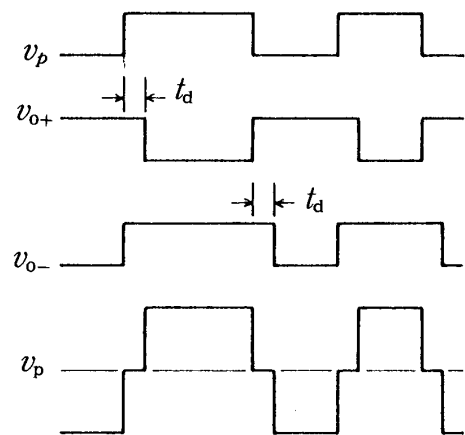
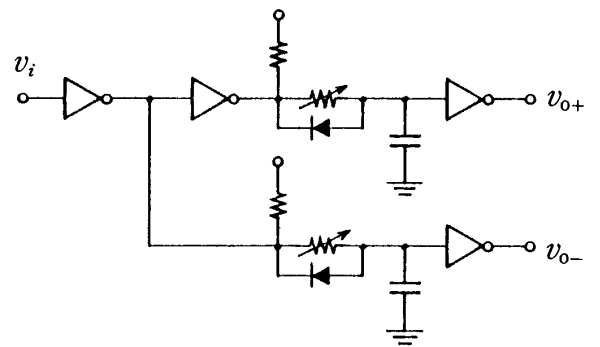


Fig. 2-3 安全時間保持回路

こでは正弦波の15倍の周波数とした。

Fig. 2-4に正弦波の周波数60 [Hz]とした場合の電流の周波数成分を示す。このとき、搬送波周波数は900[Hz]であるので、 $900 \pm 120$ 即ち780, 1020[Hz]の高調波が生じている。

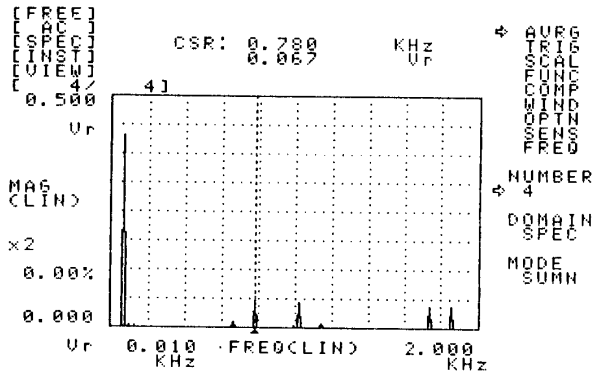


Fig. 2-4 電流の周波数成分

3. 誘導電動機ベクトル制御への応用

本回路を三相誘導電動機のベクトル制御に応用し、その適性について検討した。

3.1 制御理論

三相誘導電動機において、動作方程式を二相で表現し、更に回転磁界と一致して回転する回転座標で表した電流を用いると、発生トルクは、次式で与えられる。

$$T_e = -pM \cdot i_{ds} \cdot i_{qr} \tag{1}$$

$p$ は極対数、 $M$ は固定子と回転子の相互インダクタンス、 $i_{ds}$ は固定子直軸電流、 $i_{qr}$ は回転子横軸電流である。

ここで、電流の角周波数 $\omega$ を常に

$$\omega = p\omega_m + \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \tag{2}$$

となるようにすると、 $i_{ds} = I_{ds}$  (一定) となり、(1)式と(2)式は

$$T_e = -pM \cdot I_{ds} \cdot i_{qr} = -K i_{qs} \tag{3}$$

$$\omega = p\omega_m + \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \tag{4}$$

$$= p\omega_m + k i_{qs}$$

となる。<sup>3)</sup>

(3)式は、トルクが $i_{qs}$ に対して時間遅れなしに追従することを示している。

また、電流は

$$i_{qs} = -\frac{L_r}{M} i_{qr} \tag{5}$$

が成り立つので、固定子電流は、

$$i = \sqrt{I_{ds}^2 + i_{qs}^2} \tag{6}$$

周波数は、

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} (p\omega_m + k i_{qr}) \tag{7}$$

で与えればよい。

3.2 制御実験

Fig. 3-1は速度制御系の構成である。ICは電流計算回路、SCはすべり周波数計算回路であり、CNVは回転数一周波数信号変換回路である。

インバータINVはハーフブリッジのトランジスタ・インバータである。そして、PWMが上で提案したPWM波形発生回路である。

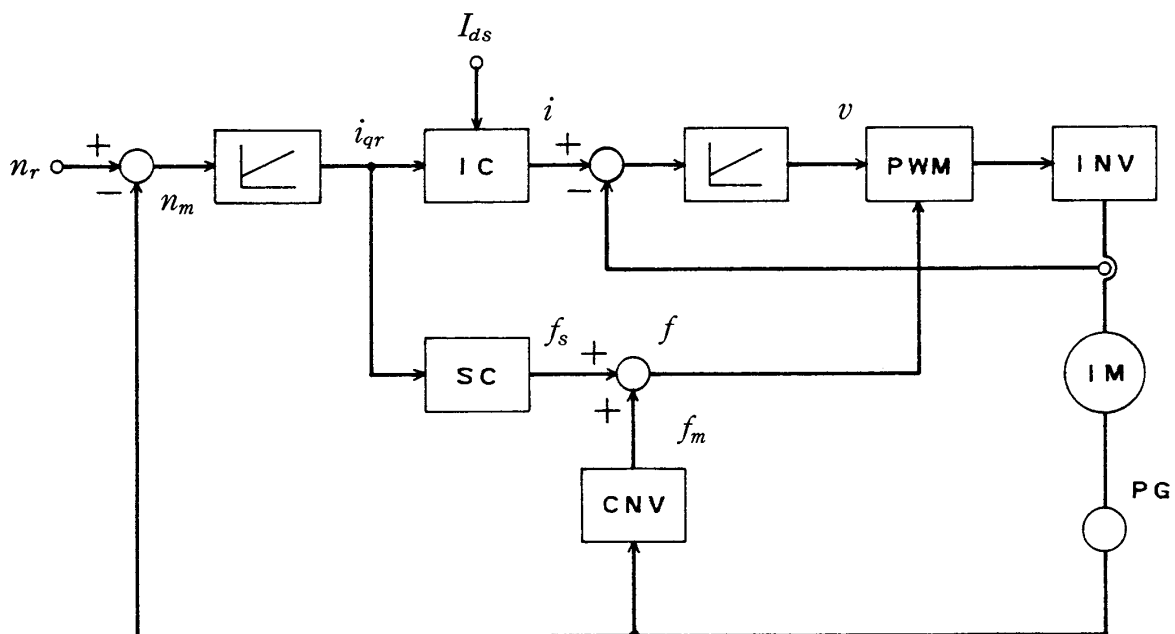


Fig. 3-1 速度制御系

誘導電動機IMの速度をロータリーエンコーダPGにより検出し、PI制御で速度制御系を構成している。なお、インバータ電流についてもPI制御している。

Fig. 3-2に、設定値を1000 [rpm] から1250 [rpm] に変化させたときの過渡応答を示す。上から設定値、電動機速度およびトルクである。

トルクの発生は遅れがなく、電動機速度は150 [ms] 以内で応答している。

また、Fig. 3-3は設定値を400 [rpm] から1800 [rpm] の範囲で大きく変えたばあいである。

以上の結果より、制御系の応答はかなり早く、安定であることが分かる。

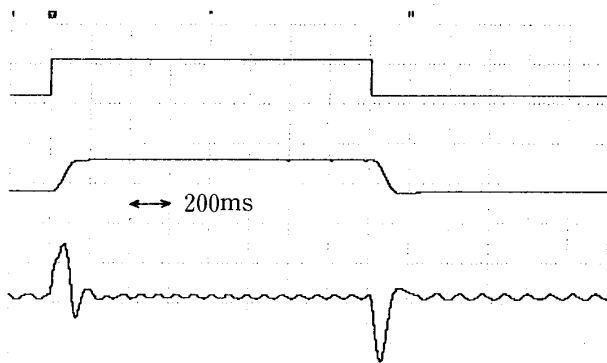


Fig. 3-2 過渡応答

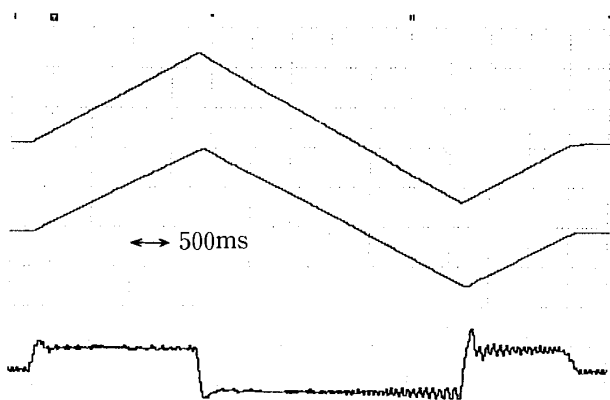


Fig. 3-3 可変速制御

#### 4. まとめ

ROMをもちいて、搬送波と三相正弦波を同期させる方式のPWMインバータを試作し、誘導電動機のベクトル制御に適用して、良好な結果を得た。

本方式の特徴をまとめると、

- (1) 周波数、電圧の応答に遅れがない。
- (2) 搬送波と正弦波の位相のずれによるうなり周波数が生じない。
- (3) 三相の電圧を独立に制御するには、アナログ乗算器Xの電圧制御入力 $V_{in}$ をU, V, Wに分けることにより変更できる。
- (4) 搬送波周波数は、V/Fコンバータの最高周波数により制限を受ける。従って、電流の高調波を更に高くもっていくには、V/Fコンバータの周波数の高いものを使用しなければならない。

搬送波の周波数に問題が残っているが、上で述べた程度の制御系には十分な特性が得られた。

#### 参考文献

- 1) 谷口, 入江, 石崎: サイリスタインバータによるPWM電力増幅器, 電気学会論文誌, 48-B49.
- 2) H. S. PATEL & R. G. HOFT: Generalized Techniques of Harmonic Elimination, IEEE Trans. Vol. IA-9 No.3 (1973).
- 3) 杉本, 大野: 誘導電動機の伝達関数線型化制御の理論と特性, 電気学会論文誌, 58-B49, 昭58-1.

(昭和62年9月20日受理)