

三相複合 PWM 電圧形インバータ

数 野 寛*
佐久間 啓*
小 松 雅 広*

(昭和63年 8 月31日受理)

Three Phase Compound PWM Voltage-Fed Inverter

by Hiroshi KAZUNO*, Satoshi SAKUMA* and Masahiro KOMATSU*

Abstract

In this paper, the authors have discussed their research on the compound PWM method. In this method, two modulated PWM waves are compounded via an interphase reactor. One PWM wave is modulated by an isosceles triangular carrier wave, and another PWM wave is modulated by an antiphase isosceles triangular wave. In the inverter applying this method, the order of the residual harmonic is higher than the conventional PWM method. Therefore, the LC filter, which eliminates the higher harmonics, is able to compose more simply. When this inverter is applied to the speed adjustment of the induction motor, there are scarcely magnetic noise and torque ripple. Therefore the smooth rotation is obtained.

1. ま え が き

従来の一般的な正弦波 PWM 方式は、インバータの出力電圧を正弦波化する有力な手段であるが、搬送周波の整数倍の前後に形成される側帯波が有力な残留高調波として残るため、誘導電動機の変速駆動においては騒音やトルク脈動の原因となる。この高調波成分を $L-C$ 構成のフィルタによって除去する場合、搬送周波を高くするとフィルタの構成は簡単となるが、素子のスイッチング損失が増すという問題点が生ずる。

本研究では、一組の三相正弦波信号を、互いに逆位相の二等辺三角波を搬送波としてパルス幅変調した二組の三相被変調電圧を相間リアクトルを介して合成する「複合 PWM 方式」と名付けた方式を適用した電圧形インバータを製作した。この複合 PWM 方式では、搬送周波数の奇数倍に伴う側帯波は相殺され消えてしまい、偶数倍に伴う側帯波だけが残留するので、搬送周波をあまり高く選定する必要はなく好都合である。以下その原理の詳細と実験結果を報告する。

2. 回路構成と原理

図-1(a)に示すように正弦波を信号波、一定周期一定振幅の二等辺三角波を搬送波としてパルス幅変調する方法を以後 A 法とする。また、図-1(b)に示すように A 法と逆位相の二等辺三角波を用いてパルス幅変調する方法を以後 B 法とする。図-1(c)に示すように A 法による三相 PWM 波と B 法による三相 PWM 波を合成する方法を複合 PWM 方式^{1,2)}と呼ぶことにする。信号波の周期を変化させることによりインバータの出力周波数を可変できる。ここでは、信号波と搬送波が非同期的場合を扱う。

図-2は、三相複合 PWM 電圧形インバータの回路図である。このインバータは、二つのインバータブリッジ部と相間リアクトルから構成されている。インバータ A では A 法による PWM 波を、インバータ B では B 法による PWM 波をそれぞれ発生する。A, B それぞれのインバータの出力電圧を、相間リアクトルで合成すると複合 PWM 波が得られる。

つぎに、出力線間電圧の高調波解析³⁾を行なう。図-3は、搬送波の一周期を拡大したものである。 ω_0 は信号波の角周波数、 a は変調率で、 $a = Er/Es$ と定義される。図-2において、電源の中点 O からみた電圧 v_{a1}

*電気工学科, Department of Electrical Engineering.

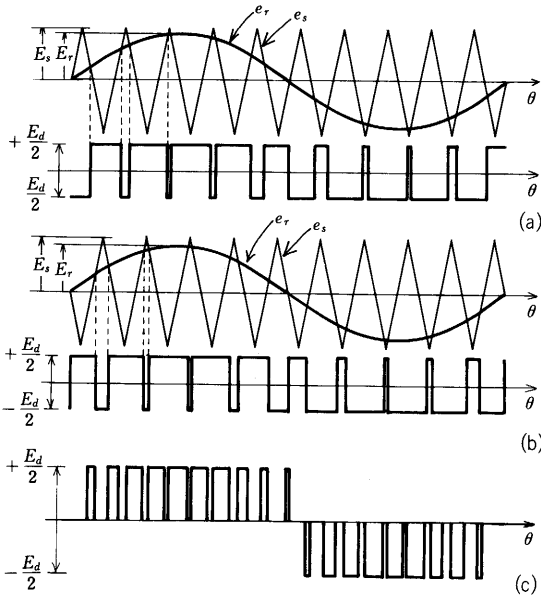


図-1 PWM 波形

- (a) A 法による PWM 波
- (b) B 法による PWM 波
- (c) 複合 PWM 波

Fig. 1 PWM wave forms.

- (a) PWM wave form by a-method.
- (b) PWM wave form by B-method.
- (c) Compound PWM wave form.

は図-3 に示すように、 T_{rA1} が ON の時には $+Ed/2$ 、 T_{rA1}' が ON の時には $-Ed/2$ となる。本研究では、信号波の周波数は 1 Hz から 50 Hz まで可変とし、搬送波の周波数は 1 kHz とした。この場合、搬送波の周波

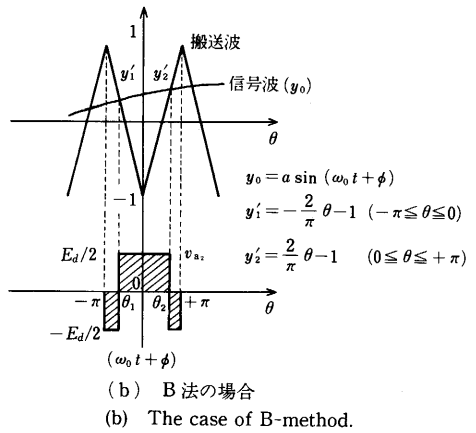
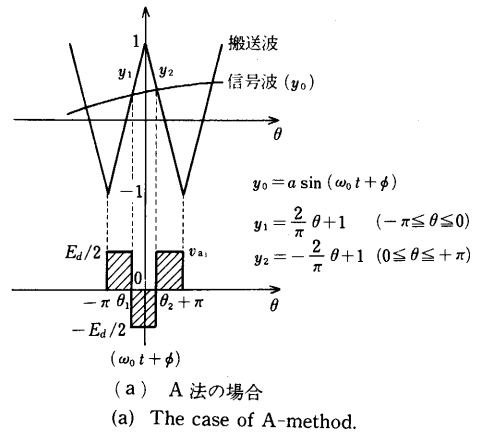


図-3 PWM 波の高調波解析手法の説明図

Fig. 3 Schematic diagram for analysis of PWM wave form.

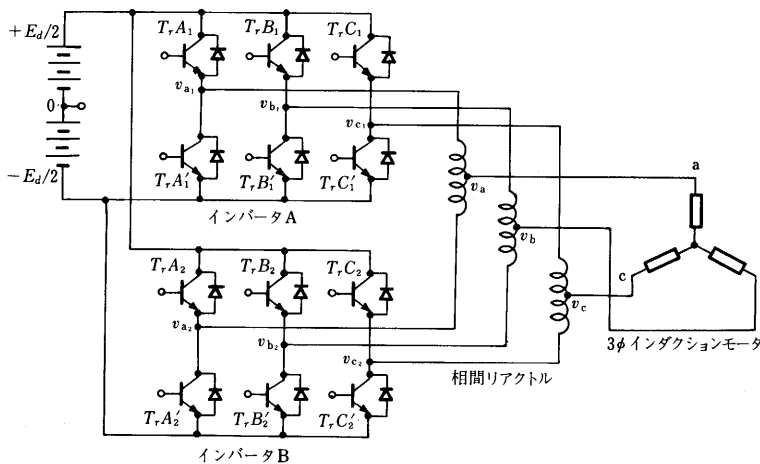


図-2 三相複合 PWM 電圧形インバータ 回路構成

Fig. 2 Circuit constitution of three-phase voltage-fed compound PWM inverter.

数は、信号波の周波数に比べて十分高いと考えられるので、局部的に見ると搬送波の一周期の中では信号波の波形は振幅 $aE_s \sin(\omega_0 t + \phi)$ の水平線で近似できる。ただし、搬送波の振幅 E_s は便宜上1とする。この条件の下で、複合PWM方式の波形をフーリエ級数展開する。ただし、 ω_s は搬送波の角周波数である。また、変調率 a は0.85とした。

A法による v_{a1} を、フーリエ級数で表すと、次のようになる。

$$v_{a1} = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1,2,3,\dots} (a_n \cos n\omega_s t + b_n \sin n\omega_s t) \quad (1)$$

v_{a1} は、図-3(a)より次のようになる。

$$v_{a1} = \begin{cases} Ed/2 (-\pi \leq \omega_s t < \theta_1, \theta_2 < \omega_s t \leq \pi) \\ -Ed/2 (\theta_1 \leq \omega_s t \leq \theta_2) \end{cases} \quad (2)$$

これより、フーリエ係数 a_0, a_n, b_n を求めると次のようになる。

$$a_0 = \frac{Ed}{\pi}(\theta_1 - \theta_2 + \pi) \quad (3)$$

$$a_n = \frac{Ed}{n\pi}(\sin n\theta_1 - \sin n\theta_2) \quad (4)$$

$$b_n = \frac{Ed}{n\pi}(-\cos n\theta_1 + \cos n\theta_2) \quad (5)$$

信号波と搬送波の交点 θ_1, θ_2 を求める。図-3(a)のように信号波と搬送波の式を決めると、その交点 θ_1, θ_2 は、次のように求められる。

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2}\{a \sin(\omega_0 t + \phi) - 1\} \quad (6)$$

$$\theta_2 = -\frac{\pi}{2}\{a \sin(\omega_0 t + \phi) - 1\} \quad (7)$$

これら θ_1, θ_2 を(3), (4), (5)式に代入すると、次のように変形される。

$$a_0 = Eda \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (8)$$

$$a_n = 2 \frac{Ed}{n\pi} \left[\sin \left\{ \frac{n\pi a}{2} \sin(\omega_0 t + \phi) \right\} \cos \frac{n\pi}{2} - \cos \left\{ \frac{n\pi a}{2} \sin(\omega_0 t + \phi) \right\} \sin \frac{n\pi}{2} \right] \quad (9)$$

$$b_n = 0 \quad (10)$$

一方、B法について、フーリエ係数 a_0, a_n, b_n を図-3(b)より同様に求めると、以下のようになる。

$$a_0 = Eda \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (11)$$

$$a_n = 2 \frac{Ed}{n\pi} \left[\sin \left\{ \frac{n\pi a}{2} \sin(\omega_0 t + \phi) \right\} \cos \frac{n\pi}{2} + \cos \left\{ \frac{n\pi a}{2} \sin(\omega_0 t + \phi) \right\} \sin \frac{n\pi}{2} \right] \quad (12)$$

$$b_n = 0 \quad (13)$$

v_a は v_{a1} と v_{a2} を、相間リアクトルで合成し、平均することで得られる。

$$v_a = \frac{v_{a1} + v_{a2}}{2} = \frac{Ed}{2} a \sin(\omega_0 t + \phi) + \sum_{n=2,4,6,\dots} Ed \frac{2}{n\pi} (-1)^{n/2} \cdot \left\{ \sum_{k=1,3,5,\dots} J_k \left(\frac{n\pi a}{2} \right) \right\} \cdot [\sin \{(k\omega_0 + n\omega_s)t + k\phi\} + \sin \{(k\omega_0 - n\omega_s)t + k\phi\}] \quad (14)$$

ただし、 J_k は k 次のベッセル関数である。

また、B相については、A相と比べて 120° 位相が遅れているので上式において $\phi = \phi - 120^\circ$ とすると v_b が求められる。かくして線間電圧 v_{ab} は、 $v_a - v_b$ より求められる。

$$v_{ab} = \sqrt{3} \frac{Ed}{2} a \cos(\omega_0 t + \phi - 60^\circ) + \sum_{n=2,4,6,\dots} \frac{2Ed}{n\pi} (-1)^{n/2} \cdot \left[\left\{ \sum_{k=1,7,13,\dots} J_k \left(\frac{n\pi a}{2} \right) (\sqrt{3}) \cdot F_1 \right\} + \left\{ \sum_{k=5,11,17,\dots} J_k \left(\frac{n\pi a}{2} \right) (-\sqrt{3}) \cdot F_1 \right\} \right] \quad (15)$$

ただし、

$$F_1 = \cos \{(k\omega_0 + n\omega_s)t + k\phi - k60^\circ\} + \cos \{(k\omega_0 - n\omega_s)t + k\phi - k60^\circ\} \quad (16)$$

この式において、第1項は基本波で、第2項、第3項は高調波成分である。この(15)式による高調波解析の計算結果を、図-4に示す。

つぎに、前(15)式を誘導したのと同一手順にしたがって、複合合成しない従来一般の場合の相電圧 v_a, v_b を求め、両者の差より線間電圧 v_{ab} を求めれば次のようになる。

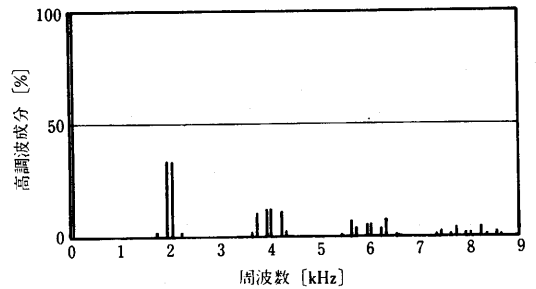


図-4 複合PWM方式における高調波解析の計算結果
Fig. 4 Results of harmonic analysis (compound PWM method).

$$\begin{aligned}
 v_{ab} = & \sqrt{3} \frac{Ed}{2} a \cos(\omega_0 t + \phi - 60^\circ) \\
 & \pm \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{2Ed}{n\pi} (-1)^{(n+1)/2} \\
 & \cdot \left[\left\{ \sum_{k=2,8,14,\dots} J_k \left(\frac{n\pi a}{2} \right) (-\sqrt{3}) \cdot F_2 \right\} \right. \\
 & \left. + \left\{ \sum_{k=4,10,16,\dots} J_k \left(\frac{n\pi a}{2} \right) (\sqrt{3}) \cdot F_2 \right\} \right] \\
 & + \sum_{n=2,4,6,\dots} \frac{2Ed}{n\pi} (-1)^{n/2} \\
 & \cdot \left[\left\{ \sum_{k=1,7,13,\dots} J_k \left(\frac{n\pi a}{2} \right) (\sqrt{3}) \cdot F_1 \right\} \right. \\
 & \left. + \left\{ \sum_{k=5,11,17,\dots} J_k \left(\frac{n\pi a}{2} \right) (-\sqrt{3}) \cdot F_1 \right\} \right] \quad (17)
 \end{aligned}$$

ただし,

$$\begin{aligned}
 F_2 = & \sin\{(k\omega_0 + n\omega_s)t + k\phi - k60^\circ\} \\
 & + \sin\{(k\omega_0 - n\omega_s)t + k\phi - k60^\circ\} \quad (18)
 \end{aligned}$$

とする。ここで、第二項の複号中、+はA法、-はB法による場合を示す。複合成成すれば第二項の複号部分

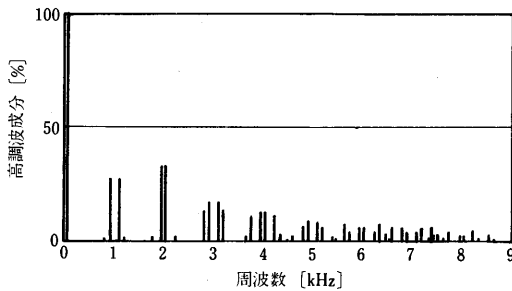


図-5 従来のPWM方式における高調波解析の計算結果
Fig. 5 Results of harmonic analysis (conventional PWM method).

が互いに相殺されて(17)式となる。

図-5は、従来一般の場合の(17)式による高調波解析の計算結果である。図-4と比較すると、複合PWM方式では搬送波の奇数倍に伴う高調波成分が消えているのがわかる。このため最低次の残留高調波が搬送波の2倍の周波数付近になるのでインバータの出力側の高調波除去L-Cフィルタの構成を簡単にすることができる。

3. 実験結果

図-6に実験回路を示す。まず、インバータの直流電源は、三相交流電圧をダイオードブリッジで整流し、リアクトルとコンデンサで平滑にしたものを用いた。入力電圧は、その前に置かれた誘導電圧調整器によって調整した。純抵抗負荷として、110Vの電球負荷、誘導電動機負荷として、極数4、定格電圧200V、定格出力5.5kWのものを用いた。

図-7は、インバータに純抵抗負荷を接続した時の出力電圧波形である。(a)がブリッジAのみで動作させた場合、つまり、従来の方式によるもので、(b)が、複合PWM方式によるものである。これらを比較すると、複合PWM方式によるものの方が、より正弦波に近い波形であることがわかる。

図-8は、図-7の出力電圧波形をFFTアナライザを使って高調波分析したものである。(a)が従来の方式による高調波成分、(b)が複合PWM方式による高調波成分の測定結果である。この二つを比較すると、予想した通り、複合PWM方式では搬送波の周波数の奇数倍に伴う高調波成分が消えていることがわかる。

図-9は、複合PWM方式により25Hzで誘導電動機を駆動した時の出力電圧波形である。出力電圧、出力電流中に高調波成分が多いと、誘導電動機内部の回転磁界が乱されるので電磁騒音の原因となったり、特に低速回転時には、トルク脈動を起しやす。複合PWM方式では、図-9に示すように、従来の方式より高調波成分の少な

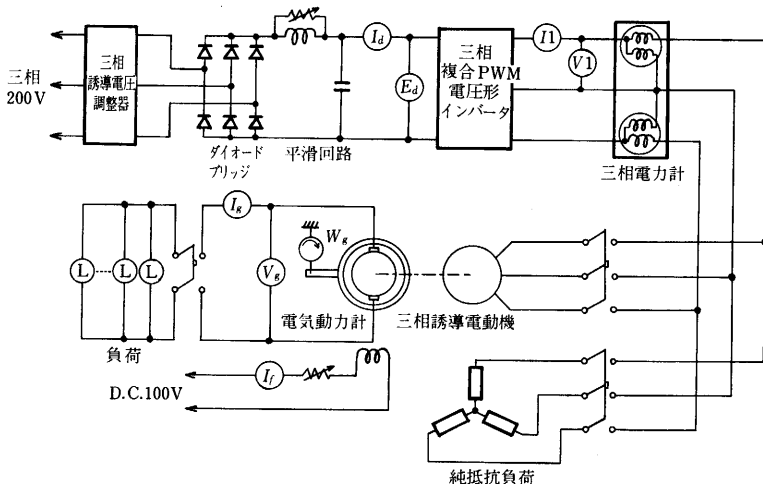


図-6 実験回路構成
Fig. 6 Experimental circuit constitution.

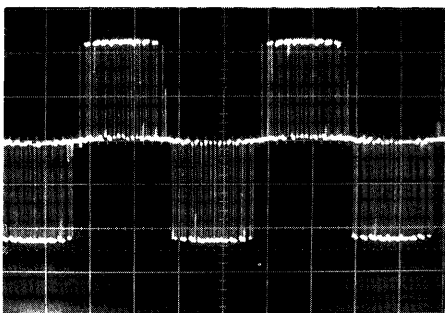


図-7(a) 従来のPWM方式の出力電圧波形 (純抵抗負荷) (50 V/div, 5 msec/div)

Fig. 7(a) Wave form of AC output voltage by conventional PWM method (resistive load).

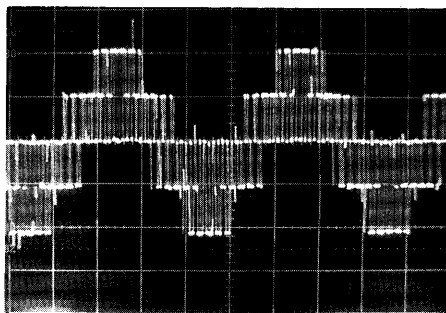


図-7(b) 複合PWM方式の出力電圧波形 (純抵抗負荷) (50 V/div, 5 msec/div)

Fig. 7(b) Wave form of AC output voltage by compound PWM method (resistive load).

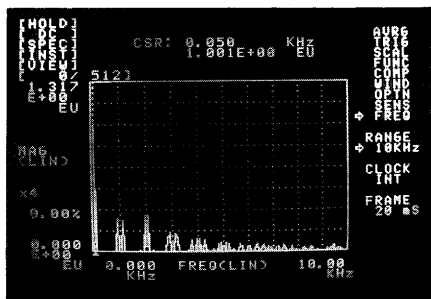


図-8(a) 従来のPWM方式による出力電圧の周波数スペクトラム

Fig. 8(a) Frequency spectrum of output voltage by conventional PWM method.

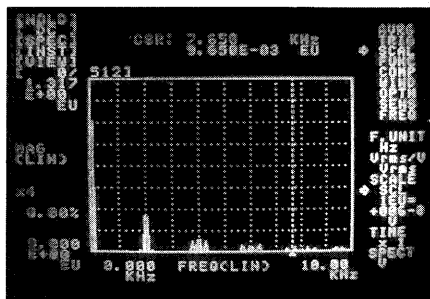


図-8(b) 複合PWM方式による出力電圧の周波数スペクトラム

Fig. 8(b) Frequency spectrum of output voltage by compound PWM method.

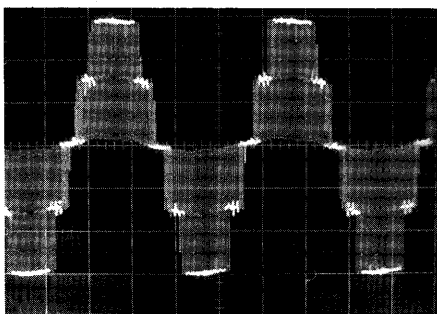


図-9 複合PWM方式の出力電圧波形 (モータ負荷) (50 V/div, 10 msec/div)

Fig. 9 Wave form of AC output voltage by compound PWM method (motor load).

い、正弦波に近い波形を得ることができ、誘導電動機の低速運転時においても、一層なめらかな回転が得られた。

さらに正弦波に近い出力を得るためには、インバータの出力側と、負荷の間に高調波除去 $L-C$ フィルタ

を挿入することが考えられる。一般には、誘導電動機に直列インダクタンスを挿入すると、トルク特性を悪化することになるが、本複合PWMインバータで駆動する場合は、最低次の残留高調波は搬送周波の2倍が形成する側帯波なので、除去 $L-C$ フィルタのインダクタンスは小さくて済み、トルク特性への影響は僅少となる。図-10に示すような $L = 2\text{ mH}$, $C = 16.7\text{ }\mu\text{F}$ の $L-C$ フィルタを、本複合PWMインバータの出力に挿入した。図-11は、 $L-C$ フィルタ挿入時の出力電圧波形である。図-9のフィルタのない場合と比較すると、簡単なフィルタの挿入により、非常にきれいな波形となっていることがわかる。

図-12は、本複合PWMインバータで誘導電動機を V/f 一定制御で駆動したときの速度-トルク特性である。○が、フィルタを挿入しないときの特性で、●が、フィルタを挿入したときの特性である。また、実線は誘導電動機のT形等価回路から計算した理論値曲線である。これより、この程度の $L-C$ フィルタを挿入しても誘導電動機の特性がほとんど悪化していな

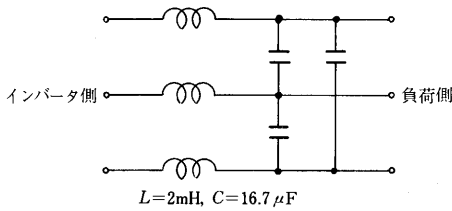


図-10 残留高調波除去 L-C フィルタ
Fig. 10 L-C filter for elimination of residual higher harmonics.

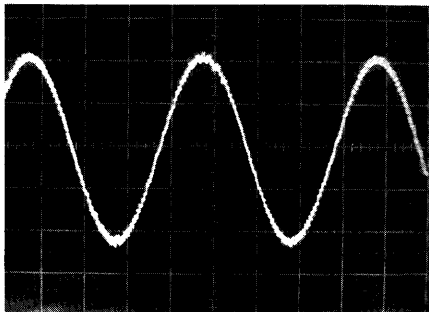


図-11 複合 PWM 方式の出力電圧波形 (モータ負荷, フィルタ入り) (50 V/div, 10 msec/div)
Fig. 11 Wave form of AC output voltage (motor load, filter application).

いことがわかる。

搬送波周波数を 1 kHz よりさらに高くすると、それに伴う残留高調波の周波数も高くなり、フィルタ構成を一層簡単にする事ができるが、そうするとトランジスタのスイッチング回数が増えるため、スイッチング損失の増加を招く。また、一般に PWM 方式の電圧形インバータで駆動される誘導電動機は、耳障りな電磁騒音を伴うのが常であるが、この程度の L-C フィルタにより高調波成分を除去すると、鉄心の電磁騒音も消去することができ静かな回転が得られる。

4. む す び

搬送波の位相がそれぞれ逆位相である A 法, B 法の 2 種類の PWM 波を相間リアクトルで複合同成することにより、従来一般の PWM 方式に比べ、残留高調波

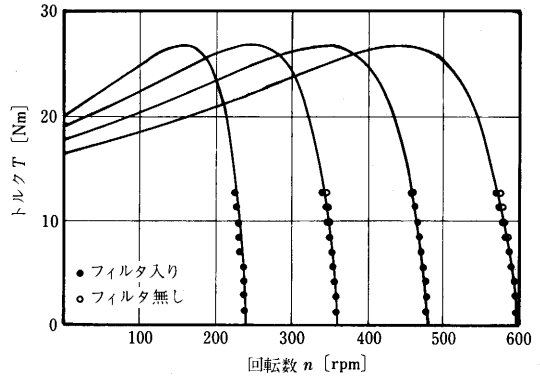


図-12 速度-トルク特性
Fig. 12 Velocity-Torque characteristics.

の周波数を高めることができ、簡単なフィルタで除去しやすいものとする事ができた。そのため、誘導電動機の駆動においては、低速回転時でもトルク脈動のない円滑な回転が得られた。特に、搬送波の 1 倍の周波数を中心とした側帯波から形成される高調波成分が消去されたことによって、最低次の高調波の周波数が従来のインバータの 2 倍となったため、誘導電動機の特性を害することのないごく小規模なフィルタで、ほとんどの高調波や、電磁騒音を除去することができ、滑らかな回転を得ることが可能となった。今後、回生制御、自動速度調整等についても検討を加えていきたい。

最後に本研究に当たり制御回路構成に関し種々ご指導いただいた、本学清弘智昭助手に深く感謝の意を表する。

参考文献

- 1) 数野 寛：複合 PWM 方式を用いた制御整流装置および制御逆変換装置の制御理論，電気学会論文誌 B 第 99 巻 p. 105-111
- 2) 数野 寛, 清弘智昭：複合 PWM 方式を用いた制御整流装置および制御逆変換装置の回路と動作，電気学会論文誌 B 第 99 巻 p. 112-119
- 3) B.K. Bose 著, 泰泉寺敏正, 内藤治夫訳：パワーエレクトロニクス&ACドライブ, 電気書院