UDC 621.376.2:621.314.572.016.22:621.313.33-83

論文

60-B17

誘導機駆動用階段波出力インバータにおける正弦波振幅変調法

正員 松井 信行 (名古屋工大)

准員 横井 修 (名古屋工大)

正員 丸本 秀一 (名古屋工大)

1. ま え が き

交流電動機制御の分野におけるパワーエレクトロニクスの発展は目覚ましく、電力用半導体デバイスの大容量化、低価格化、またシステムの高性能化、小形化と相まって、インバータが可変電圧/周波数電源として幅広く用いられるようになってきている。

その際、出力波形の高調波に起因するトルク脈動、損失の増加、磁気騒音などが大きな問題点として指摘されている⁽¹⁾。このような有害な高調波成分を少なくするため、中小容量のものではトランジスタインバータを用いた PWM 制御が経済性や小形化などの点で有利とされ、実用にも供せられている⁽²⁾。一方、従来より複数のインバータを用いて、出力波形を多段の階段波にする多重化方式も実用されている⁽³⁾。この方法は高調波の総量を低減できるので、電動機駆動特性の改善効果が大きいことが知られているが、出力側に変圧器を必要とするために装置が大形化することもある。中小容量電動機の変速駆動に適用された例はまれである。

筆者らは先に、コンデンサを補助電源に用いたインバータ回路構成を提案し、変圧器を用いずに 12 相変圧器多重化インバータと同等の階段波形を合成することができることを報告した⁽⁴⁾。本論文は、前論文で扱ったインバータを用いて低周波運転時の一層の波形改善を行なう「正弦波振幅変調法」(Sinusoidal Pulse Amplitude Modulation, 以下 SPAM 法と略記する)について述べたものである。この方法を用いることによって、出力波形の振幅そのものを正弦波状に出力す

ることが可能となるので、前論文に示した制御法⁽⁵⁾と併用すれば広範囲の可変速駆動を良好な波形で実現することができる。

本文では、原理、波形解析、制御法および制御回路について説明している。更に、誘導機の駆動特性をトルクリプルや効率などから検討し、PWM 制御法に対する本変調方式の優位性を明らかにしている。なお、本波形整形法と同様の方法が、変圧器を用いた CVCF インバータについて報告されている⁽⁴⁾。しかし、出力側に波形合成用変圧器を要し振幅レベルも限定されているので、これをそのまま中・小容量の誘導機駆動用 VVVF インバータとして用いるには問題があるように思われる。

2. 主回路構成とコンデンサ電圧制御法

図 1(a)は、筆者らが先に提案した階段波出力電圧形インバータの主回路構成である。このインバータの動作や特性は既に報告しているので⁽⁴⁾詳細は割愛し、SPAM 法に関係の深いコンデンサ電圧制御のためのチョッピング動作を説明する。

図 1(b)は、コンデンサ電圧を下げる降圧チョッピング動作、(c)はコンデンサ電圧を上げる昇圧チョッピング動作である。チョッピング動作は直流電源を図 1(a)の点線部のように考えると、出力相電圧が $\pm V_s/2$ の期間に実行される。図示のように $-V_s/2$ 出力時を例にとると、コンデンサの静電エネルギーを L に移した後電源に帰還することで降圧動作が、逆に電源から充電することによって昇圧動作が行なえる。

3. 正弦波振幅変調法

前章で述べた降圧、昇圧チョッピング動作により図 1(a)のインバータの補助電源用コンデンサの電圧を自由に変えることができる。この特徴を利用すると SPAM 法と称する出力電圧そのものを正弦波状に出力させる本インバータ独特の波形整形法が可能であ

Sinusoidal Pulse Amplitude Modulation in Stepped Voltage Inverter for Induction Motor Drive. By Nobuyuki Matsui, Member, Osamu Yokoi, Associate & Hidekazu Marumoto, Member (Department of Electrical Engineering Nagoya Institute of Technology).

松井信行：正員，名古屋工業大学電気工学科

横井 修：准員，名古屋工業大学大学院修士課程

丸本秀一：正員，名古屋工業大学大学院修士課程（現在，ロラン電子開発部）

図 1 階段波出力インバータの回路構成とチョッピング動作

Fig. 1. Circuit configuration of the stepped voltage inverter and its chopping operations.

図 2 正弦波振幅変調法による出力電圧波形

Fig. 2. Output waveforms of sinusoidal pulse amplitude modulation.

る。本章では、この SPAM 法について述べる。

〈3・1〉 SPAM 法の原理 図 2 は本変調法の出力波形例で (a) は無負荷時、(b) は負荷時の波形である。出力 1 周期を適当な単位動作区間に N 分割し、この区間内で先に説明したチョッピング動作によってコンデンサ電圧を希望の値に設定し (チョッピングモード)、次いで図 1 (a) の例えば、Tr 14, Tr 11 をオン状態にすればコンデンサ電圧が出力される (出力モード)。図 2 で j 番目の区間 ($\theta_{1j} \sim \theta_{3j}$) において、 $\theta_{1j} \sim \theta_{2j}$ の区間がチョッピングモードであり、 $\theta_{2j} \sim \theta_{3j}$ の区間は出力モードである。先にも述べたようにこの単位動作区間を幾つか組合わせ、出力モードにおけるコンデンサ電圧を正弦波状に制御する。各相とも同一時刻に単位動作を行なえるように分割数 N を 3 の倍数に選ぶと、三相出力端子には相電圧

$$v_a = V_0 + \sqrt{2} V_1 \sin \omega t$$

$$+ \sum_{k=2}^{\infty} \sqrt{2} V_k \sin(k\omega t + \phi_k) \dots (1)$$

$$v_b = V_0 + \sqrt{2} V_1 \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$+ \sum_{k=2}^{\infty} \sqrt{2} V_k \sin \left\{ k \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \phi_k \right\} \dots (2)$$

$$v_c = V_0 + \sqrt{2} V_1 \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

$$+ \sum_{k=2}^{\infty} \sqrt{2} V_k \sin \left\{ k \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) + \phi_k \right\} \dots (3)$$

が得られる。相電圧には直流分 V_0 、基本波 V_1 および高調波成分 V_k が含まれるが、線間電圧をみると直流分と 3 倍調波成分が相殺され、チョッピングモードでは零電圧で、出力モードの電圧の波高値が正弦波状に変化した波形を得ることができる。

図 1 (a) の回路構成はもともと線間電圧で 7 レベルの階段波を出力させるもので、1 アームが 4 個のスイッチング素子で構成されている⁽³⁾。しかし SPAM 法のスイッチングパターンでは、図 1 (a) の回路構成における Tr 14, Tr 24, Tr 34 は常時オン状態でよく、本インバータで SPAM 波形のみ出力させる場合には、Tr 14, D 14, Tr 24, D 24, Tr 34, D 34 は不要となり、1 アームを 3 個のスイッチング素子で構成することも可能である。

〈3・2〉 出力波形の解析 上記の変調法は従来からインバータの電圧および波形制御によく用いられている PAM 法 (Pulse Amplitude Modulation) と PWM 法 (Pulse Width Modulation) とを組合せた本インバータ独特の変調法といえる。この SPAM 波形を用いるにあたっては、

図 3 線間電圧波形の解析モデル

(1) 振幅を大きくする,

(2) 単位動作区間内の出力モードの期間を長くする, などが波形整形上好ましいので, 線間電圧の調波分析によりこれらの点を明らかにしよう。図 3 は線間電圧波形である。この図では解析の便を考え, 単位動作区間を左右対称にしている。分割数を N とすれば, 単位動作区間 L は

$$L = 2\pi/N \quad (4)$$

となる。各区間のパルスの振幅 V_j を同図の黒丸の点, すなわち j 番目の区間では

$$V_j = V \cdot \sin \left\{ \frac{2\pi}{N}(j-1) + \frac{2\pi}{N} \cdot \frac{1}{2} \right\} \quad (5)$$

となるように選ぶとする。また単位動作区間内での出力モードの割合をデューティ D と定義すれば, D は同図より次式で与えられる。

$$D = d/L \quad (6)$$

図 3 の波形の k 次高調波成分 a_k は次式となる。

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{1}{\pi} \sum_{j=1}^N V_j \cdot \sin \left\{ \frac{2\pi}{N}(j-1) + \frac{2\pi}{N} \cdot \frac{1}{2} \right\} \\ &\quad \times \int_{\frac{2\pi}{N}(j-1) + \frac{2\pi}{N}(1-D) \cdot \frac{1}{2}}^{\frac{2\pi}{N}j - \frac{2\pi}{N}(1-D) \cdot \frac{1}{2}} \sin k\theta d\theta \\ &= \frac{V}{k\pi} \left\{ (-1)^{k-1} \sin \left(\frac{\pi}{N} k D \right) \cdot \frac{\sin \pi(k-1)}{\sin(\pi/N)(k-1)} \right. \\ &\quad \left. + (-1)^k \sin \left(\frac{\pi}{N} k D \right) \cdot \frac{\sin \pi(k+1)}{\sin(\pi/N)(k+1)} \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

(7) 式において, $k+1$ または $k-1$ が N の倍数以外のときは, 右辺第 1 項, 第 2 項の下線部の分子がともに零となり, $a_k = 0$ となる。しかし, $k-1$ が N の倍数 (零を含む) のときは右辺第 1 項の, $k+1$ が N の倍数 (零を含む) のときは右辺第 2 項の分母, 分子とも零となる。そこで, 下線部の極値を求めてみると

それぞれ,

$$\lim_{k-1 \rightarrow iN} \frac{\sin \pi(k-1)}{\sin(\pi/N)(k-1)} = N(-1)^{i(N-1)} \quad (8)$$

($i=0, 1, 2, \dots$)

$$\lim_{k+1 \rightarrow iN} \frac{\sin \pi(k+1)}{\sin(\pi/N)(k+1)} = N(-1)^{i(N+1)} \quad (9)$$

($i=1, 2, 3, \dots$)

となる。従って, a_k は (7) 式, (8) 式, (9) 式より次式のように記せる。

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{V}{\pi} \cdot N \cdot \sin \left(\frac{\pi}{N} \cdot D \right) \quad k=1 \\ &= (-1)^{i-1} \cdot \frac{V}{\pi} \cdot \frac{N}{iN-1} \cdot \sin \left(\frac{iN-1}{N} \cdot \pi D \right) \quad k=iN-1 \\ &= (-1)^i \cdot \frac{V}{\pi} \cdot \frac{N}{iN+1} \cdot \sin \left(\frac{iN+1}{N} \cdot \pi D \right) \quad k=iN+1 \\ &= 0 \quad \text{上記以外の } k \\ &\quad (\text{但し, } i=1, 2, 3, \dots) \quad (10) \end{aligned}$$

上記の説明では, N を 6 の倍数としたため $\sin$ の項のみについて解析を行なったが, N が 6 の倍数でない 3 の倍数であるときには, $\cos$ の項についても解析を行なう必要がある。解析した結果 $\cos$ の項は十分に小さく無視できる。すなわち, SPAM 波形は高調波として $iN \pm 1$ 次調波のみをもった波形であり, 分割数 N は PWM でよく用いられる三角波の波数に相当すると考えてよく, $iN \pm 1$ 次調波はキャリア周波数の側帯波であるといえる。そこで, 基本波周波数を ω_r とし, キャリア周波数 ω_c を

$$\omega_c = N \cdot \omega_r \quad (11)$$

と定義して, SPAM 波形の高調波を振幅で表わすと, 符号は無視され (10) 式より

ω_r 成分

$$\frac{V}{\pi} \cdot \frac{\omega_c}{\omega_r} \cdot \sin \left(\frac{\omega_r}{\omega_c} \cdot \pi D \right)$$

$n\omega_c \pm m\omega_r$ 成分

$m=1$ のとき

$$\frac{V}{\pi} \cdot \frac{\omega_c}{n\omega_c \pm \omega_r} \cdot \sin \left(\frac{n\omega_c \pm \omega_r}{\omega_c} \cdot \pi D \right)$$

$m \neq 1$ のとき

$$0 \quad (12)$$

と記すことができる。

ところで, SPAM 波形は前節で述べたように出力モードにより波形出力しているため, インバータ無負荷時には図 2 (a) に示す波形となるが, インバータ負荷時には同図 (b) に示すように傾斜をもってくる。こ

の傾きは負荷電流の大きさと力率に依存し、また各単位動作区間ごとに異なる。図2(b)の波形を種々の負荷状態に対して数式的に解析することは困難である。そこで、負荷時の波形に対しては負荷電流を正弦波と仮定して、各単位動作区間でのコンデンサ電圧の変化分(単位動作区間の出力電圧の傾斜)を計算して電圧波形を求め、高調波解析を行なった。対象負荷としては2.2kW-4極の誘導電動機を用い、

駆動周波数 20Hz, すべり 0.1

線間電圧 66V, 分割数 36

の条件下で、デューティを0~0.9の範囲で変えて計算を行なった。その結果を、(12)式より求められた結果と合せて図4に示す。ここで、 $k=iN\pm 1$ 次以外の高調波は計算結果では含有率が $10^{-3}\sim 10^{-4}\%$ 程度であるので、同図には示していない。同図より図2(a)と(b)の波形とはデューティが0.5程度未満のところでは高調波成分にほとんど差異のないことが明らかで、デューティが大きくなるに従い72 $\pm$ 1次, 108 $\pm$ 1次, 144 $\pm$ 1次調波については差異のないものの、36 $\pm$ 1次についてはわずかな差異が認められる。これはデューティを大きくするとコンデンサ電圧出力モードの時間が長くなり、傾斜の影響が表われてくるためである。しかし、全体として両者の差異は小さいので、インバータの負荷時の高調波解析は無負荷時の計算式(12)式を用いて十分であるといえる。また、他の

周波数、すべりについても同様に計算を行なったが、大きな誤差は生じなかった。

〈3・3〉 限界デューティ D_c ⁽⁵⁾ SPAM 波形で線間電圧 V_i を出力する場合には、デューティ D 、分割数 N が与えられているとすれば(12)式から、コンデンサ電圧 e_c を

$$e_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_i \cdot \frac{\pi}{N} \cdot \frac{1}{\sin(\pi/N \cdot D)} \cdot \sin \omega_f t + \frac{V_s}{2} \\ = E_0(V_i, N, D) \sin \omega_f t + \frac{V_s}{2} \dots \dots (13)$$

となるように制御すればよい。そこで、線間電圧 V_i を出力する場合、デューティ D 、分割数 N をどのように選ばばよいかについて考えてみる。

(13)式において、 e_c は負になる(または電源電圧 V_s を越える)ことはないので、

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_i \cdot \frac{\pi}{N} \cdot \frac{1}{\sin(\pi/N \cdot D)} < \frac{V_s}{2} \dots \dots (14)$$

なる関係が成立する。(14)式で両辺を等しいとおき、デューティ D について解くと次式を得る。

$$D = \frac{N}{\pi} \cdot \sin^{-1} \left\{ \frac{2}{V_s} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_i \cdot \frac{\pi}{N} \right\} \dots \dots (15)$$

(15)式において電源電圧 V_s は既知量であり、 V_i は所望の線間電圧であるので既知量である。従って、この式で得られるデューティは分割数 N を与えることでコンデンサ電圧 e_c が $0 \sim V_i$ までの値をとり(e_c の変化幅が V_i となり)、かつ線間出力電圧が V_i となるデューティであるということの意味する。すなわち、 N が同一で(15)式で与えられる値より大きいデューティとすれば、所望の線間出力電圧 V_i を得るためには e_c の変化幅を小さくしなければならない。

(15)式で得られるデューティは、分割数 N で線間電圧 V_i を出力できる最小のデューティであるといえる。そこで、このデューティを「限界 duty D_c 」と定義する。この D_c は分割数 N 、電源電圧 V_s 、線間出力電圧 V_i により決るが、これら N, V_s, V_i には

$$N > \pi, V_s > V_i \dots \dots (16)$$

なる関係があるので(15)式より近似的に

$$D_c \doteq \frac{N}{\pi} \cdot \frac{2}{V_s} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_i \cdot \frac{\pi}{N} = 2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{V_i}{V_s} \dots (17)$$

を得る。(17)式より限界デューティ D_c は分割数 N に無関係となり、 V_s, V_i より求めることができる。(17)式の近似度を調べるために例えば $N=15, V_s=280\text{V}, V_i=50\text{V}$ とした場合の(15), (17)式による限界デューティを求めてみると

$$(15) \text{ 式 } D_c = 0.2917$$

$$(17) \text{ 式 } D_c = 0.2916$$

図4 無負荷時と負荷時の線間電圧における高調波含有率の比較

Fig. 4. Comparisons of harmonic contents of no load with those of loaded condition.

とほとんど一致しており、限界デューティ D_c は(17)式を用いて評価できることがわかる。

いまここで、インバータ周波数 f_1 に対する線間電圧 V_i を $V_i/f_1 (=200/60)$ 一定時の値とすると、各周波数に対する限界デューティを(17)式を用いて決定でき、このデューティより大きい値を用いることによって所望の出力電圧が得られることになる。さて、このデューティの制限内での分割数 N の選択法を次節で説明することにしよう。

〈3・4〉 分割数 N の範囲 SPAM 法では、コンデンサ電圧を制御するためのチョッピング動作が必ず必要であり、 $D=1$ のような出力モードのみとなることはない。そこで、チョッピングモードの時間を T_c とし、インバータ周波数 f_1 、デューティ D が与えられる場合には、分割数 N は

$$N = \frac{1}{f_1} \cdot \frac{1-D}{T_c} < \frac{1}{f_1} \cdot \frac{1-D_c}{T_c} \quad \dots\dots\dots (18)$$

を満たす3の倍数でなければならない。

以上の説明より、SPAM 波形にはデューティに最小限界があり、そのため分割数にも上限があることが理解できよう。このような条件の中で各周波数に対してデューティ、分割数をどのように選べばよいか考えてみる。SPAM 法では、デューティ D と分割数 N との間に次式の関係がある。

$$N \cdot \frac{T_c}{1-D} = \frac{1}{f_1} \quad (N=3 \text{ の倍数}) \quad \dots\dots\dots (19)$$

(19)式で T_c はコンデンサ電圧を所望の値にするための時間であり、インバータの回路定数により異なるが、試作した装置では T_c は $600 \mu s$ である(回路定数の決定法は文献(3)に詳しく示されているので、紙面の都合もありここでは割愛する)。

(19)式によれば、インバータ周波数 f_1 が与えられると、限界デューティ D_c より大きな適当なデューティ D を与えることにより、分割数 N を決定することができる。このとき、分割数 N を大きく選ぶと(19)式よりデューティ D が小さくなり、その結果、図4から明らかなように高調波含有率が大きくなる。逆に分割数 N を小さく選ぶと、波形そのものの正弦波に対する近似度がおちてしまう。従って、各周波数に対して一義的に D と N を決定することは難しく、誘導機駆動特性で評価する必要がある。

4. 誘導機駆動特性⁽⁶⁾

まず、前に述べたようにインバータ周波数 f_1 に対して D と N の選定を行なう上で、これらがトルクリプルに及ぼす影響を考察してみよう。

図5は一例として、 $f_1=20 \text{ Hz}$ 、 $T_c=600 \mu s$ の場合に、(19)式を用いて前述の方法で D と N を選定し、それぞれの波形で供試電動機をすべり周波数 2 Hz として駆動した際のトルクの分散⁽⁷⁾を調べた結果である。計算には誘導電動機のT型等価回路を使用し、フーリエ変換法⁽⁸⁾で217次まで計算した。同図よりトルクの分散に関しては D と N の選定による大きな差はないが、 $D=0.712$ のときに最小値をとることがわかる。ほかの周波数に対しても同様の計算を行なった結果、 $f_1=20 \text{ Hz}$ のときと同様 $D=0.7$ 前後でトルクの分散が最小となることが確認された。従って、この場

図5 トルクリプルとデューティの関係

Fig. 5. Relations between torque ripple and duty.

図6 最適分割数と動作周波数の関係

Fig. 6. Relations between divided number and operating frequency.

図 7 PWM 法と SPAM 法におけるトルクリップルの比較

Fig. 7. Comparisons of torque ripple at PWM and SPAM operations.

図 8 SPAM 駆動時の誘導機電流と瞬時トルク

Fig. 8. Instantaneous torque and current at SPAM operation.

合は最適デューティとしては $D=0.7$ を用い, (19) 式を用いて各周波数に対する分割数 N を決定すればよい。なお, 限界デューティ D_c が 0.7 になる周波数を求めてみると, (17) 式より $V_i=280$ V に対し $V_i=120$ V が得られるので, 本文中にあるように V/f 一定制御を前提とするなら, 対応する周波数は 36 Hz になる。

このように最適デューティを決めた場合の各周波数に対する分割数を図 6 に示す。同図から等価キャリア周波数は約 500 Hz であることがわかる。図 7 は分割数 N を図 6 のように定めた場合のトルクの分散を示したものである。インバータの変調方式の違いによる誘導機の駆動特性の比較を行なう場合には, パルス数を同一にして, トルクリップル, 効率などを比較することが望ましい。そこで同図には, 各周波数に対して同じパルス数で正弦波 PWM を行なった場合のトルクの分散も併記している。同図から, SPAM 波形は正弦波 PWM に比べトルクの分散で $1/2$ 強となることが理解できよう。PWM のパルス数を増すとトルクの分散が右に傾いてくる。計算によれば, 正弦波 PWM で SPAM 波形と同程度のトルクリップルを得ようとするには, パルス数を約 1.7 倍程度にしなければならない。このことから SPAM 法は駆動電動機のトルクリップルという観点からはパルス数が約 1.7 倍の正弦波 PWM に相当するといえる。電動機の効率についても同様の比較ができ, その結果によっても数%の改善結果が得られている。なお図 8 は $f_1=20$ Hz, 分割数 24 で供試電動機を駆動した場合の電流およびトルク波形のシミュレーション結果である。トルクは電気角で 60° ごとに同一波形となるので, $0^\circ \sim 60^\circ$ の区間のみを示した。

5. 制御システム

〈5・1〉 制御システム構成 本インバータを用いて誘導機速度制御を行なう場合

●出力波形の制御, ●補助電源用コンデンサ電圧の検出, 制御, ●速度の検出
などの処理が必要であり, それらの制御処理は高速かつ複雑で多数のものを制御することが要求される。図 9 に示す制御システムでは, その問題点を解決するため制御機能の分散化を図ったマルチ CPU 構成を採用している。CPU にはワンチップマイコン 8031 を使用し, CPU-1 はホスト CPU の機能と直流電源に用いたサイリスタコンバータの点弧角制御を実行し (SPAM 動作時は直流電圧は一定でよいが, 前論文⁽³⁾で述べた階段波出力時には直流電圧の制御が必要である),

CPU-2 はインバータの周波数制御を行なうとともにコンデンサ電圧の検出、制御を行なっている。

〈5・2〉 コンデンサ電圧指令値の決定法 SPAM 波形は第3章で述べたように、インバータ周波数 f_1 に対して図6に示す分割数で、正弦波状に変化するコンデンサ電圧を得よう出力する。このとき、各单位動作区間内のコンデンサ電圧指令値 e_c^* は、 j 番目の区間では(13)式で $t = (2\pi/N) \cdot (j-1)$ として決定できる。しかし、このままの方法では各周波数に対して振幅

$$E_0(V_i, N, D) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_i \cdot \frac{\pi}{N} \cdot \frac{1}{\sin(\pi/N \cdot D)} \dots (20)$$

をもつ正弦波データを用意する必要があり、メモリー容量が膨大となってしまう。そこで、本システムでは下記の方法によりメモリー容量の軽減を図っている。

いま、コンデンサ電圧振幅を規格化して1ビットを1.1Vに対応させ、振幅1, 2, 4, 8, 16, 32, 64の7種類の正弦波1周期の電圧値テーブルを用意する。このようにすると、任意のコンデンサ電圧データを合

成することができる。すなわち、一例としてある周波数における振幅が、(20)式から52であったとする。このとき、電気角 θ での電圧指令値を得ようとする場合には、図10に示すように振幅が4, 16, 32の正弦波テーブルにおける電気角 θ の電圧値を加算すればよい。ほかの相に対しては、この同じデータでアドレスを $2\pi/3, 4\pi/3$ ずらすアドレス操作により求めることができる。なお、正弦波テーブルでは後述するように、電気角 $0^\circ \sim 360^\circ$ をアドレス OOH~FCH に対応させている。

コンデンサ電圧の指令値は(13)式に示すように $2\pi/N$ ごとの電気角の値となる。従って正弦波テーブルの電気角を必ずしも対応させることはできないので、限られたメモリー容量内での時間軸の単位量と、分割数の実時間との対応をどうとかが問題となる。本制御プログラムでは、電気角を示す32ビットのポイントを設け、そのポイントの上位8ビットを正弦波テーブルの電気角とする補正方法を行なっている。以下にこの電気角の近似法について説明を加える。

このポイントは32ビットであるから、電気角 $0^\circ \sim 360^\circ$ までを

$$0 \sim 4, 234, 673, 520 (=FC\ 67\ FD\ 70\ H)$$

に対応させてある。この値をとることにより、図6に示すすべての分割数が割り切れる。すなわち、分割数が48であるとき、一単位動作区間の電気角は、

$$4, 234, 673, 520 / 48$$

$$= 88, 222, 365 (=5422\ A\ 9\ DH)$$

となり、例えば12番目の単位動作区間時には、このポイントの値は

$$88, 222, 365 \times 12$$

$$= 1, 058, 668, 380 (=3\ F\ 19\ FF\ 5\ CH)$$

となる。このポイントの上位8ビットの3FHを正弦波テーブルの電気角として用いればよい。この補正方法を用いれば正弦波テーブルの電気角 $0^\circ \sim 360^\circ$ を $0 \sim 252$ と8ビット量で表わすことができる。

〈5・3〉 SPAM 波形出力時のソフトウェア 図11はSPAM 波形出力時の単位動作区間内のタイマ/カウンタの動作図である。8031には内蔵タイマ/カウンタが2個あるが、これらを

タイマ0：単位動作区間計数用

タイマ1：チョッピングモード計数用

に使い、チョッパオン時間(図1(b)の(ii)、あるいは同図(c)の(ii)に対応する時間)の計数はレジスタの減算によるソフトウェアタイマで行なっている。

SPAM 波形は、前述のようにチョッピングモードと出力モードに分かれる。チョッピングモードでは、

ZCDC：ゼロクロス検出回路，CVDC：コンデンサ電圧検出回路，ODCD：過電流検出回路

図9 SPAM インバータの制御システム構成
Fig. 9. Control system of SPAM inverter.

図10 コンデンサ電圧指令値データ

Fig. 10. Condenser voltage command data.

図 11 単位動作区間の処理プロセス

Fig. 11. Control processing in a unit interval.

$f_1 = 12\text{Hz}$

図 12 実験結果

Fig. 12. Operating waveforms of SPAM operation.

まず単位動作区間計数用タイマであるタイマ0の内部割込みによりタイマ0をスタートさせる。そして各相補助コンデンサの電圧を検出し、前の出力モードで決定された各相のコンデンサ電圧の指令値とでテーブルを参照し、各相のチョッパオン時間を求める。これが図11の100 μs の前処理の期間である。そして、チョッパ動作時間計数用タイマであるタイマ1がスタートし、チョッパ動作が終了するのに要する500 μs を計数して内部割込みをかけることによりチョッピングモ

ードを終了させる。一方、タイマ1のスタートとともにソフトウェアにより a, b, c 各相のチョッパオン時間が計数されて、それぞれの相のチョッピング動作が実行される。タイマ0の割込みから、タイマ1スタートまでの前処理時間が100 μs 、タイマ1の計数時間が500 μs なので、第3章で述べた T_e は600 μs となっている。

タイマ1の内部割込みにより出力モードになり、コンデンサ電圧接続パターンを出力するとともに、CPU-1 から周波数指令 f_1^* を入力する。入力した f_1^* によりタイマ0のデータ(分割数に相当する)とタイマ1のデータ(チョッピングモード期間100 μs =500 μs に相当する)とを用意したのち、電気角のポイントを計算し、各相のコンデンサ電圧指令値を前述の方法によって求める。すなわち、周波数指令は単位動作区間の終了ごとに受けられる。

〈5.4〉 実験結果 図9に示す制御システムを用いて、供試電動機を周波数指令 $f_1^* = 12\text{Hz}$ 、分割数 $N=36$ 、デューティ $D=0.7$ で駆動した場合の電圧、電流波形を図12(a)に、また同図(b)には、このときの線間電圧波形の1kHzまでの周波数スペクトルを示している。

6. あとがき

本論文は、前論文⁽³⁾で提案されたインバータの低周波動作時の波形整形効果を高める方法を扱ったものであり、主回路や制御回路の構成はそのまま制御アルゴリズムを変更するだけで、広範囲の誘導電動機の手動制御が良好な波形で実現できる。

(昭和59年3月26日受付, 同59年8月15日再受付)

文 献

- (1) 例えば、シンポジウム:「誘導機制御の当面する課題」昭57電気関係学会東海支部連大 S.4
- (2) 上山:「ニュードライブエレクトロニクス」(昭57)電気書院
- (3) 松井・丸本:「コンデンサを補助電源として用いた階段波出力電圧形インバータ」電学論B 103, 751 (昭58-11)
- (4) S.M. Sriraghavan, et al.: "Three-phase Pulse-Amplitude and Width-modulated Inverter System", IEE Proc. Part B 128, 3, 168 (1981)
- (5) 横井・松井:「マルチレベル電圧形インバータにおける波形制御法—SPAM 法—」昭58電気関係学会東海支部連大 No. 118
- (6) 横井・松井:「マルチレベル電圧形インバータによる誘導機の駆動」昭59電気学会全大 No. 579
- (7) 村井, 他:「転流方法を改善した電流形インバータについて」電学論B 99, 729 (昭54-11)
- (8) 森下, 他:「高速フーリエ変換法を用いたインバータ駆動誘導電動機特性の解析」同上 100, 533 (昭55-9)