

UDC 621.314.57.018.3: 621.376.54

論文

52-B 37

低次高調波成分の少ないPWMインバータ 波形制御法

正員 高橋 勲 (宇都宮大)
 正員 関口 恒夫 (日新電気)
 正員 宮入 庄太 (東工大)

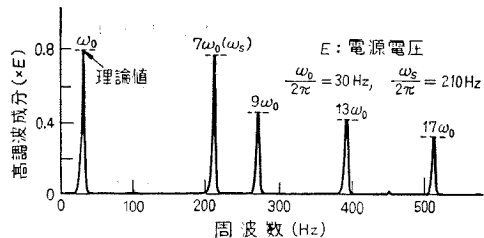
1. まえがき

近年、産業機器の高級化に伴い、高性能を有する電力変換機器の需要が急速に高まりつつある。これらには可変電圧可変周波数インバータが最も重要な位置を占め、電動機の可変速制御などに不可欠のものになっている。ところが、インバータは出力波形が方形波状であるため波形改善用フィルタを必要とし、これが重量、容積の大きな部分を占めている。これらの改善のために最も多く使用される方法がインバータの多重化であるが、数十kVA以下のものは経済的に好ましくなく、PWM(パルス幅変調)インバータが使用されることが多い。特に最近は大容量パワートランジスタが経済的にインバータに取入れることが可能となり、またその制御性が良好なことからトランジスタPWMインバータが使用される傾向にある。

このPWMインバータには現在二つの制御方法がある。

(1)の方式⁽¹⁾⁽²⁾ 指定された第3, 5, ……などの高調波を消去すべくあらかじめスイッチングする角度をプログラムしておく方法。

(2)の方式⁽³⁾⁽⁴⁾ スイッチング周波数を決定する三角波(基準波)と、希望する出力電圧と同一周波数の正弦波(信号波)の比較により出力電圧を制御する方



第1図 (1)の方式のPWMインバータ出力電圧の高調波周波数スペクトル

Fig. 1. Harmonic spectrum of PWM inverter output voltage of method (1).

法。

である。

第1図は(1)の方式による出力波形の周波数スペクトル*で、スイッチング角周波数(ω_s)を基本波の角周波数(ω_0)の7倍とし、第3, 5調波を消去したものである。このインバータでは ω_0 を変化させるとそれにつれて ω_s が変化するため、高周波変換時は電力変換素子のスイッチング損の増加、低周波変換時は高調波周波数が低くなりフィルタのシャ断周波数以下になるなどの欠点を有し、周波数変換領域が限定される。

第2図は(2)の方式による出力波形の周波数スペクトルで、 ω_0, ω_s は第1図のものと同ーである。この方式はスイッチング角周波数 ω_s は一定であるが低次高調波 $\omega_s - 2\omega_0$ などを生じるため、高周波変換時はこれらの高調波周波数が低くなり、フィルタのシャ断周波

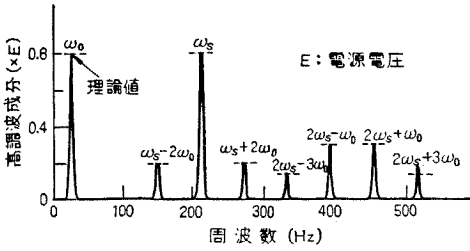
Control Method of PWM Inverter Output Wave with Reduced Low Order Harmonic Components. By Isao Takahashi, Member (Faculty of Engineering Utunomiya University). Tuneso Sekiguchi, Member (Nissin Electric Co., Ltd) & Shota Miyairi, Member (Tokyo Institute of Technology).

高橋 勲: 正員, 宇都宮大学工学部電子工学科

関口恒夫: 正員, 日新電気株式会社

宮入庄太: 正員, 東京工業大学電気電子工学科

*: 測定のため試作した波形分析器は、電圧-周波数変換器(正弦波出力)、乗算器、帯域フィルタなどで構成されたヘテロダイン式のものである。



第 2 図 (2) の方式の PWM インバータ出力電圧の高調波周波数スペクトル
Fig. 2. Harmonic spectrum of PWM inverter output voltage of method (2).

数以下となり周波数上限を低める結果となる。
これらの点よりインバータの理想出力波形としては
(i) スイッチング周波数は一定である。
(ii) これより低次の高調波が発生しない。
ことであり、本研究はこの波形に近いものを得るべく波形制御法を考察したものである。この方式は(2)の方式と類似しているので、まずこれについて説明しよう。

2. PWM 波形解析法と非対称側帯波理論

〈2.1〉 (2) の方式による PWM 波形の展開 これらについては既に文献(4)で述べたが、後続の式の展開のために簡単に述べておこう。

第 3 図は(2)の方式の PWM インバータの基本回路構成を示したものである。このスイッチ S_1, S_2 は正弦波の信号波 e_0 と三角波の基準波 e_s で制御され、

$$\left. \begin{aligned} e_0 > e_s \text{ のとき } S_1 \text{ on} \\ e_0 < e_s \text{ のとき } S_2 \text{ on} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

となる。このような出力波形 e_M は第 4 図(b)のようになり、この波形のフーリエ展開はいま図の θ_1, θ_2 を一定と考えると、

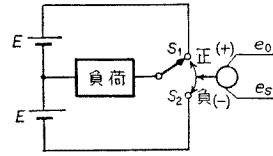
$$\frac{e_M}{E} = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_s t + b_n \sin n\omega_s t) \dots\dots\dots (2)$$

但し、

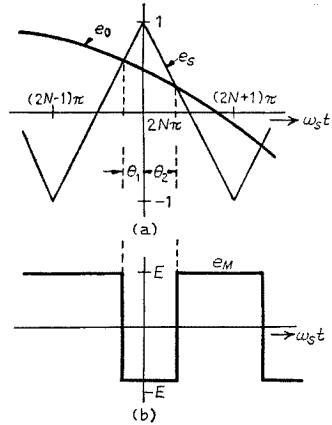
$$\left. \begin{aligned} a_0 &= (2/\pi)(\pi + \theta_1 - \theta_2) \\ a_n &= (2/n\pi)(\sin n\theta_1 - \sin n\theta_2) \\ b_n &= (2/n\pi)(-\cos n\theta_1 + \cos n\theta_2) \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

となる。

しかし、実際の PWM 波形は第 4 図(a)に示すように、 θ_1, θ_2 は一定値でなく、各周期 N によって離散的に変化するものとなる。いま e_0, e_s が次式で与えられたものとする、



第 3 図 PWM インバータの基本回路
Fig. 3. Basic circuit of PWM inverter.



第 4 図 制御電圧波形と出力電圧の関係
Fig. 4. Relation between control voltage waves and output voltage.

$$\left. \begin{aligned} e_0 &= a \sin(\omega_0 t + \varphi) \\ e_s &= \text{tri}(\omega_s t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

但し、 a は最大値 1 の出力電圧基本波の振幅比を示す定数、 tri は第 4 図(a)のような波高値 1 の三角波とする。

第 4 図の θ_1, θ_2 は $e_0 = e_s$ の点より求まり、
 $\theta_1 = (\pi/2) \{ a \sin(\omega_0 t + \varphi) - 1 \}$
 $\theta_2 = -(\pi/2) \{ a \sin(\omega_0 t + \varphi) - 1 \}$

となる。この θ_1, θ_2 を(3)式、(2)式に代入したのがパルス幅変調された波形であり、(2)式は

$$\frac{e_M}{E} = a \sin(\omega_0 t + \varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin\left[\left(\frac{n\pi}{2}\right) \times \{ a \sin(\omega_0 t + \varphi) - 1 \} \cos n\omega_s t \dots (5)$$

となる。第 2 項の高調波成分はベッセル関数 J_n を用いれば容易に展開でき、

$$\left. \begin{aligned} (2m-1)\omega_s + 2l\omega_0 \quad (m=1, 2, 3, \dots)(l=0, \pm 1, \pm 2, \dots) \text{ の角周波数の高調波振幅は} \\ \{ 4(-1)^m E / (2m-1)\pi \} J_{2l}(2m-1)a\pi/2 \\ 2m\omega_s + (2l+1)\omega_0 \text{ の角周波の高調波振幅は} \\ \{ 2(-1)^m E / m\pi \} J_{2l+1}(m\pi a) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

となる。

ベッセル関数の公式より $J_{-n}(x)=(-1)^n J_n$ より、第2図に示すようにスイッチング周波数の m 倍の高調波の $m\omega_s$ を中心に、対称的な側帯波を有する高調波成分が発生する。

〈2・2〉 非対称側帯波制御法⁽⁵⁾ この対称的に発生する側帯波を非対称的なものとし、かつ低次高調波成分を減少させようとするのが本論文の手法である。この方法としてはすでに FM 変調技術の分野で「FM 波を信号波の偶数倍の周波数を有する信号で位相変調すると側帯波が非対称的となる」という波形ひずみの原因となる有害な現象として知られている。

しかし、PWM 波形を直接位相変調することは難しいので、それと等価な基準波 e_s を位相変調した場合を考えると、(4)式に対応し

$$e_s = \text{tri} \left\{ \omega_s t + \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \alpha_n \sin n(\omega_0 t + \varphi) \right\} \dots \dots \dots (7)$$

但し、 α_n は位相変調度となる。(7)式で \sin の項が \cos の場合、側帯波は対称的になってしまう。詳細は省くが、最も効果的に波形を非対称にするのは(7)式の場合である。

3. 非対称側帯波理論の PWM 波形制御への適用⁽⁶⁾

〈3・1〉 非対称側帯波を有する PWM 波形の解析

いま簡単の場合として(7)式で α_2 のみ(他の α_n はすべて零)の場合について計算してみよう。この波形は三角波でないので、前章のような方法で直接展開することは不可能である。いま、時間軸を変換して

$$\omega_s t' = \omega_s t + \alpha_2 \sin 2(\omega_0 t + \varphi) \dots \dots \dots (8)$$

とする。ここで t が t' に関して一義的に定まれば(領域に関しては付録参照)、 t が t' の一価関数として

$$\omega_0 t = W(t') \dots \dots \dots (9)$$

と書ける。この t' を用いれば(8)式は t' に関して三角波となるため、前章と同一手法で解析でき

$$\frac{e_M}{E} = a \sin \{ W(t') + \varphi \} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{4}{n\pi} \right) \sin \left[\left(\frac{n\pi}{2} \right) \times \{ a \sin (W(t') + \varphi) - 1 \} \right] \cos n\omega_s t' \dots \dots \dots (10)$$

となる。これを(8)、(9)式を用いて書直すと

$$\frac{e_M}{E} = a \sin (\omega_0 t + \varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{4}{n\pi} \right) \sin \left[\left(\frac{n\pi}{2} \right) \times \{ a \sin (\omega_0 t + \varphi) - 1 \} \cdot \cos n \cdot \{ \omega_s t + \alpha_2 \sin 2(\omega_0 t + \varphi) \} \right] \dots \dots \dots (11)$$

となる。また、

$$\cos (\theta_a + x \sin \theta_b) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(x) \cos (\theta_a + n \theta_b)$$

などの公式を用いて(11)式を展開すると、

$$\begin{aligned} \frac{e_M}{E} &= a \sin (\omega_0 t + \varphi) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4 \cdot (-1)^m}{(2m-1)\pi} \\ &\quad * \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k} \left(\frac{2m-1}{2} \pi a \right) \cdot J_{l-k} * \\ &\quad \times (2m-1)\alpha_2 \cdot \cos \{ (2m-1)\omega_0 t \\ &\quad + 2l(\omega_0 t + \varphi) \} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 \cdot (-1)^m}{m\pi} \\ &\quad \times \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k+1}(m\pi a) J_{l-k}(2m\alpha_2) \\ &\quad \times \sin \{ 2m\omega_s t + (2l+1)(\omega_0 t + \varphi) \} \\ &\quad \dots \dots \dots (12) \end{aligned}$$

となり、この式より各高調波成分はそれぞれ

$$\begin{aligned} &(2m-1)\omega_s + 2l\omega_0 (m=1, 2, 3, \dots) (l=0, \pm 1, \\ &\quad \pm 2, \dots) \text{の角周波数の高調波振幅は} \\ &\quad \left. \frac{4 \cdot (-1)^m E}{(2m-1)\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k} \left(\frac{2m-1}{2} \pi a \right) \right\} \\ &\quad \times J_{l-k}(2m-1\alpha_2) \\ &2m\omega_s + (2l+1)\omega_0 \text{の角周波数の高調波振幅は} \\ &\quad \left. \frac{2(-1)^m E}{m\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k+1}(m\pi a) J_{l-k}(2m\alpha_2) \right\} \\ &\quad \dots \dots \dots (13) \end{aligned}$$

となる。

〈3・2〉 $\omega_s - 2\omega_0$ の角周波数の高調波成分の消滅

(13)式より低次高調波群 $\omega_s + 2l\omega_0$ の振幅は

$$\frac{4}{\pi} E \left| \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k} \left(\frac{\pi a}{2} \right) J_{l-k}(\alpha_2) \right| \dots \dots \dots (14)$$

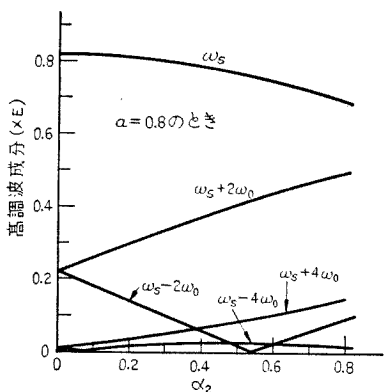
である。これらの成分は振幅比 a と位相変調度 α_2 の関数である。

第5図は、(14)式で示される高調波成分を $a=0.8$ の場合について α_2 に対する変化を調べたものである。これより $\alpha_2=0$ のときは側帯波 $\omega_s \pm 2\omega_0, \omega_s \pm 4\omega_0$ などの振幅は等しいが、 α_2 が大きくなるに従って、その非対称の度合いが増加することがわかる。また、 $\alpha_2=0.54$ で $\omega_s - 2\omega_0$ 成分が完全に零になり、 $\omega_s - 4\omega_0$ 成分も零となる $\alpha_2=0.06$ も有することがわかる。

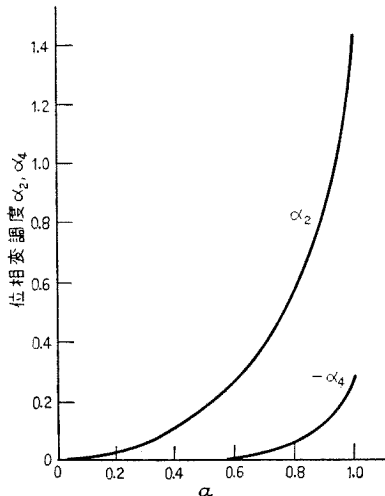
いま、比較的大きな振幅の $\omega_s - 2\omega_0$ 成分について注目してみよう。この成分が一般的に零となるためには、(14)式より

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k} \left(\frac{\pi a}{2} \right) J_{-1-k}(\alpha_2) = 0 \dots \dots \dots (15)$$

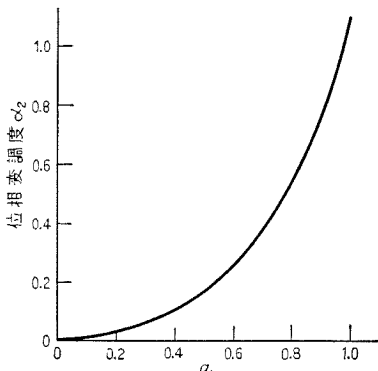
を満足しなければならない。上述の $a=0.8, \alpha_2=0.54$ はその一例であり、この式を満たす α_2, a の関係を求



第 5 図 変調度 α_2 と高調波振幅の関係
Fig. 5. Relation between modulation degree α_2 and harmonic amplitudes.



第 7 図 $\omega_s - 2\omega_0, \omega_s - 4\omega_0$ 成分を消去する α_2, α_4 .
Fig. 7. α_2 and α_4 for eliminating the harmonics with $\omega_s - 2\omega_0$ and $\omega_s - 4\omega_0$.



第 6 図 $\omega_s - 2\omega_0$ 成分を消去する α_2
Fig. 6. α_2 for eliminating the harmonic component with $\omega_s - 2\omega_0$.

めたのが第 6 図のグラフである。

〈3.3〉 $\omega_s - 2\omega_0, \omega_s - 4\omega_0$ の高調波成分の消去 同様にして $\omega_s - 2\omega_0, \omega_s - 4\omega_0$ の両高調波成分も消去でき、この場合の位相変調法は e_s を ω_0 の 2 倍、4 倍の高調波で変調すればよく

$$e_s = \text{tri} \{ \omega_s t + \alpha_2 \sin 2(\omega_0 t + \varphi) + \alpha_4 \sin 4(\omega_0 t + \varphi) \} \dots (16)$$

とすればよい。式の展開は少々複雑となるが前節と同様な手法で、 $\omega_s - 2\omega_0, \omega_s - 4\omega_0$ の両高調波成分を消去するには

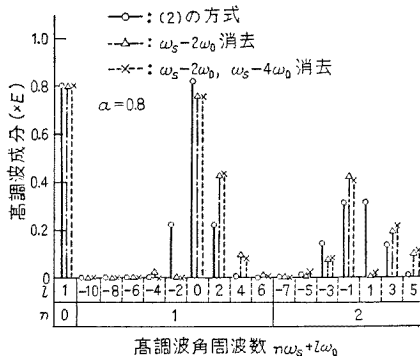
$$\left\{ \begin{aligned} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} J_{-4-2k} \left(\frac{\pi a}{2} \right) J_{k-2i}(\alpha_2) J_i(\alpha_4) &= 0 \\ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} J_{-8-2k} \left(\frac{\pi a}{2} \right) J_{k-2i}(\alpha_2) J_i(\alpha_4) &= 0 \end{aligned} \right.$$

$$\dots (17)$$

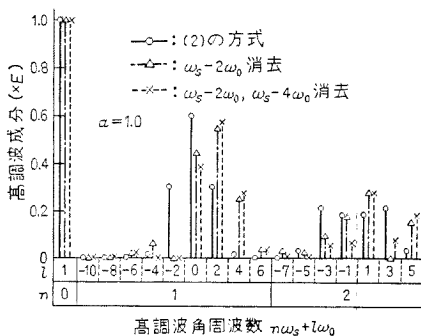
の二式を満たす a, α_2, α_4 の関係を求めればよい。これを計算したのが第 7 図であり、 α_2 は前節で求めたものと若干異なっている。このように位相変調する項数を順次増加すれば $\omega_s - 6\omega_0, \omega_s - 8\omega_0, \dots$ などの低次高調波も消去できるわけである。しかし $\omega_s - 2\omega_0, \omega_s - 4\omega_0$ の高調波を消去した場合、これより低次高調波は高々基本波の 3% 程度であり、実際の場合ほとんど問題とならない。

〈3.4〉 出力電圧波形の周波数スペクトル 第 8

図、第 9 図がそれぞれ振幅比 $a=0.8, 1.0$ の場合の出力電圧の高調波成分を計算したものである。図よりスイッチング周波数 ω_s より低い有害な高調波成分が本方式で大幅に減少できることがわかる。これからの有



第 8 図 出力電圧の高調波振幅
Fig. 8. Harmonic amplitudes of output voltage.



第 9 図 出力電圧の高調波振幅
Fig. 9. Harmonic amplitudes of output voltage.

害な高調波は $\alpha=1$ の場合最も多く発生し、そのときさえも $\omega_s - 2\omega_0, \omega_s - 4\omega_0$ の高調波を消去したとき、 $\omega_s - 6\omega_0$ 成分が基本波の 2.4%、 $\omega_s - 8\omega_0$ 成分が 1.1% である。 $\alpha=0.8$ 以下に使用すれば、 $\omega_s - 2\omega_0$ 成分だけを消去したときでも $\omega_s - 4\omega_0$ が 2.2% 以下となり、 $\omega_s - 4\omega_0$ も合わせて消去すれば、 $\omega_s - 6\omega_0$ がわずか 0.2% で α が小さくなるにつれて、これらの高調波は急激に減少する。

これとは対称的に $\omega_s + 2\omega_0, \omega_s + 4\omega_0, \dots$ などの高調波は増加している。これは ω_s を中心とする側帯波群の実効値は e_s を位相変調してもしなくとも一定であるからで、次節でこれらについて論じてみよう。

4. 高調波の実効値とフィルタの効果

〈4.1〉 各側帯波群の実効値 第 3 図のような $E, -E$ の二値をとる PWM 波形 e_M は e_M^2 が常に E^2 となるため実効値は E である。この節では (2) の方式の場合と本論文の方式の場合の e_M の各側帯波群の実効値を調べ、両者が等しいことを示す。

(6)式より、(2)の方式の各側帯波群の実効値はそれぞれ

$$(2m-1)\omega_s \text{ を中心とする側帯波群については}$$

$$\frac{2\sqrt{2} E}{(2m-1)\pi} \sqrt{\sum_{l=-\infty}^{\infty} J_{2l}^2 \left(\frac{2m-1}{2} \pi a \right)} \dots (18)$$

$$2m\omega_s \text{ を中心とする側帯波群については}$$

$$\frac{\sqrt{2} E}{m\pi} \sqrt{\sum_{l=-\infty}^{\infty} J_{2l+1}^2 (m\pi a)} \dots (19)$$

となる。一方、本論文の方式による各側帯波群の実効値は $\omega_s - 2\omega_0$ 成分を消去した場合、(13)式よりそれぞれ

$(2m-1)\omega_s$ を中心とする側帯波群は

$$\frac{2\sqrt{2} E}{(2m-1)\pi} \sqrt{\sum_{l=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k} \left(\frac{2m-1}{2} \pi a \right) \right\}^2} \times J_{l-k} (2m-1 \alpha_2) \dots (20)$$

$2m\omega_s$ を中心とする側帯波群は

$$\frac{\sqrt{2} E}{m\pi} \sqrt{\sum_{l=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k+1} (m\pi a) \right\}^2} \times J_{l-k} (2m \alpha_2) \dots (21)$$

となる。

ここで、公式

$$\begin{aligned} & \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k} (x) J_{l-k} (y) \right\}^2 \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{k'=-\infty}^{\infty} J_{2k} (x) J_{2k'} (x) \\ & \quad \times \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_{l-k} (y) J_{l-k'} (y) \\ &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l (y) J_{l+m} (y) = 0 \dots (m \neq 0) \\ &= 1 \dots (m = 0) \end{aligned}$$

用いると (20) 式の根号の中は

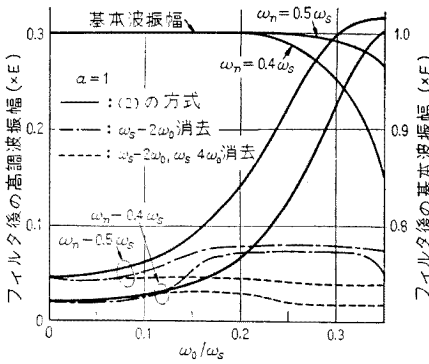
$$\begin{aligned} & \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k}^2 \left(\frac{2m-1}{2} \pi a \right) \\ & \quad \times \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_{l-k}^2 (2m-1 \alpha_2) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2k}^2 \left(\frac{2m-1}{2} \pi a \right) \dots (22) \end{aligned}$$

となり、(18)式の根号の中と等しくなる。まったく同様にして $2m\omega_s$ を中心とする高調波の実効値も等しいことが証明できる。

紙面の関係上詳細は示さないが、 $\omega_s - 2\omega_0, \omega_s - 4\omega_0$ の高調波成分を消去したときも (2) の方式の場合と等しくなる。これを拡張し一般に (7) 式のように位相変調した場合でも (2) の方式の場合の側帯波群の各実効値と等しくなる。

〈4.2〉 フィルタの効果 一般に、可変周波数インバータでは高調波成分をシャ断する低域フィルタが使用されている。そこで、インバータの出力波形としては低次高調波が少ないほどフィルタ後の波形ひずみを少なくできる。

いま、 ω_s 付近の高調波群(最低次の高調波群)について注目すると、この種の PWM インバータではこの高調波群の実効値は一定であるから、本論文の方式のように、できるだけ低次 (ω_s 以下) に高調波が発生しないような制御法が有効である。第 10 図は振幅比 $\alpha=1$ の場合について



第 10 図 フィルタ後の出力電圧の高調波成分の実効値

Fig. 10. R. M. S value of output voltage harmonics after through a filter.

$$G(\omega) = \left\{ 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^8 \right\}^{-\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (23)$$

但し、 ω_n : カットオフ角周波数
 なる利得特性を有する 4 次系の低域フィルタを使用したときの、出力電圧の高調波実効値について示したものである。 ω_0 が小さいところでは、出力高調波は各方式とも大きな相異は生じない。しかし、(2)の方式では ω_0 が上昇すると $\omega_s - 2\omega_0$ などの成分がフィルタを通過するため、高調波成分が急に増加するのに対し、本論文の方式では、ほぼ一定値におさえることができる。もちろん $\omega_s - 2\omega_0, \omega_s - 4\omega_0$ の両成分を消去した方が高調波は少なくなり、このグラフの領域程度では、5% 内にとどめることができる。 $\alpha=1$ の場合がフィルタ後の高調波が最大で、 $\alpha=0.8$ 以下なら高調波成分を上記の半分以下にすることができる。

5. 波形制御回路と実験結果

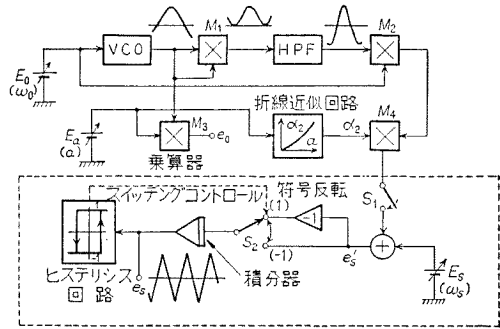
第 11 図が本実験に使用した $\omega_s - 2\omega_0$ の周波数成分を消去する回路である。この回路でまず S_1 がオフの場合について考えてみよう。 S_2 は図左下のヒステリシス回路によって制御される電子スイッチであり、この破線内の回路はヒステリシス自励発振器としてよく知られた回路である。 S_2 は (1), (-1) 側に交互にオンオフし、積分器入力は方形波、出力は三角波となる。この回路の発振周波数はヒステリシス回路のしきい値、積分器の時定数、 E_s の大きさで決定される。

次に、(8)式で示すような位相変調された三角波を得るには S_1 をオンし、 S_2 への入力 e_s' を

$$e_s' = E_s + K \alpha_2 \omega_0 \cos 2(\omega_0 t + \varphi) \dots\dots (24)$$

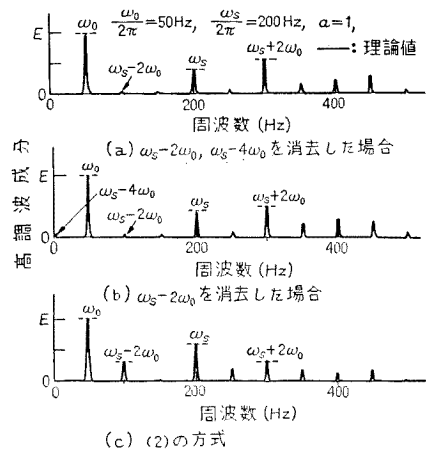
但し、 K : 定数

にしなければならない。この式の α_2 は第 6 図で示さ



第 11 図 波形制御回路

Fig. 11. Control circuit of PWM wave.



第 12 図 出力電圧の高調波スペクトル(実験値)

Fig. 12. Harmonic spectra of output voltage (experimental result).

れる α の関数で、I. C を用いた折線関数発生器を用いて得ている。一方、(24)式の信号波の二倍の周波数の電源はまず、電圧-周波数変換器 V. C. O. で、正弦波 $\sin(\omega_0 t + \varphi)$ を発生させ、それを乗算器 M_1 で二乗し $\{1 - \cos 2(\omega_0 t + \varphi)\} / 2$ を得、高域フィルタ H. P. F. で直流分を除くことにより得られる。これに M_2 で ω_0 に比例した電圧 E_0 を乗ずることにより、 $K \alpha_0 \cos 2(\omega_0 t + \varphi)$ なる信号が得られる。この波形と前に述べた α_2 を乗ずることにより (24)式の末項が得られる。

$\omega_s - 4\omega_0$ の高調波成分をも消去する(16)式の制御信号もほぼ同様な手法で得ることができる。

このようにして得られた基準波 e_s 、信号波 e_0 を用い第 3 図のように比較し、トランジスタインバータを駆動したときの出力電圧の周波数スペクトルが第 12 図である。この結果からみて低次高調波の少ない本方式がいかに有効な手段であるかわかるであろう。

6. む す び

第1章で述べたように、PWM インバータの制御方式には二つの形態がある。本論文では、(1)の方式のスイッチング周波数より低い高調波が発生しない。という長所を生かしつつ、(2)の方式の長所であるスイッチング周波数一定のままに制御でき得ることを示した。

この周波数スペクトルをみると、(1)の方式のスペクトルによく似ており、これは(1)の方式の高調波分布のままに、(2)の方式による制御が可能であることを示している。

このような出力波形に対してはフィルタの設計が容易であり、可変周波数制御の場合、広い周波数領域にわたり波形ひずみの少ない出力が得られる。

今後、これらの制御法の問題点としては

- (1) 出力を三相化した場合、ブリッジ形インバータの場合などの波形制御法。
- (2) ゲート回路の簡単化、デジタル化。
- (3) 指定されたフィルタに対する最適な波形制御法。
- (4) サイリスタ PWM インバータの場合は従来にもみられたように、転流の問題から出力電圧のパルス幅が限定され $a=1$ の電圧まで発生できない。この出力電圧の上限はいくらか、どのような転流回路を用いたらよいか。

など数多くの問題が残されている。

最後に、本研究は文部省科学研究費の支援によりなされたもので、関係各位に厚くお礼申し上げます。

(昭和51年6月1日受付)

文 献

(1) 高橋・高橋：電気学会論文誌(研究開発ノート) 95-B, 97 (昭 50-2)
 (2) B. D. Bedford, et al.: Principles of inverter circuit (John Wiley & Sons, Inc.)

(3) 高橋・宮入：電学論 94-B, 73 (昭 50-2)
 (4) 谷口・入江・石崎：電学論 95-B, 385 (昭 48-8)
 (5) 前田・林：周波数変調, 修教社
 (6) 宮入・高橋・関口：昭 51 電気学会全国大会 No. 658

付 録

t が t' の一価関数となるためには、 t' が t の単調増加関数、すなわち

$$dt'/dt > 0 \dots\dots\dots (付 1)$$

が成立すればよい。例えば、 $\omega_s - 2\omega_0$ 成分消去の場合には(8)式より

$$\frac{dt'}{dt} = 1 + 2\frac{\omega_0}{\omega_s} \alpha_2 \cos(2\omega_0 t + \varphi) > 0$$

$$\therefore \omega_s > 2\omega_0 \alpha_2 \dots\dots\dots (付 2)$$

一方、第4図の θ_1, θ_2 は $(2N-1)\pi \leq \omega_s t < (2N+1)\pi$ の領域でただ一つ定められなければいけないから、最悪の場合はこう配の関係から

$$\left| \frac{de_s(t')}{dt'} \right| > \left| \frac{de_0(t')}{dt'} \right| \dots\dots\dots (付 3)$$

が成立しなくてはならない。この左辺は

$$\left| \frac{de_0(t')/dt}{dt'/dt} \right| = \left| \frac{a\omega_0\omega_s \cos(\omega_0 t + \varphi)}{\omega_s + 2\alpha_2\omega_0 \cos 2(\omega_0 t + \varphi)} \right|$$

右辺は

$$|de_s(t')/dt'| = \omega_s$$

より

$$\omega_s > (a + 2\alpha_2)\omega_0 \dots\dots\dots (付 4)$$

であればよい。この式は(付2)式も同時に満足している。第6図より $a=1$ の場合が限界で、 $\omega_0/\omega_s=0.3$ 程度となる。

同様に、 $\omega_s - 4\omega_0$ 成分も消去した場合を考えると、 $\omega_0/\omega_s=0.19$ 程度となるが、これらは最悪の条件の場合で実験では $\omega_0/\omega_s \approx 0.3$ 程度まで計算値に近い周波数スペクトルが得られる。第12図は $\omega_0/\omega_s=0.25$ の場合の周波数スペクトルである。