UDC 621.314.57: 621.382.333.32
621.375.9.026: 621.376.54

論 文

48-B 49

サイリスタインバータによる PWM 電力増幅器

大阪工業大学 谷 口 勝 則
大阪府立大学 入 江 寿 一
大阪府立大学 石 崎 長 光

1. ま え が き

サイリスタを用いる電力増幅器としては、交流電源を位相制御する位相制御形と、直流電源を用いるインバータ形に大別される。位相制御形はサイリスタの自然転流によるため、主回路が比較的簡単となり損失も無視されるが、固定周波数の大電力電源を必要とし、商用電源を用いた場合には、取り扱える信号周波数はきわめて低いので交流電動機の運転には適せず普通は直流増幅器として動作させ直流電動機の手速度制御に用いられている。

インバータ形は一般に交流電動機制御のため、広範囲の可変電圧、可変周波数の正弦波を得る目的で使用する。中でも PWM (パルス幅変調) 波と同様の出力電圧波形を持つ複数パルス幅制御インバータは、パルスくり返し周波数が高ければ高調波の少ない正弦波が得られ、電動機制御要素として優れた方式であることが知られている。複数パルス幅制御インバータについては多くの文献で紹介されている^{(2)~(4)}が、出力電圧波形に含まれる各波数成分について検討したものは少ない。各周波数成分の周波数分布と振幅の比率は、パルス幅変調方式によって異なったものとなりこれを解析することによって不要周波数成分除去可能な周波数可変範囲を知ることができる。

Boris 氏⁽³⁾ は出力電圧基本周波数の半サイクル中

Pulse Width Modulated Power Amplifier by Thyristor Bridge Inverter. By K. TANIGUCHI, Member (Osaka Institute of Technology) H. IRIE, Member & T. ISHIZAKI, Member (Faculty of Engineering, University of Osaka Prefecture)

谷口勝則: 正員, 大阪工業大学電気工学科

入江寿一: 正員, 大阪府立大学工学部電気工学科

石崎長光: 正員, 大阪府立大学工学部電気工学科

に整数個のパルスを配列し、その平均値が正弦波となるよう各パルスの幅と位置を定める方式について示し各周波数成分の含有率の検討を行なった結果、不要周波数成分の除去可能な可変電圧インバータとして優れた方式であると述べている。しかし、基本周波数を可変とした場合、基本周波数とパルスくり返し周波数を整数比に保ちながら所定のパルス幅を得ることは、実際の回路構成の上で難点があり、また、不要周波数成分の周波数は基本周波数の整数倍 (低次は消去可能) となるので周波数移動が大きく、フィルタの設計も容易でない。

一般にサイリスタインバータは、サイリスタの逆バイアス時間や転流回路の損失などのため、インバータアームのくり返し周波数を制限しなければならない。宮入氏ら⁽⁴⁾は、負荷電流を検出する電力増幅器の制御方式を示し、負荷回路の時定数によってスイッチング周波数を制限している。

本論文はパルスくり返し周波数を、基本周波数と無関係に一定に保った複数パルス幅変調出力をもつブリッジ形インバータの制御方式について述べたものであり、インバータアームのくり返し周波数は入力信号周波数に関係なく常に一定となる。本方式では基本周波数の広い可変範囲にわたって、出力電圧に含まれる不要周波数成分が非常に高い周波数となり、その影響は容易に取除くことができる。本文では、まず複数パルス幅制御インバータを一種の PWM 電力増幅器と考え、変調方式およびインバータの基本構成について述べる。次に複素二重フーリエ展開による出力電圧波形の解析法を示し、各周波数成分の含有率を明らかにして、フィルタ設計の指針を与える。さらに実験結果も

加えて電動機制御要素としての考察を行なう。

なお、電力増幅器の負荷としては直流電動機または交流電動機を仮定しているの、電力増幅器の入力信号は、直流および正弦波の場合を取り扱っている。

2. インバータによる電力増幅の原理

第1図はサイリスタブリッジ形インバータを示し、原理説明のため転流回路を省略した。アーム U 、アーム V におけるそれぞれ上下二つのサイリスタは互にオンとなり、 u 点および v 点は開放されないの、誘導負荷であっても、 u, v 端に現われる出力電圧波形は乱されない。サイリスタ $TL_1, \dots, TL_4$ の制御によってインバータは電力増幅器となる。その制御方式の原理を第2図(a)に示した。制御回路では特定バイアスとして、入力信号周波数と無関係な周波数をもつ三角波(これを正特定バイアスと呼ぶ)と、それを位相反転した三角波(負特定バイアス)を用い、正負の特定バイアスと入力信号との電圧比較によって2種のパルス幅変調信号を得る。第1図アーム U のサイリスタゲート g_1 は入力信号と正特定バイアスの下りとの交点でトリガされ、 g_2 はそのバイアスの上りと入力信号との交点でトリガされる。アーム V では負特定バイアスを用いる。つまり、負特定バイアスの上りと入力信号との交点で g_3 のトリガパルスが生じ、 g_4 はそのバイアスの下りとの交点でトリガされる。したがって、第1図 $u-0$ 間の電圧と $v-0$ 間の電圧波形は、第2図

第1図 サイリスタブリッジインバータ

Fig. 1. Thyristor bridge inverter.

第2図 電力増幅の原理

Fig. 2. Principle of pulse width modulation.

(b), (c)となる。

いま、第1図の u 点を正端子、 v 点を負端子と考えると、入力信号が正のときサイリスタ $TL_1, \dots, TL_4$ がオンとなる順序は $(TL_1, TL_3) \rightarrow (TL_1, TL_4) \rightarrow (TL_2, TL_4) \rightarrow (TL_1, TL_4) \rightarrow (TL_1, TL_3) \rightarrow \dots$ である。入力が負の場合は $(TL_1, TL_3) \rightarrow (TL_2, TL_3) \rightarrow (TL_2, TL_4) \rightarrow (TL_2, TL_3) \rightarrow (TL_1, TL_3) \rightarrow \dots$ となる。第2図(d)の波形を得る。インバータ各アームのくり返し周波数は第2図から ω_b に相当し、出力電圧波形では $2\omega_b$ に相当するパルスくり返し周波数をもっている。

のこぎり波を特定バイアスとして用い、パルス幅変調波を論理回路で組合せても同様の出力電圧波形を得ることができる。⁽¹⁾

3. 出力電圧波形の解析

〈3・1〉 直流入力 入力信号を

$$e_s = E_s \dots \dots \dots (1)$$

とすると、 $u-0$ 間の電圧および $v-0$ 間の電圧は第3図(b), (c)で示され、それぞれの出力電圧のフーリエ展開は

$$E_{u0} = \frac{E}{2} \left(1 + \frac{E_s}{E_b} \right) + \frac{2E}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \sin \frac{l\pi}{2} \left(1 + \frac{E_s}{E_b} \right) \times \cos l\omega_b t \dots \dots \dots (2)$$

$$E_{v0} = \frac{E}{2} \left(1 - \frac{E_s}{E_b} \right) + \frac{2E}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \sin \frac{l\pi}{2} \left(1 - \frac{E_s}{E_b} \right) \times \cos l\omega_b t \dots \dots \dots (3)$$

ただし、 E : 直流電源電圧、 E_b : 特定バイアスの振幅値、 ω_b : 特定バイアスの周波数、 $l = 1, 2, \dots$

となる。出力電圧 E_{uv} は E_{u0} と E_{v0} の電圧差として

$$E_{uv} = E_{u0} - E_{v0} = \left(\frac{E_s}{E_b} \right) E + \frac{2E}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^l}{l} \sin l\pi \left(\frac{E_s}{E_b} \right)$$

第3図 直流入力に対する出力電圧

Fig. 3. Output waveform for DC input.

$$\times \cos 2l\omega_b t \dots\dots\dots (4)$$

で表わされ、交流分はインバータアームのくり返し周波数の偶数倍成分となる。特に $E_s=0$ の場合にはアーム U およびアーム V が2分の1のデューティファクタで同相の動作をしている状態であり、出力電圧は入力信号に従って正から負へ連続的に動作する。

〈3・2〉 交流入力 入力信号が

$$e_s = E_s \sin(\omega_s t + \theta) \dots\dots\dots (5)$$

で表わされる交流の場合、出力電圧は ω_b と ω_s の関数となり、 $E_{uv}(\omega_s t, \omega_b t)$ で表わされる。そして ω_s と ω_b が常に整数比の関係にあるとはかぎらないので、 E_{uv} は一般に非周期的なものとなる。このような場合の解析は複素二重フーリエ級数により表わすことができる。⁽⁵⁾⁽⁶⁾

パルス縁が生じる位相角を第2図に示したように、周期 $\pm\pi/\omega_b$ にわたってそれぞれ $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ とすると次の式を得る。

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= -(M \sin y + 1)\pi/2 \\ \varphi_2 &= (M \sin y - 1)\pi/2 \\ \varphi_3 &= -(M \sin y - 1)\pi/2 \\ \varphi_4 &= (M \sin y + 1)\pi/2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 $y = \omega_s t + \theta$, M は変調度で $M = E_s/E_b$ 。

よって出力電圧 E_{uv} は次の式で表わされる。

$$\begin{aligned} E_{uv}(\omega_s t, \omega_b t) \\ = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_{mn} e^{j\{m\omega_b t + n(\omega_s t + \theta)\}} \dots (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \left[\int_0^{2\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_4} e^{-j(m\omega_b t + n\omega_s t)} dx dy \right. \\ \left. - \int_0^{2\pi} \int_{\varphi_2}^{\varphi_3} e^{-j(m\omega_b t + n\omega_s t)} dx dy \right] \dots\dots (8) \end{aligned}$$

ただし、 $x = \omega_b t$, $m=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$

基本波成分は(7),(8)式で $m=0, n=1$ で与えられる。まず基本波成分の係数値を(8)式から求めると

$$K_{01} = -j \frac{ME}{4\pi} \int_0^{2\pi} (1 - e^{-j2y}) dy = -j \frac{M}{2} E$$

となり、これを(7)式に代入して実フーリエ展開に直すと、この場合の出力電圧の基本周波数成分は

$$\begin{aligned} [E_{uv}(\omega_s t, \omega_b t)]_{01} &= ME \sin(\omega_s t + \theta) \\ &= (E/E_b) e_s \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

で与えられる。(5)式と(9)式より、出力電圧の基本波は特定バイアスの周波数 ω_b に全く無関係で、かつ入力信号との間に位相差がないことがわかる。また忠実な増幅が行なわれ、直流電源電圧 E に比例し、特定バイアスの振幅 E_b に反比例の関係にある。

次に K_{01} 以外の成分の係数値を(8)式に従って求

めていく。

(1) 直流成分 ($m=n=0$)

$$K_{00} = 0$$

(2) 入力正弦波の整数倍成分 ($m=0, n>1$)

$$K_{0n} = 0$$

(3) 特定バイアスの整数倍周波数成分 ($m \geq 1, n=0$)

$$\begin{aligned} K_{m0} = j \frac{E}{2m\pi^2} \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) \left[\sum_{k=0}^{\pm\infty} \int_0^{2\pi} J_k(\nu) \right. \\ \left. \times (e^{-jk y} - e^{jk y}) dy \right] = 0 \end{aligned}$$

ここに、 $\nu = (\pi M m)/2$ とし、Jacobi の展開公式¹⁾

$$e^{\pm j\nu \sin y} = \sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(\nu) e^{\pm jk y}$$

$k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ を用いた。

(4) 入力正弦波周波数と特定バイアス周波数のそれぞれの整数倍周波数の和および差の周波数成分 ($m \geq 1, n \neq 0$)

$$\begin{aligned} K_{mn} = j \frac{E}{2m\pi^2} \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) \left[\sum_{k=0}^{\pm\infty} \int_0^{2\pi} J_k(\nu) \right. \\ \left. \times (e^{-j(n+k)y} - e^{-j(n-k)y}) dy \right] \end{aligned}$$

$k \neq \pm |n|$ のとき

$$= 0$$

$k = \pm |n|$ のとき

$$= -j \frac{E J_{|n|}(\nu)}{\pi m} \{1 - (-1)^n\} \cos \frac{m\pi}{2} \dots (10)$$

よって出力電圧波形に含まれる基本波成分以外の成分としては、(4)にのみ現われることがわかり、これを本論文においては不要周波数成分と呼ぶことにする。しかも(10)式は m が奇数かまたは n が偶数のときには零となる。したがって、不要周波数成分が現われるのは、 $l_1=1, 2, \dots$, $l_2=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ とすると、

$$m = 2l_1$$

$$n = 2l_2 + 1$$

の場合であり、このとき(10)式は

$$K_{mn} = -j(-1)^{l_1} \frac{E J_{|2l_2+1|}(\pi M l_1)}{\pi l_1} \dots (11)$$

となる。(11)式を(7)式に代入して不要周波数成分を実フーリエ展開に直すと、

$$\begin{aligned} [E_{uv}(\omega_s t, \omega_b t)]_{mn} \\ = 2 \sum_{l_1=1}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\pm\infty} (-1)^{l_1} \frac{E J_{|2l_2+1|}(\pi M l_1)}{\pi l_1} \\ \sin \{2l_1 \omega_b t + (2l_2 + 1)(\omega_s t + \theta)\} \end{aligned} \dots\dots\dots (12)$$

を得る。

第 4 図 変調度 M に対する主要周波数成分
Fig. 4. Amplitude of major component in output voltage as a function of modulation degree M .

結局、出力電圧は(9)式と(12)式の和として表わされ、 M に対する各成分の振幅値を計算できる。 M の全可変範囲 ($0 \leq M \leq 1$) で -50 dB 以上の振幅値をもち、基本波成分に影響する主要周波数成分は第 4 図である。インバータ出力の電圧制御には M によって行なうことができ、 M が一定であれば不要周波数成分の振幅値も一定となる。

第 5 図は主要周波数スペクトルの $M=0.8$ における例を示し、各成分の振幅値は第 4 図から読み取れる。不要周波数成分は ω_b の偶数倍周波数の両側に分布しこれらが存在する位置は ω_s と ω_b の関係によって決まる。

第 6 図は -50 dB 以上の振幅値をもつ不要周波数成分と基本周波数成分との周波数関係を表わしたものである。図から $\omega_s < 0.33\omega_b$ であれば、不要周波数成分は常に $0.33\omega_b$ より高い周波数域に存在することがわかる。したがって、インバータ制作にあたり、各ア

第 5 図 出力電圧の周波数スペクトル
Fig. 5. Frequency spectrum of output voltage.

第 6 図 主要周波数成分の周波数関係
Fig. 6. Frequency relation to major component.

ムの最高くり返し周波数が決定されると、基本周波数成分と不要周波数成分を分離できる ω_s の上限が決り $2\omega_b - 5\omega_s$ 成分を十分減衰できる低域フィルタを使用することによって、直流から $\omega_s < 0.33\omega_b$ で制限される周波数までの正弦波電圧を得ることができる。また -30 dB 以下の振幅値をもつ不要周波数成分の影響を許すとすれば、第 4 図の値から $2\omega_b - 5\omega_s$ 成分と $4\omega_b - 9\omega_s$ 成分は無視することができ、 $2\omega_b - 3\omega_s$ 成分と $4\omega_b - 7\omega_s$ 成分を減衰できる低域フィルタを使用すると、第 6 図の関係から $\omega_s < 0.5\omega_b$ まで周波数制御範囲が広げられる。

このように第 4 図の各成分の振幅値の関係と、第 6 図の周波数の関係からフィルタのシャ断周波数を決定することができる。

4. 実験結果

サイリスタインバータとしては、ブリッジ構成ができ、出力電圧のパルス幅制御が可能で、転流損失の少ない回路が望まれるが、ここでは第 7 図に示す McMurray-Bedford 回路を使用した。⁽⁷⁾

第 2 図の原理に基づいて第 7 図の回路を動作させる

第 7 図 マクマレーベッドフォード回路
Fig. 7. McMurray-Bedford circuit.

第 8 図 ゲート回路

Fig. 8. Signal circuit.

ゲート信号回路の実際は、第 8 図に示すもので比較的簡単な回路構成となる。図の M. M. は入力信号が大きい場合、インバータ回路の転流を確保するための制限で、約 $60\mu\text{s}$ のパルス幅を持つモノスティブルマルチパイプレタである。論理回路の出力はサイリスタをターンオンさせる程度に増幅され、サイリスタゲート $g_1 \cdots g_4$ に供給される。

〈4・1〉 直流入力特性 特定バイアスの振幅値 E_b インバータアームのくり返し周波数 ω_b を一定にして、直流入力信号 E_s を正負に変化した場合の特性を第 9 図に示す。 E_s/E_b が 1 と -1 付近では、インバータサイリスタのターンオフタイムを確保するためゲート回路上での制限が必要であるが、零付近では正負にわたって連続であり、直流電動機の滑らかな可逆運転が可能である。

第 9 図 直流入出力特性

Fig. 9. DC input and output characteristic.

第 10 図 輝度変調

Fig. 10. Intensity modulation.

第 10 図には入力信号周波数 0.2 Hz の超低周波入力に対する特性を示した。測定方法はオシログラフの X 軸を信号回路の三角波に同期させ、Y 軸には入力信号を加えて、第 7 図 u 点の電位により輝度変調を行なったものである。図の明るい部分が TL_1 のオン期間、暗い部分が TL_2 のオン期間である。これより超低周波入力での本方式の直線性がわかる。

〈4・2〉 交流入出力特性 変調度 M の変化に対する (9) 式の計算値と、本方式のインバータ形電力増幅器による実測値を第 11 図に示した。電源周波数による誘導電動機の手速度制御においては、低周波における電動機の磁気飽和を避けるため、周波数にはほぼ比例した電圧制御を行なう必要があるが、本方式においては入力信号周波数に比例させて変調度 M を変えればこれが可能でゲート信号回路で実現できる。⁽⁸⁾ 出力電圧の波形整形を行なうフィルタについては、高性能なものが種々あるが、⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾ それらのフィルタ定数は第 4

第 11 図 主要周波数成分の実測値

Fig. 11. Experimental values of major components.

M=0.8, E=100 V, f_s=50 Hz, f_b=400 Hz

(a) フィルタ入力電圧, (b) フィルタ出力電圧

第 12 図 フィルタの出力電圧波形

Fig. 12. Output voltage waveform of the filter.

図, 第6図から基本波成分に与える不要周波数成分の影響を考慮することによって決定できる。ここでは第7図の uv 端に最も簡単な定 k 形の L - C 低域フィルタを使用した場合のフィルタの入力電圧と出力電圧を第12図に示す。フィルタの定数は $C=60\mu\text{F}$, $L=28\text{mH}$ でカットオフ周波数は約 120Hz である。 $2\omega_1-5\omega_1$ 成分の周波数は 550Hz , $2\omega_1-3\omega_1$ 成分は 650Hz であって, いずれも十分減衰していることがわかる。

5. む す び

パルスのくり返し周波数を一定に保った複数パルス幅制御インバータは, くり返し周波数を基本周波数の整数倍とする方式に比べ, その構成が簡単となるばかりでなく, 不要周波数成分を除去することがきわめて容易であることがわかった。これらは基本周波数の変化範囲が大きいほどその差異は著しい。

直流入力に対する出力電圧は, 正負にわたってその変化が連続で, 直流電動機の円滑な可逆運転が可能である。この場合出力電圧に含まれる交流成分はインバータ各アームのくり返し周波数 ω_1 の偶数倍成分として現われる。

交流入力に対しては入力信号と出力電圧の基本周波数成分との間に位相差はなく, 変調度 M との間に比例関係が得られた。誘導電動機の電源周波数による速度制御を行なう場合には, 磁気飽和を避けるため, 周波数にはほぼ比例した電圧制御を行なう必要があるが, 入力信号による周波数制御と変調度 M による電圧制御を併用することによりこれが実現できる。

出力電圧の解析結果より, 本方式の電力増幅器は出力電圧波形に入力信号の高調波は全く含まれておらず

不要周波数成分はアームくり返し周波数の偶数倍の近傍に現われることがわかった。したがって, 低域フィルタを使用すると, 直流からアームくり返し周波数の3分の1までの信号を忠実に増幅できることが明らかとなった。そして, フィルタの設計は比較的容易である。

本方式に望まれるサイリスタインバータとしては, 広いデューティファクタ可変範囲にわたって転流回路が安定でなければならない。また, 効率の点からはできるだけ転流損失が少なく, さらに, 交流機制御用として容易に多相構成とすることができるインバータ回路が望まれる。

このような条件をほぼ満足し, 本方式に適するサイリスタインバータについては, 回路の概要を文献(1)に紹介したが, そのインバータ回路の動作の詳細と回路設計の要件については, 稿をあらためて明らかにしたい。

(昭和47年12月11日受付)

文 献

- (1) 谷口・入江・石崎: 電気学会研究会資料 ECT, PCC-72-2 (昭 47)
- (2) たとえば, R.M. Davis: Power Diode & Thyristor circuits 212 (1971); SCR ハンドブック 242 (昭 41)
- (3) Boris Mokrytzki: IEEE Trans. Inst. Gen. Applic. IGA-3, Nov./Dec. 493 (1967)
- (4) 宮入・深尾: 電学誌 87, 603 (昭 42-3)
- (5) H.S. Black: Modulation Theory 266 (1953)
- (6) 角・源・宮越: 電学誌 87, 1556 (昭 42-8)
- (7) 谷口・入江・石崎: 昭44電気四学会関西連大 G3-12 および G3-13
- (8) 谷口・入江・石崎: 昭45電気四学会連大 No. 636
- (9) 角: 電学誌 89, 1359 (昭 44-7)
- (10) 西村, 他: 電学誌 89, 1978 (昭 44-10)