

移相機能付 PWM 正弦波インバータの一形式

宮内正義

(愛媛大学教育学部技術研究室)

(平成9年4月30日受理)

One Type of PWM Sinusoidal Inverter with Phase Shifting Function

Masayoshi MIYAUCHI

*Department of Technology, Faculty of Education,
Ehime University, Bunkyo-cho, Matsuyama, 790-77*

(Received April 30, 1997)

Abstract

This paper is treating the study items as follows; that the arccosine waveform was adopted as the carrier signal developed for the purpose of making a higher function, which is required being accompanied with a propagation of inverter, that 2-stage *PWM* sinusoidal inverter with a phase shifting function, which can obtain the sin wave output with an arbitrary phase of one period from the saw-tooth wave of 2-periods using the arccosine wave as the modulation signal, was proposed, and concurrently that the working principle and construction method, characteristics and distinctive feature, as well the investigation results for the application were stated.

In this paper, the fundamental construction and its working was described, and then the distinctive feature of 2-stage *PWM* method driven by the multiplied cycle was shown, and subsequently after the frequency spectrum of *PWM* signal was made clear by the theoretical value through the double Fourier series expansion and the actual measurement value, the realization condition of LPF and the upper limit of frequency for the inverter are confirmed.

In the next place, the full bridge and balanced reactor by the transistor are used for the main circuit, and concurrently the actual construction of proposed inverter circuit used for the arccosine wave by *EPROM*, generation circuit of phase shifting signal and so forth is carried out, and subsequently the frequency characteristics made the phase shifting angle of output sine wave obtained as the parameter, as well as, the characteristics to the distortion and phase shifting error caused by the modulation factor ($M = E_g/E_i$) are investigated, and consequently it is shown that the good characteristics being small both in distortion ratio and in phase shifting error can be acquired within a range of 0.97~1.03 of *M* value.

Now this paper states, that it is a matter of course that this can be utilized for the phase control and phase modifier of electric machine and tool as the *CVCF* inverter, that it is effective as the *UPS* of new automatic power factor control type, and in addition that it has a wide range of application as the sine wave phase shifter with a high accuracy.

Key words : Making the inverter a higher function ; Arccosine waveform; *PWM* method of modulation change over; 2-stage *PWM* ; Fourier series expansion, *EPROM* ; *CVCF* inverter ; Automatic power factor control type *UPS* ; Sine wave phase shifter with a high accuracy.

キーワード : インバータの高機能化, アークコサイン波形, 変調切換 *PWM* 法, 2段 *PWM*, フーリエ級数展開, *EPROM*, *CVCF* インバータ, 自動力率制御形無停電電源装置, 高精度正弦波移相器.

1. ま え が き

最近のパワーエレクトロニクス技術の発展はめざましく、多方面にわたって応用が進んでいる。特に、パワーデバイス及びこれを用いる回路技術の進歩により電力変換器としてのインバータは、産業分野におけるプラント駆動を始めとする電動機制御や *OA* 機器用の無停電電源 (*UPS*)、周波数変換と無効電力補償装置などの電力系統制御等に使われる大中容量だけでなく、家電製品に代表される小容量機に至るまで広範囲な応用がなされており、その普及に伴ってインバータの大容量化と高性能・高機能化が進められている。⁽¹⁾

インバータ実用化の要求性能としては、一般に、①入出力電圧・電流波形が所望の波形でリップルなど高調波を含まないこと、②損失が少なく高効率であること、③所望の制御性能を有していること、さらに、④小形で低騒音であること等が挙げられ、これらの要求諸性能、大容量化よりインバータを複数台組み合わせた多重化方式や多重化 *PWM* 法による多レベル化方式が検討・採用されている。⁽²⁾⁽³⁾ また、高機能化の一つにインバータとしても活用できるスイッチモード方式移相器と移相機能付 *PWM* 正弦波インバータの提案もある。前者は、入力正弦波信号と特定なバイアス（逆余弦波）を用いるスイッチモード方式増幅器において、特定バイアス波形の水平移動により出力正弦波の位相可変を行うもので、移相変更と同時に安定で速応性も良い定振幅の移相出力正弦波が得られる特徴をもち超低周波信号の移相器としてはむしろ電力機器の調相制御にも有用である。⁽⁴⁾⁽⁵⁾ 一方後者は、変調信号に正弦波を、キャリア信号にリサージュ図形を採用した *PWM* 正弦波インバータで、移相器あるいは *UPS* や無効電力補償装置としての応用も期待できるが、高精度で安定な任意移相の出力正弦波を得るには難点をもつ。⁽⁶⁾⁽⁷⁾

本論文は、このような移相機能付 *PWM* 正弦波インバータの高精度・高性能化を目的として開発した、キャリア信号にアークコサイン波を、変調信号に2周期の鋸歯状波を用い、かつ、変調切換 *PWM* 法⁽⁸⁾の応用による移相機能付2段 *PWM* 正弦波インバータの提案を行

うもので、この構成と特性及び用途について検討する。

本文では、まず、提案インバータの基本構成と動作原理を述べ、2段 *PWM* 法の特徴を検討した上で、得られる移相出力 *PWM* 信号の二重フーリエ級数展開による周波数スペクトル解析を行い、これが実験結果とも良く一致することを示す。そして、このスペクトル分析から、本インバータの実構成に必要な *LPF* の設計条件とインバータ動作の周波数上限を明らかにする。

次に、このインバータの主回路にパワートランジスタによるフルブリッジとキャリア信号部に、*EPROM* によるアークコサイン波及び移相制御信号の発生回路を用いた提案インバータの回路構成を行い、得られる特性を理論と実験結果から検討し、この移相機能付 *PWM* 正弦波インバータが、高精度で低歪率の移相正弦波が得られる良好な特性をもつものであることを示す。

さらに、これが *CVCF*（一定電圧、一定周波数）のインバータとして、電力機器の位相制御や調相に使えることを初め、新しい自動力率制御形の無停電電源 (*UPS*) として極めて有用であること、及び、高精度な正弦波移相器としても活用できることを述べる。

2. 基本構成とその動作及び *PWM* 出力信号の解析

2・1 基本構成と動作原理

図1に、本 *PWM* 正弦波インバータの基本構成を、図2には、この動作原理を図説する基本動作 *PWM* 波形とこれを得るための論理回路構成を示す。⁽⁹⁾ キャリア

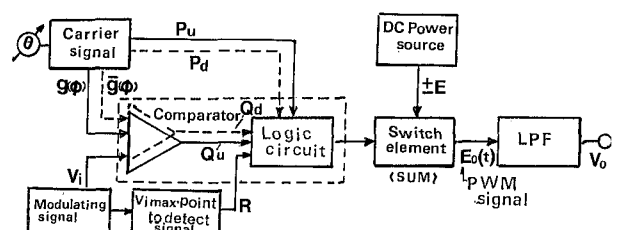


図1 基本構成

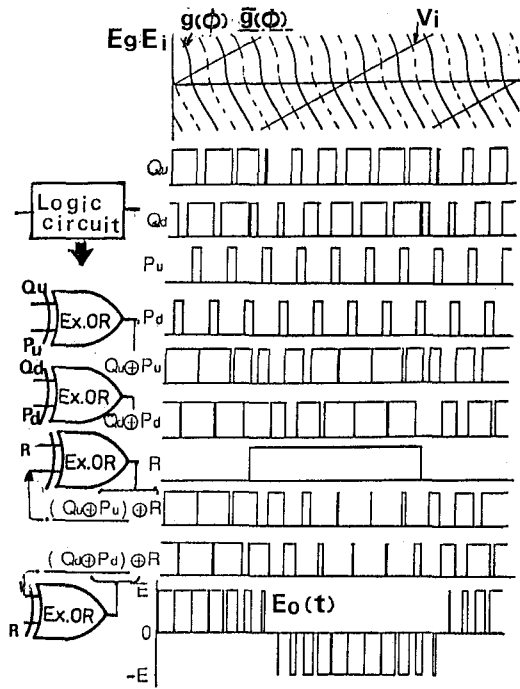


図2 基本動作波形と論理回路

信号には位相が180°ことなる2つのアーコサイン波形 $g(\phi)$, $\bar{g}(\phi)$ を, 変調信号 (これを基準信号ともいう) V_i には2周期の鋸歯状波を使用し, これを図1の比較器で比較して Q_u , Q_d 信号を作る. P_u , P_d 信号は, 移相角を時間軸に変換した位相制御信号で, キャリア信号のアーコサイン波形を上下に移動することにより可変設定されるパルス信号波である. R 信号は, 変調波に同期した波形で2周期の鋸歯状波ごとに1周期のパルス (high) を取ることで, この範囲内にあるキャリア信号と変調信号をそれぞれ反転させるのに使う.

こうして得た Q_u , Q_d と P_u , P_d 及び R 信号を排他的論理和 (exclusive-OR) 回路で演算を行い両極にする. この信号でスイッチデバイス部に使う1アームの単相ハーフブリッジ回路を駆動し直流電源電圧の截断波を作れば, これが移相機能付1段 PWM 信号となり, この平均値を低域通過フィルタ (LPF) で不要調波成分を除去して取り出せば, 移相角 θ が0から 2π まで1周期分可変できる正弦波出力が得られる.

図2の $E_o(t)$ は, 2つの両極信号で2アーム単相フルブリッジ回路を駆動しこれを加算出力とする2段の PWM 信号であり, 移相機能付1段 PWM 正弦波インバータを2段にしたものである. この1段 PWM を倍周波駆動した2段の PWM 法では, 変調時に生じる不要高調波成分を高い周波数領域に移動できインバータとしての上限周波数が上がることで, 電源電圧が1/2, または, 倍の出力電圧を得ることができる特徴があり,

1段 PWM 法より勝る.⁽¹⁰⁾ よって, 本提案インバータでは, この2段 PWM を採用するものとして詳細を扱うことにする.

2.2 PWM 出力信号の解析

変調信号 V_i として用いる2周期の鋸歯状波の振幅を E_i , 角周波数を ω_s とし, 振幅が E_g のキャリア信号に用いるアーコサイン波の角周波数を ω_c ($\omega_c > \omega_s$) とする2段 PWM 信号 $E_o(t)$ の二重フーリエ級数展開による理論値は

$$E_o(t) = \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} C(m, n) e^{j(m\omega_s + n\omega_c)t} \quad (1)$$

ただし, $C(m, n)$ はフーリエ係数

で与えられる. ここで, キャリア信号の上下移動による $E_o(t)$ の移相角が θ だけづれるものとする, この場合のフーリエ係数は, 次のように求められる.⁽⁹⁾

- $M \leq 1$ の場合 ($M = E_g/E_i$)

(1) 直流成分

$$C(0, 0) = 0 \quad (2)$$

(2) 変調信号成分

$$C(m, 0) = \begin{cases} -j \frac{E}{4} \{1 - (-1)^m\} e^{j\theta} & (m=M) \\ \frac{E}{\pi} \{1 - (-1)^m\} \cos\left(\frac{\pi}{2}M\right) \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{m^2 - M^2} & \\ (m \sin\theta - jM \cos\theta) & (m \neq M) \end{cases} \quad (3)$$

(3) キャリア信号高調波成分

$$C(0, n) = 0 \quad (4)$$

(4) キャリア信号高調波成分と変調波信号高調波の和の成分

$$C(m, n) = \frac{E}{4\pi^2 n} \{1 - (-1)^m\} \left\{ -\frac{2}{m} \cos\left\{\frac{m}{M}\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)\right\} + \sin\left(\frac{m}{M}\theta\right) D + \sum_{k=0, k \neq \frac{m}{M}}^{\pm\infty} \frac{J_k(2n\pi)}{m - kM} \right. \\ \left. \left[(-1)^{\frac{k}{2}} \{1 + (-1)^k\} \cos\left\{\frac{m}{M}\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)\right\} - (-1)^{\frac{m-1}{2}} \left\{ (-1)^k \sin\left(\frac{\pi}{2}M + \theta\right) k - \sin\left(\frac{\pi}{2}M - \theta\right) k \right\} \right] + j \frac{E}{4\pi^2 n} \{1 - (-1)^m\} \right. \\ \left. \left(\frac{2}{m} \sin\left\{\frac{m}{M}\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)\right\} - \cos\left(\frac{m}{M}\theta\right) D + \sum_{k=0, k \neq \frac{m}{M}}^{\pm\infty} \frac{J_k(2n\pi)}{m - kM} \left[-(-1)^{\frac{k}{2}} \{1 + \right. \right. \right.$$

$$(-1)^k \sin \left\{ \frac{m}{M} \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) \right\} + (-1)^{\frac{m-1}{2}} \left[(-1)^k \cos \left(\frac{\pi}{2} M + \theta \right) k - \cos \left(\frac{\pi}{2} M - \theta \right) k \right] - 2 \cos \left(\frac{m\pi}{2M} \right) \sin \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) k \quad (10)$$

ただし、 $J_k(2n\pi)$ はベッセル関数

ここで、 D は次式で与えることができ、 m/M が整数にならない時は0となる。

$$D = \frac{J_m(2n\pi)}{M} \left[\frac{\pi}{2} \{ 1 - (-1)^{\frac{m}{M}} \} + \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) \frac{1 + (-1)^{\frac{m}{M}}}{M} \right] \quad (6)$$

● $M > 1$ の場合

(1) 直流成分

$$C(0, 0) = 0 \quad (7)$$

(2) 変調信号成分

$$C(m, 0) = \begin{cases} -j \frac{E}{4m} \{ 1 - (-1)^m \} e^{j\theta} & (m=M) \\ \frac{E}{\pi} \{ 1 - (-1)^m \} \cos \left(\frac{m\pi}{2M} \right) \frac{M}{(m^2 - M^2)m} \\ (-m \sin\theta + jM \cos\theta) & (m \neq M) \end{cases} \quad (8)$$

(3) キャリア信号高調波成分

$$C(0, n) = 0 \quad (9)$$

(4) キャリア信号高調波成分と変調波信号高調波の和の成分

$$C(m, n) = \frac{E}{4\pi^2 n} \{ 1 - (-1)^m \} \left(-\frac{2}{m} \cos \left\{ \frac{m}{M} \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) \right\} - \sin \left(\frac{m}{M} \theta \right) D + \frac{2}{m} \cos \left(\frac{m\pi}{2M} \right) \sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(2n\pi) \cos \left(\frac{3}{2}\pi + \theta \right) k + \sum_{k=0, k \neq \frac{m}{M}}^{\pm\infty} J_k(2n\pi) \frac{1}{m - kM} \left[(-1)^{\frac{k}{2}} \{ 1 + (-1)^k \} \cos \left\{ \frac{m}{M} \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) \right\} - 2 \cos \left(\frac{m\pi}{2M} \right) \cos \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) k \right] + j \frac{E}{4\pi^2 n} \{ 1 - (-1)^m \} \left(\frac{2}{m} \sin \left\{ \frac{m}{M} \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) \right\} + \cos \left(\frac{m}{M} \theta \right) D + \frac{2}{m} \cos \left(\frac{m\pi}{2M} \right) \sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(2n\pi) \sin \left(\frac{3}{2}\pi + \theta \right) k + \sum_{k=0, k \neq \frac{m}{M}}^{\pm\infty} J_k(2n\pi) \frac{1}{m - kM} \left[-(-1)^{\frac{k}{2}} \{ 1 + (-1)^k \} \sin \left\{ \frac{m}{M} \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) \right\} \right] \right)$$

ここで、 D は(1)式で与えられ、 m/M が整数にならない時は0となる。

$$D = \frac{J_m(2n\pi)}{M} \frac{[\theta \{ 1 + (-1)^{\frac{m}{M}} \} - \pi]}{M} \quad (11)$$

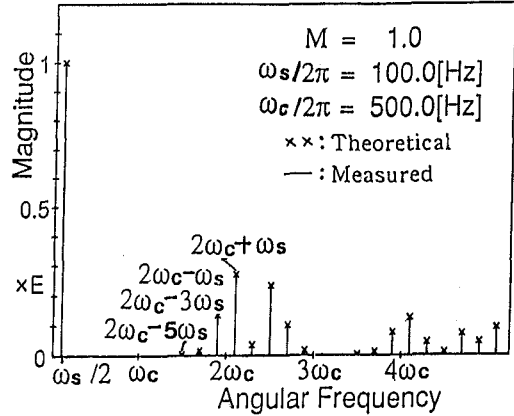


図3 周波数スペクトル ($\theta=60$ [deg])

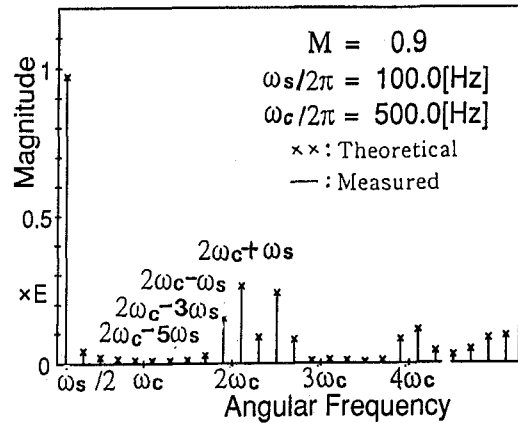


図4 周波数スペクトル ($\theta=30$ [deg])

図3と図4は、この2段PWM信号 $E_o(t)$ の周波数スペクトル例を示したもので、いずれも理論値と実測値は良く一致しており、ここでの解析の正当性が確認できる。

図3より、 $M(=E_g/E_i) = 1$ とした場合の不要高調波成分は $2\omega_c - 5\omega_s$ 以上の高周波領域に分布しており、従ってLPFの遮断角周波数 ω_{cut} は、 $\omega_{cut} \leq 2\omega_c - 5\omega_s$ に設定すれば良く、1段PWMの場合 ($\omega_{cut} \leq \omega_c - 5\omega_s$) と比較してLPF構成が容易になる。そして、この2段PWM正弦波インバータの周波数上限は、 $2\omega_c - 5\omega_s$ となり、1段のそれより高周波化が図れ、フルブリッジに供給する直流電源電圧の倍電圧となる位相の可変設定された正弦波出力が得られる。ただし、 $M \neq 1$ の時には、図4に示すごとく不要高調波成分は $2\omega_c - 5\omega_s$ 以下の角

周波数領域にも分布することになり、 $M = 1$ で実構成された本インバータで得られる出力正弦波の歪率は増す。

3. 回路の構成と特性

3.1 回路構成

図1に示した基本構成によるこの移相機能付 PWM 正弦波インバータのスイッチデバイス部(主回路部)に、パワートランジスタを用いた2アーム単相フルブリッジと、キャリア信号部に EPROM によるアークコサイン波と移相制御信号を発生する回路(図6)を用いて実構成した回路例を図5に示す。

この主回路としてのフルブリッジ回路は、構成素子に IGBT やパワー MOS-FET も所望するインバータの用途に応じ選択使用されるが、ここではより一般的なパワートランジスタを用いて T_1, T_2, T_3, T_4 アームの

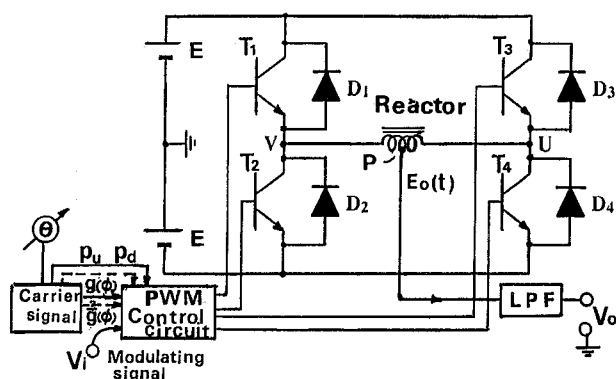


図5 移相機能付 PWM 正弦波インバータの回路構成

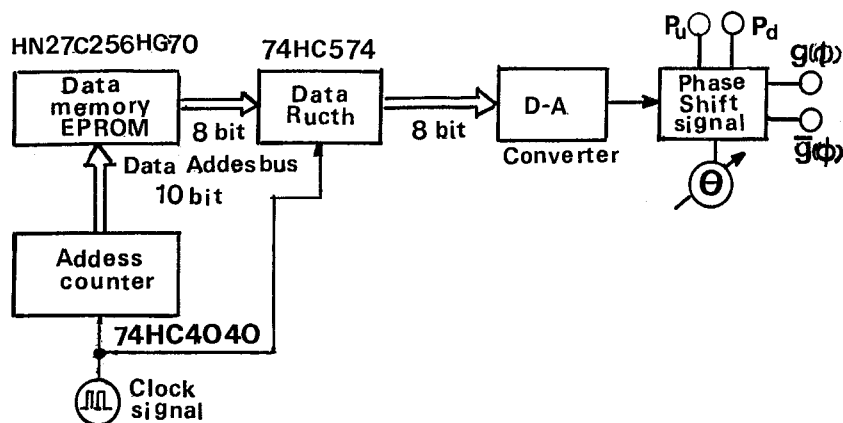


図6 EPROM によるアークコサイン波形と位相制御信号の発生回路

各 PWM 信号を U, V 端子間に接続の電流平衡リアクトルで加算し、このニュートラルポイント・ P より2段 PWM 信号 $E_o(t)$ を取り出す。⁽¹⁰⁾ $E_o(t)$ に含有する不要高調波成分の除去用 LPF は、誘導 M 形で遮断角周波数を $\omega_{cut} \leq 2\omega_c - 5\omega_s$, 減衰定数を $24[\text{db/oct}]$ とする設計時に、電流平衡リアクタのインダクタンス値も含めて実構成したものである。

また、フルブリッジを駆動するドライブ回路は、PWM 制御信号側とパワー回路部とを絶縁するフォトカプラー回路、とパワートランジスタのベース順バイアス及び逆バイアス用の電源、つまり、ドライブ電源回路から構成しており、パワートランジスタ駆動のハイスピード化や低損失化を図る機能をもつ回路である。

図6のキャリア信号の発生は、アークコサイン波形のデジタル・データを EPROM (HN27C256HG70) に書き込んでおき、このメモリーデータをアドレスカウンタで呼び出し、ラダー抵抗網による D-A 変換回路でアナログ信号化したアークコサイン波形を得る形式である。アドレスを10ビットに設定してあり、従って、アークコサイン波1周期の時間軸は1024分割されることから1024クロックを送ることで1周期分の8ビットデジタルコードで EPROM にメモリーされた波形データを呼び出す。この書き込みデータを呼び出すには、アドレスカウンタの74CH4040で順番にアドレスを指定して行えば良いが、ROM からの8ビットのデジタルデータは同時に出力されないことから、74HC574でデータラッチして、8ビットのデジタル・データのタイミングをそろえる。つまり、アドレスカウンタをクロック信号の立ち下りでカウントするようにして EPROM のデジタルデータを出力する。そして、EPROM の出力データラッチはクロック信号の立ち上がりでラッチするよ

うにすれば、ROM データが出力されてから $1/2$ 周期遅れてラッチすることになりデータの8ビットが確実にそろったところで、D-A変換機にデータが送れる。

8ビットのデジタルデータをアナログ信号に変換するラダー抵抗網による D-A 変換器の精度は、分解能は $0 \sim 255, (1/255 \approx) 0.4\%$ で、これを構成する抵抗には高精度抵抗値をもつもの使用が望ましいが、この回路では $\pm 1\%$ の抵抗と半固定可変抵抗を用いて高精度化を図る構成を行っている。

移相角の可変設定のためのアークコサイン波形の上下移動は、D-A 変換されたアークコサイン波形を入

力するバッファ用OPアンプのバイアス電圧を可変することにより行い、 $g(\theta)$ より 180° 位相の遅れた $\bar{g}(\theta)$ 信号は、 $g(\theta)$ をユニティ反転アンプすることで得ている。そして、移相角の設定変更にとともなら、位相制御信号 P_u, P_d は、アークコサイン波形の上下移動を時間軸上のパルス信号に変換して作ったものであり、これを図1に示す Q_u, Q_d 信号と変調信号周期の検出信号 R とともに使って、図2の論理回路を駆動し、PWMインバータのドライブ回路にPWM制御信号を供給する回路構成を行っている。

3・2 特性とその考察

図7は、この2段PWM正弦波インバータの移相変更された出力正弦波の波形例と周波数特性例を示したもので、鋸歯状波 V_i の変調信号源にはファンクション発振器(NF-Mod1, FG-143)を用い、フルブリッジの直流電源電圧 E を ± 15 [V]とした場合の実験結果である。

$\theta = 0^\circ$ から $45^\circ, 90^\circ$ に設定された最大値 V_p が $\pm 2E$ [V]の良好な移相出力正弦波が得られ、 0° から 180° の θ をパラメータとする周波数特性もフラットな特性を示し、移相角設定に対応する任意位相の正弦波が即座に得られる特徴を持つ。

ただし、図7の特性例は、 $M=1$ とした場合で M が変動すれば出力正弦波の歪率も変化する。また、 M の

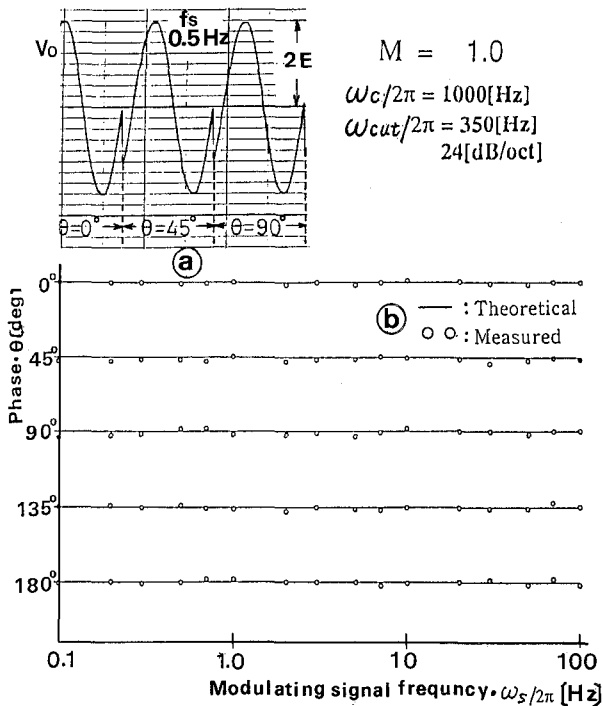


図7 出力正弦波の波形例(a)と周波数特性(b)

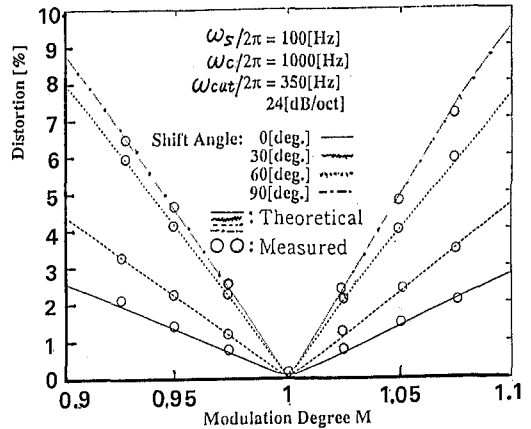


図8 変調度Mにおける歪率変化

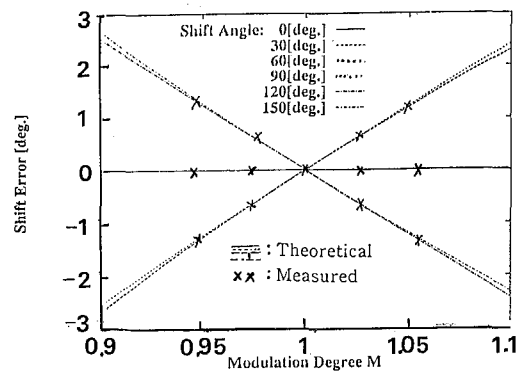


図9 変調度Mにおける各位相でのずれ

変化により希望する移相角からのずれが生じるので、本インバータの位相正確度についても検討しておく必要がある。

図8は、各移相角における変調度 M が変わった場合の歪率変化を示したものであり、図9には、変調度 M が1より変るときの各位相の誤差特性を示す。

図8の歪率 d は、次式より得た理論値と実測値を対比して示したもので、両者は良く一致している。

$$d = \frac{\sqrt{\sum_{m=2}^{\infty} |C(m, 0)|^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |C(m, n)|^2}}{|C(1, 0)|} \times 100 [\%] \quad (2)$$

同図から、歪率 d が最小となるのは $M=1$ の時、 $M \neq 1$ では移相角によりこの値は相違するが d 値は増大し、全般に渡ってこの値が悪いのは移相角 90° の場合である。これより移相正弦波出力の歪率を3%以下とする M 値は $0.97 \sim 1.03$ の範囲内に設定することが必要になる。

図9で $M=1$ の時においては希望する正確な移相角が得られているが、 M 値が1から離れるとこのずれが大きくなるのが分る。歪率に関しては、希望する移相

角によって大きく値が変化するが、ずれに関してはほぼどの移相角でも同じ位相のずれが生じている。 M が $0.97 \sim 1.03$ の範囲内 (歪率・3%以下) であるとする と ± 1 度以内の移相出力正弦波が確保されていることが分る。また、歪率は悪くなるが、例え M が $0.9 \sim 1.1$ の範囲内であっても ± 3 度以内の移相出力正弦波が得られて いる。

このように M が $0.97 \sim 1.03$ に設定の場合は、高確度 で低歪率の移相出力正弦波が得られ、CVCF (一定電圧、一定周波) のインバータでは、 M 値は 1 ± 0.02 に設定 することは容易なことだから、これは新たに移相機能を付 加した CVCF インバータと云え、電力機器の位相制御 はもとより、図10に構成概要を示す自動力率制御形の無 停電電源装置 (UPS) として活用できるものとなる。⁽¹¹⁾ そして、この2段 PWM インバータはフルブリッジ使 用による倍周波数駆動のため直流電源電圧の2倍の出力 正弦波電圧 (最大値) が得られ、1段 PWM に比べて 高周波化と大容量化も図れる特徴を持つ。また、これは、 高性能な正弦波移相器としても使え、変調信号に比ると 出力正弦波の周波数が半分になることと安定度も良く 高精度な特性をもつことから、特に、低周波領域の使用 に優れている。

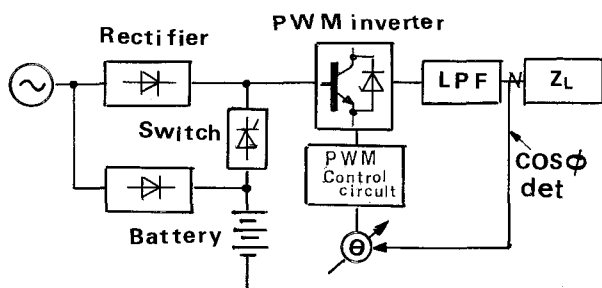


図10 自動力率制御形無停電電源システム

4. む す び

キャリア信号にアークコサイン波形を採用し、変調信 号として用いる2周期の鋸歯状波から、変調切替 PWM 法による波形変換を行って1周期の任意位相正 弦波出力が得られる PWM インバータの基本原理を述 べ、この周波数上限を上げる倍周波駆動の移相機能付2 段 PWM インバータの提示をした。

そして、この出力 PWM 信号の周波数スペクトルを 2重フーリエ級数展開を用いて導出し、不要高調波成分 の分布から LPF の実構成条件、及び、この提案インバ ータの周波数上限を明らかにした。この結果を踏まえて、

主回路にパワートランジスタによる2アームのフルブリ ッジと出力部に電流平衡リアクトルを使い、EPROM によるアークコサイン波形と位相制御信号の発生回路等 で構成する本インバータの実現回路例を示し、出力正弦 波の移相角をパラメータとする周波数特性、及び、変調 度 ($M = E_g/E_i$) による出力波形の歪率変化や移相角の 誤差特性について検討し、このインバータが、次に列挙 する特徴をもつことを明らかにした。

- ① 移相角の変更設定は、アークコサイン波形の上下 動により簡単に、かつ、任意に行え、その可変範 囲は $0 \sim 2\pi$ [deg] で広い。
- ② 変調度 M が $0.97 \sim 1.03$ の範囲では、歪率は3% 以下であり、移相角の誤差も ± 1 度以内の高精度 で、良好な波形の正弦波出力が得られる。
- ③ 倍周波駆動によるインバータの高周波化が行え、 フィルタ実現の容易さ、及び、直流電源電圧が $1/2$ 、または、倍出力電圧が得られて大電力化も 図れる。

これより、本提案インバータの用途は、CVCF (一定 電圧、一定周波数) インバータとして電力機器の位相制 御と調相利用を初め、新しい自動力率制御形の無停電電 源装置 (UPS) の実現も行え、この有用性は極めて高い。 また、このインバータは、高精度の正弦波移相器として も、特に、低周波領域での有効利用が期待でき、その用 途は広い。

なお、変調信号電圧の変化が条件となる移相機能付 VVVF (可変電圧、可変周波数) インバータについて は、さらに、検討が必要である。また、提案インバータ の多段 PWM 化、つまり、多レベル化による大容量化 と無効電力補償装置の開発については、残された課題で あり、これらについては稿を新たに報告したい。

終わりに、本研究に際し、御助言と討論を賜った大阪 工業大学の角 修吉教授、及び、本稿作成時に協力され た平成9年度の卒研生・菅 宏司 (情報科学コース4回 生) 君に謝意を表する。

文 献

- (1) Raiph E. Tarter: "Solid-State Power Conversion Hand book.", A Wily-Interscience Publication (1993).
- (2) 木村, 清水: "多重化による電力変換器の大電力化." 平成6年電気学会産業応用部門全大. S 4-1 (1994-08).
- (3) M. MIYAUCHI: "PWM Amplifier and Its Application to Sinusoidal Wave Inverters." Mem. Fac. Educ. Ehime Univ. Nat. Sci. Vol. 15, No. 1, 83/98 (1994).
- (4) 角, 岡村, 関口: "スイッチモード方式正弦波移相器." 電子通信学会論文誌. Vol. 62-C, No. 9, 638/640 (1979).

- (5) 宮内, 宮下, 本田: “スイッチモード方式信号移相器とその応用.” 日本産業技術教育学会, 第26回全大講演要旨集, No.305 (1983-07).
- (6) S.KAKU: “SWITCHING-MODE VARIABLE PHASE SHIFTERS.” ISSSE '92 (URIS), 1. Sep. 1992.
- (7) 有本, 吉田, 角: “移相機能付2段PWM正弦波インバータ.” 1993信学秋季全大. B-756 (1993-09).
- (8) 宮内: “変調切換形PWM正弦波インバータ.” 日本産業技術教育学会, 第37回全大講演要旨集, No.1205 (1994-07).
- (9) 宮内: “位相可変形PWM正弦波インバータ.” 日本産業技術教育学会, 第38回全大講演要旨集, No.4408 (1995-07).
- (10) M.MIYAUCHI: “Multilevel PWM Sinusoidal Inverter.” Mem. Fac. Educ. Ehime Univ., Nat. Sci, Vol. 16, No. 1, 13/24 (1994).
- (11) 羽根吉: “無停電電源システムの最新動向—総論.” 平成7年電気学会産業応用部門全大, S. 1-1 (1995-08).