2次 $\Delta\Sigma$ 変調インバータにおける キャリアへの同期化

正員 西村 克敏 (防衛大) 正員 井上 恵 (防衛大)

Carrier-synchronization in a 2nd-order Delta-sigma Modulated Inverter
Katsutoshi Nishimura, Member and Tadashi Inoue, Member (National Defense Academy)

The paper describes analytical and experimental studies on a 2nd-order delta-sigma modulated inverter with a carrier signal. Such a system can be interpreted as a triangular-carrier PWM inverter accommodated by a 2nd-order integral feedback control. An accurate waveform and high immunity to disturbances from the power supply can be expected because of a high loop gain due to the integral control. Being synchronized to a high-frequency carrier, the inverter serves as a motor drive with low acoustic noise. The analysis leads to a condition for a high feedback gain and the synchronism to co-exist. Three types of control schemes based on the condition are tested experimentally. Even with the simplest fixed-parameter configuration, a noise level of more than 70dB below the maximal output is recorded over a range including the DC and the carrier frequencies. Disturbance rejection in this system can be improved by about 10dB by a higher-gain control incorporated with on-line adjustment of transfer parameters.

キーワード：インバータ, Δ 変調, $\Delta\Sigma$ 変調, PWM, 積分制御, キャリアパルス

1. はしがき

フィードバックに基づくパルス変調方式である $\Delta\Sigma$ 変調をインバータの出力電圧制御に応用すると、外乱や高調波を非常に小さくできる⁽¹⁾。一方、三角波比較形 PWM インバータに積分則によるフィードバック制御を施すという立場からも、キャリア信号を伴う $\Delta\Sigma$ 変調系とも呼ぶべき構成を導くことができる⁽²⁾。

この場合も、ループゲインを十分高めると、 $\Delta\Sigma$ 変調に近い良好な制御特性が実現できる。しかも、キャリア信号との同期動作により、出力パルス周波数が固定されて低周波数領域に雑音が生じないこと、多相出力の場合には負荷に加わるキャリア周波数成分が相殺されて低騒音になることなど、好ましい点が多い。キャリア付き $\Delta\Sigma$ 変調系については、従来1次積分による変調の場合しか論じられていなかったが、本論文では、キャリア周波数によるフィードバック帯域幅への制約の下でインバータの動作精度をさらに改善するため、変調則に2次積分を導入することを検討する。以下、これをキャリア付き2次 $\Delta\Sigma$ 変調と呼ぶ。

キャリア付き $\Delta\Sigma$ 変調系の設計において重要なのは、出力がキャリアに同期する条件を知り、その範囲内で、応用上十分な動作精度の得られるような設計を行うことである。ところが、2次積分を用いたキャリア付き $\Delta\Sigma$ 変調の場合には、方程式が非線形になり、扱いが極めて煩雑になる。一方、こ

れまでのシミュレーションなどの結果によると⁽³⁾、同期化条件は、1次変調の場合より複雑な振舞いを示すようであり、基準入力信号の値によっては同期化が全く不可能になるなどの現象もみられる。このため、条件を定量的に、正確に把握することの重要性はより高くなる。

本論文においては、次章でまず、定常応答の満足すべき条件から応答の平衡解を決定し、次にその近傍で線形化を行ってその解の安定性を調べるという手順による解析を動作モードごとに繰り返して、同期化可能範囲を定量化することを試みる。3章においては、この解析結果を実験結果と対照してその有効性を確認する。また解析に基づく設計例を示す。2次積分によるフィードバックの効果は大きく、変調系、パワー増幅系の動作に起因する高調波、雑音は、特にループゲインを高めるための努力を行わなくても、非常に低いレベルに抑制される。また、ふたつの伝達パラメータを基準入力値に従ってオンライン調整することによりキャリアとの同期を保ったままループゲインを高め、10 dB 程外乱特性を改善できることがわかった。

2. 同期条件の解析

(2.1) 同期化変調系の構成 三角波比較形 PWM インバータに、2次積分制御則によるフィードバック制御を行う系の構成を図1に示す。三角波の波高値を H とする。信号伝達経路に可変むだ時間要素を加えた系を考え、表現を

図1 フィードバック系の構成

Fig.1. Feedback control of a PWM inverter.

図2 むだ時間を加えた等価系

Fig.2. Equivalent system with additional delay element.

簡単化すると、図2に示すような構成線図を得る。ここで、次の記号を用いた。

- $e(t)$: $(= r(t) - y(t))$ 制御偏差
- $r(t)$: 指令入力
- $c(t)$: $(= \pm P)$ duty 比 50% のキャリアパルス
- $y(t)$: $(= \pm A)$ 出力パルス電圧
- τ : 積分時定数
- L : 可変むだ時間
- T : キャリア周期

系は、積分要素とリレー要素を含むフィードバック系となっている。この構成はいわゆる $\Delta\Sigma$ 変調系と類似しており、キャリア付き 2 次 $\Delta\Sigma$ 変調インバータ系とよぶことにする。なお、可変むだ時間要素は、1 次 $\Delta\Sigma$ 変調インバータの場合、キャリアと出力との同期を保つための調整要素として重要であったため、検討に加えたものである。

τ により伝達係数が定義されている積分器を積分器 1 とし、出力信号を $x_1(t)$ と記す。また、リレー要素に信号を供給する積分器を積分器 2 とし、出力信号を $x_2(t)$ とする。積分器 1 には、閉ループ系の安定度を確保するため、並列に直結信号伝達経路が設けられている。また、積分器 2 は、負荷がリレー要素なので、伝達係数を 1 に固定した。

図1において、変調入力 $u(t)$ を直流とし、その値を $\pm H$ の範囲で変えるとき、出力パルスの平均値が $\pm A$ の範囲で変化するので、三角波比較形 PWM 系は伝達ゲイン A/H を持つと考えられる。また、図2のキャリアパルスが図1の三角波と等価であるとき $H = TP/4$ が成り立つ。したがって、積分要素が十分大きなゲインをもつ低周波数領域では、図2に示すフィードバックループのループゲインを、キャリア周期で正規化した周波数 $v = \omega T$ に関し、

$$G_1(\omega) = (v^{-2}) \cdot (4AT/P\tau) \dots\dots\dots (1)$$

と表すことができる。上式右辺の第1因数は、2次積分の効

図3 時間波形 (モード1)

Fig.3. Waveform in operating mode 1.

果により低周波数域で高いゲインが得られることを表す。また、同期化可能な範囲で、第2因数をできるだけ大きくすることにより、さらに制御特性の向上を図ることができる。以下、この目標を念頭に置いて考察を行う。

一般に最近の汎用 PWM インバータにおいては、指令入力の周波数は、キャリア周波数に対して2桁以上低い。このため、キャリア信号一周期の変化を見るような場合は、指令入力一定と仮定しても実現象との差は少ないと考えられる。このとき、 $e(t)$ は区分的に一定になり、 $e(t)$ 、 $c(t)$ が共に一定の時間区間では、積分器出力 $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$ は、初期値を各々 x_{1a} 、 x_{2a} 、初期時刻を t_a とすると次式で与えられる。

$$x_1(t) = \frac{e}{\tau}(t - t_a) + x_{1a} \dots\dots\dots (2)$$

$$x_2(t) = \frac{e}{2\tau}(t - t_a)^2 + (x_{1a} + e - c)(t - t_a) + x_{2a} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 $e(t)$ の一定値を e 、 $c(t)$ の一定値を c と記した。これらは次式により与えられる。

$$e = r \pm A, \quad c = \pm P \dots\dots\dots (4)$$

(2)~(4) 式からキャリア1周期間の状態推移を表現することにより、同期化条件を知ることができる。ところが、これらの式のパラメータである e と c の符号変化の順序が、積分器の初期状態、むだ時間の長さ、むだ時間要素内部の初期状態に依存して変わるため、非常に多くの場合分けが必要になる。一般的な扱いにより、設計上有用な定量化された結果を求めるのは困難である。以下の解析では、シミュレーションと実験により、キャリアと出力電圧パルスの同期化が可能であると判断された3つの場合を検討する。

定常状態において、キャリアパルス1周期の間に出力パルスの立上がりとし下下がり1回づつ生じ、キャリアパルスと出力パルスの位相差が確定しているとき、同期状態と呼ぶことにする。同期状態の時間波形の一例を図3に示す。この例では、 $c(t)$ の立下がり時刻 t_0 、 $x_2(t)$ の正方向ゼロクロス時刻 t_1 、 $e(t)$ の立下がり時刻 t_2 、 $c(t)$ の立上がり時刻 t_3 、 $x_2(t)$ の負方向ゼロクロス時刻 t_4 、 $e(t)$ の立上がり時刻 t_5 、 t_0 次の $c(t)$ の立下がり時刻 t_6 の順に信号が変化している。このような信号変化の生起順序を動作モードと呼ぶことにし、図3に示した場合をモード1とする。以下の2節では、主にモード1について、同期化可能性の解析結果を記す。

(2.2) 平衡解の検討 本節では、閉ループ系の平衡状態において、 $x_1(t)$, $x_2(t)$ が満たすべきつりあいの条件から、平衡状態を表す解が唯一であり、特に、キャリアと出力パルスの位相差が確定する事を示す。次に、この解がモードの順序に従うための条件から、伝達パラメータに対する制限を導く。さらに次節で、平衡解の安定条件を検討する。

時刻 t_k における $x_1(t)$, $x_2(t)$ の値を、各々 x_{1k} , x_{2k} と書くことにする。また、これら変数の平衡状態の値を $\bar{x}_{1k}$, $\bar{x}_{2k}$ と記す。さらに、信号の切換え時刻 t_k の定常値を $\bar{t}_k$ とする。平衡状態の解析には、初期状態と 1 周期後の状態が一致するための条件を導く必要があるが、これには非常に煩雑な計算を要する。ここでは、平衡状態の信号が満たすべき物理的条件に注目することにより処理を簡単化する。

平衡解の同期性にとって重要なのは出力とキャリアの位相差が確定することである。ここで、 $\bar{x}_{12}$, $\bar{x}_{22}$ に (3) 式を適用して得られる $\bar{x}_{23}$ と、 $\bar{x}_{14}$, $\bar{x}_{24}$ および逆方向の時間に (3) 式を適用して得られる $\bar{x}_{23}$ が一致するという条件から、

$$\bar{t}_3 - \bar{t}_2 = \frac{\frac{r-A}{2\tau}\lambda^2 - (\bar{x}_{14} + r - A - P)\lambda - \bar{x}_{22}}{\frac{r-A}{\tau}\lambda + \bar{x}_{12} - \bar{x}_{14} + 2P} \dots (5)$$

となる。 t_2 , t_4 における状態と $\lambda \triangleq \bar{t}_4 - \bar{t}_2$ が求まれば、位相差が決定できることになる。

平衡状態では、積分器 1 の出力 $x_1(t)$ が周期信号となり、発散することはないので、その入力信号 $e(t)$ の 1 周期平均は 0 となる。したがって次式が得られる。

$$\bar{t}_5 - \bar{t}_2 = (r + A)T/2A \dots (6)$$

λ は、この時間差より L だけ短い時間として定まる。

平衡状態では、 $x_1(t)$ の波形は、正負方向の傾きが (4) の第 1 式で決まる、三角波状になる。しかもこのとき、 $\bar{x}_2(t)$ が発散することはないので、 $x_1(t)$ の平均は 0 である。すなわち、 $x_1(t)$ の正負半サイクルの長さは各々 $T/2$ となるため、

$$\left. \begin{aligned} \tau \left(\frac{\bar{x}_{12} - 0}{r + A} + \frac{0 - \bar{x}_{12}}{r - A} \right) &= \frac{T}{2} \\ \tau \left(\frac{\bar{x}_{15} - 0}{r - A} + \frac{0 - \bar{x}_{15}}{r + A} \right) &= \frac{T}{2} \end{aligned} \right\} \dots (7)$$

となる。(7) 式よりただちに次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \bar{x}_{12} &= -(r^2 - A^2)T/4A\tau \\ \bar{x}_{15} &= (r^2 - A^2)T/4A\tau \end{aligned} \right\} \dots (8)$$

$\bar{x}_{14}$ は (8) の第 2 式と $t_4 = t_5 - L$ より与えられ、また t_4 の定義から $\bar{x}_{24} = 0$ である。

一方、(8) の第 1 式と $t_1 = t_2 - L$ より同様に $\bar{x}_{11}$ が与えられる。これと $\bar{x}_{21} = 0$ を初期値として (3) を適用すれば、 $\bar{x}_{22}$ が次式で決定される。

$$\bar{x}_{22} = L\{r + A + P - (r + A)L/2\tau + T(A^2 - r^2)/(4A\tau)\} \dots (9)$$

$\bar{x}_{12}$ は、すでに (8) 式にある。以上の結果から、 $\bar{t}_4$, $\bar{t}_2$ における状態が定まり、(5) 式により位相差が確定する。

つぎに、モード 1 の解析から得られた平衡解が、実際にモード 1 の順序を満たすための条件について検討する。以

下、この条件を、モード 1 における平衡解の包含条件と呼ぶ。

モード 1 においては、次式の制約がある。

$$t_0 \leq t_1, \quad t_2 < t_3 \leq t_4, \quad t_5 < t_6$$

これは $\bar{x}_1(t)$ の平衡解について、

$$\left. \begin{aligned} \bar{x}_{11} - \bar{x}_{10} &\geq 0, \quad \bar{x}_{13} - \bar{x}_{12} < 0 \\ \bar{x}_{13} - \bar{x}_{14} &\geq 0, \quad \bar{x}_{10} - \bar{x}_{15} > 0 \end{aligned} \right\} \dots (10)$$

と表すこともできる。上述の解析から決定される $x_1(t)$ の定常値をここに代入すると、平衡解の包含条件が、むだ時間への許容範囲の形で求められる。

$$\left. \begin{aligned} L &\geq B_1/2A - \{B_1^2 + 2\tau T(|r| - A) \times \\ &\quad \times (|r| + A - P)\}^{1/2}/2A \\ L &< I_1 \triangleq B_2/2A - \{B_2^2 + 2\tau T \times \\ &\quad \times (|r| - A)(|r| + A + P)\}^{1/2}/2A \end{aligned} \right\} \dots (11)$$

$$\text{ただし、} \begin{cases} B_1 = 2\tau A - (r^2 - A^2)T/2A \\ B_2 = 2\tau(A + P) - (r^2 - A^2)T/2A \end{cases} \dots (12)$$

なお、 $\bar{x}_{13}$ は、(5) 式と、(8) の第 1 式から与えられ、 $\bar{x}_{10}$ も同様の手続きで決定される。

(2.3) 安定性の解析 図 3 に示す 1 周期のうち、前半の半周期は 3 つの時間区間からなる。各時間区間について $x_1(t)$, $x_2(t)$ の変化を書きだすことにより、連立方程式

$$G \triangleq [g_1, g_2, \dots, g_6]' = 0 \dots (13)$$

を得る。(2)~(4) 式より、上式の $g_1 \sim g_6$ は、

$$\phi \triangleq t_1 - t_0 \dots (14)$$

と置くとき、以下のように与えられる。

t_0 — t_1 区間につき、

$$g_1 = -x_{11} + x_{10} + (r + A)\phi/\tau$$

$$g_2 = x_{20} + (r + A + P + x_{10})\phi + (r + A)\phi^2/2\tau$$

t_1 — t_2 区間につき、

$$g_3 = -x_{12} + x_{11} + (r + A)L/\tau$$

$$g_4 = -x_{22} + (r + A + P + x_{11})L + \frac{r + A}{2\tau}L^2$$

t_2 — t_3 区間につき、

$$g_5 = -x_{13} + x_{12} + (r - A)(T/2 - \phi - L)/\tau$$

$$g_6 = -x_{23} + x_{22} + (r - A)(T/2 - \phi - L)^2/2\tau$$

$$+ (r - A + P + x_{12})(T/2 - \phi - L)$$

初期値 $\{x_{10}, x_{20}\}$ が与えられれば、(13) 式は解を持つ。また、後半周期の解析結果と合わせ 1 周期の推移を検討すれば、安定性も議論できるはずである。しかし、この過程は非常に複雑になり、また 1 次 $\Delta\Sigma$ 系の場合と異なって⁽²⁾非線形になるため、安定解析も容易ではないと考えられるので、ここで線形化を行う。このため、 x_{jk} の平衡値からの微小なズレを δ_{jk} と記す。また $d_k \triangleq [\delta_{1k}, \delta_{2k}]'$ ($k = 0 \sim 6$) と定義し、さらに未知数の全体を

$$\xi = [x_{11}, x_{12}, x_{22}, x_{13}, x_{23}, \phi]'$$

と表す。 ξ の平衡値 $\bar{\xi}$ と、そこからのズレ $\Delta\xi$ を考えると、(13) 式より、次の線形化近似が可能である。

$$\Delta\xi = - \left[\frac{\partial G}{\partial \xi} \right]_{\bar{\xi}}^{-1} \left[\frac{\partial G}{\partial x_{10}}, \frac{\partial G}{\partial x_{20}} \right]_{\bar{\xi}} \begin{bmatrix} \bar{x}_{10} \\ \bar{x}_{20} \end{bmatrix} d_0 \dots (16)$$

行列の添字は、これら平衡値に対する値であることを示す。ここで、特に x_{13}, x_{23} のみに注目すると、

$$d_3 = - \begin{bmatrix} \frac{\beta\bar{\phi}}{\alpha} - 1 & \frac{\beta}{\alpha} \\ \frac{\gamma\bar{\phi}}{\alpha} - \frac{T}{2} + \bar{\phi} & \frac{\gamma}{\alpha} \end{bmatrix} d_0 \dots\dots\dots (17)$$

を得る。ただし、 $\bar{\phi}$ は、(14) 式による ϕ の平衡値である。また、次のように置いた。

$$\alpha = r + A + P + \bar{x}_{10} + \frac{r + A}{\tau} \bar{\phi}, \quad \beta = \frac{2A}{\tau},$$

$$\gamma = \bar{x}_{12} - r + A - P + \frac{L}{\tau}(r - A) + \frac{2A}{\tau} \left(\frac{T}{2} - \bar{\phi} \right)$$

モード1の場合、後半周期についての式は、前半周期における $y(t)$ と $c(t)$ の符号を変えることにより容易に求められる。したがって、 t_0 から1周期後の t_6 における平衡状態からのズレは、 2×2 推移行列 N により、

$$d_6 = N d_0 \dots\dots\dots (18)$$

と表すことができる。

N の最大固有値の大きさが1より小さければ、平衡解からのズレは次第にゼロに収束する。このとき閉ループ系は安定となり、平衡解は定常解であるということができる。

(2.4) システム設計 同様に、図4(a), (b) に示す、モード2, 3の解析を行った。モード2ではモード1に対し t_5 と t_6 の順番が反転している。モード3では、さらに t_2 と t_3 の順番が変わる。これらモードについて、平衡解の包含条件を求めた結果を示す。 I_2, I_3, I_4 を下式により定義する。

$$I_2 = B_1/2A$$

$$- \{B_1^2 + 2\tau T(|r| - A)(|r| + A + P)\}^{1/2}/2A$$

$$I_3 = B_2/2A$$

$$- \{B_2^2 + 2\tau T(|r| + A)(|r| - A - P)\}^{1/2}/2A$$

$$I_4 = (A - |r|)T/2A$$

このとき、モード2について次式が得られた。

$$I_1 \leq L < I_2, I_3, I_4 \dots\dots\dots (19)$$

ただし、 I_1 は(11)式、 B_1, B_2 は(12)式による。また、モード3については、次のようになる。

$$I_3 \leq L < I_2, I_4 \dots\dots\dots (20)$$

平衡解の安定性についても、モード1と同様の手法で固有値解析を行った。ただし、モード2では周期の前半と後半の対称性がないため、最初から1周期全体について状態の推移を扱う必要があり、計算はかなり煩雑である。またモード3については、図4(b)に示す、 $t'_5 - t_1$ 間のある時刻を始点とする1周期を考えることにより、半周期ごとの扱いが可能になる。後で示すように、2次 $\Delta\Sigma$ 変調系の同期化のためのむだ時間は1/4周期未満の長さでよいから、時刻 $t_0 + L$ を始点と考えた。こうして得られた3種のモードに対する推移行列は各々異なっていたが、安定条件については、数値的にモード1と同じ結果となった。

(1) 式の第2因子より、低周波数のループゲインは、

$$J \triangleq J_v \cdot J_t \dots\dots\dots (21)$$

(ここで、 $J_v \triangleq A/P$, $J_t \triangleq T/\tau$)

図4 他のモードの時間波形

Fig.4. Waveform in operating modes 2 and 3.

図5 平衡解の存在範囲

Fig.5. Condition for inclusion of equilibrium solution within stabilizable modes.

に比例すると考えられる。 J_v, J_t をパラメータとして、(11), (19), (20) 式のいずれかが満足される、包含条件に関するむだ時間許容範囲の全体を図5に示す。

同図(a)は J_v を、(b)は J_t を変化させたときの許容範囲の変化を示す。一般的には、 J_v, J_t を増加させようとするほど許容範囲の幅は狭くなる。特に $J_v > 0.5$ のときは、 r の値に応じて L をオンライン調整しないと同期は保てない。これは1次 $\Delta\Sigma$ 変調系の場合と同様の現象であり、むだ時間要素を用意しておいた理由である。一方 $J_v \leq 0.5$ では、 $|r| < A$ の全範囲で、(11)の第1式による下限の値が負となるため、むだ時間を付与する必要がなくなる。なお、通常利用できる範囲をはるかに越えて J_t を大きくしない限り、 J_t の変化はむだ時間の要不要に関係しない。

図6には、3種のモードに共通な、安定条件の成立範囲を示した。同図(a)には J_v の値を変えた場合、(b)には J_t を

図6 安定範囲

Fig.6. Area for stable equilibrium solutions.

変化させた場合の数値例を示す。安定性の限界は、 $L > \tau$ のとき、および $|r|$ がある値以上になると同期を維持できなくなるという形で現れる。 J が1より小さい場合は、 $L = 0$ の付近では $|r|$ に対する上限値が A を越えるので、以下に述べる方法で同期を保つことができる。また、 J_t を一定とし J_v の値を増加させてゆくと、 $|r|$ に関する上限は図の左方に移動し、 $J = 4$ となる付近で最も狭くなり、その後また拡大するという複雑な振舞いを示す。

また図6(b)によれば、安定性の制約は J_t の値が増加するとともにきびしくなる。これは、 τ を減少させるとともに積分器1を通過する信号のゲインが増加し、並列接続された直結経路の重みが相対的に低下するため、閉ループ系の安定度が下がることの現れであると考えられる。

上記のように、 $J > 1$ のとき r の全範囲で同期を保つことは不可能である。小振幅入力にたいし、 S/N 比確保などの目的でループゲインをより増加させることは可能であるが、その場合は J または J_v を r の値に従ってオンライン調整する必要がある。このオンライン調整を具体化する場合、キャリア振幅 P により J_v を、時定数 τ により J_t を調整することができる。従って、一般的には、図7のような制御系の構成を考えることができるが、どのパラメータをオンライン調整するかに関し、次の3つの立場が考えられる。

第1は、 $J_v \leq 0.5$, $J < 1.0$, $L = 0$ (一定) の条件で、固定パラメータ制御を行うことである。2次 $\Delta\Sigma$ 変調系では、積分制御の効果が、主要な高調波成分の分布する低周波数領域で顕著に現れるので、この方法で満足できる場合も多いと予想される。

第2は、 $J_v \leq 0.5$, $L = 0$ (一定) とし、小信号入力時のループゲインを高めるため、 J_t をオンライン調整することである。すなわち、時定数 τ を微小な r にたいしては減少

図7 パラメータ調整を行う制御系の構成

Fig.7. Parameter-adjusted inverter control system.

させ、 $|r|$ の増加とともに、 $J < 1$ となるまで増加させることである。しかし、安定度の低下に注意が必要なのは上述の通りである。

第3の可能性は、1次 $\Delta\Sigma$ 変調の場合と同様、 L の調整により、高ゲイン ($J_v \geq 0.5$) の下で同期化を行うことである。この場合、固有値に関する安定性が問題になるため、 $|r|$ の増加とともに J_v を小さくしなくてはならない。すなわち、この場合は二つのパラメータをオンライン調整することになる。結果的に、大振幅時のループゲインが小振幅時より低下することは第2の場合と同様である。

次章では、これらを実験により比較検討する。第1の、固定パラメータによる制御を制御系、第2を時定数調整系、第3をむだ時間調整系とする。三つのパラメータを同時に調整することもできるが、その効果は、上記第2、第3の組合せとして類推が可能である。

3. 実験

(3.1) 試作系の構成 単相ブリッジ形電圧出力 IGBT インバータに対する実験を行った。基本系の場合、実験回路の主な仕様は以下のとおりである。

入力: AC100V 単相

コンバータ: 容量負荷全波整流回路
平滑容量 500 μF

インバータ: 単相ブリッジ出力

定格出力電流	15 A
フィードバックパルス振幅 (A)	4.09 V
キャリア振幅 (P)	8.3 V
キャリア周期 (T)	96.0 μs
時定数 (τ)	47 μs
出力素子デッドタイム	約 2 μs

指令入力信号の発生、および指令入力値に従った、時定数、むだ時間、キャリアパルス振幅の調整信号の発生には、16ビットマイクロプロセッサを用いた。プロセッサの出力は、12ビットD/A変換器を通じてインバータ制御回路に加えた。時定数とキャリアパルス高の調整は、各々キャリアパルス信号、積分器出力信号と、これら調整信号とのアナログ乗算により行った。リレー要素出力に対するむだ時間の付加

図8 同期可能範囲

Fig.8. Area for synchronism.

には 32 ビットシフトレジスタを用い、そのクロック信号周波数を、電圧信号を入力とする VCO 回路により調整した。

(3.2) 同期条件に関する実験 無負荷のインバータに対し、指令入力として直流電圧を加えて、むだ時間調整により同期化可能な範囲を測定した。フィードバック信号をオシロスコープで観察することにより、同期非同期を判定した。図 8 に、 $J_v = 2$ 、 $J_t = 2$ の時の例を示す。同期可能なむだ時間の範囲の上限・下限とも、理論値より約 $2\mu s$ 程度下回った。これは、前述した、デッドタイムの影響と考えられる。 $|r|/A = 0.65$ 付近で同期がとれなくなるという点では、理論値との一致がみられた。

なお、文献(3)では、図 8 に掲げた範囲の右側まで、狭い幅の同期化可能範囲が伸びているとのシミュレーション結果を示したが、真偽を確認するためさらに時間分解能を高めてシミュレーションを行ったところ、キャリアに対し 2 倍周期の振動の現れていることがわかった。

(3.3) 2 次 $\Delta\Sigma$ 変調の効果 インバータ回路に対し、開ループ三角波比較型 PWM を適用した場合と、2 次 $\Delta\Sigma$ 基本系とした場合の出力電圧を比較した。実験は、総合負荷装置により、2.0A、遅れ率 80 % の負荷を加えて行い、指令入力の周波数 40Hz、振幅 67V (出力換算実効値) とした。また、測定には FFT アナライザを用いた。

まず、毎秒 5130 サンプルの速度で測定値を取込ませ、急峻な遮断特性のアンチエイリアシング・フィルタによりキャリア成分を除去させて観測した出力電圧波形を図 9 に示す。波形ひずみ、コンバータ出力のリプルによる振幅変化が、2 次 $\Delta\Sigma$ 変調では効果的に抑制されている。次に、同様のインバータ動作条件で測定した、20kHz までの出力スペクトルを図 10 に示す。ここで、最大出力(実効値約 92V)を 0dB とした。 $\Delta\Sigma$ 変調により、低周波数領域の応答が大きく改善されることがわかる。

最後に、外乱への応答を調べるため、模擬外乱を加えて測定を行った。フィードバック回路に、模擬外乱として、出力換算実効値 10V の正弦波を RC 発振器から加えた。一方、指令入力信号はゼロとした。この条件で、正弦波の周波数における制御偏差信号のパワースペクトルを測定した。測定回路の構成は文献(1)にあるものと等しい。比較のため、開ループ三角波比較型変調の場合についても同じ測定を行い、

図9 出力電圧波形

Fig.9. Output voltage waveform in triangular carrier PWM (a) and basic $\Delta\Sigma$ (b) systems.

図10 パワースペクトル

Fig.10. Output voltage power spectra in triangular PWM(a) and basic $\Delta\Sigma$ (b) systems.

図11 外乱除去特性

Fig.11. Disturbance rejection characteristics.

そのスペクトル値を 0dB とするようスケールして表示した。基本系、時定数調節系、むだ時間調節系の各々の場合についての結果を図 11 に示す。どの場合も、低周波数領

図12 むだ時間調整曲線

Fig.12. Adjusting curve for delay time.

域では、2次積分に対応した40dB/dec.の除去曲線に従って外乱成分が抑制されている。

また、パラメータ一定の場合と可変の場合とを比較すると、可変の場合、約10dB特性の改善がみられる。時定数調節系とむだ時間調節系とは、低周波数域においてほぼ同等の特性を示しているが、時定数調節系では、キャリア周波数の下に十数dBのピークが生じた。これは、系の安定度の低下を示唆しており、時定数調整のみによる特性改善には余り多くを期待できないことがわかる。従って、特性上は、ふたつのパラメータを変化させる、むだ時間調整調整系がより好ましいと言えることができる。試作系で用いたむだ時間調整曲線を、同期化可能範囲と共に図12に示す。ここで、 J_v の値は $|r|$ の増加にあわせて8—4—2—1—0.5の5段階に変化させ、 J_t は2に固定した。いっぽう、時定数調整系については、詳細は略すが、 $J_v = 0.5$ とし、 $r = 0$ において $J_t = 8$ となるよう時定数の調節を行った。

なお、この実験で、 $r = 0$ に対する J の値が異なるのに、時定数調整系とむだ時間調整系の成績が同程度であるのは、このような高いループゲインにおいてはフィードバックパルスの振幅が増加するため、変調信号 $u(t)$ が直流という、 J 導出の際の仮定が成り立たなくなるためである。

4. あとがき

PWM系では、制御できる変数が、出力パルスの立上がり時刻と立下がり時刻だけである。このため、キャリア1周期にたかだか2回の制御動作しか実行できないということが、制御帯域に絶対的な制約を課している。閉ループ制御により良好な特性を得るには、この制約の下で、高いループゲインを実現しなくてはならない。そこで、本論文では、2次積分によるフィードバック系を成す、2次 $\Delta\Sigma$ 変調インバータについて検討を行った。また、伝達パラメータのオンライン調整により、同期化可能な範囲で、さらにループゲインを高める方法について検討した。

理論的検討から、同期化可能なモードでは平衡解が常に安定となる1次 $\Delta\Sigma$ 系の場合とは異なり、平衡解の安定性が

同期化可能性に影響することがわかった。すなわち、 $J \geq 1$ においては安定性という点から同期を維持できる指令入力値に上限が生ずるという結果を得た。一方、 $J < 1$ 、 $J_v \leq 0.5$ のときは、パラメータ調整が不要であることがわかった。

2次積分制御の採用により、1次の場合に比べ、低周波数領域における制御特性は大きく改善された。従って、応用用途によっては、 $J < 1$ 、 $J_v \leq 0.5$ の条件による基本系でも十分な特性を得られるものと考えられる。これは、回路構成が簡単で済むという点からも重要である。一方、伝達むだ時間とキャリアパルス振幅の2つのパラメータを調整する方法により、小振幅動作時の外乱特性を、さらに10dB程度改善することが可能である。

(平成5年3月2日受付)

文 献

- (1) 柏木宏仁・井上恵:「非同期 $\Delta\Sigma$ インバータの提案」電学論D, 109, 725~732 (平元-10)
- (2) 井上恵・蒲生信一・柏木宏仁:「PWMインバータの電圧フィードバック制御」電学論D, 112, 21~28 (平4-1)
- (3) Tadashi Inoue, Katsutoshi Nishimura, Shin'ichi Gamou and Hirohito Kashiwagi: "High-Gain Feedback in a Delta-sigma Modulated Inverter with Carrier," Proc. IECON'91, 191~196
- (4) 西村克敏・井上恵:「2次 $\Delta\Sigma$ 変調インバータのキャリア同期化」平成4年電気学会全国大会, No.521
- (5) Geza Joos and Phoivos D.Ziogas: "On Maximizing Gain and Minimizing Switching Frequency of Delta Modulated Inverters," Proc. IECON'91, 320~325
- (6) Carlos F.Christiansen, María Inés Valla and Claudio H.Rivetta: "A Synchronization Technique for Static Delta-Modulated PWM Inverters," IEEE Trans. Ind. Electron., IE-35, 502~507 (1988)

西村 克敏 (正員) 昭和40年11月3日生。昭和63年3月防衛大学校電気工学科卒業。陸上自衛隊勤務。この間、平成3年4月より同5年3月まで防衛大学校理工学研究科に在籍、電子工学専攻課程修了。

井上 恵 (正員) 昭和20年2月6日生。47年東京工業大学大学院理工学専攻博士課程修了。48年フンボルト財団給付によりカールスルーエ大学研究員。50年東京工業大学工学部助手。56年4月防衛大学校講師、現在、同大学校助教授。電気工学科電気機器担当。計測、電気機器制御に関する研究に従事。