UDC 621.318.58 : 621.316.721.077.65 : 621.314.63
681.326.32

論文

55-B55

サイクロコンバータの電流制御系への マイクロコンピュータの適用とその留意点

正員 赤木 泰文 (長岡技科大)

正員 藤田 昌雄 (電源開発)

正員 深尾 正 (東京工大)

正員 宮入 庄太 (東京電機大)

1. ま え が き

1971年にインテル社のマイクロプロセッサ 4004 が発表されて以来、ここ数年のマイクロプロセッサの驚くべき性能の向上と大幅なコストダウンに伴ない、マイクロコンピュータは各種の用途に広く応用されている。特に、現在のような汎用マイクロプロセッサの高速、高性能が進むにつれて、サイクロコンバータの制御回路のように比較的高速性が要求される分野にもマイクロコンの導入が検討され始めたのは当然なことである⁽¹⁾。

第1図は文献(2)のデジタル制御回路を用いて得られたサイクロコンバータの出力電圧、電流波形である。この例のように、サイクロコンバータを単に低周波の正弦波電源として開ループ制御系で用いる場合

上: 100 V/div
下: 10 A/div
時間軸: 20 ms/div

第1図 サイクロコンバータの出力波形
(デジタル制御)

Fig. 1. Output waveforms of cycloconverter (digital control).

Application of Microcomputer to Current Controlled Cycloconverter systems and its Consideration. By Hirofumi Akagi Member (Technological University of Nagaoka) Masao Fujita, Member (Electric Power Development Co.) Tadashi Fukao, Member (Tokyo Institute of Technology) & Shota Miyairi Member (Tokyo Denki University)

赤木泰文: 正員, 長岡技術科学大学工学部電気系助手

藤田昌雄: 正員, 電源開発株式会社

深尾 正: 正員, 東京工業大学工学部電気電子工学科助教授

宮入庄太: 正員, 東京電機大学電動力応用研究所所長

には、ひずみの少ない出力波形が得られ、その制御回路もアナログ方式に比べて簡単化できる。

しかし、交流電動機の変速駆動系などでは、サイクロコンバータは第2図のような電流フィードバック系で使用される。従来、負荷の時定数が十分大きく、出力電流の高調波が無視できる場合には第2図の位相制御回路と主回路とを一定利得の理想的な線形増幅器と考え、第3図のような連続線形系と近似して解析されている。しかし、第3図を用いて出力電流の高調波に起因する不安定現象を論じることにはできないので、サイクロコンバータの電流制御系の安定性は、制御回路がアナログ方式かデジタル方式かを問わず、いま

第2図 サイクロコンバータの電流制御系

Fig. 2. Current-controlled cycloconverter system.

第3図 サイクロコンバータ電流制御系の
基本波に着目したブロック線図

Fig. 3. Block diagram of the current-controlled cycloconverter system for the fundamental component.

だ必ずしも明確にされていない。

更に、マイクロコンピュータを用いたデジタル制御系では、その処理時間の点から出力電流のサンプル周波数が制限されるため、次章で指摘するように出力波形にひずみを生じるなどの問題がある。

本研究は、マイクロコンピュータのサイクロンバータ電流制御系への適用時に現われる不安定性とその評価法、およびその対策について検討したものであり、本論文で提案する安定度の評価指標 (FRI) が回路定数の決定に当たって有効であることなどを述べている。

2. 実験的検討

〈2・1〉 アナログ制御 第4図はオペアンプで構成した従来通りの余弦波制御回路⁽³⁾を用いた場合の実験結果の一例である。利得 $K_1=16$ 、電流検出回路の利得 $K_2=0.109$ (1/A)、負荷時定数 $T_L=5.6$ ms、電源周波数 $f=50$ Hz、電源電圧 100 V ($E_d=135$ V)、出力周波数 $f_0=10$ Hz、電流指令の振幅 (規格化値) $I_r=0.75^*$ 、負荷抵抗 $R=10\ \Omega$ の場合である。図から明らかにように動作は極めて安定で、これは次章で述べる解析結果と一致している。

〈2・2〉 デジタル制御 第1表は CPU (Z 80 クロック周波数=2.5 MHz) の処理とその同期クロック周波数をまとめたもので、余弦波制御法を CPU の演算処理によるデジタル方式で実現している。

第5図は実験結果の一例で、(a)は出力電圧 e_L 、電流指令 i_r 、出力電流 i_L' の波形で、(b)は出力電圧の周波数スペクトルの実測結果である。 $K_1=4$ 、 $T_L=9.6$ ms とした以外の他の条件は第4図と全く同様である。第2図の電流制御系では、一般にループゲインが大きくかつ負荷時定数が小さいほど出力電流の基本波成分は振幅、位相ともに電流指令に一致するようになるが、デジタル方式の出力電流にはアナログ方式では現われないような多くの高調波を含むようになる。このような現象は出力電圧波形ではより顕著になり、第5図(b)の周波数スペクトルには 150 Hz を中心周波数とする高調波が連続的に発生している。本論文ではこのような高調波を非特性高調波と呼ぶことにする。この

第1表 クロック周波数と CPU の処理

Table 1. Clock frequencies and the processing of the CPU.

クロック	周波数	CPU の処理
クロック I	512 Hz	電流指令 i_r の演算、出力電流検出値の入力、制御角 α_p , α_N の演算
クロック II	6.4 kHz	ゲート信号の決定

* これは、出力電流の振幅 6.88 A ($=0.75/0.109$) に相当する。

上: e_L (100V/div)
中: i_r, i_L' (1/div)
下: i_c (1/div)
規格化値
時間軸: 20 ms/div
 $K_1=16, T_L=5.6$ ms

第4図 実験結果 (アナログ制御)

Fig. 4. Experimental results (analogue control).

(a)
上: e_L (100 V/div)
下: i_r, i_L' (1/div)
規格化値
時間軸: 20ms/div
 $K_1=4, T_L=9.6$ ms
(FRI $\approx$ 0.99)

(b)

第5図 実験結果 (デジタル制御)

Fig. 5. Experimental results (digital control).

非特性高調波はアナログ方式ではほとんど生じないことから、その要因が出力電流のサンプル・ホールドなどデジタル制御固有の特性にあると考えられる。しかし、一方負荷時定数が小さく、制御系のループゲインが大きいくほど非特性高調波が多く現われるようになることから、サイクロンバータの電流制御系自体の安定性とも密接な関係をもつことが予想される。

3. 制御系の安定度

以下の解析において次の仮定をおく。

- (1) 整流回路とサイクロンバータのトリガタイミングは余弦波制御法とする。
- (2) 電流の重なりは無視する。
- (3) 負荷は $R-L$ の一次遅れ負荷とする。

〈3・1〉 整流回路の評価指標 他励サイリスタ変換器の電流制御系では、サイリスタの点弧時刻から次の点弧時刻までの期間はまったくの無制御状態であり、出力電流はサイリスタの点弧時刻と電源電圧と負

荷によって完全に決定される。そこで、第6図に示すように何らかの原因で出力電流が変化した場合を考える。このとき制御角 α_1' は定常状態の制御角 α_0 から $\Delta\alpha_1 = \alpha_1' - \alpha_0$ だけ変化し、次に転流するサイリスタの制御角 α_2' も $\Delta\alpha_2 = \alpha_2' - \alpha_0$ だけ変化する。ここで、図中の破線は出力電流が変化しない場合、すなわち、定常状態の出力電圧、電流波形を示している。

いま、これらの制御角の変化分の差 $\Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_2$ に注目すると、この値が小さいほど制御系は外乱の影響を受けにくく安定であると考えられるので、安定度の評価指標を

$$FRI = (\Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_2) / \Delta\alpha_1 \dots\dots\dots (1)$$

で定義し、FRI (Figure of Ripple Instability) と呼ぶことにする。ここで、 $FRI \geq 2$ の場合は 150 Hz (電源周波数 50 Hz, 6パルスの場合) の持続発振が起こる可能性があり、系は不安定となる。

以下に、(1)式で定義した FRI を理論的に導出しよう。第6図より、時刻 t_1' での接続条件は

$$\alpha_1' = \alpha_0 + \Delta\alpha_1 \dots\dots\dots (2)$$

$$i_L(t_1') = i_L(t_1) + \Delta i_{L1} \dots\dots\dots (3)$$

$$K_1 \{i_r - K_2 i_L(t_1')\} = \cos \alpha_1' \dots\dots\dots (4)$$

一方、時刻 t_2' での接続条件は

$$\alpha_2' = \alpha_0 + \Delta\alpha_2 \dots\dots\dots (5)$$

$$i_L(t_2') = i_L(t_2) + \Delta i_{L2} \dots\dots\dots (6)$$

$$K_1 \{i_r - K_2 i_L(t_2')\} = \cos \alpha_2' \dots\dots\dots (7)$$

$$\omega(t_2' - t_1') = \pi/3 - \Delta\alpha_1 + \Delta\alpha_2 \dots\dots\dots (8)$$

となる。ここで、電流指令 i_r は一定である。(2)、(3)式を(4)式に代入し、線形近似を用いて整理すれば次式が得られる。

$$\Delta i_{L1} = (\sin \alpha_0 / K_1 K_2) \Delta\alpha_1 \dots\dots\dots (9)$$

同様に、(5)~(7)式から次式が得られる。

$$\Delta i_{L2} = (\sin \alpha_0 / K_1 K_2) \Delta\alpha_2 \dots\dots\dots (10)$$

ところで、三相-6パルス均一ブリッジ整流回路(対称制御)の転流時刻 t_1' の電流 $i_L(t_1')$ と次の転流時刻 t_2' の電流 $i_L(t_2')$ との間には次式が成立する。

$$\begin{aligned} i_L(t_2') &= i_L(t_2) + \Delta i_{L2} \\ &= \frac{\sqrt{2} V_L}{Z} \left[\sin \left\{ \omega(t_2' - t_1') + \alpha_1' + \frac{\pi}{3} - \gamma \right\} - \sin \left(\alpha_1' + \frac{\pi}{3} - \gamma \right) \cdot \exp \left(-\frac{t_2' - t_1'}{T_L} \right) \right] \\ &\quad + i_L(t_1') \exp \left(-\frac{t_2' - t_1'}{T_L} \right) \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

但し、 ω : 電源角周波数、 V_L : 電源線間電圧実効値、 T_L : 負荷時定数、 $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ 、 $\gamma = \tan^{-1}(\omega L/R)$

ここで、(11)式に(2)~(10)式を代入し、線形近似

第6図
制御角の変動

Fig. 6. Variations of the firing angles.

を用いて整理すれば、

$$\begin{aligned} i_L(t_2) + \frac{\sin \alpha_0}{K_1 K_2} \Delta\alpha_2 &= \frac{\sqrt{2} V_L}{Z} \left\{ \sin \left(\alpha_0 + \frac{2}{3} \pi - \gamma \right) - \sin \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma \right) \xi \right\} + i_L(t_1) \xi \\ &\quad - \left[\frac{\sqrt{2} V_L}{Z} \left\{ \cos \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma \right) \xi + \sin \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma \right) \frac{\xi}{\omega T_L} \right\} - \frac{i_L(t_1)}{\omega T_L} \xi - \frac{\sin \alpha_0}{K_1 K_2} \right] \\ &\quad \cdot \Delta\alpha_1 + \left[\frac{\sqrt{2} V_L}{Z} \left\{ \cos \left(\alpha_0 + \frac{2}{3} \pi - \gamma \right) + \sin \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma \right) \frac{\xi}{\omega T_L} \right\} - \frac{i_L(t_1)}{\omega T_L} \xi \right] \\ &\quad \cdot \Delta\alpha_2 \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

を得る。但し、 $\xi = \exp(-\pi/3\omega T_L)$ 。また、定常状態の初期電流 $i_L(t_1)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_L(t_1) &= \frac{\sqrt{2} V_L}{(1-\xi)Z} \left\{ \sin \left(\alpha_0 + \frac{2}{3} \pi - \gamma \right) - \sin \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma \right) \xi \right\} \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

従って、FRI は(1)、(12)、(13)式より

$$FRI = (\Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_2) / \Delta\alpha_1 = 1 - B/A \dots\dots\dots (14)$$

但し、

$$\begin{aligned} A &= \frac{(\pi/3)}{\sqrt{1 + (\omega T_L)^2}} \left\{ \cos \left(\alpha_0 + \frac{2}{3} \pi - \gamma \right) + \frac{1}{\omega T_L} \cdot \frac{\xi}{1-\xi} \sin(\alpha_0 - \gamma) \right\} - \frac{\sin \alpha_0}{K} \\ B &= \frac{(\pi/3)\xi}{\sqrt{1 + (\omega T_L)^2}} \left\{ \cos \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{3} - \gamma \right) + \frac{1}{\omega T_L} \cdot \frac{\xi}{1-\xi} \sin(\alpha_0 - \gamma) \right\} - \frac{\xi \sin \alpha_0}{K} \end{aligned}$$

となり、上式から明らかなように整流回路の FRI はループゲイン $K (= K_1 K_2 E_{a0} / R)$ 、負荷時定数、制御角とで定まる。

第7図は、ループゲインをパラメータとして制御角に対する FRI を(14)式から計算したもので、ループ

第7図 整流回路のFRI

Fig. 7. FRI of the bridge converter system.

第8図 I_c/I_r と f_0 の関係Fig. 8. Relation between I_c/I_r and f_0 .

第9図 サイクロコンバータのFRI

Fig. 9. FRI of the cycloconverter system.

ゲインが小さいほど、また他の負荷時定数に対する同様の計算結果と比べると負荷時定数が大きいほどFRIは小さくなる。また、ループゲインを大きくするとFRIは2に近づくが2以上にはならないので、ループゲインに無関係に安定である。この結果はFallside氏らの解析結果*と一致している⁽⁴⁾。

〈3・2〉サイクロコンバータの評価指標 サイクロコンバータのFRIは電流指令値によって変化し、しかもサンプル周期は3.3msを中心に変動することから、その計算は整流回路のFRIに比べてはるかに厄介になる。しかし、整流回路のFRIの結果にサイクロコンバータと整流回路の等価性の理論⁽⁵⁾を適用すると、サイクロコンバータのFRIの近似値が比較的簡単に求められる。

いま、電流指令 i_r を

$$i_r = I_r \sin \omega_0 t \quad (15)$$

とする。ここで、 ω_0 は出力角周波数、 I_r は電流指令の振幅（規格化値）である。ところで文献(5)から、サイクロコンバータの振幅比を a 、整流回路の制御角を α_0 とすると、これらの間に

$$\cos \alpha_0 = a/\sqrt{2} \quad (16)$$

の関係が成立する場合には、整流回路の出力電圧高調波はサイクロコンバータの出力電圧高調波が“縮退”したものであることがわかる。従って、サイクロコンバータの a を計算すれば(16)式を用いて α_0 が簡単に求められる。

第8図は、第3図の連続線系に近似したブロック

図から制御信号 i_c の振幅 I_c （規格化値）と電流指令の振幅との比を計算したものである。例えば、 $I_r = 0.75$ 、 $f_0 = 10$ Hz、 $f = 50$ Hz、 $T_L = 10$ ms、 $K_1 = 4$ の場合、振幅比は

$$\begin{aligned} a &= (I_c/I_r) \cdot I_r \\ &= 0.683 \times 0.75 = 0.512 \end{aligned}$$

となり、(16)式から制御角 α_0 は

$$\alpha_0 = \cos^{-1}(0.512/\sqrt{2}) = 68.8^\circ$$

となる。従って、第7図からFRIは0.99となる。第9図の破線はこのようなして求めたサイクロコンバータの電流制御系の近似的なFRIである。

第9図の実線は、〈3・1〉節で導出した整流回路のFRIと同様な手法を用いてサイクロコンバータのFRIを計算したもので⁽⁶⁾、横軸は電流指令が正の半周期の電気角である。サイクロコンバータのFRIは整流回路のFRIとは異なり、ループゲインや負荷時定数が一定であっても利得 K_1 や電流指令の周波数と振幅などにより変化する。しかし、通常の運転範囲内ではあまり大きく変化しないので実用的には破線の近似解析結果を用いてサイクロコンバータの電流制御系の安定度を評価することができる。また、サイクロコンバータのパルス数を変化させた場合、当然のことながらパルス数が多いほどFRIは小さく、パルス数を無限大にするとFRIは0になる。

ところで、以上に述べたFRIには制御理論上いかなる意味があるのかが興味ある問題であるが、付録に示すようにZ変換を用いた安定判別の結果とFRIによる結果とは完全に一致し、Z変換による解析が周波数領域であるのに対し、本論文で定義したFRIは時間領域の解析であると言うことができる。

* Fallside氏らが計算した臨界利得は、RL一次遅れ負荷の場合には負になる。このことはループゲインに無関係に安定であることを示している。

4. マイクロコンピュータの適用限界

〈4.1〉 非特性高調波の発生要因 第4図の実験結果から明らかのように、アナログ方式の場合にはサイリスタの点弧時刻における制御信号 i_c の値（離散値）は正弦波状に変化し、サイリスタの点弧時刻は i_c に含まれる高調波の影響をまったく受けない。このため非特性高調波は発生しない。

ところがデジタル方式の場合、開ループ制御系では第1図のように極めて安定に動作できるが、電流制御系では第5図のように出力波形に非特性高調波を生じる。このような開ループ系と閉ループ系とで差異を生じる原因は、前者では基準信号の周波数はサイクロコンバータの上限周波数におさえられるので、たかだか 20 Hz 程度であり、クロック I (=512 Hz) によってサンプリングした場合には基準信号を忠実に再現できる。しかし電流制御系では、制御信号には 300 Hz 以上の高調波を含むため、もはや 512 Hz のサンプリングでは制御信号をひずみなく再現することは不可能である。これが非特性高調波を生じる要因である。従って、非特性高調波を軽減するにはクロック I の周波数を高くしなければならないことがわかる。

〈4.2〉 クロック I の周波数と安定限界 前章で導出した FRI は制御信号 i_c を連続と仮定していたので、アナログ方式の電流制御系の安定度を示すものである。ところがデジタル方式では、制御系自体は安定 ($FRI < 2$) であっても制御信号のサンプル・ホールドが制御系の一種の外乱（クロック I の周波数が高いほど外乱は小さい）に相当し、このため出力波形に非特性高調波を生じるとも考えることができる。従って、このようなデジタル方式特有の非特性高調波は、制

第 10 図 クロック I の周波数に対する安定領域の変化

Fig. 10. Variations of stable region for frequency of clock I.

御系の安定度を示す FRI が同一であれば同一のクロック I の周波数に対しては制御系やループゲイン、負荷時定数に関係なく、ほぼ同程度に発生することが予想される。

そこで筆者らは、FRI とクロック I の周波数が制御角の不規則性にどのように関係するかを第2図と次章で述べる第11図の制御系に対してデジタルシミュレーションと実験によって負荷時定数が 5, 10, 20ms の場合について検討した。その結果、線形近似を用いて FRI を導出したため FRI が同一でも負荷時定数が異なる場合、制御角の不規則性に多少の差異を生じることもあるが、クロック I の周波数と安定領域の FRI は第10図に示すような関係が得られた。図中の安定領域、不安定領域の“安定”、“不安定”という言葉は制御理論で用いられているものとは異なり、ここでは制御信号のサンプル・ホールドに起因する制御角の変化* $\Delta\alpha$ が約 $5^\circ \sim 7^\circ$ 以内で、第1図に示す開ループ制御のような安定な出力電圧、電流波形が得られるのが安定領域である。一方、不安定領域では制御角が不規則的に大きく変化し、 $\Delta\alpha$ が 20° を越えるようになり、また負荷時定数が小さい場合には出力電流が不連続になることもある。斜線を施した境界領域では FRI が大きくなるにつれて制御角の不規則性が強く現われるようになる。

実験はマイクロコンピュータの処理時間の関係からクロック I の周波数が 512 Hz の場合について行なったが、実験結果と第10図の結果とはよく一致し、例えば第5図は境界領域から不安定領域に入る場合の一例である。

5. 安定性の改善法

〈5.1〉 系の構成と制御法 第11図が安定性を考慮して構成された制御系である。ここでは、サイクロコンバータは利得 E_d が一定の理想的な線形増幅器と考えている。図中の点線で囲まれたローパスフィルタと可変利得がこの方式の特徴で、これらは

第 11 図 提案する制御法

Fig. 11. Proposed control schemes.

* 基準は非特性高調波を全く生じないアナログ方式の制御角

- (i) 出力電流 i_L' に含まれる高調波成分を除去し
- (ii) 電流指令と出力電流の位相と振幅を一致させるための補償を行なうものである。

いま、この制御系の入出力間の基本波に着目した周波数伝達関数 $G(\omega_0)$ は

$$G(\omega_0) = \frac{i_L'}{i_r} = \frac{K}{K_3} \left\{ 1 + \frac{K}{1 + \omega_0^2 T_F^2} + j\omega \left(T_L - \frac{K T_F}{1 + \omega_0^2 T_F^2} \right) \right\}^{-1} \quad \dots (17)$$

となる。但し、 ω_0 は出力角周波数、 K はループゲインで $K = K_1 K_2 K_3 E_{d0} / R$ である。そこで、 $G(\omega_0) = 1$ 、すなわち i_r と i_L' の位相と振幅が一致する条件は次式で与えられる。

$$K_1 = (R / E_{d0} K_2) (1 + T_L / T_F) \quad \dots (18)$$

$$K_3 = (1 + \omega_0^2 T_F^2) T_L / (T_L + T_F) \quad \dots (19)$$

(19)式から ω_0 に応じて K_3 を変化させなければならないことがわかる。ここで、フィルタの時定数 T_F を小さくするほどループゲインが大きくなり、負荷変動の影響は小さくなるので、非特性高調波の影響が問題にならない範囲で T_F はできるだけ小さくした方がよい。

〈5.2〉 FRI による安定度の評価 第 11 図の制御系に対しても (2)～(8)式を用い、線形近似を行なって第 3 章で示した手法により解析的に (1) 式で定義した FRI が求められる。但し、ローパスフィルタの伝達関数を考慮して (4)、(7) 式の $K_2 i_L(t_1')$ 、 $K_2 i_L(t_2')$ はそれぞれ $K_3 i_r(t_1')$ 、 $K_3 i_r(t_2')$ などと変更する必要がある。しかし紙面の都合でこの詳細は文献 (6) に示し、ここでは省略する。第 12 図が計算結果で、 T_F

第 12 図 第 11 図の制御系の FRI

Fig. 12. FRI of the control system shown Fig. 11.

$= 1.25, 2.5, 5 \text{ ms}$, $R = 10 \Omega$, $L = 100 \text{ mH}$ の場合である。ここで K_1 と K_3 は (18), (19) 式によって決定されるので、フィルタの時定数と共にこれらの値も変化する。

ところで、フィルタの時定数をいかにして決定するかが重要な問題である。これに対しては 〈4.2〉 節で述べたように第 10 図の結果は第 11 図の制御系にも適用できるので、第 10 図と第 12 図を用いてフィルタの時定数を決定することができる。例えば、クロック I の周波数が 512 Hz の場合には第 10 図から安定領域の FRI は 0.8 以下となり、上記の定数に対してはフィルタの時定数を 2.5 ms 以上に選ぶ必要がある。

〈5.3〉 システム構成と実験結果⁽⁷⁾ 第 13 図にシステム構成を示す。このシステムでは外部にカウンタやコンパレータなどのデジタル回路を必要とせず、マイクロコンの出力の 1 ビットが 1 個のサイリスタに対応し、マイクロコンがサイリスタのゲートを直接制御している。

第 14 図はマイクロコンのプログラムのフローチャートである。図の (b) はサイリスタの点弧時刻の誤差に直接影響するので、特に高速性が要求される。この高速処理を実現するために、ここでは (a) をクロック I に同期して処理が行なわれるメインルーチンとし、(b) をクロック II による割込みルーチンとしてい

第 13 図 システム構成

Fig. 13. Block diagram of the system.

第 14 図 プログラムのフローチャート

Fig. 14. Flowcharts of the program.

る。(b)のプログラムはステップ数よりも処理時間の短縮に重点をおいて開発され、その結果 (b) の処理時間は $80\mu\text{s}$ 程度であり、クロック II の一周期 ($156\mu\text{s}$) 内に収まっている。そして、この残り時間 $76\mu\text{s}$ ($=156\mu\text{s}-80\mu\text{s}$) で (a) のメインルーチンを少しづつ実行し、一つの制御角の演算に要する時間は $700\mu\text{s}$ 程度である。従って、クロック I の周波数の上限は

(a) 上: e_L (100 V/div)
下: i_r, i_L' (1/div) 規格化値
時間軸: 20 ms/div

(b)
 $K_1=2, T_L=9.6\text{ ms}, T_F=5\text{ ms}$

第 15 図 実験結果

Fig. 15. Experimental result.

1.4 kHz となる。

第 15 図 (a) は、交流電源 50 Hz, 100 V, $f_0=10\text{Hz}$, $I_r=0.75$, $R=10\Omega$, $L=96\text{ mH}$, $T_F=5\text{ ms}$, $K_1=2$, $K_2=0.109(1/A)$ で運転した場合の出力電圧、電流指令、出力電流の波形である。出力電圧、出力電流のひずみが少なく、かつ i_r と i_L' の振幅と位相ともに完全に一致していることがわかる。同図 (b) は出力電圧波形の周波数スペクトラムの実測結果で、FRI の解析結果から予想されるように非特性高調波はほとんど生じていない。

第 16 図は制御系の過渡応答の実験結果である。 $f_0=4\text{ Hz}$, $I_r=0.5$ からステップ的に $f_0=10\text{ Hz}$, $I_r=1.0$ に変

化させた場合で、10 ms 以内に追従していることがわかる。この場合の制御系の制動係数は 0.6 で、過渡的にも良好な電流制御性能が得られる。

6. む す び

以上、サイクロコンバータの電流制御系へマイクロコンピュータを適用する場合の問題点とその評価法、および対策について検討したが、この方法では負荷や電源電圧が変動した場合、完全な補償は困難である。

ところで、今後のマイクロコンピュータの一層の高速化によって、制御角の演算をサイリスタの点弧時刻

$\begin{cases} f_0=4\text{ Hz} \\ I_r=0.5 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} f_0=10\text{ Hz} \\ I_r=1.0 \end{cases}$

第 16 図 過渡応答

Fig. 16. Transient response.

の決定処理ルーチンの中に組み込むことができるようなれば、本論文で指適したデジタル制御系特有の不安定性は、ここで述べた改善法を用いなくとも、ほとんど無視できる程度に減少できると思われる。

最後に、本論文をまとめるに当り有益な御助言をいただいた長岡技術科学大学 難波江 章教授、高橋 勲助教授に厚くお礼申し上げます。また、本計算には、長岡技術科学大学教育用電子計算機 M 150 および東京工業大学情報処理センター M 180 を利用したことを付記し、関係各位に厚くお礼申し上げます。
(昭和 54 年 8 月 23 日受付, 同 55 年 3 月 25 日再受付)

文 献

- (1) H.H. Chen: "A Microprocessor Control of a Three-Pulse Cycloconverter" *IEEE Trans. IECI* IECI-24, No. 3, pp. 226, Aug., (1977)
- (2) 赤木, 他: 「サイクロコンバータの制御回路へのマイコンの導入」電学論 (研究開発ノート) B, 98, p. 199 (昭 53-2)
- (3) B.R. Pelly 著 (西條訳): 「サイクロコンバータ」(昭 51) 電気書院
- (4) F. Fallside, et al.: "Ripple instability in closed-loop control systems with thyristors amplifiers" *Proc. Instn. Elect. Engrs* 114, No. 1, Jan., (1967)
- (5) 赤木, 他: 「サイクロコンバータの出力電圧実効値の計算理論と高調波関係からみた整流回路との等価性」電学論 B, 98, p. 511 (昭 53-6)
- (6) 赤木: 「サイクロコンバータの入出力波形の理論的考察と電算機制御の研究」東京工業大学博士論文 (1979)
- (7) 赤木, 他: 「サイクロコンバータの制御回路へのマイコンの適用とその留意点」情報処理研究会資料 IP-78-16 (昭 53-3)
- (8) P.A. Hazell, et al.: "Stabilities properties of certain thyristor bridge control systems" *Proc. Instn. Elect. Engrs* 117, No. 7, July (1970)
- (9) 西條: 「リアモータ用サイクロコンバータ制御系の検討」電学論 B, 98, p. 243 (昭 53-3)

付 録

制御理論による安定判別と FRI の関係

整流回路をサンプル・ホールド回路で近似し、これに Z 変換を用いて系の安定判別を行なうと、安定領域のループゲインの限界値 K_c は

付第 1 図 出力電流の変動

app. Fig. 1. Variations of the output current.

$$K_c = \frac{1 + \exp(-T_s/T_L)}{1 - \exp(-T_s/T_L)} \quad \dots\dots\dots (付 1)$$

となる⁽⁸⁾⁽⁹⁾。但し、 T_s : サンプリグ周期 (電源周波数 50 Hz で 6 パルスの場合、 $T_s = 3.3$ ms) ここで、このようなサンプル値系について〈3・1〉節で定義した FRI を考える。付第 1 図において、 $n-1 T_s$ から $n T_s$ の区間で出力電流が変化し、その結果、時刻 $n T_s$ のサンプル点で $\Delta i_L(n T_s)$ だけ電流が増加したと仮定する。このときサンプル時刻 $n+1 T_s$ でも出力電流は $\Delta i_L(n+1 T_s)$ だけ減少する。そこで、(1) 式に従って FRI を次式で定義する。

$$FRI = \frac{\Delta i_L(n T_s) - \Delta i_L(n+1 T_s)}{\Delta i_L(n T_s)} \quad \dots\dots\dots (付 2)$$

上式は比較的容易に求められ、その結果は

$$FRI = (1 + K) \{1 - \exp(-T_s/T_L)\} \quad \dots\dots\dots (付 3)$$

となる。従って、ループゲインの限界値 K_c は $FRI = 2$ より

$$K_c = \frac{1 + \exp(-T_s/T_L)}{1 - \exp(-T_s/T_L)}$$

となり、(付 1) 式に完全に一致する。

ところが、〈3・1〉節の解析結果によれば系はループゲインに無関係に安定であり、(付 1) 式から得られる結果とは一致しない。このことは、電流制御系の安定性を考察する場合には整流回路をサンプル・ホールド回路で近似できないことを意味している。