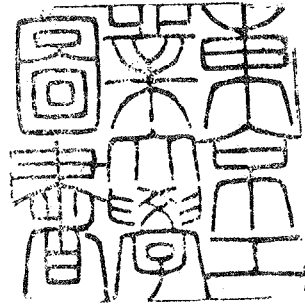


論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	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
Title(English)	
著者(和文)	赤木泰文
Author(English)	Hirofumi Akagi
出典(和文)	学位:工学博士, 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第1083号, 授与年月日:1979年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor of Engineering, Conferring organization: , Report number:甲第1083号, Conferred date:1979/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis



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

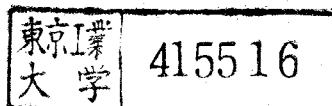
昭和 54 年 3 月

指導教官 片岡 昭雄 助教授

深尾 正 助教授

提出者 大学院博士課程電気工学専攻

赤木 泰文



目次

第1章	緒論	1
1.1	研究の背景と目的	1
1.2	研究の概要	4
1.3	サイクロコンバータの動作原理	6
1.3.1	均-ブリッジ整流回路の基本動作原理	6
1.3.2	整流器動作とインバータ動作	8
1.3.3	サイクロコンバータのゲート制御法	9
第2章	サイクロコンバータと整流回路の出力電圧高調波の 等価性と出力電圧実効値の計算理論	13
2.1	まえがき	13
2.2	サイクロコンバータと整流回路の出力電圧高調波の 等価性	17
2.2.1	整流回路の出力電圧高調波の実効値	18
2.2.2	サイクロコンバータの6mw側帯波群の合成実効値	20
2.2.3	出力電圧高調波の等価性	26
2.2.4	McMurray氏の解析結果との関係	27
2.3	サイクロコンバータの出力電圧実効値の計算理論	28
2.3.1	整流回路の出力電圧実効値	29
2.3.2	サイクロコンバータの出力電圧実効値の考え方	30
2.3.3	出力周波数と電源周波数とが無理数比の場合	32
2.3.4	出力周波数と電源周波数とが有理数比の場合	33
2.4	実験結果とシミュレーション結果による理論の検討	34
2.4.1	振幅比の変化に対する検討	34

2.4.2	出力周波数の変化に対する検討	38
2.5	$6\omega \pm n\omega$ 側帯波群の理論的考察	42
2.5.1	$6\omega \pm n\omega$ 側帯波の振幅分布	42
2.5.2	上側帯波群と下側帯波群の合成実効値	43
2.6	第2章のまとめ	46
第3章	サイクロコンバータと整流回路の入力電流高調波の 等価性と基本波無効電力の理論的考察	48
3.1	まえがき	48
3.2	サイクロコンバータと整流回路の入力電流高調波の 等価性	49
3.2.1	出力電圧高調波の等価性	49
3.2.2	$\omega, 5\omega, 7\omega, \dots$ を中心角周波数とする側帯波群の 合成実効値	50
3.2.3	入力電流の実効値	59
3.2.4	サイクロコンバータと整流回路の等価性	61
3.3	実験結果とシミュレーション結果による理論の検討	62
3.3.1	振幅比の変化に対する検討	62
3.3.2	出力周波数の変化に対する検討	67
3.4	サイクロコンバータの基本波無効電力	71
3.4.1	入力側と出力側の皮相電力	71
3.4.2	基本波無効電力	72
3.5	第3章のまとめ	75
第4章	サイクロコンバータの基本波力率の改善と スイッチング行列を用いた波形解析法	77
4.1	まえがき	77

4. 2	対称ゲート制御方式と非対称ゲート制御方式	79
4.2.1	基本波力率の計算法	81
4.2.2	最大基本波力率を得るための制御角の条件	84
4.2.3	出力電圧の高調波周波数と基本波力率	86
4. 3	サイクロコンバータの制御方式の分類と各方式のゲート制御法	89
4.3.1	サイクロコンバータの分類	89
4.3.2	制御角の制限と各方式の出力電圧制御法	91
4.3.3	出力電圧の基本波分と制御角との関係	94
4. 4	スイッチング行列を用いた波形解析法	98
4.4.1	モード関数を用いた出力電圧の表示	98
4.4.2	スイッチング行列による多相サイクロコンバータの出力電圧表示	100
4.4.3	種々のサイクロコンバータの出力電圧と高調波成分	101
4.4.4	スイッチング行列による入力電流の表示	105
4.4.5	基本波無効電力	107
4. 5	制御回路と実験結果	110
4.5.1	制御パルス発生回路	110
4.5.2	セレクト回路	113
4.5.3	実験結果と出力電圧波形	115
4. 6	第4章のまとめ	116

第5章	縦続接続サイクロコンバータの基本波力率の改善法とミニコンを用いた直接デジタル制御	118
5. 1	まえがき	118
5. 2	縦続非対称ゲート制御形サイクロコンバータ	119

5.2.1	主回路構成とデット制御法	119
5.2.2	動作モードの領域	126
5.2.3	出力電圧波形と入力電流波形	128
5.3	入出力波形の高調波解析	130
5.3.1	出力電圧と入力電流の高調波成分	130
5.3.2	入力基本波力率	133
5.4	ミニコンを用いた直接デジタル制御	137
5.4.1	ソフトウェア	137
5.4.2	ハードウェア	142
5.4.3	実験結果と出力波形	144
5.5	第5章のまとめ	145

第6章	サイクロコンバータの電流制御系のマイクロコン ピュータ制御	147
6.1	まえがき	147
6.2	実験的検討	150
6.2.1	アナログ制御	150
6.2.2	デジタル制御	153
6.3	制御系の安定度の評価	157
6.3.1	整流回路の電流制御系の評価指標	157
6.3.2	サイクロコンバータの電流制御系の評価指標	164
6.3.3	制御理論による安定判別とFRIとの関係	175
6.4	マイクロコンの適用限界	178
6.4.1	非特性高調波の要因	178
6.4.2	マイクロコンの適用限界	179
6.5	安定性の改善法	181
6.5.1	系の構成と制御法	181

6.5.2	負荷変動の影響	183
6.5.3	FRIによるフィルタ時定数の決定法	186
6.6	マイクロコンのハードウェアとソフトウェア	189
6.6.1	ハードウェア	189
6.6.2	ソフトウェア	194
6.6.3	K_1 とビット数の関係	201
6.6.4	実験結果	203
6.7	第6章のまとめ	205

第7章	結 論	207
-----	-----	-----

謝 辞	211
参考文献	212
付 録	

第1章 緒 論

1.1 研究の背景と目的

代表的な可変速電動機である直流機は、広範囲かつ精密な速度制御が可能であるという優れた特長によって制御用電動機として広く用いられているが、直流機には次に挙げるような機械整流子つき電動機固有の欠点、

- (i) 整流火花の発生や整流子とブラシの摩耗に伴う保守点検が必要なこと
- (ii) 容量的に整流の困難性に起因する製作可能限界が比較的低くおさえられること

などから、近年、交流電動機の可変速駆動システムの開発実用化が進められている⁽¹⁾。この可変速駆動システムは直流電動機の代わりに交流電動機を用い、しかも直流電動機と同等あるいはそれ以上の速度制御性をもたせようとするもので、その心臓部ともいえる電動機駆動用電源には可変電圧・可変周波(VV-VF*)の周波数変換器が必要不可欠となる。

サイリスタを用いたVV-VFの周波数変換器にはインバータ方式とサイクロコンバータ方式とがある。

インバータ方式は、整流回路(順変換器)を用いて交流電力を一旦直流電力に変換し、これをインバータ(逆変換器)によって別の周波数をもつ交流電力に変換するもので、インバータ自体に出力電圧の振幅調整機能をもつものと、振幅調整機能をもたないためインバータの入力電圧(直流電圧)を整流回路で制御し、出力電圧の振幅を変えるものがある。

これに対してサイクロコンバータは、一定周波数の交流電源から直接に可変電圧、可変周波の交流を得る静止形直接周波数変換装置で、インバータと同様に種々の回路構成や制御方式がある。しかし、現在では“サイクロコンバータ”という場合、VV-VFの正弦波出力サイクロコンバータを指ることが多く、以下、これを単にサイクロコンバータと呼ぶことにする。このようなサイクロ

* Variable Voltage - Variable Frequency

コンバータは電源転流であるため位相制御特有の力率低下を避けることができず、出力周波数の上限が一般に電源周波数の $1/3 \sim 1/2$ に制約されること、またインバータ方式に比べサイリスタ数が多く、これに付随してゲート回路が複雑になるなどの欠点はあるが、直換変換で、しかも電源転流であるため転流失敗時の保護対策が容易で信頼性が高く、電力変換効率が良いことなどの優れた特長がある。一般に、可変速電動機は容量が大きいほど定格回転数が低く、またトルク脈動が特に重視されるので、大容量の可変速電動機駆動用電源として用いられる周波数変換器はサイクロコンバータが最も適していると思われる。

サイクロコンバータ*は歴史的にはかなり古く、サイラトロンや格子付水銀整流器が開発された1920年代から研究され、無整流子モータとしてのサイラトロンモータやヨーロッパ(特にドイツ)の交流電化における $16\cdot2/3$ Hzの低周波電源としてすでに1930年代に実用化されている。しかし、水銀整流器そのものの特性と経済性との問題のために応用範囲は限定され、それ以上の発展はみられなかった。

1957年12月に発表されたサイリスタは、その基本的な動作機能は格子付水銀整流器と何ら変わっていないが、小形軽量で取扱いが容易であること、順電圧降下やターンオン時間が1~2けた小さいなど多くの点で格子付水銀整流器に比べてはるかに優れ、このため水銀整流器がサイリスタに置換えられたのみでなく、これを契機に再びサイクロコンバータの研究が活発に行なわれるようになった。そして、サイクロコンバータの動作原理および基本的な特性から入出力波形の高調波解析法と詳細な解析結果、さらに実用化において最も重要なゲート制御法とゲート回路の構成法などがB. R. Pelly氏⁽²⁾、W. McMurray氏⁽³⁾をはじめ多くの人々によって明らかにされ⁽⁴⁾、現在のような大容量サイクロコンバータが実用化されるに至った。例えば、欧米においてはセメント用ギアレスボールミルの同期電動機駆動用として4,900 kVAのサイクロコンバータ**が実用化され⁽⁵⁾、我が国では国鉄が中心になって開発が進められている超高速鉄道のリニアモータ駆動用電源として、宮崎県日向市の国鉄宮崎湾上式鉄道実験

* 広義のサイクロコンバータ、すなわち静止形直接周波数変換器を指している。

** 電源周波数は50 Hz、出力周波数は0~5.16 Hzで同期電動機の運転回転数は0~15.5 rpmである。

線には10,000 kVAの世界最大級のサイクロコンバータ*が2台設置され、現在各種の実験が行なわれている。⁽⁶⁾

さて、こうしたサイクロコンバータの研究と実用化が進むにもかかわらず、サイクロコンバータが電源電圧波形をつなぎ合わせて交流を得ようとする極めて巧妙な周波数変換器であるために、整流回路やインバータと違って直観的に動作がわかりにくく、しかも入出力波形には他の電力変換器ではみられないような非常に複雑な高調波や分数調波を含むなど厄介な一面をもっているため、サイクロコンバータの設計において重要な入力電流、出力電圧の実効値の解析法が明らかにされていないなど、サイクロコンバータの最も基本的な量についてすら、いまなお未解決の問題が少なくない。

一方、ここ数年のミニコンピュータ、マイクロコンピュータの驚くべき性能の向上とコストダウンに伴ない、従来はアナログ回路で構成されていたサイリスタ変換器のゲート回路へミニコン、マイクロコンを導入してデジタル化を図り、制御性や信頼性の向上を目的とした電算機制御が検討され始めているが⁽⁷⁾、システム構成、すなわちハードウェアとソフトウェアの分担をいかにするか、また、このことに関連して電算機制御システムへのミニコン、マイクロコンの導入がどのような要因によって制約を受けるか、などを明確にする必要がある。

本論文は、このような背景のもとに「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」と題し、前半はサイクロコンバータの入出力高調波について基本的な関係を導出して入力電流と出力電圧の実効値の計算理論を確立し、続いてサイクロコンバータの基本波無効電力の軽減、すなわち基本波力率の改善を目的としたゲート制御法を理論的に検討したもので、後半はサイクロコンバータの電算機制御システムを開発し、ミニコン、マイクロコンの適用限界について検討したものである。

現在、開発が進められている超高速鉄道の営業運転を行なうには20万~30万kVAのサイクロコンバータが必要となるし、タンカー電気推進電動機駆動用電源として数万~10万kVAのサイクロコンバータが用いられることが考えられ*

* 電源周波数は120 Hz、出力周波数は0~33.1 Hzである。

いるが、このような超大容量のサイフロコンバータはミニコンヤマイフロコンを用いた電算機制御が主流を占めるようになり、そのゲート制御方式は本論文で提案する非対称ゲート制御方式が力率改善用進相コンデンサの容量軽減に偉力を発揮するであろう。

1. 2 研究の概要

本論文は7章から成り、各章の内容は以下のとおりである。

第1章の「緒論」では、サイフロコンバータの動向と本研究に関する従来の研究を述べ、その中に占める本研究の目的と意義を明らかにしている。さらに、各章別に本論文の概要を示し、整流回路の動作と比較しながらサイフロコンバータの動作原理を説明している。

第2章の「サイフロコンバータと整流回路の出力電圧高調波の等価性と出力電圧実効値の計算理論」では、サイフロコンバータの出力電圧に含まれる側帯波群の合成実効値と整流回路の出力電圧高調波の実効値とが等しくなる条件を導出し、次に、この結果を用いて従来は明確にできていなかった出力電圧実効値を理論的に解析している。

第3章の「サイフロコンバータと整流回路の入力電流高調波の等価性と基本波無効電力の理論的考察」では、サイフロコンバータの入力電流に含まれる側帯波群の合成実効値を導出し、これと整流回路の入力電流高調波の実効値とが等しくなる条件を求め、前章の結果とからサイフロコンバータと整流回路との等価性を論じている。続いて、基本波無効電力を理論的に考察し、入力側と出力側の基本波無効電力は直接関係しないことを明らかにしている。

第4章の「サイフロコンバータの基本波力率の改善法とスイッチング行列を用いた波形解析法」では、制御角の決定に自由度を有する非対称ゲート制御方式を理論的に検討し、電源転流という条件のもとで基本波無効電力が最小、すなわち基本波力率が最大となる非対称ゲート制御方式の各モードにおけるゲート制御法、アナログ方式によるゲート回路の構成法などを明らかにしている。さらに、基本波力率と入出力波形の高調波について従来方式との比較検討も行なっている。

第5章の「縦続接続サイフロコンバータの基本波力率の改善法とミニコンを用いた直接デジタル制御」では、前章の基本波力率が最大となる非対称ゲート制御方式を縦続接続サイフロコンバータに準用し、新たに縦続非対称ゲート制御方式を提案している。この制御方式は多数の動作モードを有するためアナログ方式でゲート回路を構成しようとするとき非常に複雑になる。そこで、ミニコンを用いた直接デジタル制御システムを開発し、安定な運転が行なえることを実験的に確認している。

第6章の「サイフロコンバータの電流制御系のマイコンコンピュータ制御」では、アナログ制御がマイコンコンピュータ制御かによってサイフロコンバータの電流制御系の出カ波形に著しい相違があることを実験的に指適し、制御系の安定度を示す評価指標（以下、FRIと称する）を提案し、導出している。続いてFRIと不安定現象との関係を考察し、マイコンコンピュータの適用限界を明らかにしている。さらに、安定性の改善法を提案し、FRIを用いて回路定数を決定すれば良好な電流制御性能が得られることを実験的に確認している。

第7章の「結論」では、本研究で得られた結論を整理し、本研究の成果および残された問題点について述べている。

1.3 サイクロコンバータの動作原理

図1-1図は、最も代表的な3相入-単相出サイクロコンバータの主回路である。その回路構成は図1-2図に示している3相均-ブリッジ整流回路を逆並列に接続したものにほかならない。

そこで、サイクロコンバータの橋渡しのために、図1-2図の整流回路について、その基本的な動作原理から説明しよう。

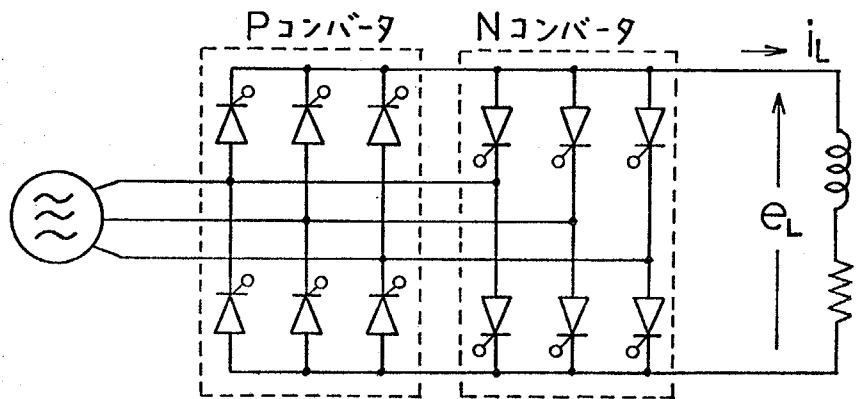


図1-1図 3相-単相サイクロコンバータ

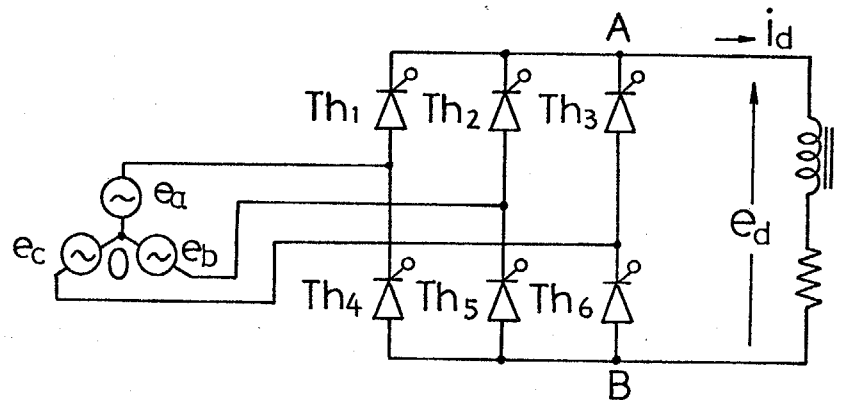


図1-2図 3相均-ブリッジ整流回路

1.3.1 均-ブリッジ整流回路の基本動作原理

一般に、交流電力を直流電力に変換する回路を整流回路という。図1-2図のようにサイリスタを用いた整流回路は、制御角を変化させることにより直流出力電圧を容易に、かつ連続的に変化できるため、可変電圧の直流電源として各種の用途に用いられている。この整流回路にも交流電源の相数やその他により種々の回路があり、それらのなかで代表的なものが図1-2図の3相均-ブリッジ整流回路である。

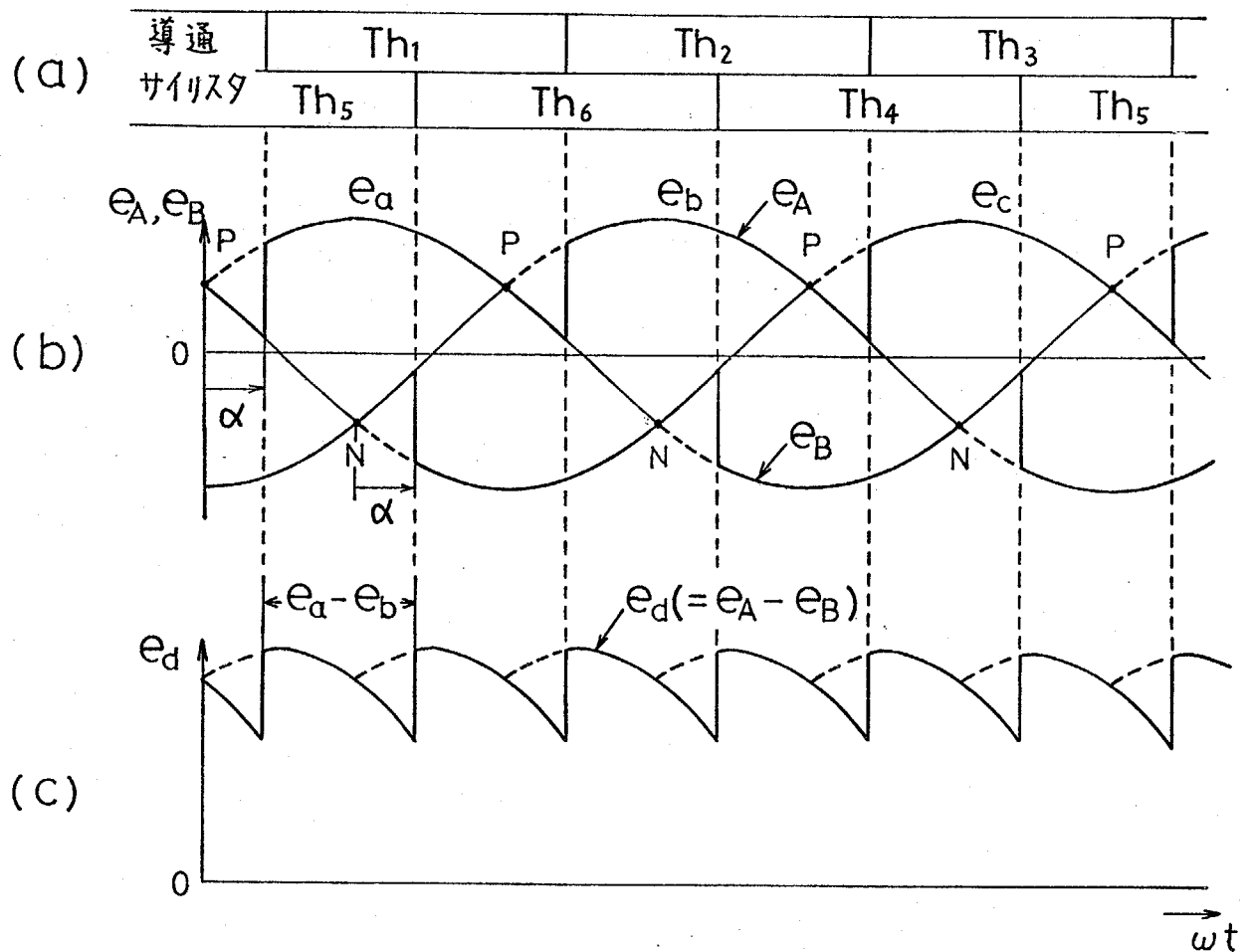


図1-3 3相均-ブリッジ整流回路の出力電圧波形

さて、図1-2において出力側（直流側）に平滑リアクトルが挿入され、出力電流が連続している場合を考えよう*。いま、電源相電圧 e_a, e_b, e_c のうち2つが一致した各時点、すなわち図1-3(b)のP点とN点から角度 α （以下、これを制御角と呼ぶ。）だけ遅れた時点で、同図(a)の順序で各サイリスタを点弧すれば、電源の中性点 O に対するA点およびB点の電位 e_A, e_B はそれぞれ同図(b)のようになる。従って、整流回路の直流出力電圧 e_d は、

$$e_d = e_A - e_B \quad (1-1)$$

で表わされる。同図(c)が e_d の波形を示したもので、電源の線間電圧波形にそい、電源周波数の6倍の周波数で脈動していることがわかる。

* 平滑リアクトルのインダクタンスが小さく、負荷が純抵抗の場合には出力電流が不連続となり、連続時の出力電圧波形とは異なることもある。しかし、通常の整流回路では十分なインダクタンスと平滑リアクトルが挿入され、出力電流が連続の状態で使用される。

ここで、直流出力電圧 e_d の平均値 $E_{d\alpha}$ を計算しよう。電源の相電圧 e_a , e_b , e_c を振幅 E_m の3相平衡電圧とすれば、各々

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_m \sin(\omega t + \pi/6) \\ e_b &= E_m \sin(\omega t - \pi/2) \\ e_c &= E_m \sin(\omega t - 7\pi/6) \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

となる。ただし、 ω : 電源角周波数

e_d の平均値 $E_{d\alpha}$ は、才1-3図(b)より

$$\begin{aligned} E_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e_d d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi/3+\alpha} (e_a - e_b) d\theta \\ &= \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi/3+\alpha} \sqrt{3} E_m \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) d\theta \\ &= \frac{3}{\pi} \sqrt{3} E_m \cos \alpha = E_{d0} \cos \alpha \end{aligned} \quad (1-3)$$

ただし、 E_{d0} : $\alpha=0$ (無制御時)における直流電圧平均値で、 $E_{d0} = (3\sqrt{3} E_m / \pi) E_m$

ところで、サイリスタの転流が電源電圧によって行なわれる、いわゆる電源転流の条件から(1-3)式の α には

$$0 \leq \alpha \leq \pi - \gamma \quad (1-4)$$

の制約条件が必要になる。ここで、 γ は転流進み角と呼ばれるもので、電流の重なり角を μ 、サイリスタのターンオフ時間を t_{off} とすれば

$$\gamma > \mu + \omega \cdot t_{off} \quad (1-5)$$

を満足さなければならぬ。^{* (8)}

1.3.2 整流器動作とインバータ動作

(1-4)式の制御角 α を $\pi/2 < \alpha \leq \pi - \gamma$ にとれば、(1-3)式から直流出力電圧の平均値は

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \cos \alpha < 0 \quad (1-6)$$

* 通常は $\gamma = \pi/6$ 程度に選ばれる。

となる。さらに何らかの方法で出力電流 i_d が流れ続けたとすれば、 $E_{d\alpha}$ と i_d の向きが同じになるので、このことは電源側の交流電力が出力側の直流電力に変換されているのではなく、出力側の直流電力が交流電力に変換され、電源側に供給されていることを意味している。

従って、この場合はオ1-2図の均-ブリッジ整流回路は、整流器(順変換器)として動作しているのではなく、インバータ(逆変換器)として動作していることになる。このインバータは交流電源に接続され、転流に必要な無効電力を交流電源から受けるので、他励式インバータと呼ばれている*。

そして、この回路構成は均-ブリッジ整流回路そのものであって、直流平均電圧が負となる制御角の領域で運転

制御角: α	$0 \leq \alpha < \pi/2$	$\pi/2 < \alpha \leq \pi - \gamma$
直流平均電圧: $E_{d\alpha}$	$E_{d0} \cdot \cos \alpha > 0$	$E_{d0} \cdot \cos \alpha < 0$
電力の流れ	交流側 → 直流側	直流側 → 交流側
動作	整流器動作	インバータ動作

オ1-1表 均-ブリッジ整流回路の動作

したものである。オ1-1表は、均-ブリッジ整流回路の動作をまとめたものである。

1.3.3 サイクロコンバータのゲート制御法

以上のことから、均-ブリッジ整流回路はその制御角が $\pi/2$ を境にして、整流器動作とインバータ動作とが可能な電力変換器であることがわかった。

そこで、オ1-1図に示しているように均-ブリッジ整流回路を逆並列に接続したものは、出力電流 i_L が正の場合はPコンバータを、負の場合はNコンバータをそれぞれ稼働させれば、 \bar{i}_L と i_L とは正負のいずれにもなり得る、いわゆる4象限動作が可能になる。それゆえ、(1-3)式に示す直流平均電圧が正弦波となるように制御角 α を時々刻々変化させれば、可変電圧、可変周波の交流が得られることは容易に理解できよう。そして、これはいうまで

* これに対して、周波数変換器に使用されるインバータは自励式インバータと呼ばれている。

もなく、VV-VFの3相-単相サイクロコンバータにほかならない。

図1-4図(a)は、このサイクロコンバータの出力電圧 e_L と出力電流 i_L の波形の一例を示したもので、出力周波数 f_o が電源周波数 f の1/5、出力電圧の振幅が最大の場合で、点線は希望する出力電圧 e_L の波形である。同図(b)は、PコンバータとNコンバータの動作状態を表わしている。このようにサイクロコンバータは、整流器動作とインバータ動作をくり返すことによって無効電力を電源に回生しているため、誘導性や容量性の負荷に対してもその動作は安定である。

次に制御角 α をいかに位相変調すればよいかを、数式的に取り扱ってみよう。そこで、希望する出力電圧 \bar{e}_L を

$$\bar{e}_L = E_o \sin \omega_o t \quad (1-7)$$

とする。ただし、 ω_o : 出力角周波数、 E_o : 希望する出力電圧の振幅

ところで、図1-3図(c)と図1-4図(a)とからわかるように、サイクロコンバータは整流回路の直流出力電圧の平均値を正弦波状に変化させたものと考えることができるから、PコンバータとNコンバータの制御角をそれぞれ α_p 、 α_n とすれば

$i_L > 0$ の場合

$$E_{do} \cos \alpha_p = E_o \sin \omega_o t$$

$$\therefore \alpha_p = \cos^{-1}(a \cdot \sin \omega_o t) \quad (1-8)$$

となる。ただし、 a は振幅比で、 $a = E_o / E_{do}$ 、 $0 < a \leq 1$ の値をとる。なお、図1-4図(a)は、 $a = 1$ の場合である。

$i_L < 0$ の場合、Nコンバータが稼働することを考慮すれば

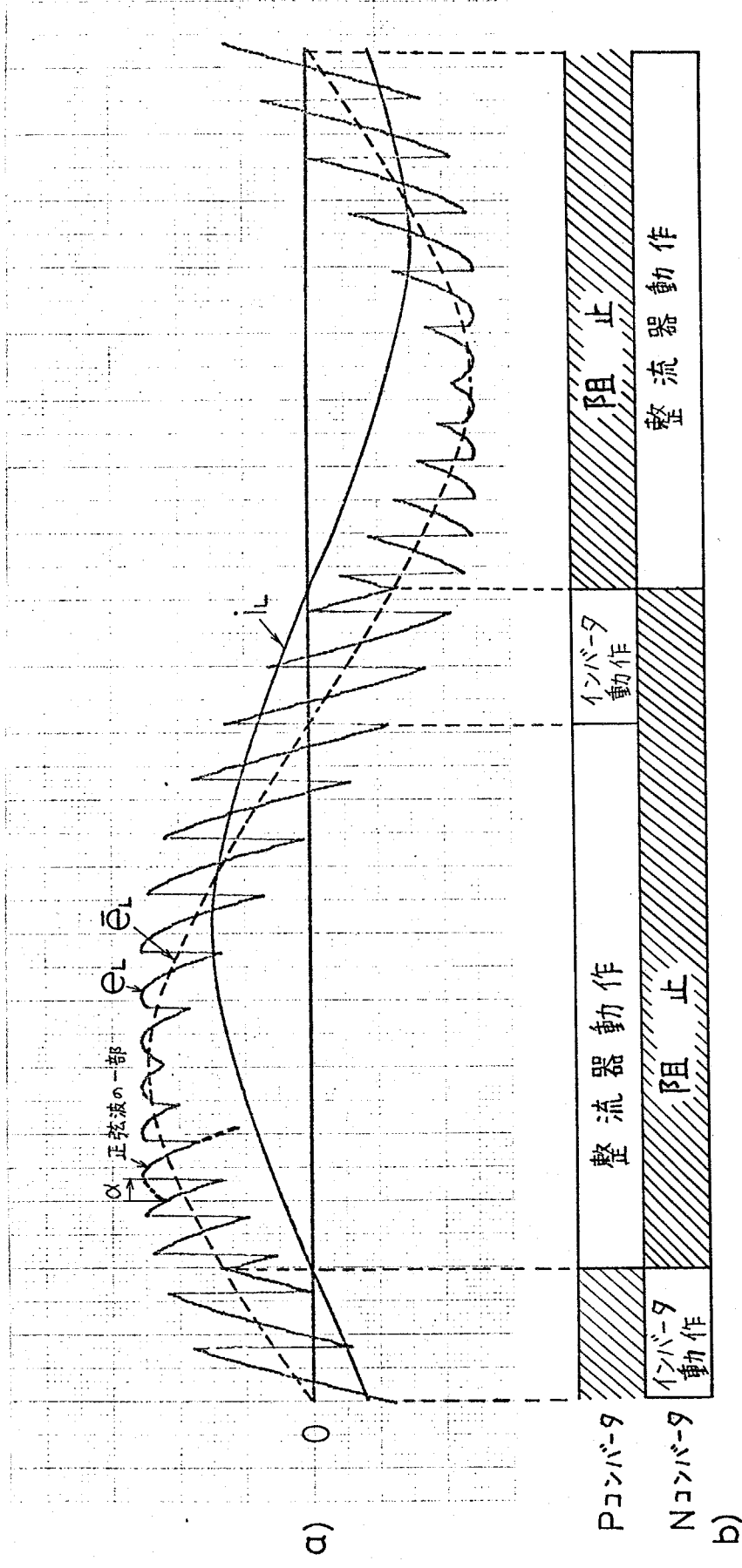
$$-E_{do} \cos \alpha_n = E_o \sin \omega_o t$$

$$\therefore \alpha_n = \cos^{-1}(-a \cdot \sin \omega_o t) \quad (1-9)$$

となる。ここで、(1-8)式と(1-9)式とから

$$\alpha_p + \alpha_n = \pi \quad (1-10)$$

の関係式が成立することに留意されたい。



ネ1-4図 サイクロコンバータの出力電圧波形とコンバータの動作

このように、サイクロコンバータの出力周波数と出力電圧の振幅は、(1-8)、(1-9)式の ω_0 と α とで任意に設定できるので、これらの式は VV-VF の正弦波出力サイクロコンバータの制御角 α_p , α_N を決定する重要な関係式であるといえよう。^{(2), (3), (9)}

第2章 サイクロコンバータと整流回路の出力電圧高調波の等価性と出力電圧実効値の計算理論

2.1. まえがき

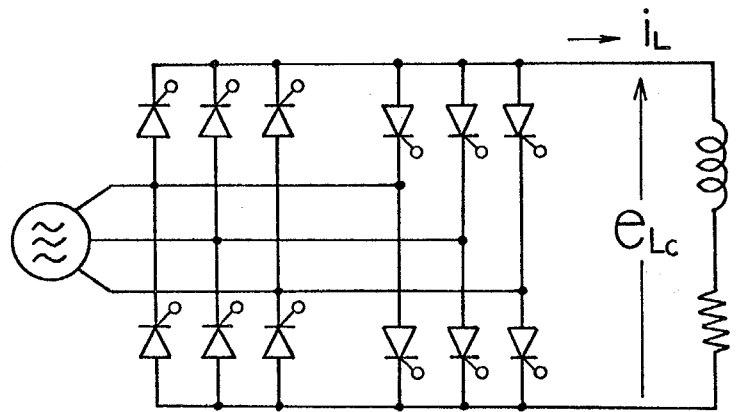
図2-1図(a)に示す3相-6パルス非循環電流形サイクロコンバータは、(b)図の3相-6パルス均-ブリッジ整流回路を逆並列に接続したものであって、*主回路構成には両者間に本質的な差異はない。さらに、面変換器のゲート制御方式が対称制御の場合、電源周期の1/6の期間に注目すれば回路動作も全く同一であることから、それらの発生高調波にも密接な関係があるはずである。

事実、B.R. Pelly氏⁽²⁾をはじめ多くの人々が行なったサイクロコンバータの高調波解析の結果を用いて両者の出力電圧の周波数スペクトルを比較考察すれば、その類似性が一層明確になる。すなわち、電源角周波数を ω 、出力角周波数を ω_o とすると、図2-2図(a)に示すように3相-6パルス非循環電流形サイクロコンバータの出力電圧に含まれる高調波角周波数 ω_{hc} は、対称制御の場合**

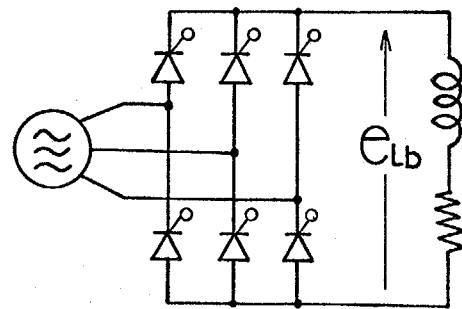
$$\omega_{hc} = 6m\omega \pm n\omega_o \quad (2-1)$$

($m=1, 2, 3, \dots$, $n=1, 3, 5, \dots$) 図2-1図 サイクロコンバータと整流回路

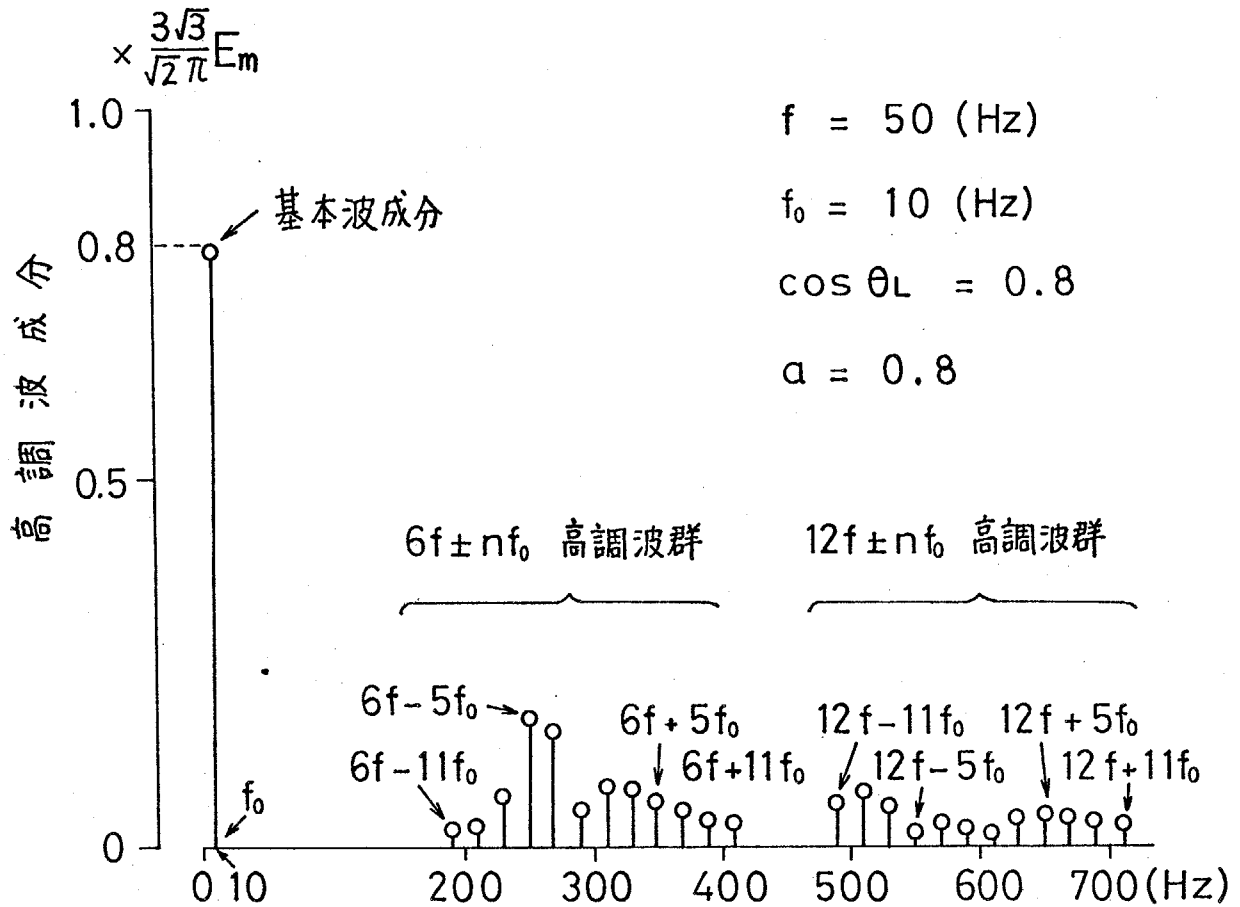
* 逆並列の個々の均-ブリッジ整流回路をそれぞれPコンバータ、Nコンバータと呼ぶことにする。
** これはデジタルシミュレーションの手法を用いて計算したものである。



(a) 3相-6パルス非循環電流形サイクロコンバータ

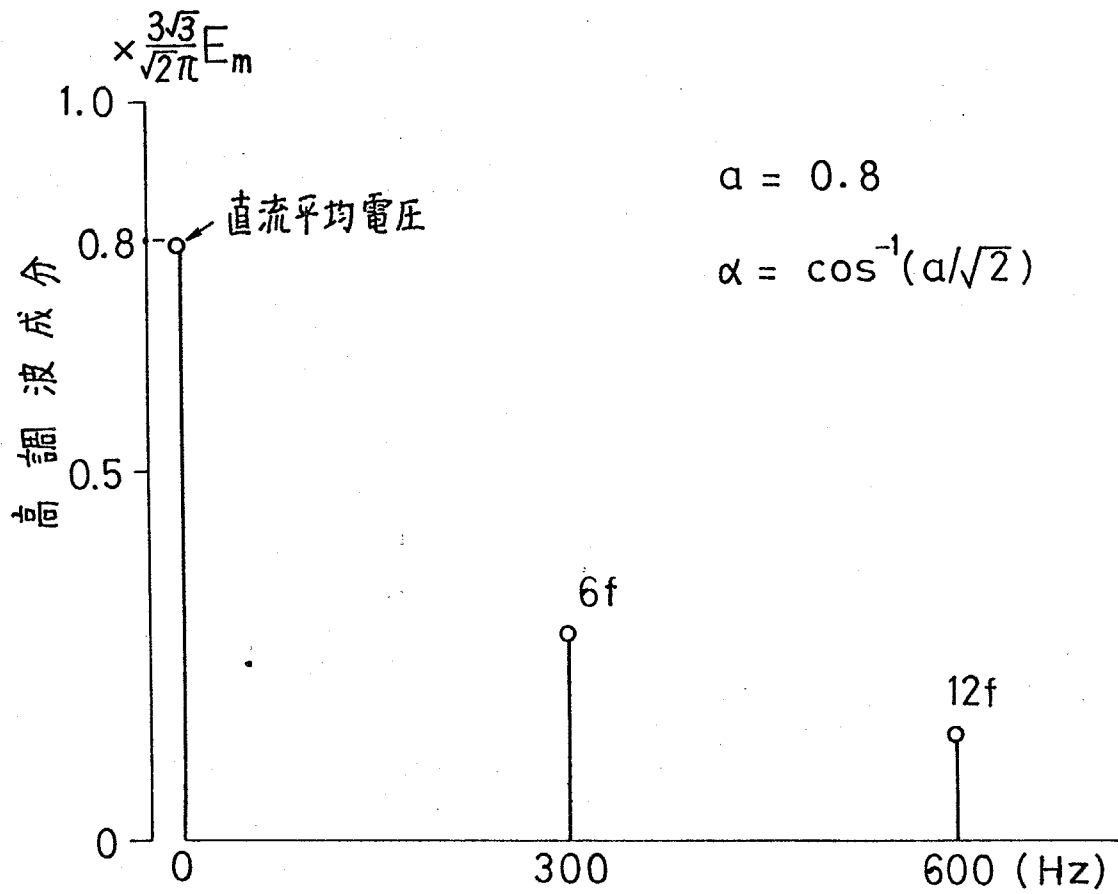


(b) 3相-6パルス均-ブリッジ整流回路



a) サイクロコンバータの周波数スペクトル

※2-2図 サイクロコンバータと整流回路の
出力電圧周波数スペクトル



b) 整流回路の周波数スペクトル

一方、3相-6パルス均-ブリッジ整流回路の高調波角周波数 ω_{hb} は、対称制御の場合、

$$\omega_{hb} = 6m\omega \quad (m=1, 2, 3, \dots) \quad (2-2)$$

となる。

従って、サイクロコンバータの高調波は整流回路の高調波角周波数 $6m\omega$ を中心角周波数とする側帯波群を形成していることがわかる。ここで、サイクロコンバータの出力周波数を0(直流)にすれば、(2-1)式と(2-2)式は一致し、整流回路は出力周波数が0の一種のサイクロコンバータとも考えられる。

丹村氏はサイクロコンバータと整流回路の出力電圧に着目して、上記の例でみられるような両変換器の類似性を定量的に論じている。⁽¹⁰⁾ すなわち、サイクロコンバータの $6m\omega$ を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値を次式で定義し、

$$H_{6m\omega} = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (H_{6m\omega-n\omega_0}^2 + H_{6m\omega+n\omega_0}^2)} \quad (2-3)$$

これと整流回路の $6m\omega$ の高調波実効値とが等しくなる関係式を導出している。ところが、この関係式はデジタルシミュレーションの計算結果から推定したもので、その理論的根拠が明確にされていないように思われる。

このような背景に立って、本章では次の点を明らかにする。

- (1) サイクロコンバータの出力電圧の基本波実効値と整流回路の直流平均電圧に着目して、両者を等しくするための条件として次式を理論的に導出する。

$$\cos\alpha = a/\sqrt{2} \quad (2-4)$$

ただし、 α は整流回路の制御角、 a はサイクロコンバータの振幅比である。しかも、この結果は(2-3)式に示すサイクロコンバータの $6m\omega$ を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値と整流回路の $6m\omega$ の高調波実効値とを等しくする条件であることを示す。

- (2) 従来、実効値の定義は周期波形を前提に行われてきた。ところがサイクロコンバータの出力電圧波形は、出力周波数と電源周波数とが無理数比の場合は非周期波形となるので、このような非周期波形の実効値をどのように考えて計算したらよいか、また、この結果と有理数比の場合の結果とがどのように結びつくかを理論的に解明する。
- (3) (1)の結果の応用として従来は明確にされていなかった $6m\omega \pm n\omega$ の側帯波群の次数 n に対する振幅分布を示し、続いて、この側帯波群に対して新たに上側帯波群と下側帯波群を定義し、これらと負荷力率との関係を明らかにする。

2.2 サイクロコンバータと整流回路の出力電圧高調波の等価性

従来、サイクロコンバータの出力電圧に含まれる高調波の個々の成分については B. R. Pelly 氏らによって詳細に報告されているが、(2-3)式に示す $6m\omega$ を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値の理論的な解析は非常に困難で、デジタルシミュレーションによる計算結果が発表されているにすぎない。

ここでは、まず整流回路の出力電圧高調波の実効値をサイリスタのオン、オフを示すスイッチング関数を用いて解析し、続いて、サイクロコンバータの $6m\omega \pm n\omega$ の側帯波群の合成実効値を理論的に解析する。この側帯波群の合成実効値の解析が本節の中心をなすもので、その解析結果と整流回路の高調波実効値の解析結果とから、これらが等しくなる条件を導出し、サイクロコンバータと整流回路との等価性を論じる。

なお、以下の解析においてサイリスタは理想的なスイッチング素子とし、電流の重なる波形に対する影響などは無視している。

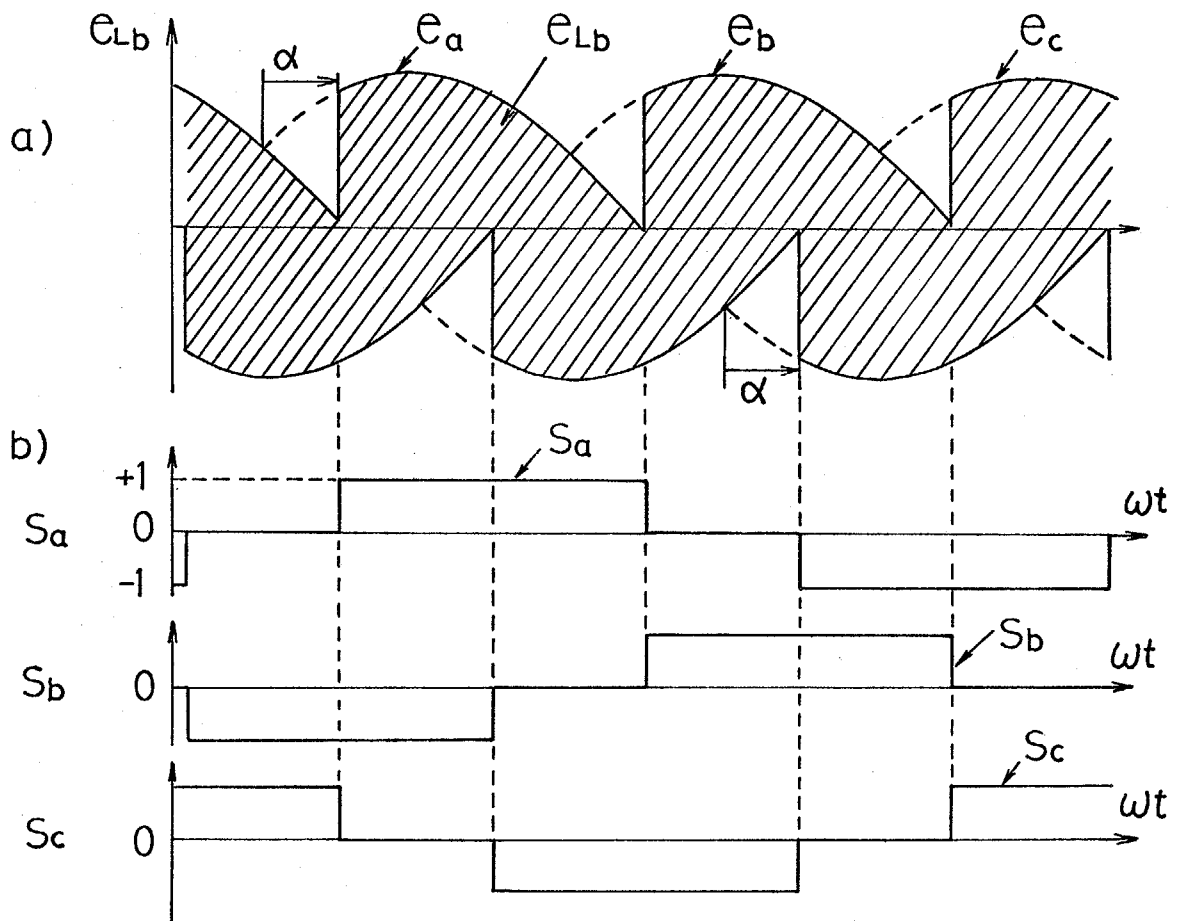


図 2-3 整流回路の出力電圧とスイッチング関数

2. 2. 1 整流回路の出力電圧高調波の実効値

電源を角周波数 ω , 振幅 E_m の平衡 3 相電圧

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_m \sin \omega t \\ e_b &= E_m \sin (\omega t - 2\pi/3) \\ e_c &= E_m \sin (\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (2-5)$$

とする。整流回路の出力電圧 e_{Lb} (瞬時値) は, 図 2-3 に示すようなスイッチング関数 S_a, S_b, S_c を用いて

$$e_{Lb} = S_a e_a + S_b e_b + S_c e_c \quad (2-6)$$

のように表わされる。ここで, スwitching 関数は, 例えば S_a は出力電圧 e_{Lb} が a 相の入力電圧 e_a と等しくなる期間に 1 あるいは -1 をとる関数である。

さて、図2-3図に示すスイッチング関数 S_a をフーリエ級数展開すれば、

$$S_a = \sum_{k=1,3,5}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (2-7)$$

となる。ただし、 a_k, b_k は

$$\left. \begin{aligned} a_k &= \frac{2}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} \cos k\theta d\theta = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{(-1)^{l+1}}{k} \sqrt{3} \sin k\alpha \\ b_k &= \frac{2}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} \sin k\theta d\theta = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{(-1)^l}{k} \sqrt{3} \cos k\alpha \end{aligned} \right\} \quad (2-8)$$

$$k = 6l \pm 1 \quad (l=1, 2, 3, \dots)$$

である。ところで、図からわかるように S_b, S_c は S_a よりそれぞれ $2\pi/3, 4\pi/3$ づつ位相が遅れていることを考慮すると、(2-6)式は

$$\begin{aligned} e_{Lb} &= \frac{3}{2} E_m \left\{ b_1 + (a_5 - a_7) \sin 6\omega t + (b_7 - b_5) \cos 6\omega t \right. \\ &\quad \left. + (a_{11} - a_{13}) \sin 12\omega t + (b_{13} - b_{11}) \cos 12\omega t + \dots \right\} \quad (2-9) \end{aligned}$$

となる。(2-9)式に(2-8)式を代入して整理すれば

$$\begin{aligned} e_{Lb} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \left\{ \cos \alpha + \left(\frac{1}{5} \sin 5\alpha - \frac{1}{7} \sin 7\alpha \right) \sin 6\omega t \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{5} \cos 5\alpha - \frac{1}{7} \cos 7\alpha \right) \cos 6\omega t + \dots \right\} \quad (2-10) \end{aligned}$$

を得る。上式の右辺の第1項は整流回路の直流平均電圧 H_0

$$H_0 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cos \alpha \quad (2-11)$$

であり、(2-10)式の右辺の残りの項は高調波成分を表わし、 6ω の高調波実効値 $H_{6\omega}$ は

$$H_{6\omega} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{1}{5} \sin 5\alpha - \frac{1}{7} \sin 7\alpha \right)^2 + \left(\frac{1}{5} \cos 5\alpha - \frac{1}{7} \cos 7\alpha \right)^2 \right\}}$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 2\alpha \right)} \quad (2-12)$$

となり、一般に $6m\omega$ の高調波実効値 $H_{6m\omega}$ は

$$H_{6m\omega} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{(6m-1)^2} + \frac{1}{(6m+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(6m-1)(6m+1)} \right\}} \quad (2-13)$$

となる。(2)

2.2.2 サイクロコンバータの $6m\omega$ 側帯波群の合成実効値

いま、図2-4図に示すようにサイクロコンバータの出力電圧の基本波成分 \bar{e}_{Lc} は、出力角周波数を ω_0 とすると

$$\bar{e}_{Lc} = E_0 \sin \omega_0 t \quad (2-14)$$

また、サイクロコンバータの出力電流 i_L は近似的に正弦波とみなして

$$i_L = I_m \sin(\omega_0 t - \theta_L)$$

とすることができる。ただし、 θ_L は出力角周波数 ω_0 に対する負荷の力率角である。

図2-1図(a)のPコンバータとNコンバータの制御角 α_P, α_N と図2-4

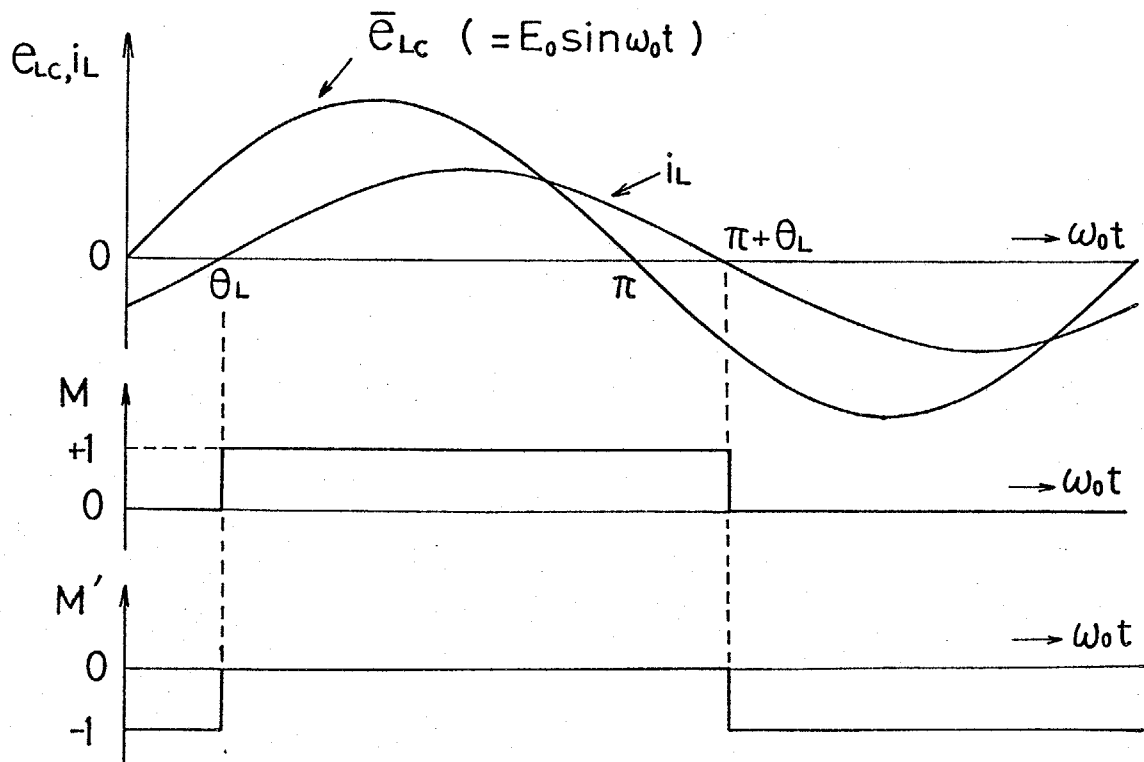


図2-4 出力電圧基本波成分，出力電流，モード関数

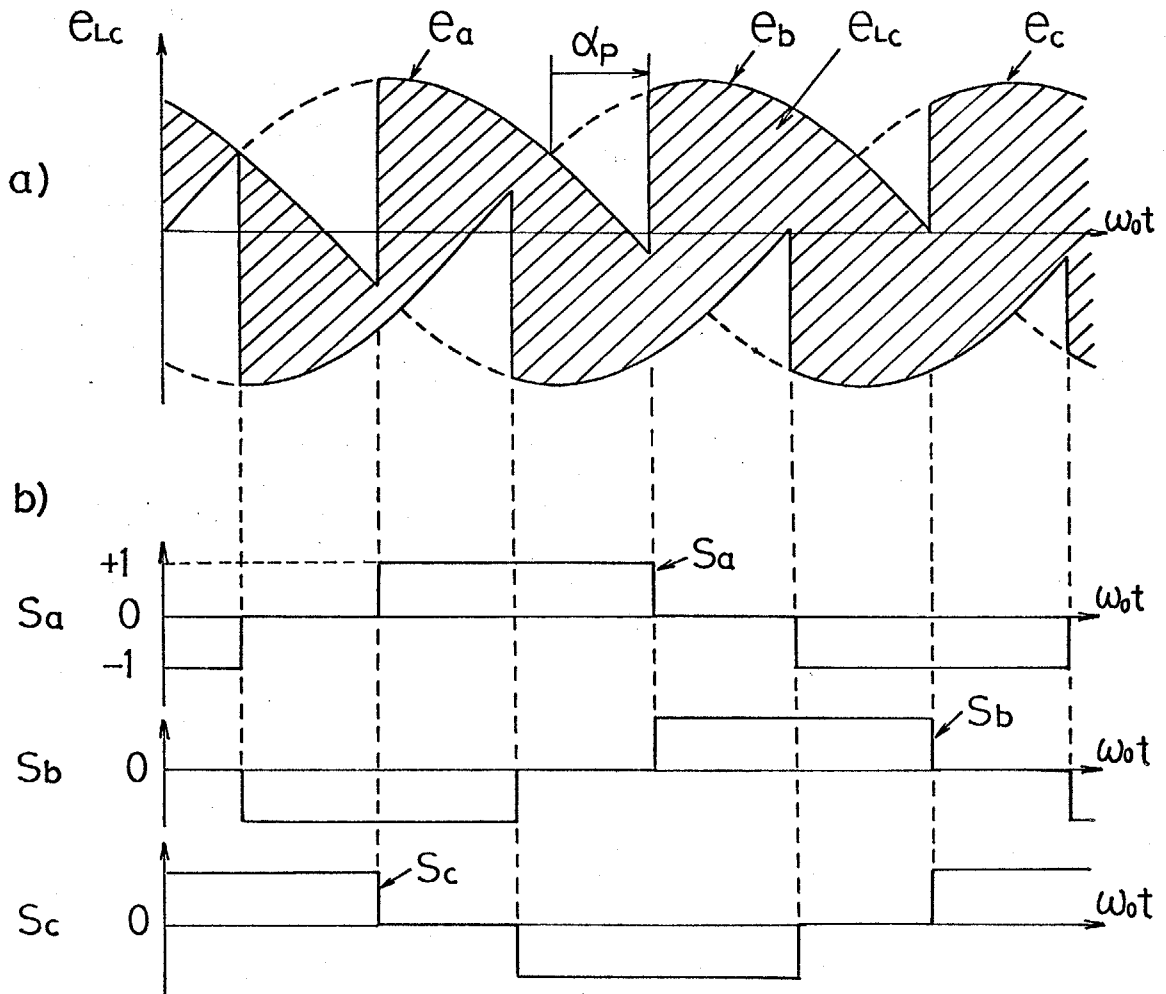


図2-5図 サイクロコンバータの出力電圧とスイッチング関数

図に示すモード関数 M, M' は, $i_L \geq 0$ のとき

$$\left. \begin{aligned} \alpha_p(\omega t) &= \cos^{-1}(a \cdot \sin \omega t) \\ M(\omega t) &= 1, \quad M'(\omega t) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (2-15)$$

$i_L < 0$ のとき

$$\left. \begin{aligned} \alpha_N(\omega t) &= \cos^{-1}(-a \cdot \sin \omega t) \\ M(\omega t) &= 0, \quad M'(\omega t) = -1 \end{aligned} \right\} \quad (2-16)$$

となる。 a は振幅比で $a = E_o / (3\sqrt{3}E_m/\pi)$ である。

従って、出力電圧の瞬時値 e_{Lc} は上記のモード関数と図2-5図に示すスイッチング関数を用いて

$$e_{Lc} = \{ S_a(\alpha_p) e_a + S_b(\alpha_p) e_b + S_c(\alpha_p) e_c \} M \\ + \{ S'_a(\alpha_N) e_a + S'_b(\alpha_N) e_b + S'_c(\alpha_N) e_c \} M' \quad (2-17)$$

として表わされる。ここで、' を付したスイッチング関数はNコンバータのサイリスタのスイッチングを表わし、(2-17)式の第2項は、 ω が正の期間は $M'=0$ となるので0となる。

さて、(2-17)式の制御角 α_p, α_N を一定と考えてスイッチング関数をフーリエ展開し、(2-6)式から(2-10)式を得たと同様な手法を用いて整理すれば

$$e_{Lc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \left[\left\{ \cos \alpha_p + \left(\frac{1}{5} \sin 5\alpha_p - \frac{1}{7} \sin 7\alpha_p \right) \sin 6\omega t \right. \right. \\ \left. \left. + \left(\frac{1}{5} \cos 5\alpha_p - \frac{1}{7} \cos 7\alpha_p \right) \cos 6\omega t + \dots \right\} M \right. \\ \left. + \left\{ \cos \alpha_N + \left(\frac{1}{5} \sin 5\alpha_N - \frac{1}{7} \sin 7\alpha_N \right) \sin 6\omega t \right. \right. \\ \left. \left. + \left(\frac{1}{5} \cos 5\alpha_N - \frac{1}{7} \cos 7\alpha_N \right) \cos 6\omega t + \dots \right\} M' \right] \quad (2-18)$$

となる。ここで、 α_p, α_N を(2-15)、(2-16)式のような連続関数と考えて(2-18)式に代入すれば e_{Lc} の級数展開が可能となり、各高調波成分を求めることができる。⁽¹¹⁾

そこで、 6ω を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値を導出する*。
(2-18)式の中で $6\omega \pm n\omega_0$ の高調波成分の合成電圧 $e_{Lc}^{6\omega}$ は次式で表わされる。

$$e_{Lc}^{6\omega} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \{ A(\omega_0 t) \sin 6\omega t + B(\omega_0 t) \cos 6\omega t \} \quad (2-19)$$

ここで、 $A(\omega_0 t), B(\omega_0 t)$ は

* この結果は p26 の(2-30)式 ~ (2-32)式である。

$$A(\omega_0 t) = \left\{ \frac{1}{5} \sin 5\alpha_p(\omega_0 t) - \frac{1}{7} \sin 7\alpha_p(\omega_0 t) \right\} M(\omega_0 t) \\ + \left\{ \frac{1}{5} \sin 5\alpha_N(\omega_0 t) - \frac{1}{7} \sin 7\alpha_N(\omega_0 t) \right\} M'(\omega_0 t) \quad (2-20)$$

$$B(\omega_0 t) = \left\{ \frac{1}{5} \cos 5\alpha_p(\omega_0 t) - \frac{1}{7} \cos 7\alpha_p(\omega_0 t) \right\} M(\omega_0 t) \\ + \left\{ \frac{1}{5} \cos 5\alpha_N(\omega_0 t) - \frac{1}{7} \cos 7\alpha_N(\omega_0 t) \right\} M'(\omega_0 t) \quad (2-21)$$

であり、これをフーリエ展開すれば

$$A(\omega_0 t) = A_{s1} \sin \omega_0 t + A_{c1} \cos \omega_0 t + A_{s3} \sin 3\omega_0 t + A_{c3} \cos 3\omega_0 t + \dots \\ B(\omega_0 t) = B_{s1} \sin \omega_0 t + B_{c1} \cos \omega_0 t + B_{s3} \sin 3\omega_0 t + B_{c3} \cos 3\omega_0 t + \dots \quad (2-22)$$

となる。ただし、

$$A_{sn} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} A(\omega_0 t) \sin n\omega_0 t d(\omega_0 t)$$

$$A_{cn} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} A(\omega_0 t) \cos n\omega_0 t d(\omega_0 t)$$

$$B_{sn} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} B(\omega_0 t) \sin n\omega_0 t d(\omega_0 t)$$

$$B_{cn} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} B(\omega_0 t) \cos n\omega_0 t d(\omega_0 t)$$

$$(n=1, 3, 5, \dots)$$

そこで、(2-22)式を(2-19)式に代入すれば

$$e_{LC}^{6\omega} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \left\{ (A_{s1} \sin \omega_0 t + A_{c1} \cos \omega_0 t + \dots) \sin 6\omega t \right.$$

$$\begin{aligned}
& + (B_{s1} \sin \omega_0 t + B_{c1} \cos \omega_0 t + \dots) \cos 6\omega t \} \\
& = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_m \{ (A_{c1} - B_{s1}) \sin (6\omega - \omega_0) t + (A_{s1} + B_{c1}) \cos (6\omega - \omega_0) t \\
& \quad + (A_{c1} + B_{s1}) \sin (6\omega + \omega_0) t + (B_{c1} - A_{s1}) \cos (6\omega + \omega_0) t + \dots \}
\end{aligned} \tag{2-23}$$

となり, $6\omega - \omega_0$, $6\omega + \omega_0$ の高調波実効値 $H_{6\omega - \omega_0}$ と $H_{6\omega + \omega_0}$ は

$$H_{6\omega - \omega_0} = \frac{3\sqrt{6}}{4\pi} E_m \cdot \sqrt{(A_{c1} - B_{s1})^2 + (A_{s1} + B_{c1})^2}$$

$$H_{6\omega + \omega_0} = \frac{3\sqrt{6}}{4\pi} E_m \cdot \sqrt{(A_{c1} + B_{s1})^2 + (B_{c1} - A_{s1})^2}$$

で与えられる。従って, $e_{lc}^{6\omega}$ の実効値 $\bar{H}_{6\omega}$ は

$$\begin{aligned}
\bar{H}_{6\omega} &= \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (H_{6\omega - n\omega_0}^2 + H_{6\omega + n\omega_0}^2)} \\
&= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{2} (A_{s1}^2 + A_{c1}^2 + A_{s3}^2 + A_{c3}^2 + \dots + B_{s1}^2 + B_{c1}^2 + \dots)}
\end{aligned} \tag{2-24}$$

となる。ところで $A(\omega_0 t)$, $B(\omega_0 t)$ の実効値の定義から次式の関係が成立する。

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_0}^{2\pi + \theta_0} A^2(\omega_0 t) d(\omega_0 t) = \frac{1}{2} (A_{s1}^2 + A_{c1}^2 + A_{s3}^2 + A_{c3}^2 + \dots) \tag{2-25}$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_0}^{2\pi + \theta_0} B^2(\omega_0 t) d(\omega_0 t) = \frac{1}{2} (B_{s1}^2 + B_{c1}^2 + B_{s3}^2 + B_{c3}^2 + \dots) \tag{2-26}$$

また, (2-15), (2-16) 式からモード関数には

$$M(\omega_0 t) \cdot M'(\omega_0 t) = 0$$

が成立し、この関係を考慮すれば

$$A^2(\omega_0 t) + B^2(\omega_0 t) = \left\{ \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 2\alpha_p(\omega_0 t) \right\} M^2(\omega_0 t) \\ + \left\{ \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 2\alpha_N(\omega_0 t) \right\} M'^2(\omega_0 t)$$

となるから、(2-25), (2-26)式の左辺を加えると

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_L}^{2\pi+\theta_L} \{ A^2(\omega_0 t) + B^2(\omega_0 t) \} d(\omega_0 t) \\ = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\theta_L}^{\pi+\theta_L} \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 2\alpha_p(\omega_0 t) \right) d(\omega_0 t) \right. \\ \left. + \int_{\pi+\theta_L}^{2\pi+\theta_L} \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 2\alpha_N(\omega_0 t) \right) d(\omega_0 t) \right\} \\ (2-27)$$

となり、さらに(2-15), (2-16)式より

$$\cos 2\alpha_p = \cos 2\alpha_N = 2a^2 \sin^2 \omega_0 t - 1$$

の関係から次式を得る。

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_L}^{2\pi+\theta_L} \cos 2\alpha_p(\omega_0 t) d(\omega_0 t) = a^2 - 1$$

従って、(2-27)式は

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_L}^{2\pi+\theta_L} \{ A^2(\omega_0 t) + B^2(\omega_0 t) \} d(\omega_0 t) = \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} (a^2 - 1) \\ (2-28)$$

となる。一方、(2-25)式、(2-26)式の右辺を加え合せたものは(2-28)式の右辺に等しいので次式が得られる。

$$\frac{1}{2} (A_{S1}^2 + A_{C1}^2 + A_{S3}^2 + A_{C3}^2 + \dots + B_{S1}^2 + B_{C1}^2 + B_{S3}^2 + B_{C3}^2 + \dots)$$

$$= \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} (a^2 - 1) \quad (2-29)$$

この関係を (2-24) 式に代入すれば

$$\bar{H}_{6\omega} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} (a^2 - 1)} \quad (2-30)$$

一般に、 $6m\omega$ の側帯波群の合成実効値 $\bar{H}_{6m\omega}$ は

$$\bar{H}_{6m\omega} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{(6m-1)^2} + \frac{1}{(6m+1)^2} - \frac{2(a^2-1)}{(6m-1)(6m+1)}} \quad (2-31)$$

となる。また、出力電圧の基本波実効値 H_{ω_0} は (2-18) 式より次式で与えられる。

$$\begin{aligned} H_{\omega_0} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{2\pi+\theta_2} (M \cos \alpha_p + M' \cos \alpha_N)^2 d(\omega_0 t)} \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \frac{a}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (2-32)$$

2. 2. 3 出力電圧高調波の等価性

以上の解析結果から、サイクロコンバータと整流回路の間の基本的な関係式が得られる。

まず、サイクロコンバータの出力電圧の基本波実効値 (2-32) 式と整流回路の直流平均電圧 (2-11) 式とが等しくなるためには、サイクロコンバータの振幅比 a と整流回路の制御角 α との間に

$$\cos \alpha = \frac{a}{\sqrt{2}} \quad (2-33)$$

の関係が成立すればよいことがわかる。そしてこのときは、サイクロコンバータの $6m\omega$ を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値 (2-31) 式と整流回路の $6m\omega$ の高調波実効値 (2-13) 式もまた等しくなる。従って、整流回路の $6m\omega$ 高調波はサイクロコンバータの $6m\omega$ を中心角周波数とする側帯波が "

縮退”したものである、とすることができる。言換えれば、整流回路は出力電圧の高調波角周波数からだけでなく高調波振幅についても出力周波数が0のサイクロコンバータと考えることができる。^{(12), (13)}

なお、サイクロコンバータと整流回路を結びつける上記の(2-33)式は、3相-6パルスに限らず12パルスや24パルスの対称ゲート制御方式の非循環電流形サイクロコンバータと均-ブリッジ整流回路についても成立することは容易に類推できる。

2.2.4 McMurray 氏の解析結果との関係

W. McMurray 氏の著書 "The Theory and Design of Cycloconverters" の第7章では、 $\omega_0 \ll \omega$ の場合についてサイクロコンバータの側帯波群の等価的な振幅* 例えば 6ω 側帯波群のそれを以下のように与えている。⁽³⁾

$$A_{6\omega} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} (A_s^2 + A_c^2) d(\omega t)} \quad (2-34)$$

ここで、 A_s, A_c は

$$\left. \begin{aligned} A_s &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \left(\frac{1}{5} \sin 5\alpha - \frac{1}{7} \sin 7\alpha \right) \\ A_c &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \left(\frac{1}{5} \cos 5\alpha - \frac{1}{7} \cos 7\alpha \right) \\ \alpha &= \cos^{-1}(a \sin \omega t) \end{aligned} \right\} \quad (2-35)$$

であり、これに対する数値計算の結果を第2-8図のようなグラフに示している。しかし、これは数値解析であることから(2-34)式が物理的にいかなる量を意味するのか、言換えれば(2-34)式に含まれる側帯波にはどのようなものがあるのか、またその各々の大きさはどうかなど、その中味があまり明確でないように思われる。

そこで、(2-35)式を(2-34)式に代入して計算を試み、その結果、次式が得られる。

* McMurray氏は、これを "practical measures of the total effect of each family" と説明している。

$$\begin{aligned}
 A_{6\omega} &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 2\alpha \right) d(\omega t)} \\
 &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2}{5 \cdot 7} (\alpha^2 - 1)} \quad (2-36)
 \end{aligned}$$

これは明らかに(2-30)式に示した 6ω 側帯波群の合成実効値の $\sqrt{2}$ 倍で、McMurray氏が 6ω 側帯波群の等価的な振幅*として得た(2-34)式と合成実効値として得た本章の(2-30)式とは内容的に一致するものである。

2.3 サイクロコンバータの出力電圧実効値の計算理論

サイクロコンバータに関する著書は、B.R. Pelly氏の“Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters”やW. McMurray氏の“The Theory and Design of Cycloconverters”に代表されるように、サイクロコンバータのゲート制御法やゲート回路の構成法と入出力波形の高調波解析などにカ点が置かれ、サイクロコンバータの設計に重要で、かつ最も基本的な量の一つである入力電流と出力電圧の実効値の解析法についてはまったく述べられていない。しかも、その後の研究が進むにもかかわらず、現在に至るまでサイクロコンバータの実効値の理論的な解析法は確立されていないようである。この理由としては次のことが考えられる。

- (i) サイクロコンバータはその制御角を時々刻々変化させて正弦波の出力電圧を得るものであるから、制御角が一定の整流回路に比べて実効値の解析ははるかに複雑で困難になる。
- (ii) (i)に関連して、サイクロコンバータの入出力波形は出力周波数と電源周波数との比が有理数比の場合は周期波形となり、その実効値は計算は複雑になるが解析可能である。しかし、有理数比の場合の実効値は出力周波数や電源位相などにより異なるので、このような場合の実効値をいかにし

て統一的に取扱うのが難しい。

(iii) ところが出力周波数と電源周波数とが無理数比になると、入出力波形は非周期波形となり、このような非周期波形に対して実効値をどのように定義して計算するかが明確にされていない。

本節では、上記の(ii), (iii) に対して明快な解答を与えるもので、サイクロコンバータの通常の運転範囲内では、出力電圧実効値 E_{Lc} は出力周波数や電源位相、負荷力率に無関係に

$$E_{Lc} = E_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} (\alpha^2 - 1)}$$

で与えられることが示されている。⁽¹³⁾

2.3.1 整流回路の出力電圧実効値

整流回路の出力電圧の直流平均電圧 H_0 , $6m\omega$ の高調波実効値 $H_{6m\omega}$ は、それぞれ(2-11)式, (2-13)式で与えられるので、出力電圧の実効値 E_{Lb} はこれらを用いて

$$\begin{aligned} E_{Lb} &= \sqrt{H_0^2 + \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} H_{6m\omega}^2} \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(6m-1)^2} + \frac{1}{(6m+1)^2} - \frac{2 \cos 2\alpha}{(6m-1)(6m+1)} \right\}} \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{11^2} + \dots \right) + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{5} + \frac{1}{7} - \frac{1}{11} + \dots \right) \cos 2\alpha} \end{aligned} \quad (2-37)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} 1 + \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{11^2} + \frac{1}{13^2} + \dots &= \frac{\pi^2}{9} \\ 1 - \frac{1}{5} + \frac{1}{7} - \frac{1}{11} + \frac{1}{13} - \dots &= \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \end{aligned} \right\} \quad (2-38)$$

の関係から(2-37)式は

$$\begin{aligned} E_{Lb} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\frac{\pi^2}{18} + \frac{\pi}{4\sqrt{3}} \cos 2\alpha} \\ &= E_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha} \end{aligned} \quad (2-39)$$

となる。

一方、整流回路の出力電圧実効値は、その定義式

$$E_{Lb} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} (e_a - e_b)^2 d\theta} \quad (2-40)$$

からも求められる。ここで、

$$e_a - e_b = \sqrt{3} E_m \cos(\theta - \pi/3)$$

の関係を(2-40)式に代入すれば

$$\begin{aligned} E_{Lb} &= \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} 3E_m^2 \cos^2(\theta - \frac{\pi}{3}) d\theta} \\ &= E_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha} \end{aligned} \quad (2-41)$$

となり、当然のことながら(2-39)式と(2-41)式は一致する。

2.3.2 サイクロコンバータの出力電圧実効値の考え方

図2-2図および(2-1), (2-2)式からわかるように、サイクロコンバータは整流回路とは異なり、出力電圧の高調波には相異なる m に対して同一角周波の高調波が含まれることがある。例えば 6ω ($m=1$) と 12ω ($m=2$) を中心角周波数とする側帯波(その角周波数を $6\omega + n_6\omega$, $12\omega - n_{12}\omega$ とする)があり、ここで

$$\begin{aligned} 6\omega + n_6\omega &= 12\omega - n_{12}\omega \\ \therefore (n_6 + n_{12})\omega_0/\omega &= 6 \end{aligned} \quad (2-42)$$

上式の関係を満たす n_6, n_{12} が存在すれば、図 2-6 に示すようにこれらの高調波角周波数は一致し、その高調波成分は $6\omega + n_6\omega_0$ と $12\omega - n_{12}\omega_0$ の成分のベクトル和となる。

以上のことから、 ω と ω_0 の関係で次の場合が生ずる。

(i) ω_0/ω が無理数比の場合

この場合、異なる側帯波群

の中に同一周波の高調波は存在しないが、出力波形は非周期波形になる。

(ii) ω_0/ω が有理数比の場合

この場合、異なる側帯波群の中に同一周波の高調波は存在するが、出力波形は同一波形を繰返す、いわゆる周期波形になる。

(i) の場合は出力電圧が非周期波形となることから周期波形（繰返し波形）を前提とした従来の実効値の定義をそのまま適用することができず、以下のように取扱う必要がある。

$$E_{LC} = \sqrt{\lim_{\delta \rightarrow \infty} \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} e_{LC}^2 d(\omega_0 t)} \quad (2-43)$$

ところが、上式からは実効値の計算は一見不可能なようにも思われるが、異なる側帯波群の中に同一周波となる高調波が存在しないから、(2-43)式の右辺は

$$\begin{aligned} E_{LC} &= \sqrt{H_{\omega_0}^2 + \sum_{m=1,2,\dots} \sum_{n=1,3,5,\dots} (H_{6m\omega - n\omega_0}^2 + H_{6m\omega + n\omega_0}^2)} \\ &= \sqrt{H_{\omega_0}^2 + \sum_{m=1,2,\dots} \bar{H}_{6m\omega}^2} \end{aligned} \quad (2-44)$$

となり、前節の解析結果を用いて実効値が計算できる。そして、その結果は出

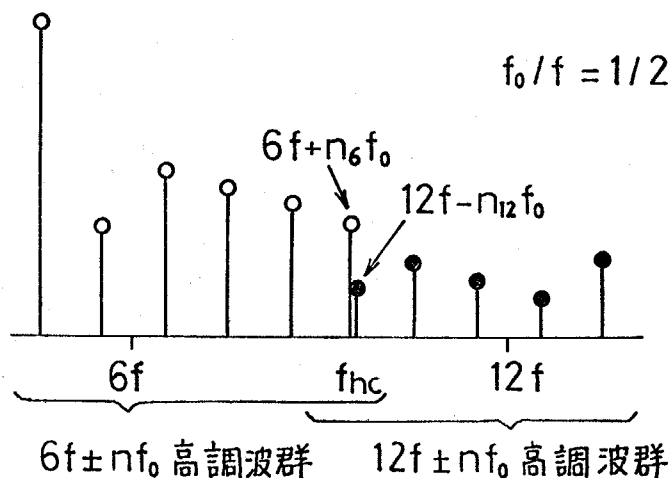


図 2-6 同一角周波の高調波

り周波数には無関係であることがわかる。

(ii) の場合は、上記のような同一周波となる高調波が存在するから、出力電圧の実効値を(2-44)式から計算することはできない。

2.3.3 出力周波数と電源周波数とが無理数比の場合

上述したように、この場合の出力電圧実効値は、(2-31)、(2-32)式の H_{ω_0} 、 $\bar{H}_{6m\omega}$ を(2-44)式に代入することにより求められる。

$$\begin{aligned}
 E_{Lc} &= \sqrt{H_{\omega_0}^2 + \sum_{m=1}^{\infty} \bar{H}_{6m\omega}^2} \\
 &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\frac{\alpha^2}{2} + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{(6m-1)^2} + \frac{1}{(6m+1)^2} - \frac{2(\alpha^2-1)}{(6m-1)(6m+1)} \right\}} \\
 &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{11^2} + \dots \right) + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{5} + \frac{1}{7} - \frac{1}{11} + \dots \right) (\alpha^2-1)} \\
 & \hspace{20em} (2-45)
 \end{aligned}$$

ここで、(2-38)式の関係から(2-45)式は

$$\begin{aligned}
 E_{Lc} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \sqrt{\frac{\pi^2}{18} + \frac{\pi}{4\sqrt{3}} (\alpha^2-1)} \\
 &= E_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} (\alpha^2-1)} \\
 & \hspace{20em} (2-46)
 \end{aligned}$$

となる。さらに、電源の線間電圧実効値を $V_l (= \sqrt{3} E_m / \sqrt{2})$ とすれば(2-46)式から次式が得られ

$$\frac{E_{Lc}}{V_l} = \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} (\alpha^2-1)} \quad (2-47)$$

$\alpha=1$ の場合は E_{Lc} と V_l は等しくなる。すなわち、サイクロコンバータの出力電圧実効値の最大値は電源の線間電圧実効値に等しくなる。ここで、(2-30)～(2-32)式と(2-46)、(2-47)式は振幅比によってのみ定まり、負荷条件や出力周波数に関係しないことに留意したい*

* 厳密には出力周波数に上限が存在する。これは出力周波数が増加していくと(2-15)、(2-16)式の α_p 、 α_N を(2-18)式に代入しても出力電圧 E_{Lc} の正確な級数展開ができなくなるためである。しかし通常のサイクロコンバータの運転範囲内では、(2-30)～(2-32)式、(2-46)、(2-47)式は出力周波数に無関係に成立すると考えてよい。

2. 3. 4 出力周波数と電源周波数とが有理数比の場合

一例として、出力周波数が10Hz、電源周波数が50Hzで出力電流 i_L が正の期間を考えよう。このときは、サイクロコンバータの制御角 α_i と点弧時刻 t_i との間には

$$\alpha_i = \cos^{-1}(a \sin \omega_o t_i) \quad (i=1, 2, 3, \dots, 15) \quad (2-48)$$

の関係が成立する。従って、出力電圧の実効値は

$$\begin{aligned} E_{Lc} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\theta_L}^{\pi+\theta_L} e_{Lc}^2 d(\omega_o t)} \\ &= E_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \cdot \frac{1}{15} \sum_{i=1}^{15} \cos 2\alpha_i} \end{aligned} \quad (2-49)$$

として求められる。ここで、 α_i は(2-48)式のような離散値をとるが、(2-15)式の連続関数と考えれば

$$\begin{aligned} E_{Lc} &\doteq E_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \cdot \frac{1}{\pi} \int_{\theta_L}^{\pi+\theta_L} (2a^2 \sin^2 \omega_o t - 1) d(\omega_o t)} \\ &= E_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \cdot (a^2 - 1)} \end{aligned} \quad (2-50)$$

となり、(2-46)式に一致することがわかる。従って、(2-33)式が成立すればサイクロコンバータと整流回路の出力電圧実効値も等しくなる。

2.4 実験結果とシミュレーション結果による理論の検討

ここでは、2.2節と2.3節で展開した理論の妥当性を実験結果とデジタルシミュレーションによる計算結果とから検討する。

2.4.1 振幅比の変化に対する検討

オ2-7図は、デジタルシミュレーションによって求めたサイクロコンバータの出力電圧波形* の一例であり、これから出力電圧に含まれる高調波成分を計算することができる。シミュレーションは

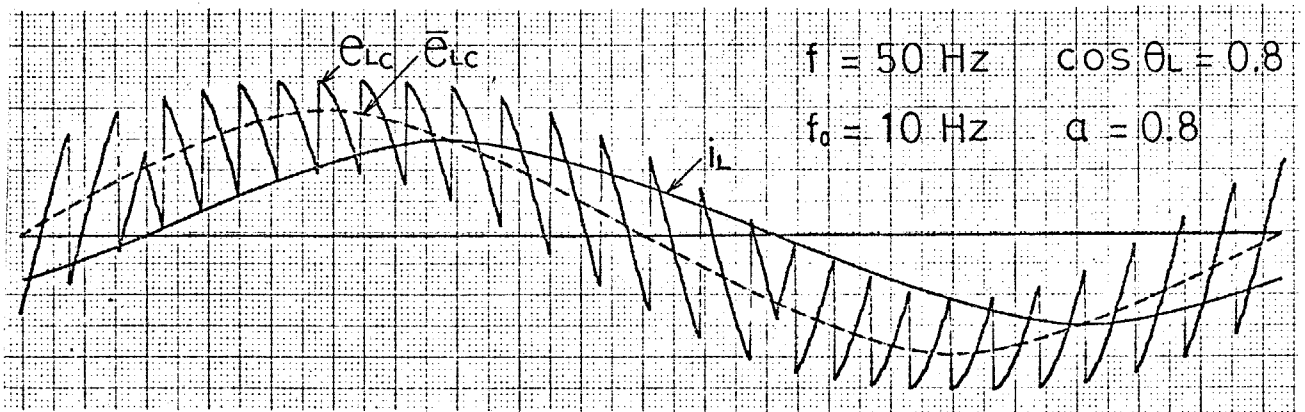
出力周波数 $f_o = 10 \text{ Hz}$

電源周波数 $f = 50 \text{ Hz}$

負荷の基本波力率 $\cos \theta_L = 0.8 \text{ (lag)}$

として行ない、振幅比 α は 0.1 から 1.0 まで変化させている。オ2-7図は $\alpha = 0.8$ の場合* である。

オ2-8図の丸印は、オ2-7図の出力電圧波形から出力電圧の実効値と 6ω , 12ω を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値を計算したものである。ここで、 6ω , 12ω の側帯波群の合成実効値は、それぞれ $6\omega \pm 11\omega$, $12\omega \pm 11\omega$ の成分まで計算している。図の実線は、2.2節と2.3節で導出したサイクロコンバータの出力電圧実効値(2-46)式と 6ω , 12ω の側帯波



オ2-7図 サイクロコンバータの出力電圧波形

* デジタルシミュレーションは本章の解析と同様にサイクロコンバータは理想状態を仮定し、出力電流は正弦波としている。

** この波形の周波数スペクトルがオ2-2図(a)に示されている。

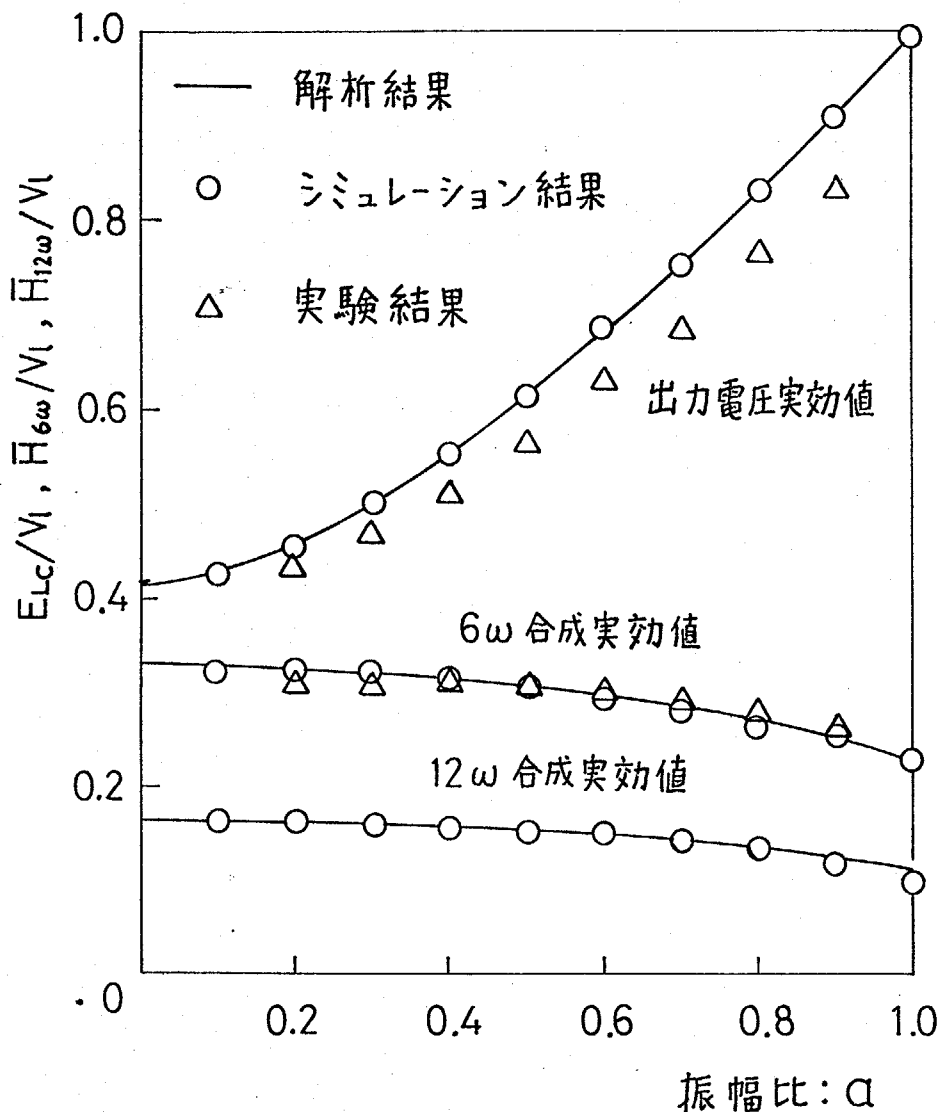
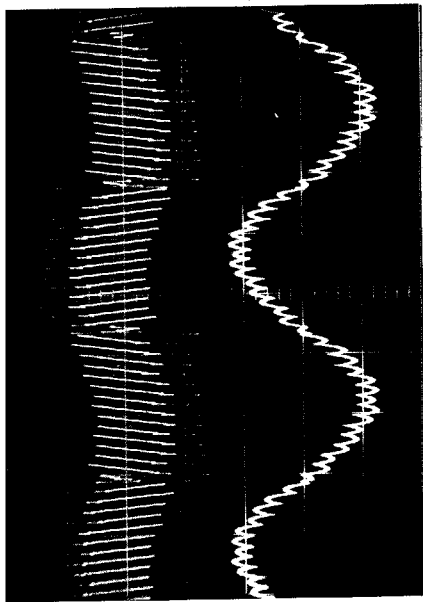


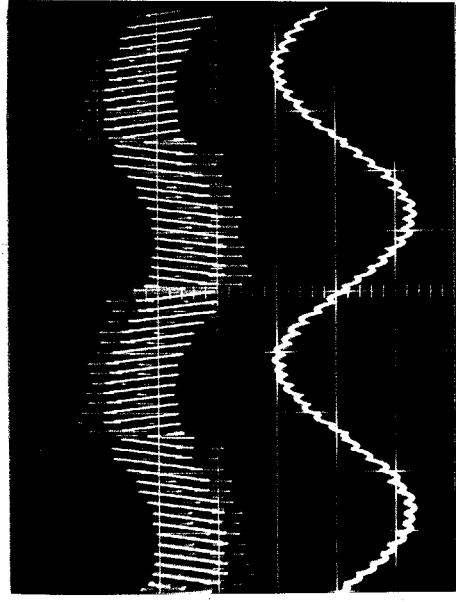
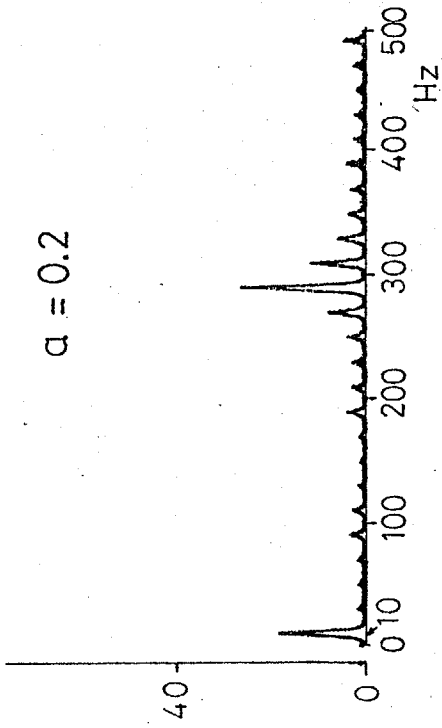
図2-8 解析結果と実験結果, シミュレーション結果の比較

群の合成実効値 (2-31) 式の解析結果である。図から明らかなように、解析結果とデジタルシミュレーション結果とは非常によく一致しており、出力周波数と電源周波数との比が有理数の場合もサイクロコンバータの出力電圧実効値は (4-50) 式で近似できることが確認された。

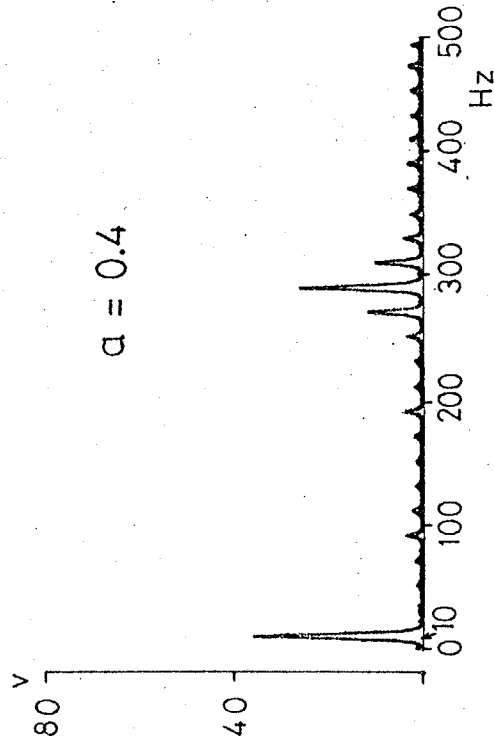
次に、実験結果と解析結果とを比較検討しよう。図2-9は、サイクロコンバータの出力電圧、出力電流波形とその出力電圧の周波数スペクトラムの実測結果で、これは Wave-Analyzer (HP3881A) と X-Y recorder を用いて



$\alpha = 0.2$



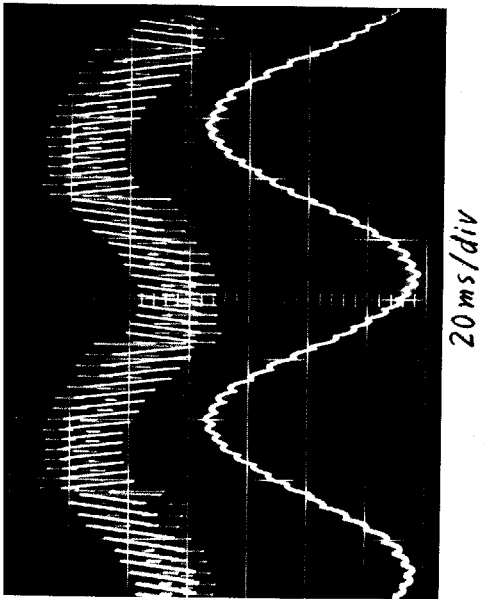
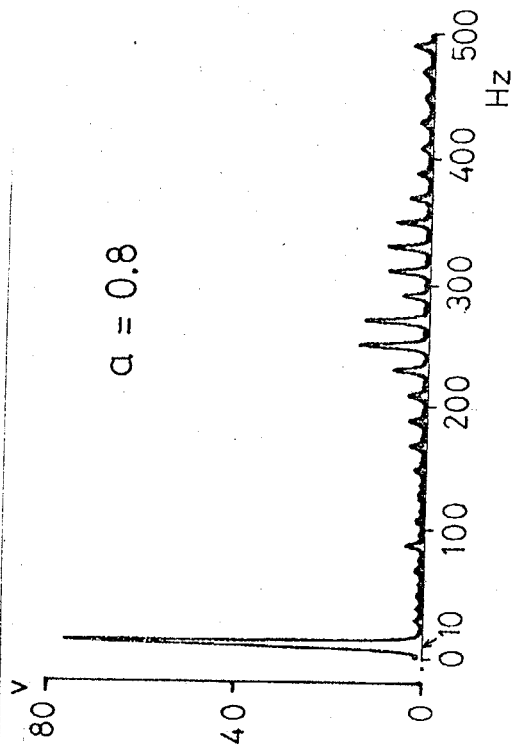
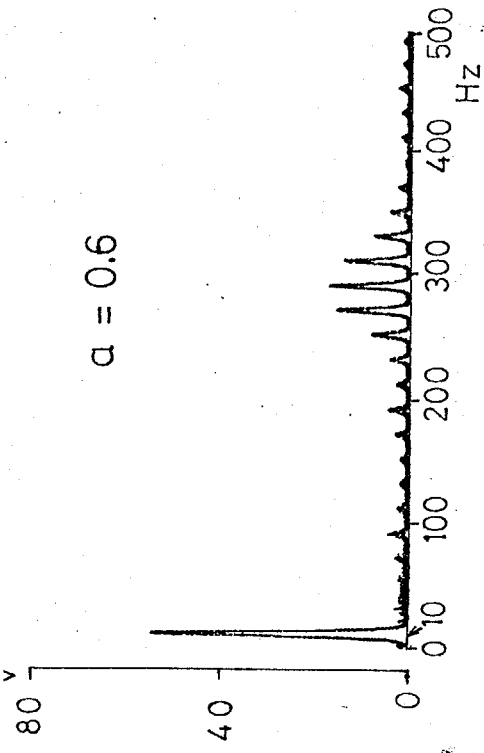
$\alpha = 0.4$



$f = 50 \text{ Hz}, V_L = 100 \text{ V}$

$f_o = 10 \text{ Hz}, \cos \theta_L = 0.8$

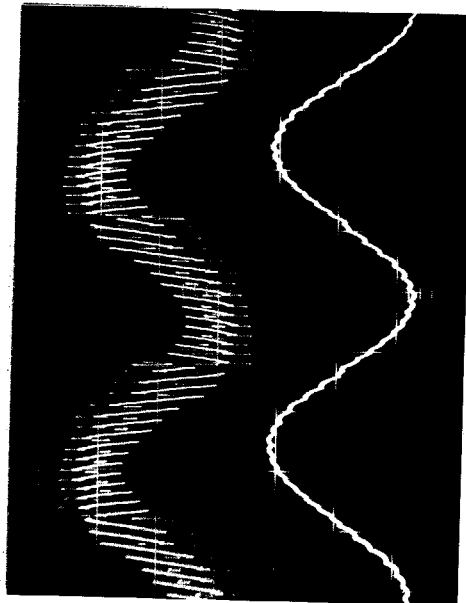
※2-9図 出力電圧, 出力電流波形と出力電圧の周波数スペクトル



e_L
100V/div

i_L
5A/div

$a = 0.6$



e_L
100V/div

i_L
10A/div

$a = 0.8$

測定した。実験は、

出力周波数	$f_o = 10 \text{ Hz}$
電源周波数	$f = 50 \text{ Hz}$
電源の線間電圧実効値	$V_L = 100 \text{ V}$
負荷の基本波力率	$\cos \theta_L = 0.8 \text{ (lag)}$

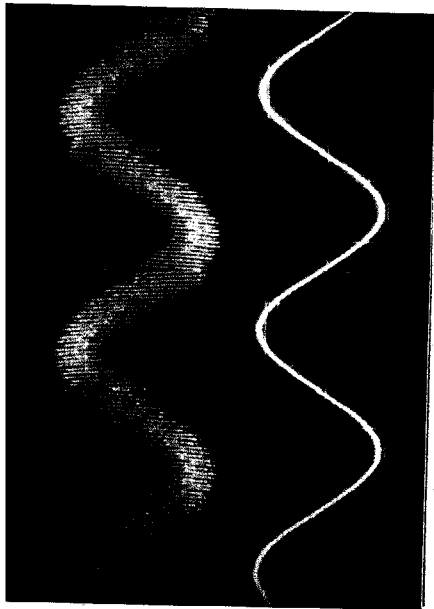
として行ない、これはデジタルシミュレーションと同一である。ここで、振幅比は 0.2 から 0.9 まで変化させている。図 2-9 図は $Q = 0.2, 0.4, 0.6, 0.8$ の場合である。

図 2-8 図の三角印は、出力電圧実効値と 6ω の側帯波群の合成実効値の実測結果であり、 6ω の側帯波群の合成実効値の解析結果と実測結果とは比較的よく一致しているが、出力電圧実効値については 5% ~ 10% 程度の誤差を含んでいる。これは本章で展開した解析が理想状態を仮定して行なわれており、サイリスタの順電圧降下や電流の重なりを考慮していないためである。図からもわかるように、一般に理論値に比べ実験値が小さくなる傾向がある。

2. 4. 2 出力周波数の変化に対する検討

前節で導出した (2-50) 式は、出力周波数が低いほど近似の精度は良いが、出力周波数が高くなるにつれて誤差が大きくなることが考えられる。そこで、ここでは出力電圧実効値の実測値とデジタルシミュレーションの計算結果とから出力周波数に対する (2-50) 式の誤差を検討しよう。

図 2-10 図は、振幅比 Q を 0.8 - 一定にして出力周波数を 5, 10, 15, 20 Hz と変化させた場合 (他の条件は図 2-9 図と同一) の出力電圧、出力電流波形と出力電圧の周波数スペクトルの実測結果である。表 2-1 表は、これらの出力電圧実効値の実測値とデジタルシミュレーション結果とをまとめたもので、この条件に対する無理数比の場合の出力電圧実効値の理論値は 83.8 V である。表から明らかなように、サイクロコンバータの出力周波数の上限値と考えられている 20 Hz の場合でも理論値とシミュレーション結果とは非常によく一致し、

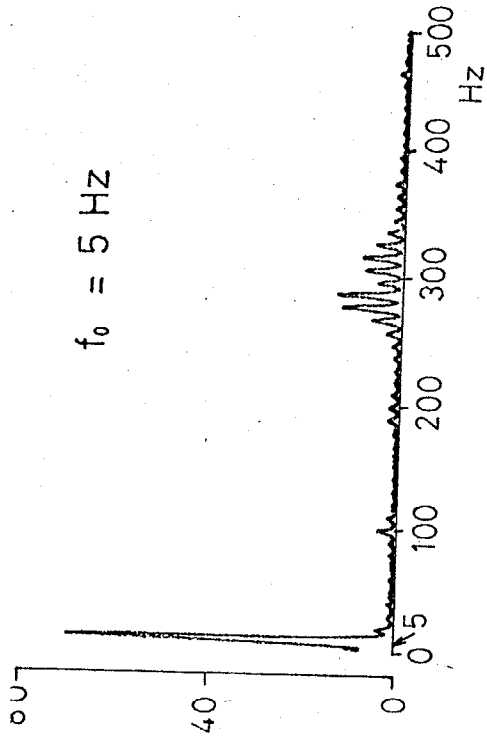


e_L
100V/div

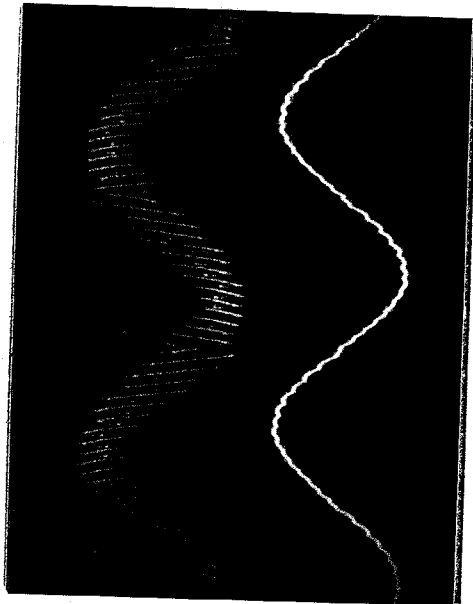
i_L
10A/div

$f_0 = 5\text{ Hz}$

50 ms/div



$f_0 = 5\text{ Hz}$

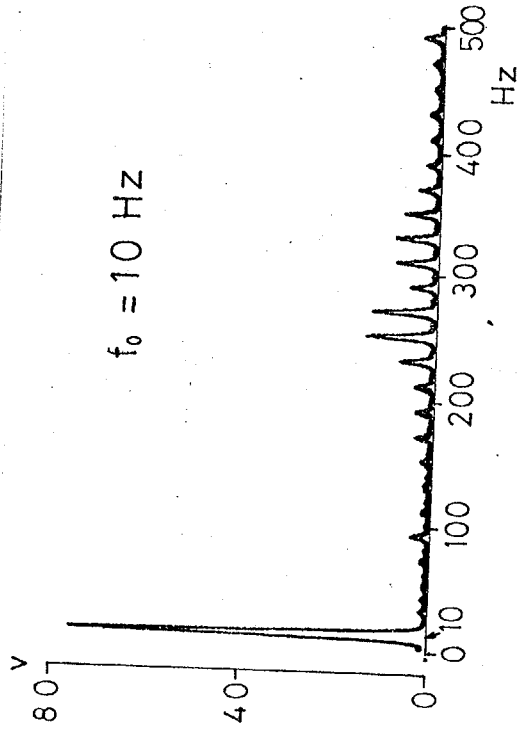


e_L
100V/div

i_L
10A/div

$f_0 = 10\text{ Hz}$

20 ms/div

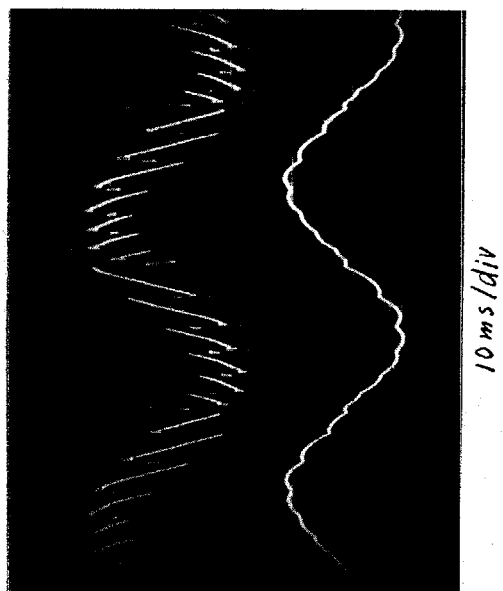
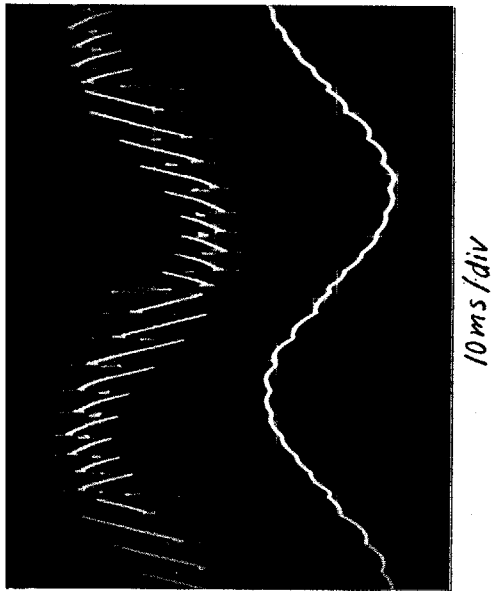
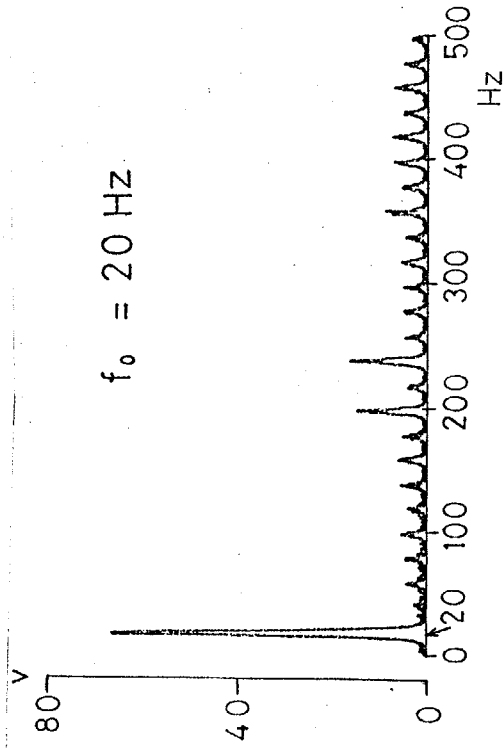
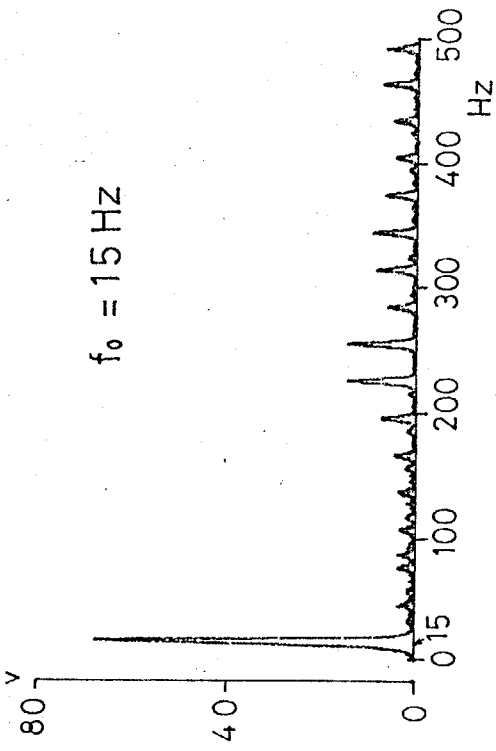


$f_0 = 10\text{ Hz}$

$f = 50\text{ Hz}, V_r = 100\text{ V}$

$Q = 0.8, \cos\theta_L \approx 0.8$

図 2-10 出力電圧、出力電流波形と出力電圧の周波数スペクトル



e_L
 100 V/div
 i_L
 10 A/div
 $f_0 = 15 \text{ Hz}$

e_L
 100 V/div
 i_L
 10 A/div
 $f_0 = 20 \text{ Hz}$

出力周波数(Hz)		$\cos \theta_L$	出力電圧 実効値** (V)
5	実測値*	0.79	78
	シミュレーション	0.80	83.1
10	実測値	0.80	77
	シミュレーション	0.80	83.6
15	実測値	0.81	75.5
	シミュレーション	0.80	83.3
20	実測値	0.75	75.5
	シミュレーション	0.80	84.1

* e_L を可動鉄片形計器で測定した値

** 無理数比の場合の実効値 83.3V (理論値)

表 2-1 表. 実測結果とシミュレーション結果

また実測値との誤差も 10% 以内であるので、出力電圧実効値は出力周波数や振幅比に無関係に (2-50) 式で与えられると考えてよい。

ところで、出力周波数が 20 Hz になると 300 Hz を中心周波数とする側帯波は、表 2-10 図からわかるように 100 Hz から 400 Hz 付近にまで広がり、(2-3) 式で定義した側帯波群の合成実効値を周波数スペクトルから求めるのは難しくなるが、サイクロコンバータの出力電圧高調波は出力周波数が 20 Hz の場合でも $6m\omega$ を中心角周波数とする側帯波群を形成していることには変わりなく、(2-31) 式の学問的意義を損なうものではない。

2. 5 $6\omega \pm n\omega$ 側帯波群の理論的考察

サイクロコンバータの出力電圧に含まれる $6m\omega \pm n\omega$ 側帯波の個々の成分の振幅は、負荷力率や振幅比によって大きく変化するが、(2-3)式で定義した $6m\omega$ を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値は負荷力率に無関係で、振幅比によってのみ定まる。すなわち、 $6m\omega$ の側帯波群の合成実効値 $\bar{H}_{6m\omega}$ は(2-31)式より

$$\bar{H}_{6m\omega} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{(6m-1)^2} + \frac{1}{(6m+1)^2} - \frac{2(a^2-1)}{(6m-1)(6m+1)}} \quad (2-31)$$

となる。

この $6m\omega$ の側帯波群の合成実効値の中で、最も支配的なものは $m=1$ 、すなわち、 6ω の側帯波群であるので、 6ω を中心角周波数として無数に存在する高調波の、比較的振幅が大きく、サイクロコンバータの設計において特に考慮すべき成分を検討し、次に 6ω の側帯波群に対して上側帯波群と下側帯波群を新たに定義してこれらと負荷力率との関係を明らかにしている。^{(14), (15)}

2. 5. 1 $6\omega \pm n\omega$ 側帯波の振幅分布

B. R. Pelly 氏の解析結果からも容易に類推されるように、 $6\omega \pm n\omega$ の個々の高調波成分の振幅は、一般に n が大きいほど小さくなる。しかし、 n がどの程度以上になると実用上はこの高調波成分を無視できるのか、またこの高調波成分の実効値が 6ω の側帯波群の合成実効値に対してどの程度を占めるのか、についての理論的な考察はいまだ報告されていないようである。

そこで、 $6\omega \pm n\omega$ 側帯波の振幅分布を表わす指標 $I(k)$ を

$$I(k) = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^k (H_{6\omega-n\omega}^2 + H_{6\omega+n\omega}^2)} / \bar{H}_{6\omega} \quad (2-51)$$

($k = 1, 2, 3, \dots, \infty$)

で定義する。上式からわかるように、 $0 < I(k) \leq 1$, $I(\infty) = 1$ となる。

※2-11図は、負荷の基本波力率角 $\theta_L = 0, \pi/6$ の場合について振幅比 Q に対する $I(3), I(5), I(7)$ を計算したもので、図より

- (i) $Q \leq 0.8$ の場合、 $6\omega \pm 7\omega$ 高調波成分までの合成実効値が (2-31) 式の合成実効値に対して 95% 以上になり、実用上はこの成分まで考慮すればよいと結論できる。
- (ii) Q が 1 に近づくにつれて $6\omega \pm 5\omega, 6\omega \pm 7\omega$ の高調波成分の占める割合が増えるが、 $Q = 1$ の場合でも $I(7) \approx 0.9$ である。
- (iii) ※2-11図の $\theta_L = 0$ と $\theta_L = \pi/6$ とを比較すると、(2-31) 式は負荷力率に関係しないので、 n の大きな側帯波の振幅は $\theta_L = \pi/6$ の方が小さいことなどがわかる。

4.5.2 上側帯波群と下側帯波群の合成実効値

サイクロコンバータの出力周波数は、一般に電源周波数の $1/3 \sim 1/2$ に抑えられるが、これは出力電圧に含まれる $6\omega - n\omega$ 高調波成分 (以下、 $6\omega - n\omega$ の下側帯波群と呼ぶ) の中で比較的振幅の大きな高調波成分の周波数が出力周波数に近づき、基本波成分がこの高調波成分によって変調されるためとも考えられている⁽⁹⁾。このように $6\omega \pm n\omega$ 側帯波群の中でも $6\omega - n\omega$ の下側帯波群が工学的に重要な意味をもっていることがわかる。

そこで、 $6\omega \pm n\omega$ 側帯波群の下側帯波群の合成実効値 $\bar{H}_{6\omega}^-$ と上側帯波群の合成実効値 $\bar{H}_{6\omega}^+$ を

$$\bar{H}_{6\omega}^- = \sqrt{\sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} H_{6\omega-n\omega}^2}, \quad \bar{H}_{6\omega}^+ = \sqrt{\sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} H_{6\omega+n\omega}^2} \quad (2-52)$$

で定義すれば、次式の関係が成立することは明らかである。

$$\bar{H}_{6\omega} = \sqrt{\bar{H}_{6\omega}^{-2} + \bar{H}_{6\omega}^{+2}} \quad (2-53)$$

ところが、(2-52) 式を理論的に解析するのは不可能であって、ここでは

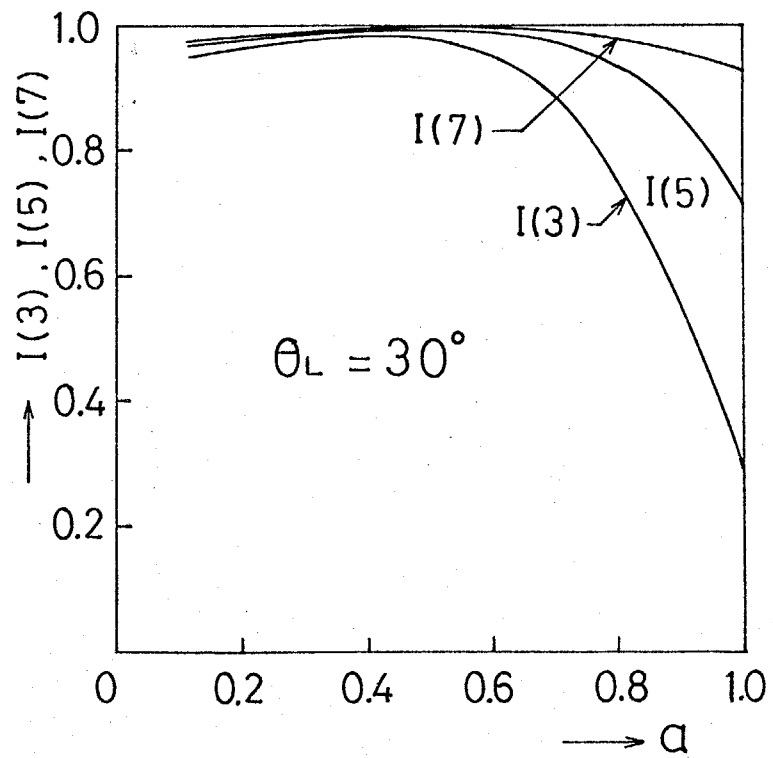
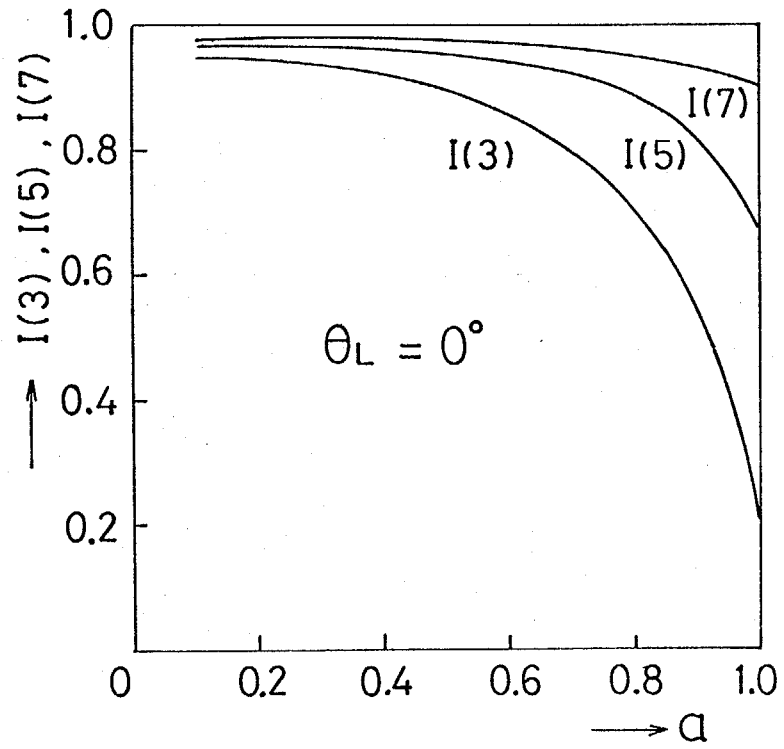


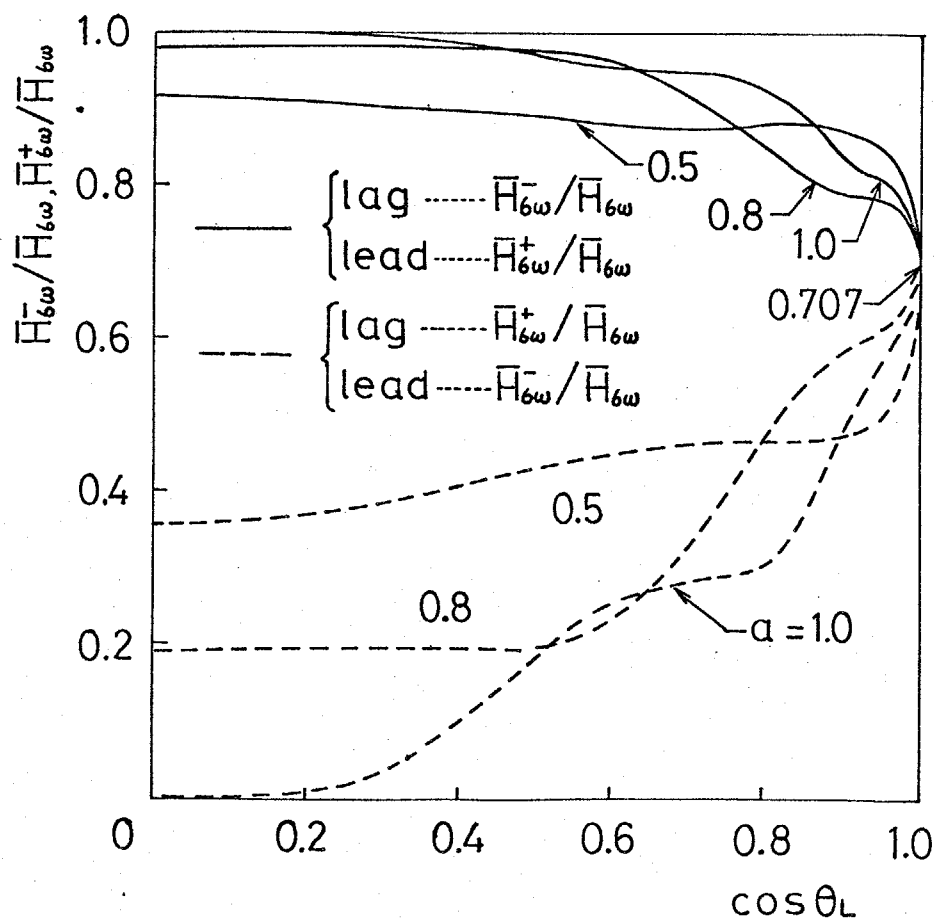
表2-11図 $6\omega \pm n\omega_0$ 側帯波群の振幅分布

$$\bar{H}_{6\omega}^- \equiv \sqrt{\sum_{n=1,3,\dots}^9 H_{6\omega-n\omega_0}^2}, \quad \bar{H}_{6\omega}^+ \equiv \sqrt{\sum_{n=1,3,\dots}^9 H_{6\omega+n\omega_0}^2} \quad (2-54)$$

で近似できる。第2-11図から、この近似による誤差は3~4%程度であることがわかる。

一般に、負荷が進みの場合の $6\omega-n\omega_0$ ($6\omega+n\omega_0$)の高調波実効値は同一カ率で遅れ負荷の $6\omega+n\omega_0$ ($6\omega-n\omega_0$)の高調波実効値に一致し、逆に負荷が遅の場合の $6\omega-n\omega_0$ ($6\omega+n\omega_0$)の高調波実効値は、同一カ率で進み負荷の $6\omega+n\omega_0$ ($6\omega-n\omega_0$)の高調波実効値に一致する。従って、遅れカ率の $\bar{H}_{6\omega}^-$ と進みカ率の $\bar{H}_{6\omega}^+$ 、また遅れカ率の $\bar{H}_{6\omega}^+$ と進みカ率の $\bar{H}_{6\omega}^-$ とはそれぞれ等しくなる。

第2-12図は、振幅比 α をパラメータとして $\bar{H}_{6\omega}^-/\bar{H}_{6\omega}$ 、 $\bar{H}_{6\omega}^+/\bar{H}_{6\omega}$ を計算したものである。ここで、 $\bar{H}_{6\omega}^-$ 、 $\bar{H}_{6\omega}^+$ は(2-30)式に示す 6ω の側帯波群の合成実効値で規格化され、また $\bar{H}_{6\omega}$ は負荷カ率に関係しないことに留意したい。図から明らかのように、負荷が遅れの場合は $\bar{H}_{6\omega}^-$ が大きく、 $\bar{H}_{6\omega}^+$



第2-12図 上側帯波群と下側帯波群の合成実効値

は小さくなるが、負荷が進みになると逆に $H_{6\omega}^-$ が小さく、 $H_{6\omega}^+$ は大きくなる*。これは $6\omega - 3\omega_0$, $6\omega - 5\omega_0$, $6\omega - 7\omega_0$ の高調波成分が小さくなることによるものである。また、 $\cos\theta_L = 1$ の場合には

$$\bar{H}_{6\omega}^- / \bar{H}_{6\omega} = \bar{H}_{6\omega}^+ / \bar{H}_{6\omega} = 1/\sqrt{2} \quad (2-55)$$

上式が振幅比に無関係に成立することは興味深い。

2.6 第2章のまとめ

本章では、サイクロコンバータと整流回路の等価性を出カ電圧高調波に着目して論じ、両変換器間の基本的な関係式を導出した。さらに、従来理論的な解析法が明らかにされていなかったサイクロコンバータの出カ電圧実効値の解析法を確立し、実測結果とデジタルシミュレーションの結果との比較によって展開した理論の妥当性を示した。ここで、本章で得られた結論と成果をまとめると次のようになる。

サイクロコンバータの振幅比 Q と整流回路の制御角 α とは、両変換器の等価性を論じる場合に最も基本的な量で、これらの間に

$$\cos\alpha = \frac{Q}{\sqrt{2}} \quad (2-33)$$

の関係式が成立するときには

- (i) サイクロコンバータの出カ電圧の基本波実効値は整流回路の直流平均電圧に等しい。
- (ii) サイクロコンバータの出カ電圧に含まれる $6m\omega$ の側帯波群の合成実効値は、整流回路の出カ電圧に含まれる $6m\omega$ の高調波実効値に等しい。
- (iii) サイクロコンバータと整流回路の出カ電圧実効値は等しい。

ことなどが明らかになった。

さらに、 6ω の側帯波群の合成実効値の解析結果の応用として

* この定性的な説明は文献(2)に述べられている。

- (iv) 6ω の側帯波群の高調波成分の振幅分布を明らかにし,
- (v) 6ω を中心角周波数とする側帯波群の, 上側帯波群と下側帯波群の合成実効値を求め, 負荷力率との関係を定量的に示した。

ところで, 大容量サイクロコンバータが実用化されるようになると電力系統に対してフリッカ障害や高調波問題を起こす可能性があり, サイクロコンバータの入力電流の高調波解析は出力電圧の高調波解析と同様に重要になる。本章では, サイクロコンバータの出力電圧に含まれる $6m\omega$ を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値を解析的に求め, これと整流回路の出力電圧高調波の実効値とが等しくなる条件式を導出したが, 次章では入力電流の高調波に対して側帯波群の合成実効値を理論的に解析し, サイクロコンバータと整流回路の入力電流高調波の等価性を論じることにする。

第3章 サイクロコンバータと整流回路の入力電流高調波の等価性と基本波無効電力の理論的考察

3.1 まえがき

サイクロコンバータや整流回路は、サイリスタのスイッチング作用を利用して電源電圧をつなぎ合せて交流電圧、直流電圧を得る電力変換器であって、リアクトルやコンデンサのようなエネルギー蓄積要素をもたないので、前章で導出した(2-33)式と同様の関係式が入力電流の高調波についても成立する可能性は十分に考えられる。

そこで本章では、サイクロコンバータの出力電流は正弦波、整流回路の出力電流は一定直流という仮定のもとにサイクロコンバータの入力電流の側帯波群の合成実効値を解析的に導出し、これと整流回路の入力電流の高調波実効値との等価性を論じ、サイクロコンバータと整流回路の間の基本的な関係式を導出している。さらに、この結果と前章の結果を用いて、出力電圧と入力電流の高調波からだけでなく有効電力と無効電力からみた両変換器の等価性を明らかにしている。⁽¹⁶⁾

ところで第4章と第5章では、電源転流という条件のもとでサイクロコンバータの基本波無効電力が最小となる非対称ゲート制御方式、縦続非対称ゲート制御方式を提案している。B. R. Pelly氏は、この基本波無効電力を出力側の基本波無効電力とサイリスタの位相制御過程によって生じる無効電力とに分けて説明している⁽¹⁷⁾。しかし、このような基本波無効電力の説明では、非対称ゲート制御方式のように入力側の基本波無効電力が出力側の基本波無効電力に比べて小さくなる場合に矛盾を生じる。そこで、こうした基本波無効電力の物理的説明の不明確な点に検討を加え、その結果、サイクロコンバータの基本波無効電力は出力電圧波形に依存するものであって、出力側の基本波無効電力には直接関係しないことを明らかにしている。⁽¹⁷⁾

3.2 サイクロコンバータと整流回路の入力電流高調波の等価性

サイクロコンバータと整流回路の出力電圧高調波の等価性については前章で詳述したが、本章との関係からこの結果を簡単に説明し、サイクロコンバータと整流回路の入力電流高調波の等価性を論じる。そして、(2-33)式に対応する基本的な関係式を導出する。

3.2.1 出力電圧高調波の等価性

オ2-1図(a)に示す3相-6パルス非循環電流形サイクロコンバータの出力電圧に含まれる高調波の角周波数は、対称制御の場合

$$6m\omega \pm n\omega_0 \quad (m=1, 2, 3, \dots, n=1, 3, 5, \dots)$$

となる。ここで、 ω は電源角周波数、 ω_0 は出力角周波数である。

いま、 $6m\omega$ を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値 $H_{6m\omega}$ を

$$\bar{H}_{6m\omega} = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (H_{6m\omega-n\omega_0}^2 + H_{6m\omega+n\omega_0}^2)} \quad (3-1)$$

を定義し、これを解析的に求めると

$$\bar{H}_{6m\omega} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{(6m-1)^2} + \frac{1}{(6m+1)^2} - \frac{2(a^2-1)}{(6m-1)(6m+1)}} \quad (3-2)$$

を得る。ここで、 E_m は3相電源の相電圧の振幅で、 a はサイクロコンバータの振幅比である。また、出力電圧の基本波実効値 H_{ω_0} と出力電圧の実効値 E_{Lc} は次式で与えられる。

$$H_{\omega_0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cdot \frac{a}{\sqrt{2}} \quad (3-3)$$

$$E_{Lc} = E_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} (a^2-1)} \quad (3-4)$$

一方、オ2-1図(b)の3相-6パルス均-ブリッジ整流回路の出力電圧に

含まれる高調波の角周波数は、対称制御の場合

$$6m\omega \quad (m=1, 2, 3, \dots)$$

となり、 $6m\omega$ 高調波の実効値 $H_{6m\omega}$ は

$$H_{6m\omega} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} E_m \sqrt{\frac{1}{(6m-1)^2} + \frac{1}{(6m+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(6m-1)(6m+1)}} \quad (3-5)$$

を得る。また、直流出力電圧 H_o と出力電圧実効値 E_{Lb} は次式で与えられる。

$$H_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cos \alpha \quad (3-6)$$

$$E_{Lb} = E_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha} \quad (3-7)$$

ここで、 α は整流回路の制御角である。

(3-2)式～(3-7)式から、サイクロコンバータの振幅比 a と整流回路の制御角 α との間に

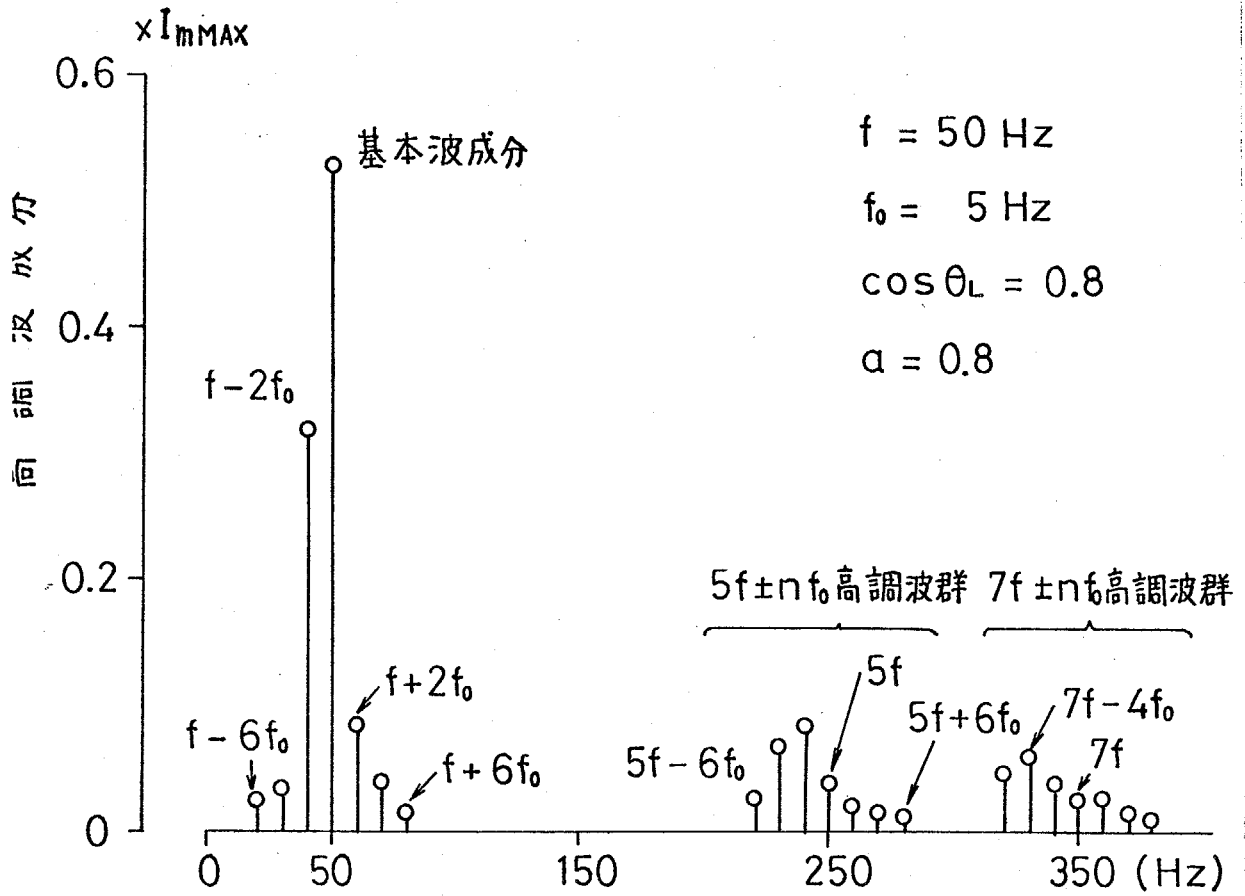
$$\cos \alpha = \frac{a}{\sqrt{2}} \quad (3-8)$$

の関係式が成立するときは、(3-2)式と(3-5)式、(3-3)式と(3-6)式、(3-4)式と(3-7)式はそれぞれ等しくなることがわかる。

3. 2. 2 $\omega, 5\omega, 7\omega, \dots$ を中心角周波数とする側帯波の合成実効値が3-1図(a)は、2-1図(a)の3相-6パルス非循環電流形サイクロコンバータ(対称制御)の入力電流の周波数スペクトルをデジタルシミュレーションの手法を用いて求めたもので、入力電流に含まれる高調波の角周波数、出力角周波数を ω 、電源角周波数を ω とすると

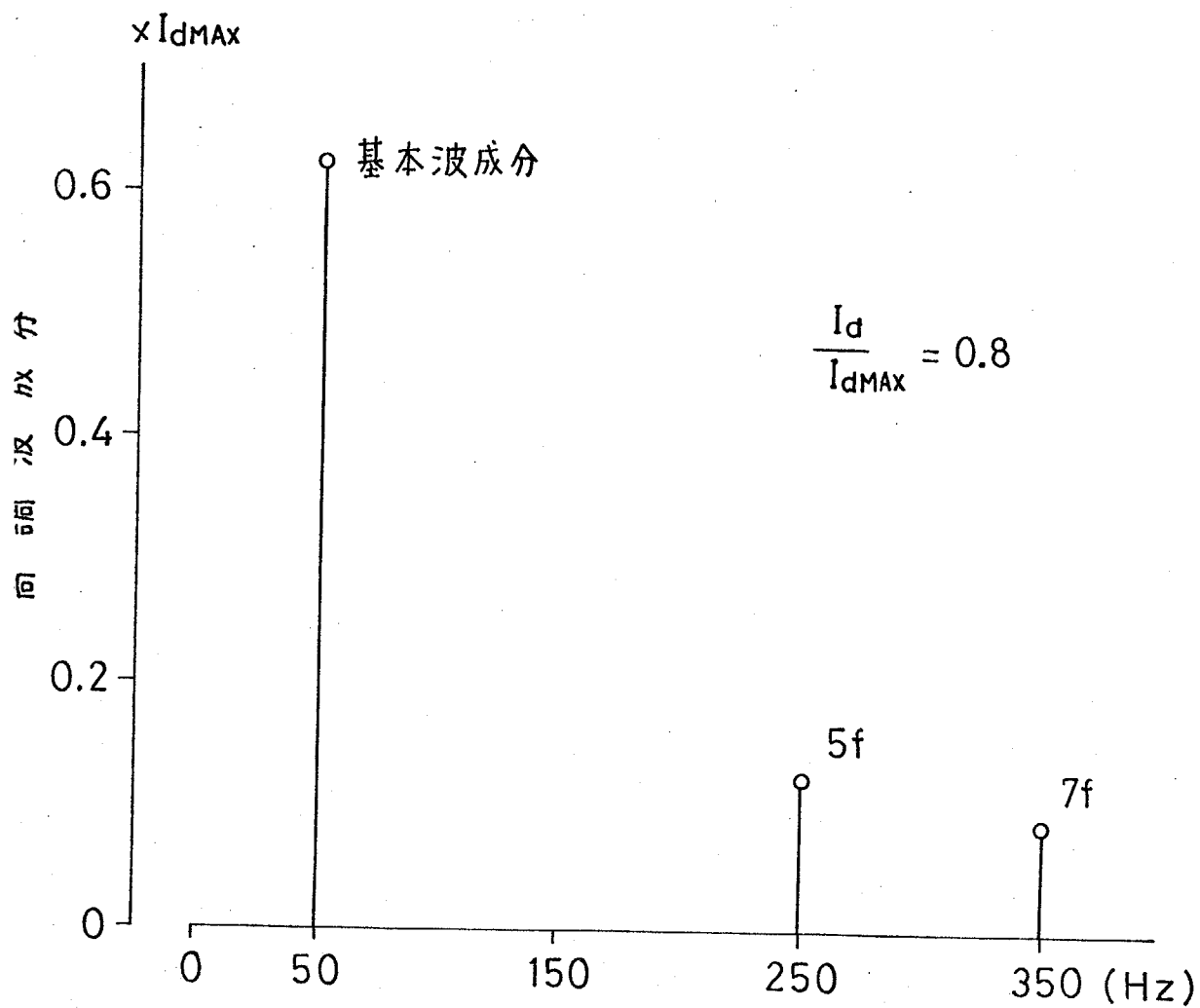
$$(6m \pm 1)\omega \pm 2n\omega. \quad (m=0, 1, 2, \dots, n=0, 1, 2, \dots)^*$$

なり、 ω (基本波)、 $5\omega, 7\omega, \dots$ を中心角周波数として側帯波群を当然のことながら、 $m=0$ の場合の高調波角周波数は $\omega \pm 2n\omega$ である。



a) サイクロコンバータの周波数スペクトル

オ3-1図 サイクロコンバータと整流回路の
 入力電流周波数スペクトル



b) 整流回路の周波数スペクトル

形成していることがわかる。同図(b)は、才2-1図(b)の3相-6パルス均一ブリッジ整流回路(対称制御)の入力電流の周波数スペクトルで、入力電流の高調波角周波数は、よく知られているように

$$(6m \pm 1)\omega \quad (m=1, 2, 3, \dots)$$

となり、これはサイクロコンバータの側帯波群の中心角周波数である。

そこで、サイクロコンバータと整流回路の入力電流高調波の等価性を論じるために、(3-1)式で定義した出力電圧の側帯波群の合成実効値にしたがって、例えば ω を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値 \bar{H}_ω を

$$\bar{H}_\omega = \sqrt{H_\omega^2 + \sum_{n=1}^{\infty} (H_{\omega-2n\omega_0}^2 + H_{\omega+2n\omega_0}^2)} \quad (3-9)$$

で定義し、以下にこれを解析的に導出しよう。

前章と同様に、まず電源の相電圧 e_a, e_b, e_c を振幅 E_m の平衡3相電圧

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_m \sin \omega t \\ e_b &= E_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ e_c &= E_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (3-10)$$

とする。さらに才3-2図に示すように、出力電圧の基本波成分 \bar{e}_{Lc} は

$$\bar{e}_{Lc} = E_0 \sin \omega_0 t \quad (3-11)$$

た、サイクロコンバータの出力電流 i_L は近似的に正弦波とみなして

$$i_L = I_m \sin(\omega_0 t - \theta_L) \quad (3-12)$$

することができる。ただし、 θ_L は出力角周波数 ω_0 に対する負荷の力率角である。

さて、例えば Q 相の入力電流 i_a は、才3-2図(b)のモード関数と3-3図のスイッチング関数とを用いて

$$i_a = \{ S_a(\alpha_p) M + S'_a(\alpha_N) M' \} \cdot i_L \quad (3-13)$$

ように表わすことができる。ここで、' を付したモード関数とスイッチング関数は N コンバータのサイリスタのスイッチングを表わしている。(3-13)式

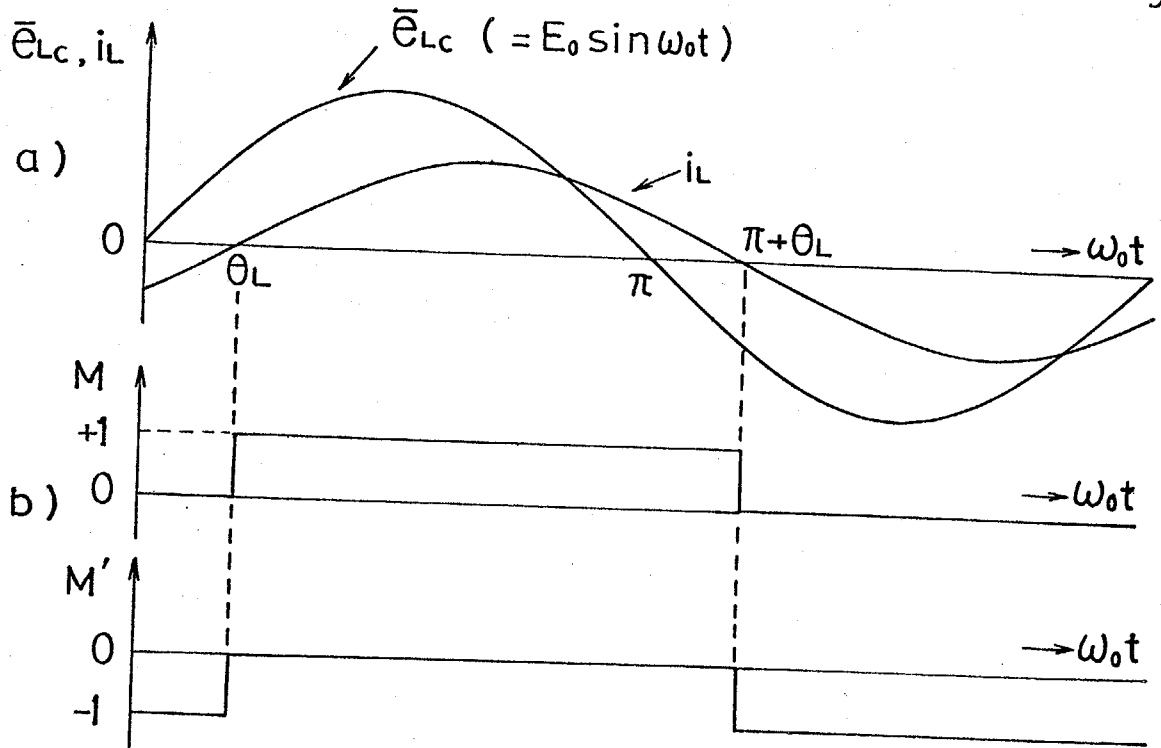


図 3-2 出力電圧基本波成分, 出力電流, モード関数

の P コンバータと N コンバータの制御角 α_p, α_N は

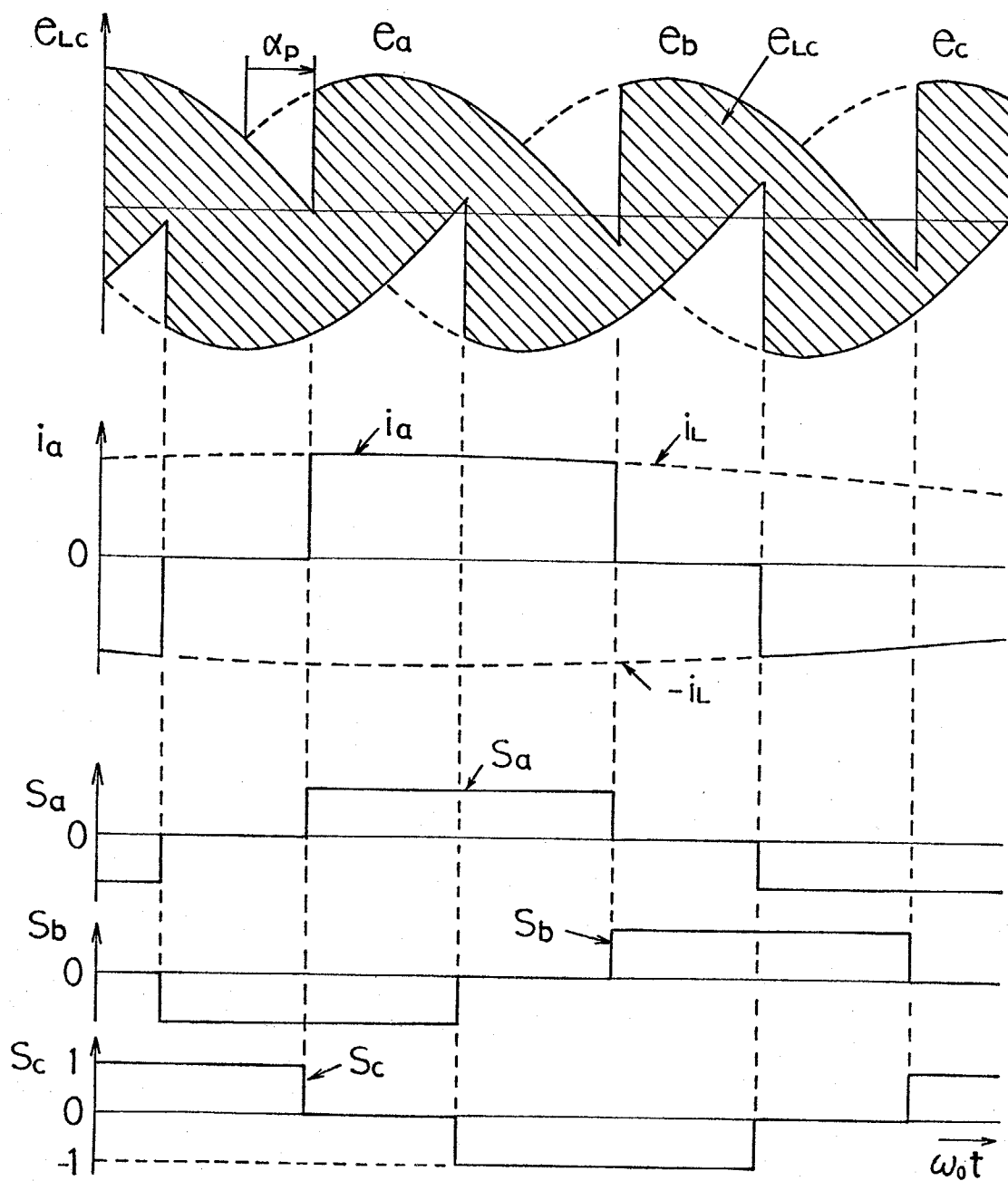
$$\left. \begin{aligned} \alpha_p &= \cos^{-1}(a \sin \omega t) \\ \alpha_N &= \cos^{-1}(-a \sin \omega t) \end{aligned} \right\} \quad (3-14)$$

なる。ただし、 a は振幅比で、 $a = E_0 / (3\sqrt{3} E_m / \pi)$ である。

前章の (2-6) 式から (2-10) 式を得たと同様にして、(3-13) 式のスイッチング関数をフーリエ展開し、整理すれば

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot \left\{ (\cos \alpha_p M + \cos \alpha_N M') \sin \omega t - (\sin \alpha_p M + \sin \alpha_N M') \cos \omega t \right. \\ &\quad - \frac{1}{5} (\cos 5\alpha_p M + \cos 5\alpha_N M') \sin 5\omega t + \frac{1}{5} (\sin 5\alpha_p M + \sin 5\alpha_N M') \cos 5\omega t \\ &\quad \left. + \dots \right\} I_m \sin(\omega t - \theta_L) \end{aligned} \quad (3-15)$$

得る。ここで、(3-14) 式を (3-15) 式の α_p, α_N に代入すれば、(3-9) 式



※3-3図 サイクロコンバータの入力電流とスイッチング関数

で定義した入力電流の側帯波群の合成実効値を解析的に求めることができる。⁽ⁱⁱⁱ⁾

まず、 ω (基本波) を中心角周波とする側帯波群を考える*。(3-15)式の中で $\omega \pm 2n\omega_0$ の高調波に関係する項を i_a^ω とすると、 i_a^ω は次式で表わされる。

$$i_a^\omega = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \{ A(\omega_0 t) \sin \omega_0 t + B(\omega_0 t) \cos \omega_0 t \} \quad (3-16)$$

ここで、 $A(\omega_0 t)$ と $B(\omega_0 t)$ は

$$\begin{aligned} A(\omega_0 t) &= (\cos \alpha_p M + \cos \alpha_N M') I_m \sin(\omega_0 t - \theta_L) \\ &= A_0 + A_{s2} \sin 2\omega_0 t + A_{c2} \cos 2\omega_0 t \end{aligned} \quad (3-17)$$

$$\begin{aligned} B(\omega_0 t) &= -(\sin \alpha_p M + \sin \alpha_N M') I_m \sin(\omega_0 t - \theta_L) \\ &= B_0 + B_{s2} \sin 2\omega_0 t + B_{c2} \cos 2\omega_0 t + \dots \end{aligned} \quad (3-18)$$

のように展開される。ただし、

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} A(\omega_0 t) d(\omega_0 t) = \frac{1}{2} a I_m \cos \theta_L$$

$$A_{s2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} A(\omega_0 t) \sin 2\omega_0 t d(\omega_0 t) = -\frac{1}{2} a I_m \sin \theta_L$$

$$A_{c2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} A(\omega_0 t) \cos 2\omega_0 t d(\omega_0 t) = -\frac{1}{2} a I_m \cos \theta_L$$

$$B_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} B(\omega_0 t) d(\omega_0 t)$$

$$B_{s2n} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} B(\omega_0 t) \sin 2n\omega_0 t d(\omega_0 t)$$

* この結果は P58 の (3-28) 式である。

$$B_{c2n} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} B(\omega_0 t) \cos 2n\omega_0 t \, d(\omega_0 t)$$

$$(n = 1, 2, 3, \dots)$$

こゝで、(3-17), (3-18) 式を (3-16) 式に代入すれば

$$i_a^\omega = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left\{ (A_0 + A_{s2} \sin 2\omega_0 t + A_{c2} \cos 2\omega_0 t) \sin \omega t \right. \\ \left. + (B_0 + B_{s2} \sin 2\omega_0 t + B_{c2} \cos 2\omega_0 t + \dots) \cos \omega t \right\}$$

(3-19)

となり、基本波成分の実効値 H_ω は

$$H_\omega = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} (A_0^2 + B_0^2)} \quad (3-20)$$

$\omega - 2\omega_0$, $\omega + 2\omega_0$ の高調波実効値 $H_{\omega-2\omega_0}$, $H_{\omega+2\omega_0}$ は

$$H_{\omega-2\omega_0} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{\frac{1}{8} \{ (A_{c2} - B_{s2})^2 + (B_{c2} + A_{s2})^2 \}} \quad (3-21)$$

$$H_{\omega+2\omega_0} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{\frac{1}{8} \{ (A_{c2} + B_{s2})^2 + (B_{c2} - A_{s2})^2 \}} \quad (3-22)$$

また、 $\omega - 4\omega_0$, $\omega + 4\omega_0$ の高調波実効値 $H_{\omega-4\omega_0}$, $H_{\omega+4\omega_0}$ は

$$H_{\omega-4\omega_0} = H_{\omega+4\omega_0} \\ = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{\frac{1}{8} (B_{s4}^2 + B_{c4}^2)} \quad (3-23)$$

となる。従つて、 ω を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値 \bar{H}_ω は

$$\bar{H}_\omega = \sqrt{H_\omega^2 + \sum_{n=1}^{\infty} (H_{\omega-2n\omega_0}^2 + H_{\omega+2n\omega_0}^2)} \\ = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \sqrt{A_0^2 + \frac{1}{2} (A_{s2}^2 + A_{c2}^2) + B_0^2 + \frac{1}{2} (B_{s2}^2 + B_{c2}^2 + \dots)} \quad (3-24)$$

となる。ところで $A(\omega_0 t)$, $B(\omega_0 t)$ の実効値の定義から次式の関係が成立する。

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_L}^{2\pi+\theta_L} A^2(\omega_0 t) &= A_0^2 + \frac{1}{2} (A_{S2}^2 + A_{C2}^2) \\ \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_L}^{2\pi+\theta_L} B^2(\omega_0 t) &= B_0^2 + \frac{1}{2} (B_{S2}^2 + B_{C2}^2 + B_{S4}^2 + B_{C4}^2 + \dots) \end{aligned} \right\} (3-25)$$

上式の左辺を加え合せると

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_L}^{2\pi+\theta_L} \{A^2(\omega_0 t) + B^2(\omega_0 t)\} d(\omega_0 t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_L}^{2\pi+\theta_L} I_m^2 \sin^2(\omega_0 t - \theta_L) d(\omega_0 t) \\ &= \frac{1}{2} I_m^2 \end{aligned} \quad (3-26)$$

となり, (3-25)式と(3-26)式とから

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} I_m^2 &= A_0^2 + \frac{1}{2} (A_{S2}^2 + A_{C2}^2) \\ &+ B_0^2 + \frac{1}{2} (B_{S2}^2 + B_{C2}^2 + B_{S4}^2 + B_{C4}^2 + \dots) \end{aligned} \quad (3-27)$$

の関係が得られる。これを(3-24)式に代入すれば ω を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値は

$$\bar{H}_\omega = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (3-28)$$

を得る。一般に, $(6m \pm 1)\omega$ を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値は

$$\bar{H}_{(6m \pm 1)\omega} = \frac{\sqrt{6}}{(6m \pm 1)\pi} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (3-29)$$

となる。ここで, (3-28)式と(3-29)式は出力周波数, 負荷力率, 振幅比などには無関係であることを留意したい。

一方、整流回路の入力電流の基本波実効値 H_{ω}^b と高調波実効値 $H_{(6m\pm 1)\omega}^b$ は出力電流 i_d を一定直流 I_d と仮定すると、よく知られているように

$$H_{\omega}^b = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (3-30)$$

$$H_{(6m\pm 1)\omega}^b = \frac{\sqrt{6}}{(6m\pm 1)\pi} I_d \quad (3-31)$$

となる。

(3-28)式～(3-31)式に示す解析結果から、整流回路の出力電流 I_d (一定直流) とサイクロコンバータの出力電流 i_L (正弦波) の振幅 I_m との間に

$$I_d = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (3-32)$$

の関係式が成立する場合には、(3-28)式と(3-30)式、(3-29)式と(3-31)式とはそれぞれ等しくなることがわかる。従って、(2-33)式が成立するサイクロコンバータと整流回路の出力電圧高調波と同様に、整流回路の入力電流の基本波成分、高調波成分はサイクロコンバータの入力電流の ω , $(6m\pm 1)\omega$ を中心角周波数とする側帯波群が“縮退”したもので、(2-33)式とともに(3-32)式はサイクロコンバータと整流回路とを結びつける重要で、かつ基本的な関係式であると言える。ところで、(2-33)式が整流回路の出力電圧の直流平均電圧とサイクロコンバータの基本波成分の実効値とが等しくなる条件であることが考えれば、(3-32)式が整流回路の出力電流 I_d とサイクロコンバータの出力電流の実効値とが等しくなる条件であることは容易に理解できるし、しかも(2-33)式と(3-32)式とは内容的にも同一であることがわかる。

3. 2. 3 入力電流の実効値

前章の2. 3節では、サイクロコンバータの出力電圧実効値の考え方とその計算理論を詳述したが、サイクロコンバータの入力電流実効値についても出力

電圧実効値とまったく同様に考えることができる。すなわち、出力周波数と電源周波数とが無理数比の場合は入力電流波形は非周期波形となるので、入力電流の実効値は(2-43)式に従って、以下のように取扱う必要がある。

$$I_a = \sqrt{\lim_{\delta \rightarrow \infty} \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} i_a^2 d(\omega_0 t)} \quad (3-33)$$

ただし、 I_a はA相の入力電流実効値である。ここで、非周期波形の場合には異なる側帯波群の中に同一角周波数となる高調波が存在しないことに留意すれば、(3-33)式の右辺は

$$I_a = \sqrt{\bar{H}_{\omega}^2 + \sum_{m=1}^{\infty} (\bar{H}_{(6m-1)\omega}^2 + \bar{H}_{(6m+1)\omega}^2)} \quad (3-34)$$

となり、(3-28)式と(3-29)式を(3-34)式に代入すれば

$$\begin{aligned} I_a &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1^2 + \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{11^2} + \frac{1}{13^2} + \dots} \\ &= \frac{I_m}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (3-35)$$

を得る。ここで、b相、c相の入力電流実効値を I_b 、 I_c とすると(3-28)式と(3-29)式とから、これらの実効値には

$$I_a = I_b = I_c = \frac{I_m}{\sqrt{3}} \quad (3-36)$$

の関係が成立し、出力周波数、負荷力率、電源位相などには無関係である。

ところで、無理数比の場合の実効値は次のようにして求めることができる。すなわち、(3-33)式から

$$I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 = \lim_{\delta \rightarrow \infty} \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) d(\omega_0 t) \quad (3-37)$$

の関係式を得る。ここで、対称制御の場合には次式の関係が成立することに留意し、

$$i_a^2 + i_b^2 + i_c^2 = 2i_L^2 \quad (3-38)$$

(3-36)式 ~ (3-38)式より

$$I_a = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\lim_{\delta \rightarrow \infty} \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} 2i_L^2 d(\omega_0 t)} = \frac{I_m}{\sqrt{3}} \quad (3-39)$$

を得る。

一方、整流回路の入力電流実効値 I_a^b は

$$I_a^b = \frac{\sqrt{2} I_d}{\sqrt{3}} \quad (3-40)$$

であり、(3-32)式が成立する場合には(3-35)式と(3-40)式とは当然一致する。

以上は、出力周波数と電源周波数とが無理数比の場合について解析したが、有理数比になると厳密には出力周波数、負荷力率、電源位相などに関係し、各相の実効値も一致しなくなる。そこで、与えられた出力周波数、負荷力率、電源位相に対して入力電流の実効値を定義式から計算することも可能であるが、実用上は無理数比の場合に導出した(3-35)式が有理数比の場合についても成立すると考えてよい。このことについては次節で実験結果とデジタルシミュレーションによる計算結果とから詳しく述べることにする。

3. 2. 4 サイクロコンバータと整流回路の等価性

いま、サイクロコンバータと整流回路の出力電流の間に(3-32)式が成立し、かつ有効電力が等しい場合を考えよう。ここで、両変換器の内部損失を無視すると、このような場合にはサイクロコンバータの入力電流の基本波無効電力と ω を中心角周波数とする側帯波群の高調波電流が形成する無効電力は、整流回路の基本波無効電力に一致する。

そこで、以下にサイクロコンバータと整流回路の有効電力を出力側から計算する。サイクロコンバータの有効電力 P_c は、(3-3)式を用いて

$$P_c = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cdot \frac{a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cos \theta_L \quad (3-41)$$

を得る。一方、整流回路の有効電力 P_b は

$$P_b = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cos\alpha I_d \quad (3-42)$$

となるから、(3-8)式と(3-32)式の関係が同時に成立し、かつ $\cos\theta_L = 1$ の場合には、出力電圧の高調波や入力電流の高調波からだけでなく有効電力や無効電力からみてもサイクロコンバータと整流回路は等価であることがわかる。

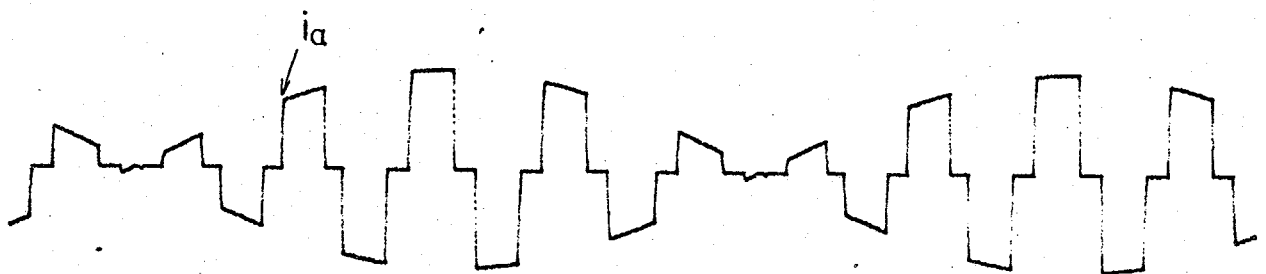
3.3 実験結果とシミュレーション結果による理論の検討

ここでは、前節で展開した理論の妥当性を実験結果とデジタルシミュレーションによる計算結果とから論じる。

3.3.1 振幅比の変化に対する検討

図3-4図は、デジタルシミュレーションによって求めた3相-6パルス非循環電流形サイクロコンバータ(対称制御)の入力電流波形の一例で、シミュレーションは

出力周波数	$f_o = 5 \text{ Hz}$
電源周波数	$f = 50 \text{ Hz}$
負荷の基本波力率	$\cos\theta_L = 0.8 \text{ (lag)}$
振幅比	$\alpha = 0.8$



$$f = 50 \text{ Hz} \quad \cos\theta_L = 0.8$$

$$f_o = 5 \text{ Hz} \quad \alpha = 0.8$$

図3-4図 サイクロコンバータの入力電流波形

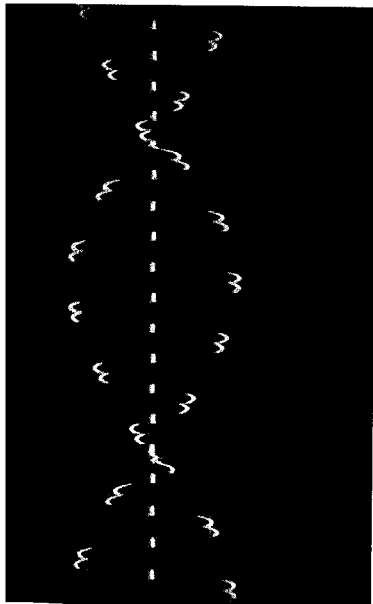
として行ない、出力電流は正弦波と仮定している。図から入力電流の高調波成分を計算したものが図3-1図(a)である。

図3-5図は、入力電流波形とその周波数スペクトルの実測結果で、

出力周波数	$f_0 = 5 \text{ Hz}$
電源周波数	$f = 50 \text{ Hz}$
電源の線間電圧実効値	$V_L = 100 \text{ V}$
負荷の基本波力率	$\cos \theta_L = 0.8 \text{ (lag)}$

を一定にし、振幅比 Q を 0.2, 0.4, 0.6, 0.8 に変化させている。波形からわかるように、入力電流の振幅が出力周波数の2倍の周波数で変動し、その包絡線は出力電流とその符号を反転したもので、出力電流を正弦波と仮定しても差支えないことが実験的にも確認されている。さらに、 $Q=0.8$ の場合の周波数スペクトルの実測値は、デジタルシミュレーションにより求めた図3-1図(a)とよく一致している。

図3-6図は、入力電流の実効値(3-35)式と ω , 5ω , 7ω を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値(3-28)式, (3-29)式を上述したデジタルシミュレーション結果、実験結果と比較したもので、図中の I_{mMAX} は出力電流の振幅の最大値、すなわち $Q=1$ の場合の出力電流の振幅である。ここで、シミュレーション結果の ω , 5ω , 7ω の側帯波群の合成実効値は $\omega \pm 10\omega_0$, $5\omega \pm 10\omega_0$, $7\omega \pm 10\omega_0$ の高調波成分まで考慮している。図3-6図のデジタルシミュレーション結果と実験結果の出力周波数と電源周波数とは整数比であるので、厳密に言えば入力電流の実効値は(3-35)式に一致しないが、図から明らかのように、解析結果と実験結果、シミュレーション結果とはよく一致しており、実用的には(3-35)式が有理数比の場合にも成立すると考えてよいことがわかる。

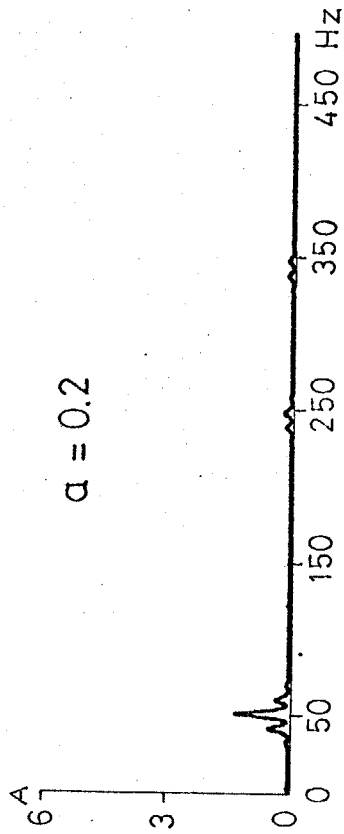


i_a

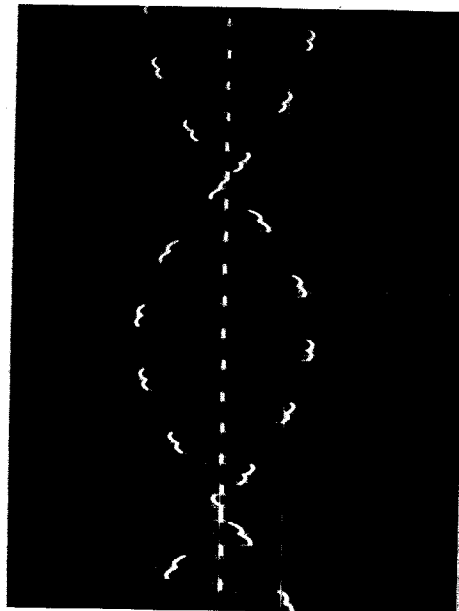
2 A/div

$\alpha = 0.2$

20 ms/div



$\alpha = 0.2$

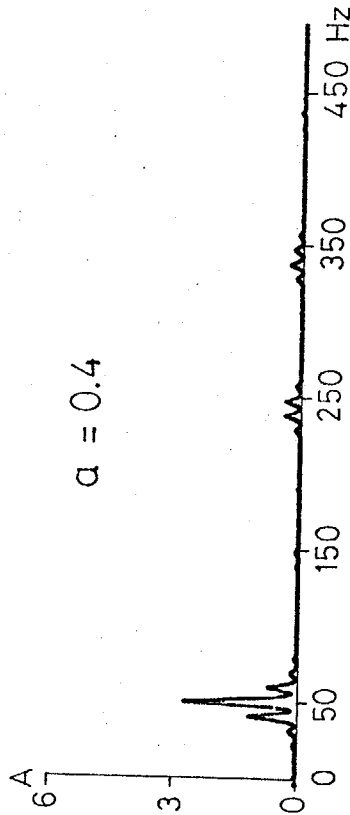


i_a

4 A/div

$\alpha = 0.4$

20 ms/div

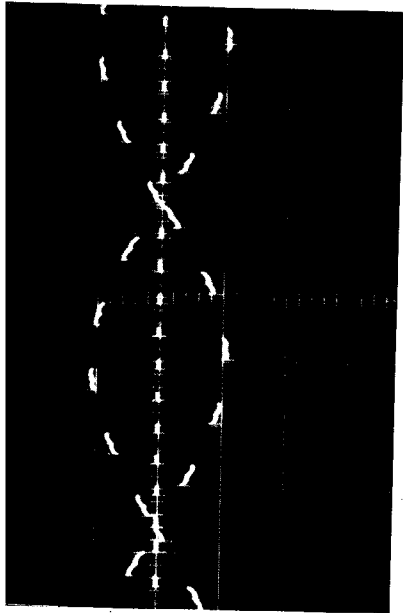


$\alpha = 0.4$

$f = 50 \text{ Hz}, V_k = 100 \text{ V}$

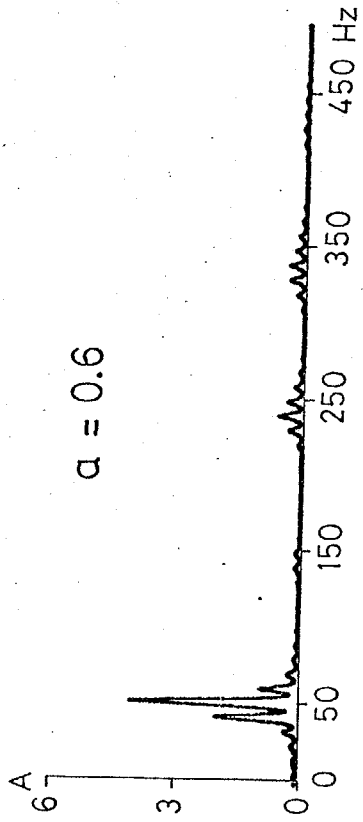
$f_o = 5 \text{ Hz}, \cos\theta_L = 0.8$

第 3 - 5 図 入力電流波形と周波数スペクトル

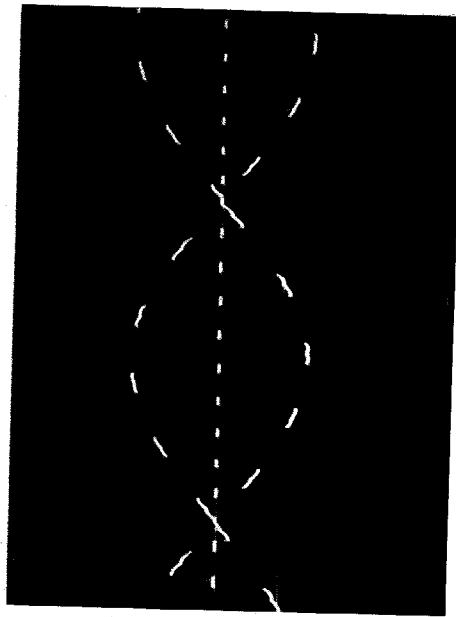


i_a
8 A/div
 $\alpha = 0.6$

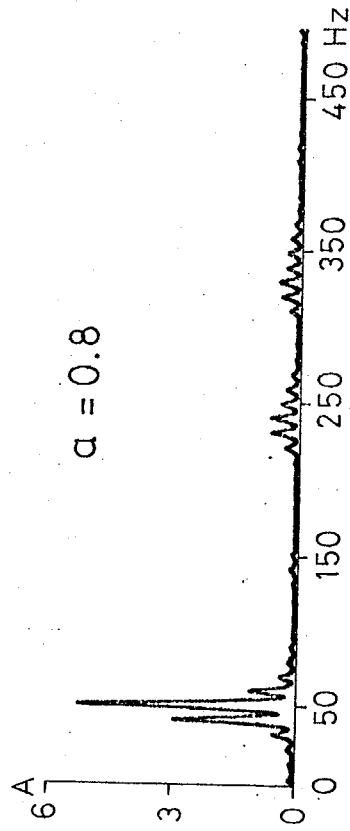
20 ms/div



$\alpha = 0.6$



i_a
8 A/div
 $\alpha = 0.8$



$\alpha = 0.8$

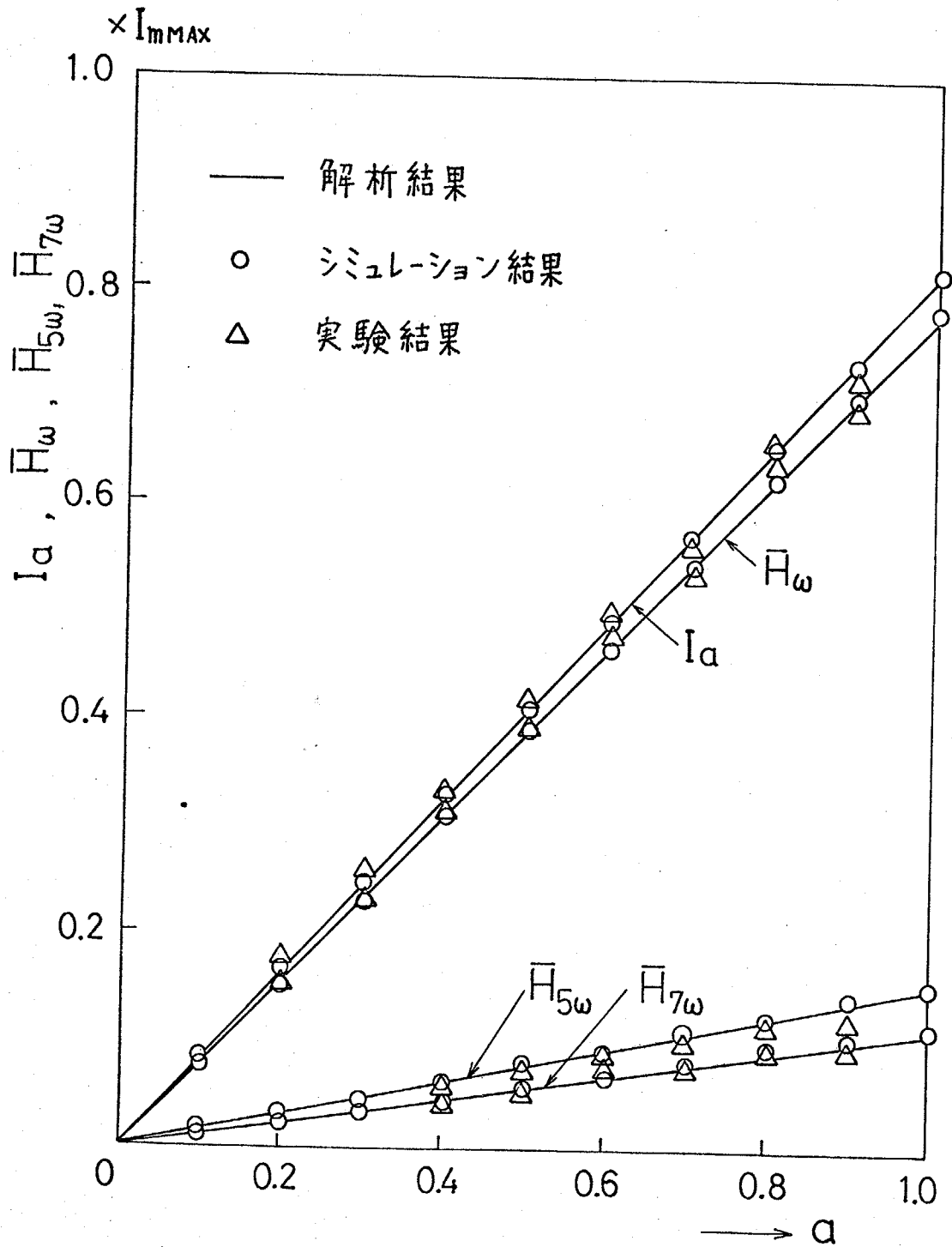
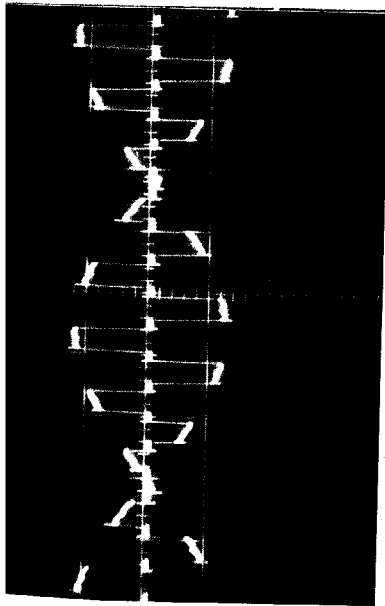


図3-6 解析結果と実験結果, シミュレーション結果との比較

3. 3. 2 出力周波数の変化に対する検討

以上は、出力周波数が 5 Hz の場合について議論したが、出力周波数が高くなってくると周波数スペクトルからは 5ω , 7ω を中心角周波数とする側帯波群の合成実効値を考えることが難しくなる。図 3-7 図は振幅比 $Q=0.8$ 一定で、出力周波数が 5 Hz, 10 Hz, 15 Hz, 20 Hz (他の条件は図 3-5 図と同一) の入力電流波形とその周波数スペクトルの実測結果である。図からわかるように、5 Hz の周波数スペクトルと他の周波数のそれとは多少異なっている。これは、出力周波数と電源周波数とが有理数比の場合には異なる側帯波群の中に同一角周波数となる高調波が存在し、一般に出力周波数が高いほど同一周波の高調波成分の振幅が大きくなり、この影響を無視できなくなることに起因する。このため図 3-7 図の周波数スペクトルから同一周波の高調波を 5ω , 7ω の側帯波に区別することが困難になる。しかし、このような場合でもサイクロコンバータの入力電流の高調波は 5ω , 7ω を中心角周波数とする側帯波群を形成していることには変わりない。

図 3-1 表は、出力周波数を 5 Hz, 10 Hz, 15 Hz, 20 Hz と変化させたときの入力電流実効値の実測値とデジタルシミュレーションによる計算結果を比較したものである。実測値は入力電流 i_a , i_b , i_c を可動鉄片形計器で測定した値であり、各相の実効値はよく一致していることがわかる。しかも、この定数に対する無理数比の場合の入力電流実効値、すなわち (3-35) 式によって求めた入力電流実効値は 0.816 であり、この結果からも入力電流実効値は出力周波数に無関係に (3-35) 式で与えられると考えてよい。

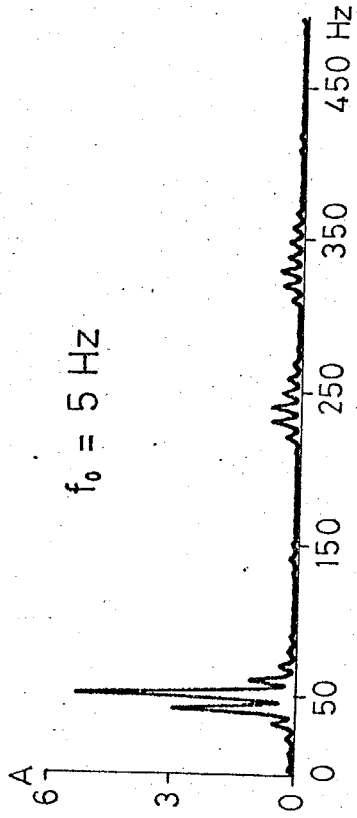


i_a

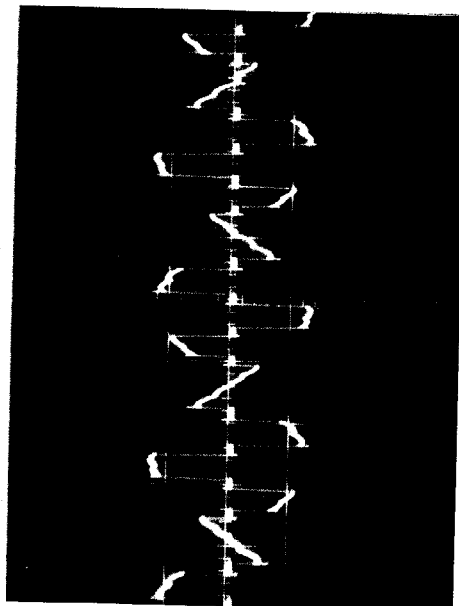
8A/div

$f_0 = 5 \text{ Hz}$

20ms/div



$f_0 = 5 \text{ Hz}$

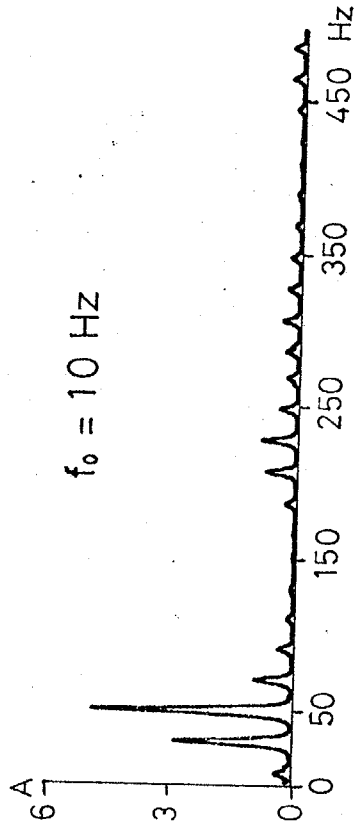


i_a

8A/div

$f_0 = 10 \text{ Hz}$

20ms/div

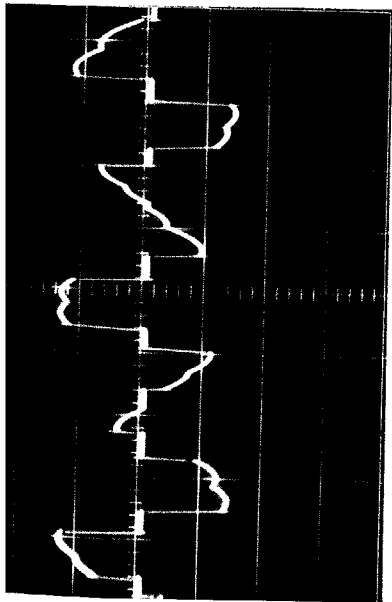


$f_0 = 10 \text{ Hz}$

$f = 50 \text{ Hz}, V_R = 100 \text{ V}$

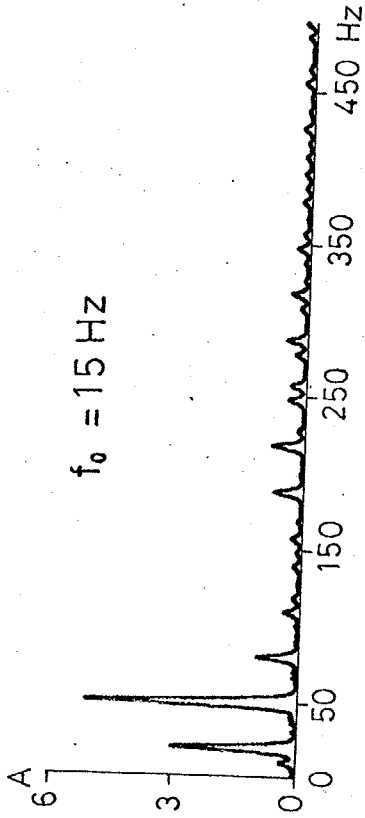
$\alpha = 0.8, \cos \theta_L \approx 0.8$

オ 3 - 7 図 入力電流波形と周波数スペクトル

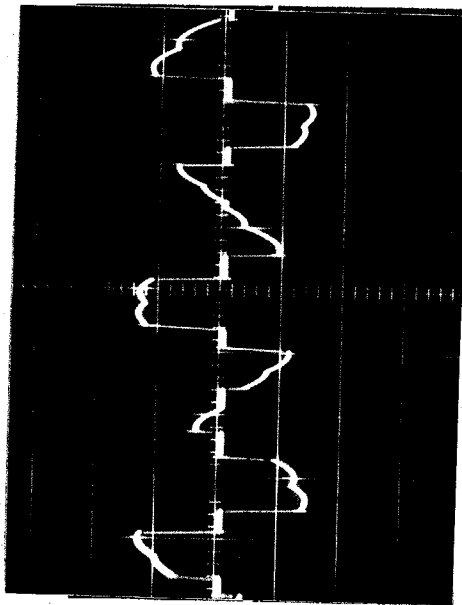


i_a
8 A/div
 $f_0 = 15 \text{ Hz}$

10 ms/div

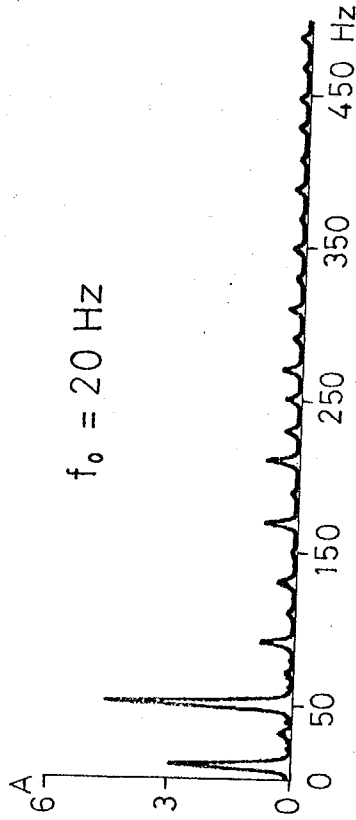


$f_0 = 15 \text{ Hz}$



i_a
8 A/div
 $f_0 = 20 \text{ Hz}$

10 ms/div



$f_0 = 20 \text{ Hz}$

出力周波数 (Hz)	cos θ_L	入力電流実効値 (A)			出力電流 実効値 (A)
		a 相	b 相	c 相	
5	実測値*	5.62(0.822 ^{**})	5.5(0.805)	5.5(0.805)	6.83
	シミュレーション	0.820	0.812	0.817	1.0
10	実測値	5.8(0.835)	5.6(0.806)	5.65(0.813)	6.95
	シミュレーション	0.816	0.813	0.821	1.0
15	実測値	5.9(0.843)	5.6(0.8)	5.7(0.814)	7.0
	シミュレーション	0.815	0.801	0.833	1.0
20	実測値	5.35(0.845)	5.1(0.803)	5.15(0.811)	6.35
	シミュレーション	0.816	0.817	0.817	1.0

* i_a, i_b, i_c を可動鉄片形計器で測定した値

** 実測値を出力電流の実効値で規格化した値
無理数比の場合の実効値 0.816 (理論値)

表3-1 表 実験結果とシミュレーション結果

3.4 サイクロコンバータの基本波無効電力

サイクロコンバータの入力側と出力側の基本波無効電力に注目すると、興味ある関係が成立する。すなわち、サイクロコンバータのゲート制御方式が対称制御の場合には、つねに入力側の基本波無効電力が出力側の基本波無効電力よりも大きくなる。ところが次章で述べる非対称ゲート制御方式の場合には、入力側の基本波無効電力が出力側の基本波無効電力よりも小さくなることもある。入出力相数を増せば基本波力率は改善されないが、入出力波形は正弦波に近づき、基本波力率と総合力率はほとんど一致するようになる*。従って、入力側の総合力率は出力側の総合力率よりも大きくなるという関係すら成立する。また、サイクロコンバータの入力力率は、たとえ負荷が容量性の場合でも遅れ力率になる**。

そこで本節では、3.2節で導出した解析結果を用いて入力側と出力側の皮相電力を計算し、続いて、基本波無効電力を理論的に考察し、従来物理的説明が不明確であった基本波無効電力に対して統一的な説明を与えている。

3.4.1 入力側と出力側の皮相電力

図2-1図(a)に示す3相-6パルス非循環電流形サイクロコンバータ(対称制御)の入力側の皮相電力 P_i は、(3-35)式を用いて

$$P_i = 3 \frac{E_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{3}} = V_l I_m \quad (3-43)$$

を得る。これに対して、出力側の皮相電力 P_o は(3-4)式より

$$P_o = E_{lc} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} = V_l I_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} (a^2 - 1)} \quad (3-44)$$

与えられ、(3-43)式と(3-44)式から次式の関係が成立する。

$$\frac{P_o}{P_i} = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} (a^2 - 1)} \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3-45)$$

例えば、図2-1図(a)に示す3相-6パルス非循環電流形サイクロコンバータで、平衡3相出力の場合、総合力率は基本波力率より0.01~0.02程度減少するにすぎない。

* 総合力率の進み、遅れは基本波力率のそれに一致させて考える。

いま、サイクロコンバータの内部損失は無視しているので、入力側と出力側の有効電力は等しい。従って、(3-45)式は入力側の基本波無効電力や高調波無効電力の一部が3相電源間を循環し、出力側には現われないことを意味している。(18)

3.4.2 基本波無効電力

以上の結果から、サイクロコンバータの入力側の無効電力の一部は出力側に現われず、3相電源間を循環している無効電力が存在することが明らかになったので、ここではどのような無効電力が循環しているのか、また、どのような無効電力が出力側に現われるかを検討し、特に入力側と出力側の基本波無効電力を物理的に考察する。

サイクロコンバータの入力電流 i_a を再記すると

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left\{ \underbrace{A_0 \sin \omega t}_{\text{基本波有効分}} + \underbrace{(A_{s2} \sin 2\omega_0 t + A_{c2} \cos 2\omega_0 t)}_{\omega \pm 2\omega_0 \text{ 高調波分}} \sin \omega t + \dots \right. \\ \left. + \underbrace{B_0 \cos \omega t}_{\text{基本波無効分}} + \underbrace{(B_{s2} \sin 2\omega_0 t + B_{c2} \cos 2\omega_0 t)}_{\omega \pm 2\omega_0 \text{ 高調波分}} \cos \omega t + \dots \right\} \quad (3-46)$$

となる。従って、 a 相の入力電力瞬時値 p_a は

$$p_a = e_a i_a \\ = \frac{\sqrt{3}}{\pi} E_m \left\{ \underbrace{A_0 (1 - \cos 2\omega t)}_{\text{有効電力}(\omega)} + \underbrace{(A_{s2} \sin 2\omega_0 t + A_{c2} \cos 2\omega_0 t)}_{2\omega_0 \text{ 無効電力}} \right. \\ \left. + \underbrace{B_0 \sin 2\omega t}_{\text{基本波無効電力}(2\omega_0)} + \underbrace{(B_{s2} \sin 2\omega_0 t + B_{c2} \cos 2\omega_0 t)}_{2\omega \pm 2\omega_0 \text{ 無効電力}} \cdot \sin 2\omega t \right. \\ \left. - \underbrace{(A_{s2} \sin 2\omega_0 t + A_{c2} \cos 2\omega_0 t)}_{2\omega \pm 2\omega_0 \text{ 無効電力}} \cos 2\omega t + \dots \right\} \quad (3-47)$$

となる。ここで、入力側の基本波無効電力 Q_{fi} は

$$Q_{fi} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} E_m \left[\frac{2}{\pi} \int_{\theta_L}^{\pi+\theta_L} \sin \{ \cos^{-1}(a \cdot \sin \omega_0 t) \} I_m \sin(\omega_0 t - \theta_L) d(\omega_0 t) \right] \sin 2\omega t \quad (3-48)$$

となる。これに対して、出力側の瞬時電力 p_o は

$$p_o = e_L \cdot i_L = p_a + p_b + p_c \\ = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \left(\underbrace{A_0}_{\text{有効電力}(\omega_0)} + \underbrace{A_{c2} \cos 2\omega_0 t + A_{s2} \sin 2\omega_0 t + \dots}_{\text{基本波無効電力}(2\omega_0)} \right) \quad (3-49)$$

となる。才3-8図は、以上の結果をまとめたもので、図から次のようなことがわかる。^{(16), (17)}

- (i) 入力側の基本波無効電力や $2\omega \pm 2\omega_0$ などの高調波無効電力は3相電源間を循環し、出力側には現われない。
- (ii) 出力側の基本波無効電力は、入力側からみると入力電流の $\omega \pm 2\omega_0$ 高調波成分と入力電圧とが形成する高調波無効電力の一部である。

ところで、(3-48)式からわかるように入力側の基本波無効電力は負荷の基本波力率角 θ_L にも関係している。これは負荷力率が変化すれば出力電圧波形が変化するためであり、出力電圧波形が振幅比によってのみ定まり負荷力率に関係しない循環電流形サイクロコンバータでは、入力側の基本波無効電力は負荷力率に依存しない。それゆえ、サイクロコンバータの入力側の基本波無効電力は出力電圧波形により決定されるものであって、出力側の基本波無効電力には直接関係しないと結論することができる。なお、3相出力サイクロコンバータでは負荷が電動機のような平衡3相負荷の場合、出力側の瞬時電力には $2\omega_0$ の脈動電力を含まないので、入力電流には $\omega \pm 2\omega_0$ の高調波成分は現われないはずである。事実、入力電流に含まれる高調波角周波数は

$$(6m \pm 1)\omega \pm 6n\omega_0 \quad (m=0, 1, 2, \dots, n=0, 1, 2, \dots)$$

入力側		サイクロコンバータ		出力側	
電源 角周波数	入力電流 高調波角周波数	形成する電力	形成する電力	出力電圧 高調波角周波数	出力電流 角周波数
ω	ω	有効電力		ω	ω_0
	ω	基本波 無効電力		基本波 無効電力	
	$\omega \pm 2\omega_0$	高調波 無効電力	$2\omega \pm 2\omega_0$ 無効電力	ω_0	
	$\omega \pm n\omega_0$ ($n=4, 6, \dots$)		$2\omega \pm n\omega_0$ 無効電力 ($n=4, 6, \dots$)		
$5\omega \pm n\omega_0$ $7\omega \pm n\omega_0$ ($n=0, 2, \dots$)	高調波 無効電力	$4\omega \pm n\omega_0$ 無効電力	高調波 無効電力	$6\omega \pm n\omega_0$ ($n=1, 3, 5, \dots$)	
---		$8\omega \pm n\omega_0$ 無効電力 ($n=0, 2, 4, \dots$)		---	

オ3-8図 サイクロコンバータの無効電力

となり、単相出力サイクロコンバータに比べて大幅に減少するが、入力基本波力率は出力側を多相化しても改善されない。

以上は、対称ゲート制御方式について説明したが、非対称ゲート制御方式の場合にもまったく同様の結論が得られている。従って、非対称ゲート制御方式では入力側の基本波無効電力が出力側の基本波無効電力よりも小さくなることもある。また、強制転流を用いた無効電力補償形サイクロコンバータ⁽¹⁹⁾では、入力側の基本波無効電力を0、すなわち基本波力率を1で運転可能であるが、これも上記の理由によるものである。

3.5 第3章のまとめ

サイクロコンバータは出力電流が正の期間はPコンバータを、負の期間はNコンバータを動作させ、制御角を時々刻々変化させて正弦波状の出力電圧を得ようとする極めて巧妙な周波数変換器であるが、その基本的な動作は整流回路と何ら差異はない。むしろ、整流回路は出力周波数が0の、一種のサイクロコンバータと考えらることができ、サイクロコンバータと整流回路の入力電流、出力電圧波形の実効値、高調波振幅には基本的な関係式が成立することが考えられる。

本章は内容的に前章に続くもので、前章ではサイクロコンバータと整流回路との等価性を出力電圧高調波に着目して論じ、両変換器の間の基本的な関係式を理論的に導出した。本章ではサイクロコンバータと整流回路の等価性を入力電流高調波から理論的に考察し、基本的な関係式を導出した。さらに、この結果と前章の結果とから、整流回路は出力周波数が0のサイクロコンバータであることを定量的に明らかにした。続いて、サイクロコンバータの入力側と出力側の無効電力をパワーフローの概念を用いて考察し、入力側の基本波^{無効電力}は出力側の基本波無効電力に直接関係するものではなく、出力電圧波形によって定まることを明らかにした。この結果は、B.R. Pelly氏の著書 "Thyristor Phase-

"Controlled Converters and Cycloconverters" の中の基本波無効電力についての説明に誤りがあることを示している。

前章および本章で導出した関係式は、サイクロコンバータと整流回路との間の最も基本的な関係式であることから、学問的に非常に興味あるだけでなく、工学的にもサイクロコンバータのフィルタの設計や、さらに一般に、サイクロコンバータを用いた周波数変換システムの設計に役立つ実用的な関係式である。

なお、前章と本章ではサイクロコンバータと整流回路ともに電流の重なりを無視して解析したが、実際には電流の重なりが高調波に与える影響を無視することはできない。しかし、電流の重なりを無視した場合の解析結果は電流の重なりを考慮した場合に比べて一般に大きくなるので、前章と本章の解析結果がそれらの上限値を与えているとも考えられるが、電流の重なりを考慮した場合の解析結果がどのような式で表わされるかは今後の研究課題として残された重要な問題である。

第4章 サイクロコンバータの基本波力率の改善法と スイッチング行列を用いた波形解析法

4.1 まえがき

サイクロコンバータは、電源転流方式を用いているため整流回路と同程度の大容量化が可能であり、現段階ではインバータでは製作不可能と考えられている20万kVAを超える超高速鉄道リニアモータ駆動用電源などに使用される可能性は大きい。

従来、サイクロコンバータはサイリスタ数が多く、ゲート回路が複雑なために高価なものとされてきた。事実、インバータに比べはるかに使用実績も少なく、例えばセメント用ギアレスボールミルの同期電動機駆動用などの一部の限られた分野に実用化されていたにすぎない。最近ではI.Cゲート回路の進歩、サイリスタの低価格化に伴って転流失敗保護対策が容易で電力用サイリスタが使用できるなどの点から安価となり、1万kVAを超えるようになるとインバータに比べ $1/2$ 程度になるとさえ試算されている。⁽²⁰⁾

しかし、サイクロコンバータは入力力率が悪く、また2章と3章でも述べたように出力電圧、入力電流には多大の高調波を含み、出力周波数を高くするにつれて高調波の周波数が低くなり上限周波数を有するほか、その周波数付近では入力電流が低周波で変調される電力系統に対してフリッカ障害を起こすおそれがある。大容量サイクロコンバータでは電源および出力を多相化することによって、これらの問題はある程度解決できる。ところが、サイリスタ位相制御の特有の性質により基本波力率の改善には入出力の多相化は何ら効果なく、従来の循環電流形、非循環電流形サイクロコンバータでは出力電圧を低く制御するにつれて(入力電流/出力電流)が増加する傾向があり、重大な力率悪化をきたしていた。

従って、大容量サイクロコンバータが実現された場合、力率改善用として大

規模な調相設備が必要となる。例えば、従来主流を占めてきた循環電流形、非循環電流形サイクロコンバータについて負荷の基本波力率 0.8，出力電圧の振幅比（出力の基本波電圧/同上最大値）0.8 に制御されたとき，その入力基本波力率を 0.8（遅れ）に改善するための調相設備は，負荷の kVA の

循環電流形 ----- 1.43 倍

非循環電流形 ----- 0.66 倍

となり，この傾向は出力電圧の振幅比が減少するにつれてますます大きくなる。⁽²⁾

本章では，サイクロコンバータの主回路構成を変更させることなくゲート制御だけでサイクロコンバータの基本波力率の改善を図る方式の開発を目的として，電源転流モードで基本波力率最大の条件を理論的に検討している。続いて，従来の二重フーリエ展開法などのかわりにサイリスタ群のスイッチングに相当するスイッチング行列を用いた新しい波形解析法を提案し，種々のサイクロコンバータの基本波力率，入出力波形の高調波の比較検討を行なったものである。その結果，

- (i) サイリスタが電源転流という条件のもとで，ブリッジ形サイクロコンバータの基本波力率が最大となる非対称ゲート制御方式は，「どちらか一方の半波ブリッジコンバータの出力電圧を取り得る最大値または最小値に固定し，他方のコンバータで残りの電圧を制御すればよい」こと，
- (ii) この基本波力率が最大の非対称ゲート制御方式により従来の対称ゲート制御方式に比べ基本波力率が 1.2 ~ 2 程度改善されること，
- (iii) 特に低力率では，負荷の基本波力率よりも良くなる場合もあり負荷の力率改善作用を有していること，
- (iv) 単相電源の場合には出力電圧波形，入力電流波形ともに従来の方式に比べて良好であるが，大容量サイクロコンバータのように高調波の軽減を目的に入出力の多相化を行なう場合には，波形の改善にサイリスタ数が 2 倍必要となること

などを明らかにしている。^{(21), (22)}

4.2 対称ゲート制御方式と非対称ゲート制御方式

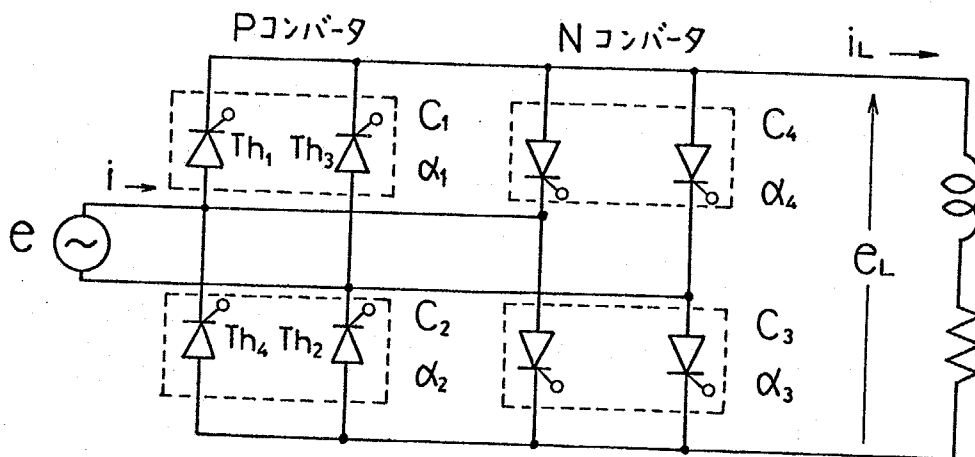
従来のサイクロコンバータのゲート制御方式は、整流回路における均一ブリッジ回路のように全サイリスタを同一制御角関数（オ4-1図で $\alpha_1 = \alpha_2$ ）で制御（対称ゲート制御）する方式であるが、基本波力率が最大となるゲート制御法は混合ブリッジのように一方をあたかもダイオードのような役目（オ4-1図で $\alpha_1 = 0$ ）をさせる方式が良いことがわかった。これらはすでに整流回路では非対称ゲート制御⁽²³⁾として知られており、本章で述べるサイクロコンバータの制御法もほぼこれと等しいものとなる。従って、本章ではこのようなサイクロコンバータを非対称ゲート制御形サイクロコンバータ（非循環電流形）と称し、従来の対称ゲート制御形サイクロコンバータと区別している。

なお、ちなみに前述の定数では本方式によるサイクロコンバータの調相容量を比較すると

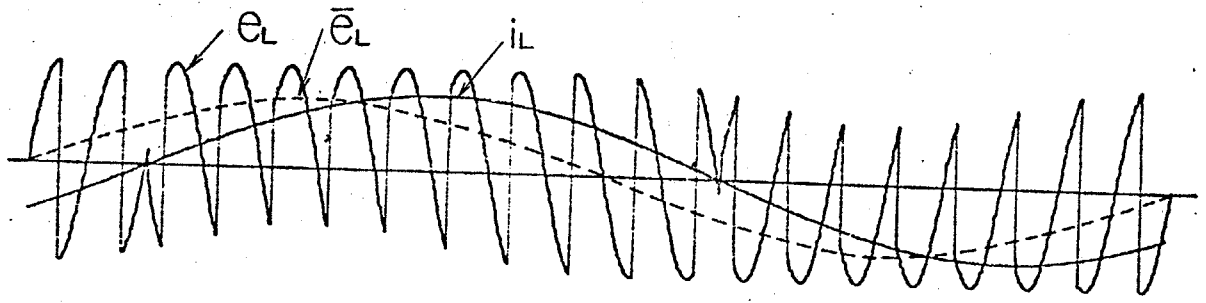
非対称ゲート制御形 ----- 0.12 倍

となり、調相設備を設けなくとも74.5%の基本波力率が得られ、出力電圧の振幅比が1に近いところでは負荷力率改善作用を有する領域も出現する。

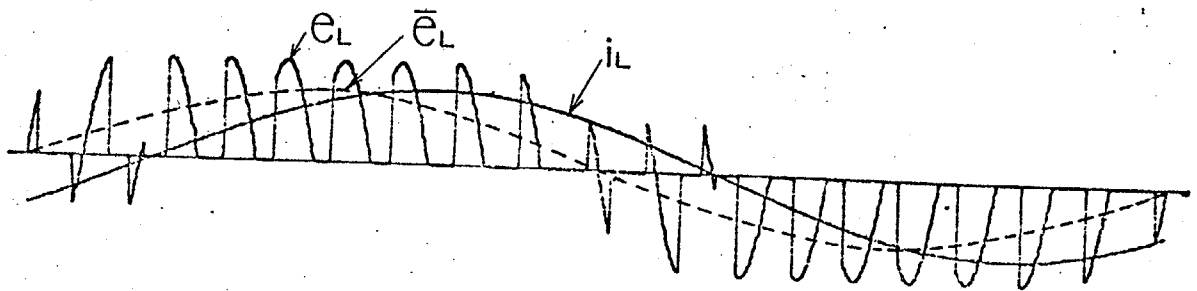
次に、本方式が力率改善作用を有する定性的な説明をしておこう。オ4-2図は、単相全波対称ゲート制御形、非対称ゲート制御形サイクロコンバータの



オ4-1図 単相全波非循環電流形サイクロコンバータ



a) 対称ゲート制御形



b) 非対称ゲート制御形

オ4-2図 対称ゲート制御形, 非対称ゲート制御形
サイクロコンバータの出力電圧波形

出力電圧波形である。従来の対称ゲート制御方式では出力電圧が零のモードはないが、非対称ゲート制御方式では、例えばオ4-1図の回路で Th_1, Th_4 を同時にオンし、負荷との間に循環電流を流し、出力電圧 $e_L = 0$ のモードを作っている。このモードでは電源と負荷とがシャ断 (Th_2, Th_3 オフ) されるため入力電流 i も零となり、入力電流を減少させ効率改善を行なう原因となっている。特に、サイクロコンバータの出力電圧を低く制御した場合 $e_L = 0$ のモードが長くなり、入力電流もそれに伴って減少し、良好な効率を保ち続ける。

4. 2. 1 基本波力率の計算法

整流回路の基本波力率は、周知のように電源の相数や回路構成には無関係に制御角によってのみ定まる。サイクロコンバータは制御角を連続的に変化させて交流出力を得る周波数変換器であることから、制御角一定の整流回路の動作と本質的な差異はなく、サイクロコンバータの基本波力率も整流回路と同様に電源相数や回路構成にまったく関係しない。

そこで、一例として最も回路構成の簡単な単相全波形サイクロコンバータ（非循環電流形）の場合について考える。図4-1図がその主回路で、逆並列に接続されたP, Nコンバータ2台の全波整流回路より構成されている。いま、 $i_L > 0$ の領域を考え、Pコンバータのみ動作している状態で上部の制御角を α_1 、下部を α_2 とする。このサイクロコンバータの出力電圧の基本波分 \bar{e}_L （図4-2図）は

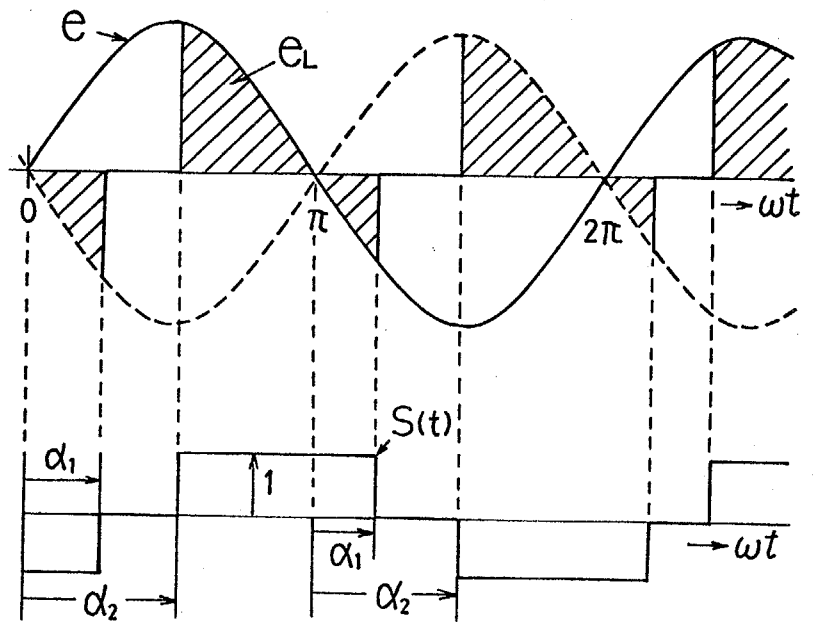


図4-3 出力電圧とスイッチング関数

$$\bar{e}_L = E_0 \cos \omega t \quad (4-1)$$

となるように α_1, α_2 を時々刻々変化させなければならないから、これらの制御角は ωt の関数となり、 $\alpha_1(\omega t), \alpha_2(\omega t)$ で表わせる。さて、このような制御角を有する場合の出力電圧 e_L を求めてみよう。

e_L は、図4-3図のように波高値1のスイッチング関数 $S(t)$ を考えれば

$$e_L = S \cdot e \quad (4-2)$$

で示される。ただし、 e は電源電圧で

$$e = E_m \sin \omega t$$

とすると、図 4-3 図のように $\alpha_1(\omega_0 t)$, $\alpha_2(\omega_0 t)$ で位相変調されたスイッチング関数 $S(t)$ は

$$S(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\{ \cos n \alpha_1(\omega_0 t) + \cos n \alpha_2(\omega_0 t) \} \cdot \sin n \omega t - \{ \sin n \alpha_1(\omega_0 t) + \sin n \alpha_2(\omega_0 t) \} \cos n \omega t \right] \quad (4-3)$$

となり、^{(9),(11)} 出力電圧の基本波分 \bar{e}_L (角周波数 ω_0) は (4-3) 式で $n=1$ の場合に生じ、(4-2) 式より

$$\bar{e}_L = \frac{E_m}{\pi} \{ \cos \alpha_1(\omega_0 t) + \cos \alpha_2(\omega_0 t) \} \quad (4-4)$$

となる。従って、(4-1) 式より α_1, α_2 の関係は

$$\cos \alpha_1(\omega_0 t) + \cos \alpha_2(\omega_0 t) = 2a \cos \omega_0 t \quad (4-5)$$

となる。ただし、 a は出力電圧の振幅比で、 $a = E_0 / (2/\pi) E_m$ である。

一方、出力電流 i_L を正弦波と仮定し

$$i_L = I_m \cos(\omega_0 t - \theta_L) \quad (4-6)$$

とすると入力電流 i は

$$i = S i_L \quad (4-7)$$

で示される。ここで、 θ_L は負荷の基本波力率角である。

(4-3) 式で $n=1$ の項を (4-7) 式に代入し、さらに電源電圧 e を乗じたものは整流回路の基本波電力であり、サイクロコンバータではこれが出力周波数とともに変動する。本章では、このうち有効電力に相当するものを瞬時入力

基本波有効電力 p , 無効電力に相当するものを瞬時入力基本波無効電力 q と名づける。これらはいずれも時間的に変動するものであるが, これらの平均値は基本波有効電力 P , 無効電力 Q に相当し, 変動分は高調波無効電力の一部となる。

瞬時入力基本波有効電力 p は (4-3) 式で $n=1$ を代入し, (4-7) 式の基本波分を求めれば (4-5) 式より

$$p = \frac{E_m}{\pi} I_m \{ \cos \alpha_1(\omega_0 t) + \cos \alpha_2(\omega_0 t) \} \cos(\omega_0 t - \theta_L)$$

$$= 2 K_m a \cos \omega_0 t \cos(\omega_0 t - \theta_L) \quad (4-8)$$

ただし, $K_m = E_m I_m / \pi$

瞬時入力基本波無効電力 q は遅れ電力を正とすると

$$q = K_m \{ \sin \alpha_1(\omega_0 t) + \sin \alpha_2(\omega_0 t) \} \cos(\omega_0 t - \theta_L) \quad (4-9)$$

となる。 p は a, θ_L のみで決定され制御角 α_1, α_2 の関数形に無関係であるが, q はこれらの制御角に依存する関数になる。

一方, α_1, α_2 はサイリスタの電源転流の条件より最小制御進み角 (本論文では一定と考える) を γ とすると

$$0 \leq \alpha_1, \alpha_2 \leq \pi - \gamma \quad (4-10)$$

の領域になければならない。

次に, P の平均値を P , q の平均値を Q とすると, 入力基本波力率 $\cos \theta$ は

$$\cos \theta = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (4-11)$$

で示され, 一定の a, θ_L のもとでは (4-8) 式より P は一定であるから, 最大力率を得る場合は Q が最小のときである。これはあらゆる瞬時において (4-5) 式の条件の下で q を最小にするような α_1, α_2 の関数形を求めればよい。

4. 2. 2 最大基本波力率を得るための制御角の条件
ある瞬時 t_1 において α_1, α_2 の条件

$$\cos \alpha_1(\omega_0 t_1) + \cos \alpha_2(\omega_0 t_1) = 2a \cos \omega_0 t_1 \quad (\text{一定})$$

のもとで $i_L > 0$, すなわち $\cos(\omega_0 t_1 - \theta_L) > 0$ の場合を考えると $\cos(\omega_0 t_1 - \theta_L)$ は一定であるから瞬時無効電力 q を最小にするには (4-9) 式より

$$\sin \alpha_1(\omega_0 t_1) + \sin \alpha_2(\omega_0 t_1)$$

を (4-10) 式の領域内で最小にすればよいことになる。(この解は付録 I を参照)

(i) $i_L > 0$ の場合

$$\left. \begin{aligned} 2a \cos \omega_0 t > 1 - \cos \gamma \quad \text{のとき} & \text{----- (モード1)} \\ \alpha_1(\omega_0 t) &= 0 \\ \alpha_2(\omega_0 t) &= \cos^{-1}(2a \cos \omega_0 t - 1) \end{aligned} \right\} \quad (4-12)$$

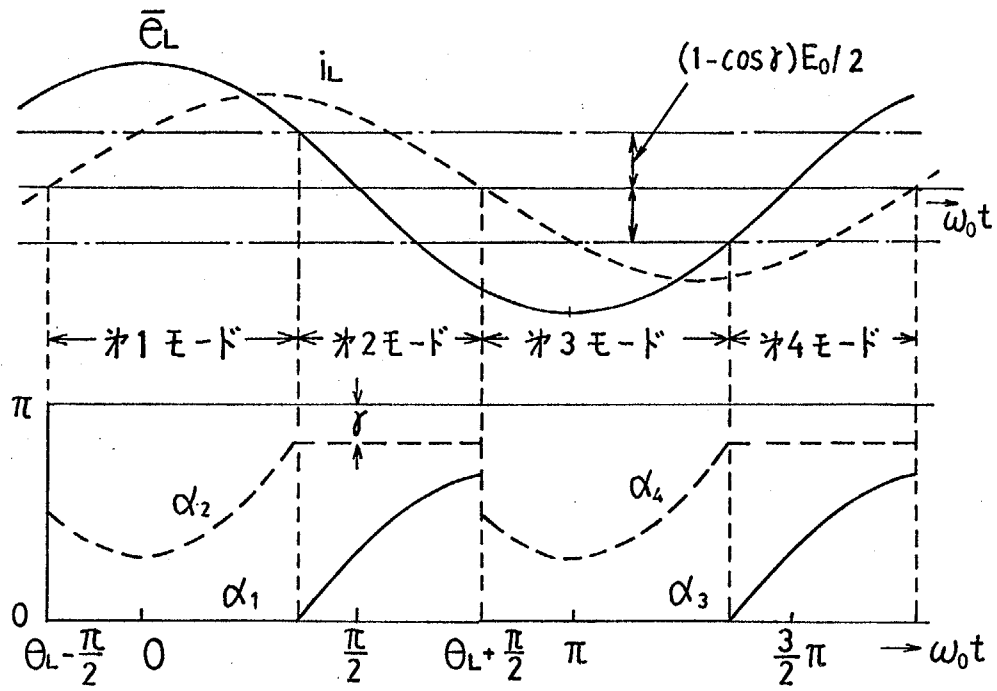
$$\left. \begin{aligned} 2a \cos \omega_0 t \leq 1 - \cos \gamma \quad \text{のとき} & \text{----- (モード2)} \\ \alpha_1(\omega_0 t) &= \cos^{-1}(2a \cos \omega_0 t + \cos \gamma) \\ \alpha_2(\omega_0 t) &= \pi - \gamma \end{aligned} \right\} \quad (4-13)$$

$i_L < 0$ の場合は, 図 4-1 においてコンバータ C_1 を C_3 に C_2 を C_4 に対応させ, (4-12), (4-13) 式と全く同様な制御をすればよいわけで, 前項と全く同様な手法で決定でき, 各コンバータの制御角 α_3, α_4 は

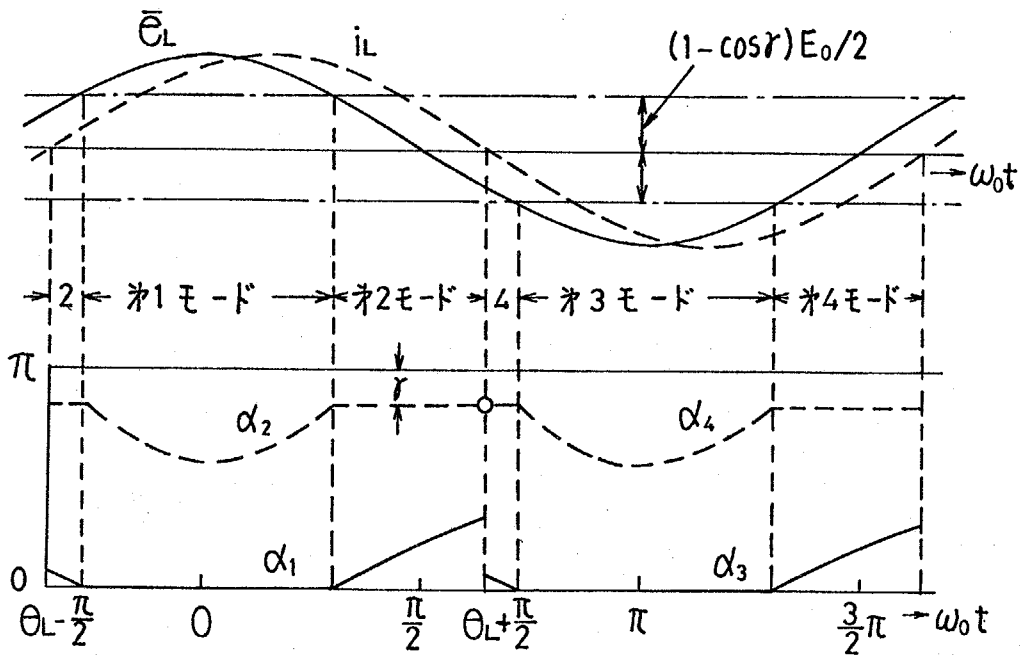
(ii) $i_L < 0$ の場合

$$\left. \begin{aligned} -2a \cos \omega_0 t > 1 - \cos \gamma \quad \text{のとき} & \text{----- (モード3)} \\ \alpha_3(\omega_0 t) &= 0 \\ \alpha_4(\omega_0 t) &= \cos^{-1}(-2a \cos \omega_0 t - 1) \end{aligned} \right\} \quad (4-14)$$

$$\left. \begin{aligned} -2a \cos \omega_0 t \leq 1 - \cos \gamma \quad \text{のとき} & \text{----- (モード4)} \\ \alpha_3(\omega_0 t) &= \cos^{-1}(-2a \cos \omega_0 t + \cos \gamma) \\ \alpha_4(\omega_0 t) &= \pi - \gamma \end{aligned} \right\} \quad (4-15)$$



(a)



(b)

図4-4 制御角 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$

となり、4つのモードに分割できる。

オ4-4図(a)は、オ1~4モードの各サイリスタの制御角の時間的変化を図示したもので、オ1, 2モードではPコンバータのみオン、オ3, 4モードではNコンバータのみにゲート信号が加えられる。なお、振幅比 α が小さい場合とか、負荷力率が良好な場合などは、オ4-4図(b)に示すようにオ1モードの前にオ2モード、オ3モードの前にオ4モードを主ることがあり、制御方式はさらに複雑となる。

4. 2. 3 出力電圧の高調波周波数と基本波力率

サイクロコンバータの入出力高調波を減少させるために入出力の多相化の手法がとられている。ところが、従来の対称ゲート制御方式と本章の非対称ゲート制御方式とでは入出力高調波が異なり、主回路の構成上の配慮が必要である。

一般に、サイクロコンバータの出力電圧の高調波角周波数は

$$k\omega \pm n\omega. \quad (m=1, 2, 3, \dots, n=1, 3, 5, \dots)$$

となる。ここで、 k は同形式の整流回路で出力電圧の最低次の高調波周波数が電源周波数の何倍かを示す定数で、本論文では有効相数と称している。従来の循環電流形、非循環電流形は対称的にゲート信号が加えられるため整流回路の均-ブリッジ形に相当し、有効相数 k は

$$\text{単相全波} \text{-----} k=2, \quad \text{3相全波} \text{-----} k=6$$

$$\text{6相全波} \text{-----} k=6$$

などとなる。非対称ゲート制御形では整流回路の混合ブリッジ形に相当し、

$$\text{単相全波} \text{-----} k=2, \quad \text{3相全波} \text{-----} k=3$$

$$\text{6相全波} \text{-----} k=6$$

となる。

そこで、非対称ゲート制御形で $k=6$ とする場合などは6相全波形サイクロコンバータを使用するよりむしろ3相全波形を2段、または3相電源各々に単相全波形サイクロコンバータを3台縦続接続する方法がサイリスタの利用率の

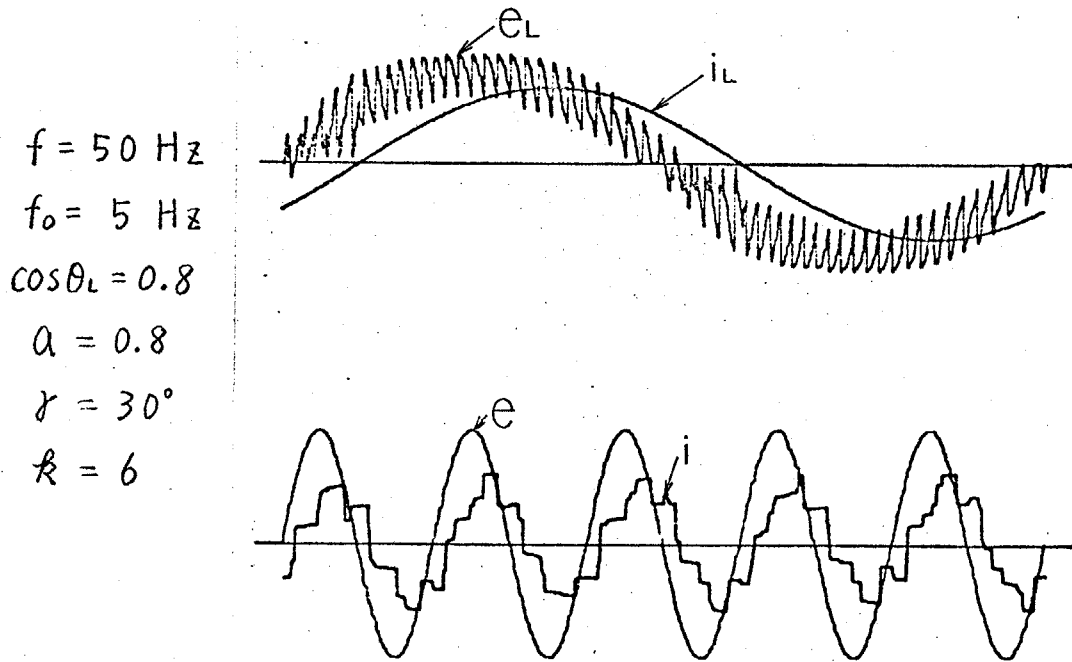


図4-5 出力電圧波形と入力電流波形

点からみて有利であろう。しかしこの場合、上述したように同じ有効相数を得るためにはサイリスタ数が対称ゲート制御形の倍必要となる。

図4-5は、 $k=6$ の場合の非対称ゲート制御形サイクロコンバータの出力電圧波形と入力電流波形であり、図4-2 ($k=2$)と較べても明らかのように有効相数を増加させると出力電圧、入力電流波形はしだいに正弦波に近づいてくる。しかし、基本波力率は入出力の多相化によっても整流回路の特有の性質により改善できない。

図4-6は、従来の対称ゲート制御形の循環電流形、非循環電流形と本節の非循環電流非対称ゲート制御形、次節で述べる循環電流非対称ゲート制御形の基本波力率を計算したもので、本方式は他の方式に比べて非常に良くなっていることがわかる。特に、振幅比 a の小さいところでの傾向は大である。また、負荷力率 $\cos \theta_L = 0.8$ 、 $a=1$ の場合の入力力率は0.87で、負荷力率より良くなっている。これは前章で述べたように、入力側の基本波無効電力は出力側の基本波無効電力に直接関係しないためである。図から明らかのように

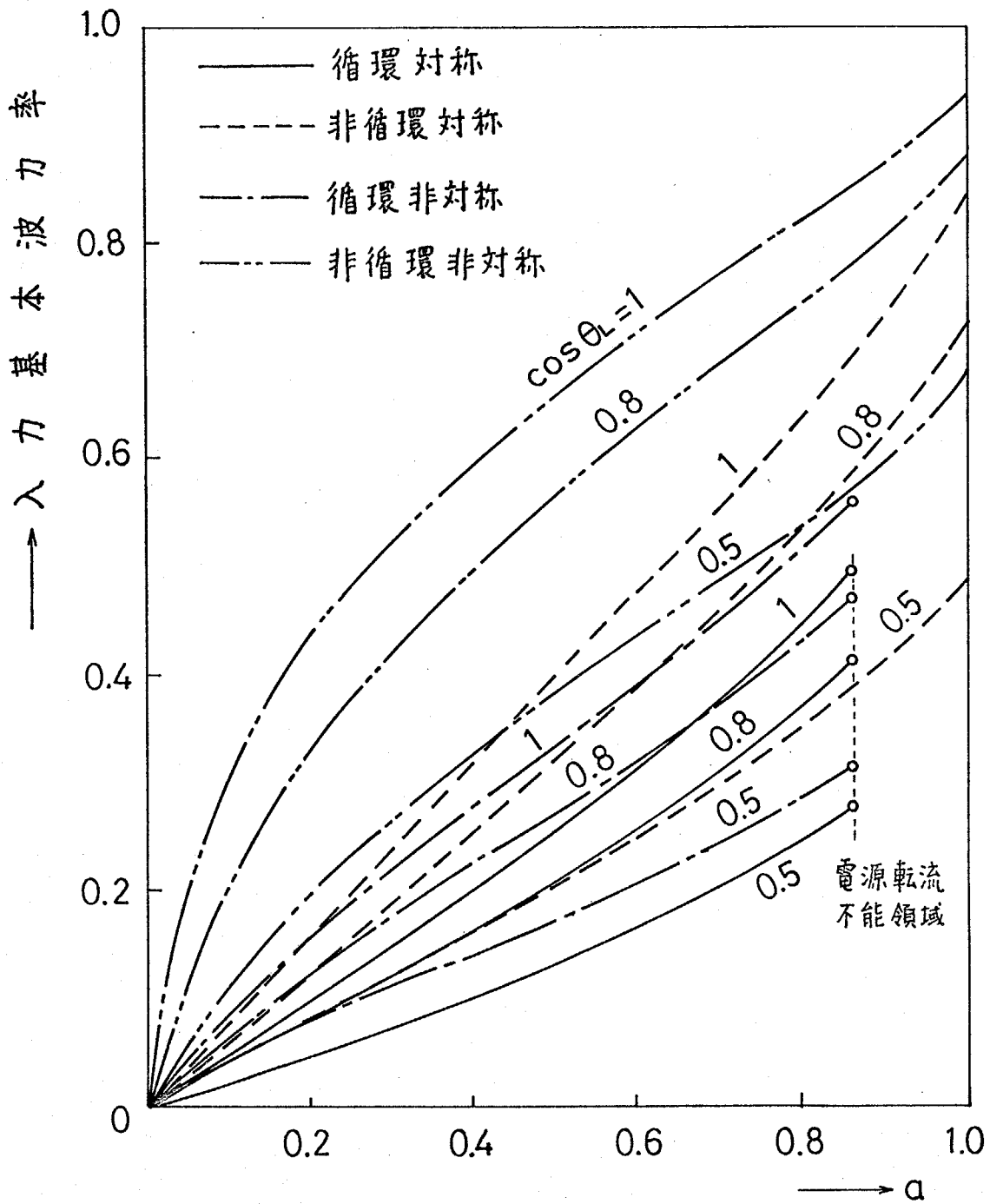


図4-6 サイクロコンバータの基本波力率

この傾向は負荷力率の低下とともに顕著となり、 $\cos \theta_L = 0.5$ 、 $\alpha = 1$ の場合で 0.67 にもなる。このように負荷力率改善作用を有していることは特に低力率リアインダクションモータなどの駆動電源に適している。

4.3 サイクロコンバータの制御方式の分類と各方式のゲート制御法

サイクロコンバータには種々の回路構成や制御方式がある。ここでは、サイクロコンバータを4つの制御方式に分類し、各方式の出力電圧制御法およびゲート制御法を明らかにする。

なお、以下の解析を行なうにあたって計算の複雑化をさけるために

- (i) 電源電圧、出力電流は正弦波と仮定する。
- (ii) 電流の重なり波形に対する影響などは無視する。
- (iii) サイリスタは完全なスイッチング素子と仮定する。

4.3.1 サイクロコンバータの分類

サイクロコンバータは図4-7図のように正の電流を供給するPコンバータ、負の電流を供給するNコンバータよりなっている。いま、一例として図4-7図のようなブリッジ形サイクロコンバータ（入力 m 相で、出力は l' 相のみ示す）について制御上からの分類を行なうと次のようになる。

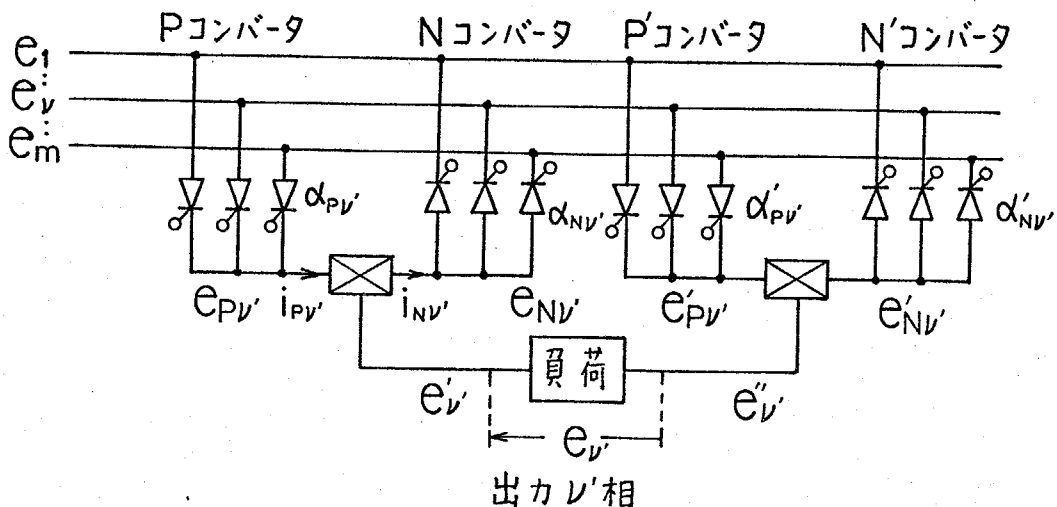




図4-7図 ブリッジ形サイクロコンバータ（出力 l' 相）

(i) 循環電流形

オ4-7図のP, Nコンバータについて述べると, Pコンバータの出力電圧 e_{pv} と Nコンバータの e_{nv} の平均値を等しく制御し, 図の  の部分にそう入されたリアクトルを通し常時循環電流を流しておく方式 ($i_{pv}, i_{nv} > 0$)

(ii) 非循環電流形

オ4-7図の  の部分に出力電流検出器を設け, 出力電流 i_v の極性に応じてP, Nのどちらか一方のコンバータのみ動作させるもの。すなわち

$$i_v > 0 \text{ のとき } i_{pv} = i_v, i_{nv} = 0$$

$$i_v < 0 \text{ のとき } i_{pv} = 0, i_{nv} = -i_v$$

のように制御される。

これらはいずれも半波ブリッジに対する制御法である。これに対し, 前節で述べた対称, 非対称ゲート制御法はブリッジ形サイクロコンバータの2つの半波ブリッジ相互間の制御法である。

(I) 対称ゲート制御形

これは従来から用いられている方法で, 出力電圧 e_v を発生させるのにP, Nコンバータ, P', N'コンバータで各々半分ずつ電圧を発生させるもの。すなわち

$$e_v' = -e_v'' = e_v/2$$

この場合, 各コンバータの制御角は対称的となる。

(II) 非対称ゲート制御形

上の方式とは異なり

$$e_v' \neq -e_v'' \text{ で } e_v' - e_v'' = e_v$$

となるように制御するもので, 各コンバータの制御角の決定には自由度が生じる。⁽³⁾

従って, これらの組合せにより4つの制御方法が考えられる。

- (a) 循環電流対称ゲート制御形
- (b) 非循環電流対称ゲート制御形
- (c) 循環電流非対称ゲート制御形
- (d) 非循環電流非対称ゲート制御形

以下に、これらの各方式に対する制御法、入出力波形解析法について述べる。

4.3.2 制御角の制限と各方式の出力電圧制御法

整流回路の場合と同じように制御角の原点を、電源 e_v に接続されているサイリスタについては e_{v-1} と e_v の正側の交点とする。このとき、図4-7図の各コンバータの制御角 α_{Pv} , α_{Nv} , $\alpha_{P'v}$, $\alpha_{N'v}$ はサイリスタの電源転流の条件より、次の領域になければならない。

$$\left. \begin{array}{l} 0 \leq \alpha_{Pv}, \alpha_{P'v} \leq \pi - \gamma \\ -\pi \leq \alpha_{Nv}, \alpha_{N'v} \leq -\gamma \end{array} \right\} \quad (4-16)$$

ただし、制御角は遅れ方向を正にとり、 γ は電流の重なり角、サイリスタのターンオフタイムなどにより定まる最小制御進み角である。従って、各コンバータの出力電圧可変範囲は

$$\left. \begin{array}{l} P, P' \text{ コンバータ} : -E_{dm} \cos \gamma \sim E_{dm} \\ N, N' \text{ コンバータ} : -E_{dm} \sim E_{dm} \cos \gamma \end{array} \right\} \quad (4-17)$$

ここで、 E_{dm} はサイリスタのかわりにダイオードを用いたときの出力電圧の平均値で、

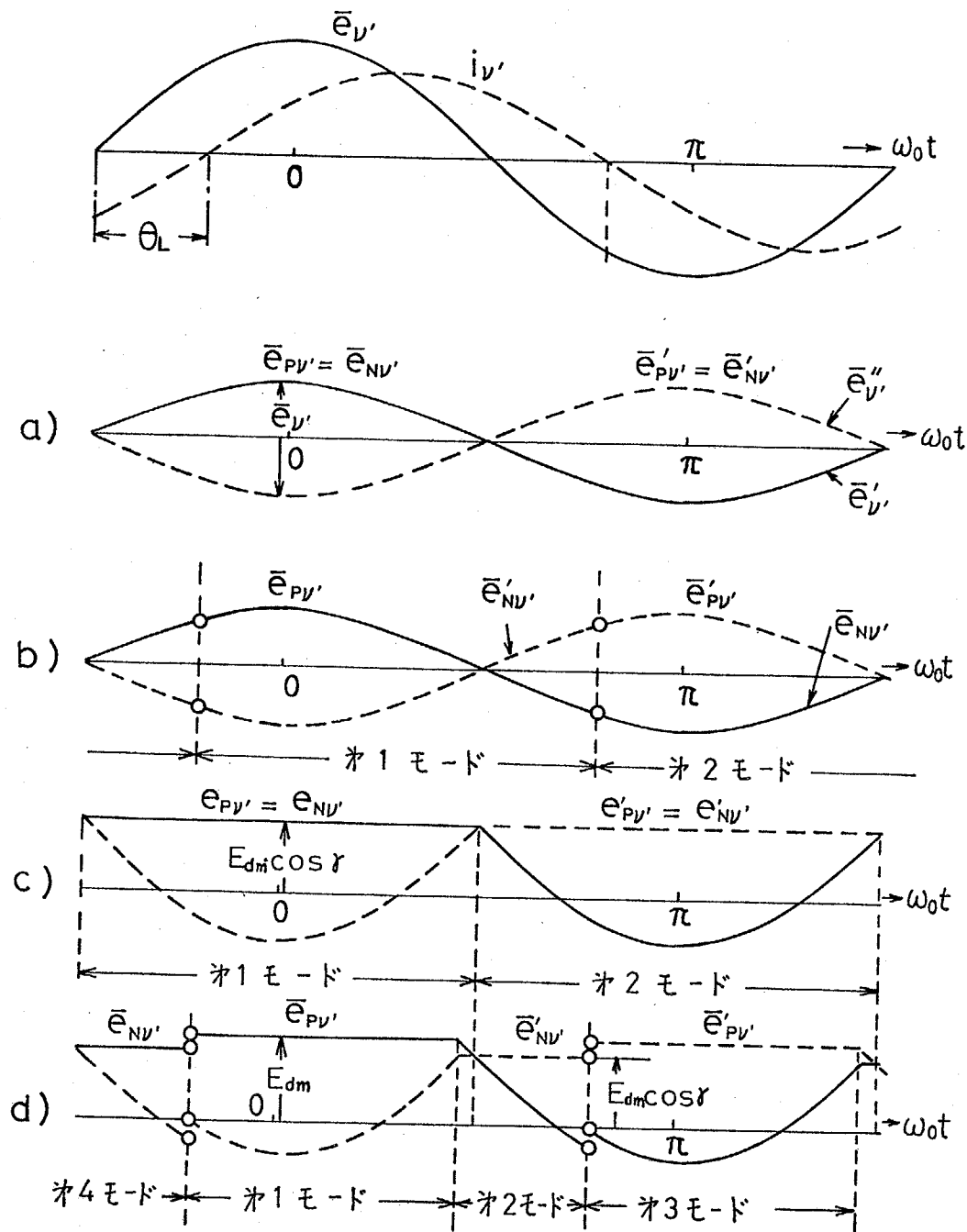
$$E_{dm} = \frac{m}{\pi} E_m \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \quad (4-18)$$

である。ただし、 E_m は電源相電圧の振幅、 m は電源相数

次に、各コンバータは各種方式によりいかなる電圧を発生すべきかを考えてみよう。

(a) 循環電流対称ゲート制御形

図4-8図(a)に示すように各コンバータの出力電圧の基本波分(希望



- (a) 循環電流対称ゲート制御形
- (b) 非循環電流対称ゲート制御形
- (c) 循環電流非対称ゲート制御形
- (d) 非循環電流非対称ゲート制御形

第4-8図 各半波ブリッジコンバータの希望出力電圧の変化

出力電圧)を対称的に

$$\left. \begin{aligned} \bar{e}_{p\nu} &= \bar{e}_{N\nu} = \bar{e}_{\nu}/2 \\ \bar{e}'_{p\nu} &= \bar{e}'_{N\nu} = -\bar{e}_{\nu}/2 \end{aligned} \right\} \quad (4-19)$$

となるように制御し、図4-7の4個のコンバータは常時オン状態にある。

(b) 非循環電流対称ゲート制御形

図4-8(b)に示すように出力電流 i_{ν} が

$$\left. \begin{aligned} i_{\nu} > 0 \text{ のとき} & \quad \bar{e}_{p\nu} = -\bar{e}'_{N\nu} = \bar{e}_{\nu}/2 \\ i_{\nu} < 0 \text{ のとき} & \quad \bar{e}_{N\nu} = -\bar{e}'_{p\nu} = \bar{e}_{\nu}/2 \end{aligned} \right\} \quad (4-20)$$

となるように制御し、P, N または P', N' コンバータの一方のみオンさせる方式である。

前述のように非対称ゲート制御形サイクロコンバータでは、その制御角の決定方法にある自由度が生じるが、前節よりこの方式が入力力率の改善に絶大な効果があることが明らかにされたので、基本波力率が最大という条件のもとでこれらの制御方法を論じてみよう。

それによると、基本波力率最大という条件は、「図4-7で \bar{e}'_{ν} または \bar{e}_{ν} をこれらのコンバータが取り得る最大値または最小値に固定し、他のコンバータで残りの電圧を発生させればよい。」との結果が得られている。

(c) 循環電流非対称ゲート制御形

循環電流形では図4-8(c)のように

$$\bar{e}_{p\nu} = \bar{e}_{N\nu} = \bar{e}_{\nu}, \quad \bar{e}'_{p\nu} = \bar{e}'_{N\nu} = \bar{e}_{\nu}$$

となるように制御角が選ばれるから(4-17)式より $i_{\nu} > 0$ の領域(第1モード)では \bar{e}_{ν} の最大値はNコンバータの最大値より制限される(4-17)式より

$$\bar{e}_{\nu} = E_{dm} \cos \gamma \quad (4-21)$$

となる。従って、残りの電圧 \bar{e}'_{ν} は

$$\bar{e}'_{\nu} = \bar{e}_{\nu} - E_{dm} \cos \gamma \quad (4-22)$$

となるように制御すればよい。 $i_{\nu} < 0$ の領域 (オ 2 モード) は P, N コンバータと P', N' コンバータを取りかえて考えれば同様にオ 4-8 図 (c) のように制御すればよい。

(d) 非循環電流非対称ゲート制御形

この場合、制御法はさらに複雑になり、オ 4-8 図 (d) のように 4 つのモードに分割できる。この詳細については前節で述べた。

これらのサイクロコンバータの希望とする出力電圧 \bar{e}_{ν} の最大値は (4-17) 式の条件を適用することにより定められ、 θ_L を負荷の基本波力率角とすると

(i) 循環電流形

$$\bar{e}_{\nu} |_{\max} = 2 E_{dm} \cos \gamma \quad (4-23)$$

(ii) 非循環電流形

$$\bar{e}_{\nu} |_{\max} = \begin{cases} 2 E_{dm} & \theta_L \leq (\pi/2) - \gamma \\ 2 (\cos \gamma / \sin \theta_L) E_{dm} & (\pi/2) - \gamma < \theta_L < \pi/2 \\ 2 E_{dm} \cos \gamma & \pi/2 \leq \theta_L \end{cases}$$

(4-24)

となり、対称、非対称ゲート制御法に関係しない。

4. 3. 3 出力電圧の基本波分と制御角との関係

一例として、オ 4-9 図 (a) に示すような位相制御された出力電圧 $e_{p\nu'}$ のフーリエ級数展開を考えてみよう。この場合、スイッチング関数 $S_{\nu\nu'}$ ($\nu = 1, 2, \dots, m$, $\nu' = 1', 2', \dots, n'$ (n' : 出力相数)) は波高値 1 のパルスで、オ 4-9 図 (b) のようになる。従って、出力電圧 $e_{p\nu'}$ は

$$e_{p\nu'} = \sum_{\nu=1}^m S_{\nu\nu'}(\alpha_{p\nu'}) e_{\nu} \quad (4-25)$$

で示される。サイクロコンバータでは $\bar{e}_{p\nu'}$ などをオ 4-8 図のような希望する電圧に変化させるため、その制御角も時々刻々変化する値となる。すなわち、オ 4-9 図 (b) で $\alpha_{p\nu'}$ が時間関数となるが、スイッチング関数 $S_{\nu\nu'}$ は次の

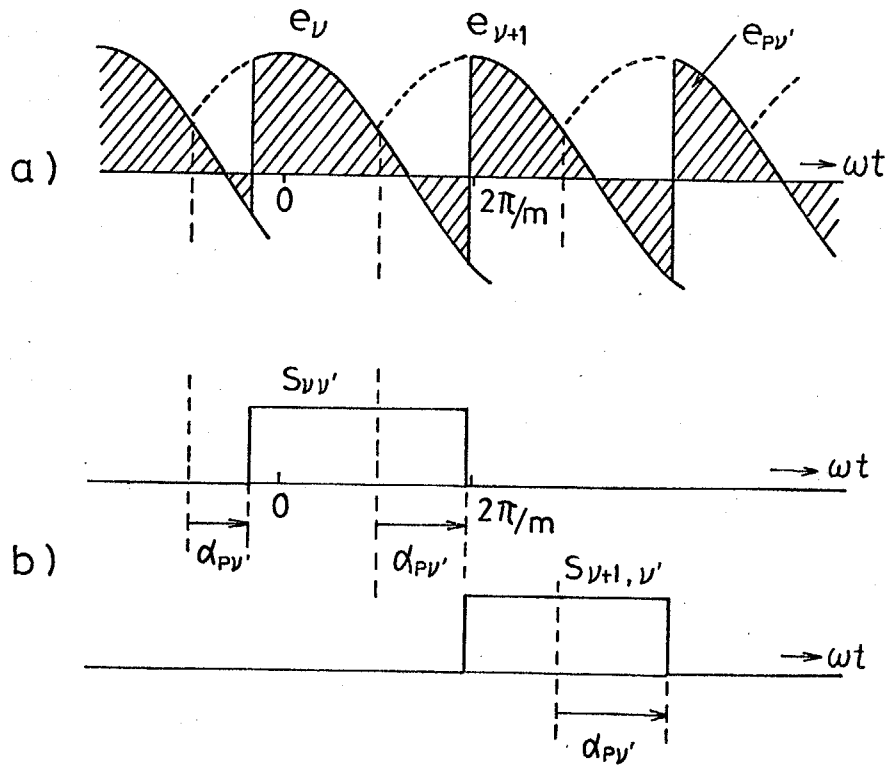


図4-9 出力電圧とスイッチング関数

ように展開できる。

$$S_{\nu\nu'}(\alpha_{\nu\nu'}) = \frac{1}{m} + \frac{2}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{\sin(l/m)\pi}{l} \cdot \cos l \{ \omega't - \alpha_{\nu\nu'}(\omega_0't) \} \tag{4-26}$$

ただし、 $\omega't = \omega t - \nu - 1/m \cdot 2\pi$, $\omega_0't = \omega_0 t - \nu' - 1/n' \cdot 2\pi$,

ω : 電源角周波数, ω_0 : 出力基本波角周波数

これは、 $\alpha_{\nu\nu'} = \text{一定}$ の場合について図4-9(b)のパルスをもフーリエ展開したものであるが、一般に $\alpha_{\nu\nu'}$ が時間関数であっても $S_{\nu\nu'}$ のように1, 0などの一定値をもつようなパルスは(4-26)式のように展開できる。⁽¹¹⁾ また、 $e_{N\nu'}$ に対するスイッチング関数 $S_{N\nu'}(\alpha_{N\nu'})$ も(4-26)式の $\alpha_{\nu\nu'}$ を $\alpha_{N\nu'}$ に変更するだけで展開できる。これらは、P', N'コンバータの出力電圧に対するスイッチング関数の場合も同様である。

一方、ブリッジ形サイクロコンバータのスイッチング関数は、例えば $e_{p\nu'} - e_{N\nu'} - e_{p\nu'}$ についてそれぞれ $S_{\nu\nu'1}, S_{\nu\nu'2}$ とすると

$$\left. \begin{aligned} S_{\nu\nu'1} &= S'_{\nu\nu'}(\alpha_{p\nu'}) - S'_{\nu\nu'}(\alpha'_{N\nu'}) \\ S_{\nu\nu'2} &= S'_{\nu\nu'}(\alpha_{N\nu'}) - S'_{\nu\nu'}(\alpha'_{p\nu'}) \end{aligned} \right\} \quad (4-27)$$

どで示されることは容易にわかるであろう。

次に、出力電圧の基本波分と制御角との関係を求める。そこで、 m 相入力源を e_ν ($\nu=1, 2, 3, \dots, m$) とし

$$e_\nu = E_m \cos \omega' t \quad (4-28)$$

表わす。(4-26), (4-28)式より図4-9図の $e_{p\nu'}$ は

$$e_{p\nu'} = \frac{2E_m}{\pi} \sum_{\nu=1}^m \sum_{l=1}^{\infty} \frac{\sin(l/m)\pi}{l} \cdot \cos l \{ \omega' t - \alpha_{p\nu'}(\omega'_0 t) \} \cos \omega' t \quad (4-29)$$

なる。(4-18), (4-29)式を用いて、図4-8図の希望出力電圧 $\bar{e}_{p\nu'}$ は

$$\left. \begin{aligned} \bar{e}_{p\nu'} &= E_{dm} \cos \alpha_{p\nu'}(\omega'_0 t) \\ \bar{e}'_{p\nu'} &= E_{dm} \cos \alpha'_{p\nu'}(\omega'_0 t) \end{aligned} \right\} \quad (4-30)$$

と示される。

a) 循環電流対称ゲート制御形

(4-19)式より図4-7図の各制御角は希望電圧を

$$\bar{e}_{\nu'} = 2E_{om} \cos \omega'_0 t \quad (4-31)$$

とすると、(4-19), (4-20), (4-30)式および(4-16)式の領域より

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{p\nu'} &= -\alpha_{N\nu'} = \cos^{-1}(a \cos \omega'_0 t) \\ \alpha'_{p\nu'} &= -\alpha'_{N\nu'} = \cos^{-1}(-a \cos \omega'_0 t) \end{aligned} \right\} \quad (4-32)$$

ただし、 $a = E_{om} / E_{dm}$ でこれは出力電圧の振幅比を示すものである。

b) 非循環電流対称ゲート制御形

出力電圧の基本波は、図4-8図(a), (b)のように循環電流形と全く同一のため各制御角は(4-32)式に等しくなる。ただし、これらは出力電流の極性により図4-8図(b)のようにモードが切り換えられる。これら

については次節で論じる。

1) 循環電流非対称ゲート制御形

制御角は e_L の符号により、才4-8図(c)に示すように2つのモードに分割され

才1モードでは(4-21), (4-22), (4-30)式より

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{p\nu'} &= \gamma, \quad \alpha_{n\nu'} = -\gamma \\ \alpha'_{p\nu'} &= \cos^{-1}(\cos \gamma - 2a \cos \omega_0' t) \\ \alpha'_{n\nu'} &= -\cos^{-1}(\cos \gamma - 2a \cos \omega_0' t) \end{aligned} \right\} \quad (4-33)$$

才2モードでは

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{p\nu'} &= \gamma, \quad \alpha_{n\nu'} = -\gamma \\ \alpha'_{p\nu'} &= \cos^{-1}(\cos \gamma + 2a \cos \omega_0' t) \\ \alpha'_{n\nu'} &= -\cos^{-1}(\cos \gamma + 2a \cos \omega_0' t) \end{aligned} \right\} \quad (4-34)$$

となる。

2) 非循環電流非対称ゲート制御形

この場合は、 $i_{\nu'}$ の極性と $e_{\nu'}$ の大きさにより才4-8図(d)に示すように4つのモードに分割できることは前節で説明した。[(4-12) ~ (4-15)式参照]

ここで述べた手法では、いずれも各モード内の波形解析しかできないが、多動作モードを有する波形の場合には次節のモード関数を採用することによって全体の波形解析が可能となる。

4. 4. スイッチング行列を用いた波形解析法

サイクロコンバータの入力電流, 出力電圧には多大な高調波を含みこれらの大容量機器が実現された場合, 電力系統に与える障害, 負荷に与える高調波損失など多くの問題が生ずると思われ, これらの成分を知ることは極めて重要である。しかし, 2章と3章でも述べたようにこの高調波周波数は単純なものではなく, 電源角周波数 ω と出力角周波数 ω_0 とのビート周波数 $L\omega \pm L'\omega_0$ (L, L' : 整数) となる。^{(2),(3)} 従って, これらの波形を直接フーリエ展開したとき, ω と ω_0 を有理数比に選ぶと相異なる L, L' に対して同一周波数となる高調波が存在し, 正確な分析はできない。また, ω と ω_0 を無理数比に選ぶとこれらの波形は非周期波形となり, フーリエ展開は不可能になる。

本節では, これらの波形に関して統一的な解析法を示しており, 従来, 使用されていた二重フーリエ展開法などのかわりにサイリスタ群のスイッチングに相当するスイッチング行列を用いた新しい解析法について述べている。

4. 4. 1. モード関数を用いた出力電圧の表示

オ4-8図のように多くの動作モードを有する出力電圧は, 一つのスイッチング関数で表示できないので, 各モード間のスイッチングを示す関数が必要となる。初めに, 最も簡単な例として非循環電流対称ゲート制御形の場合について, その出力波形の表示法を考えてみよう。

(i) 非循環電流対称ゲート制御形

この形式のサイクロコンバータはオ4-8図(b)より2つのモードに分割され

オ1モード : 区間 $-\pi/2 + \theta_L \sim \pi/2 + \theta_L$

$$\text{出力電圧 } e_{p\nu} - e'_{N\nu} = \sum_{\nu=1}^m S_{\nu\nu} e_{\nu}$$


オ2モード : 区間 $\pi/2 + \theta_L \sim 3\pi/2 + \theta_L$

$$\text{出力電圧 } e_{N\nu'} - e'_{P\nu'} = \sum_{\nu=1}^m S_{\nu\nu'} e_{\nu}$$

である。いま、各モード区間で1の値をとり他は0のパルスをモード関数と称し、 $M_{\nu'}^1$ (モード1)、 $M_{\nu'}^2$ (モード2)で表わせば、全出力電圧 $e_{\nu'}$ は次式で示される。

$$e_{\nu'} = \sum_{\nu=1}^m (M_{\nu'}^1 S_{\nu\nu'} + M_{\nu'}^2 S_{\nu\nu'}) e_{\nu} \quad (4-35)$$

(ii) 循環電流対称ゲート制御形

この循環電流形サイクロコンバータは、図4-7の  の部分に中間タップ付きのリアクトルを用いており

$$e'_{\nu'} = \frac{1}{2}(e_{P\nu'} + e_{N\nu'}), \quad e''_{\nu'} = \frac{1}{2}(e'_{P\nu'} + e'_{N\nu'})$$

となるため出力電圧は(4-27)式を用いると

$$e_{\nu'} = \sum_{\nu=1}^m \left(\frac{1}{2} S_{\nu\nu'} + \frac{1}{2} S_{\nu\nu'} \right) e_{\nu} \quad (4-36)$$

となり、(4-35)式で $M_{\nu'}^1 = M_{\nu'}^2 = 1/2$ に相当し、一つのモードで表わされるためモード関数は不要である。

(iii) 循環電流非対称ゲート制御形

図4-8(c)のように2つのモードに分けられる。

モード1 : 区間 $-\pi/2 \sim \pi/2$

$$e_{\nu'} = \frac{1}{2}(e_{P\nu'} + e_{N\nu'}) - \frac{1}{2}(e'_{P\nu'} + e'_{N\nu'})$$

$$= \sum_{\nu=1}^m \left(\frac{1}{2} S_{\nu\nu'} + \frac{1}{2} S_{\nu\nu'} \right) e_{\nu} \quad (4-37)$$

モード2 : 区間 $\pi/2 \sim 3\pi/2$

出力電圧 $e_{\nu'}$ は(4-37)式と同様であるがスイッチング関数 $S_{\nu\nu'} + S_{\nu\nu'}$ の形式がモード1と異なるためにモード分割が必要となる。従って、全

出力電圧 $e_{\nu'}$ は

$$e_{\nu'} = \sum_{\nu=1}^m (M_{\nu'}^1 S_{\nu\nu'}^1 + M_{\nu'}^2 S_{\nu\nu'}^2) e_{\nu} \quad (4-38)$$

となる。ただし、 $S_{\nu\nu'}^1$ などはオ1モードにおけるスイッチング関数 $(1/2) \cdot (S_{\nu\nu'1} + S_{\nu\nu'2})$ を示している。

(iv) 非循環電流非対称ゲート制御形

以上のような手法でオ4-8図(d)の波形を表わすと

$$e_{\nu'} = \sum_{\nu=1}^m (M_{\nu'}^1 S_{\nu\nu'1}^1 + M_{\nu'}^2 S_{\nu\nu'1}^2 + M_{\nu'}^3 S_{\nu\nu'2}^3 + M_{\nu'}^4 S_{\nu\nu'2}^4) \quad (4-39)$$

となる。

4.4.2 スイッチング行列による多相サイクロコンバータの出力電圧表示

以上は、オ4-7図の出力 ν' 相のみの波形について述べたが、多相出力(相数 n')のサイクロコンバータの場合は(4-35) ~ (4-39)式より

$$[e_{\nu'}] = \sum_{k=1}^K [M_{\nu'}^k S_{\nu\nu'}^k] [e_{\nu}] \quad (4-40)$$

ただし、 K : 全モード数

$$[e_{\nu'}] = [e_{1'}, e_{2'}, \dots, e_{n'}]^t$$

$$[e_{\nu}] = [e_1, e_2, \dots, e_m]^t$$

$$[M_{\nu'}^k] = \begin{bmatrix} M_{1\nu'}^k & & & 0 \\ & M_{2\nu'}^k & & \\ & & \dots & \\ 0 & & & M_{n'\nu'}^k \end{bmatrix}$$

$$[S_{vv}^k] = \begin{bmatrix} S_{11'}^k & S_{12'}^k & \dots & S_{1n'}^k \\ S_{21'}^k & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ S_{m1'}^k & \dots & \dots & S_{mn'}^k \end{bmatrix}$$

t は行列の転置を示している。対称電源, 対称負荷の場合は

$$S_{vv}^k(\omega_0 t, \omega t) = S_{v1'}^k(\omega_0' t, \omega t)$$

$$M_{vv}^k(\omega_0 t) = M_{1'}^k(\omega_0' t)$$

であるから出力 v' 相と I' 相の電圧関係は

$$e_{vv}(\omega_0 t, \omega t) = e_{1'}(\omega_0' t, \omega t) \quad (4-42)$$

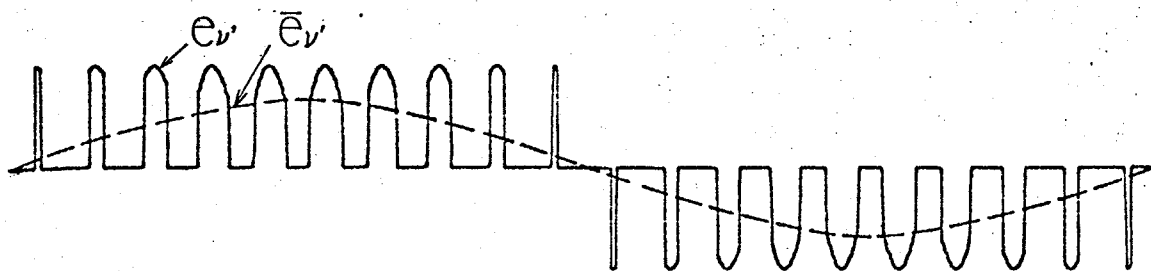
となり, 出力 I' 相の電圧のみ求めれば他は計算しなくとも簡単に求めることができる。本論文では, $[M_{vv}^k S_{vv}^k]$ のことをスイッチング行列と名づけ, 多モードを有するサイリスタ回路のスイッチング関数として用いている。

4.4.3 種々のサイクロコンバータの出力電圧と高調波成分

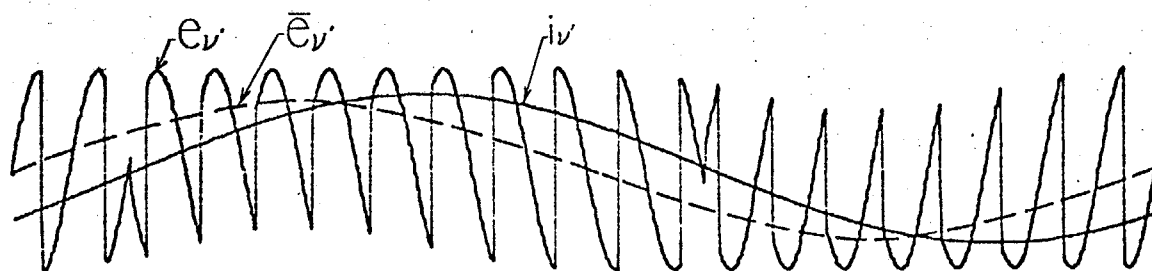
図4-10は, 以上に述べた種々のサイクロコンバータの出力電圧波形を単相全波形について示したものである。いずれの場合も出力周波数 $f_0 = 5 \text{ Hz}$, 電源周波数 $f = 50 \text{ Hz}$, 振幅比 $a = 0.8$, 負荷の基本波力率 $\cos \theta_L = 0.8$, の場合である。図4-11, 図4-12は対称, 非対称ゲート制御形の場合について図4-10の出力電圧波形を(4-40)式を用いて展開し, $2\omega \pm n\omega_0$ ($n=1, 3, 5, \dots$)の周波数成分を示したものである。これらの結果より,

- (i) 一般に循環電流形の方が出力電圧の高調波成分が少ない。
- (ii) 対称ゲート制御方式より非対称ゲート制御方式の方が波形が良好である。
- (iii) 循環電流形の波形は負荷力率に依存しない。
- (iv) 出力電圧に含まれる高調波の角周波数はどの形式のサイクロコンバータも同一である。

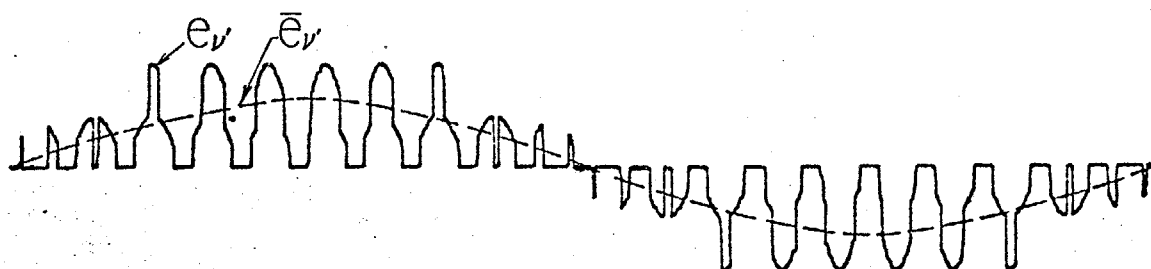
一般に, 多相サイクロコンバータの出力電圧に含まれる高調波成分の角周波数は,



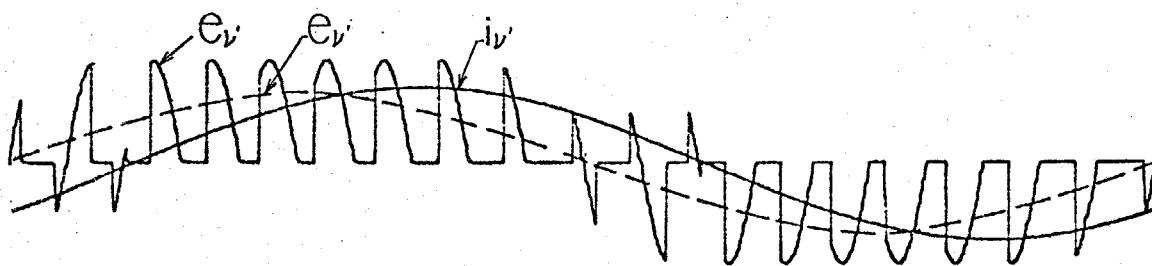
(a) 循環電流対称ゲート制御形



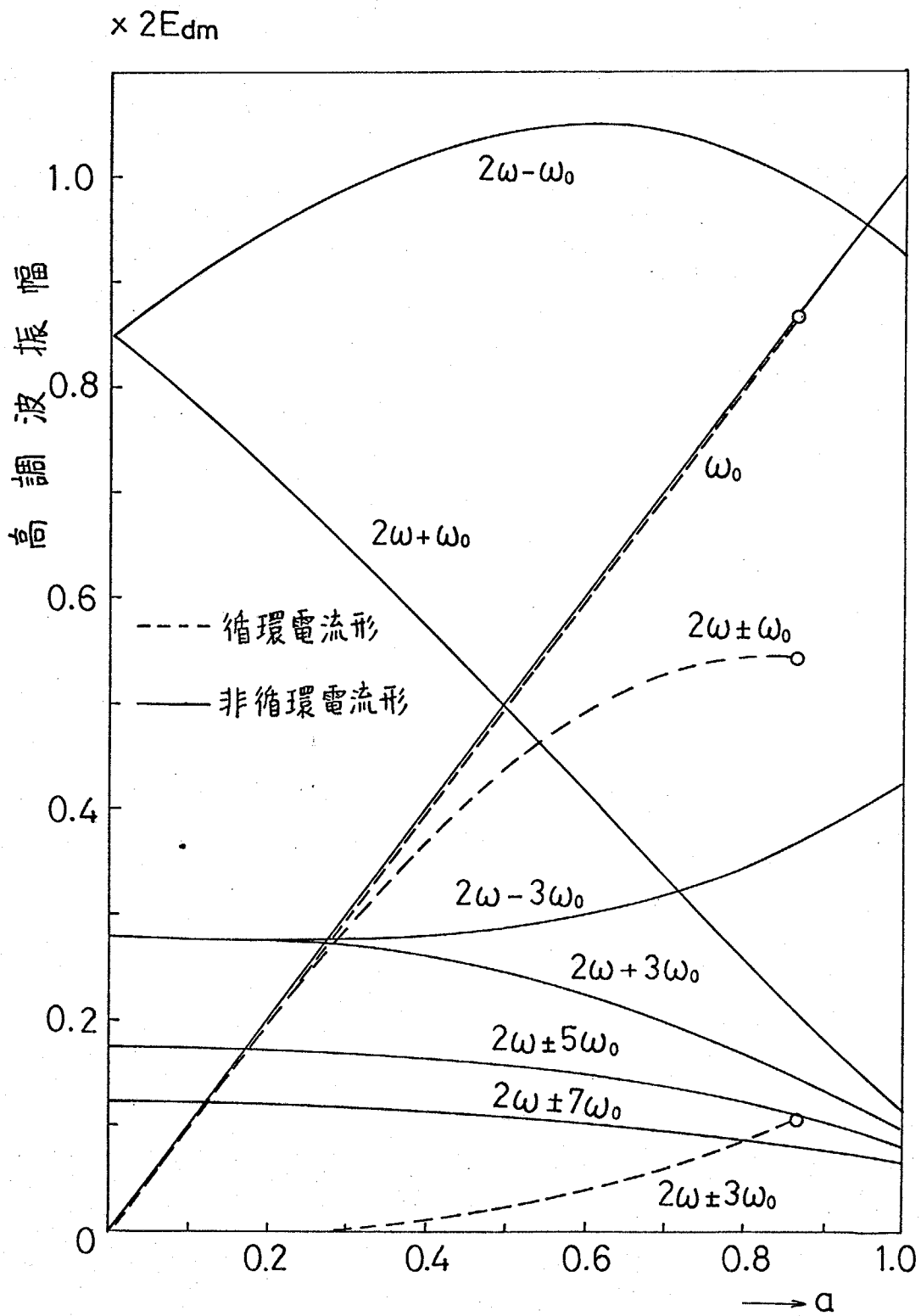
(b) 非循環電流対称ゲート制御形



(c) 循環電流非対称ゲート制御形

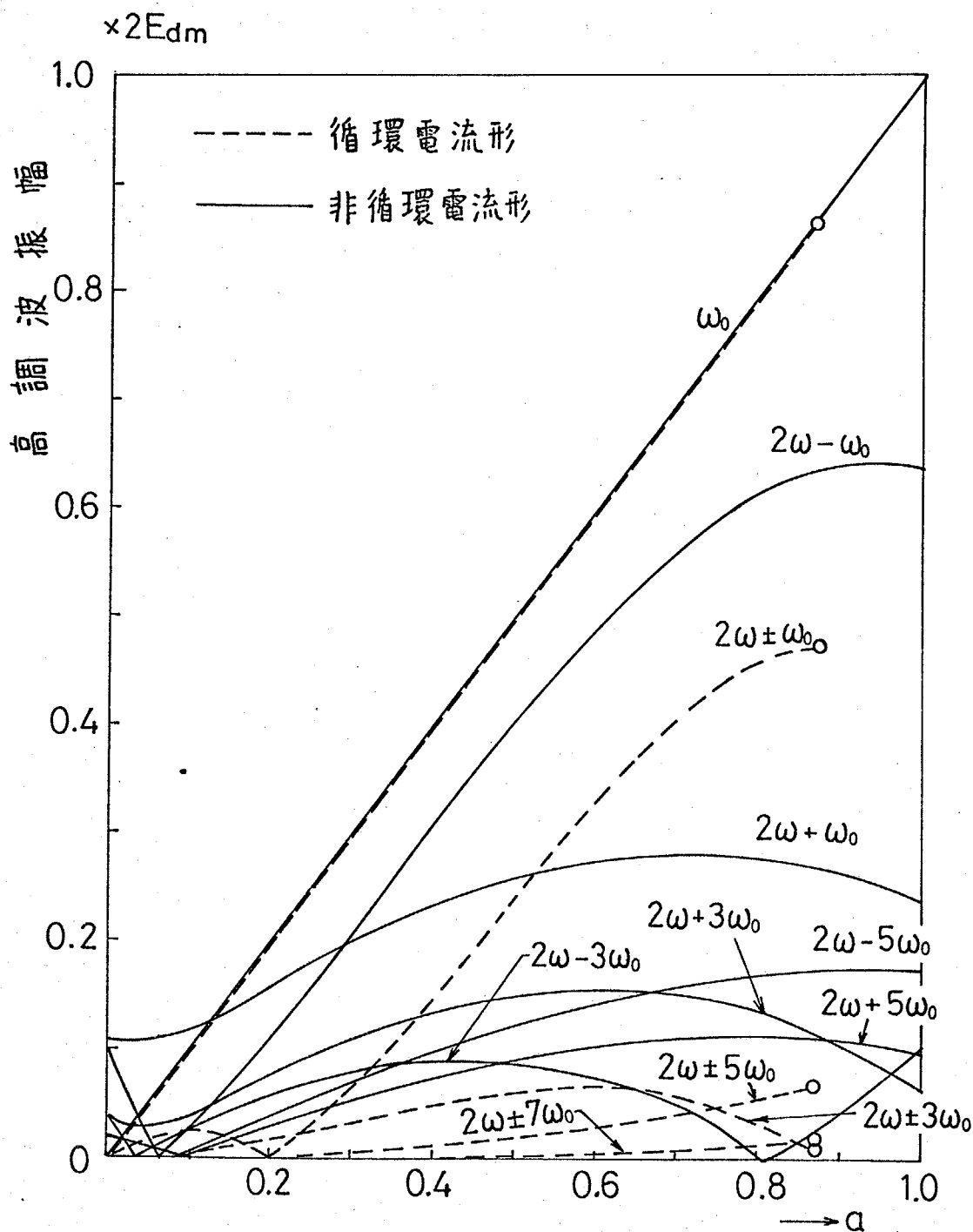


(d) 非循環電流非対称ゲート制御形



($m=2, \cos\theta_L=0.8, \gamma=30^\circ$)

図4-11 対称ゲート制御形サイクロコンバータの出力電圧高調波振幅



($m=2, \cos \theta_c = 0.8, \gamma = 30^\circ$)

図4-12 非対称ゲート制御形サイクロコンバータの出力電圧高調波振幅

$$k m \omega \pm n \omega. \quad (m=1, 2, 3, \dots, n=1, 3, 5, \dots) \quad (4-43)$$

なる。上式の k は 4. 2 節で述べた有効相数で主回路構成、制御法などに
り異なってくる。

4. 4. 4 スイッチング行列による入力電流の表示

出力電圧の解析で用いたと同様な手法により、入力電流を行列形式で表わし
みよう。まず、 ν 相の入力電流 i_ν を求めるために、才 4-13 図のよう
にの相に接続されているサイリスタ電流を、例えば出力 ν' 相について $i_{p\nu\nu'}$,
 $i_{N\nu\nu'}$, $i'_{p\nu\nu'}$, $i'_{N\nu\nu'}$ ($\nu'=1', 2', \dots, n'$) とすると (4-27) 式から

$$\left. \begin{aligned} i_{p\nu\nu'} - i'_{N\nu\nu'} &= S_{\nu\nu'1} i_{p\nu'} \\ i_{N\nu\nu'} - i'_{p\nu\nu'} &= S_{\nu\nu'2} i_{N\nu'} \end{aligned} \right\} \quad (4-44)$$

た、入力電流 i_ν は次式で与えられる。

$$i_\nu = \sum_{\nu'=1}^{n'} \{ (i_{p\nu\nu'} - i'_{N\nu\nu'}) - (i_{N\nu\nu'} - i'_{p\nu\nu'}) \} \quad (4-45)$$

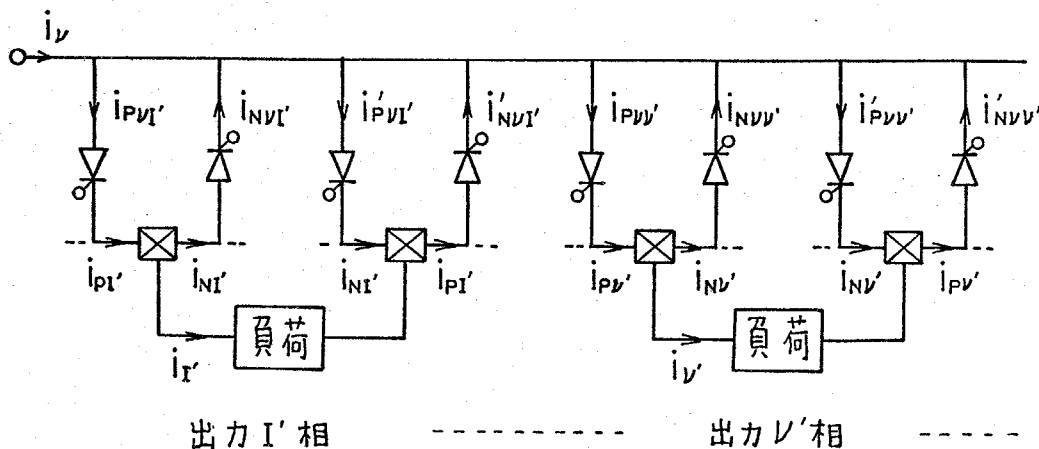
(i) 循環電流形サイクロコンバータの入力電流

まず、対称ゲート制御形の場合について考えると、循環電流用リアフト
ルが十分に入きい場合、 $i_{p\nu'}$, $i_{N\nu'} > 0$ の条件より

$$\left. \begin{aligned} i_{p\nu'} &= (1/2) \cdot (I_{m\nu'} + i_\nu) \\ i_{N\nu'} &= (1/2) \cdot (I_{m\nu'} - i_\nu) \end{aligned} \right\} \quad (4-46)$$

ただし、 $I_{m\nu'}$ は i_ν の最大値

で示される。従って、(4-44), (4-45) 式より



才 4-13 図 サイリスタ電流と入力電流の関係

$$i_{\nu} = \sum_{\nu'=1}^{n'} \left\{ \frac{1}{2} (S_{\nu\nu'} + S_{\nu'\nu}) i_{\nu'} + \frac{1}{2} (S_{\nu\nu'} - S_{\nu'\nu}) I_{m\nu'} \right\} \quad (4-47)$$

となる。非対称ゲート制御形の場合は出力電圧の高調波解析で行なったと同様に2つのモードに分割されるだけで解析手法は全く同一である。入力電流を行列形式で示すと

$$[\dot{i}_{\nu}] = \sum_{k=1}^K [M_{\nu}^k S_{\nu\nu'}^k]^t [\dot{i}_{\nu'}] + [M_{\nu}^k \bar{S}_{\nu\nu'}^k]^t [I_{m\nu'}] \quad (4-48)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし, } [\dot{i}_{\nu}] &= [i_1, i_2, \dots, i_m]^t \\ [\dot{i}_{\nu'}] &= [i_1', i_2', \dots, i_{n'}']^t \\ [I_{m\nu'}] &= [I_{m1'}, I_{m2'}, \dots, I_{mn'}']^t \\ [\bar{S}_{\nu\nu'}^k] &= \text{行列の } (\nu, \nu') \text{ 要素が } (S_{\nu\nu'}^k - S_{\nu'\nu}^k)/2 \\ &\quad \text{の転置したもの} \end{aligned} \right\} \quad (4-49)$$

となる。

(ii) 非循環電流形サイクロコンバータの入力電流

このサイクロコンバータは

$$\left. \begin{aligned} i_{\nu} > 0 \text{ のとき } & i_{p\nu'} = i_{\nu}, i_{n\nu'} = 0 \\ i_{\nu} < 0 \text{ のとき } & i_{n\nu'} = -i_{\nu}, i_{p\nu'} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-50)$$

であるから(4-46)式より、対称ゲート制御形の場合は

$$i_{\nu} = \sum_{\nu'=1}^{n'} (M_{\nu}^1 S_{\nu\nu'} + M_{\nu}^2 S_{\nu\nu'}) i_{\nu'} \quad (4-51)$$

となる。非対称ゲート制御形の場合はモード数 $K=4$ となるだけで同様な形式で表わされ、行列で表わすと

$$[\dot{i}_{\nu}] = \sum_{k=1}^K [M_{\nu}^k S_{\nu\nu'}^k]^t [\dot{i}_{\nu'}] \quad (4-52)$$

となる。(4-48)式の第1項、(4-52)式のスイッチング行列は出力電圧の解析で用いた各コンバータに対するスイッチング行列(4-40)式に等しい。

また、(4-42)式と同様に対称電流、対称負荷の場合は

$$i_v(\omega t, \omega_0 t) = i_1(\omega' t, \omega_0 t) \quad (4-53)$$

となり、 i_1 を求めれば他は容易に求めることができる。なお、出力電流 i_v を正弦波と仮定し

$$i_v = I_m \cos(\omega_0 t - \theta_L) \quad (4-54)$$

とすると、入力電流の高調波の角周波数はいずれの形式の場合も

$$(\pm m \pm 1) \omega \pm 2n\omega_0 \quad (m=0, 1, 2, \dots, n=0, 1, 2, \dots) \quad (4-55)$$

となる。

4.4.5 基本波無効電力

(4-52)式より、基本波付近の高調波は(4-26)式の $l=1$ の場合で、

$$i_v|_{l=1} = \sum_{n'=1}^{n'} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \{ a_1(\omega_0 t, a) \cos \omega t + b_1(\omega_0 t, \theta_L, a) \sin \omega t \} \\ \times I_m \cos(\omega_0 t - \theta_L) \quad (4-56)$$

となる。ここで、(4-56)式の第1項、第2項の直流分がそれぞれ有効電流、無効電流を示している。ところが、(4-30)、(4-31)式の関係から

$$a_1(\omega_0 t, a) = a \cos \omega_0 t$$

となる。従って

$$2a_1 \cdot \cos(\omega_0 t - \theta_L) |_{\text{直流分}} = a \cos \theta_L \quad (4-57)$$

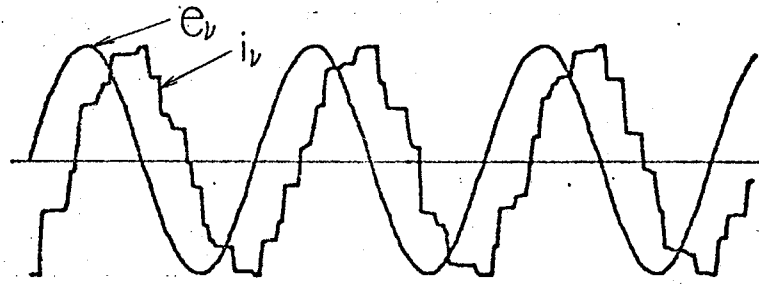
第2項はもっと複雑で

$$2b_1 \cdot \cos(\omega_0 t - \theta_L) |_{\text{直流分}} \equiv B(a, \theta_L) \quad (4-58)$$

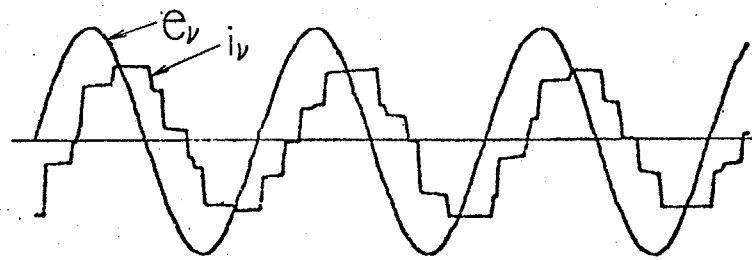
a と θ_L の関数となる。特に、循環電流形の場合は B は a のみの関数となる。(4-48)式から循環電流形の場合も同様な結果が得られる。従って、基本波力率は(4-57)、(4-58)式から求まり、入出力相数 m, n' には無関係となることがわかる。

第4-14図は、3相電源で入力の有効相数 $m=6$ 、出力相数 $n'=3$ の場合の入力電流波形で、負荷条件は同一である。図から明らかなように、非循環電流非対称ゲート制御形の電流が最少なことから、この形式の入力力率が最も良いことがわかる。この程度の波形になると高調波をも含めた総合力率は、基本波力率より1~2%減少するにすぎないことが実際の解析結果から実証されている。これらの結果より次のようなことがわかる。

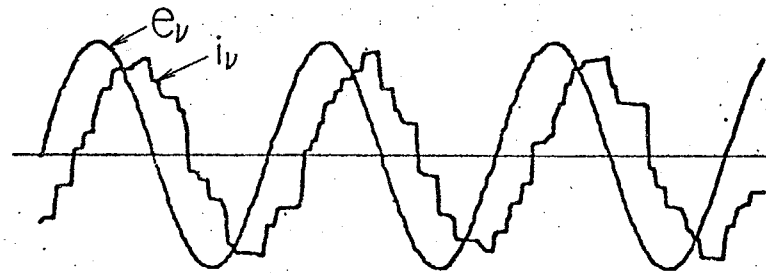
- (i) 一般に、循環電流形より非循環電流形の方が、対称ゲート制御形より非対称ゲート制御形の方が良好な入力力率が得られる。
- (ii) 循環電流形の基本波無効電力は負荷力率に無関係である。
- (iii) 非循環電流非対称ゲート制御形の場合は入力力率が負荷力率を上回る領域も存在する。
- (iv) 第4-14図に示す波形では入力電流の高調波の大きさにさほど相異はないが、計算結果によると振幅比 α が小さくなると循環電流形の方が多く高調波を含むようになる。



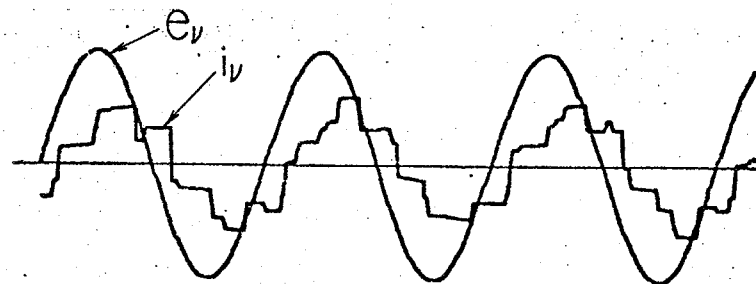
(a) 循環電流対称ゲート制御形



(b) 非循環電流対称ゲート制御形



(c) 循環電流非対称ゲート制御形



(d) 非循環電流非対称ゲート制御形

※4-14図 サイクロコンバータの入力電流波形

4.5 制御回路と実験結果

本章で提案した非対称ゲート制御形サイクロコンバータは循環電流方式と非循環電流方式があるが、図4-6から明らかなように非循環電流非対称ゲート制御形が最も入力効率が高く、しかも循環電流抑制用リアクトルを必要としないので、この方式が本命と考えられる。

そこで、ここでは非循環電流非対称ゲート制御形サイクロコンバータについて、その制御回路と実験結果を示す。この制御回路は2つの主要部分から構成されている。その1つは種々の制御角のパルスを発生させる制御パルス発生回路で、もう1つはそれを \bar{e}_L , i_L の大きさに応じて各モードに分割するセレクタ回路である。

4.5.1 制御パルス発生回路

図4-15が制御パルス発生回路で、この回路は2つの制御信号 e_R (基準波), e_s (信号波) で制御される。 e_R は電源と同相の正弦波であり、 e_s はサイクロコンバータが増幅すべき信号で、希望する出力 \bar{e}_L と相似な正弦波である。

信号波 e_s は FET を用いた電子スイッチによって出力電流の極性の正、負により切り換えられ、バッファ B_1 の出力は図4-16 (a) のような波形となる。この波形は

$$(B_1 \text{ の出力}) = E_{sm} K \cos \omega t \quad (4-59)$$

ただし、 $K=1$ ($i_L > 0$), $K=-1$ ($i_L < 0$) となる。

一方、基準波 e_R はリセット付の積分器で積分され、 $\omega t = (2n+1)\pi$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) の時点でリセットすると図4-16 (b) の A_1 の出力で示すような波形が得られる。この図で、 $-\gamma$, 0 , $\pi-\gamma$, π などで重畳されているパルスは、これらの時点の点弧パルスを確実に発生させるためのもので、こ

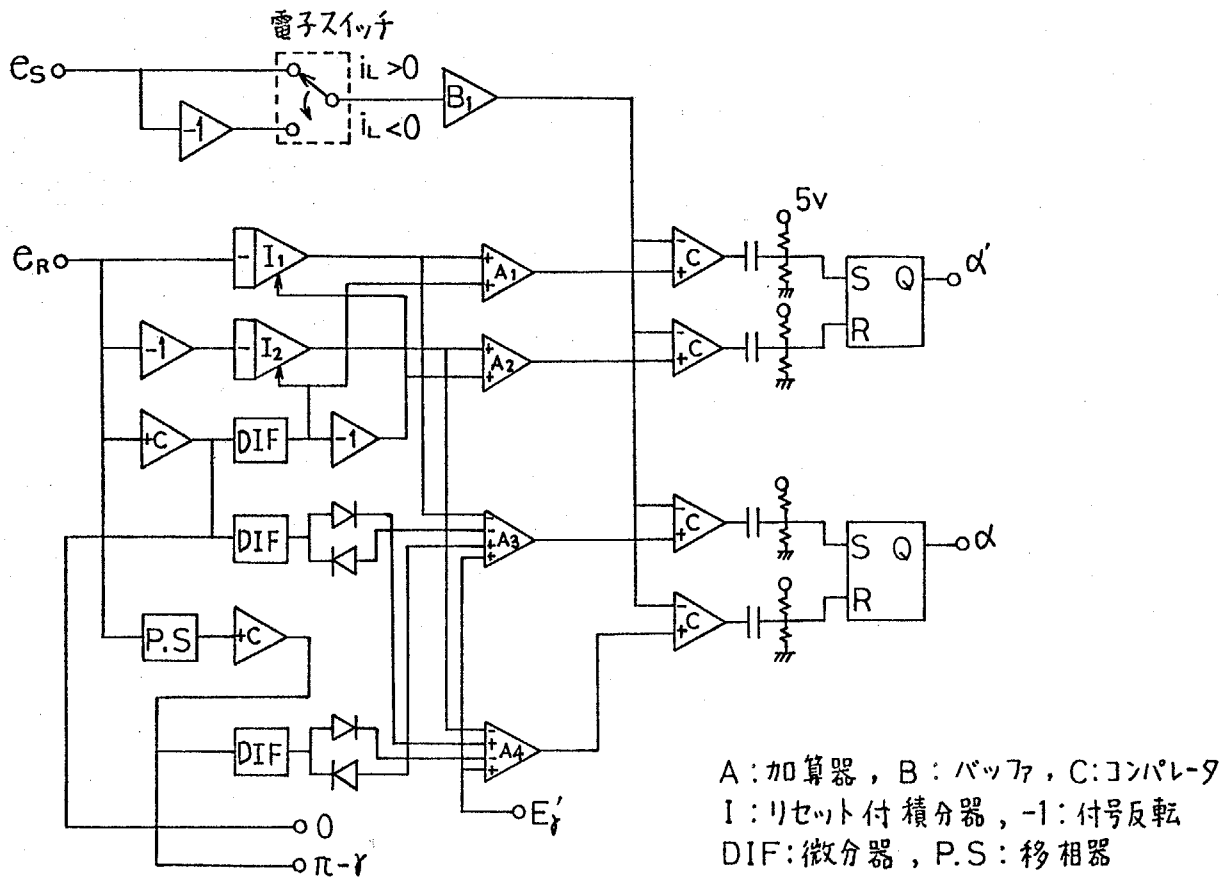


図 4-15 制御パルス発生回路

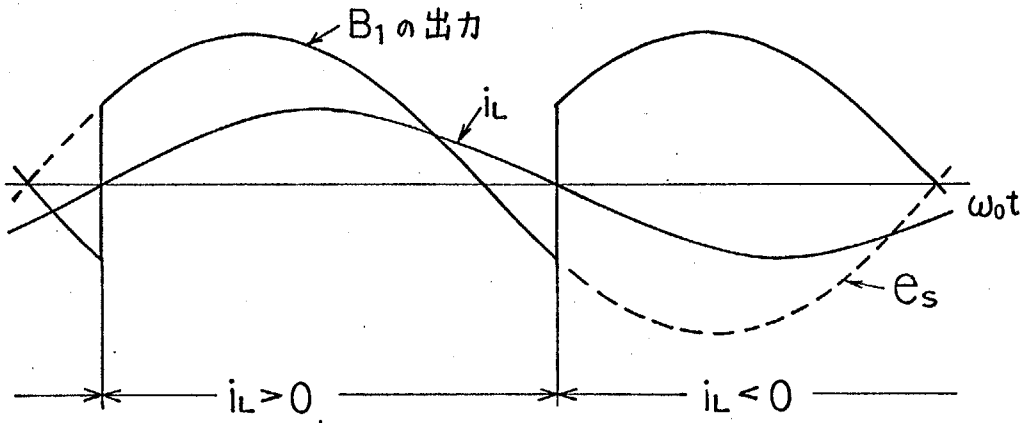
のようなパルスは e_R をコンパレータ C を通した後に微分することにより得られる。なお、この $0, \pi$ のパルスは積分器 I のリセット用としても用いられている。この A_1 の出力は

$$(A_1 \text{ の出力}) = E_{Rm} (1 + \cos \omega t) / 2 \quad (4-60)$$

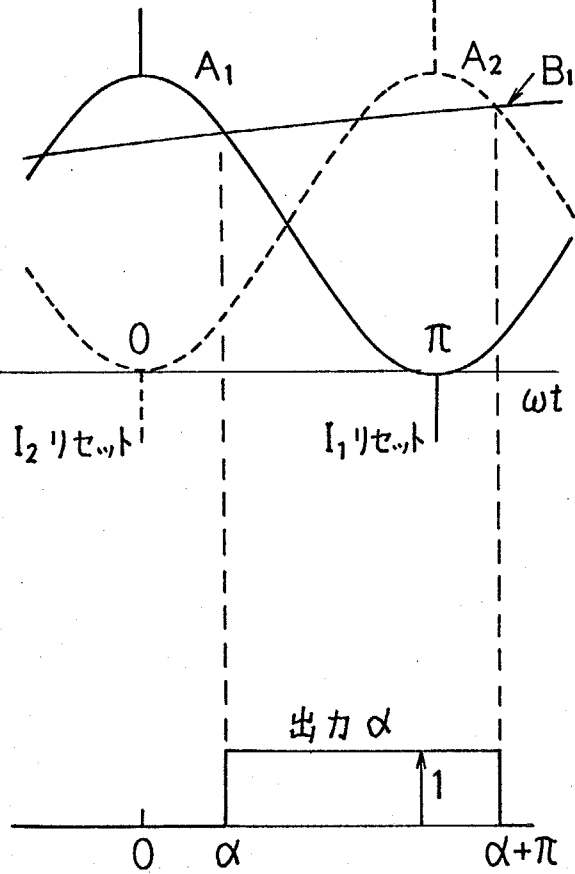
で示される。制御角 $\alpha(\omega t)$ は $(A_1 \text{ の出力}) = (B_1 \text{ の出力})$ の時点で決められ、(4-59), (4-60)式から

$$\alpha(\omega t) = \cos^{-1} \left\{ 2 \left(\frac{E_{sm}}{E_{Rm}} \right) K \cos \omega t - 1 \right\} \quad (4-61)$$

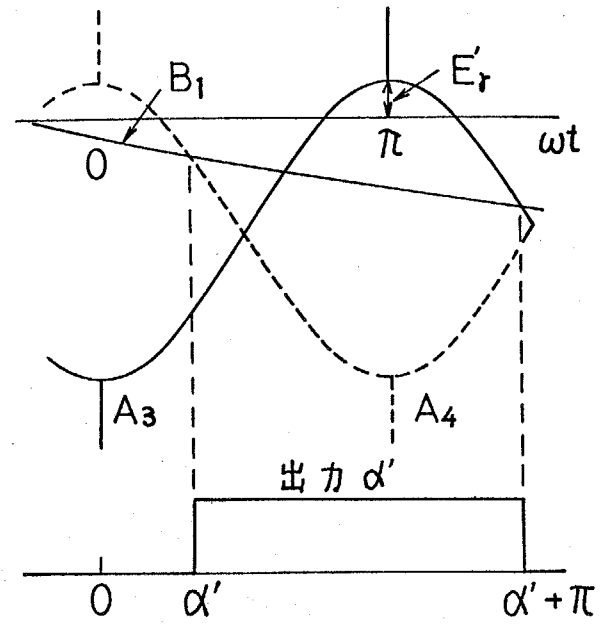
となり、振幅比 $a = E_{sm} / E_{Rm}$ とすれば (4-12), (4-14) 式の $\alpha_2 (K=1)$, $\alpha_4 (K=-1)$ と等しくなる。以上のことから、信号波 e_s の振幅が出力電圧



(a)



(b)



(c)

第4-16図 制御パルス発生回路の発生

の基本波振幅を決定していることがわかる。また、(4-13), (4-15)式の α_1 ($K=1$), α_3 ($K=-1$) に相当するパルスは図4-16の A_3 , A_4 の出力と B_1 の出力とを比較することにより

$$\alpha'(\omega_0 t) = \cos^{-1}(2aK \cos \omega_0 t + \cos \gamma) \quad (4-62)$$

の制御パルスが得られる。

なお、図4-15の出力 α , α' などは図4-16(b)に示すようにパルス幅が $\alpha \sim \alpha + \pi$, $\alpha' \sim \alpha' + \pi$ のパルスを示している。

4.5.2 セレクタ回路

この回路は、制御パルス発生回路で得られた点弧パルスを i_L の極性と e_s (\bar{e}_L) の大きさに応じて4つのモードに分割する回路で、主にデジタル回路より構成されている。ここで、例えば制御角 0 のパルス(パルス幅 $0 \sim \pi$)を $F(0)$ で表わすと、この回路は $F(0)$, $F(\alpha)$, $F(\alpha')$, $F(\pi-\gamma)$ の4つで制御され、例えば図4-1の Th_1 のゲート信号は

$$F(Th_1) = \{F(0) \cdot F(e_s \geq E_r') + F(\alpha') \cdot \overline{F(e_s \geq E_r')}\} \cdot F(i_L > 0) \quad (4-63)$$

ただし、 $E_r' = (1 - \cos \gamma) E_{rm} / 2$ で、 $F(e_s \geq E_r')$ などは()中の条件を満足するときのみ1となる論理変数である。

また、 Th_3 のゲート信号は

$$F(Th_3) = \overline{\{F(0) \cdot F(e_s \geq E_r') + F(\alpha') \cdot \overline{F(e_s \geq E_r')}\}} \cdot F(i_L > 0) \quad (4-64)$$

などとなり、論理回路で示すと図4-17図のようになる。

$i_L > 0$, $i_L < 0$ の極性判別回路は、逆並列に接続されたダイオードの順方向電圧降下の極性から出力電流の極性を判別している。このようにして得られ

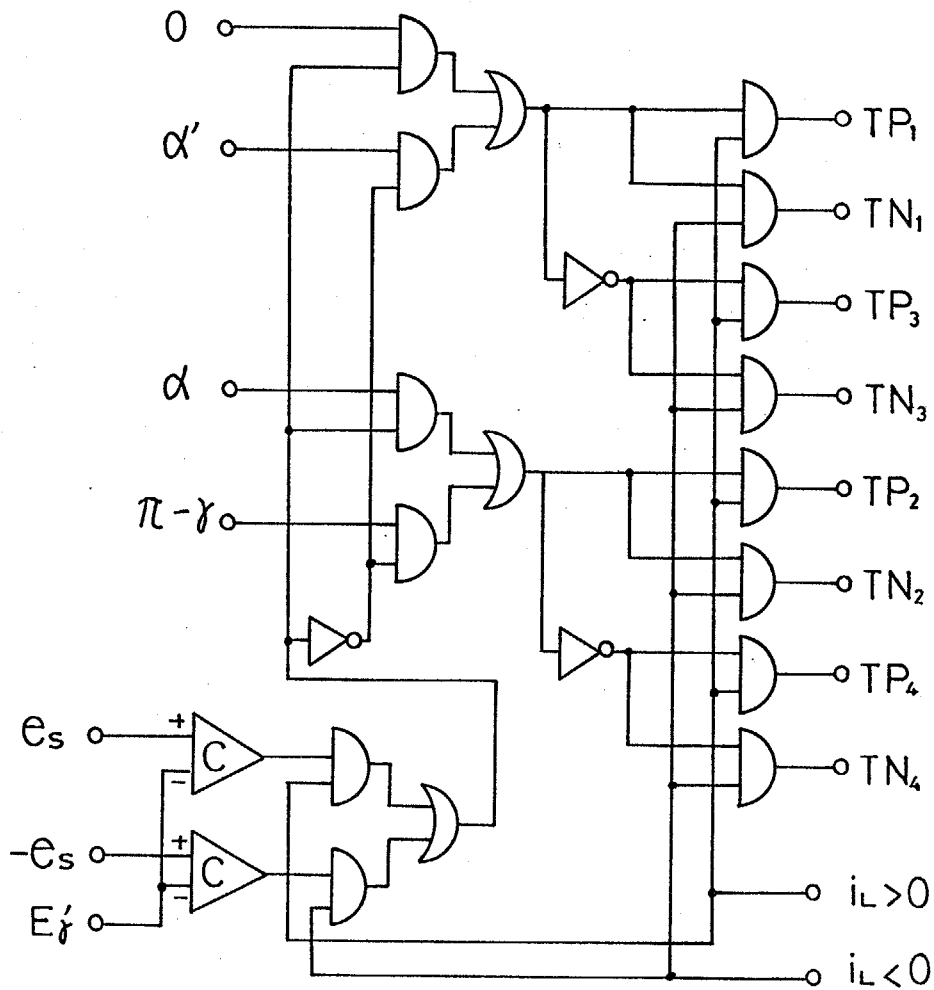


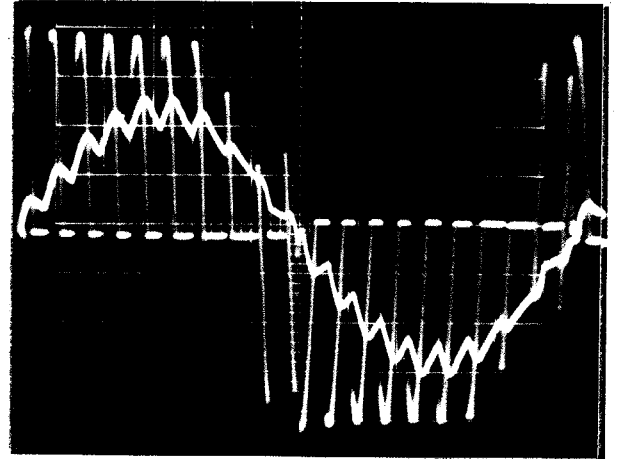
図4-17 図 セレクト回路

た論理出力は電力増幅されて各サイリスタのゲートに加えられる。一般に、パルスゲートより直流的なゲート信号を加えたほうが特別の始動回路が不要で雑音などによる誤動作が少ない。ここでは、このような回路としてフォトカプラで光絶縁した回路を用いた。サイクロコンバータのように多数のゲートが必要とし、デジタル I.C 出力の場合にはこの回路は非常に有効である。⁽²⁴⁾

4.5.3 実験結果と出力電圧波形

単相全波形サイクロコンバータ（非循環電流非対称ゲート制御）について、前述したようなゲート回路を試作し実験したところ、安定な運転結果が得られた。

図4-18は、電源電圧 50V 、周波数 50Hz 、出力周波数 5Hz 、負荷の基本波力率 0.8 、振幅比 0.8 、制御進み角 $\gamma=30^\circ$ の場合の出力波形であり、図4-2 (b) で示した波形のように各モードでの波形の変化がよくわかる。



$$E_m = 50\sqrt{2}\text{V}, f = 50\text{Hz}, f_0 = 5\text{Hz}$$

$$\cos\theta_L = 0.8, a = 0.8, \gamma = 30^\circ$$

図4-18 出力波形

図4-19は、この出力電圧波形の周波数スペクトルの実測結果で、出力電圧に含まれる高調波成分の角周波数は、基本波 ω_0 と高調波

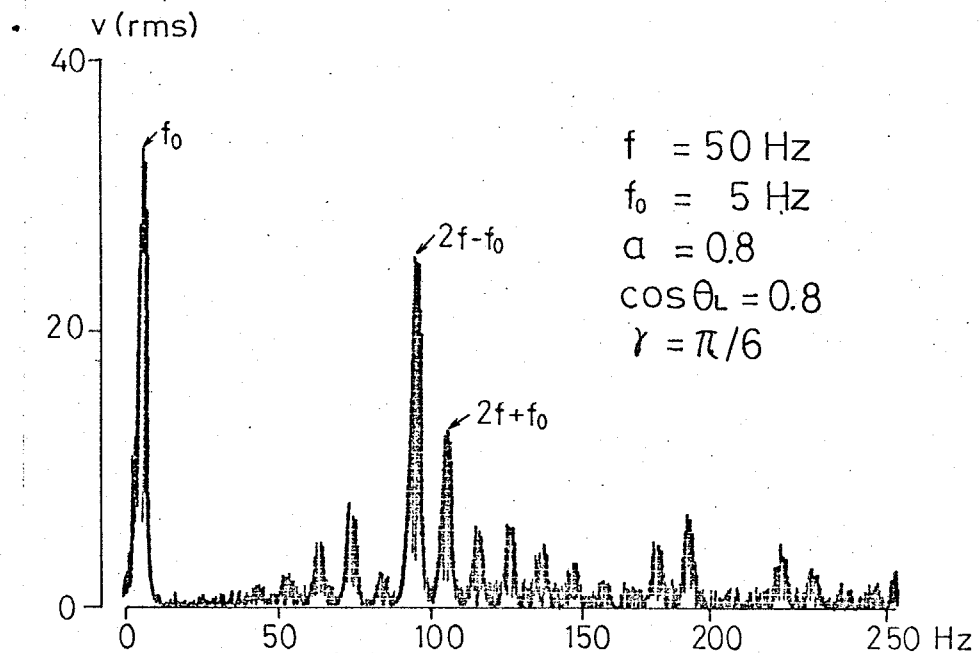


図4-19 出力電圧の周波数スペクトル

$$2m\omega \pm n\omega_0 \quad (m=1, 2, 3, \dots, n=1, 3, 5, \dots)$$

である。 $3\omega_0, 5\omega_0, \dots$ などの角周波数の高調波は理論上生じないが、実験値でも非常に小さい。

図4-2図のような出力電圧波形に対して非循環電流形の対称ゲート制御方式と非対称ゲート制御方式との高調波ひずみ率を計算すると

非循環電流対称ゲート制御形 1.69

非循環電流非対称ゲート制御形 0.99

となり、本方式の波形の優秀さが実証される。しかし、これは電源が単相の場合であり、4.2節で述べたように多相化した場合には少しは改善されるが上記のほどではない。

4.6 第4章のまとめ

本章では、電源電流の条件で基本波力率が最大となるサイクロコンバータの非対称ゲート制御方式について、ゲート制御法、ゲート回路の構成法を明らかにした。さらに、ブリッジ形サイクロコンバータの制御方式の分類を行なって各方式の出力電圧制御法を明らかにし、スイッチング行列を用いた入出力波形の統一的な解析法を提案した。ここで、本章で得られた成果をまとめると次のようになる。

- (i) 非対称ゲート制御方式（非循環電流形）は、従来の対称ゲート制御方式（循環電流形、非循環電流形）に比べ、基本波力率が1.2～2倍程度改善される。
- (ii) 特に、低力率負荷では負荷力率よりも良なることがあり、負荷の力率改善作用を有している。
- (iii) 出力電圧波形、入力電流波形も従来の方式に比べ比較的良好である。

しかし、同一の有効相数を得るには3相電源の場合、対称ゲート制御形のサイリスタ数の2倍必要で、ゲート回路に使用する素子数も1.5～2倍程度にな

る。しかしながら、本方式は入力側のカ率改善用コンデンサ、変圧器容量の低減に絶大な効果があり、近い将来、大容量サイクロコンバータに対しては本方式が主流を占めるのではないかと考えられる。

なお、本章の解析では出力電流を正弦波と仮定したが、入力電流はスイッチング行列を $[S]$ 、負荷を $[Z_L]$ とすれば非循環電流形の場合

$$\begin{aligned} & (\text{入力電圧}) \rightarrow [S] \rightarrow (\text{出力電圧}) \rightarrow [Z_L] \rightarrow (\text{出力電流}) \\ & \rightarrow [S]^t \rightarrow (\text{入力電流}) \end{aligned}$$

として求められ、サイクロコンバータの入力側より見た負荷インピーダンス $[Z_L]'$ は上式の関係から

$$[Z_L]' = [S]^{-1} [Z_L] ([S]^t)^{-1}$$

で表わされる。この計算は非常に複雑になると思われるが解析上興味深い。また、本解析法を用いれば電源の故障 ($e_{\nu} = 0$)、サイリスタの破壊 ($S_{\nu\nu} = 0$)、出力電流極性判別回路の不良 ($M_{\nu k} = 0$ または 1) などの場合の波形上の変化なども簡単に求めることができ、その応用範囲は広い。

第5章 縦続接続サイクロコンバータの基本波力率の改善法とミニコンを用いた直接デジタル制御

5.1 まえがき

本章では、縦続接続サイクロコンバータの新たなゲート制御方式として基本波力率が最大となる縦続非対称ゲート制御方式を提案し、各動作モードにおけるゲート制御法を明らかにしている。このゲート制御方式は、基本的には前章で述べた非対称ゲート制御の理論を縦続接続サイクロコンバータに準用し、基本波力率を大幅に改善しようとするものである。⁽²⁵⁾

従来、交流電気車などの電圧制御に用いられている整流回路は、力率や脈流率の改善およびサイリスタの耐圧などの理由から縦続非対称ゲート制御が行われており、⁽²³⁾ここで述べるサイクロコンバータの縦続非対称ゲート制御方式と本質的には差異はない。2章と3章の結果からも明らかのように、むしろ整流回路は出力周波数が0の、一種のサイクロコンバータとも考えられるから、サイクロコンバータの縦続非対称ゲート制御方式は整流回路のそれをも含むより一般的な制御方式であり、サイクロコンバータの特殊な制御方式が整流回路の縦続非対称ゲート制御方式であると言えよう。

本方式は多数の動作モードを有し、振幅比や負荷力率によってゲート制御法が異なる。このため出力と同相の多相可変電圧可変周波の低周波信号を用いてアナログ的に制御回路を構成した場合、その回路は非常に複雑になり、制御性や信頼性に問題を生じると思われる。そこで、ここではミニコン(DEC社:PDP 11/10)を用いて縦続非対称ゲート制御形サイクロコンバータの直接デジタル制御(DDC)システムを開発し、パターン制御なども容易にしている。⁽²⁵⁾ところで、このシステムを開発したのは昭和50年頃で、当時Z80のような高性能な汎用マイクロプロセッサはなく、また周辺回路のLSI化もほとんど進んでおらず、マイクロコンを用いることは不可能であった。なお、ここで開

飛したシステムは、結果的には次章のマイクロコンピュータ制御システムを開発する上での基礎研究と考えることができる。

5.2 縦続非対称ゲート制御形サイクロコンバータ

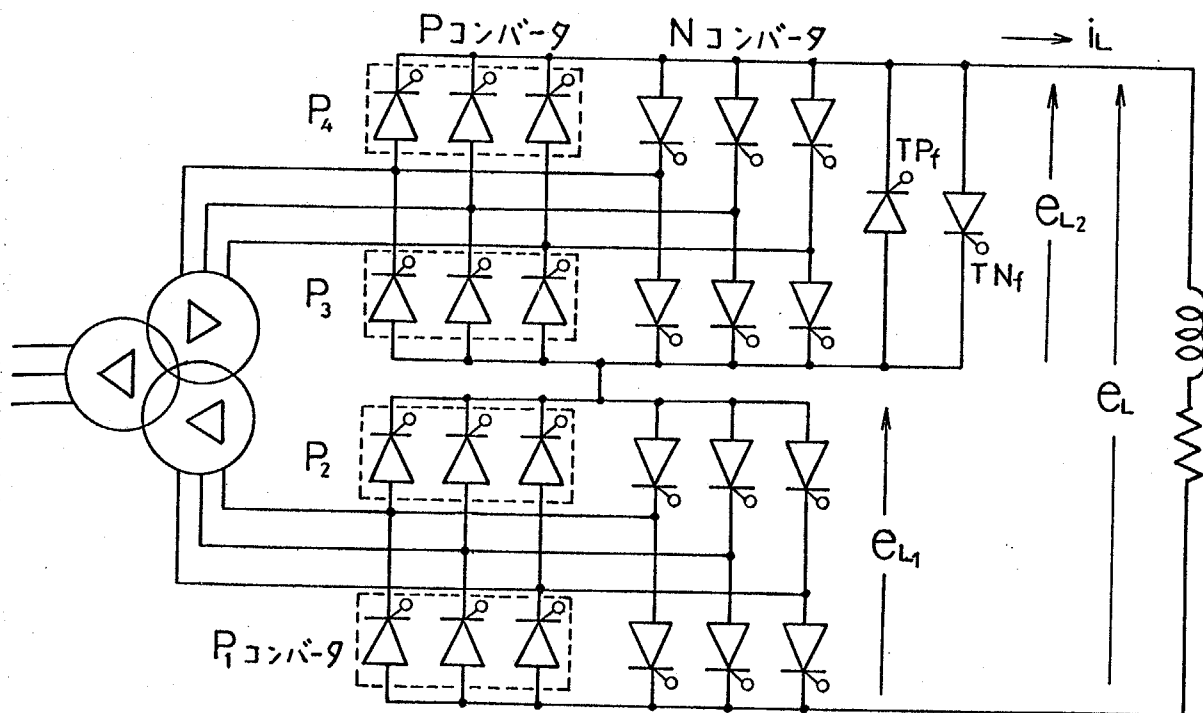
前章で述べたように、サイクロコンバータの基本波力率は整流回路と同様にゲート制御法によってのみ定まり、多相化してもなんら改善されない。そこで、サイクロコンバータのゲート制御法として非対称ゲート制御^{(2),(3)}を用いれば制御角の決定に自由度が増すことになるから、入力力率や入出力波形を改善することはできるが、その制御角をいかに決定するかは簡単ではない。

ここで提案する縦続非対称ゲート制御方式は、縦続接続サイクロコンバータの基本波力率が最大となるゲート制御方式である。これは、前章で導出したブリッジ形サイクロコンバータの基本波力率が最大となる条件から各動作モードのゲート制御法を決定したものである。

5.2.1 主回路構成とゲート制御法

図5-1図は、縦続非対称ゲート制御形サイクロコンバータの主回路で、2段縦続接続の場合について示している。その回路構成は2台の3相ブリッジ形サイクロコンバータを縦続接続しており、ここで、下段のブリッジ形サイクロコンバータをブリッジ形サイクロコンバータ(I)、上段のそれをブリッジ形サイクロコンバータ(II)と呼ぶことにする。また、ブリッジ形サイクロコンバータ(II)にはサイリスタ TP_f 、 TN_f が逆並列に接続されている。これらのサイリスタは本方式の特徴の一つで、後述するように重要な役割を果たしている。

まず、出力電流 i_o が正、すなわちPコンバータが動作している期間を考える。図5-1図からもわかるように、2段縦続接続サイクロコンバータは半波ブリッジコンバータの4段縦続接続と考えることができ、下から順に P_1 、



※5-1図 サイクロコンバータの主回路

P_2, P_3, P_4 コンバータ, それらの制御角を $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ とする。
いま, 希望する出力電圧 \bar{e}_L を

$$\bar{e}_L = a \cos \omega_o t \quad (5-1)$$

とする。ここで, ω_o は出力基本波の角周波数であり, a は振幅比で, $a = (\text{出力電圧基本波分} / \text{ブリッジ形サイクロコンバータの最大出力電圧基本波分})$ とし, (5-1) 式の \bar{e}_L は規格化されている。※5-1 図に示すような2段連続接続の場合, 振幅比 a は $0 < a \leq 2$ の値をとる。また, ブリッジ形サイクロコンバータ (I), (II) の瞬時出力電圧を e_{L1}, e_{L2} とし, それらの平均的瞬時出力電圧を $\bar{e}_{L1}, \bar{e}_{L2}$ とする。ただし, $\bar{e}_{L1}, \bar{e}_{L2}$ は \bar{e}_L と同様に規格化されており,

$$\bar{e}_L = \bar{e}_{L1} + \bar{e}_{L2} \quad (5-2)$$

の関係が成立するのは明らかである。さらに, 各コンバータの制御角 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ と $\bar{e}_{L1}, \bar{e}_{L2}$ との間には次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{2}(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) &= e_{L1} \\ \frac{1}{2}(\cos \alpha_3 + \cos \alpha_4) &= e_{L2} \end{aligned} \right\} \quad (5-3)$$

従って、(5-1) ~ (5-3)式より

$$\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 + \cos \alpha_4 = 2a \cos \omega_0 t \quad (5-4)$$

が成立し、各コンバータの制御角は上式の関係を満足すればよいことがわかる。
従来の対称ゲート制御方式では

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = \cos^{-1} \left(\frac{a}{2} \cos \omega_0 t \right) \quad (5-5)$$

のように制御角は同一関数で表わされ、各コンバータの出力電圧はそれぞれ等しく正弦波状に変化する。

上記の対称ゲート制御方式では各コンバータの制御角の自由度は0であるが、自由度が1の制御方式も考えられる。これは、ブリッジ形サイクロコンバータ内の2台の半波ブリッジコンバータを対称制御とし、縦続接続された2台のブリッジ形サイクロコンバータを非対称的に制御する方式である。⁽²⁶⁾ すなわち

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 = \alpha_2, \quad \alpha_3 = \alpha_4 \\ \cos \alpha_1 + \cos \alpha_3 = a \cos \omega_0 t \end{aligned} \right\} \quad (5-6)$$

となる。この制御方式は整流回路の順次対称制御⁽⁸⁾に相当することから、本章では順次対称ゲート制御方式と呼ぶことにする。

これらに対して、本方式は4台のコンバータの制御角を(5-4)式の関係を満たしながら、まったく非対称に制御するもので(自由度:3)、表5-1表に示すようにゲート制御法は動作モードによって異なり、2段縦続接続の場合、最大5個の動作モードを含んでいる。これらの動作モードの領域については後に詳述することにして、まず、表5-1表に示したゲート制御を行なったとき

動作モード 制御角	モード	モード	モード	モード	モード	モード
α_4	動作しない	$\pi - \gamma$	$\cos^{-1}(2a \cos \omega t - 3)$	動作しない	$\pi - \gamma$	
α_3	動作しない	$\cos^{-1}(2a \cos \omega t + \cos \gamma - 2)$	0	動作しない	$\cos^{-1}(2a \cos \omega t + 3 \cos \gamma)$	
α_2	$\cos^{-1}(2a \cos \omega t - 1)$	0	0	$\pi - \gamma$	$\pi - \gamma$	
α_1	0	0	0	$\cos^{-1}(2a \cos \omega t + \cos \gamma)$	$\pi - \gamma$	

表 5-1 各動作モードの半波ブリッジコンバータの制御角

の各コンバータの出力電圧に着目して、入力基本波力率が最大の縦続非対称デ
ート制御形サイクロコンバータの動作を以下に説明しよう。

図5-2図(c), (b)はブリッジ形サイクロコンバータ(I), (II)の平均的
瞬時出力電圧 \bar{e}_{L1} , \bar{e}_{L2} の変化を, (d), (e)は各コンバータの平均的瞬時出
力電圧 \bar{e}_{p1} , \bar{e}_{p2} , \bar{e}_{p3} , \bar{e}_{p4} の変化をそれぞれ示している。ここで, \bar{e}_{L2} に
着目すれば, \bar{e}_L の瞬時値により出力電圧の基本波の一周期を, ブリッジ形サ
イクロコンバータ(II)が動作していない期間(I)と, 動作している期間(II)と
に分けることができる。なお, これらの期間は図5-2図(b)に示している。

(a) 期間(I)

\bar{e}_L が \bar{e}_{L1} の最大値 (=1) より小さい期間である。この期間中は図5-1図
に示したサイリスタ TP_f が導通し, ブリッジ形サイクロコンバータ(II)は動作
しない。 TP_f の代りに P_3 , P_4 コンバータ内のサイリスタを用いることも可能
であろうが, どのサイリスタが電源転流の条件を満足するかという判別は難し
く, 本方式ではこのように付加したサイリスタに出力電流を流している。

ブリッジ形サイクロコンバータ(I)は前章で述べた非対称制御を行ない, 制
御角 α_1 , α_2 と動作モードは

(i) モード (順変換領域)

$$i_L > 0, (1/2) \cdot (1 - \cos \gamma) < \bar{e}_L \leq 1 \text{ のとき}$$

$$\alpha_1 = 0$$

$$\alpha_2 = \cos^{-1}(2a \cos \omega_0 t - 1)$$

(5-7)

(ii) モード (逆変換領域)

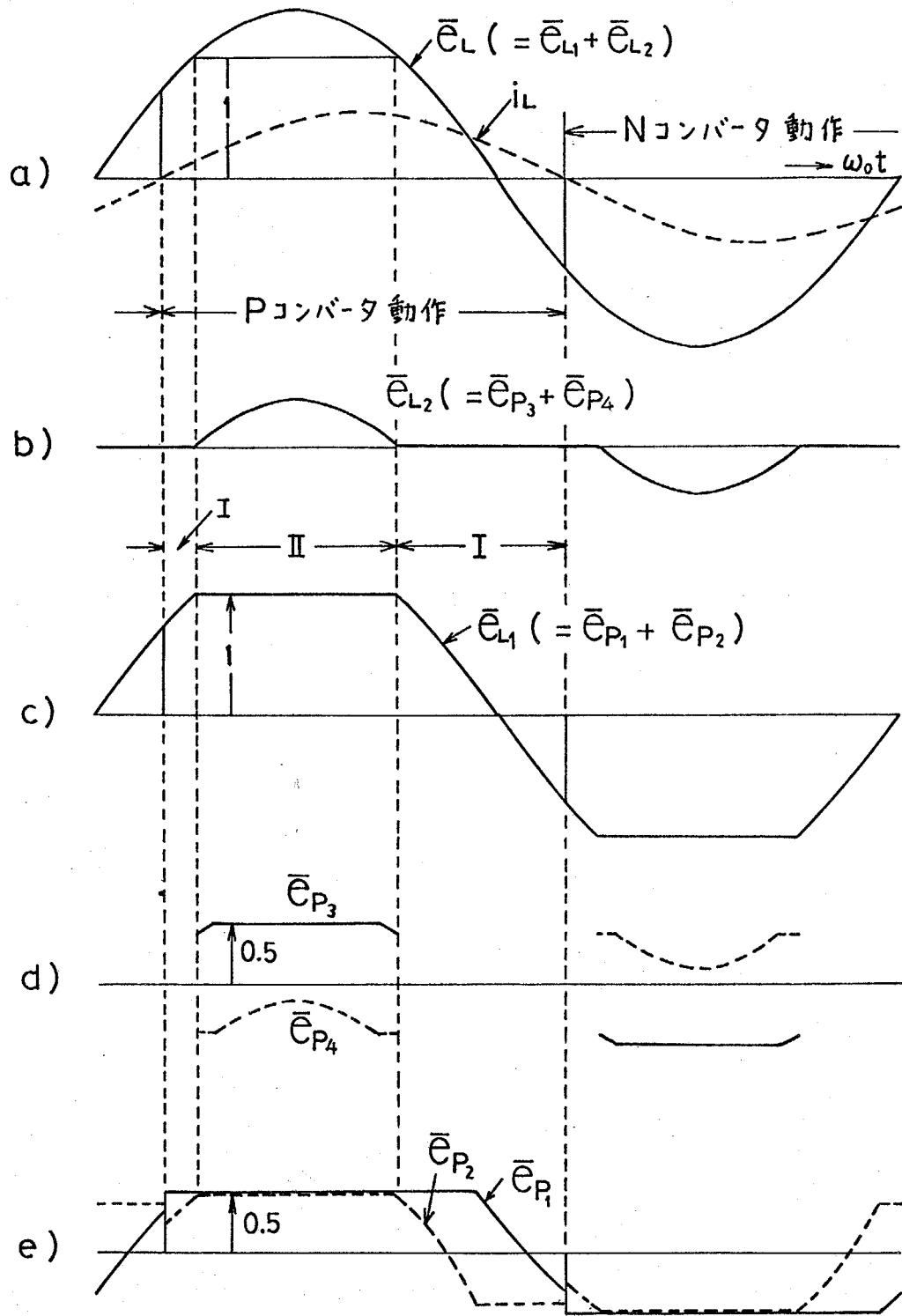
$$i_L > 0, -\cos \gamma \leq \bar{e}_L \leq (1/2) \cdot (1 - \cos \gamma) \text{ のとき}$$

$$\alpha_1 = \cos^{-1}(2a \cos \omega_0 t + \cos \gamma)$$

$$\alpha_2 = \pi - \gamma$$

(5-8)

となる。ただし, γ は転流進み角で, 解析, 実験すべて $\pi/6$ に選んでい
る。



- a) サイクロコンバータの平均的瞬時出力電圧, 出力電流
- b), c) ブリッジ形サイクロコンバータの平均的瞬時出力電圧
- d), e) 各半波ブリッジコンバータの平均的瞬時出力電圧

図5-2 各コンバータの平均的瞬時出力電圧の変化

(b) 期間 (II)

\bar{e}_L が \bar{e}_{L1} の最大値よりも大きい期間で、ブリッジ形サイフロコンバータが動作すると TP_f は電源電圧によって逆バイアスされ、ただちに消弧する。オ5-2 図 (c) からわかるように、ブリッジ形サイフロコンバータ (I) の出力電圧は最大値に固定され ($\bar{e}_{L1} = 1$)、3相ダイオードブリッジ整流回路として動作している。一方、 \bar{e}_{L2} は (b) に示しているように変化しているが、(c) に示す \bar{e}_{p3} 、 \bar{e}_{p4} に着目すれば、どちらか一方のコンバータの出力電圧は常に最大値あるいは最小値に固定されている。従って、動作している4台のコンバータのなかで、出力電圧が正弦波状になるように位相制御しているコンバータは1台のみである。他のコンバータは最大電圧あるいは最小電圧を出力し、それらの制御角はサイリスタが電源転流を行なう限界値

$$\text{順変換領域では } \alpha = 0$$

$$\text{逆変換領域では } \alpha = \pi - \gamma$$

に固定されている。

期間 (II) における各コンバータの制御角と動作モードは

(i) オ2モード (順変換領域)

$$i_L > 0, \quad 1 < \bar{e}_L \leq (1/2) \cdot (3 - \cos \gamma) \quad \text{のとき}$$

$$\alpha_1 = 0, \quad \alpha_2 = 0$$

$$\alpha_3 = \cos^{-1}(2a \cos \omega_0 t - 2 + \cos \gamma)$$

$$\alpha_4 = \pi - \gamma$$

(5-9)

(ii) オ3モード (順変換領域)

$$i_L > 0, \quad (1/2) \cdot (3 - \cos \gamma) < \bar{e}_L \leq 2 \quad \text{のとき}$$

$$\alpha_1 = 0, \quad \alpha_2 = 0$$

$$\alpha_3 = 0$$

$$\alpha_4 = \cos^{-1}(2a \cos \omega_0 t - 3)$$

(5-10)

(iii) 第5モード (逆変換領域)

 $i_L > 0, -2\cos\gamma \leq \bar{e}_L < -\cos\gamma$ のとき

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \pi - \gamma, & \alpha_2 &= \pi - \gamma \\ \alpha_3 &= \cos^{-1}(2a \cos \omega_0 t + 3 \cos \gamma) \\ \alpha_4 &= \pi - \gamma \end{aligned} \right\} \quad (5-11)$$

となる。ここで、第2モードのゲート制御を行なう理由は、 e_L が $1 < \bar{e}_L \leq (3 - \cos\gamma)/2$ の場合、(5-10)式の α_4 が π に近づくことに起因する転流失敗を避けるためである。

$i_L < 0$ のときはNコンバータが動作し、ゲート制御は出力電流が正の場合とまったく同様に行なう。

5.2.2 動作モードの領域

本方式では、第5-2図からわかるように振幅比と負荷力率により動作モードは大きく変化するので、その領域について説明しよう。

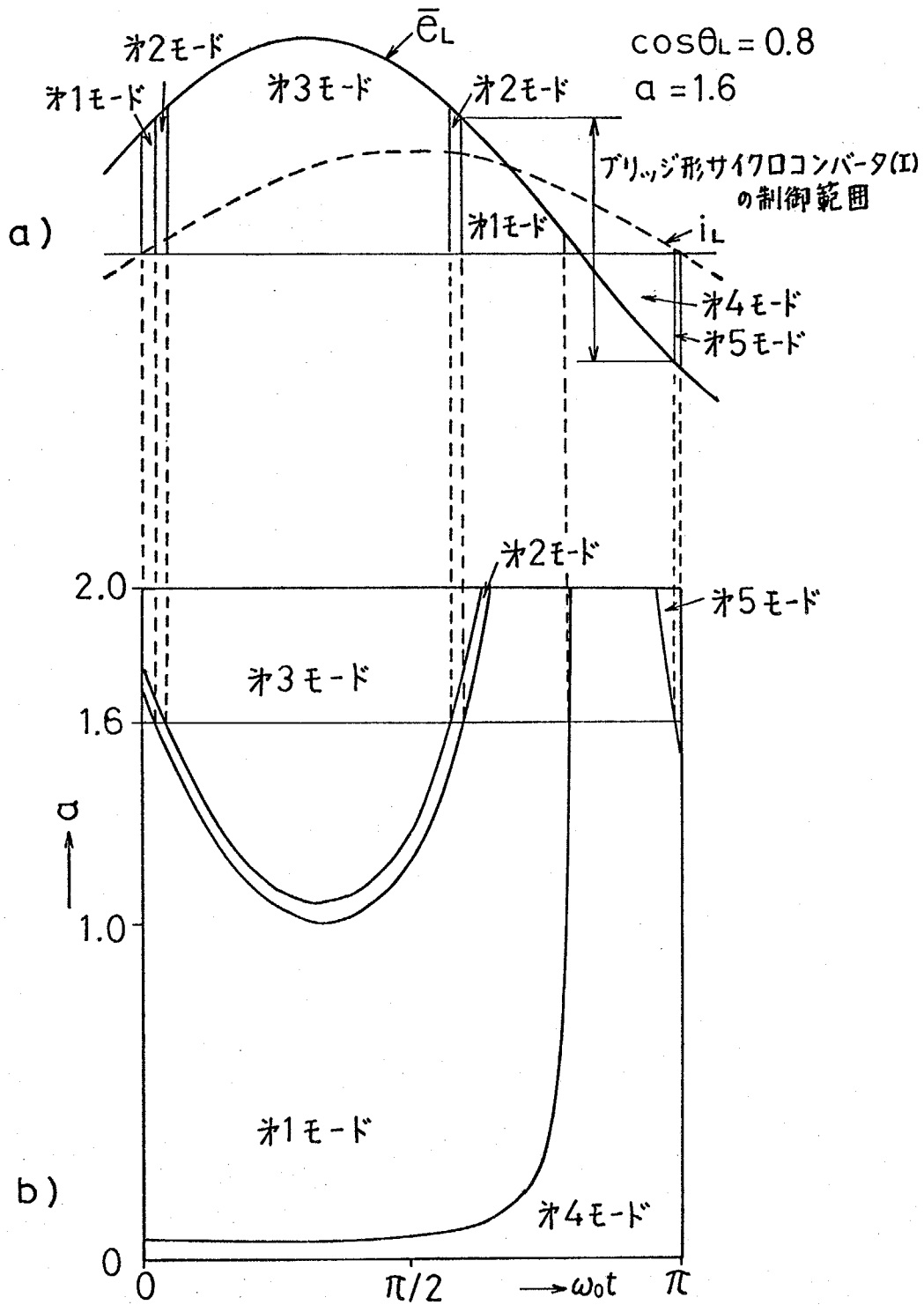
第5-3図(a)は、 $a = 1.6$, $\cos\theta_L = 0.8$ の場合の動作モードとその領域を示したもので、5個の動作モードを含み、第2モードの期間は第3モードに比べ短いことがわかる。(b)は $\cos\theta_L = 0.8$ - 一定で振幅比に対する動作モードの推移を示しており、縦軸は振幅比: a , 横軸は時刻: $\omega_0 t$ である。第2モードは振幅比が小さくなるにつれてその期間が長くなり

$$1 < a \leq (3 - \cos\gamma)/2 \quad (5-12)$$

では第3モードは存在しなくなる。従って、ブリッジ形サイフロコンバータ(II)の動作モードは第2モードのみになる。なお、第5モードはブリッジコンバータ(II)が動作し、かつ逆変換動作の期間である。第5-2図には第5モードは現われていないが、振幅比が

$$a > \cos\gamma / \cos\theta_L \quad (5-13)$$

となると、第5-3図に示しているようにわずかな期間存在し、ゲート制御は一層複雑なものとなる。



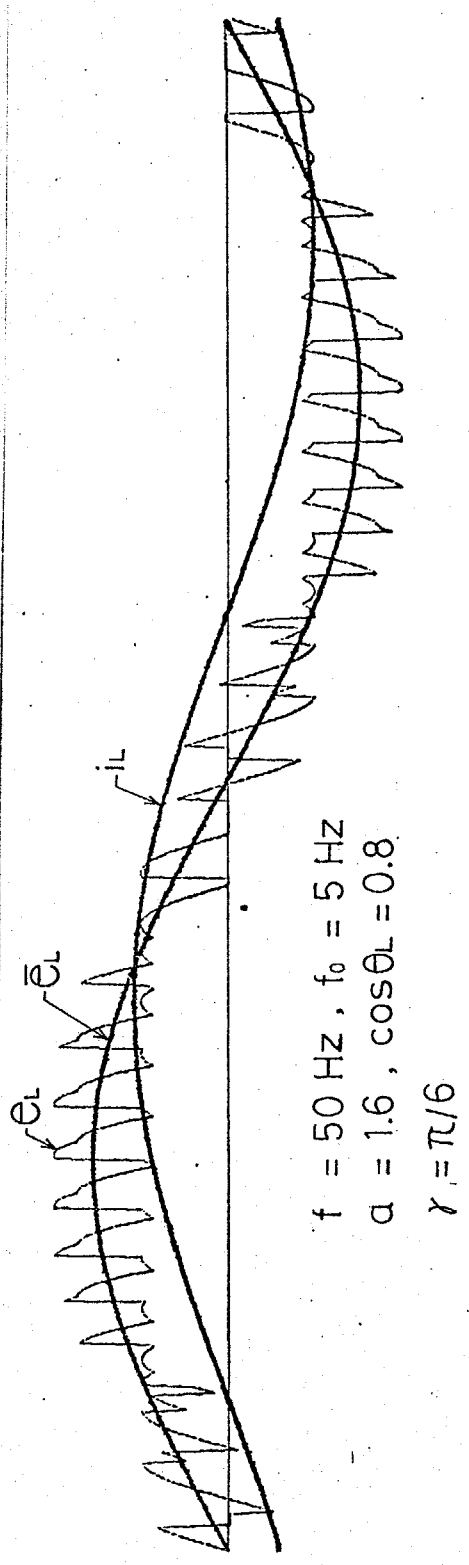
a) $\cos \theta_L = 0.8, a = 1.6$ の動作モード

b) $\cos \theta_L = 0.8$ 一定で振幅比に対する動作モードの変化

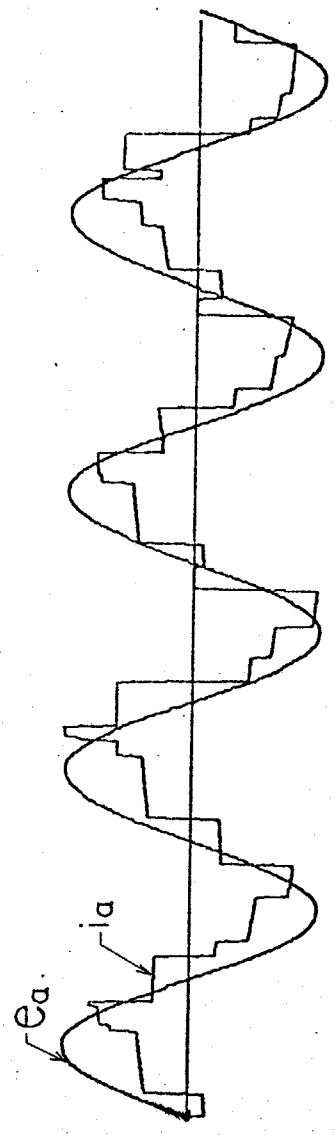
$\phi 5-3$ 図 動作モードの変化

5. 2. 3 出力電圧波形と入力電流波形

図5-4図(a), (b)に示す出力電圧波形と入力電流波形は, 3相入力・3相出力の2段縦続非対称ゲート制御形サイクロコンバータのデジタルシミュレーション結果の一例である。図から明らかのように, 図5-3図に示す動作モードの変化がよくわかる。ただし, 電源周波数: $f = 50 \text{ Hz}$, 出力周波数: $f_o = 5 \text{ Hz}$, 振幅比: $a = 1.6$, 負荷の基本波力率: $\cos \theta_L = 0.8$, 転流進み角: $\gamma = \pi/6$ である。



(a) 出力電圧波形



(b) 入力電流波形

図5-4 出力電圧波形と入力電流波形

5.3 入出力波形の高調波解析

サイクロコンバータの入出力波形の高調波解析は直接行なうには非常に難しく、実際には不可能に近い。そこで、サイリスタ群のスイッチングに相当するスイッチング行列を用いて出力電圧や入力電流を行列で表わせ、級数に展開すれば各高調波成分を統一的に求めることができる。この解析法は前章で詳述しているので、ここでは解析結果のみを示すことにする。なお、計算の複雑化を避けるために

- (i) 電源電圧波形と出力電流波形は正弦波で、対称3相電源、対称3相負荷と仮定する。
- (ii) 電流の重なるの波形に対する影響などは無視する。
- (iii) さらに、サイリスタは完全なスイッチ素子と仮定し、線路の定数などはすべて無視している。

5.3.1 出力電圧と入力電流の高調波成分

図5-5図は、図5-1図に示した2段縦続非対称ゲート制御形サイクロコンバータの出力電圧高調波の解析結果である。ここで、横軸は振幅比、縦軸は高調波振幅で、負荷の基本波力率が0.8の場合であり、 3ω 付近の高調波について示している。一般に、出力電圧に含まれる高調波角周波数は電源角周波数を ω 、出力角周波数を ω_o とすれば

$$k m \omega \pm (2n+1)\omega. \quad (m=1, 2, 3, \dots, n=0, 1, 2, \dots) \quad (5-14)$$

で表わされる。上式の k は有効相数で、サイクロコンバータと同形式の整流回路の出力電圧に含まれる最低次の高調波周波数が電源周波数の何倍かを示すものである。一般に、 k が大きいほど出力電圧の高調波分が少なく、波形が良好である。本章で提案している縦続非対称ゲート制御方式の場合、有効相数は縦続段数に関係せず、図5-1図に示した3相ブリッジ形の縦続接続では $k=3$ となる。それに対して、従来の対称ゲート制御方式の場合、ブリッジ形

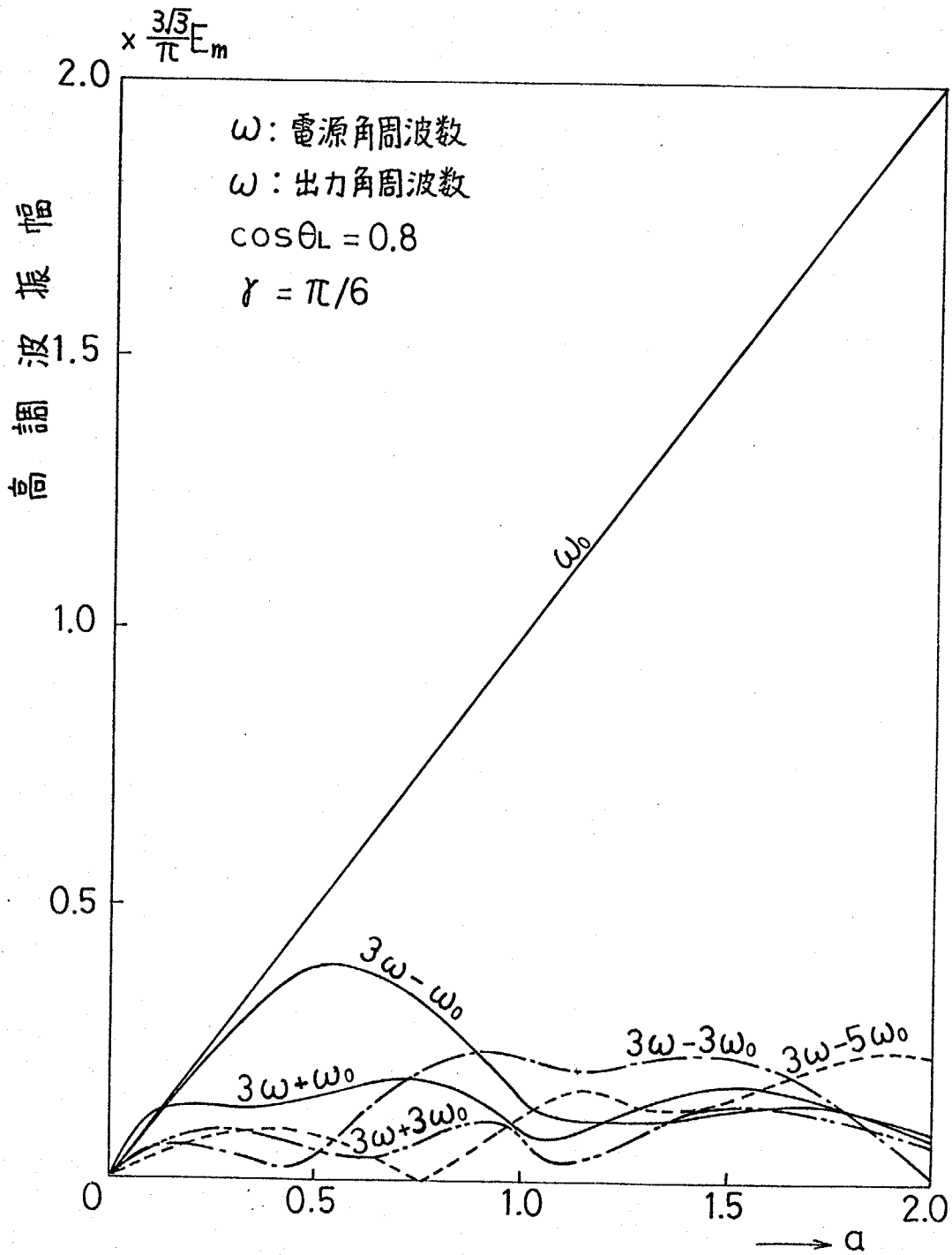


図 5-5 出力電圧の高調波振幅

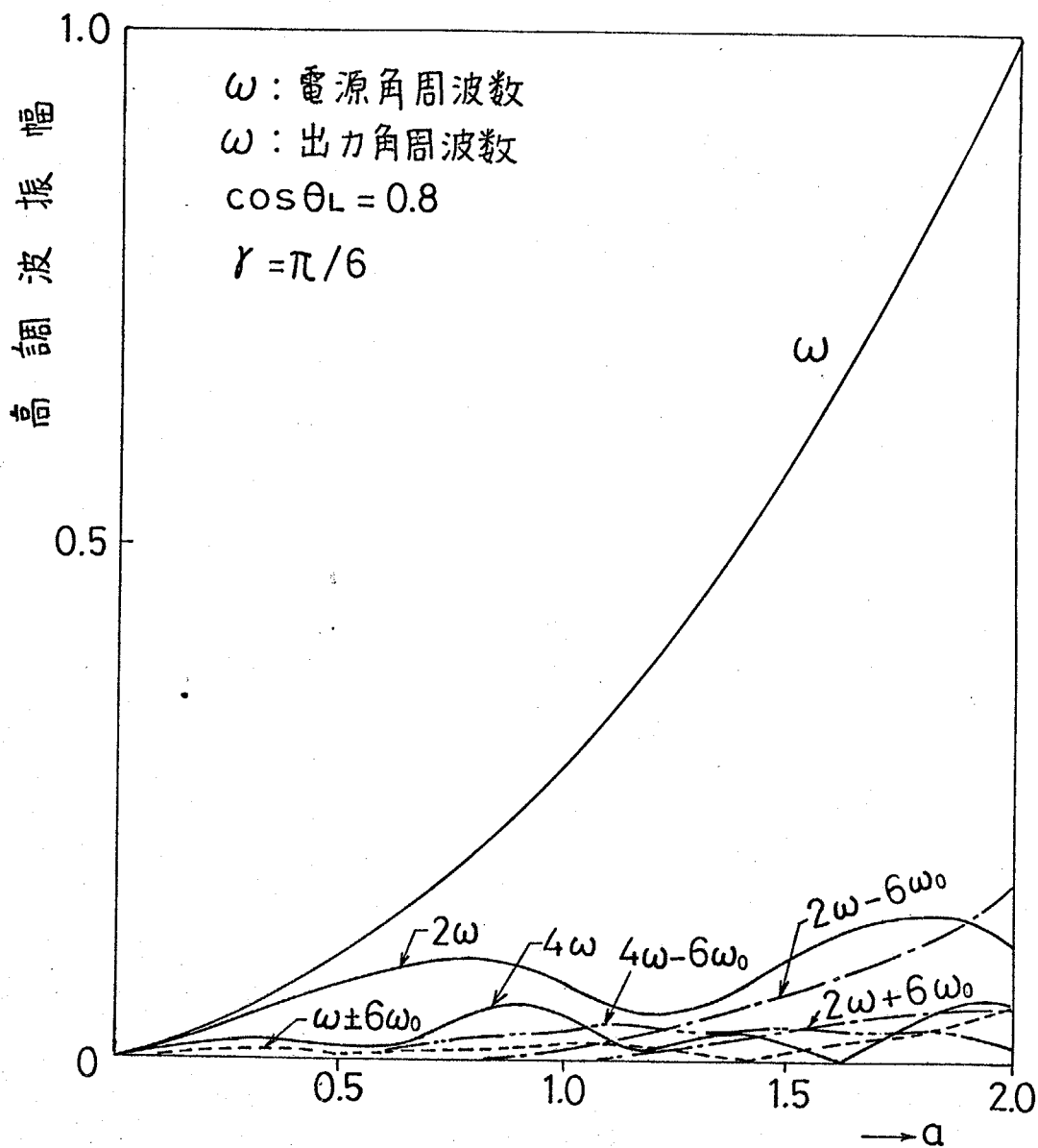


図 5-6 入力電流の高調波振幅

サイクロコンバータ(I)と(II)との電源電圧の位相を $\pi/6$ ずらすと $k=12$ になる。また、順次対称ゲート制御方式では $k=6$ となる。

図5-6は最大基本波電流($a=2$)に対する ω , 2ω , 4ω 付近の入力電流の高調波振幅を示したもので、負荷は対称3相負荷と仮定している。一般に、入力電流に含まれる高調波角周波数は

$$(k \pm 1)m\omega \pm 6n\omega. \quad (m=1, 2, 3, \dots \quad n=0, 1, 2, \dots) \quad (5-15)$$

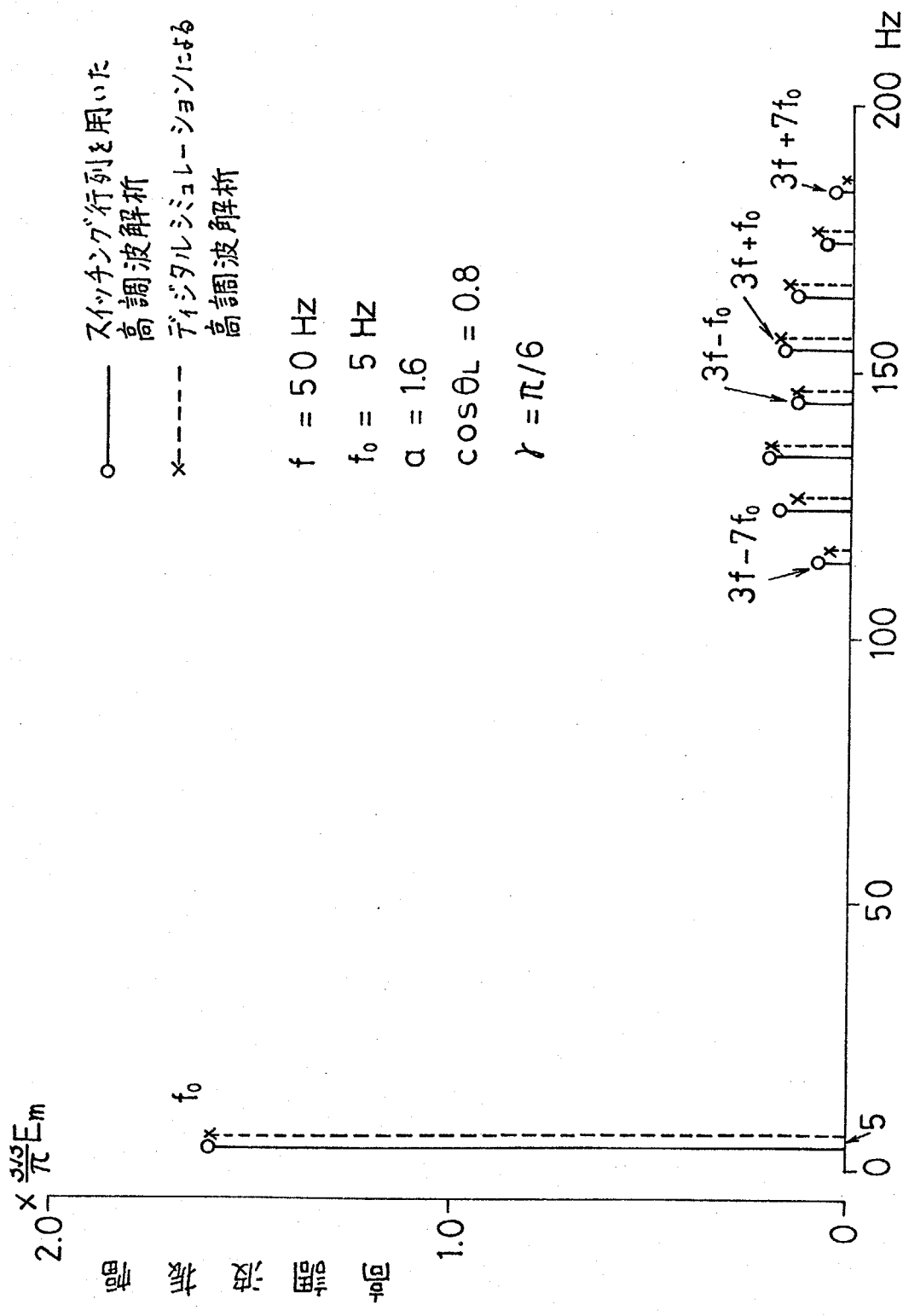
で表わされる。従って、同数のサイリスタを用いた多段縦続接続サイクロコンバータ*の出力電圧波形と入力電流波形は、対称ゲート制御方式が最良である。

図5-7(a), (b)は図5-4の出力電圧, 入力電流波形の高調波成分と図5-5, 図5-6の解析結果とを比較したものである。出力電圧, 入力電流ともに高調波成分については基本波成分に対して2~3%程度の誤差を含んでいる。これはデジタルシミュレーションの出力周波数と電源周波数とを整数比(1/10)に選んでいるため、図5-4の出力電圧と入力電流の波形には(5-14), (5-15)式の相異なる m , n に対して同一周波となる高調波が含まれていることによる誤差であろう。

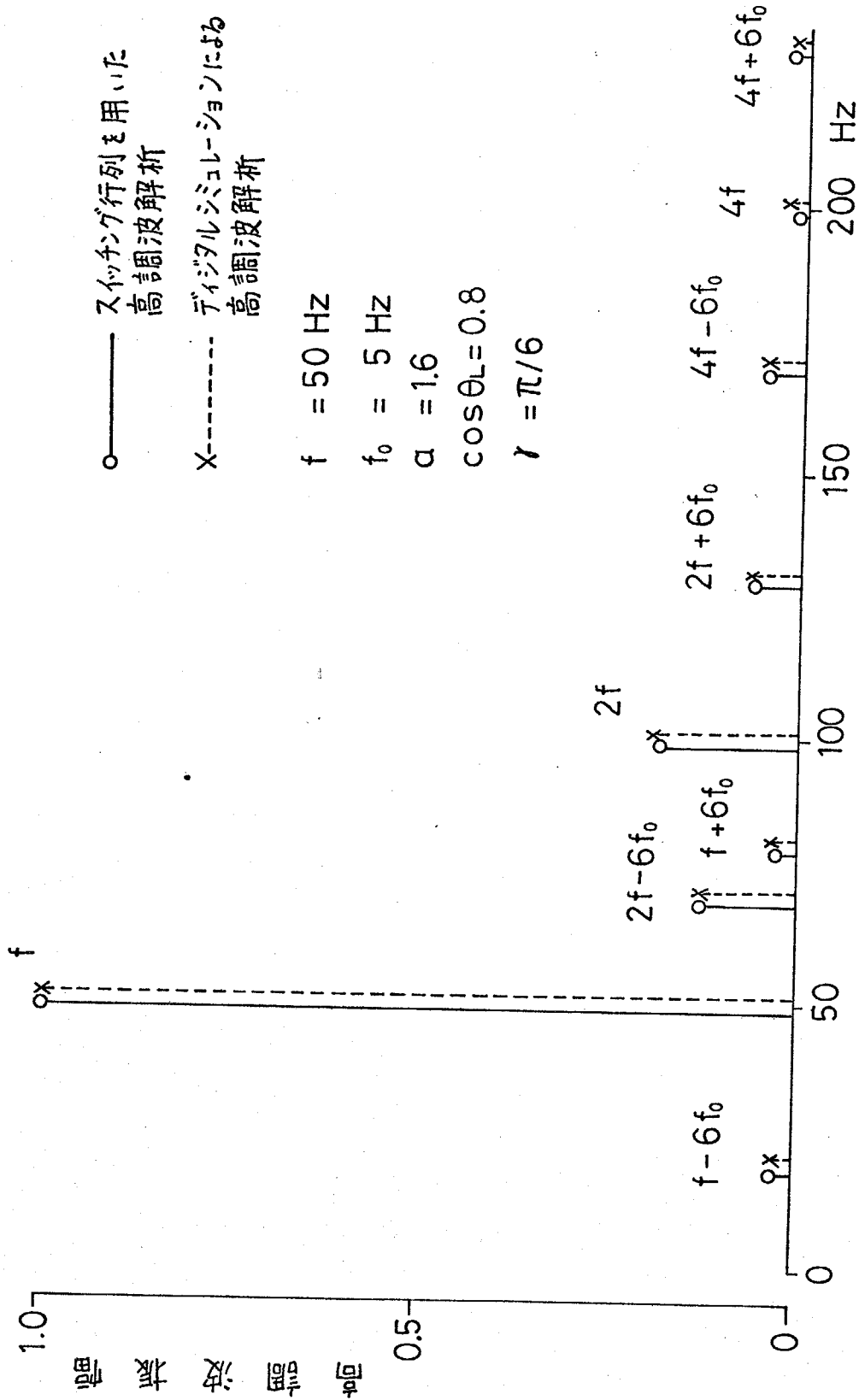
5.3.2 入力基本波力率

入力基本波力率は、入力電流の基本波有効分と基本波無効分とから容易に計算することができる。図5-8は2段縦続接続サイクロコンバータの入力基本波力率について、本論文の縦続非対称ゲート制御方式、従来の対称ゲート制御方式、順次対称ゲート制御方式とを比較したものである。その結果、本方式により大幅に改善されていることがわかる。特に、低力率負荷の力率改善作用が著しく、低力率のリニアインダクションモータなどの駆動電源に適している。ところで、順次対称ゲート制御方式は入出力波形, 入力基本波力率ともに対称ゲート制御方式と縦続非対称ゲート制御方式との中間的な特性を有している。一般に、非対称度, すなわち制御角の決定の自由度が増せば基本波力率は改善されるが、有効相数有効相数が小さくなるため入出力波形は悪くなる。

*ただし、縦続非対称ゲート制御方式のサイリスタ TP_f , TN_f は数えない。



a) 出力電圧の周波数スペクトル (3ω付近)



b) 入力電流の周波数スペクトル ($\omega, 2\omega, 4\omega$ 付近)

※5-7図 出力電圧と入力電流の周波数スペクトル

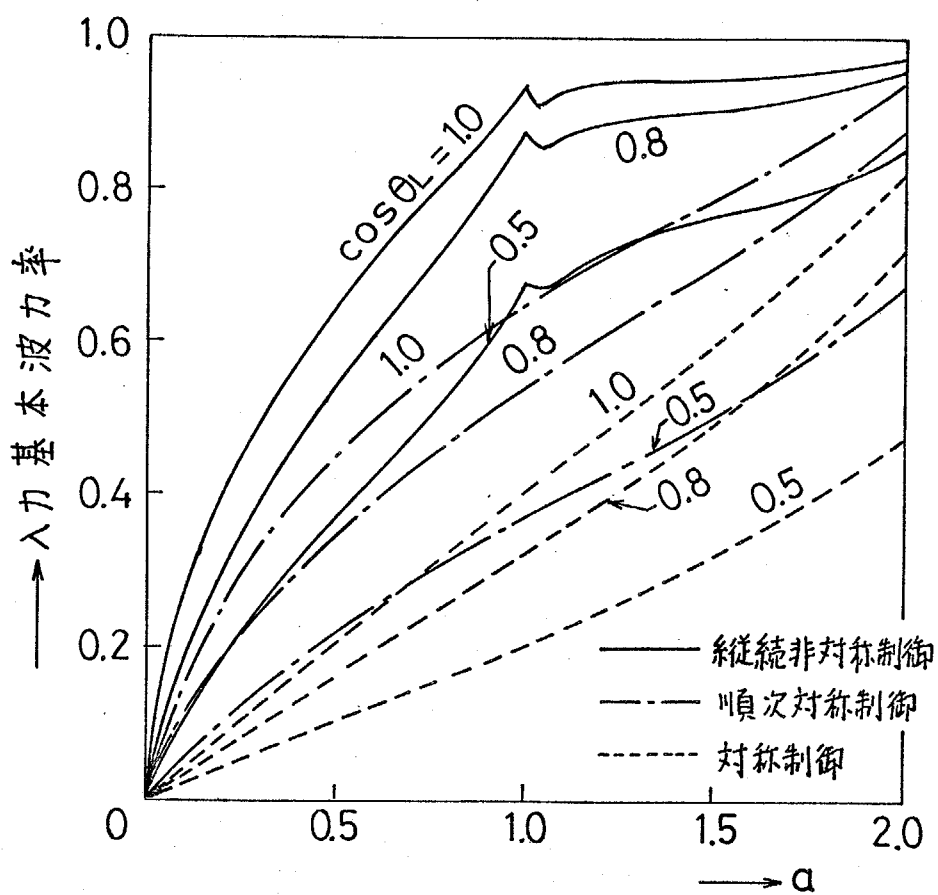


图5-8 入力基本波力率

5.4 ミニコンを用いた直接デジタル制御

一般に、電算機制御システムを設計するにあたっては、電算機と外部に設けるワイヤードロジック回路との分担、言い換えれば電算機制御システムのハードウェアとソフトウェアの分担をいかにするかが難しく、かつ重要な問題である。例えば、サイクロコンバータの直接デジタル制御システムでは、サイクロコンバータの制御回路の機能をすべてソフトウェアに置き換えることができれば制御回路は簡単になるが、ソフトウェアの開発はそれだけ難しくなるし、処理時間の制約も考慮しなければならない。⁽²⁷⁾

しかし制御用ミニコンは、一般に演算速度が遅く、ここで使用したミニコンではフローティングポイントの乗算に平均 $810 \mu s$ を要し、制御回路の機能をすべてソフトウェアで処理することは不可能である。

そこで、試作した電算機制御システムはサイクロコンバータの DDC の基礎研究として、低周波発振回路と才 4-15 図の制御パルス発生回路の一部をソフトウェアに置き換えてミニコンからは制御角 α を出力し、サイリスタの点弧時刻は外部に設けたカウンタやデジタルコンパレータなどのデジタル回路によって決定されるというソフトウェアの負担の最も軽いシステム構成にしている。

5.4.1 ソフトウェア

サイクロコンバータの制御角の計算には \cos^{-1} 、 \cos の演算を含んでいるため、一つのデータごとにミニコンで計算すると演算時間は数 ms 程度にもなり制御不能となる。そこで、演算時間の短縮をはかるためミニコンのメモリ上に $\cos^{-1}x$ 、 $\cos\theta$ のテーブルをあらかじめ作成しておき、クローフパルスが入力するごとに $\cos\theta$ のテーブルから $\cos\theta$ の値を順次とりだし、振幅比 a との乗算 $a \cdot \cos\theta$ を行なう。この演算はインターフェース内に組込んだ 8 ビットの乗算器を用いて実行している。その結果、乗算に要する時間は前後の処理と

含めて $20\mu\text{s}$ 程度に短縮されている。 $a \cdot \cos\theta$ は平均的瞬時出力電圧 \bar{e}_L に等しいので、この値から動作モードを判別し、そのモードに応じた制御角を出力している。例えば、第1モードであるとするとき制御角は(5-7)式より

$$\alpha_2(\omega_0 t) = \cos^{-1}(2a \cos\omega_0 t - 1)$$

で与えられるから、 $(2 \cdot a \cdot \cos\theta - 1)$ をミニコンで演算し、この値に対する制御角を $\cos^{-1}x$ のテーブルからとりだし出力する。同時に、動作モードの判別信号と TP_f , TN_f の制御信号も出力される。これらの一つのデータの演算時間は約 $500\mu\text{s}$ である。

以上、ミニコンの処理の概要について説明したが、実際には次の3つのプログラムによって制御される。

- (i) $\cos\theta$, $\cos^{-1}x$ テーブル作成プログラム
- (ii) 出力周波数と振幅比を整数型に変換するプログラム
- (iii) 制御プログラム

(i), (ii) は前処理プログラムであり、(iii) がメインプログラムである。

- (i) $\cos\theta$, $\cos^{-1}x$ テーブル作成プログラム

前述したように処理時間の短縮を図るため、コアメモリにあらかじめ $\cos\theta$, $\cos^{-1}x$ のテーブルを作成しておく必要がある。そこで、 $\cos\theta$, $\cos^{-1}x$ のデータを計算し、これをコアメモリにストアさせるプログラムが $\cos\theta$, $\cos^{-1}x$ テーブル作成プログラムである。

$\cos\theta$ のデータは、 $0 \leq \theta < 2\pi$ の1周期を256等分し

$$128 \cdot \cos(k\pi/128) \quad (k=0, 1, 2, \dots, 255)$$

を計算する。そして、この整数部を 37400_8^* 番地から 36400_8 番地までのロ-バイトにストアする。

一方、 $\cos^{-1}x$ は $0 \leq \theta \leq \pi$ の半周期を128等分し、次式を用いて $\cos^{-1}x$ を計算する。

*添字の8は8進数を示す。

$$\cos^{-1}x \equiv \sqrt{1-x} (C_0 + C_1x + C_2x^2 + C_3x^3)$$

ただし, $C_0 = 1.5707288$, $C_1 = -0.2121144$

$C_2 = 0.0742610$, $C_3 = -0.0187293$

上式は, $0 \leq \cos^{-1}x \leq \pi/2$ の期間に成立するので, x , すなわち k によ

$$\cos^{-1}x = \cos^{-1}(1-k/64) \quad \text{if } 0 \leq x \leq 1 \quad (k=0, 1, 2, \dots, 64)$$

$$\cos^{-1}x = \pi - \cos^{-1}(k/64-1) \quad \text{if } -1 \leq x < 0 \quad (k=65, 66, \dots, 128)$$

を計算し, 8ビットバイナリ-の $2^0 \sim 2^7$

のデータを 37400_8 番地から 37000_8 番地のハイバイトにストアする。

オ5-9図は, $\cos\theta$, $\cos^{-1}x$ のデータをコアメモリにストアしたときのレイアウトを示している。また, 図中のダミーエリアには1 (1778) がストアされ, 1周期終了の判別に用いている。

(ii) 出力周波数と振幅比を整数型に変換するプログラム

試作した電算機制御システムの入カデータは, 出力周波数 f_0 と振幅比 A であり, これらはテレタイプ (ASR33) を用いてミニコンへ入力される。テレタイプからミニコンへ伝送されるデータは, 指数部 8 ビット, 仮数部 16 ビット (符号ビットを含む) であるので, このプログラムでは仮数部をシフトすることによって整数型に変換している。これは, 制御プログラムでの整数演算を行なうための前処理である。

	$\cos^{-1}x$	$\cos\theta$	
37401_8	0	1	37400_8
	}	}	
37201_8	$\pi/2$	0	37200_8
	}	}	
37001_8	π	-1	37000_8
		}	
	BLANK	0	36600_8
		}	
		1	36400_8
		DUMMY	36250_8

(iii) 制御プログラム

図5-10図が制御プログラムのフローチャートである。i回目の制御角の計算は次のようにして行なわれる。まず、i-1回目の $f_0 \cdot (i-1)$ に出力周波数 f_0 を加算し、

$$f_0 \cdot i = f_0 \cdot (i-1) + f_0$$

を得る。次に、この整数部を2倍(左シフト)し、この8進数に変換した値を $K(i)_8$ とすれば、 $K(i)_8$ は位相 θ に相当している。続いて

$$37400_8 - K(i)_8 = N(i)_8$$

を計算すると、 $N(i)_8$ 番地の内容は $128 \cdot \cos(f_0 \cdot i \cdot \pi / 128)$ であることから乗算器を用いて振幅比 a との乗算を行なう。

$$\bar{e}_L = 128 \cdot a \cdot \cos(f_0 \cdot i \cdot \pi / 128)$$

この結果は平均的瞬時出力電圧となる。前述したように \bar{e}_L の大きさによって現時点の動作モードを判別し、例えば第1モードの制御角 α_2 は

$$\alpha_2(\omega_0 t) = \cos^{-1}(2a \cos \omega_0 t - 1)$$

であるので、ミニコンでは

$$256 \cdot a \cdot \cos(f_0 \cdot i \cdot \pi / 128) - 128$$

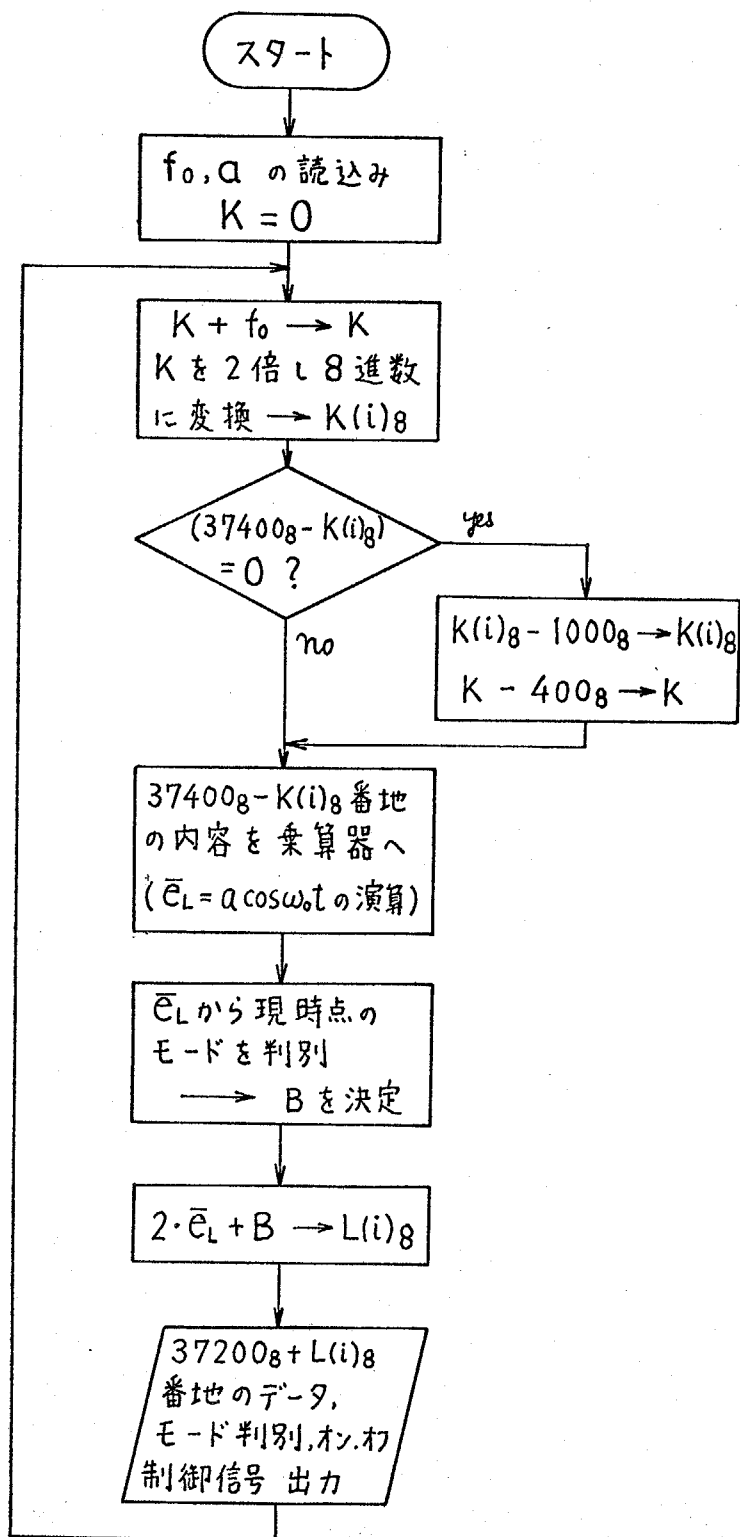
を計算する。ここで、この偶数部分(右シフトし、それから左シフト)を8進数に変換した値を $L(i)_8$ とすれば、図5-9図のコアアウトから明らかのように $37200_8 + L(i)_8$ 番地のハイバイトのデータは

$$\alpha_2(f_0 \cdot i) = \cos^{-1}\{256 a \cdot \cos(f_0 \cdot i \cdot \pi / 128) - 128\}$$

となり、i回目の制御角が計算されたことになる。

ここで、制御角を計算して出力するタイミングをフロックパルスに同期させて $\cos \theta$ のテーブルからデータを読み出す間隔を調節すれば、任意の周波数に対する制御角の出力が可能になる。すなわち、フロックの周波数を F_c とすると、制御角は $1/F_c$ sごとに出力されるので、 $\cos \theta$ のテーブルから K 個おきにデータを読み出せば、サイクロコンバータの出力周波数 f_0 は

$$f_0 = K \cdot F_c / 256$$



オ5-10図 制御プログラムのフローチャート

となり、 K を変化することによって出力周波数を変化できることがわかる。実験では $F_c = 256 \text{ Hz}$ としているので、 $f_o = K$ 、すなわち 0 Hz (直流) から 1 Hz ごとに出カ周波数を変更できる。

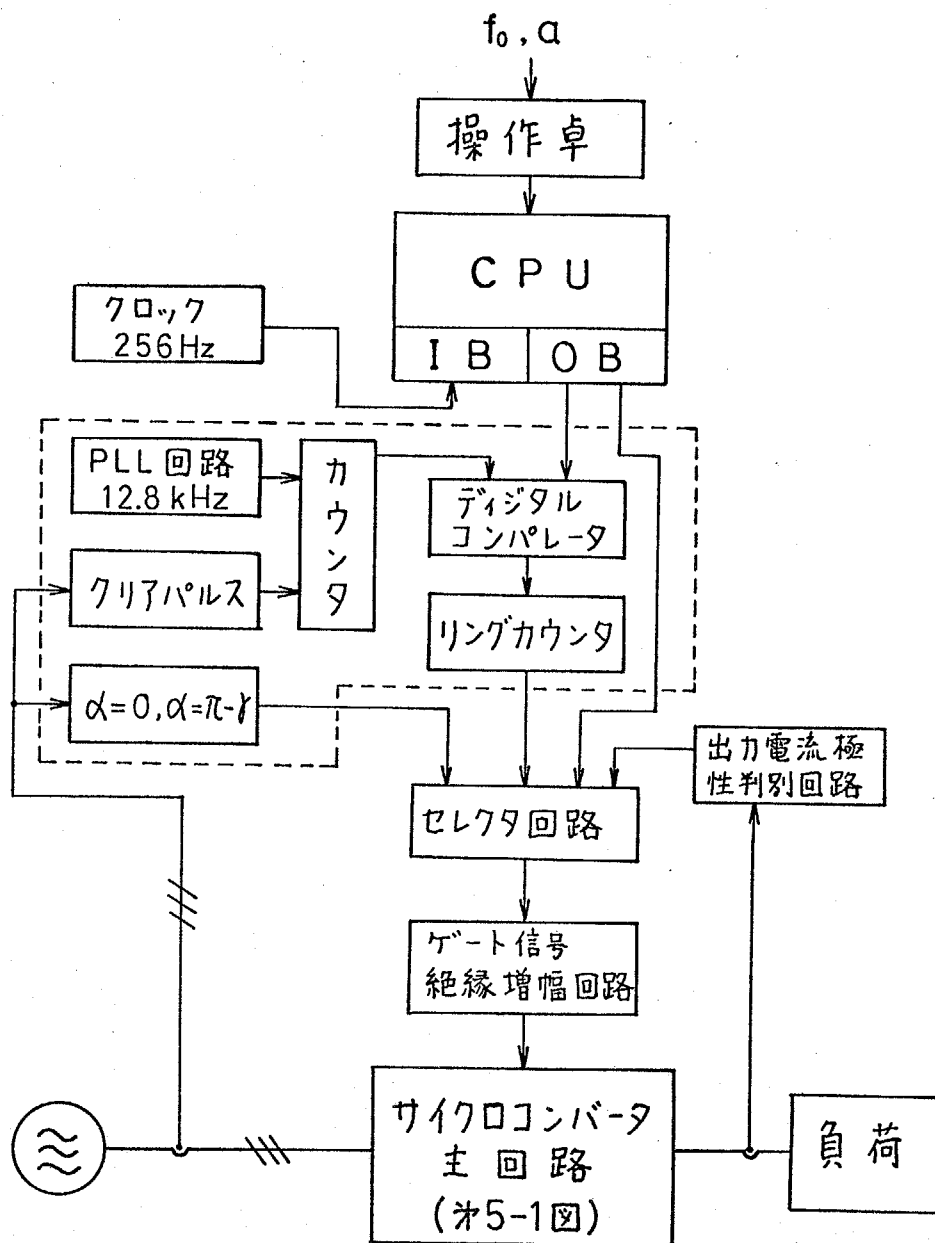
5.4.2 ハードウェア

図5-11は試作したシステムの構成を示したものである。このシステムではミニコンの負担を最小限度にとどめるため、ミニコンは連続関数の制御角を出力し、サイリスタの点弧時刻は外部の制御回路で決定している。以下にその動作を説明しよう。

まず、希望する出力周波数 f_o と振幅比 α とを操作卓から入力する。また、ミニコンには 256 Hz のフロックパルスが入カバッファから入力されている。前述した制御プログラムを実行すると、ミニコンからは8ビットの制御角と動作モードの判別信号(2ビット)および TP_f 、 TN_f の制御信号(2ビット)が $1/256 \text{ s}$ ごとに出カされる。これらのデータはラッチにロードされ $1/256 \text{ s}$ 後に新たなデータが出カされるまで保持される。

一方、デジタル的なPLLを用いた周波数 n 倍回路により $256 \cdot f \text{ Hz}$ (f :電源周波数)の矩形波パルスが作られ 2^8 進カウンタで計数する。各相の制御角が 0 の時刻でカウンタをクリアしているため、その内容は点弧位相に相当する。従って、図5-12図に示しているようにカウンタの出力とミニコンからの制御角(ラッチの出力)とをデジタルコンパレータで比較し、両者の一致した時刻がサイリスタの点弧時刻になる。さらに、リングカウンタを用いて各相のコンパレータ出力を方形波のゲート信号に変換している。図5-11図の点線で囲んだ部分は、従来の制御パルス発生回路に相当している。

セレクト回路では、ミニコンからの動作モード判別信号と出力電流の極性から動作モードに応じた制御角を各コンバータに振分けている。この回路は、縦続非対称ゲート制御の場合かなり複雑になるが、デジタルICで構成しているため動作は極めて安定である。ゲート信号増幅回路では増幅と絶縁が行な



※5-11図 DDCのシステム構成

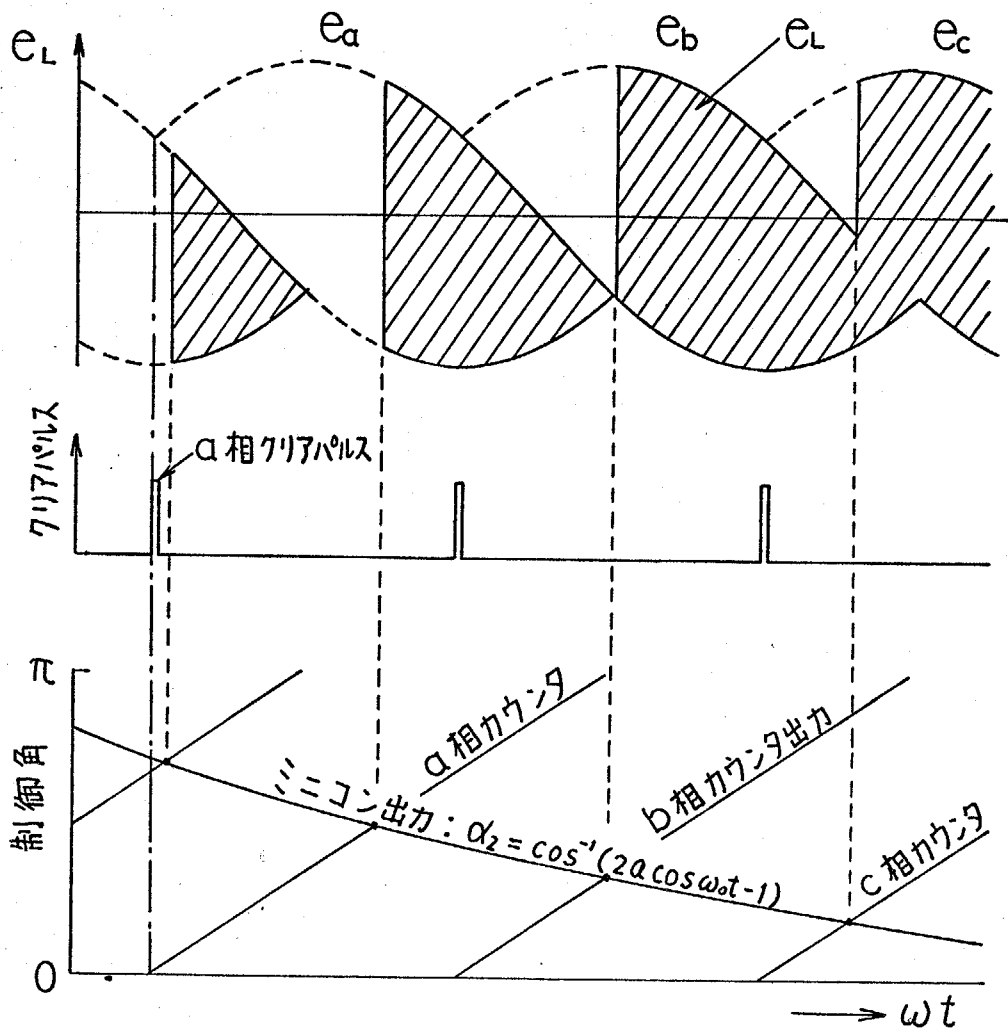


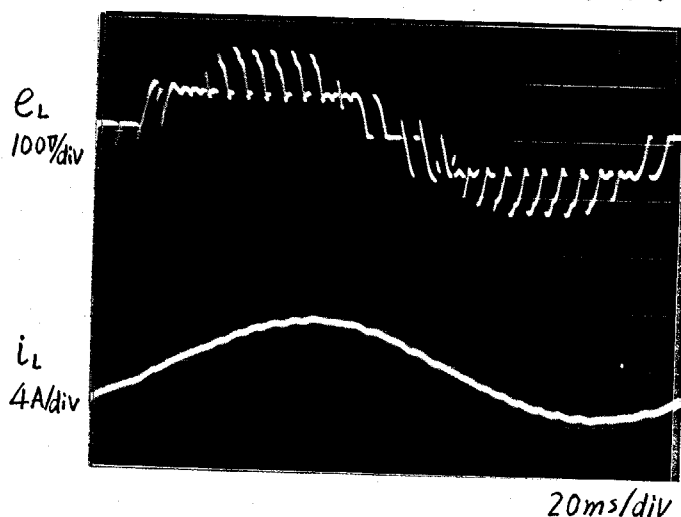
図5-12 第1モードの制御角

われ、各サイリスタに直流的なゲート信号を加えている。

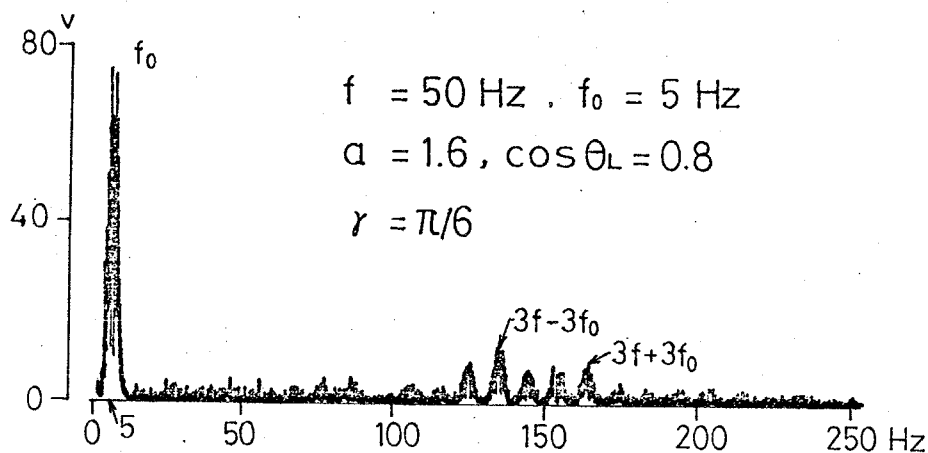
5.4.3 実験結果と出力波形

上記の装置を試作し実験したところ良好な運転結果が得られている。
 図5-13は、図5-1に示した3相入力、単相出力の2段縦続非対称ゲート制御形サイクロコンバータの出力電圧と出力電流の波形写真で、電源電圧50V、周波数 $f = 50\text{Hz}$ 、出力周波数 $f_o = 5\text{Hz}$ 、振幅比 $a = 1.6$ 、負荷の基本波力率 $\cos \theta_L = 0.8$ で図5-4の定数と同じに選んでいる。図から明

かのように、第5-4図のデジタルシミュレーションによって得られた波形のように変化しているのがよくわかる。第5-14図は、周波数分析器での出力電圧波形の周波数スペクトルを調べた結果であり、当然のことながら第5-7図(a)の解析結果とよく一致している。



第5-13図 出力波形



第5-14図 出力電圧の周波数スペクトル

5.5 第5章のまとめ

以上、縦続接続サイクロコンバータの入力基本波力率の改善法として縦続非対称ゲート制御方式を提案し、ミニコンを用いたサイクロコンバータのDDCシステムを開発した。なお、本章では2段縦続接続について縦続非対称ゲート制御方式を説明したが、多段縦続接続サイクロコンバータにもそのまま拡張でき、基本波力率は2段縦続に比べ更に改善される。ここで、本章の内容および

成果を要約すると次のようになる。

- (i) 本方式は2段縦続で最大5個，3段縦続では最大7個の動作モードを有し，動作モードの領域と各モードにおけるゲート制御法を明らかにした。
- (ii) 基本波力率は，前章で提案した非対称ゲート制御方式にまさる改善が得られている。例えば，負荷の基本波力率が0.5の場合，2段縦続で最大0.85，3段縦続で最大0.91にもなり，特に低力率負荷の場合，力率改善作用が著しい。なお，縦続段数を2段から3段に増加しても基本波力率の改善の効果はあまり得られず，出力電圧を広範囲に制御しないものについては2段縦続で十分である。⁽²⁸⁾
- (iii) 縦続非対称ゲート制御形サイクロコンバータのミニコンを用いたDDCシステムを開発し，極めて安定な運転が行なえることを実験的に確認した。本章で提案した縦続非対称ゲート制御方式は，同容量のサイクロコンバータの対称ゲート制御方式や順次対称ゲート制御方式に比べ，入出力波形は劣っている。そこで今後の問題としては，サイクロコンバータを高調波フィルタや力率改善用進相コンデンサなども含めた周波数変換システムと考えたとき，各ゲート制御方式の経済性や電力システムへの高調波障害などのシステム的な検討が残されている。

第6章 サイクロコンバータの電流制御系のマイクロコンピュータ制御

6.1 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、半導体メモリの大容量化や周辺回路のLSI化とこれらの素子の大幅なコストダウンに伴ない、マイクロコンピュータ* は各種の分野に広く応用されてきている。

なかでも、サイリスタを用いた電力変換器への応用は、ミニコンでは価格面で制約のあった制御回路にマイクロコンを導入することによって、従来のアナログ回路やワイヤードロジックをソフトウェアで置き換えて制御回路のインテリジェント化を図る、いわゆるコントローラ的应用** である。このような目的に使用されるマイクロコンは、普通はシステム設計者が数多くのLSIチップを必要な数だけ用いて構成したコンピュータであって、ミニコンが“コンピュータ”としての使用の域を脱し得なかったのに対し、マイクロコンはコンピュータを制御回路内の“電子部品”としての使用を可能にし、低価格で高性能、高信頼性を実現したこと

は画期的なことと言えよう。特に、現在のよう
な汎用マイクロプロセッサの高速、高性能化(例えば、Z80、8085など)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

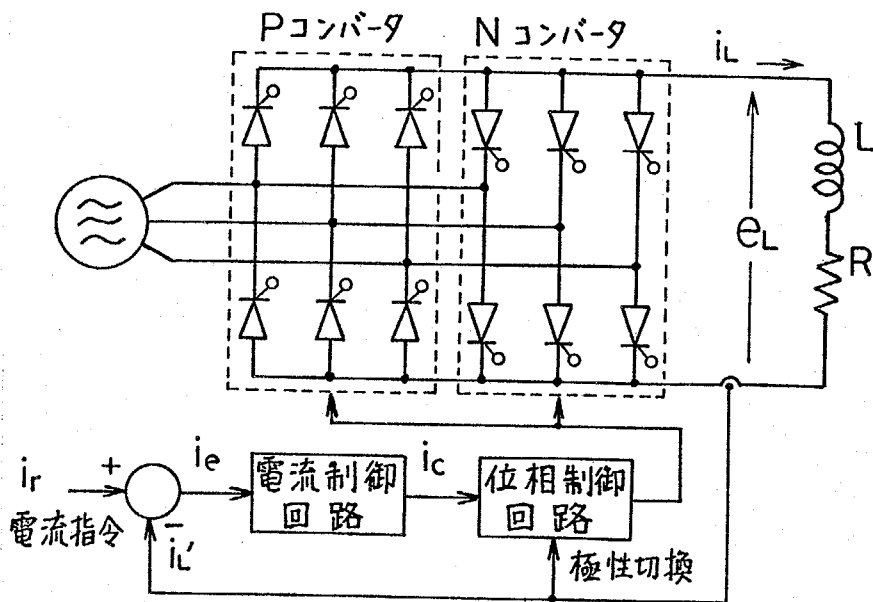


図6-1 サイクロコンバータの電流制御系

* 本論文では、1個のLSIチップで構成されたCPUをマイクロプロセッサと呼び、CPUとメモリ、その他の周辺回路を加えたコンピュータをマイクロコンピュータ(マイクロコン)と呼ぶことにする。(29)

** これに対してコンピュータ的应用がある。これはマイクロコンピュータのコンピュータとしての特徴をまかした使用法で、位置づけとしてはミニコンの下限を引き下げるあたりで、このほかプログラム電卓がある。

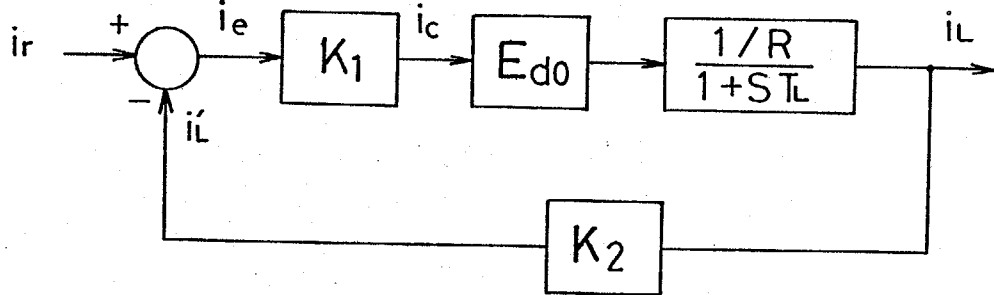


図6-2 サイクロコンバータの電流制御系の基本波に着目したブロック図

フロコンの導入が検討され始めたのは当然のことである。^{(7), (30), (31)}

前章では、縦続接続サイクロコンバータの制御回路へミニコン*を適用し、出力周波数と出力電圧を安定に制御できる電算機制御システムを開発した。しかし、サイクロコンバータを大容量の交流電動機の変速制御に応用する場合には、前章で述べた開ループ系でなく、図6-1に示す電流制御系が用いられる。この際、系の安定性は最も基本的な検討項目の一つである。

従来、負荷の時定数がサイクロコンバータのサンプル周期(電源周波数50Hz、6パルスの場合には平均的には3.3ms)に比べて十分大きく、出力電流の高調波成分が無視できる場合には近似的に図6-1の位相制御回路と主回路とを一定ゲインの線形低周波電力増幅器と考え、図6-2に示すような連続線形制御系として考察するのが普通であった。しかし、サイクロコンバータは本質的に不連続、非線形な電力変換器であるので、負荷の時定数が小さく、かつループゲインが大きい場合には、たとえ連続線形な制御系としてみた場合には安定であっても、出力電流に含まれる高調波成分がフィードバックされたことによって点弧時刻が不規則に変動するという一種の不安定現象を生じる恐れがある。

すでに、整流回路の電流制御系について F. Fallside 氏らは上記のような出力電流の高調波に起因する不安定現象を Ripple Instability と称し、これが生じるループゲインの限界値を理論的に導出している。⁽³²⁾ しかし、この理論からは単に系が安定に動作できるループゲインの限界値はわかっていてもゲインと安定

* 前章でも述べたように、当時(昭和49年~50年)、現在のような高性能の汎用マイクロプロセッサが開発されておらず、ミニコン(DEC社 PDP11/10...16ビットミニコン)を用いた。

性との関係、実用的なゲインの決定法などを明確にすることは不可能である。しかも電流指令が一定として解析されており、サイクロコンバータのように電流指令が変化する場合には適用できないように思われる。

これに対して、整流回路やサイクロコンバータを零次ホールドでモデル化し、 z 変換を用いて電流制御系の安定判別を行ない、ループゲインの限界値を導出する解析法が報告されている。^{(33), (34)}しかし、この解析法ではサイリスタの位相制御過程のサンプルと零次ホールドによるモデル化に問題があり、さらに実験的検討が不十分で、解析結果の妥当性に疑問がある。

このような不安定性は、制御回路をアナログ素子で構成する際にも問題となる点であるが、さらにデジタル制御系では、次節で指摘するように負荷の時定数が小さく、かつループゲインを大きくすると点弧時刻は不規則に変動し、出力波形にはアナログ制御では現れないような150 Hzを中心周波数とする高調波を生じるようになる。

以上の点を踏まえて、本章では次の点を明らかにする。^{(35), (36)}

- (i) 整流回路の電流制御系の安定度を示す評価指標（以下、FRIと称する）を提案し、これを理論的に解析する。続いて、2章で導出したサイクロコンバータと整流回路との等価性の理論を適用してFRIの近似解析を行ない、実用的には近似解析の結果から制御系の安定度を評価できることを示す。
- (ii) そこで、解析結果と実験結果とから上記のデジタル制御系固有の不安定性とFRIとの関係を検討し、その要因を考察する。そして、サイクロコンバータの電流制御系へマイフロコンを適用する場合に回路定数の決定にあたってFRIが有効であること、さらにマイフロコンの適用限界について考察する。
- (iii) 次に、安定性の改善法としてサイクロコンバータの電流指令が正弦波状に変化することに着目した新しい制御法を提案し、FRIを用いてフィルタ定数を決定すれば良好な電流制御が行なえることを実験的に確認する。この制御法では、出力周波数に応じてフィードバックゲインを変化させる必

要があるが、ここではこのような可変ゲインをマイコンの乗算機能を用いて容易に実現し、制御回路の簡単化を図っている。

- (iv) 製作したマイコンコンピュータのハードウェアとソフトウェアについて説明し、サイクロコンバータの電流制御系の電算機制御システムを開発する上での留意点を明らかにする。

6.2 実験的検討

サイクロコンバータの電流制御系について、アナログ制御とデジタル制御の両方式の実験結果を比較検討し、デジタル方式の問題点を指摘する。

6.2.1 アナログ制御

図6-3は、オペアンプを用いて構成したアナログ方式の電流制御回路で、電流指令 i_r は低周波発振器の出力を用いている。また、出力電流 $i_L (=K_2 i_L)$ はアイソレーションアンプを用いて主回路と制御回路とを光絶縁したものである。図6-1の位相制御回路では、3相電源電圧から作った余弦波信号と電流制御回路の出力である制御信号 i_c (Nコンバータでは $-i_c$) とをアナログコンパレータで比較し、両者の一致した時刻でサイリスタを点弧する。いわゆる余弦波制御法^{(2),(35)}を比較的簡単に実現している。なお、ここで製作したサイク

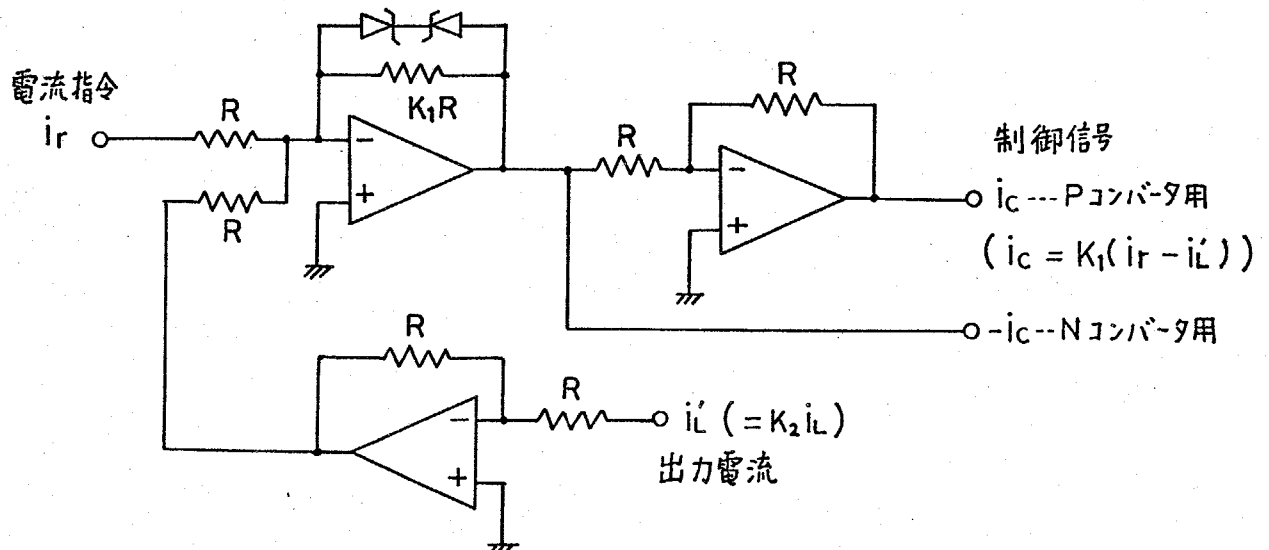


図6-3 電流制御回路

e_L
100V/div

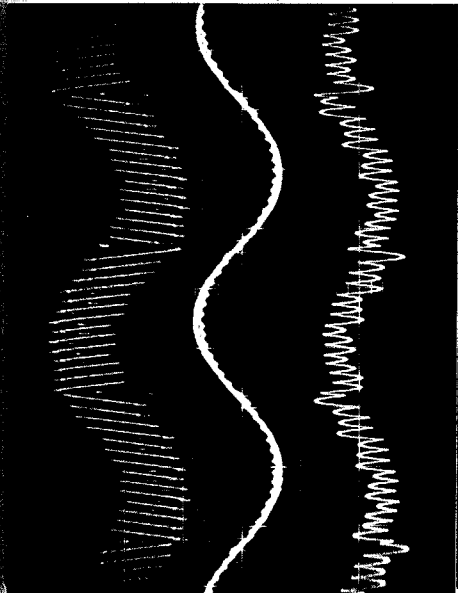
i_r, i'_L

10V/div

i_c

10V/div

$K_1=8, T_L=9.7ms$
(FRI \approx 1.20)



20ms/div

e_L
100V/div

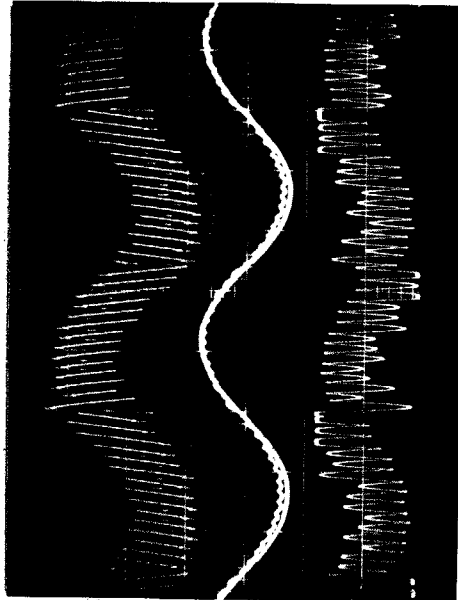
i_r, i'_L

10V/div

i_c

10V/div

$K_1=16, T_L=9.7ms$
(FRI \approx 1.37)

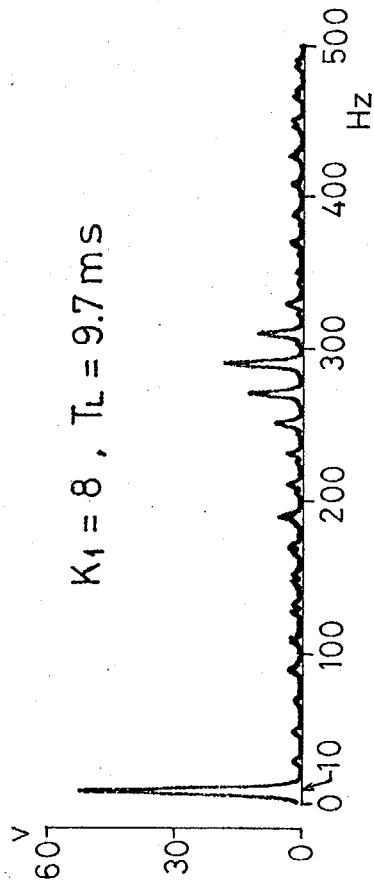


20ms/div

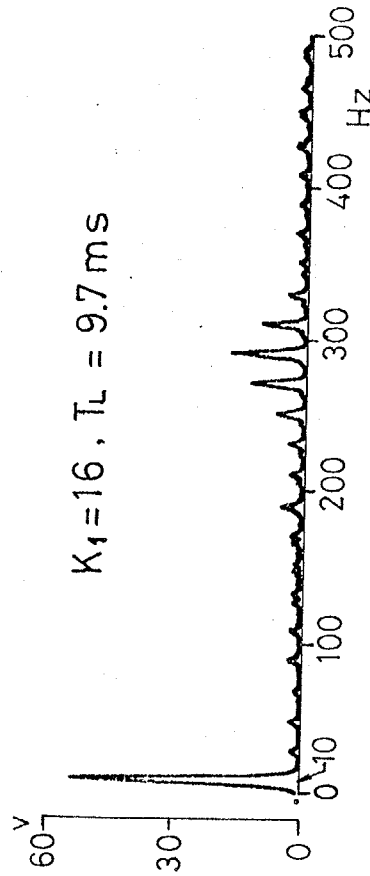
$f=50Hz, V_L=100V$

$f_o=10Hz, I_r=0.75$

$R=10\Omega, K_2=0.1091/A$



$K_1=8, T_L=9.7ms$



$K_1=16, T_L=9.7ms$

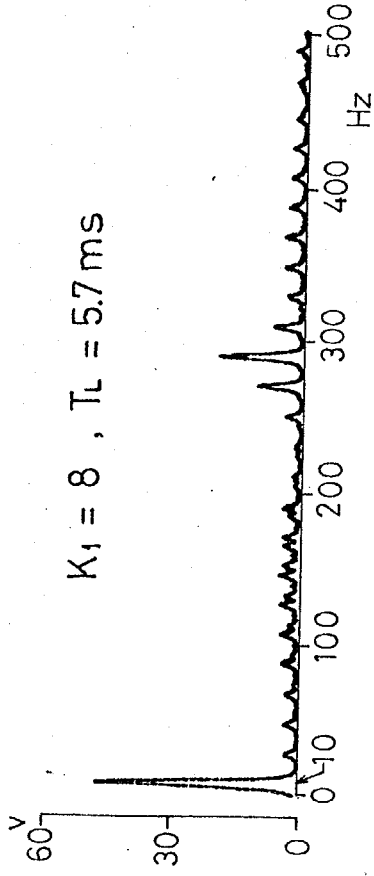
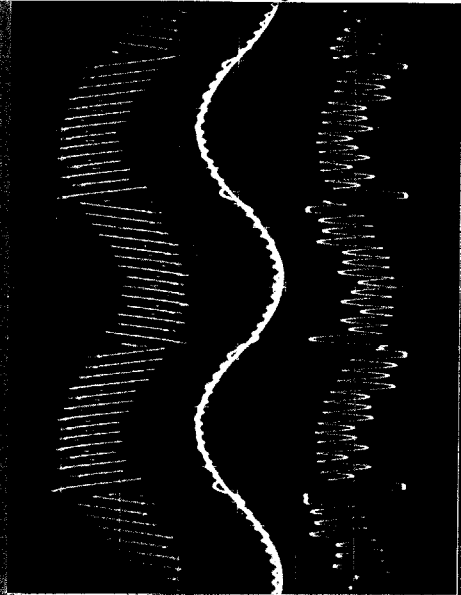
図 6-4 出力電圧、電流指令、出力電流、制御信号の波形と
出力電圧の周波数スペクトル (7ナログ制御)

e_L
100V/div

i_r, i'_L
10V/div

i_c
10V/div

$K_1 = 8, T_L = 5.7ms$
(FRI ≈ 1.31)

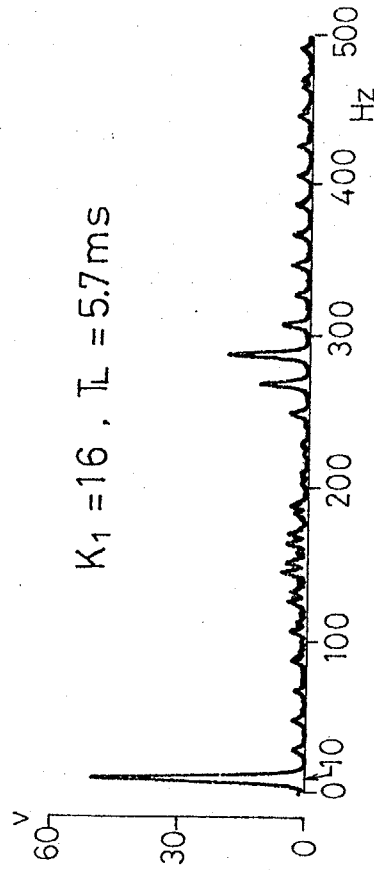
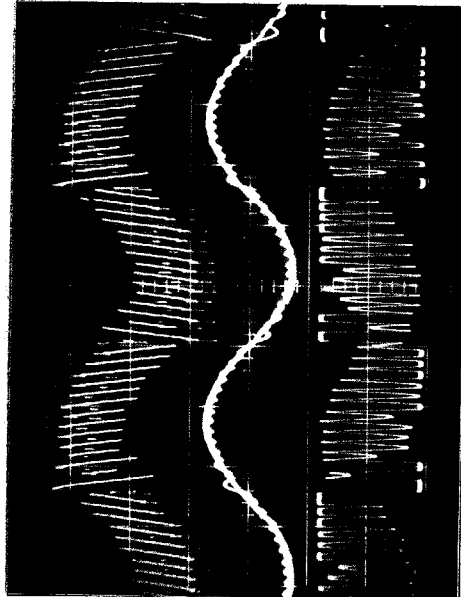


e_L
100V/div

i_r, i'_L
10V/div

i_c
10V/div

$K_1 = 16, T_L = 5.7ms$
(FRI ≈ 1.41)

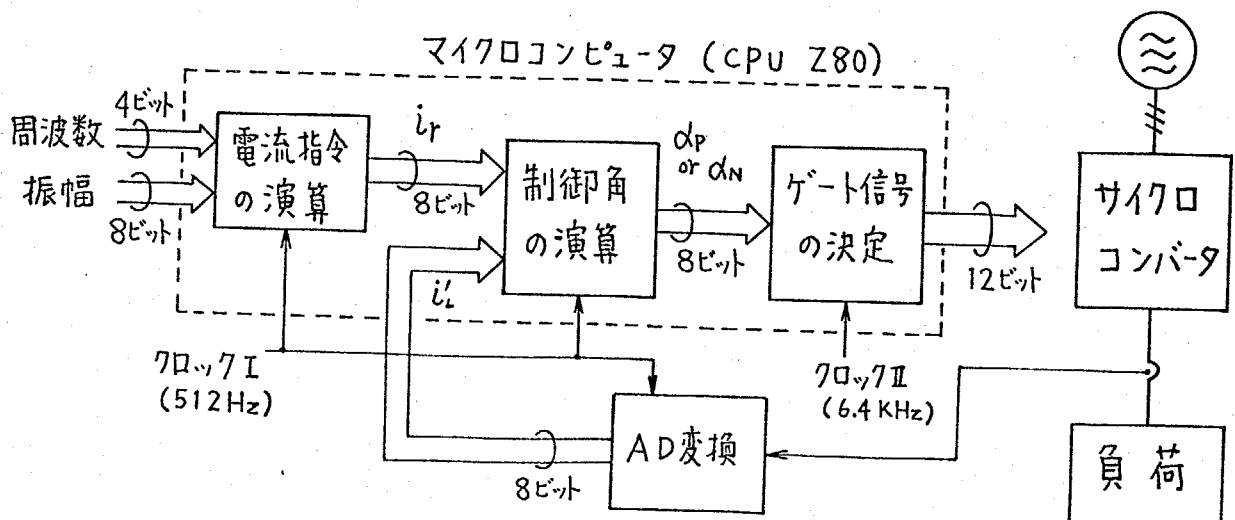


ロコンバータは非循環電流方式であるので、出力電流の極性を検出し、その極性に応じてどちらか一方の動作すべきコンバータへゲート信号が加えられる。

オ6-4図は、アナログ方式の実験結果の一例である。ゲイン K_1 を 8, 16, 負荷時定数 T_L を 5.7 ms, 9.7 ms とした場合の出力電圧 e_L , 電流指令 i_r , 出力電流 i_L , 制御信号 i_c の波形の変化を示している。ここで、電源周波数 $f = 50 \text{ Hz}$, 出力周波数 $f_o = 10 \text{ Hz}$, 電流指令の規格化した振幅 $I_r = 0.75$, 負荷抵抗 $R = 10 \Omega$, 出力電流検出回路のゲイン $K_2 = 0.109 \text{ 1/A}$ などは一一定である。図から明らかなように動作は極めて安定で、これは次節で述べる解析結果と一致している。ところで、すでに文献(34)で詳細に検討されているように負荷時定数が小さく、ループゲインが大きくなると電流休止期間直後の出力電圧、出力電流波形には不規則性が認められる。しかし、この不規則な波形は持続的な発振ではなく局所的なものであって、約 10 ms 以内で規則的な動作に移行していることがわかる。

6.2.2 デジタル制御

オ6-5図は、ここで実験したデジタル制御系のシステム構成を示したもので、オ6-1表は CPU (Z80: フロップ周波数 = 2.5 MHz) の処理とフロップ周波数をまとめたものである。オ6-5図のゲート信号決定部は、オ6-2図の位相制御回路に相当し、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。なお、マイクロコンピュータのハードウェアと



オ6-5図 デジタル制御系のシステム構成

ソフトウェアについては6.6節で詳しく述べることにする。

オ6-6図は実験結果の一例で、出力電圧 e_L 、電流指令 i_r 、出力電流 i_L の波形と出力電圧波形の周波数スペクトルの実測結果

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

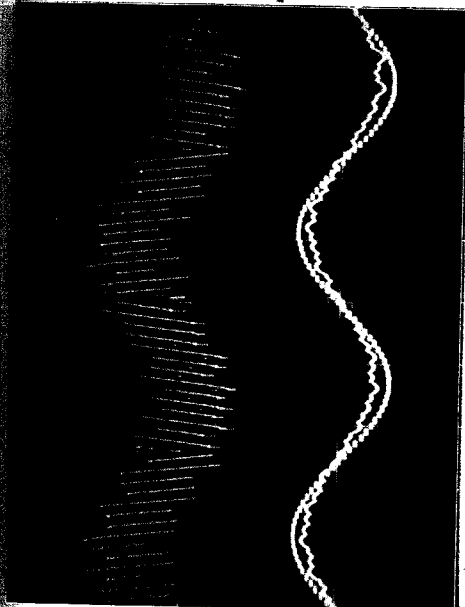
オ6-1表 CPUの処理とクロック周波数

である。 $K_1 = 2, 4$ とした以外の他の条件はオ6-4図と全く同様である。オ6-1図の電流制御系では、一般にループゲインが大きくなると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、デジタル制御の出力電流にはアナログ制御では現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、オ6-6図の $K_1 = 2, T_L = 5.7 \text{ ms}$ と $K_1 = 4, T_L = 9.7 \text{ ms}$ の場合の出力電圧周波数スペクトルには 150 Hz を中心角周波数とする高調波が連続的に発生している。これは出力電圧波形がもはや周期波形でなくなるためであり、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。この非特性高調波はオ6-4図に示すようにアナログ制御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系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かほど非特性高調波が多く現れるようになることからサイクロコ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。そこで、次節では制御系の安定性の目安となる評価指標を提案し、導出する。

e_L
100V/div

i_r, i_L
10V/div

$K_1=2, T_L=9.7ms$
(FRI=0.77)

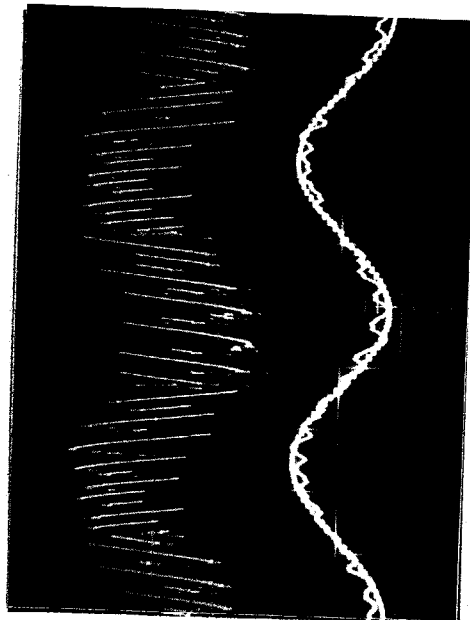


20ms/div

e_L
100V/div

i_r, i_L
10V/div

$K_1=4, T_L=9.7ms$
(FRI=0.99)

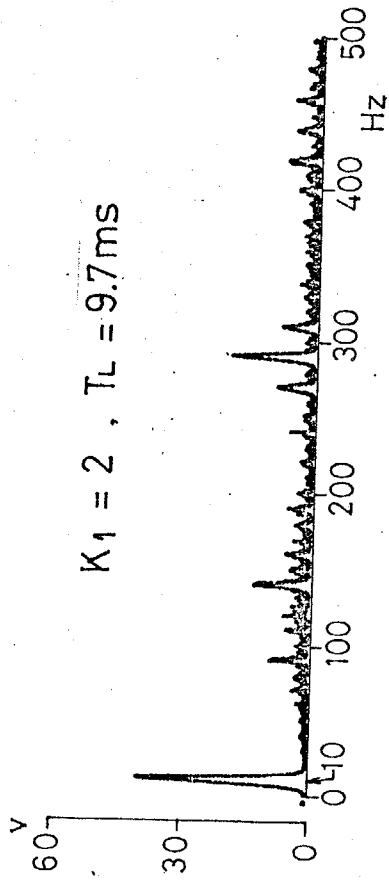


20ms/div

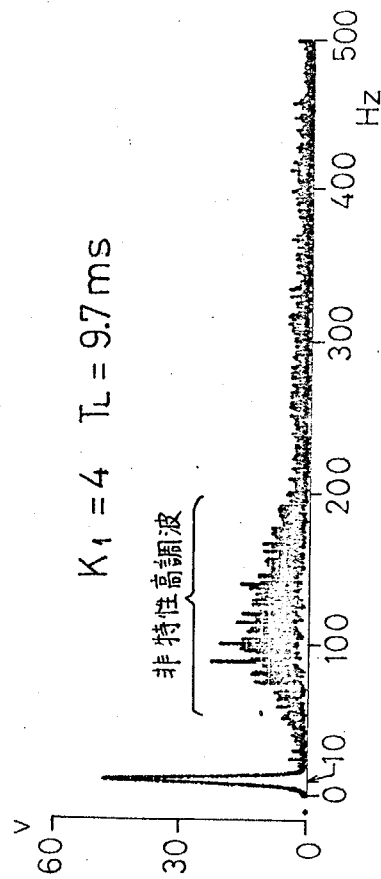
$f=50Hz, V_e=100V$

$f_0=10Hz, I_r=0.75$

$R=10\Omega, K_2=0.109/A$



$K_1=2, T_L=9.7ms$



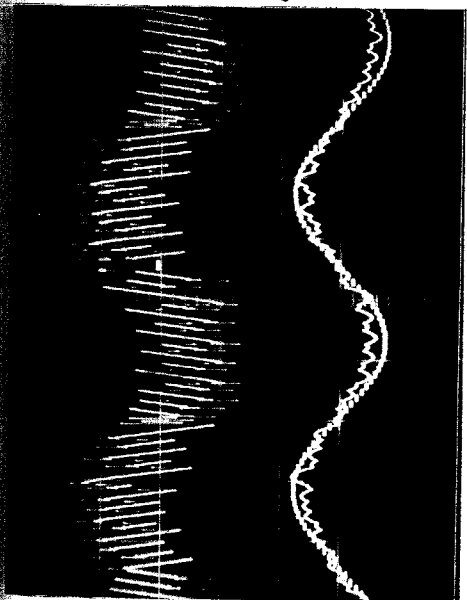
$K_1=4, T_L=9.7ms$

非特性高調波

出力電圧, 電流指令, 出力電流の波形と

出力電圧の周波数スペクトル (デジタル制御)

ア6-6図

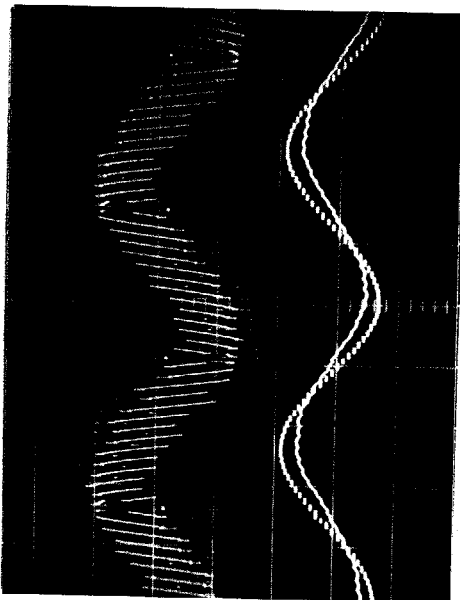


20 ms/div

e_L
100V/div

i_r, i'_L
10V/div

$K_1 = 2, T_L = 5.7ms$
(FRI = 0.97)

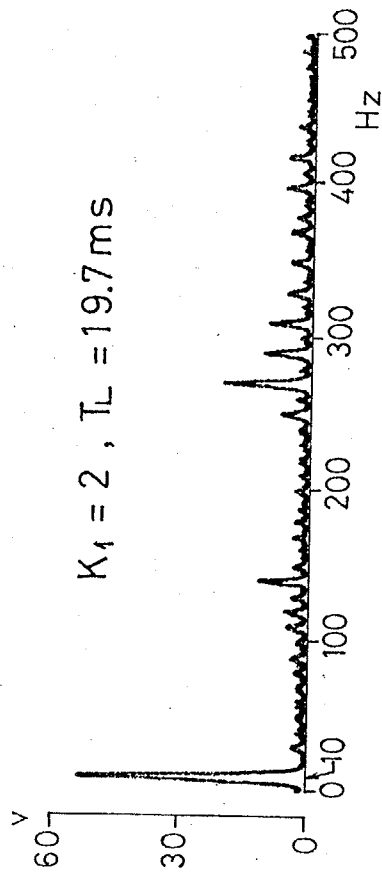
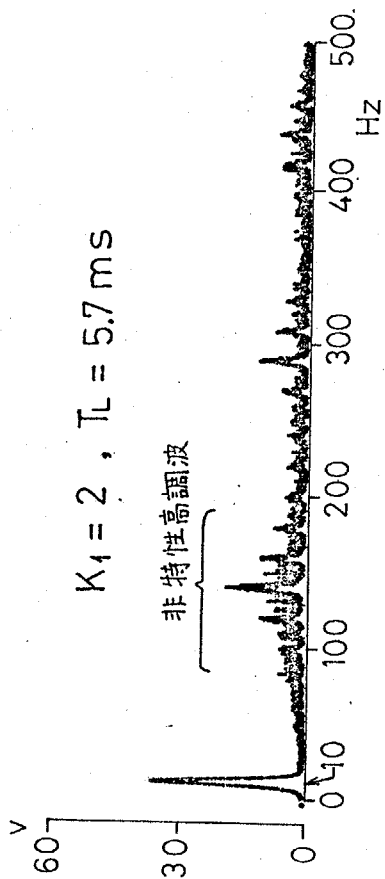


20 ms/div

e_L
100V/div

i_r, i'_L

$K_1 = 2, T_L = 19.7ms$
(FRI = 0.48)



6.3 制御系の安定度の評価

本節では、まず電流指令が一定で比較的解析の容易な整流回路の電流制御系について安定度を示す評価指標を定義して理論的に導出する。次に、サイクロコンバータの電流制御系に同様な評価指標を定義し、導出する。

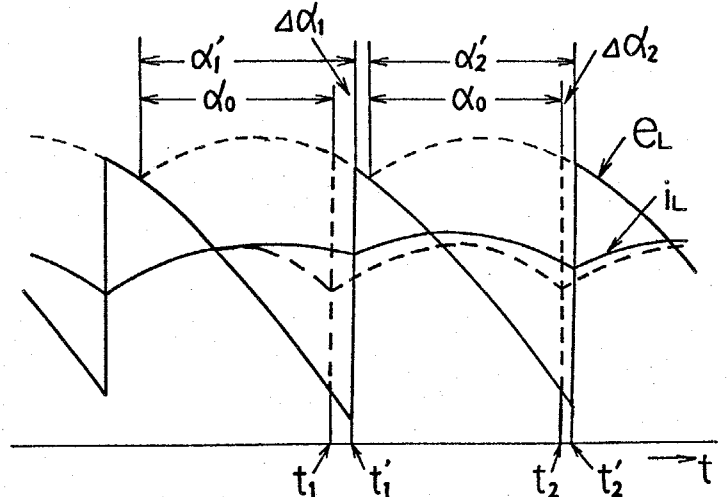
以下の解析において、次の仮定をおく。

- (i) 整流回路とサイクロコンバータのトリガタイミングは余弦波制御法とする。
- (ii) 電流の重なりは無視する。
- (iii) 負荷はR-Lの一次遅れ負荷とし、逆起電力は含まないものとする。

6.3.1 整流回路の電流制御系の評価指標

すでに述べたとおり、整流回路やサイクロコンバータなどのサイリスタ変換器を含むフィードバック制御系の特性は、ほとんどがオ6-2図のような連続線形系に近似して解析されている。しかし、この近似モデルを用いて制御系の出力電流の高調波に起因する不安定現象を論じることができない。

ここでは、整流回路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ことに着目し、オ6-7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' 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



オ6-7図 制御角の変化

$\Delta\alpha_2 = \alpha'_2 - \alpha_0$ 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安定であると考えられるので、安定度の評価指標を

$$FRI = \frac{\Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_2}{\Delta\alpha_1} \quad (6-1)$$

で定義し、FRI (Figure of Ripple Instability) と呼ぶことにする。ここで、 $FRI \geq 2$ の場合は系は不安定となり、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る。

以下に、(6-1)式で定義したFRIを理論的に導出しよう。Fig. 6-7図より、時刻 t_1 での接続条件は

$$\alpha'_1 = \alpha_0 + \Delta\alpha_1 \quad (6-2)$$

$$i_L(t_1) = i_L(t_1) + \Delta i_{L1} \quad (6-3)$$

$$K_1 \{ i_r - K_2 i_L(t_1) \} = \cos \alpha'_1 \quad (6-4)$$

一方、時刻 t_2 での接続条件は

$$\alpha'_2 = \alpha_0 + \Delta\alpha_2 \quad (6-5)$$

$$i_L(t_2) = i_L(t_2) + \Delta i_{L2} \quad (6-6)$$

$$K_1 \{ i_r - K_2 i_L(t_2) \} = \cos \alpha'_2 \quad (6-7)$$

$$\omega(t_2' - t_1') = \pi/3 - \Delta\alpha_1 + \Delta\alpha_2 \quad (6-8)$$

となる。ここで、電流指令 i_r は一定である。(6-2)式と(6-3)式を(6-4)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。

$$\Delta i_{L1} = \frac{\sin \alpha_0}{K_1 K_2} \Delta\alpha_1 \quad (6-9)$$

同様にして、(6-5) ~ (6-7)式から

$$\Delta i_{L2} = \frac{\sin \alpha_0}{K_1 K_2} \Delta\alpha_2 \quad (6-10)$$

を得る。

ところで、3相-6パルス均-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。

$$\begin{aligned} i_L(t_2') &= i_L(t_2) + \Delta i_{L2} \\ &= \frac{\sqrt{2} V_\ell}{Z} \left[\sin \left\{ \omega(t_2' - t_1') + \alpha_1' + \frac{\pi}{3} - r \right\} - \sin \left(\alpha_1' + \frac{\pi}{3} - r \right) \exp \left(-\frac{t_2' - t_1'}{T_L} \right) \right] \\ &\quad + i_L(t_1') \exp \left(-\frac{t_2' - t_1'}{T_L} \right) \end{aligned} \quad (6-11)$$

ただし、 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 (L/R), $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$, $r = \tan^{-1}(\omega T_L)$

ここで、(6-11)式に(6-2)~(6-10)式を代入し、線形近似を用いて整理すれば

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

(6-12)

を得る。ただし、 $\xi = \exp(-\pi/3\omega T_L)$

また、定常状態の初期電流 $i_L(t_1)$ は次式で与えられる。

$$i_L(t_1) = \frac{\sqrt{2}V_R}{(1-\xi)Z} \left\{ \sin(\alpha_0 - r + \frac{2}{3}\pi) - \sin(\alpha_0 - r + \frac{\pi}{3}) \cdot \xi \right\} \quad (6-13)$$

従って、FRIは(6-1), (6-12), (6-13)式より

$$FRI = \frac{\Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_2}{\Delta\alpha_1} = 1 - \frac{B}{A} \quad (6-14)$$

ただし、

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

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

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 $K (= K_1 K_2 \alpha_0 / R)$ 、負荷時定数、制御角とで定まる。

オ6-8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(6-14)式から計算したものである。オ6-8図を比較すると、負荷時定数がきく、ループゲインが小さいほどFRIは小さくなることがわかる。また、ループゲインを大きくするとFRIは2に近づくが2を超えないので、ループゲインに無関係に安定である。この結果はF. Fallside氏らの解析結果*と一致している。⁽³²⁾

F. Fallside氏らが計算した臨界ゲインは、R-L-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。

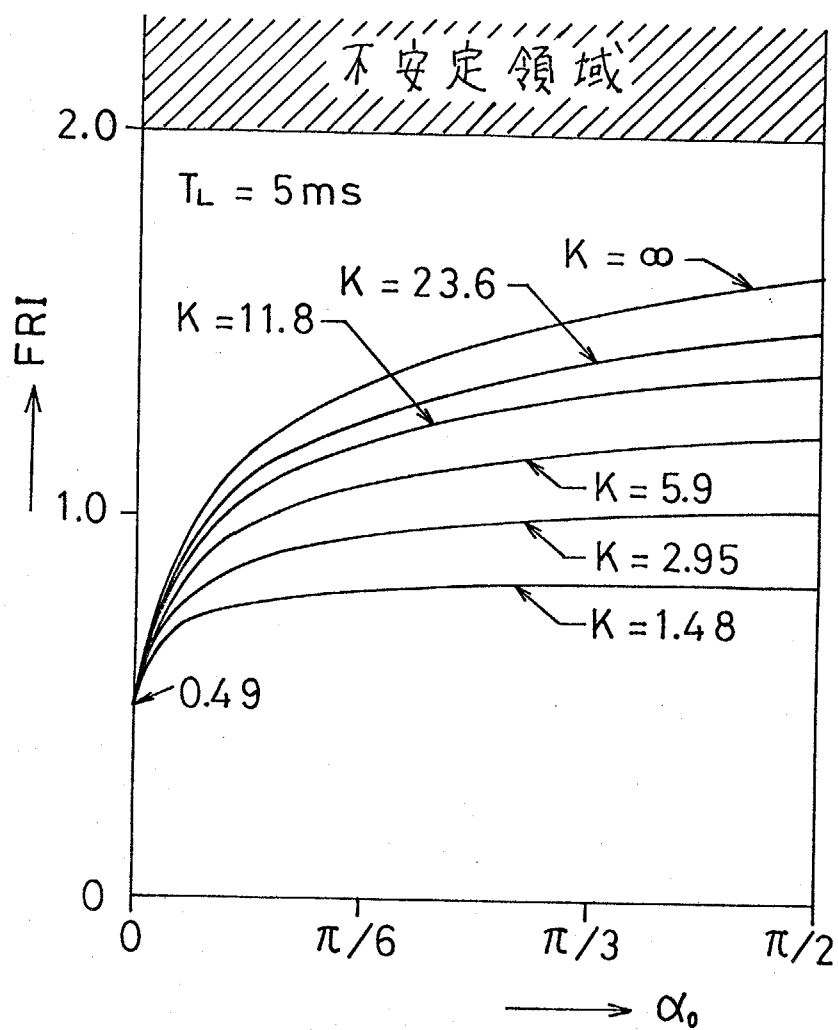
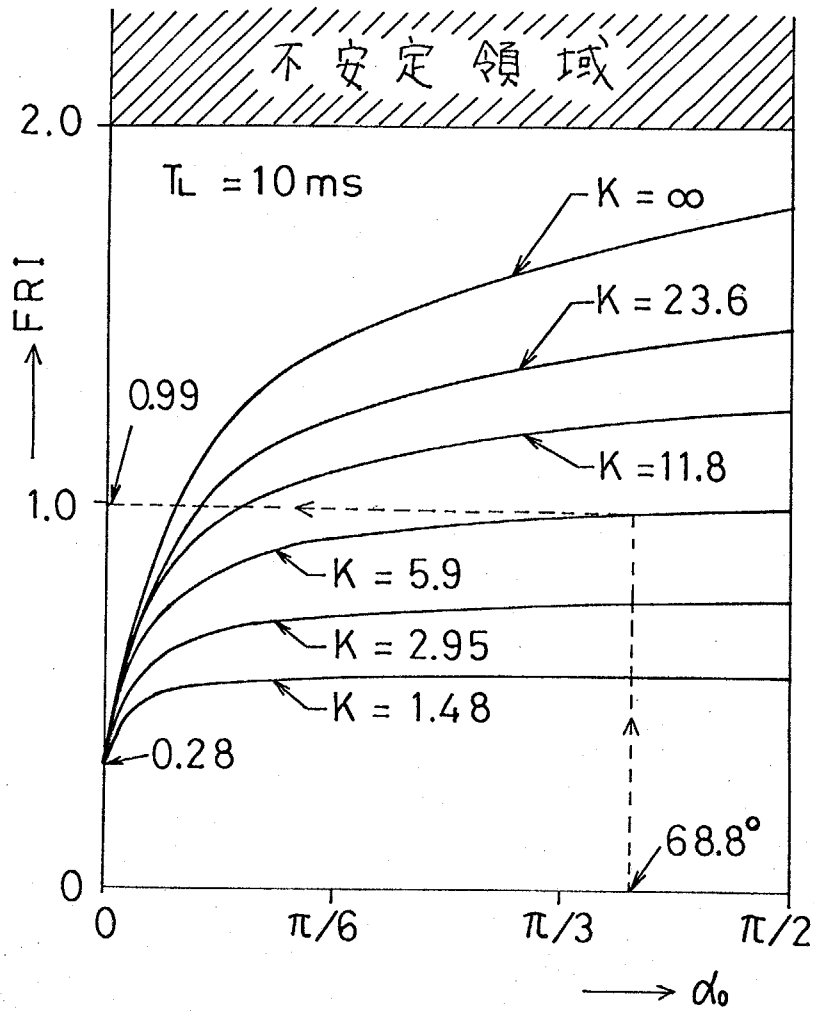
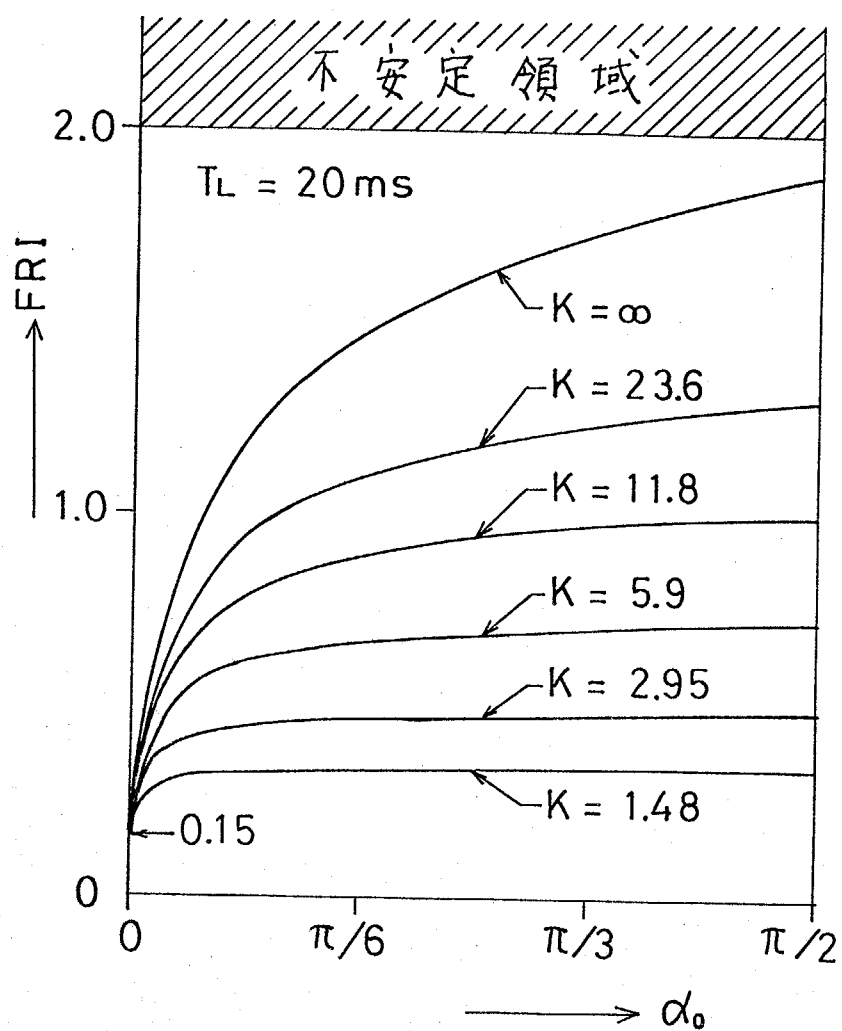


表6-8 図 整流回路の電流制御系のFRI





6. 3. 2 サイクロコンバータの電流制御系の評価指標

以上は、電流指令が一定である整流回路のFRIを導出した。ところで、線形制御系の安定判別の結果は入力に無関係であるが非線形制御系では入力に關係するので、電流指令が正弦波状に変化するサイクロコンバータのFRIは厳密には時間関数となり、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導出過程は極めて複雑になる。しかし、(6-14)式の整流回路のFRIの解析結果に2章で導出したサイクロコンバータと整流回路の等価性の理論を適用すると、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。すなわち、(2-33)式からサイクロコンバータの振幅比を Q 、整流回路の制御角を α_0 とすると、これらの間に

$$\cos\alpha_0 = \frac{Q}{\sqrt{2}} \quad (6-15)$$

の關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。従って、(6-15)式が成立し、FRIについても整流回路とサイクロコンバータが等価であるとすれば、サイクロコンバータの Q を知れば α_0 が簡単に求められる。

そこで、電流指令 i_r を

$$i_r = I_r \sin\omega_0 t \quad (6-16)$$

とする。ここで、 ω_0 は出力角周波数、 I_r は規格化された電流指令の振幅である。Fig. 6-2の連続線形系に近似したブロック図において、出力電流 i_L は

$$i_L' = \frac{K_1 K_2 E_{d0}}{K_1 K_2 E_{d0} + R(1+sT_L)} i_r \quad (6-17)$$

となる。一方、誤差信号 i_e と制御信号 i_c には次式が成立し、

$$i_c = K_1 i_e = K_1 (i_r - i_L') \quad (6-18)$$

(6-17)、(6-18)式から

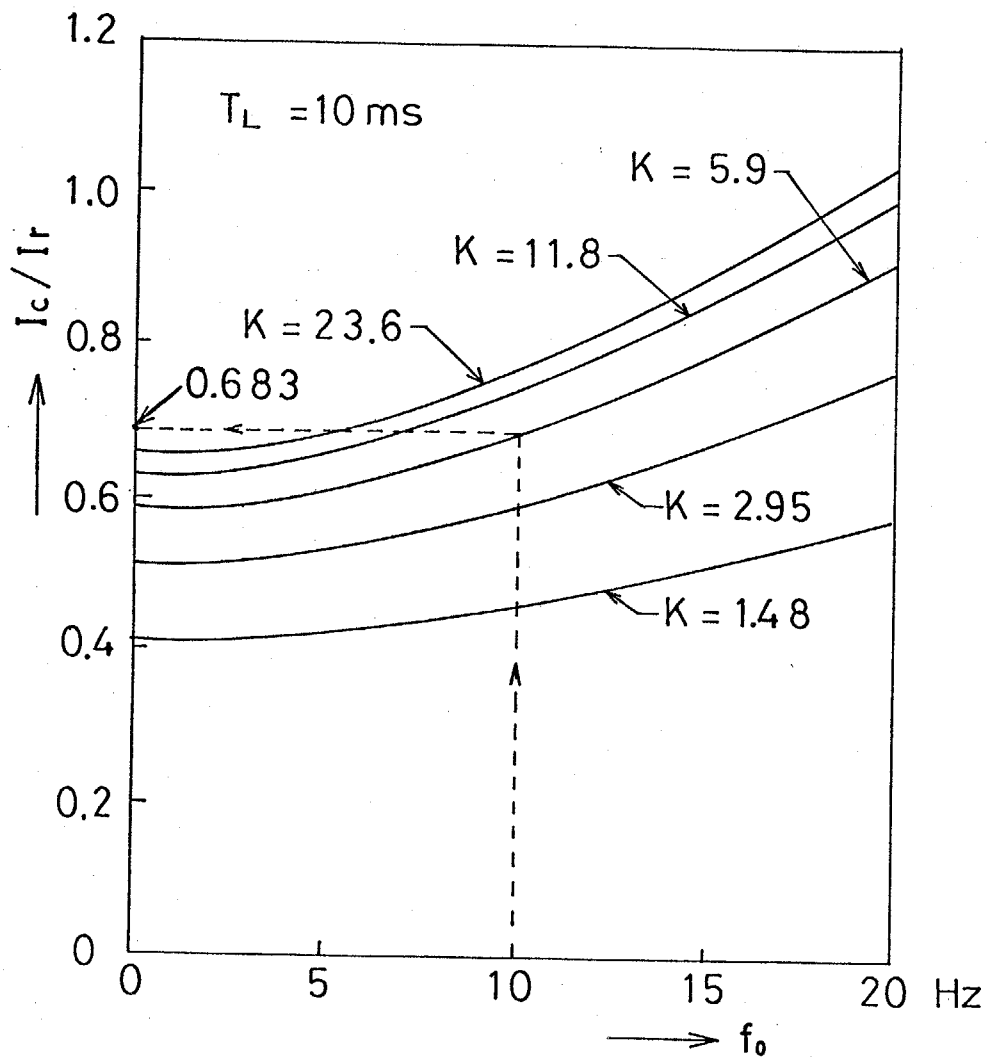


図6-9 I_c/I_r と f_0 との関係

$$i_c = \frac{K_1 R (1 + s T_L)}{K_1 K_2 E_{d0} + R (1 + s T_L)} i_r \quad (6-19)$$

を得る。ここで、 $s = j\omega_0$ を (6-19) 式に代入し、 I_c 、 I_r を i_c 、 i_r の振幅とすると

$$\frac{I_c}{I_r} = \frac{\sqrt{K_1^2 + (\omega_0 K_1 T_L)^2}}{\sqrt{(1 + K_1 K_2 E_{d0}/R)^2 + (\omega_0 T_L)^2}} \quad (6-20)$$

となる。図6-9は、(6-20)式を用いて制御信号の振幅と電流指令の振幅との比を計算したもので、これはサイクロコンバータの振幅比を電流指令の振

幅で規格化したものであるとも考えられる。例えば、 $I_r = 0.75$, $f = 50 \text{ Hz}$,
 $f_0 = 10 \text{ Hz}$, $R = 10 \Omega$, $L = 100 \text{ mH}$ ($T_L = 10 \text{ ms}$), $K_1 = 4$ の場合、図 6-9 から振幅比は

$$Q = (I_c / I_r) \cdot I_r \\ = 0.683 \times 0.75 = 0.512$$

となり、(6-16)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、図 6-8 から FRI は 0.99 となる。図 6-10 の破線はこのように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。

次に、整流回路の電流制御系の FRI と同様な手法を用いてサイクロコンバータの電流制御系の FRI を解

析する。図 6-11 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 $\alpha(t)$ は理想状態の制御角 $\alpha(t)$ から $\Delta\alpha_1 (= \alpha(t_1') - \alpha(t_1))$ だけ変化し、次に転流するサイリスタの制御角 $\alpha(t_2)$ も $\Delta\alpha_2 (= \alpha(t_2') - \alpha(t_2))$ だけ変化する。

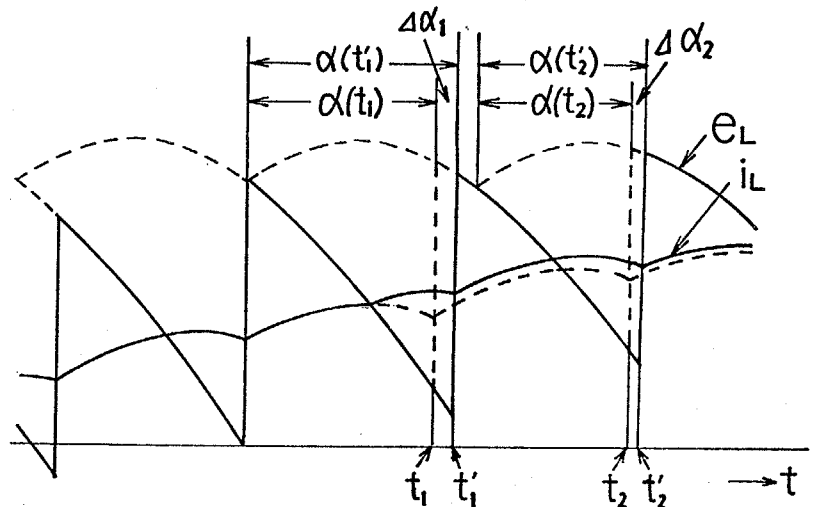


図 6-11 制御角の変化

ここで、図中の破線は出力電流が変化しない場合、すなわち理想状態の出力電圧、電流波形を示している。そこで、整流回路の電流制御系の FRI と同様にサイクロコンバータの電流制御系の FRI を次式で定義することができる。

$$FRI = \frac{\Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_2}{\Delta\alpha_1} \quad (6-21)$$

なお、図 6-11 から明らかのように (6-21) 式は転流時刻 t_1 の関数となる。

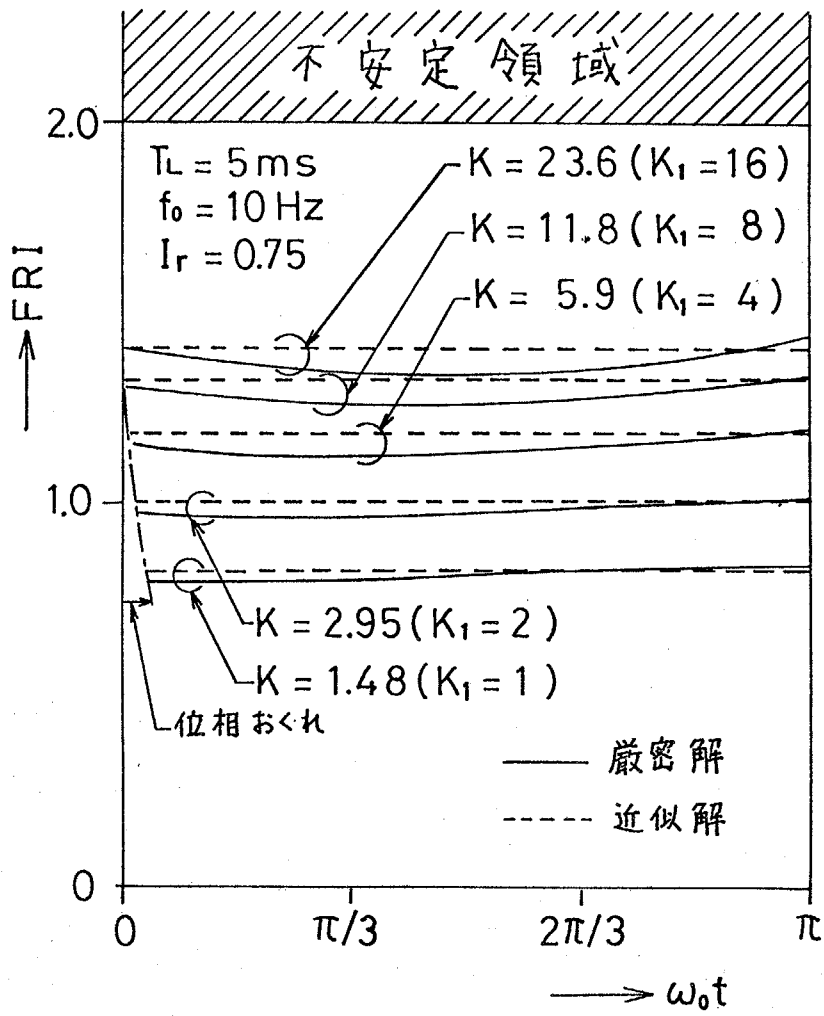
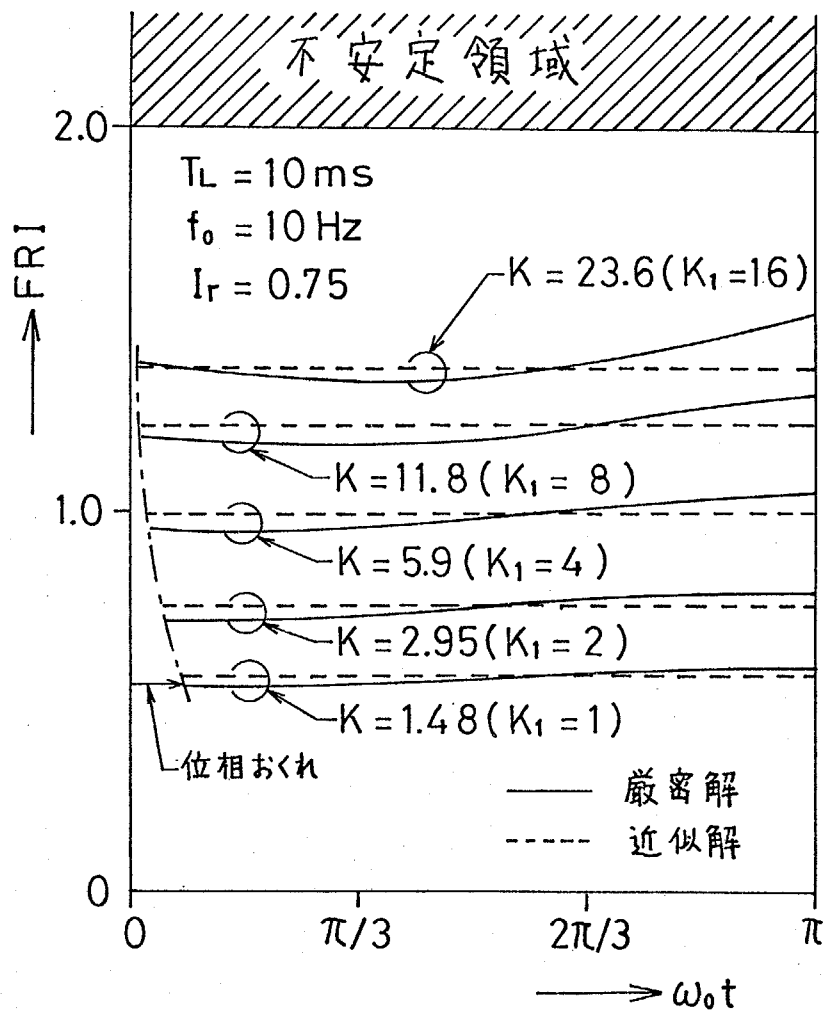
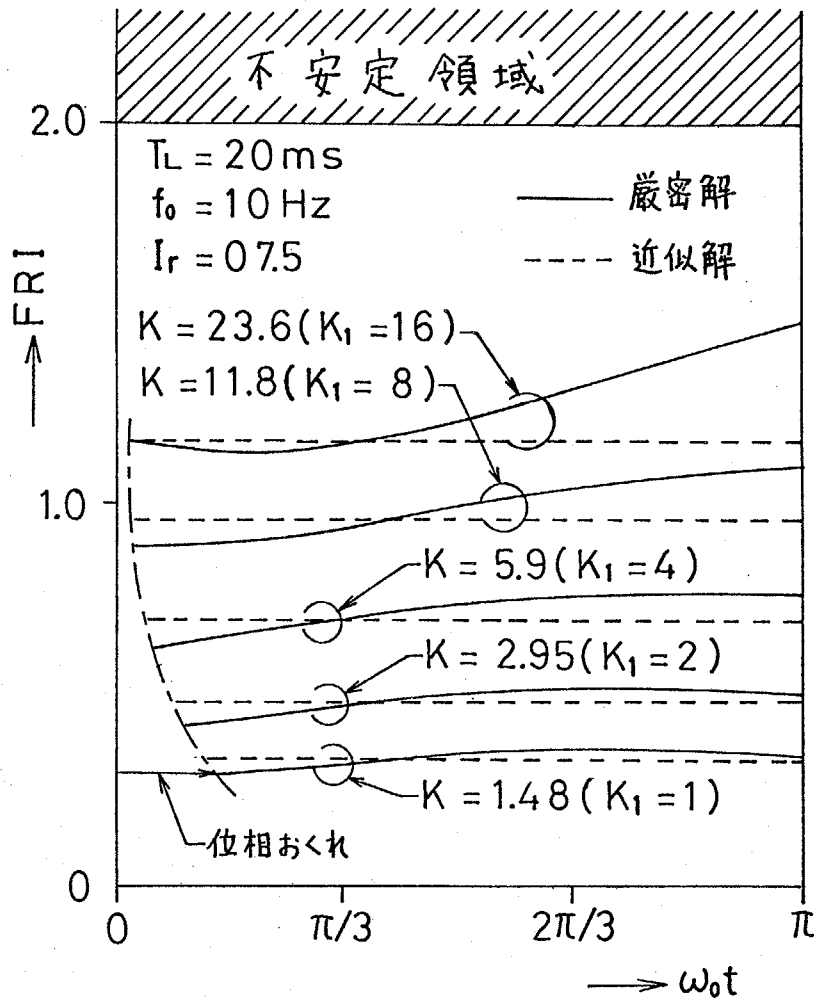


図6-10 サイクロコンバータの電流制御系のFRI





以下、サイクロコンバータの電流制御系のFRIを理論的に導出する。

6-11図において、転流時刻 t_1' から次の転流時刻 t_2' までの出力電流 $i_L(t)$ 整流回路と同様に次式で与えられる。

$$i_L(t) = \frac{\sqrt{2}V_e}{Z} \left\{ \sin\left\{\omega(t-t_1') + \alpha(t_1') + \frac{\pi}{3} - r\right\} - \sin\left\{\alpha(t_1') + \frac{\pi}{3} - r\right\} \exp\left(-\frac{t-t_1'}{T_L}\right) \right\} \\ + i_L(t_1') \exp\left(-\frac{t-t_1'}{T_L}\right) \quad (6-22)$$

ここで、出力電流の初期値 $i_L(t_1')$ および制御角 $\alpha(t_1')$ は整流回路と異なり時間数にたなることに留意したい。また、時刻 t_1' , t_2' での接続条件で与えられる。時刻 t_1' での接続条件

$$\alpha(t_1') = \alpha(t_1) + \Delta\alpha_1 \quad (6-23)$$

$$i_L(t_1') = i_L(t_1) + \Delta i_{L1} \quad (6-24)$$

$$i_r(t_1') = i_r(t_1) + \Delta i_{r1} \quad (6-25)$$

$$K_1 \{ i_r(t_1') - K_2 i_L(t_2') \} = \cos\alpha(t_1') \quad (6-26)$$

時刻 t_2' での接続条件

$$\alpha(t_2') = \alpha(t_2) + \Delta\alpha_2 \quad (6-27)$$

$$i_L(t_2') = i_L(t_2) + \Delta i_{L2} \quad (6-28)$$

$$i_r(t_2') = i_r(t_2) + \Delta i_{r2} \quad (6-29)$$

$$K_1 \{ i_r(t_2') - K_2 i_L(t_2') \} = \cos\alpha(t_2') \quad (6-30)$$

$$\omega(t_2' - t_1') = \varphi(t_1) - \Delta\alpha_1 + \Delta\alpha_2 \quad (6-31)$$

ただし、 $\alpha(t_1)$, $i_L(t_1)$, $i_r(t_1)$, $\alpha(t_2)$, $i_L(t_2)$, $i_r(t_2)$, $\varphi(t_1)$ は理想状態の値であり、これらもまた時間関数である。

整流回路の電流制御系と同様にして、制御角の変化分 $\Delta\alpha$ と出力電流の変化 Δi_L との関係を求めると、(6-23) ~ (6-26)式より

$$\Delta i_{L1} = \left\{ \frac{\sin\alpha(t_1)}{K_1 K_2} + \frac{I_r \omega_0}{K_2 \omega} \cdot \cos\omega_0 t_1 \right\} \cdot \Delta\alpha_1 \quad (6-32)$$

(6-27) ~ (6-30)式より

$$\Delta i_{L2} = \left\{ \frac{\sin \alpha(t_2)}{K_1 K_2} + \frac{I_r \omega_0}{K_2 \omega} \cos \omega_0 t_2 \right\} \cdot \Delta \alpha_2 \quad (6-33)$$

る。上記の(6-32)式と(6-33)式を用いて整流回路の場合と同様の手順で、 $\Delta \alpha_1$ と $\Delta \alpha_2$ との間の関係を求めると

$$\begin{aligned} & \left\{ \frac{\sqrt{2}V_{\ell}}{Z} \left\{ \cos \left(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma \right) \xi(t_1) + \sin \left(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma \right) \frac{\xi(t_1)}{\omega T_L} \right\} \right. \\ & \quad \left. - \frac{i_L(t_1)}{\omega T_L} \xi(t_1) - \left\{ \frac{\sin \alpha(t_1)}{K_1 K_2} + \frac{I_r \omega_0}{K_2 \omega} \cos \omega_0 t_1 \right\} \xi(t_1) \right\} \cdot \Delta \alpha_1 \\ & = \left\{ \frac{\sqrt{2}V_{\ell}}{Z} \left\{ \cos \left(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma + \varphi(t_1) \right) + \sin \left(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma \right) \frac{\xi(t_1)}{\omega T_L} \right\} \right. \\ & \quad \left. - \frac{i_L(t_1)}{\omega T_L} \xi(t_1) - \left\{ \frac{\sin \alpha(t_2)}{K_1 K_2} + \frac{I_r \omega_0}{K_2 \omega} \cos \omega_0 t_2 \right\} \right\} \cdot \Delta \alpha_2 \end{aligned} \quad (6-34)$$

る。ただし、 $\xi(t_1) = \exp \{-\varphi(t_1) / \omega T_L\}$
 って、サイクロコンバータの電流制御系のFRIは

$$FRI = \frac{\Delta \alpha_1 - \Delta \alpha_2}{\Delta \alpha_1} = 1 - \frac{B}{A} \quad (6-35)$$

る。ただし、

$$\begin{aligned} & = \frac{\sqrt{2}V_{\ell}}{Z} \left\{ \cos \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma + \varphi(t_1) \right\} + \sin \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma \right\} \frac{\xi(t_1)}{\omega T_L} \right\} \\ & \quad - \frac{i_L(t_1)}{\omega T_L} \xi(t_1) - \left\{ \frac{\sin \alpha(t_2)}{K_1 K_2} + \frac{I_r \omega_0}{K_2 \omega} \cos \omega_0 t_2 \right\} \\ & = \frac{\sqrt{2}V_{\ell}}{Z} \left\{ \cos \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma \right\} \xi(t_1) + \sin \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma \right\} \frac{\xi(t_1)}{\omega T_L} \right\} \\ & \quad - \frac{i_L(t_1)}{\omega T_L} \xi(t_1) - \left\{ \frac{\sin \alpha(t_1)}{K_1 K_2} + \frac{I_r \omega_0}{K_2 \omega} \cos \omega_0 t_1 \right\} \xi(t_1) \end{aligned}$$

からも明らかなように、サイクロコンバータの電流制御系は転流時刻 t_1^* 電流時刻 t_1 は電源位相と電流指令の位相との関係で任意にとることができる。

数となるが、これは電流指令 i_r が正弦波状に変化するためである。

に、(6-35)式の $\alpha(t_1)$, $i_L(t_1)$, $\varphi(t_1)$, $\alpha(t_2)$ を導出する。6.2節の実果から非特性高調波を生じない安定な運転状態では、転流時刻の制御信号正弦波状に変化する。そこで、理想状態での $\alpha(t_1)$, $i_L(t_1)$ はオ6-2図の線形系のブロック図から近似的に導出できる。また、転流時刻の間隔を $\rho(t_1)$ についても同様にオ6-2図を用いて導出が可能で、数値解析による(1)の厳密解によって求めたFRIとの差は1%以下である。

$i_L(t_1)$, $i_L(t_1)$ の導出

オ6-2図において、入出力間の基本波に対する周波数伝達関数を $G(\omega_0)$ とし

$$G(\omega_0) = \frac{i_L'}{i_r} = \frac{K}{1+K+j\omega_0 T_L} \quad (6-36)$$

る。ただし、 $K = K_1 K_2 E_{d0} / R$ 。従って、 $i_L = i_L' / K_2$ の関係および(6-16)式を代入すれば

$$i_L(t_1) = \frac{I_r K / K_2}{\sqrt{(1+K)^2 + (\omega_0 T_L)^2}} \sin(\omega_0 t_1 - \lambda_1) \quad (6-37)$$

る。ただし、 $\lambda_1 = \tan^{-1} \{ \omega_0 T_L / (1+K) \}$
 方、制御角 $\alpha(t_1)$ について次式が成立する。

$$\cos \alpha(t_1) = K_1 \{ i_r(t_1) - K_2 i_L(t_1) \} \quad (6-38)$$

で、(6-16)式、(6-37)式を代入すれば

$$\alpha(t_1) = \cos^{-1} \{ K' \sin(\omega_0 t_1 + \lambda_2) \} \quad (6-39)$$

る。ただし、

$$K' = K_1 I_r / \sqrt{\left\{ 1 + \frac{K}{1+(\omega_0 T_L)^2} \right\}^2 + \left\{ \frac{\omega_0 T_L K}{1+(\omega_0 T_L)^2} \right\}^2} \quad (6-40)$$

$$\lambda_2 = \tan^{-1} \left\{ \frac{\omega_0 T_L}{1 + \frac{1 + (\omega_0 T_L)^2}{K}} \right\} \quad (6-41)$$

$\varphi(t_1)$ の導出

$\varphi(t_1)$ を解析的に求めることは不可能であるので、ここでは近似を用いて計算する。図6-12は、 $\varphi(t_1)$ に対する近直 $\varphi'(t_1)$ を示したものである。図において、 $\tan \theta_1$ は時刻 t_1 での $\cos^{-1}(ic)$ 傾きである。この図から $\varphi'(t_1)$ は次式与えられる。

$$\varphi'(t_1) = \frac{\pi/3}{1 + \tan \theta_1} \quad (6-42)$$

$$\tan \theta_1 = \left[\frac{d}{d(\omega t)} \cos^{-1}(ic) \right]_{t=t_1} \quad (6-43)$$

ここで、 $\alpha(t_1) = \cos^{-1}(ic)$ であるから、(6-43)式に(6-39)式を代入する

$$\tan \theta_1 = \frac{\omega_0 K' \cos(\omega_0 t_1 + \lambda_2)}{\omega \cdot \sin[\cos^{-1}\{K' \sin(\omega_0 t_1 + \lambda_2)\}]} \quad (6-44)$$

なる。従って、 $\varphi(t_1)$ の近似値 $\varphi'(t_1)$ は次式で与えられる。

$$\varphi'(t_1) = \frac{\pi/3}{1 + \frac{\omega_0 K' \cos(\omega_0 t_1 + \lambda_2)}{\omega \sin[\cos^{-1}\{K' \sin(\omega_0 t_1 + \lambda_2)\}]}} \quad (6-45)$$

$\alpha(t_2)$ の導出

転流時刻 t_2 は $\varphi(t_1)$ を用いて

$$t_2 = t_1 + \frac{\varphi(t_1)}{\omega}$$

表わされるので、 $\alpha(t_2)$ は(6-39)、(6-45)式を用いて次式で表わされる。

$$\alpha(t_2) = \cos^{-1}[K' \sin\{\omega_0 t_1 + \frac{\omega_0}{\omega} \varphi(t_1) + \lambda_2\}] \quad (6-46)$$

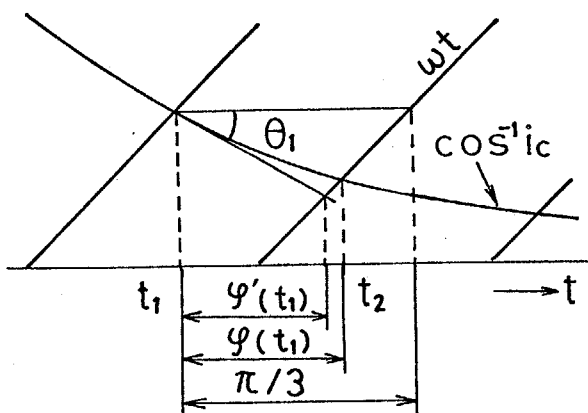
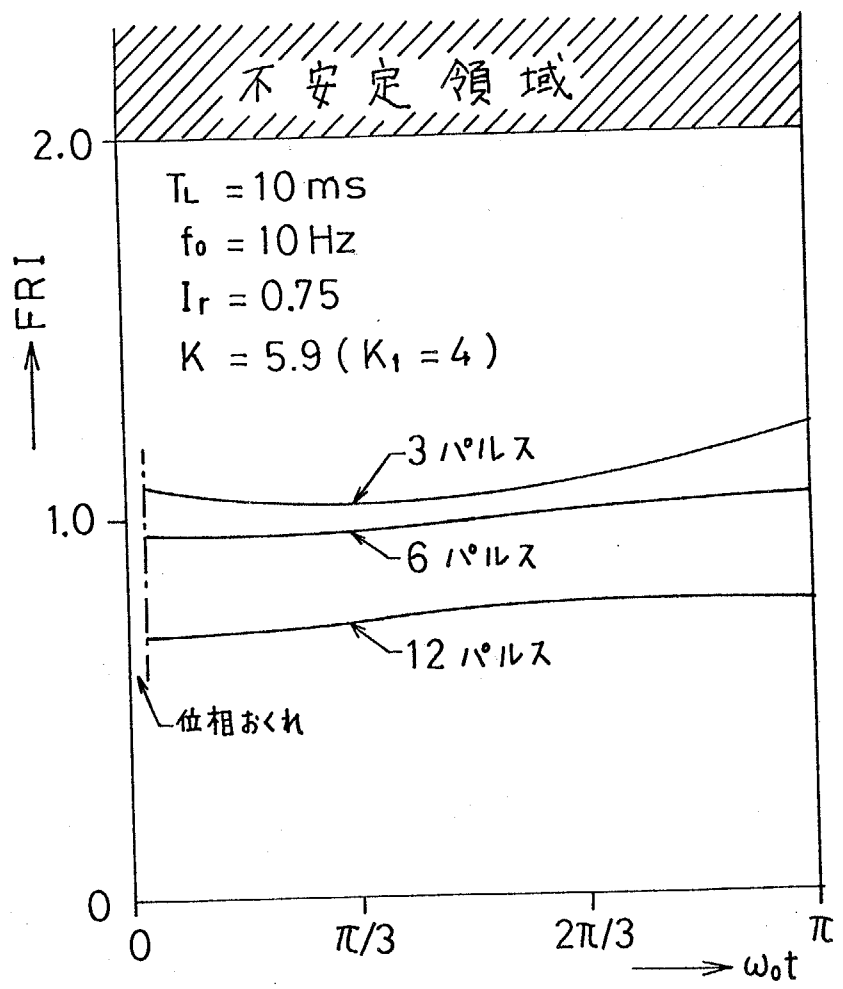


図6-12 $\varphi(t_1)$ の近似

6-10図の実線は、サイクロコンバータの電流制御系のFRIを(6-35)を用いて計算したもの。横軸は電流指令が正半周期の電気角である。泉のグラフからも明らかのように、サイクロコンバータの電流制御系のFRIはループゲインや負時定数が一定であってゲイン K_1 や電流指令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、用的には破線の近似解の結果を用いてサイク



6-13図 パルス数とFRIの関係

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。6-4図と6-6図のFRIは近似解析によって求めたものであり、実験結果からもFRIの小さいほど制御系の安定性が良いことがわかる。

6-13図はサイクロコンバータのパルス数を変化させた場合のFRIを計算したもので、当然のことながらパルス数が多いほどFRIは小さく、制御系の安定性が良い。なお、付録IIに示すようにパルス数を無限大にするとFRIは0となるが、このことはサイクロコンバータを連続線形系として取扱えることを意味している。

6.3.3 制御理論による安定判別とFRIとの関係

図6-14図に示すようなサンプル値系を考え、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(臨界ループゲイン)

は

$$K_c = \frac{1 + \exp(-T_s/T_L)}{1 - \exp(-T_s/T_L)} \quad (6-47)$$

なることが文献(33), (34)に示されている。ただし, T_s : サンプルング周期(電源周波数 50 Hz で6パルスの場合, $T_s = 3.3 \text{ ms}$)

さて, 図6-14図のサンプル値について本節で定義したFRIを算してみよう。図6-15図において, $(n-1)T_s$ から nT_s の区間出力電流が変化し, その結果, 時刻 nT_s のサンプル点で $\Delta i_L(nT_s)$ 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 $\Delta i_L(n+1T_s)$ だけ減りする*。そこで, (6-1)式に従ってFRIを次式で定義する。

$$FRI = \frac{\Delta i_L(nT_s) - \Delta i_L(n+1T_s)}{\Delta i_L(nT_s)} \quad (6-48)$$

なお, 上式は(6-1)式と内容的に一致するものである。

以下に, (6-48)式のFRIを導出する。サンプル時刻 nT_s と $(n+1)T_s$ において,

$$i_L(nT_s) = i_{L0} + \Delta i_L(nT_s) \quad (6-49)$$

$$i_L(n+1T_s) = i_{L0} + \Delta i_L(n+1T_s) \quad (6-50)$$

が成立する。ここで, i_{L0} は定常状態における電流値で, 一定直流である。

* ここでは電流が増加する場合を正と考えているので, 図6-15図の $\Delta i_L(n+1T_s)$ の値は負である。

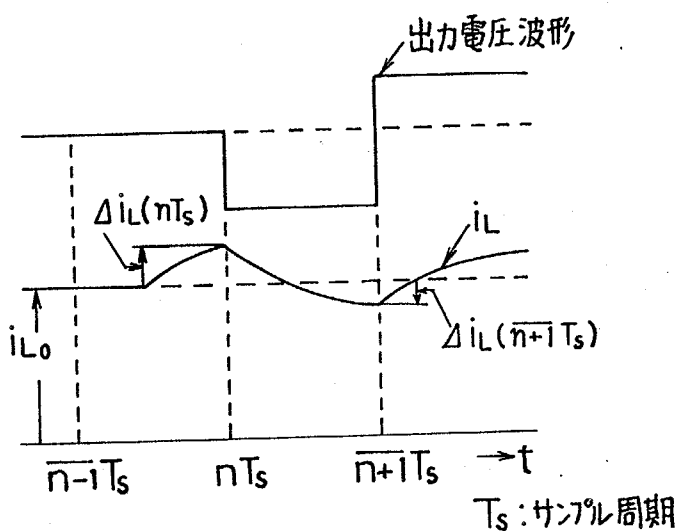
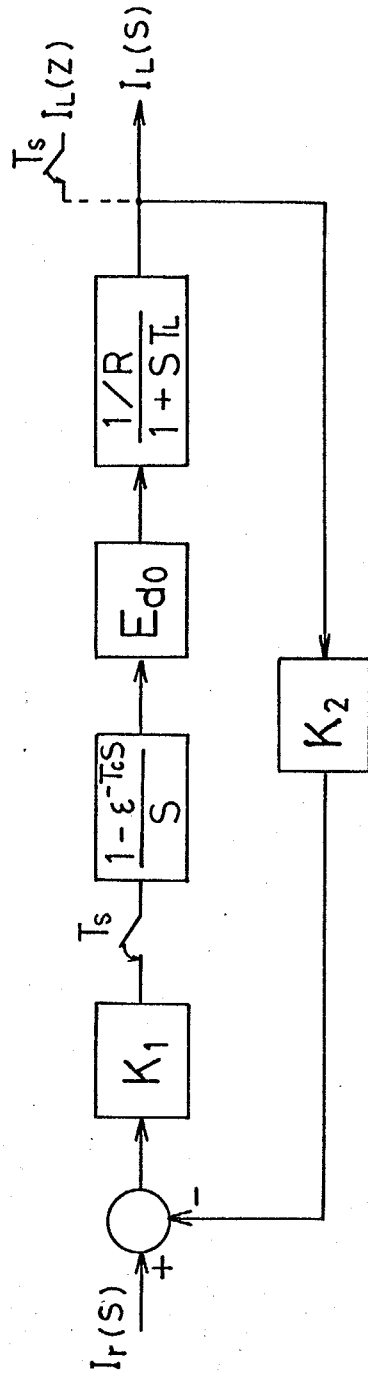


図6-15 出力電流の変化



オ6-14図 サンプル値系による制御系のモデル化

一方、時刻 $\overline{n+1}T_s$ の電流 $i_L(\overline{n+1}T_s)$ は初期電流を $i_L(nT_s)$ とすると

$$i_L(\overline{n+1}T_s) = \frac{K_1 E_{d0}}{R} \{i_r - K_2 i_L(nT_s)\} \\ + \left[i_L(nT_s) - \frac{K_1 E_{d0}}{R} \{i_r - K_2 i_L(nT_s)\} \right] \cdot \exp\left(-\frac{T_s}{T_L}\right) \quad (6-51)$$

で与えられる。上式に (6-49), (6-50) 式を代入し、定常電流 i_{L0} には

$$i_{L0} = \frac{K_1 E_{d0}}{R} (i_r - K_2 i_{L0})$$

が成立することも考慮すれば

$$\Delta i_L(\overline{n+1}T_s) = \left\{ (1+K) \exp\left(-\frac{T_s}{T_L}\right) - K \right\} \Delta i_L(nT_s) \quad (6-52)$$

を得る。ここで、 K はループゲインで、 $K = K_1 K_2 E_{d0} / R$ である。

従って、FRI は (6-48), (6-52) 式より

$$FRI = (1+K) \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{T_s}{T_L}\right) \right\} \quad (6-53)$$

となる。オ6-14図のサンプル値系が不安定となるループゲイン、すなわちループゲインの限界値 K_c は $FRI=2$ より

$$K_c = \frac{1 + \exp(-T_s/T_L)}{1 - \exp(-T_s/T_L)} \quad (6-54)$$

となり、(6-47)式に完全に一致する。

以上の結果から

(i) オ6-14図のサンプル値系では、 z 変換を用いた安定判別の結果とFRIによる安定判別の結果とは一致し、 z 変換による安定判別は周波数領域の解析であると言える。

(iii) ところが、FRI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、(6-47)式から得られる結果とは一致しない。事実、オ6-4図に

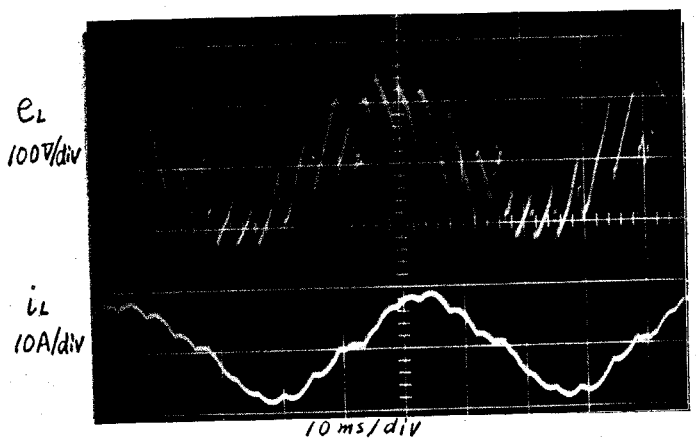
示す実験結果から明らかなように、(6-47)式から得られるループゲインの限界値よりも大きい場合でも系は安定である。このことは、オ6-14図のサンプル値系では整流回路(サイクロコンバータ)の電流制御系を正しく記述できないことを意味している。

6.4 マイクロコンの適用限界

本節では、デジタル制御系固有の非特性高調波の発生要因を考察し、汎用マイクロコンピュータの適用限界を検討する。

6.4.1 非特性高調波の要因

開ループのサイクロコンバータの出力電圧波形の歪を最小にする制御法は、交流電源電圧に同期した余弦波と基準信号(オ6-1図の電流制御系では制御信号に相当)とが一致した時刻でサイリスタを点弧する、いわゆる余弦波制御法である⁽²⁾。この方式をサイクロコンバータの電流制御系へ適用すると、出力電流に含まれる高調波のために制御信号にも多くの高調波を含むようになる。しかし、オ6-4図の実験結果から明らかなように、制御回路をアナログ回路で構成し、かつサイクロコンバータの負荷が一次遅れ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。従って、非特性高調波は発生しない。ところが、サイクロコンバータの制御回路へマイクロコンを適用してデジタル制御を行なうと、



オ6-16図 デジタル制御(開ル-7°)

$$f = 50 \text{ Hz}, V_e = 100 \text{ V},$$

$$f_0 = 20 \text{ Hz}, \alpha = 0.75,$$

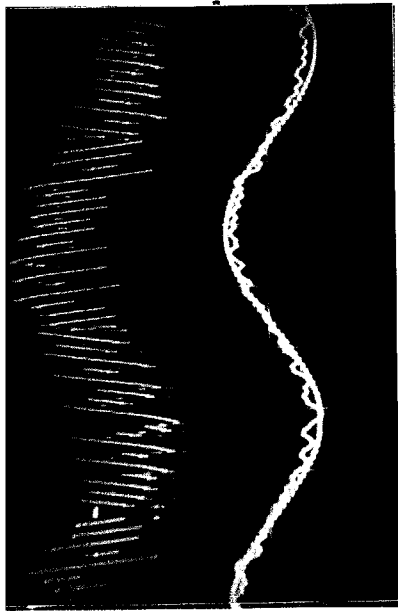
$$R = 10 \Omega, L = 5.7 \text{ mH}$$

図6-16に示すように開ループ系では非特性高調波を生じることなく極めて安定に動作できるが、⁽³⁾図6-5のように閉ループを構成している電流制御系では出力波形に非特性高調波を生じるようになる。このように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、たかだか20Hz程度であるので、フロックI(512Hz)によって1.9msごとにサンプリングした場合にはサンプリング定理から明らかのように、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300Hz以上の高調波を含むため、もはや512Hzのサンプリングでは制御信号を歪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。図6-17は、フロックIの周波数を512Hzと1024Hz(他の条件は同一)とした場合の出力電圧、電流指令、出力電流の波形と出力電圧の周波数スペクトルの実測値である。図から明らかのように、フロックIの周波数を1024Hzとしても出力波形にあまり変化はないが、これは上記の理由から予想される当然の結果である。

6.4.2 マイクロコンの適用限界

以上のことから、非特性高調波を軽減するにはフロックIの周波数を高くする必要があるが、図6-5のシステムではフロックIの周波数をCPUの演算時間の関係から1.4kHz以上に高くすることは不可能である。

ところで、種々の実験によれば負荷時定数やループゲインが異なってもFRIが同一の場合にはデジタル制御で生じる非特性高調波は同程度である。すなわち、FRIが0.5以下では非特性高調波はほとんど生じないが、FRIが1に近くなると図6-6の $K_1=4$, $T_L=9.7ms$ や $K_1=2$, $T_L=5.7ms$ のように非特性高調波が多く現われるようになる。従って、サイクロコンバータの電流制御系へマイクロコンを適用し、図6-5に示したようなデジタル制御を行なう場合には、ループゲインを大きくするほど電流制御性能は良くなるが、出力波形からはFRIが0.5以下になるようにループゲインやその他の回路定数

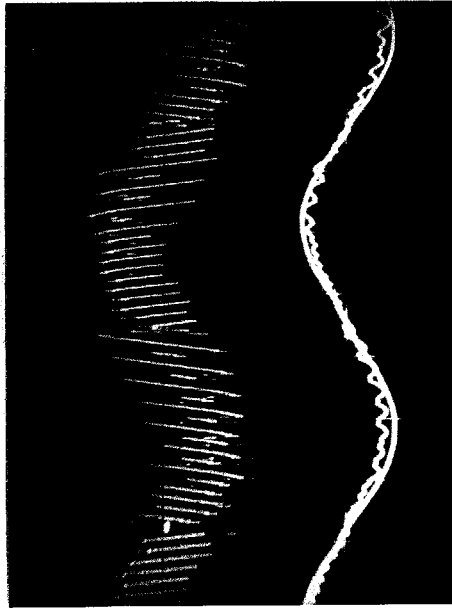


e_L
100V/div

i_r, i_L
10V/div

70V7I
= 512 Hz

20ms/div



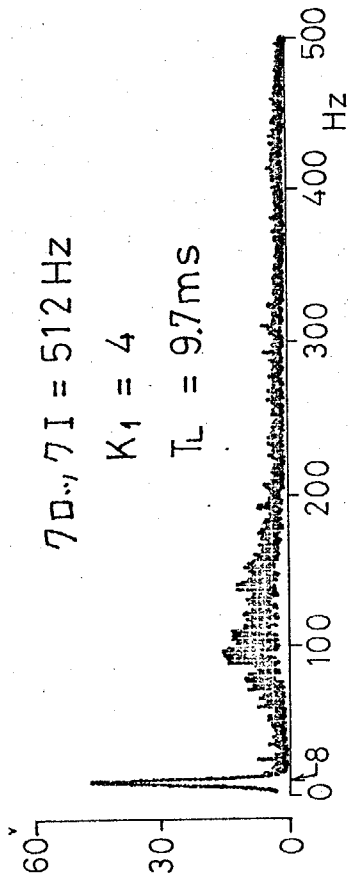
e_L
100V/div

i_r, i_L
10V/div

70V7I
= 1024 Hz

20ms/div

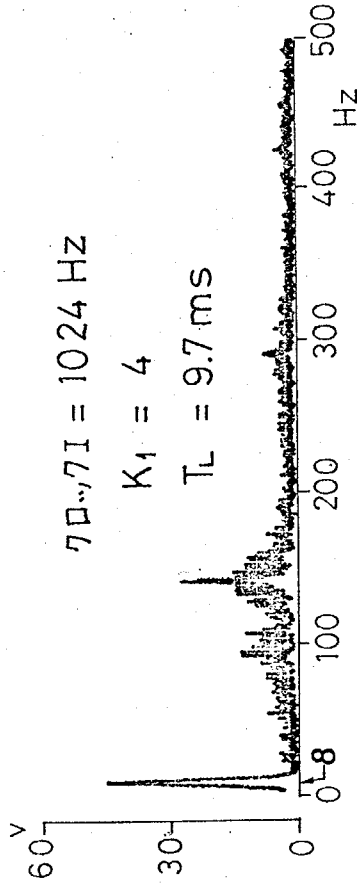
$f = 50 \text{ Hz}$, $V_r = 100 \text{ V}$
 $f_0 = 8 \text{ Hz}$, $I_r = 0.75$, $K_1 = 4$
 $R = 10 \Omega$, $T_L = 9.7 \text{ ms}$, $K_2 = 0.109 \text{ V/A}$



70V7I = 512 Hz

$K_1 = 4$

$T_L = 9.7 \text{ ms}$



70V7I = 1024 Hz

$K_1 = 4$

$T_L = 9.7 \text{ ms}$

オ6-17図 出力電圧, 電流指令, 出力電流の波形と
出力電圧の周波数スペクトル

を決定する必要があり、マイクロコンの適用限界としてはFRIが0.6~0.8と結論できよう。

しかし、今後のマイクロコンピュータの高速化によってフロップIの周波数を十分に高くすることが可能になり、その結果、6.2節で指摘したようなデジタル制御系固有の不安定現象がほとんど現われなくなる事が予想される。

6.5 安定性の改善法

ここでは、本節で提案するサイクロコンバータの電流制御系の原理と基礎特性を検討し、6.3節で導出したFRIを用いた定数決定法について述べる。⁽³⁶⁾

6.5.1 系の構成と制御法

図6-18は、ここで提案する制御系の構成図である。サイクロコンバータはゲイン E_{d0} が一定の理想的な線形低周波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ゲインが本制御法の特徴で、これらは

- (i) 出力電流 i_L に含まれる高調波成分を除去してFRIを小さくし、系をより安定にする。
- (ii) さらに、電流指令と出力電流の振幅と位相を一致させるための補償を行なうものである。

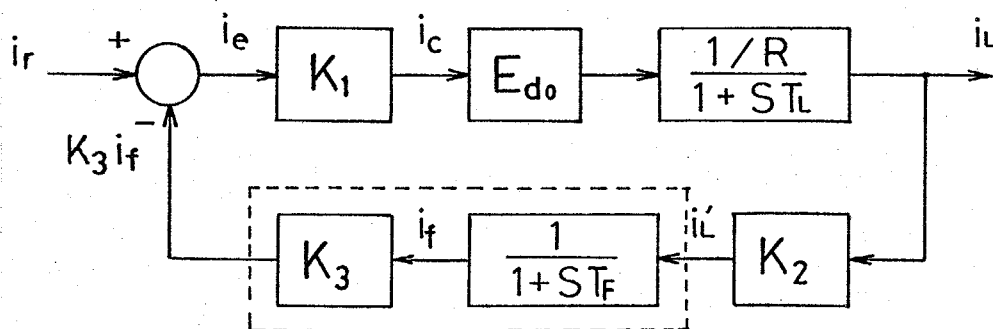


図6-18 提案する制御法

以下に、この制御法を説明する。図6-18図において $K_3=1$, $T_F=0$, すなわち図6-2図の制御系としたとき、出力電流を電流指令に追従させるためには、厳密に言えば K_1 を無限大にしなければならないが、図6-18図に示す制御系では K_1 が有限であったとしても出力電流を電流指令に一致させることができる。

そこで、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 $G(\omega_0)$ を計算すると

$$\begin{aligned} G(\omega_0) &= \frac{i_L'}{i_r'} \\ &= \frac{K}{K_3} \left\{ 1 + \frac{K}{1+(\omega_0 T_F)^2} + j\omega_0 \left(T_L - \frac{K T_F}{1+(\omega_0 T_F)^2} \right) \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (6-55)$$

となる。ただし、 K はループゲインで $K=K_1 K_2 K_3 E_{d0}/R$, ω_0 は出力角周波数、 E_{d0} はサイクロコンバータの直流ゲインである。⁽²⁾ 従って、

$$G(\omega_0) = 1$$

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。

$$K_1 = \frac{R}{E_{d0} K_2} \left(1 + \frac{T_L}{T_F} \right) \quad (6-56)$$

$$K_3 = \frac{1+(\omega_0 T_F)^2}{T_L + T_F} \cdot T_L \quad (6-57)$$

(6-57)式から出力周波数に応じて K_3 を変化させなければならないことがわかる。図6-19図に K_3 の出力周波数に対する変化の一例を示す。ここで、他の定数は以下のとおりである。 $R=10\Omega$, $L=100\text{mH}$ ($T_L=10\text{ms}$), $T_F=5\text{ms}$, $E_{d0}=135\text{V}$, $K_1=2$, $K_2=0.109\text{1/A}$ 。

ところで、(6-56)式、(6-57)式の導出過程からわかるように、これらの関係式が成立することによって出力電流が電流指令に完全に追従できるのは、

電流指令が正弦波状に変化する定常状態の場合のみであることを留意したい。

以上は、逆起電力を含まない R-L の一次遅れ負荷について検討したが、逆起電力を含む負荷に対しても本制御法の考え方を適用できる。⁽³⁷⁾ 図 6-20 が逆起電力を含む場合の構成図である。図中の e_d は逆起電力であり、 i_{ro} は補償後の電流指令である。図より、 i_{ro} と i_L' との関係式は次式で与えられる。

$$i_L' = G(\omega_0) \left(i_{ro} + \frac{1}{K_1 E_{d0}} e_d \right) \quad (6-58)$$

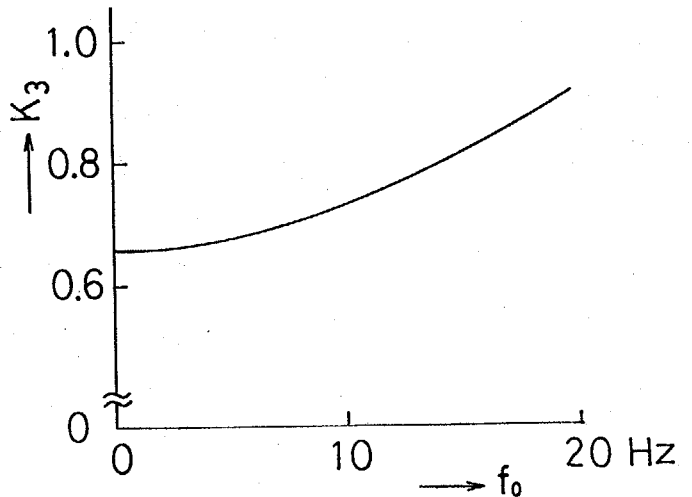
上式から明らかなように、点線で囲まれた補償回路では逆起電力を検出して $1/K_1 E_{d0}$ を乗じた後に、これと電流指令との和をとればよい。

6.5.2 負荷変動の影響

(6-56), (6-57) 式から明らかなように、 K_1 と K_3 は負荷の抵抗 R と時定数 T_L の関数であるので、ある負荷に対して (6-56), (6-57) 式に従って K_1, K_3 を与えてしまえば負荷が変動した場合にはもはや $G(\omega_0) = 1$ の関係が成立しなくなるおそれがある。そこで、ここでは負荷変動に対する $G(\omega_0)$ の変化について検討する。

まず、 R が一定で、 L が $(1 + \Delta L/L)L$ に変化した場合の周波数伝達関数 $G_{\Delta L}(\omega_0)$ は

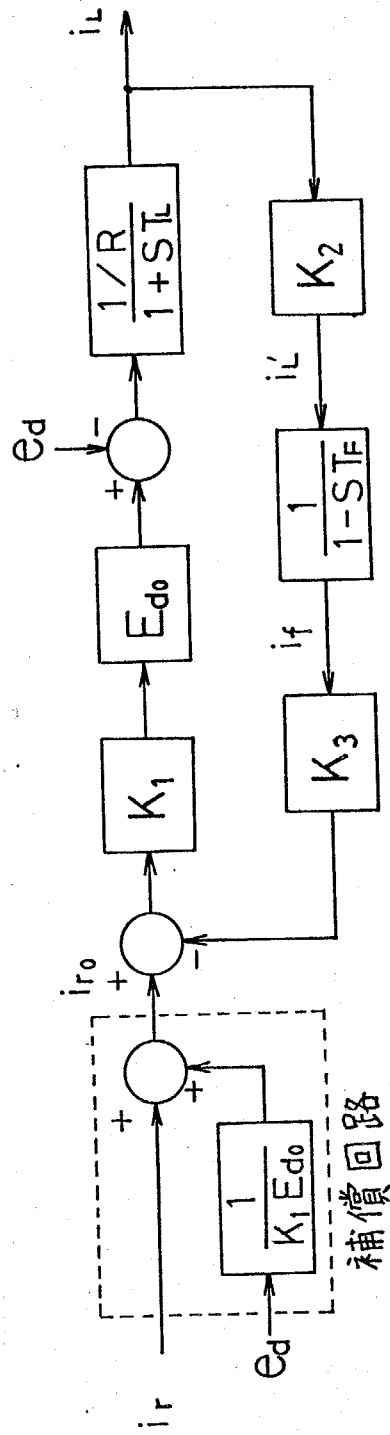
$$G_{\Delta L}(\omega_0) = \frac{K}{K_3} \left[1 + \frac{K}{1 + (\omega_0 T_F)^2} + j\omega_0 \left\{ T_L \left(1 + \frac{\Delta L}{L} \right) - \frac{K T_F}{1 + (\omega_0 T_F)^2} \right\} \right]^{-1} \quad (6-59)$$



$$R = 10 \Omega, \quad L = 100 \text{ mH} \quad (T_L = 10 \text{ ms})$$

$$T_F = 5 \text{ ms}, \quad E_{d0} = 135 \text{ V}, \quad K_1 = 2, \quad K_2 = 0.109 \text{ V/A}$$

図 6-19 K_3 と f_0 の関係



才6-20図 逆起電力を含む制御系

となる。ここで、上式に(6-57)式、(6-58)式を代入し、振幅 $|G_{\Delta L}(\omega_0)|$ と位相 $\angle G_{\Delta L}(\omega_0)$ の項に分けて整理すると

$$|G_{\Delta L}(\omega_0)| = \left\{ 1 + \left(\frac{\Delta L}{L} \omega_0 \frac{T_L T_F}{T_L + T_F} \right)^2 \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (6-60)$$

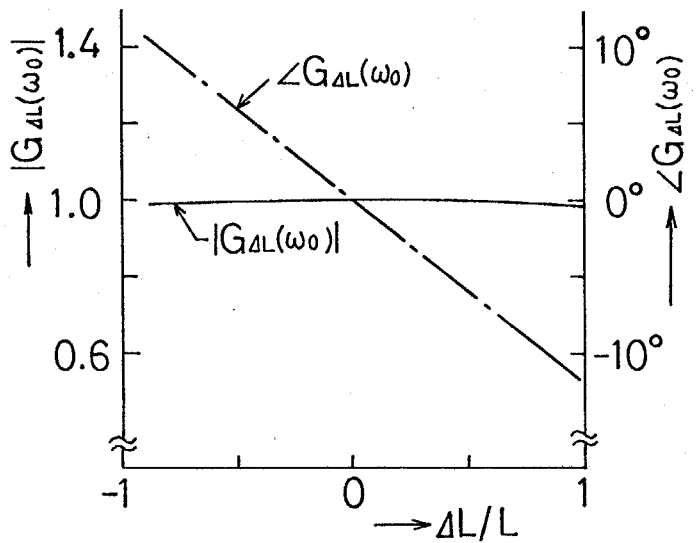
$$\angle G_{\Delta L}(\omega_0)$$

$$= \tan^{-1} \left(-\frac{\Delta L}{L} \omega_0 \frac{T_L T_F}{T_L + T_F} \right) \quad (6-61)$$

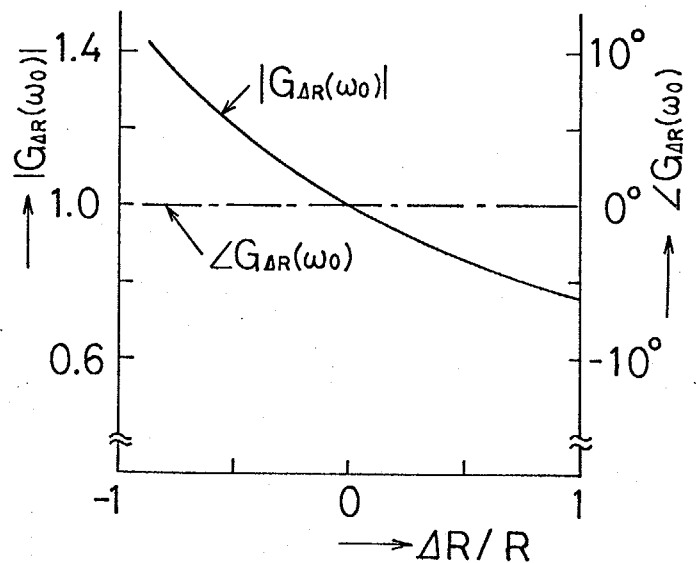
を得る。第6-21図(a)は、第6-19図の定数を用いて、 $\Delta L/L$ に対する $|G_{\Delta L}(\omega_0)|$ 、 $\angle G_{\Delta L}(\omega_0)$ の変化を示したものである。図より、位相は変化するが振幅はほとんど変化しないことがわかる。

一方、 L が一定で R が $(1+\Delta R/R)R$ に変化した場合の振幅 $|G_{\Delta R}(\omega_0)|$ 、位相 $\angle G_{\Delta R}(\omega_0)$ は

$$|G_{\Delta R}(\omega_0)| = \left(1 + \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{T_F}{T_L + T_F} \right)^{-1} \quad (6-62)$$



a) R が一定で L が変化した場合



b) L が一定で R が変化した場合

$R = 10\Omega$, $L = 100\text{mH}$, $E_{d0} = 135$
 $T_L = 10\text{ms}$, $T_F = 5\text{ms}$, $K_1 = 2$
 $K_2 = 0.109$, $f_0 = 10\text{Hz}$

第6-21図 負荷変動に対する $G(\omega_0)$ の変化

$$\angle G_{\Delta R}(\omega_0) = 0 \quad (6-63)$$

となる。才6-21図(b)は $\Delta R/R$ に対する $|G_{\Delta R}(\omega_0)|$, $\angle G_{\Delta R}(\omega_0)$ の変化を示したもので、本制御法は L が一定で R のみが変化する場合には振幅は変化するが位相はまったく変化しないことは興味深い。また、(6-60)~(6-62)式はフィルタの時定数を小さくするほど負荷変動の影響が小さくなることを示しているが、これは(6-56)~(6-57)式からループゲインが大きくなるためとも考えられる。従って、非特性高調波の影響が問題にならない範囲でフィルタの時定数はできる限り小さくした方が良く、この結論が得られる。以下では、フィルタの時定数をどの程度に選べばよいかを6.2節で定義したFRIを用いて検討する。

6.5.3 FRIによるフィルタ時定数の決定法

本制御法のFRIは、(6-1)式と同様に次式で定義される。

$$FRI = \frac{\Delta\alpha_1 - \Delta\alpha_2}{\Delta\alpha_1} = 1 - \frac{B}{A} \quad (6-64)$$

ただし、

$$\begin{aligned} A &= A_L I_L \left[\cos \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L + \varphi(t_1) \right\} + \sin \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L \right\} \frac{\xi_L}{\omega T_L} \right] \\ &\quad - A_F I_F \left[\cos \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F + \varphi(t_1) \right\} + \sin \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F \right\} \frac{\xi_F}{\omega T_F} \right] \\ &\quad - \left\{ A_L i_L(t_1) \left(\frac{\xi_L}{\omega T_L} - \frac{\xi_F}{\omega T_F} \right) + i_F(t_1) \frac{\xi_F}{\omega T_F} + \frac{\sin \alpha(t_2)}{K_1} + \frac{I_r \omega_0}{\omega} \cos \omega t_2 \right\} \\ B &= A_L I_L \left[\cos \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L \right\} \xi_L + \sin \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L \right\} \frac{\xi_L}{\omega T_L} \right] \\ &\quad - A_F I_F \left[\cos \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F \right\} \xi_F + \sin \left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F \right\} \frac{\xi_F}{\omega T_F} \right] \end{aligned}$$

$$- \left[A_L i_L(t_1) \left(\frac{\xi_L}{\omega T_L} - \frac{\xi_F}{\omega T_F} \right) + i_F(t_1) \frac{\xi_F}{\omega T_F} \right. \\ \left. + \left\{ \frac{\sin \phi(t_1)}{K_1} + \frac{I_r \omega_0}{\omega} \cos \omega_0 t_1 \right\} \left\{ \xi_F + \frac{A_L}{K_2 K_3} (\xi_L - \xi_F) \right\} \right]$$

$$A_L = \frac{K_2 K_3 T_L}{T_L - T_F}, \quad A_F = \frac{K_2 K_3 T_F}{T_L - T_F}, \quad I_L = \frac{\sqrt{2} V_L}{Z_L}, \quad I_F = \frac{\sqrt{2} V_F}{Z_F}, \quad \gamma_L = \tan^{-1}(\omega T_L)$$

$$\gamma_F = \tan^{-1}(\omega T_F), \quad Z_L = R \sqrt{1 + (\omega T_L)^2}, \quad Z_F = R \sqrt{1 + (\omega T_F)^2},$$

$$\xi_L = \exp \left\{ -\frac{\varphi(t_1)}{\omega T_L} \right\}, \quad \xi_F = \exp \left\{ -\frac{\varphi(t_1)}{\omega T_F} \right\}$$

(6-64)式の導出過程は付録Ⅲに示すが、
 表6-22図が本節で提案した表6-18図の制御系で、 $T_F = 1.25 \text{ ms}, 2.5 \text{ ms}, 5 \text{ ms}$ としたときのFRIの計算結果である。ここで、 $R = 10 \Omega, L = 100 \text{ mH}, K_2 = 0.109 \text{ V/A}, E_{d0} = 135 \text{ V}, f = 50 \text{ Hz}, f_0 = 10 \text{ Hz}, I_r = 0.75$ である。ゲイン K_1 と K_3 は(6-56), (6-57)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。

前節で述べたように、

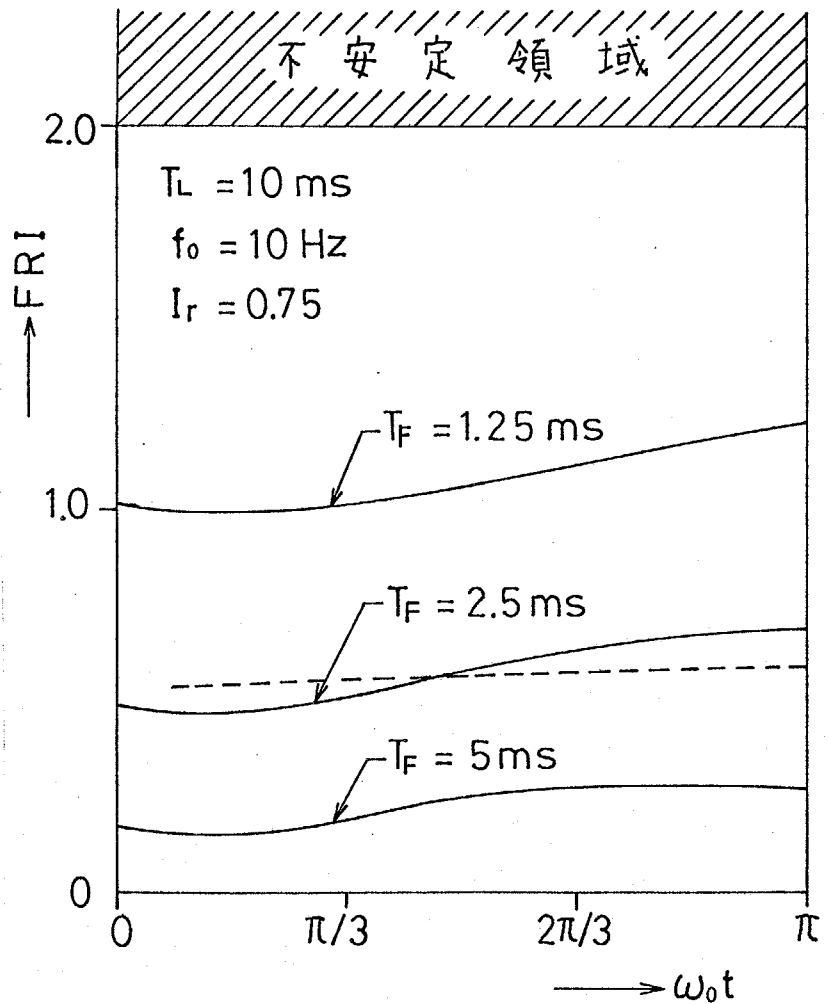
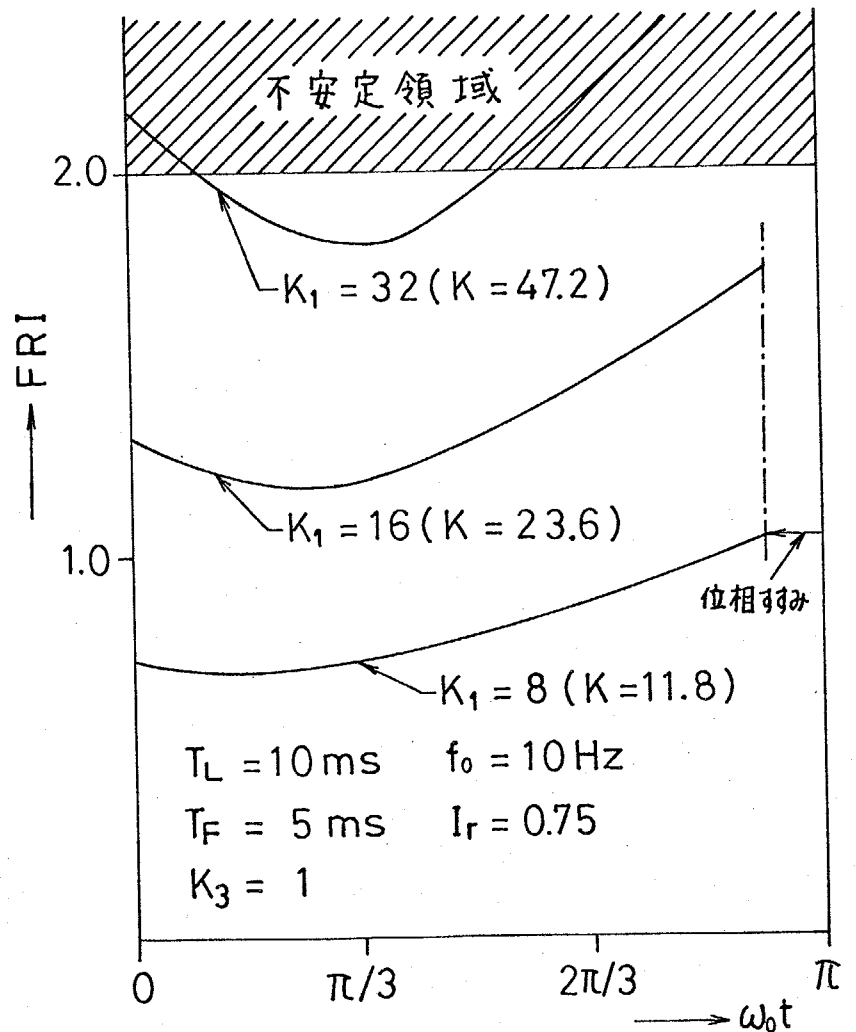


表6-22図 提案する制御系のFRI

FRIが0.5以下では非特性高調波はほとんど生じないことが実験的に確かめられているので、例えば上記の定数の場合、フィルタの時定数を2.5ms以上に選ぶ必要がある。図中の破線は、フィルタをそう入しない場合(オ6-18図において、 $K_3=1$, $T_F=0$)のループゲイン $K=1.48$ のFRIであり、これと本制御法の $T_F=2.5ms$ の場合のFRIとは比較的近い値になっている。これに対して、フィルタをそう入した場合のループゲインは $K=4.10$ となる。従って、この例では本制御法によって出力波形の不規則性をほぼ同程度におさえておいて、ループゲインを約3倍にすることができ、しかも出力電流を電流指令に完全に追従させることができる。

ところで、この制御法では一次遅れ負荷であってもフィルタをそう入したことにより制御系は二次系となり、ループゲインを大きくすると不安定になる。例えば、 $K_1=36$, $K_3=1$ (他の条件はオ6-18図と同一)にすると、オ6-23図に示すようにFRIは2を超えるようになり、150Hzの持続発振が起こる可能性がある。さらに電流の重なりを考慮すると、150Hz以下の発振も生じる可能性がすでに整流回路の電流制御系について指摘されているなど安定限界については、ここで求めた



オ6-23図 二次系のFRI

FRIのみではなく、他の安定条件も合わせて考慮しなければならない。⁽³⁸⁾

アナログ制御の実験では、FRIより求めた限界値より小さい $K_1=12$ 付近で100 Hzの発振が認められる。しかし、本章で対象とした不安定性はデジタル制御系固有の現象で、アナログ制御系であれば安定条件を満たす領域内に回路定数を選んでもデジタル制御系では発生しうる不安定現象である。そしてこれを抑制するためには、前節で述べたように $FRI=0.5$ 程度に選ぶ必要があり、この値はアナログ制御系で得られる安定限界よりもはるかに小さな値である。このようにデジタル制御系の設計に当っては系の安定度を定量的に評価できる量が必要になるが、これに対してFRIが有用であることは、2節および3節の実験結果からも明らかである。

6.6 マイクロコンのハードウェアとソフトウェア

本節では、マイクロコンピュータのハードウェアとソフトウェアについて説明し、CPUの演算時間によって制約を受ける出力電流のサンプリング周波数、ゲイン K_1 とビット数との関係について検討する。そして、前節で提案した制御法によって安定で良好な電流制御性能が得られることを実験的に確認する。⁽³⁹⁾

6.6.1 ハードウェア

図6-24図にマイクロコンピュータのハードウェアを示す。図中の点線で囲まれた部分がマイクロコン(CPU: Z80)である。このシステムでは、図5-11図のようなカウンタやデジタルコンパレータなどのデジタル回路を外部に必要とせず、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。このような制御回路の単純化によって信頼性、経済性を向上させている。

いま、サイクロコンバータの電源や負荷をも含めた主回路をマイクロコンの

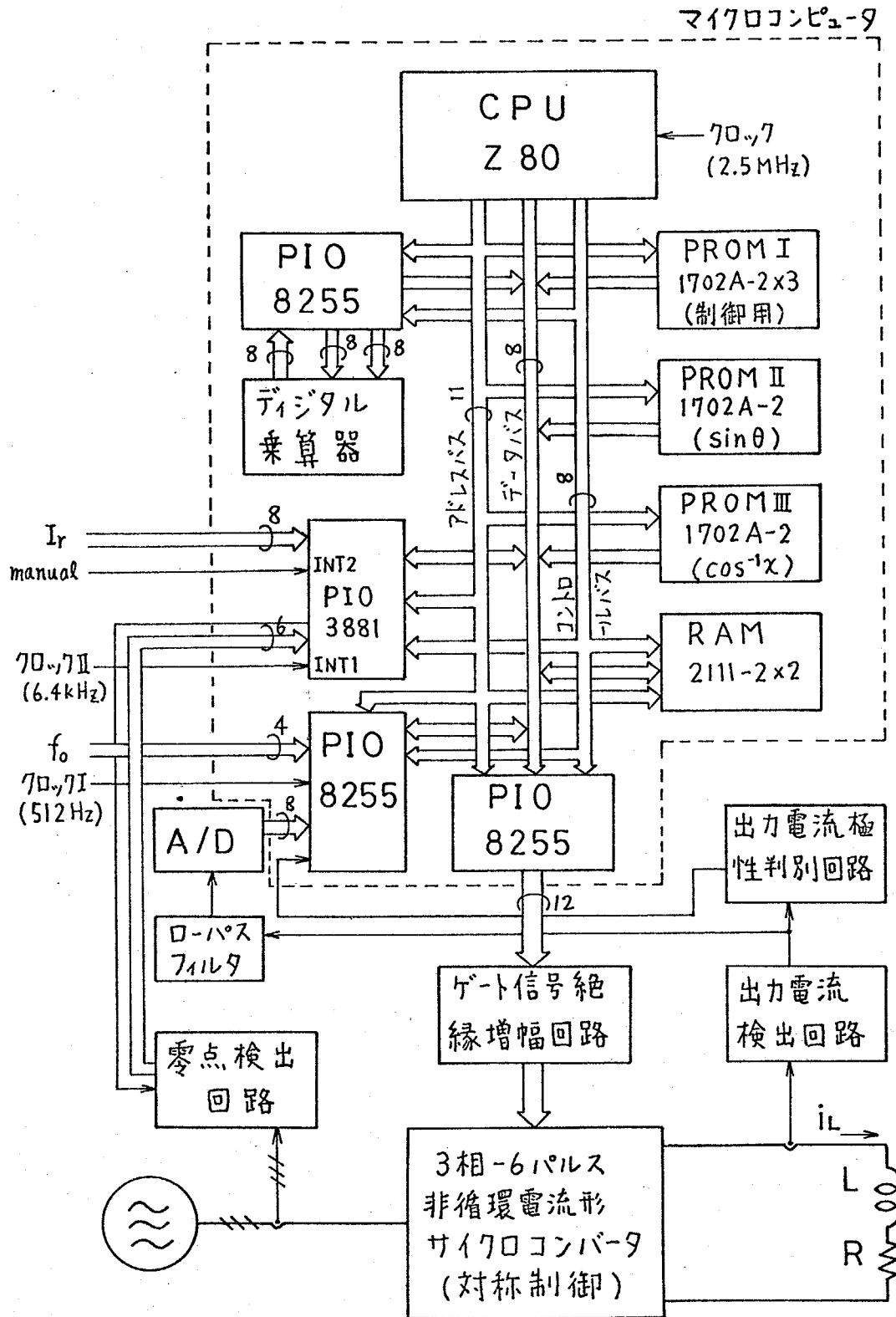


図6-24 マイコンコンピュータのハードウェア

外部機器と考えれば、零点検出回路、出力電流検出回路、出力電流極性判別回路などはマイクロコンとサイクロコンバータ主回路とのインターフェースと言えよう。以下に、マイクロコンとインターフェースを簡単に説明する。

○マイクロコンピュータ

本方式では特に高速性が要求されるので、マイクロプロセッサ(CPU)には命令実行時間や命令セット数で8080Aより優れているZ80(クロック周波数は2.5MHz)を用いている。メモリ容量は、PROMが1.25kB(1702A-2×5)、RAMが0.25kB(2111-2×2)の合計1.5kBである。I/OインターフェースにはZ80ファミリのPIO(3881)を用いてディジーチェーン方式の2レベルの割込みを容量に実現している。また、8080ファミリの8255はマイクロコンからのデータ(ゲート信号)の出力電流指令の周波数 f_0 の入力、デジタル乗算器とのインターフェースに用いている。

デジタル乗算器は、制御角の計算に必要な電流指令の振幅 I_r と $\sin\theta$ のテーブルから読み出したデータとの乗算と、フィードバック信号 i_f とゲイン K_3 との乗算を行なうもので、4ビット×2ビットのデジタル乗算器を8個用いて8ビット×8ビットの乗算を行なう*。ところで、この8ビット×8ビットの乗算をソフトウェアで行なおうとすると、演算時間は前後の処理を含めて500 μ s以上にもなるので、クロックII(128×50Hz)によってサイリスタのゲートを直接制御することが不可能になる。このため、図6-24図のように乗算はハードウェアで実行しなければならない。

次にマイクロコンの入出力を実行しよう。入力は電流指令の周波数 f_0 と振幅 I_r 、零点検出回路の出力、A/D変換器の出力、動作すべきコンバータを決定する出力電流極性判別回路の出力、それにクロックI(512Hz)、クロックIIである。マイクロコンはプログラムを実行して12ビットのゲート信号を出力する。この1ビットが1個のサイリスタに対応し、ビットのH(5V)、L(0V)でサイリスタのオン、オフを制御している。

* 8ビット×8ビットの乗算に要する時間は800 μ sである。

オ6-24図のマイクロコンピュータは市販のユニバーサル基板(155mm x 115mm) 6枚から構成されている。オ6-25図は、それらの中のCPUカード、メモリカード、デジタル乗算器、I/Oカード(3881)である。

○零点検出回路 (マイクロコンへの入力)

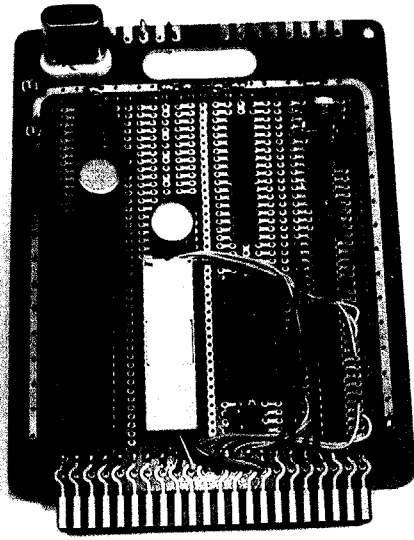
サイクロコンバータのゲート信号は交流電源と同期をとる必要があり、零点検出回路は交流電圧とCPUとの同期信号の発生回路である。すなわち、電源相電圧のうち2つが一致した各時点(オ6-28図の $P_1 \sim P_3$, $N_1 \sim N_3$)でパルスが発生し、フラグをセットしてマイクロコンに制御角が0の時刻であることを知らせる。また同時に、ソフトウェアの処理に必要な6ビットの制御区間判別用信号のうち、対応するビットを1にする。マイクロコンは、フラグがセットされている場合にはこの制御区間判別用信号を入力し、フラグをリセットする。すなわち、マイクロコンは零点検出回路とハンドシェイクを行なっている。

○出力電流検出回路、出力電流極性判別回路 (マイクロコンへの入力)

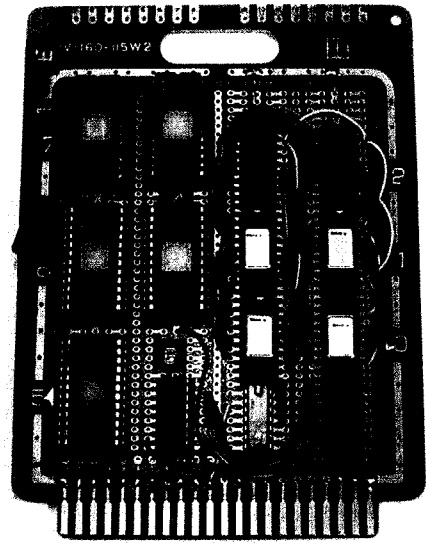
出力電流検出回路では、アイソレーションアンプ(3652HG)を用いて線形絶縁増幅し、ローパスフィルタを介して高調波成分を除去した後、A/D変換を行ない、マイクロコンのI/Oポートへ入力している。出力電流極性判別回路では、フィルタを介すると出力電流の極性の切替る正確な時刻の判別が不可能であるので、アイソレーションアンプの出力から出力電流極性判別用の信号(1ビット)を作っている。なお、この回路では出力電流の切替る瞬間に循環電流が流れないように、出力電流に対して逆ヒステリシス特性を持たせている。

○ゲート信号絶縁増幅回路 (マイクロコンからの出力)

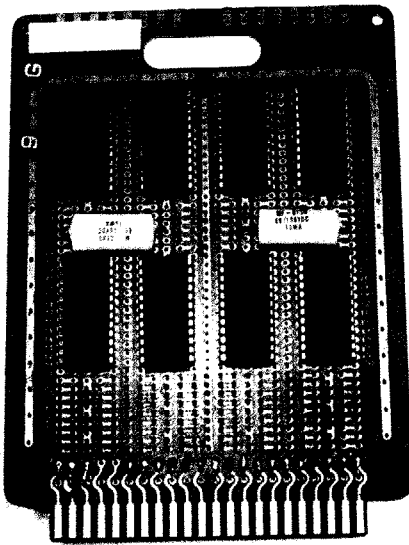
マイクロコンからのサイリスタのオン、オフを示す信号(12ビット)は、TTLレベルの信号であるので、ゲート信号絶縁増幅回路ではフォトサイリス



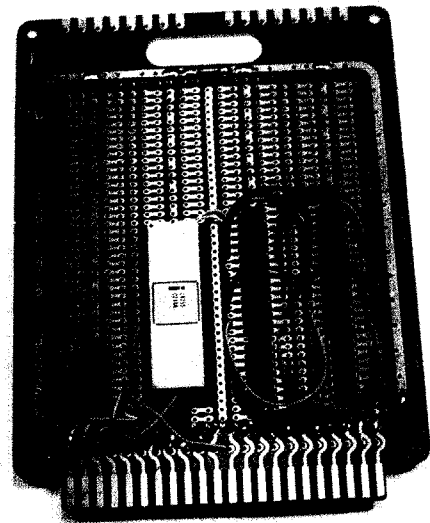
CPUカード



メモリカード



デジタル乗算器



I/O カード (3881)

1 表6-25図 マイクロコンピュータの各カード

タを用いてマイクロコンからのTTLレベルの信号の絶縁と増幅を行なった後に各サイリスタのゲートに加えている。フォトサイリスタは別に絶縁された電源を用意する必要がなく、サイクロコンバータのように電源転流でゲートの数が多い場合には非常に有効である。

6.6.2 ソフトウェア

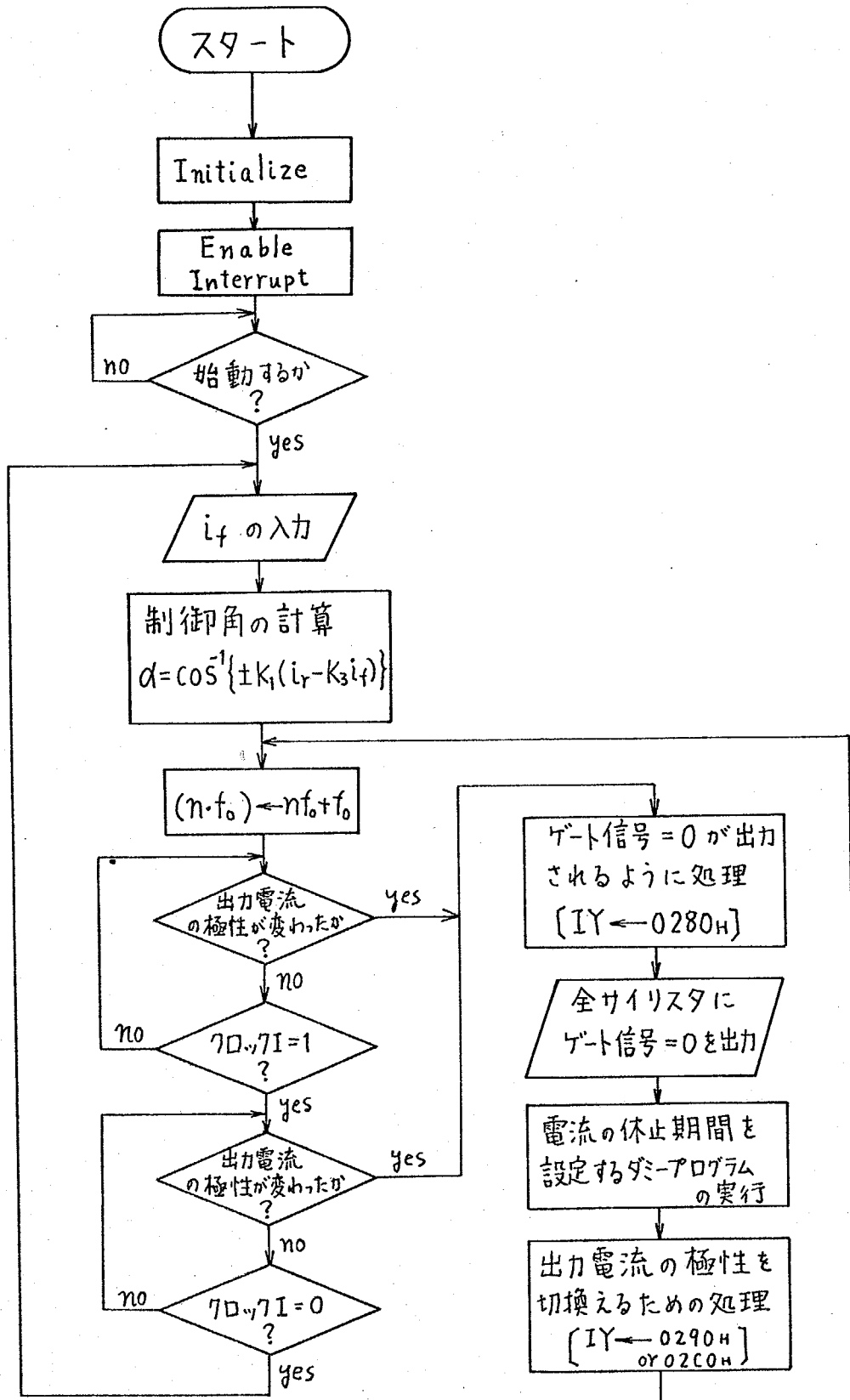
オ6-26図にマイクロコンピュータのプログラムのフローチャートを示す。このプログラムは次の3つの部分から成る。

- (i) 制御角の計算プログラム(メインプログラム)
- (ii) ゲート信号の決定プログラム(レベル1の割込みプログラム)
- (iii) 電流指令の振幅と周波数の入力プログラム(レベル2の割込みプログラム)

上記の(ii)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(i)をクロックIに同期して処理が行なわれるメインプログラムとし、(ii)をクロックIIによる割込み処理プログラムとしている。(ii)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(ii)の処理時間は80 μ s程度であり、クロックIIの一周期(156 μ s)内に収まっている。そして、この残りの時間76 μ s(=156 μ s-80 μ s)で(i)のメインプログラムを実行し、一つの制御角の演算に要する時間は700 μ s程度である。従って、クロックIの上限周波数は1.4kHzとなる。以下に、各プログラムを説明する。

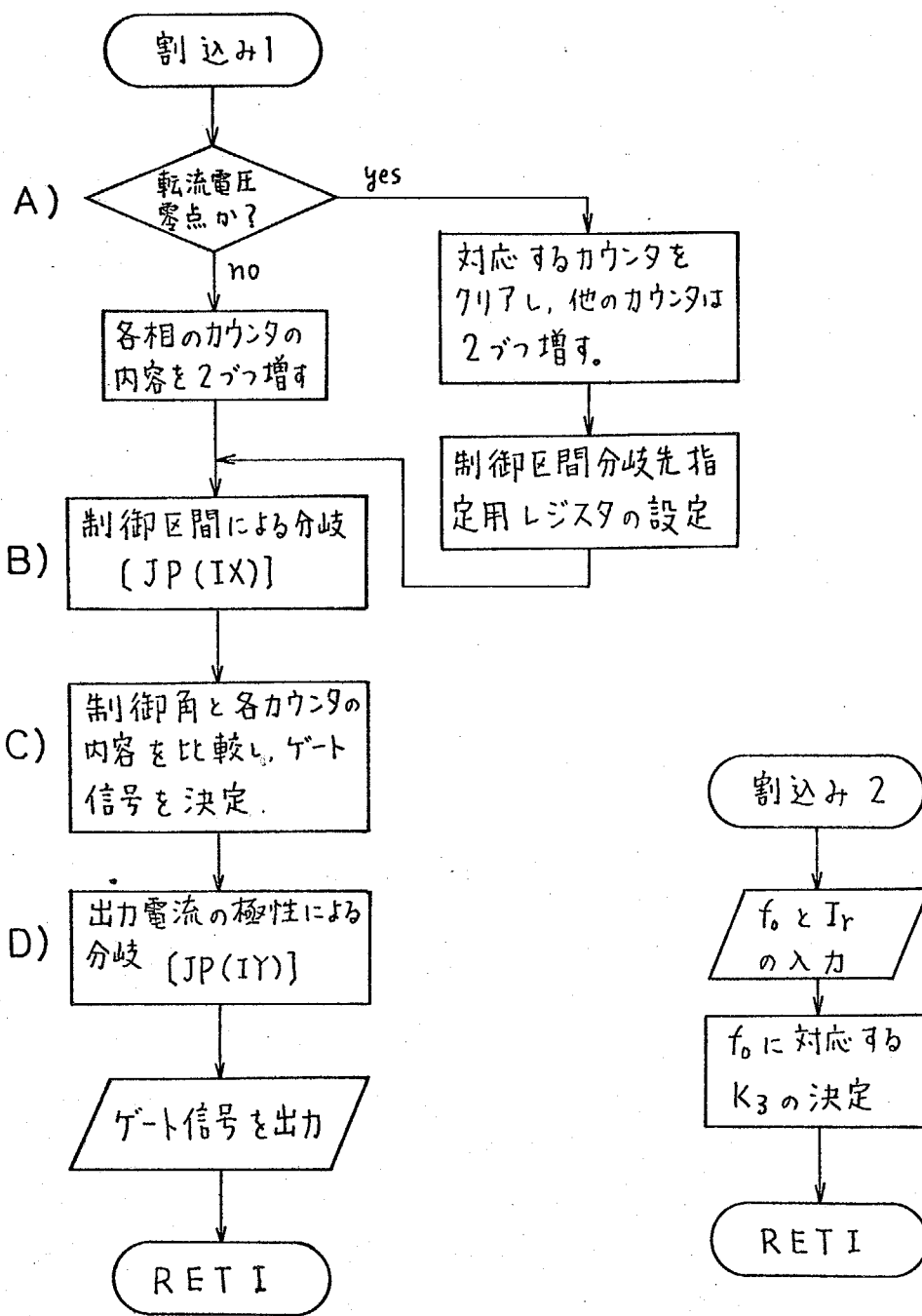
(i) 制御角の計算プログラム

制御角の計算には \sin , \cos^{-1} などの演算を含み、これらをすべてソフトウェアで実行しようとするると演算時間と精度が問題になり、実際には不可能である。そこで、ここでは $\sin\theta$, \cos^2x のテーブルをあらかじめ作成しておき、 \sin と \cos^{-1} の演算はこれらのテーブルから読み出す番地の演算におき



a) メインプログラム

第6-26図 プログラムのフローチャート



b) レベル1の
割り込みプログラム

c) レベル2の
割り込みプログラム

かえている。以下、図6-27図を用いて $\sin\theta$, $\cos^{-1}x$ のテーブルの内容、制御角の計算手順を述べる。 $\sin\theta$ のテーブル (PROM II) には $\theta=0\sim 2\pi$ を 256 等分した

$$127 \cdot \sin\left(\frac{2\pi n}{256}\right)$$

$$(n=0, 1, 2, \dots, 255)$$

の整数部が書込まれている。例えば、 $\sin\theta=1$ は (7F)* が (3F) 番地に、また負の数は 2 の補数をとるので、 $\sin\theta=-1$ は (81) が (BF) 番地にある。まず、このテーブルから $n \cdot f_0$ 番地のデータ $\sin(n \cdot f_0)$ を読み出し、これと電流指令の振幅 I_r との乗算を行なって電流指令 i_r を求める。次にフィードバック信号 i_f (A/D変換器の出力) を入力し、

出力周波数によって定まる K_3 との乗算を行なう。なお、処理時間の短縮のために図6-19図に示す K_3 のテーブルが PROM I に書き込まれている。続いて、 $K_1(i_r - K_3 i_f)$ の演算を行ない、制御信号 i_c を得る。そして、出力電流 i_L の極性によって制御角 α_p, α_N

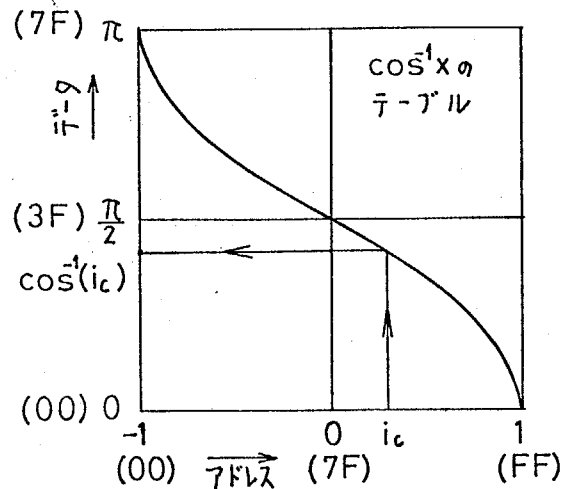
$$\alpha_p = \cos^{-1}(i_c) \quad (i_L \geq 0 \text{ のとき})$$

$$\alpha_N = \cos^{-1}(-i_c) \quad (i_L < 0 \text{ のとき})$$

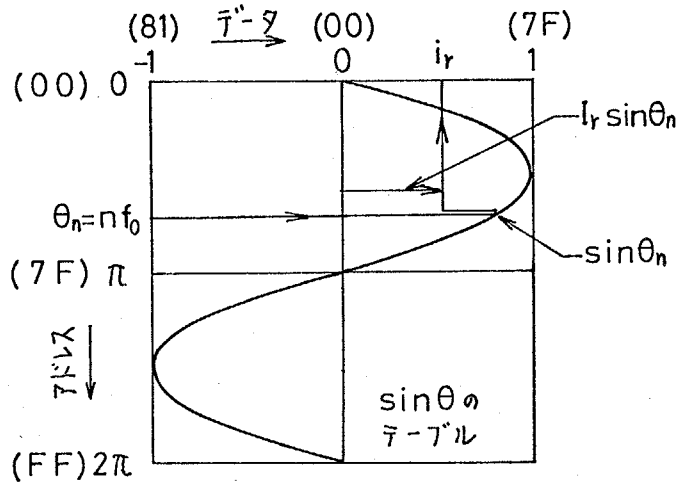
(6-65)

を計算する。この演算も $\cos^{-1}x$ のテーブルを用いて次のように実行する。

* () は 16 進数を示す。



$$i_c = K_1(i_r - K_3 i_f)$$



注: () の中は 16 進数

図6-27 制御角の計算手順

$\cos^{-1}x$ のテーブルには $x = -1 \sim 1$ を 256 等分した

$$\frac{127}{\pi} \cdot \cos^{-1}\left(\frac{n}{127}\right) \quad (n=0, \pm 1, \dots, \pm 127)$$

の整数部が書き込まれている。そこで、オ6-27図に示すように(7F)番地には $x=0$ の制御角、すなわち $\pi/2$ (3F) が書き込まれているので、 i_c ($i_c < 0$ の場合には i_c の 2 の補数) に (7F) を加算した番地の $\cos^{-1}x$ のテーブルのデータは $\cos^{-1}(i_c)$ であり、(6-65)式が計算されたことになる。

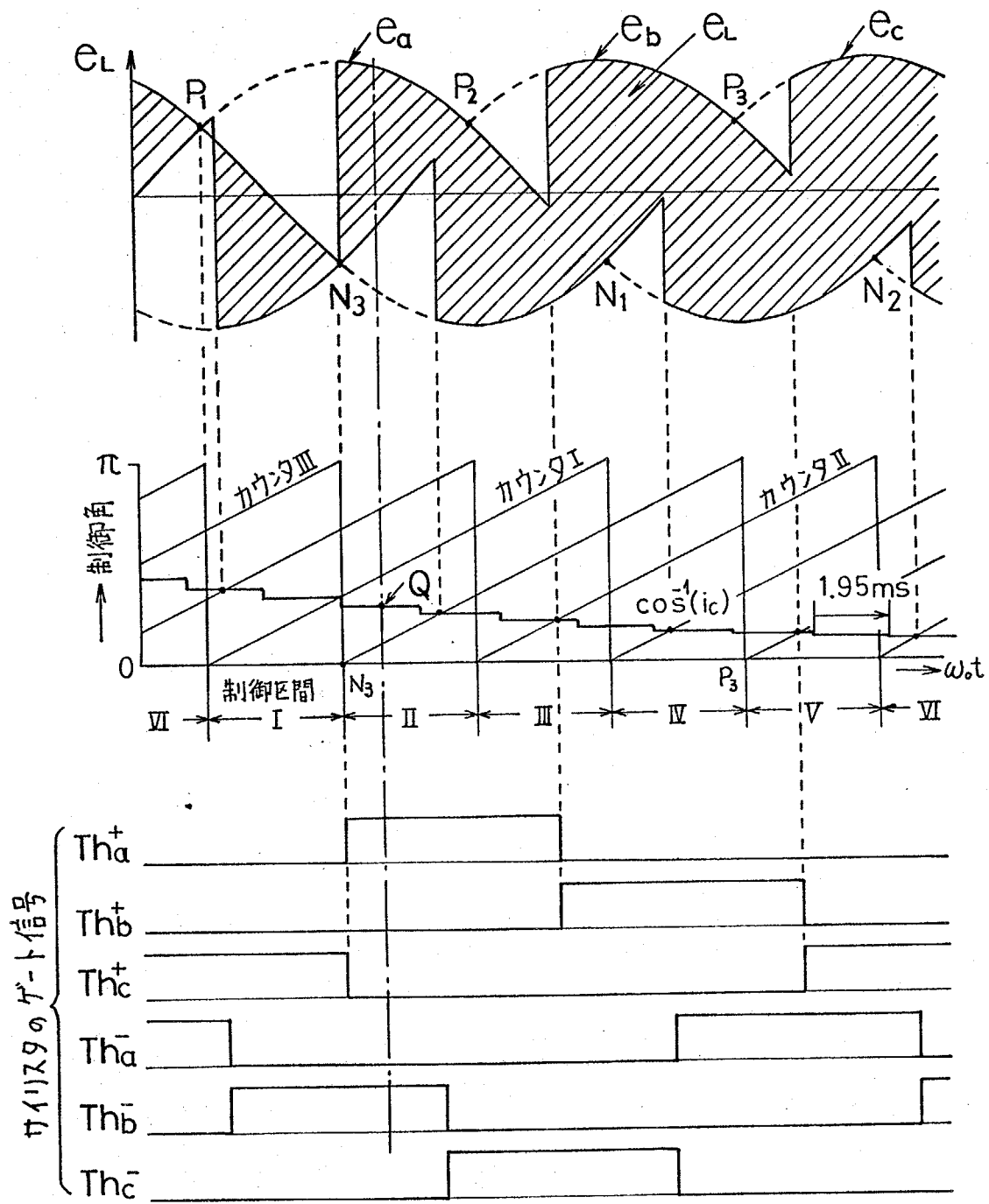
次に、出力周波数の制御について説明する。上に述べた $\sin\theta$ の読み出し、 I_r の乗算、 $\cos^{-1}x$ の読み出しの一連の制御角の計算を、フロッグ I に同期して 1.95ms ごとに実行すれば $\sin\theta$ の一周分分のデータ (256 個) の読み出しに要する時間は 0.5sec となる。すなわち、電流指令の周波数は 2Hz となる。従って、フロッグ I に同期して N 個おきに $\sin\theta$ のデータを読み出せば出力周波数は 2NHz となることがわかる。このようにして 0~20Hz まで 2Hz ごとに出力周波数を設定することができる*。

以上の処理の他にメインプログラムではオ6-26図(a)のフローチャートに示すように、出力電流極性判別回路の出力を CPU へ入力して出力電流が零となる時刻を検出し、コンバータの切換之時に循環電流が流れないように 2ms の休止期間を設けるためのダミープログラムを実行し、出力電流の極性を IY レジスタに設定する。

(ii) ゲート信号の決定プログラム

前述したように、この処理は特に高速性が要求されるが、ここではオ6-28図に示すように電源の一周期を制御区間 I, II, ... VI に分割し、各制御区間ごとに異なった処理ルーチンを実行することによって処理時間の短縮を図っている。

オ6-28図は、制御角 α_p から各サイリスタのゲート信号を決定する方法を示したものである。フロッグ II (128x50Hz) による割込み要求が CPU に入
* $\sin\theta$, $\cos^{-1}x$ のテーブルをそれぞれ $\theta = 0 \sim 2\pi$, $x = -1 \sim 1$ を 512 等分すれば 1Hz ごとに出力周波数を設定できる。



カ6-28図 ゲート信号の決定法

ると、

- A) まず、零点検出回路の出力を入力して現時刻が転流電圧零点 (図の $P_1 \sim P_3$, $N_1 \sim N_3$) であるかどうかを判別する。転流電圧零点では対応するカウンタ* (例えば, P_3 , N_3 ではカウンタⅢ) をクリアし, 他のカウンタは2づつ増加させ, さらに制御区間分岐先指定用のIXレジスタの内容を変更する。例えば N_3 では, 制御区間Ⅱの処理ルーチンを指定する番地をIXレジスタに設定する。一方, 転流電圧零点の時刻以外では各カウンタの内容も2づつ増加させる。
- B) 次に, IXレジスタで指定された制御区間別の処理ルーチンに分岐する。
- C) 制御角とカウンタの内容とからゲート信号を決定する。例えば, 図のQ点の時刻を考える。CPUは零点検出回路の出力から転流電圧零点の時刻ではないことを知り, カウンタⅠ, Ⅱ, Ⅲを2づつ増加させる。次に, 時刻 N_3 で設定されているIXレジスタの指定した制御区間Ⅱの処理ルーチンへジャンプして制御角とカウンタの内容を比較し,
 $(\text{カウンタⅠの内容}) > \alpha_p > (\text{カウンタⅢの内容})$
 の関係から, この時刻ではサイリスタ Th_a と Th_b とが導通状態であることがわかり, CPUはこれらのサイリスタに対応するビットをHにし, 他はLにする。
- D) そして, IYレジスタを用いて出力電流の極性による分岐を行ない, 動作すべきコンバータの各サイリスタにゲート信号を出力する。このIYレジスタはメインプログラムで設定されている。

(iii) 電流指令の振幅と周波数の入力プログラム

CPUへの割込みによって電流指令の振幅と周波数を入力するルーチンで, 電流指令の振幅と周波数を変更しない場合にはこのプログラムは実行されない。

以上は, 単相出力サイクロコンバータについて説明したが, 現在市販されている4MHzのマイクロプロセッサ(Z80A)を使用し, ゲート信号出力用の

* CPU内の汎用レジスタを用いている。

8255を1個増設すればオ6-24図のマイフロコンピュータは3相出力のサイフロコンバータのゲートを直接制御できる。

6.6.3 K_1 とビット数の関係

オ6-2図において、ゲイン K_1 を大きくすると電流指令 i_r と出力電流 i_c との差が小さくなり、誤差信号 i_e と制御信号 i_c ($=K_1 i_e$) の有効ビット数が減少する。いま、 i_e (i_c) の有効ビット数を n 、 i_r と i_c のビット数を m とすると、これらと K_1 との間には

$$n = m - \lceil \log_2 K_1 \rceil$$

の関係式が成立する。ここで、 $\lceil \quad \rceil$ はガウスオ6-2表 K_1 と必要ビット数記号である。

K_1	必要ビット数
1~2	8
2~4	9
4~8	10
8~16	11
16~32	12

オ6-29図は、開ループのサイフロコンバータの基準信号(オ6-2図の電流制御系では i_c に相当)の有効ビット数を6, 7, 8(符号ビットも含む)としたときの出力電圧, 出力電流の波形で、 $n=6$ の場合の出力波形は非対称となっているが、これは有効ビット数の減少による影響と考えられる。

オ6-2表は、 $n=7$ とした場合の K_1 と i_r , i_c の必要ビット数の関係を示している。

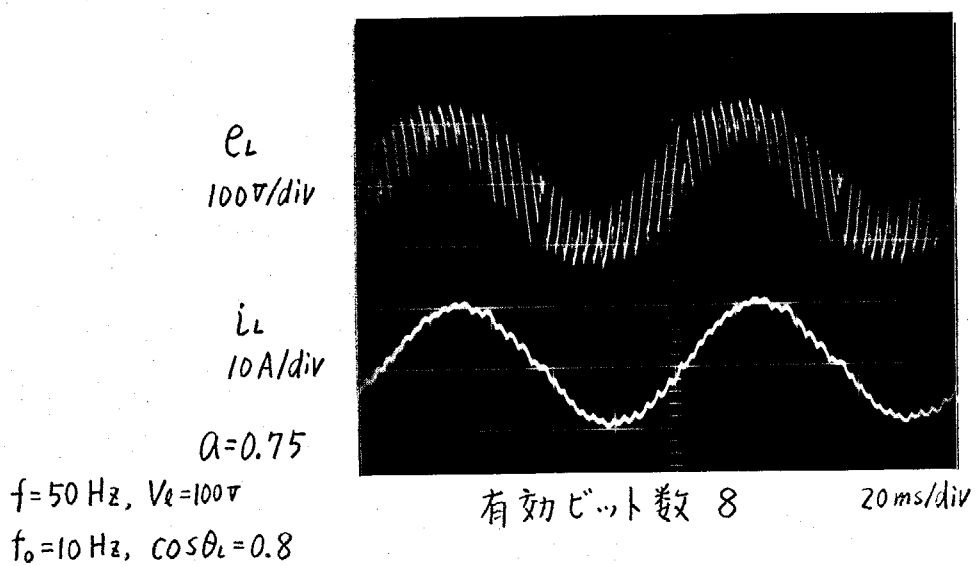
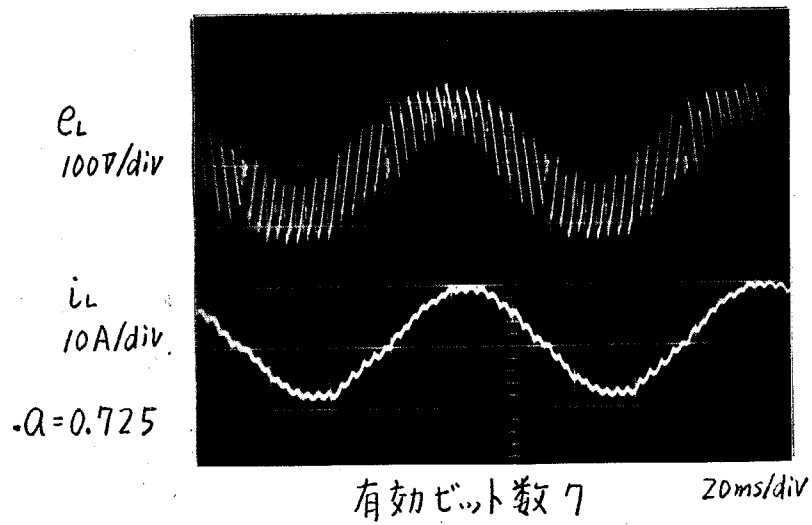
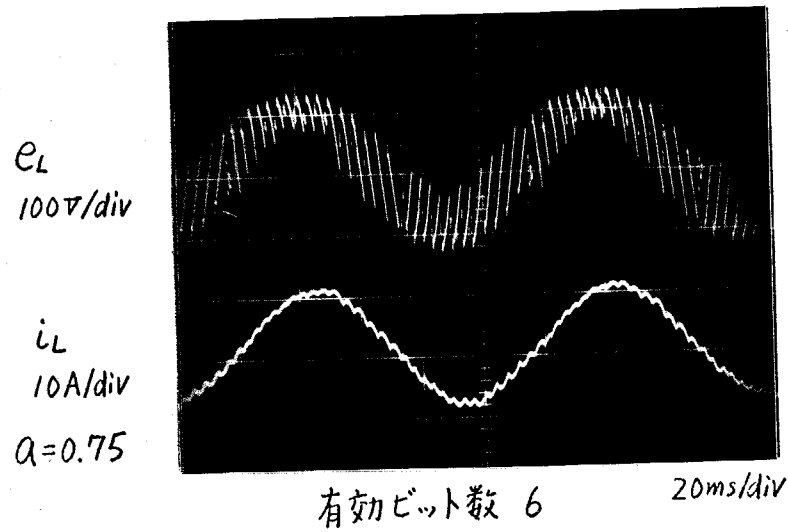


図 6-29 有効ビット数と出力電圧，出力電流波形の関係

6.6.4 実験結果

以上に述べたサイクロコンバータの電流制御系のマイコンコンピュータ制御システムを試作し、出力周波数を $0\text{ Hz} \sim 20\text{ Hz}$ に変化させて実験したところ安定で、かつ良好な電流制御を行なうことができた。

図6-30は、 $f=50\text{ Hz}$, $V_d=100\text{ V}$, $f_o=10\text{ Hz}$, $I_r=0.75$, $R=10\Omega$, $L=97\text{ mH}$ ($T_L=9.7\text{ ms}$), $T_F=5\text{ ms}$, $K_1=2$, $K_2=0.109\text{ V/A}$ で運転した場合の出力電圧、出力電流、電流指令の波形と出力電圧の周波数スペクトルの実測結果である。図6-6の実験結果に比べて、出力電圧、出力電流の波形の歪が少なく、かつ i_r と i_L の振幅と位相ともに完全に一致し、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ことがわかる。

図6-31は、制御系の過渡応答の実験結果である。 $f_o=4\text{ Hz}$, $I_r=0.5$ からステップ的に $f_o=10\text{ Hz}$, $I_r=1.0$ に変化させた場合で、 10 ms 以内に追従しており、良好な電流制御性能を有している。

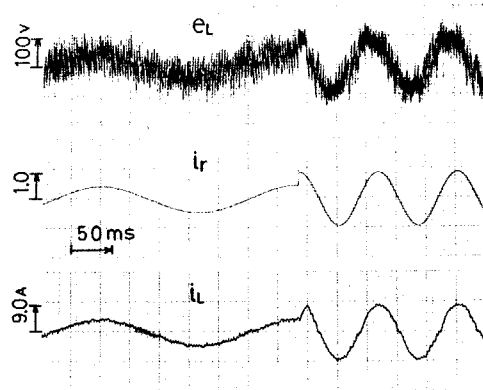
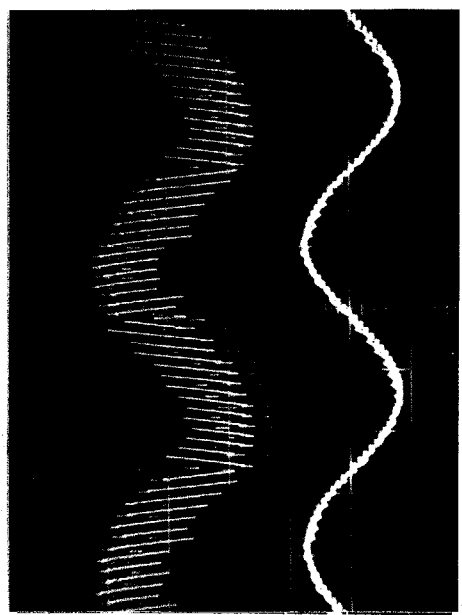


図6-31 過渡応答

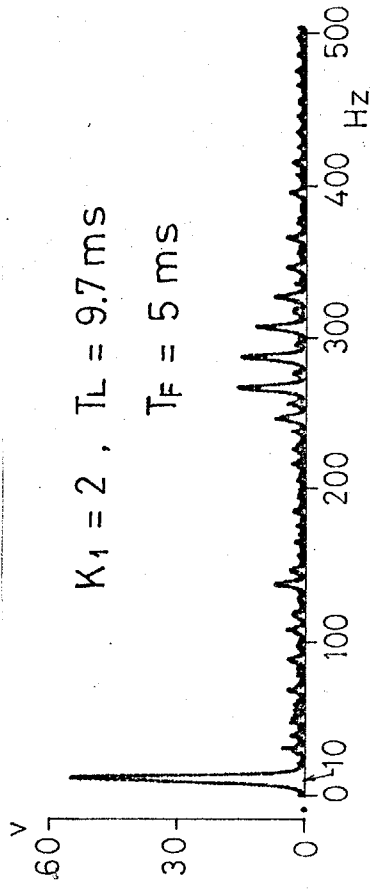


e_L
100V/div

i_L
10V/div

20ms/div

$f = 50 \text{ Hz}$, $V_r = 100 \text{ V}$,
 $f_o = 10 \text{ Hz}$, $I_r = 0.75$,
 $K_1 = 2$, $R = 10 \Omega$,
 $T_L = 9.7 \text{ ms}$, $T_F = 5 \text{ ms}$



$K_1 = 2$, $T_L = 9.7 \text{ ms}$
 $T_F = 5 \text{ ms}$

チ 6-30 図 出力電圧, 電流指令, 出力電流の波形と
 出力電圧の周波数スペクトル

6.7 第6章のまとめ

本章では、サイクロコンバータの電流制御系のマイクロコンピュータ制御システムについて、デジタル制御系固有の不安定性を実験的に指適し、従来、明確にされていなかったサイクロコンバータの電流制御系の安定度を示す評価指標を提案して理論的に導出した。さらに、安定性の改善法として、電流指令が正弦波状に変化することに着目した新しい制御法を提案し、実験により、安定でかつ良好な電流制御性能が得られることを確認した。ここで、本章で得られた成果をまとめると次のようになる。

- (i) サイクロコンバータの安定度を示す評価指標 (FRI : Figure of Ripple Instability) を提案して理論的に導出した。Z変換を用いたサンプル値系の解析が周波数領域であるのに対し、このFRIは実時間領域の解析であると言える。さらに、2章で導出したサイクロコンバータと整流回路の等価性の理論を用いてFRIの近似解析を行ない、実用的には近似解析の結果から制御系の安定度を評価できることを示した。
- (ii) 実験は、従来のアナログ制御とマイクロコンピュータを用いたデジタル制御の両方式について行ない、デジタル制御ではマイクロコンピュータの処理時間に起因する不安定性が存在することを指適した。すなわち、負荷時定数が小さく、ループゲインが大きくなると出力電圧、出力電流波形にはアナログ制御では現れないような非特性高調波を生じるようになる。このため、実用上のループゲインの限界値が存在し、回路定数の決定に当たってはFRIが有効であることを明らかにした。
- (iii) デジタル制御系固有の不安定性の改善法として新しい制御法を提案した。この制御法は、フィードバックループにローパスフィルタと可変ゲインをそう入し、出力電流の高調波に起因する不安定現象を抑えると同時に出力電流を電流指令に一致させようとするものであるが、実用上は負荷変動に対する影響が十分に考慮されなければならない。また、ローパスフィルタの時定数の決定が難しいと思われるが、これに対しては本章で提案し

たFRIが特に有効で、「FRIが0.5以下になるように時定数を決定すればよい。」との結論が得られている。

なお、ここで求めたFRIは電流の重なりを無視しているので、150 Hz以下の発振を予想することはできない。そこで、今後に残された問題としては電流の重なりを考慮した安定度の評価指標を検討する必要がある。

第7章 結 論

サイクロコンバータは、制御角を時々刻々変化させて正弦波の交流を得る極めて巧妙な周波数変換器であるが、本質的には整流回路と何ら差異はない。しかし、サイクロコンバータは整流回路やインバータと違ってその動作が直感的にわかりにくく、しかも入出力波形には位相制御に伴う高調波や分数調波を含み、大容量サイクロコンバータでは電力系統に対して通信障害やフリッカ障害を起こす可能性がある。

このため、従来からサイクロコンバータの高調波解析は多くの人々によって盛んに研究され、個々の高調波振幅については詳細な解析結果が報告されていた。しかし、高調波が形成する側帯波群の等価的な振幅や出力電圧、入力電流の実効値の考え方と解析法などは理論的に明らかにされていなかった。

本研究は、サイクロコンバータの入出力波形を理論的に検討し、その結果、上記の問題点を解決し、サイクロコンバータと整流回路の高調波の等価性を明らかにし、続いて、基本波無効電力を最小に抑える非対称ゲート制御方式を提案し、各動作モードにおけるゲート制御法を理論的に導出した。さらに、サイクロコンバータによる交流電動機の可変速駆動を行なう場合に普通に用いられるサイクロコンバータの電流制御系の安定性を理論的に考察し、マイクロコンピュータ制御個有の問題点とその改善法を明らかにした。

以下、各章で得られた結論をまとめると次のようになる。

第2章

サイクロコンバータと整流回路の等価性を出力電圧高調波に着目して論じ、両変換器の間の基本的な関係式を導出し、サイクロコンバータの出力電圧実効値の考え方と解析法を確立した。すなわち、サイクロコンバータの振幅比 a と整流回路の制御角 α とは、両変換器の等価性を論じる場合に最も基本的な

量で、これらの間に

$$\cos \alpha = \frac{a}{\sqrt{2}}$$

の関係式が成立するときは

- (i) サイクロコンバータの出力電圧の基本波実効値は、整流回路の直流平均電圧に等しい。
 - (ii) サイクロコンバータの出力電圧に含まれる $6mw$ の側帯波群の合成実効値は、整流回路の出力電圧に含まれる $6mw$ の高調波実効値に等しい。
 - (iii) サイクロコンバータと整流回路の出力電圧実効値は等しい。
- ことなどが明らかになった。

第3章

内容的には前章に続くもので、サイクロコンバータと整流回路の等価性を入力電流高調波から理論的に考察し、両変換器の間の基本的な関係式を導出した。さらに、サイクロコンバータの無効電力をパワーフローの概念を用いて考察し、B. R. Pelly 氏が入力側の基本波無効電力を出力側の基本波無効電力と位相制御に伴う基本波無効電力とに分けて説明しているのに対し、入力側の基本波無効電力は出力側の基本波無効電力に直接関係するものではなく、出力電圧波形によって定まることを明らかにした。

第4章

電源転流の条件で基本波カ率が最大となるサイクロコンバータの非対称ゲート制御方式について、各動作モードにおけるゲート制御法、アナログ方式によるゲート回路の構成法を明らかにした。さらに、スイッチング行列を用いた入出力波形の統一的な解析法を提案し、非対称ゲート制御方式（非循環電流形）は、従来の対称ゲート制御方式（循環電流形、非循環電流形）に比べ、基本波カ率が1.2～2倍程度改善されることなどを明らかにした。

第5章

縦続接続サイクロコンバータの入力基本波力率の改善法として縦続非対称ゲート制御方式を提案し、2段縦続で最大5個、3段縦続では最大7個の動作モードを有し、動作モードの領域と各モードにおけるゲート制御法を明らかにした。さらに、縦続非対称ゲート制御形サイクロコンバータのミニコンを用いたDDCシステムを開発し、極めて安定な運転が行なえることを実験的に確認し、基本波力率は、前章で提案した非対称ゲート制御方式にまさる改善が達成できた。

第6章

サイクロコンバータの電流制御系について、マイクロコンピュータ制御個有の不安定現象を実験的に指適し、従来、明確にされていなかったサイクロコンバータの電流制御系の安定度を示す評価指標 (FRI : Figure of Ripple Instability) を提案し、これを理論的に導出した。さらに、2章で展開したサイクロコンバータと整流回路の等価性の理論を適用した近似解析によって、実用的には制御系の安定度を評価できることを明らかにした。続いて、安定性の改善法として、電流指令が正弦波状に変化することに着目した新しい制御法を提案し、FRIを用いて回路定数を決定すれば安定でかつ良好な電流制御が行なえることを実験的に確認した。

なお、第2章と第3章では側帯波群の合成実効値の解析は電流の重なりを無視して行ない、整流回路との等価性を論じたが、実際には電流の重なりの高調波に与える影響が考慮されなければならない。しかし、この解析は非常に複雑になるし、電流の重なりを無視した場合の解析結果は電流の重なりを考慮した場合に比べて一般に大きくなるので、第2章と第3章の解析結果がそれらの上限值を与えているとも考えられるが、電流の重なりを考慮した場合の基本波実効値や側帯波群の合成実効値がどのような式で表わされるかは今後に残された

重要な研究課題である。

また、第4章と第5章で提案した非対称ゲート制御方式、縦続非対称ゲート制御方式は、力率改善用進相コンデンサや変圧器の容量軽減に絶大な偉力を発揮し、特に入出力が多相化される大容量サイクロコンバータに対して有利であると思われるが、サイクロコンバータを高調波フィルタや力率改善用進相コンデンサをも含めた周波数変換システムと考えたとき、各方式の経済性や電力系統への高調波障害はどうかなどのシステム的な検討が残されている。

さらに、第6章で提案し、導出したFRIはデジタル制御系の安定性の評価に有効であるが、電流の重なりを無視しているので150 Hz(電源周波数50 Hz, 6パルス)以下の共振を予想することはできない。そこで今後は、サイクロコンバータの電流制御系の、電流の重なりを考慮した安定度の評価指標を検討する必要がある。

謝 辞

本研究を進めるにあたり、終始御指導、御鞭撻を賜わりました宮入庄太教授（現、東京工業大学名誉教授、東京電機大学教授）に心からお礼申し上げます。

日頃から適切な御助言をいただき、また、最終学年で直接御指導いただいた片岡昭雄助教授、深尾正助教授に厚くお礼申し上げます。

しばしば御助言をいただき、御討論くださいました佐藤則明教授に厚くお礼申し上げます。

「サイクロコンバータ」について教えていただいた宮入研究室高橋勲助手（現、長岡技術科学大学助教授）に厚くお礼申し上げます。

「コンピュータ」について教えていただいた大学院博士課程藤田光章氏（現、三菱電機）に厚くお礼申し上げます。

また、本研究に御協力くださいました大学院修士課程藤田昌雄氏（現、電源開発）、卒研究生高橋広文氏（現、北海道電力）、卒研究生藤原守男氏（現、大学院修士課程）に深く感謝いたします。

最後に、研究室の諸先輩、同僚、後輩の方々に、ともに研究生活を送っていただいたことに心から感謝いたします。

参考文献

第1章に関して

- (1) 例えば, 太田他: 「交流可変速駆動システム」 東芝レビュー, 31巻
7号, p563, 1976
- (2) B. R. Pelly: "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cyclo-converters", John Wiley & Sons 1971
西條記: 「サイクロコンバータ」 電気書院, 1976
- (3) W. McMurray: "The Theory and Design of Cycloconverters"
The MIT Press, 1972
- (4) L. Gyugyi and B. R. Pelly: "Static Power Frequency Changers"
John Wiley & Sons, 1976
- (5) D. Riehlein: "Getriebeloser antrieb für eine Zementmahlanlage"
Siemens Zeitschrift, 45, Heft 4, 1971
- (6) 京谷: 「浮上式鉄道宮崎実験線」 電気学会雑誌 97, p37, 昭和52年
8月号, 1977
- (7) 例えば, Harry H. Chen: "A Microprocessor Control of a Three-
Pulse Cycloconverter", IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum.,
Vol. IECI-24, No. 3, August, 1977
- (8) 宮入編: 「サイリスタ応用ハンドブック」 日刊工業新聞社, 1972
- (9) 高橋, 宮入: 「サイクロコンバータの点弧方式と波形解析」 電気学会
雑誌 90-4, 昭和45年4月号, 1970

第2章に関して

- (10) 井村: 「正弦波出力サイクロコンバータの高調波と無効電力」 制御変
換装置研究会資料 PCC-75-2, 昭和50年6月, 1975

- (11) 高橋, 宮入: 「PWMインバータの出力波形とゲート信号との関係」
電気学会論文誌 95-B, P73, 昭和50年2月号, 1975
- (12) S. Miyairi, H. Akagi, T. Fukao and M. Fujita: "Equivalence in Harmonics between Cycloconverters and Bridge Converters" IEEE/IAS, ISPC 1977. (IEEE Trans. Industr. Applic. IA掲載予定)
- (13) 赤木, 深尾, 藤田, 宮入: 「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」 電気学会論文誌 98-B p511, 昭和53年6月号, 1978
- (14) 赤木, 深尾, 宮入: 「サイクロコンバータの出力電圧高調波に関する考察(負荷力率と高調波分布の関係)」 昭和52年電気学会東京支部大会, No. 164
- (15) 赤木, 深尾, 宮入: 「サイクロコンバータの出力電圧の高調波振幅に関する一考察」 昭和52年電気学会全国大会, No. 700

第3章に関して

- (16) 赤木, 深尾, 宮入: 「サイクロコンバータと整流回路の入力電流高調波の等価性」 昭和53年電気関係学会東海支部連合大会 No. 167
- (17) 赤木, 深尾, 宮入: 「サイクロコンバータのパワーフロー(基本波無効電力の理論的考察)」 昭和53年電気学会全国大会 No. 555
- (18) 藤原, 井村: 「サイリスタ変換器の入力出力端の無効電力スペクトルについて」 制御変換装置研究会資料, PCC-78-3 昭和53年1月
- (19) 西條, 加賀, 藤原, 井村: 「無効電力補償形サイクロコンバータの入力電流の高調波」 電気学会論文誌 98-B, p63 昭和53年1月号

第4章に関して

- (20) 堀井: 「可変速駆動におけるパワーエレクトロニクスの展望」 昭48年電気四学会連合大会 No. 25

- (21) 高橋, 赤木, 宮入: 「非対称ゲート制御方式によるサイクロコンバータの基本波力率の改善」 電気学会論文誌 96-B, P75 昭和51年2月号
- (22) 高橋, 赤木, 宮入: 「ブリッジ形サイクロコンバータの制御法と波形解析法」 電気学会論文誌 96-B, P82, 昭和51年2月号, 1976
- (23) 立花, 坪井: 「サイリスタ多重ブリッジ回路のゲート点弧法」 昭和41年電気学会東京支部大会 No. 331
- (24) 宮入, 高橋 関口: 「フォトカプラを用いたサイリスタゲート回路」 昭和49年電気関係学会東海支部連合大会 3a-B-4

第5章に関して

- (25) 赤木, 高橋, 藤田, 宮入: 「縦続接続サイクロコンバータの入力基本波力率の改善法とそのゲート制御方法」 電気学会論文誌 97-B, P481 昭和52年8月号
- (26) 西條, 渡部, 真瀬, 荒井: 「サイクロコンバータの対称・非対称制御の比較(発生高調波と消費電力)」 昭和50年電気学会全国大会, No. 713
- (27) 宮入, 高橋, 藤田, 柳谷: 「ミニコンによる直流電圧パターン制御」 昭和49年電気学会全国大会, No. 437
- (28) 宮入, 高橋, 赤木, 藤田: 「縦続非対称ゲート制御形サイクロコンバータの入力基本波力率, 入力電流, 出力電圧高調波解析」 昭和51年電気学会全国大会, No. 688

第6章に関して

- (29) 南: 「マイクロコンピュータの最近の動向」 才27回自動制御講習会資料, 昭和53年2月
- (30) 赤木, 藤田, 深尾, 宮入: 「サイクロコンバータの制御回路へのマイクロコンの導入」 電気学会論文誌(研究開発ノート), 98-B, P199 昭和53年2月号, 1978

- (31) T. Fukao, H. Akagi and S. Miyairi : " A Direct Digital Control of a Three-Phase Six-Pulse Cycloconverter using a Microprocessor " IEEE / IECI Conference and Exhibit on Industrial Applications of Microprocessors, March, 1979 発表予定
- (32) F. Fallside et al : " Ripple instability in closed-loop control systems with thyristors amplifiers " P IEE, Vol. 114, No. 1, January, 1967
- (33) P. A. Hazell et al : " Stability properties of certain thyristor-bridge control systems " P IEE, Vol. 117, No. 7, July, 1970
- (34) 西條 : 「リニアモータ用サイクロコンバータ制御系の検討」 電気学会論文誌 98-B, p243, 昭和53年3月号, 1978
- (35) 赤木, 藤田, 深尾, 宮入 : 「サイクロコンバータの電流制御系のマイクロコンピュータ制御 (I. 制御系の安定性)」 電気学会論文誌B分冊投稿中
- (36) 赤木, 藤田, 深尾, 宮入 : 「サイクロコンバータの電流制御系のマイクロコンピュータ制御 (II. 安定性の改善法)」 電気学会論文誌B分冊投稿中
- (37) 田村, 多田隈 : 「電流制御形サイクロコンバータのデジタルシミュレーション」 制御変換装置研究会資料, PCC-74, 昭和49年6月
- (38) J. P. Secena-Paiva et al : " Stability study of controlled rectifiers using a new discrete model " P IEE Vol. 119, No. 9, Sept. 1972
- (39) 赤木, 藤田, 深尾, 宮入 : 「サイクロコンバータの制御回路へのマイクロコンの適用とその留意点」 情報処理研究会資料 IP-78-16, 昭和53年3月

付録I 最大基本波力率を得る制御角の条件

$$\cos \alpha_1(\omega_0 t_1) + \cos \alpha_2(\omega_0 t_1) = 2a \cdot \cos \omega_0 t_1 \quad (-\text{定})$$

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \pi - \gamma$$

のもとで

$$\sin \alpha_1(\omega_0 t_1) + \sin \alpha_2(\omega_0 t_1)$$

を最小にする α_1, α_2 の条件を求めよ。

[解]

付録1図のAPQBは半径1の円の一部である。いま、図のように円弧上にP, Qをとり、 $\angle POA = \alpha_1$, $\angle QOA = \alpha_2$ とするとP点, Q点はそれぞれ、 $P(\cos \alpha_1, \sin \alpha_1)$, $Q(\cos \alpha_2, \sin \alpha_2)$ と表わされる。

また、P, Qの中点をR(x, y) とすれば

$$x = \frac{1}{2}(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) = a \cdot \cos \omega_0 t_1 \quad (-\text{定})$$

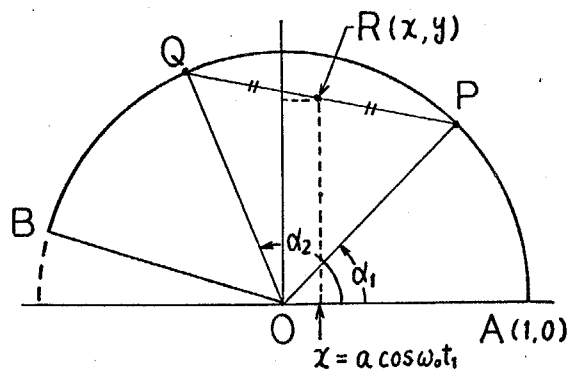
$$y = \frac{1}{2}(\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2)$$

となる。従って、一定のxに対してyが最小となる場合はP点がA点、またはQ点がB点に重なる時であることは明らかで、

○ P点がA点に重なる場合は

$$a \cdot \cos \omega_0 t_1 \geq (1 - \cos \gamma) / 2 \quad \text{のとき}$$

$$\alpha_1 = 0$$



付録1図 基本波力率と制御角の関係

$$\alpha_2 = \cos^{-1}(2a \cos \omega_0 t_1 - 1)$$

○ Q 点が B 点に重なる場合は

$$a \cdot \cos \omega_0 t_1 \leq (1 - \cos \gamma) / 2 \quad \text{のとき}$$

$$\alpha_1 = \cos^{-1}(2a \cdot \cos \omega_0 t_1 + \cos \gamma)$$

$$\alpha_2 = \pi - \gamma$$

となる。

付録 II パルス数に対する FRI の変化

基本的な導出過程は同一であるが、サイクロコンバータのパルス数によって変更を要する点は、

(i) サイクロコンバータの出力電流: $i_L(t)$

(ii) 理想状態での転流時刻 t_1 から次の転流時刻 t_2 までの位相角: $\varphi(t_1)$ である。これらは次式で与えられる。

$$i_L(t) = \frac{\sqrt{2} V_0}{Z} \left[\sin\{\omega t + \alpha(t_1) + \theta_p - \gamma\} - \sin\{\alpha(t_1) + \theta_p - \gamma\} \exp\left(-\frac{t}{T_L}\right) \right] \\ + i_L(t_1) \exp\left(-\frac{t}{T_L}\right) \quad (\text{付1})$$

$$\varphi(t_1) \equiv \frac{2\pi/P}{1 + \frac{\omega_0}{\omega} \cdot \frac{K' \cos(\omega_0 t_1 + \lambda_2)}{\sin[\cos^{-1}\{K' \sin(\omega_0 t_1 + \lambda_2)\}]}} \quad (\text{付2})$$

ただし、 P : パルス数, $\theta_p = \{1 - (2/P)\} \pi / 2$
これらの式を用いて FRI を導出すると

$$FRI = \frac{\Delta \alpha_1 - \Delta \alpha_2}{\Delta \alpha_1} = 1 - \frac{B}{A}$$

ただし、

$$A = \frac{\sqrt{2}V_L}{Z} \cdot \left[\cos\{\alpha(t_1) + \theta_p - \gamma + \varphi(t_1)\} + \sin\{\alpha(t_1) + \theta_p - \gamma\} \frac{\xi(t_1)}{\omega T_L} \right. \\ \left. - \frac{i_L(t_1)}{\omega T_L} \xi(t_1) - \left\{ \frac{\sin\alpha(t_2)}{K_1 K_2} + \frac{I_r \omega_0}{K_2 \omega} \cdot \cos\omega_0 t_2 \right\} \right] \quad (\text{付3})$$

$$B = \frac{\sqrt{2}V_L}{Z} \cdot \left[\cos\{\alpha(t_1) + \theta_p - \gamma\} \xi(t_1) + \sin\{\alpha(t_1) + \theta_p - \gamma\} \frac{\xi(t_1)}{\omega T_L} \right. \\ \left. - \frac{i_L(t_1)}{\omega T_L} \xi(t_1) - \left\{ \frac{\sin\alpha(t_1)}{K_1 K_2} + \frac{I_r \omega_0}{K_2 \omega} \cdot \cos\omega_0 t_1 \right\} \xi(t_1) \right] \quad (\text{付4})$$

となる。ここで、パルス数を無限大にすると

$$\theta_p \longrightarrow \frac{\pi}{2}, \quad \varphi(t_1) \longrightarrow 0, \quad \xi(t_1) \longrightarrow 1, \quad \alpha(t_2) \longrightarrow \alpha(t_1)$$

となり

$$\lim_{p \rightarrow \infty} FRI = 0$$

が得られる。

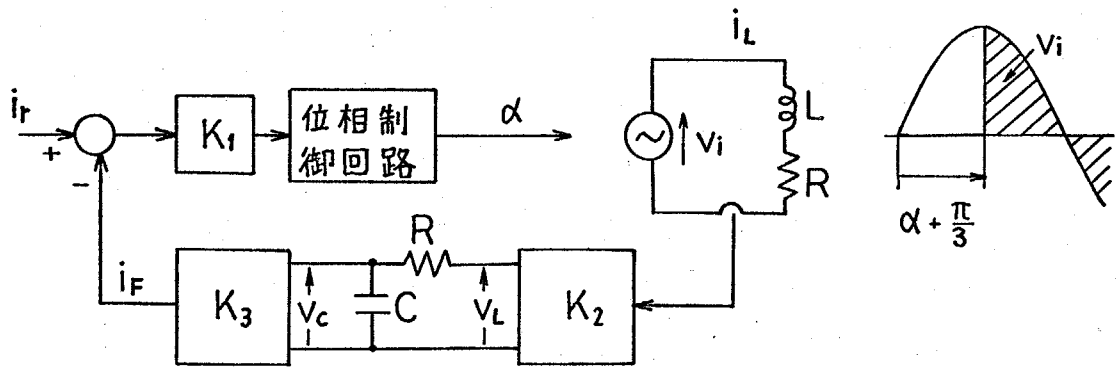
付録Ⅲ フィルタを挿入した制御系のFRIの導出

ここでは、才6-18図のフィルタを挿入した制御系のFRIを導出する。
付才2図は、制御系の構成を示したものであり、図から次式の微分方程式が得られる。

$$V_i = R(i_L + T_L \frac{di_L}{dt}) \quad (\text{付6})$$

$$V_L = K_2 i_L = V_c + T_F \frac{dV_c}{dt} \quad (\text{付7})$$

$$i_F = K_3 V_c \quad (\text{付8})$$



付2図 フィルタを挿入した制御系の構成図

これらの式をラプラス変換し、 I_F について整理すると

$$I_F = \frac{K_2 K_3 / R}{(1 + sT_F)(1 + sT_L)} V_i + \frac{K_2 K_3 T_L}{(1 + sT_F)(1 + sT_L)} i_L(t_1) + \frac{K_3 T_F}{1 + sT_F} v_C(t_1) \quad (付9)$$

を得る。ただし、 $i_L(t_1)$ 、 $v_C(t_1)$ は転流時刻 t_1 における出力電流およびコンデンサ電圧である。(付9)式において、右辺の第1項が特殊解、第2、3項が一般解である。

○第1項

第1項を部分分数展開すると

$$\text{第1項} = \frac{K_2 K_3 T_F}{T_F - T_L} \cdot \frac{1/R}{1 + sT_F} V_i - \frac{K_2 K_3 T_L}{T_F - T_L} \cdot \frac{1/R}{1 + sT_L} V_i \quad (付10)$$

となる。ただし、 $T_F \neq T_L$ とする。

ここで、(付10)式の逆ラプラス変換を行なうと次式を得る。

$$\mathcal{L}^{-1}(\text{第1項}) = A_L I_L \left[\sin\{\omega t' + \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L\} - \sin\{\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L\} \exp(-\frac{t'}{T_L}) \right]$$

$$- A_F I_F \left[\sin\{\omega t' + \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F\} - \sin\{\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F\} \exp(-\frac{t'}{T_F}) \right]$$

(付11)

ただし,

$$A_L = \frac{K_2 K_3 T_L}{T_L - T_F}, \quad A_F = \frac{K_2 K_3 T_F}{T_L - T_F}, \quad I_L = \frac{\sqrt{2} V_0}{Z_L}, \quad I_F = \frac{\sqrt{2} V_0}{Z_F}$$

$$Z_F = R \sqrt{1 + (\omega T_F)^2}, \quad \gamma_F = \tan^{-1} \omega T_F, \quad t' = t - t_1$$

○ 才2, 3項

才2項について部分分数展開すると

$$\text{才2項} = A_L \left\{ \frac{T_F}{1 + s T_F} - \frac{T_L}{1 + s T_L} \right\} i_L(t_1) \quad (\text{付12})$$

を得る。才2, 3項についての逆ラプラス変換は次式で与えられる。

$$\mathcal{L}^{-1}(\text{才2項} + \text{才3項})$$

$$= A_L \left\{ \exp\left(-\frac{t'}{T_F}\right) - \exp\left(-\frac{t'}{T_L}\right) \right\} i_L(t_1) + K_3 u_C(t_1) \exp\left(-\frac{t'}{T_F}\right) \quad (\text{付13})$$

以上に求めた(付9)~(付13)式から, FRIの計算を行なう上での基本式は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_F(t) = & A_L I_L \left[\sin\left\{ \omega(t-t_1) + \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L \right\} - \sin\left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L \right\} \exp\left(-\frac{t-t_1}{T_L}\right) \right] \\ & - A_F I_F \left[\sin\left\{ \omega(t-t_1) + \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F \right\} - \sin\left\{ \alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F \right\} \exp\left(-\frac{t-t_1}{T_F}\right) \right] \\ & + A_L i_L(t_1) \left\{ \exp\left(-\frac{t-t_1}{T_L}\right) - \exp\left(-\frac{t-t_1}{T_F}\right) \right\} + i_F(t_1) \exp\left(-\frac{t-t_1}{T_F}\right) \quad (\text{付14}) \end{aligned}$$

さらに, 時刻 t_1' , t_2' での接続条件は次式で与えられる。

○ 時刻 t_1'

$$\alpha(t_1') = \alpha(t_1) + \Delta\alpha_1 \quad (\text{付15})$$

$$i_L(t_1') = i_L(t_1) + \Delta i_{L1} \quad (\text{付16})$$

$$i_F(t_1) = i_F(t_1) + \Delta i_{F1} \quad (\text{付17})$$

$$i_r(t_1) = i_r(t_1) + \Delta i_{r1} \quad (\text{付18})$$

$$K_1 \{ i_r(t_1) - i_F(t_1) \} = \cos \alpha(t_1) \quad (\text{付19})$$

○時刻 t_2

$$\alpha(t_2) = \alpha(t_2) + \Delta \alpha_2 \quad (\text{付20})$$

$$i_L(t_2) = i_L(t_2) + \Delta i_{L2} \quad (\text{付21})$$

$$i_F(t_2) = i_F(t_2) + \Delta i_{F2} \quad (\text{付22})$$

$$i_r(t_2) = i_r(t_2) + \Delta i_{r2} \quad (\text{付23})$$

$$K_1 \{ i_r(t_2) - i_F(t_2) \} = \cos \alpha(t_2) \quad (\text{付24})$$

以上の接続条件および(付14)式とから、線形近似を行なうことにより $\Delta \alpha_1$ と $\Delta \alpha_2$ の関係は次式のように求められる。

$$\begin{aligned} & \Delta \alpha_1 \cdot \left\{ A_L I_L \left\{ \cos(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L) \frac{\xi_L}{\omega T_L} + \sin(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L) \frac{\xi_L}{\omega T_L} \right\} \right. \\ & \quad \left. - A_F I_F \left\{ \cos(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F) \frac{\xi_F}{\omega T_F} + \sin(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F) \frac{\xi_F}{\omega T_F} \right\} \right. \\ & \quad \left. - \left\{ A_L i_L(t_1) \left(\frac{\xi_L}{\omega T_L} - \frac{\xi_F}{\omega T_F} \right) + i_F(t_1) \frac{\xi_F}{\omega T_F} + \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta \alpha_1} A_L (\xi_L - \xi_F) + \frac{\Delta i_{F1}}{\Delta \alpha_1} \xi_F \right\} \right\} \\ & = \Delta \alpha_2 \cdot \left\{ A_L I_L \left\{ \cos(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L + \varphi(t_1)) + \sin(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_L) \frac{\xi_L}{\omega T_L} \right\} \right. \\ & \quad \left. - A_F I_F \left\{ \cos(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F + \varphi(t_1)) + \sin(\alpha(t_1) + \frac{\pi}{3} - \gamma_F) \frac{\xi_F}{\omega T_F} \right\} \right. \\ & \quad \left. - \left\{ A_L i_L(t_1) \left(\frac{\xi_L}{\omega T_L} - \frac{\xi_F}{\omega T_F} \right) + i_F(t_1) \frac{\xi_F}{\omega T_F} + \frac{\Delta i_{F2}}{\Delta \alpha_2} \right\} \right\} \quad (\text{付25}) \end{aligned}$$

ここで、 $\frac{\Delta i_{F1}}{\Delta \alpha_1}$ 、 $\frac{\Delta i_{F2}}{\Delta \alpha_2}$ は接続条件から

$$\frac{\Delta i_{F1}}{\Delta \alpha_1} = \frac{\sin \alpha(t_1)}{K_1} + \frac{\omega_0}{\omega} I_r \cos \omega_0 t_1 \quad (\text{付26})$$

付7

$$\frac{\Delta i_{F2}}{\Delta \alpha_2} = \frac{\sin \alpha(t_2)}{K_1} + \frac{\omega_0}{\omega} I_r \cos \omega_0 t_2 \quad (付27)$$

となる。 $\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta \alpha_1}$ については(付7), (付8)式から導出する。

$$K_2 K_3 i_L = i_F + T_F \frac{di_F}{dt} \quad (付28)$$

上式に(付16), (付17)式を代入し, 線形近似を用いて整理すると

$$K_2 K_3 \Delta i_{L1} = \Delta i_{F1} + T_F \frac{d}{dt}(\Delta i_{F1}) \quad (付29)$$

となる。ここで線形近似の仮定から

$$\frac{d}{dt}(\Delta i_{F1}) = 0 \quad (付30)$$

であるから, (付28), (付30)式から

$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta \alpha_1} = \frac{\sin \alpha(t_1)}{K_1 K_2 K_3} + \frac{\omega_0 I_r \cos \omega_0 t_1}{\omega K_2 K_3} \quad (付31)$$

となる。

以上から, フィルタを挿入した制御系のFRIは(6-64)式となる。さらに $i_F(t)$, $i_L(t)$, $\alpha(t)$ についてはオ6-18図の基本波に着目したブロック図から求めることができる。ここで, 電流指令 i_r を $i_r = I_r \sin \omega_0 t$ とする。

○ $i_L(t)$ について

オ6-18図より, i_r と i_L の関係は

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{\frac{K_1 E_{d0}}{R} \cdot \frac{1}{1+j\omega_0 T_L}}{1 + \frac{K_1 K_2 K_3 E_{d0}}{R(1+j\omega_0 T_L)(1+j\omega_0 T_F)}} \\ &= \frac{K}{K_2 K_3} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{1+\chi_{F0}^2} + j(\chi_{L0} - \frac{K\chi_{F0}}{1+\chi_{F0}^2})} \cdot i_r \end{aligned} \quad (付32)$$

となる。ただし、 $\chi_{L0} = \omega_0 T_L$ 、 $\chi_{F0} = \omega_0 T_F$ 、 $K = K_1 K_2 K_3 E_{d0} / R$ 。従って、 $i_L(t)$ は

$$i_L(t) = \frac{K I_r / K_2 K_3}{\sqrt{1 + \chi_{L0}^2 + \frac{2K(1 - \chi_{L0}\chi_{F0}) + K^2}{1 + \chi_{F0}^2}}} \sin(\omega_0 t - \lambda_1) \quad (付33)$$

$$\lambda_1 = \tan^{-1} \frac{\chi_{L0}(1 + \chi_{F0}^2) - K\chi_{F0}}{1 + \chi_{F0}^2 + K}$$

と与えられる。

○ $i_F(t)$ について

表6-18図から、 $i_r(t)$ と $i_F(t)$ の関係は次式で示される。

$$i_F = \frac{K}{1 + K - \chi_{L0}\chi_{F0} + j(\chi_{L0} + \chi_{F0})} i_r \quad (付34)$$

$$\therefore i_F(t) = \frac{K I_r}{\sqrt{(1 + K - \chi_{L0}\chi_{F0})^2 + (\chi_{L0} + \chi_{F0})^2}} \sin(\omega_0 t - \lambda_2) \quad (付35)$$

$$\lambda_2 = \tan^{-1} \frac{\chi_{L0} + \chi_{F0}}{1 + K - \chi_{L0}\chi_{F0}}$$

○ $\alpha(t)$ について

表6-18図から、制御信号 i_c と i_r との関係は次式で示される。

$$i_c = \frac{K_1}{1 + \frac{K(1 - \chi_{L0}\chi_{F0})}{(1 + \chi_{L0}^2)(1 + \chi_{F0}^2)} - jK \frac{\chi_{L0} + \chi_{F0}}{(1 + \chi_{L0}^2)(1 + \chi_{F0}^2)}} i_r \quad (付36)$$

$i_c = \cos \alpha(t)$ から、 $\alpha(t)$ は

$$\alpha(t) = \cos^{-1} \left\{ \frac{I_r K_1}{\sqrt{1 + \frac{2K(1 - \chi_{L0}\chi_{F0}) + K^2}{(1 + \chi_{L0}^2)(1 + \chi_{F0}^2)}}} \sin(\omega_0 t - \lambda_3) \right\}$$