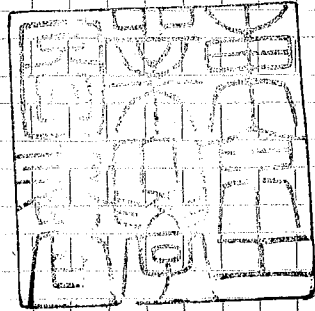


論文 / 著書情報  
Article / Book Information

題目(和文)	S C R 電力増幅器の研究
Title(English)	
著者(和文)	深尾正
Author(English)	TADASHI FUKAO
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305号, 授与年月日:1969年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:宮入庄太
Citation(English)	Degree:Doctor of Engineering, Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第305号, Conferred date:1969/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

SCR電力増幅器の研究

昭和44年3月



指導教官 宮入庄太教授

提出者 東京工業大学大学院博士課程  
電気工学専攻

深尾正

東京工業大学 267111

# 目 次

## 第1章 まえがき

### 1.1 研究の目的

### 1.2 研究の範囲および内容梗概

## 第2章 SCR 電力増幅器の原理および特性

### 2.1 まえがき

### 2.2 SCR 電力増幅器の原理

#### 2.2.1 電流制御形電力増幅器の動作原理

#### 2.2.2 電圧制御形電力増幅器の動作原理

### 2.3 SCR 電力増幅器の特性

#### 2.3.1 入力出力特性

#### 2.3.2 スイッチング周期と偏差, 検出回路時定数の関係

#### 2.3.3 周波数応答性

#### 2.3.4 起電力をもつ $L-R$ 負荷時およびブリルグ回路と接続した場合の増幅器の特性の考察

### 2.4 第2章のまとめ

## 第3章 SCR 電力増幅器主回路の構成

### 3.1 まえがき

### 3.2 補助充電回路をもつ反発パルス形スイッチング

	用いた主回路の構成	37
3.2.1	回路構成および動作	38
3.2.2	回路定数とSCR逆バイアス時間の関係	41
3.2.3	$\lambda$ と転流期間の長さ $T_c$ の関係	46
3.2.4	$\lambda_0$ と転流損失の関係	48
3.2.5	最小スイッチング間隔に対する考察	49
3.2.6	補助充電回路の定数に対する考察	51
3.2.7	回路定数の決定法	51
3.3	第3章のまとめ	56

## 第4章 制御回路 57

4.1	まえがき	57
4.2	制御回路の構成と各部の動作	60
4.2.1	比較回路	61
4.2.2	電流極性判別回路	63
4.2.3	出力回路	63
4.2.4	同相共振防止回路	64
4.2.5	リセットパルス発生回路	65
4.3	可飽和鉄心を用いた電流比較回路の原理とその応用	69
4.3.1	角形ヒステリシスコアを用いた電流比較回路の構成	73
4.3.2	角形ヒステリシスコアを用いた電流比較回路の動作特性と問題点	75
4.3.3	非角形磁化特性をもつコアを用いた電流比較回路とその特性	78

4.3.4	バイアス巻線をもつ電流比較回路	81
4.3.5	コア巻線回数, コア特性, 負荷電流の立ち上りと不感帯, 基準値回路の損失および応答性の関係	82
4.3.6	駆動パルス巻線 $N_3$ , 出力巻線 $N_4$ , バイアス回路および駆動パルス周波数の決定法	92
4.3.7	電流比較回路の定数決定の手順と数値例	93
4.3.8	電流比較回路の応用例とその特性	97
4.4	第4章のまとめ	

## 第5章 三相電力増幅器の構成とその特性 103

5.1	まえがき	103
5.2	三相電力増幅器構成上の問題点	104
5.3	主回路, 制御回路の構成と動作	105
5.4	三相電力増幅器の特性	109
5.4.1	入力出力特性	109
5.4.2	効率	109
5.4.3	定電流特性	112
5.4.4	周波数特性	112
5.5	第5章のまとめ	115

## 第6章 電力増幅器用電源回路

	二方向性をもつ AC/DC 変換装置	116
6.1	まえがき	116
6.2	電力増幅器用直流電源に対して考慮すべき点	119

6.3	単相交流直流変換装置の動作理論	121
6.3.1	動作理論	121
6.3.2	$e_a, E_1, \alpha$ および $U_s$ と電力の授受の関係	125
6.3.3	伝送電力と直流余裕角の関係	130
6.4	単相交流直流変換装置の回路定数の決定法 および実験結果	132
6.4.1	コンデンサ $C$ の大きさと逆変換電力の限界 値 $W_m$ の関係	132
6.4.2	フィルタコンデンサ容量と直流出力電圧の 変動	134
6.4.3	$\omega_0/\omega, \alpha$ と直流出力電圧平均値の関係	135
6.4.4	$Q$ の変化に対する考察	135
6.4.5	定数決定の手順および数値例	136
6.4.6	ゲート回路および実験結果	137
6.5	第6章のまとめ	141

## 第7章 電力増幅器の応用 142

7.1	まえがき	142
7.2	直流電動機の速度制御	143
7.3	直流電動機の周波数応答性の測定	145
7.3.1	電圧制御形電力増幅器を用いる場合 電機子電圧一定の場合	145
7.3.2	電流制御形電力増幅器を用いる場合 電機子電流一定の場合	147
7.4	三相誘導電動機の超低周波定電流駆動	151
7.5	第7章のまとめ	157


第8章 玉すい

158

謝辞

164

参考文献

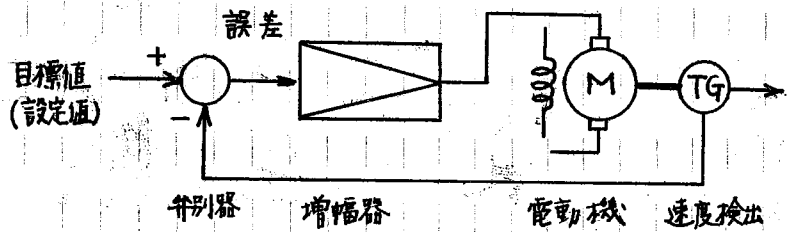
165

付録


# 第1章 まえがき

## 1.1 研究の目的

図1-1は代表的な自動制御系の構成で、電動機の回転数と目標値の差(誤差)を増幅して電機子電圧(あるいは界磁電流)を変え、常に目標値と速度検出値を一致させようとするものであるが、ここで、小さな誤差信号を電動機、電磁クラッチ、



あるいはブレーキのよう

な制御対象を制御するの

に必要な電力にまで増幅

する電力増幅器が必要に

図1-1 代表的な自動制御系の構成

なる。この増幅器の出力

の大きさは用いられる制御対象の必要とする電力によつて小は自動平衡計器に用いられる数W程度のもから、圧延機用の数千kWにおよぶ広い範囲にわたっている。そこで、出力の大きさ、応答性に依つてさまざまな電力増幅器が開発され用いられているが、これらは動作原理によつて次の三つに大別することができる。

(1) 真空管、トランジスタを線形として取り扱える領域で動作させた増幅器

(2) アンフリタイン、ロートローラ等の回転増幅機。

(3) 磁気増幅器、サイラトロン、リレーのスイッチングを用いた増幅器

これらの各種の増幅器の特徴を考えると、(1)のトランジスタ等の線形動作領域を用いた増幅器は周波数応答がよく、利得も高く、入力出力の直線性、忠実度とも優れているが、電源から送られる電力を増幅素子内で消費し、その量を入力信号によつて変化させることにより出力を変化させているため、効率が低く、大電力になると素子の放熱に問題があり、普通1~2kW

以下の電力増幅に用いられる。一方これ以上の大電力になると、静止器では磁気増幅器、回転機ではアンプリグイン、ロートルローレルなどの増幅機器が用いられてきた。これらの機器の主要部分はいずれも磁路と構成する鉄心と電路と構成する巻線とからなる電磁機器で、過負荷に耐えたり、構造がばようぶで信頼性が高いという長所をもつ反面、電磁機器の宿命として入力信号に対する出力の応答性が悪い。たとえば回転増幅機では数倍をこすと著しく増幅利得が減少し、10%程度ではほとんど零になる。また磁気増幅器は原理的には電源に周波数の高いものを用いれば応答性は改善され、現に可聴周波の増幅器として用いられたことも報告されているが、これらも大容量になると磁心などに問題が生じ、一般に実用されているものとしては400%または商用周波を電源とし、その理論的応答は一番速いものでも半サイクル以上である。したがって磁気増幅器の入力信号も回転形増幅機と同様に直流または電源周波の数十分の一程度の低周波で、しかもその電力利得は半サイクルの平均電力について考え、出力波形の入力信号に対する忠実度は問題にしてはいないのが普通である。

また、リレー増幅器はその簡便さのために家庭用電気器具の温度調節、ポンプの圧力調節等、余り精度を必要としない部分、あるいは時定数の大きなプロセス制御系に用いられているが、機械的接点の不安定さのために信頼性が低いこと、励磁コイルの時定数、接点の動作おくれなどのために応答性がよくないこと、接点の消耗を防ぐためにスイッチング周波数を高めることなどができないという欠点がある。

これに対してSCRが廃絶されるとこれを電力増幅器に用いようとする試みは早くから行われてきたが、これらの利点と比べて従来の磁気増幅器やサイリトロンをそのままSCRに置き換えるような使用法<sup>\*1,2,3</sup>で、その周波数応答性もほぼ従来のこれらの増幅器程度で、たとえば、電源周波数ωに対して直線性の保たれる増幅周波数領域はω/4以下という例が報告されている<sup>\*1</sup>のように必ずしもSCRの優れたスイッチング特性と充分生かした応用と


はいはいがたい。

近年、工業設備が大形化し、制御対象である電気機器にも大容量機が必要となり、しかも電動機制御に限ってみても、定速度制御ばかりではなく、分塊圧延機や巻取機の起動停止時にみられるような急加減速制御が要求され、また製紙、ヒートリタの連続工程でいくつかの電動機の間のわずかな速度差のために起る製品の切断などを防ぐためには、これらの電動機の速度の誤差を短時間に正確に制御できなくてはならない。それによって、このような制御系には高次の応答性と精度をもつ大電力増幅器が必要になる。

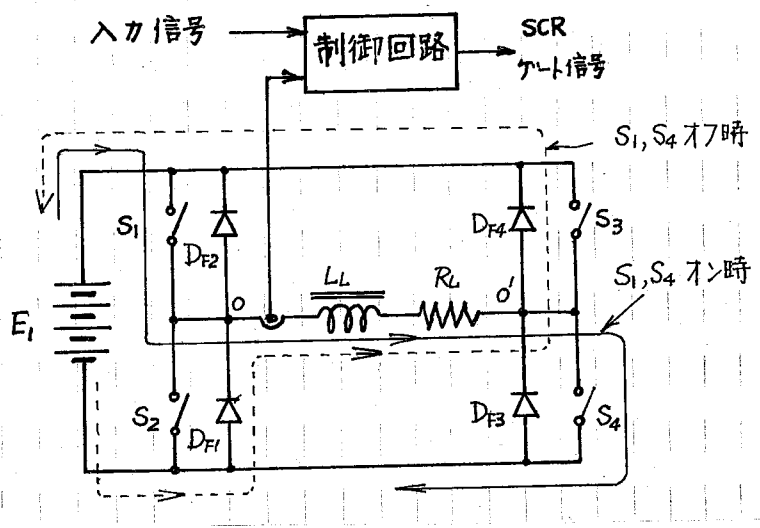
本論文は、SCRの出現によって可能になった大電力の分野における高速スイッチング技術を用いて上記の各増幅器の欠点を改善し、直流から数百周程度までの入力信号に対して応答でき、しかもその出力波形は入力信号波形に忠実で、高効率かつ大電力の増幅器を得ることを目的としたものである。すなわち、SCR DC スイッチ (SCR チョップ) を用いて直流電源をオンオフし、このスイッチング一サイクルの間に負荷へ送られる電力の平均値を入力信号によって刻々変化するにより入力信号波形に忠実な出力波形を得るとともに、スイッチング周波数を高めることにより、その周波数応答性を高めようとしたもので、この動作を行う SCR チョップを用いた増幅器主回路を提案し、この増幅器の実用性に伴う諸問題、すなわち、主回路と安定に動作させるための簡単で信頼性の高い制御回路を考案し、その特性を明らかにし、また、増幅器が回生運転を行う場合その電力を交流電源側に送り返すことのできる二方向性をもつ直流電源装置について動作を検討し、設計法と述べ、さらにこの電力増幅器の応用例について述べたものである。

このように、直流から数百周にわたる広い周波数応答性をもつ高効率、大電力の増幅器が得られれば、磁気増幅器や回転増幅機に代る電力増幅器として高精度の自動制御系の実現が可能になるばかりではなく、各種の電気機器の特性を規定するための電源として好適である。すなわち、近年インバータの飛躍的な発展に伴って、電気機器が単に商用周波の正弦波ばかりでなく超

低周波から数百倍の広い周波数領域のもとで、しかも矩形波のよう正弦波で運転されるようになり、このような状態で運転される機器の特性を知ろうとする場合や、また自動制御系の制御精度が要求されるようになって、制御機器の伝達関数を実測しようとする試みがなされていくが、\*4 このような場合には、任意の入力信号に対して忠実な出力波形の得られる大電力増幅器の試験設備として不可欠のものである。

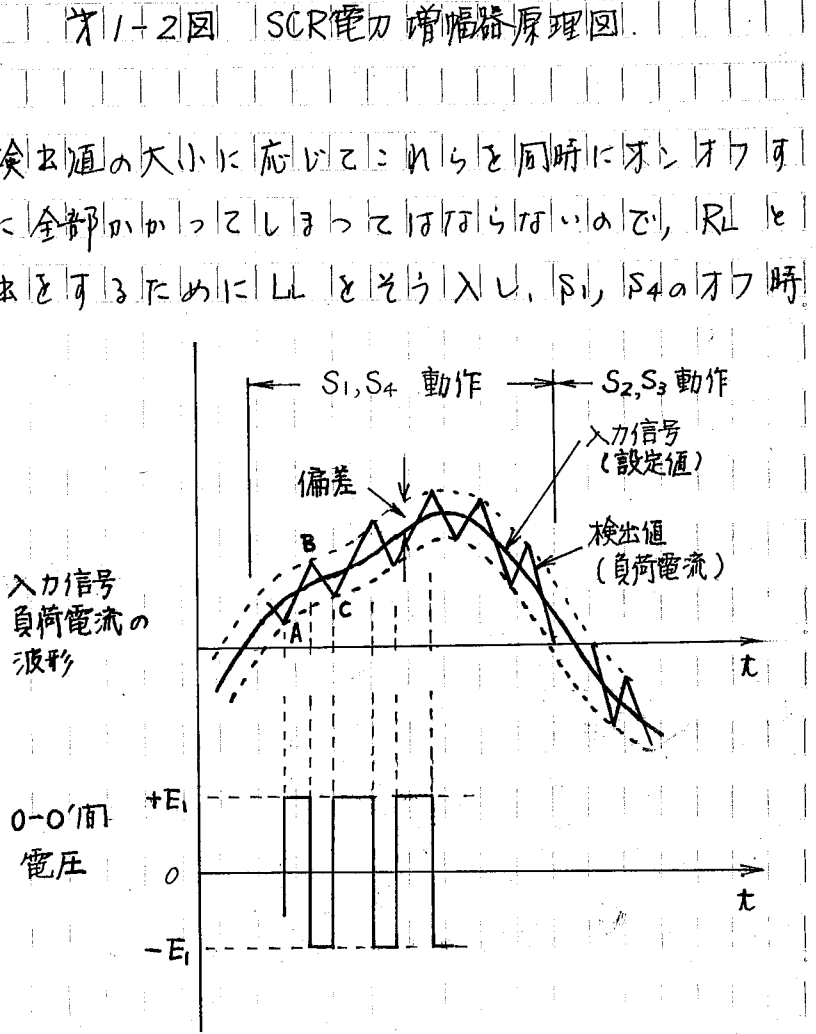
1.2 研究の範囲および内容梗概

図1-2回 は本論文の対象とするSCR電力増幅器の原理図で、任意の入力信号波形に忠実な波形の電力を直流電源  $E_1$  より負荷  $R_L$  に供給しようとするものであり、負荷電流を検出して入力信号より大きければ電源をオフし、小さければオン



ることができる。たとえば入力信号が正の場合には図1-2回の  $S_1$  と  $S_4$  を用い、入力信号と検出値の大きさに応じてこれらを同時にオンオフする。この場合、 $E_1$  が  $R_L$  に全部かかってしまっているのではないので、 $R_L$  と直列に電圧の吸収をば放電をできるように  $L_L$  をそうし、 $S_1, S_4$  のオフ時には  $L_L$  に蓄えられたエネルギー

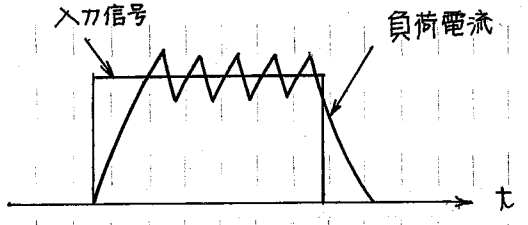
を  $E_1 - DF_1 - L_L - R_L - DF_4 - E_1$  を通って放出し、 $S_1, S_4$  のオフ時にも  $R_L$  に電流を通わせるようにしている。また入力信号が負の半サイクルには  $S_2, S_3$  の代わりに  $S_2, S_3$  が同時にオンオフする。



このようにして図1-3回に示すように、負荷回

図1-3回 入力信号、負荷電流の波形


路0-0'間の電圧波形は $S_1 \sim S_4$ のオンオフに従って電源電圧 $E_1$ が交互に現われたいものである。出力電流波形は設定値を中心にして帯に行きすぎ、もたつきをしない。この行きすぎ、もたつき量を以下偏差と呼ぶことにする。オンオフの周波数(スイッチング周波数)を高くできれば、この偏差は小さくとも小にし得るが、 $S_1 \sim S_4$ のスイッチにSCRチヨコパを用いているので、そのターンオフ時間の長から、この周波数しは偏差にある限度がある。また、このスイッチング周波数は偏差が一定ならば負荷回路の電流の立ち上りが大きい程短くなることから、負荷時定数 $\tau_L$ に対しても制限があり、このため、入力信号の周波数にも限界がある。たとえ、 $S_1$ と $S_4$ がオンになると電流は電源電圧 $E_1$ および負荷時定数 $\tau_L = L/R_L$ で立ち上りて増加するが、入力信号の立ち上りはこれより低くなければならぬ。さもないと入力信号を追跡して $S_1, S_4$ がオンオフできなく、波形の忠実さは得られなからである。そこでいま方形波入力に対しては、その出力波形はオ-4図のようになり、上に述べたようにその立ち上りは無制限に大きくすることではなから波形の忠実度にも限度がある。



以上増幅器主回路について述べたのであるが、本増幅器の満足な動作、実用性などはこの主回路だけでなく、制御回路にも負うところが多い。またその直流電源に対しては、オ-2図に示すように、電源から負荷への電力の正流もあるが逆流もあるため、蓄電池のように本カインピーダンスが低く、電力を蓄えうる特性をもつ電源あるいは交流電源から整流装置を通して直流を得る場合には、電力の流れが交流から直流への一方のみならず、逆流も可能な方向性をもつ電源装置が必要になる。

オ-4図 方形波入力信号に対する出力波形

本論文はこれらSCRチヨコパを用いた電力増幅器の実用化に伴う問題点に

ついて研究を行ったもので、各章の内容は次のようである。

## 第2章

第1-2図に示した電力増幅器は負荷電流が常に入力信号に追従して変化するようにはSCRスイッチをオンオフしたもので、負荷が変化したも、負荷電流は入力信号によって決まる値に保たれ、定電流源特性をもっている。以下、本論文ではこれを電流制御形電力増幅器と呼ぶことにする。

これに対して、従来電気機器は定電圧源で駆動するのが普通であり、電力増幅器にも定電圧源特性をもつものが必要である。この要求も、電圧の検出方法を工夫することにより実現できることを述べ(以下この特性をもつ増幅器と電圧制御形電力増幅器と呼ぶことにする)、この二つの形の増幅器が原理的には同一で、いわゆる二位置リレーを用いたオンオフ制御系であることと示した。

そして本章ではこれらの増幅器のSCRチヨツパが理想的なスイッチングを行うものと考え、増幅器の入力出力特性と負荷時定数、偏差の度、周波数応答性、スイッチング周期等の増幅器の基本的な動作と特性を明らかにした。

続いて、出力波形を改善するためにフィルタコンデンサを用いた場合、および、直流電動機のようなTi起電力負荷をもつ場合の動作について考察した。この結果、これらのSCRチヨツパを用いた増幅器が先に述べたとおり、原理的にはオンオフ制御系ではあるが、スイッチング周期を高めることができ、その線形動作領域と普通の制御対象の周波数領域より充分広くすることができる。これらの負荷に対して線形の増幅器と考えられることと示した。

### 第3章

電力増幅器に用いるSCR DC スイッチとしてほぼ任意の時刻にオンオフでき、かつスイッチングの上限周波数が高く、スイッチングに半導体損失の少く、安いものを用いることが望ましい。また、起電力自励時、特に自励電圧が高く、電流が小さい場合には電流コンデンサが必要で電圧で充電されるように、充電電圧のオンの期間が長くても、この充電電圧が電荷もれに比べて低下防止のために補助電源から電流コンデンサと容易に補助充電できるスイッチング回路が望ましい。

本章ではこれらの条件を考慮して、反発パルス形スイッチング回路を用いた主回路を提案し、回路定数決定の条件と求めた。

これらのSCRスイッチング回路が第2章の理想的なスイッチングと大きく異なる点、特にこの回路で補助SCRにゲート信号が加えられてもいる電流期間、自励電流は同じ方向に流れていること、このため出力の平均値は理想的な場合と比べて大きく異なる傾向にあり、入力出力特性の直線性を要せざるを得ない。またこの電流期間内はSCRにゲート信号を加えておかないことから、スイッチング周波数、レタカで応答周波数に上限がある。この長さ、SCRのターンオフ時間の2倍以上必要であるが、回路定数の選定方法により、この値に近づけることが可能で、回路の設計の中心である。またこの結果から、本SCR電力増幅器の増幅周波数の実用的な上限と求めた。

### 第4章

SCR電力増幅器の安定動作は主回路だけでなく、制御回路にも与える影響が多い。特に自励電流の検出をどのような方法で行うかは、増幅器に要求される特性、用途、あるいは出力の大小によって最適な方法は異なるであろうが、ここでは特に最も簡単な一般的な抵抗分流器を用いた制御回路の構成法を述べた。この方式は非常に高精度の応答性のもので制御ができるが、制御回路と主回路の絶縁が困難であること、雑音に対して弱く、出力欠陥が


ある。これに対して可飽和鉄心を用いた比較回路と考案し、その動作の検討、設計法について論じた。

本回路は主回路と入力各回路間の絶縁が容易で、本質的に負荷電流と入力信号電流の差で動作してゐるため、負荷電流の絶対値が大きくなるとも検出の感度(こゝでは不感帯の幅と称する)が高く、簡単だから直接SCRのゲートパルスが得られることから、ケヨツパ制御回路に最適であるばかりか、DCCTに代る電流検出器ある、IF電流の測定器としての用途も考えられる。

### 第5章

交流電動機を制御対象とする自動制御系には三相増幅器が必要である。これに対して第2、第3章で述べた单相増幅器を3台用いて各相の入力信号を増幅できるが素子数が多い(こゝり)、制御回路の絶縁、その他多くの問題が生ずる。

こゝでは装置の簡単化を主眼として、第3章に述べたケヨツパ回路を6台用いて三相ブリッジ形の増幅器を提案し、その動作と特性を述べた。

この増幅器の大きな特徴は電流検出に第4章に述べた可飽和鉄心を用いた比較回路を用いて絶縁の問題を解決した点にある。

### 第6章

本増幅器の電源としては、交流電源から整流装置を通して得るのが普通であるが、既に述べたとおり、電力の流れが両方向性ともつもので行ければならない。すなわち、電力が交流から直流への一方のみで行く、逆方向へも伝送できるもので行ければならない。

本章では、单相ブリッジ整流回路の各整流器に逆並列SCRと接続して変換装置を提案し、その動作解析を行った。

本回路は主回路、ゲート回路とも簡単で高効率であるから、一般の直流電源としても広い用途が期待できる。


## オ7章

単相および三相電力増幅器の応用の一例として、直流電動機の速度制御、  
誘導電動機の負荷の慣性効率と摩擦抵抗の調定、周波数応答性の調定、三相  
誘導電動機の定電流超低速度運転の実測結果を示した。

## オ8章

本論文で得られた結論をまとめおのてみる。

## 第 2 章 SCR 電力増幅器の原理および特性

### 2.1 まえがき

図 1-2 図に示した SCR 増幅器 (電流制御形電力増幅器) は負荷電流波形が  
入力信号に一致するようにチョッパをオンオフ制御したもので、負荷が変わ  
ても負荷電流は入力信号によって決まる値に保たれ、定電流源特性をもつ。

これに対して、従来多くの電気機器は定電圧源で駆動されるのが普通で、  
このため交流用、直流用各種の定電圧装置が開発され広く使用されている。

このことから、負荷の変動に対しても負荷電圧が入力信号によって決まる値  
に保たれる定電圧源特性をもつ電力増幅器 (電圧制御形電力増幅器) が必要  
である。そこで、このような特性の電力増幅器を得ようとして、単に負荷の  
両端の電圧を分圧し、これと入力信号を比較してチョッパをオンオフしたの  
では、負荷によってスイッチング間隔が非常に短くなり、偏差が大き  
くなり、スイッチングの状態が変り、満足な動作ができない。

これに対して本章では、電圧検出方法と工夫した電圧制御型電力増幅器を  
提案した。

ところで、この 2 つの形の増幅器は原理的には全く同じで、いわゆる二位  
置リレーを用いたオンオフ制御系と考えることができる。

そして、これらの増幅器の入力出力の直線性や応答性は、負荷時定数 (あ  
るいは電圧検出回路の時定数) や偏差によって左右されるため、これらの回  
路条件と増幅器の基本特性の関係を求め、その動作限界を知る必要がある。

本章では SCR チョッパが理想的なスイッチングを行うものと考えて、これ  
らの動作の解析、特性の検討を行う。このような仮定をしても、SCR チョッ  
パは高い周波数のスイッチングが可能で、チョッパ回路の設計に際して、後  
に示す章で述べるような事に注意すれば、実用上全く問題は無い。

本章の内容は次のとおりである。

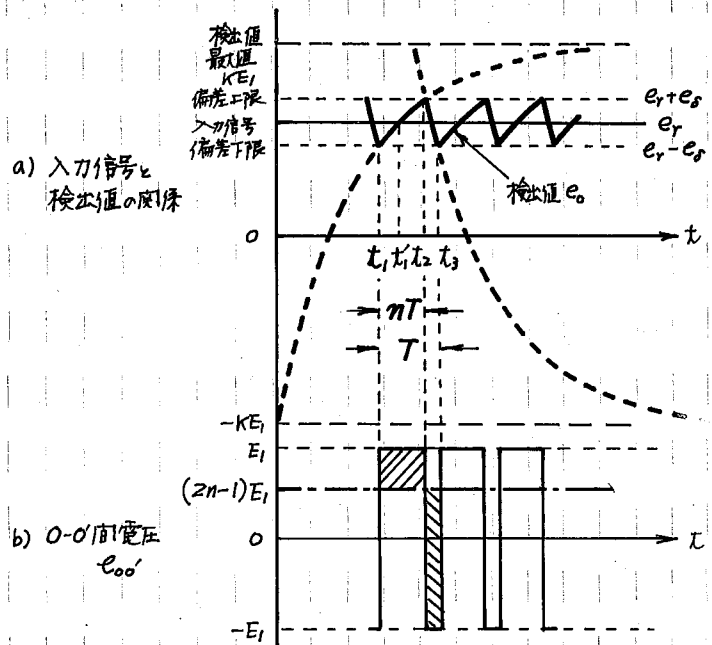
- (1) 電圧制御形電力増幅器の一方式を提案し、これと第1-2回の電流制御形電力増幅器が原理的には全く同一で、二位置リレーを用いたオンオフ制御系であることを示し、このオンオフ制御系の入力出力特性、周波数特性、スイッチング幅等の基本的な特性について検討した。
- (2) 起電力負荷およびフィルタコンデンサを加えた場合の特性を考察した。

## 2.2 SCR電力増幅器の原理

図1+2図に示した電力増幅器の負荷回路(0-0'間の回路)は、このパ  
 のオンオフの期間について考えれば、等価的に抵抗 $R_L$ とインダクタンス $L_L$   
 の直列回路\*とみられる。よこから、はじめに、 $L_L-R_L$ 直列負荷をもつ  
 電流制御形電力増幅器の動作原理を述べ、ついで、電圧制御形電力増幅器  
 を構成する場合の問題点と原理を述べ、これらがいずれも二位置リレーを用  
 いたオンオフ制御系とみられることを示す。

### 2.2.1 電流制御形電力増幅器の動作原理

図1+2図に示した $L_L-R_L$   
 直列負荷をもつ電流制御形電  
 力増幅器は、負荷電流検出用  
 の分流抵抗を $R_d$ 、検出値( $R_d$   
 による電圧降下)を $e_o$ 、負  
 荷回路の時間定数と $\tau$ とすれ  
 ば、本図と図2-1図から、図  
 2-2図のプロックダイアグラ  
 ムで表わされることか分かる。  
 可なり、時刻 $t_1$ で検出値  
 $e_o$ が偏差の下限に達すると、



$S_1, S_4$  がオンになり、0-0'  
 間電圧 $e_o'$ は $+E_1$ になり、 $e_o$

図2-1図 入力信号、検出値および0-0'間電圧  
 の関係

が増加して、はじめ、 $t_1$ で $e_o = e_r$ となるが、 $t_2$ で $S_1, S_4$ はこのまゝで $e_o$ を増加し  
 つづける。 $e_o$ が偏差 $e_{s1}$ だけ $e_r$ より行き過ぎて偏差の上限に達する時刻 $t_2$ で、  
 $S_1, S_4$ はオフになると、 $t_2$ で $S_1, S_4$ が導通して $e_o'$ は

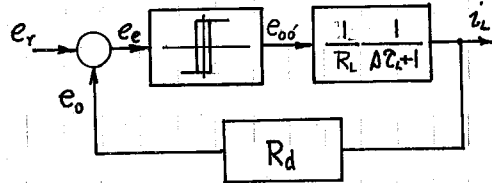
\*  $L_L$ は、負荷自体のインダクタンス $L_L$ と外部に接続するインダクタンス $L_L'$ の和と考えられ  
 る。 $L_L$ が $L_L'$ より大きければ(第二章)に述べたとおり、純抵抗負荷時には、リアクトル $L_L$ と挿入し  
 て負荷電流の立ち上りを抑える。よここの値は、必要可利波数特性、スイッチング間隔から定まる  
 値に合うように自由に選べるが、誘導性負荷時には、 $L_L$ 以下にはできない。

- $E_1$ と比べて $e_0$ は減少しはじめる。  
 このように本増幅器は、スイッチ  
 へのオンオフに応じて負荷回路  
 0-0'間の電圧は $\pm E_1$ が交互に  
 みらわれ、いわゆる二位置リレー  
 を用いたオンオフ制御系と考える  
 ことが出来る。そして、このリレー  
 一本の大きさは電源電圧 $E_1$ に、  
 ヒステリシス幅は偏差 $e_0$ に対応  
 している。

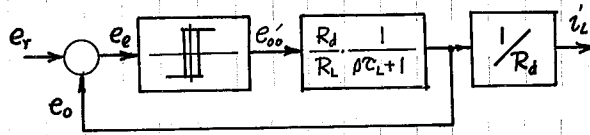
すなわち、 $\omega_L$ は $R_d \ll R_L$ であるから $\omega_L = L/R_L$ と考えるよ。

### 2.2.2. 電圧制御形電力増幅器の動作原理

いま負荷によらず、負荷電圧が入力信号によって決まる値に保たれ、定  
 電圧源特性をもつ電力増幅器を得ようとして、図2-3図のように負荷の両端  
 P-P'間の電圧を $R_1, R_2$ で分圧して取り出  
 し、これを入力信号とを比較して、  
 この検出値が入力信号よりも小さいとき  
 にはスイッチをオンし、逆に大きくな  
 りた場合はオフすると、負荷電圧は負荷によ  
 らず、入力信号で決まる値をとると考  
 えられるが、図のような誘導性負荷の  
 場合には検出値は(b)図aのように今  
 コンパオンと同時に跳躍を起し、その  
 大きさは $L_1$ が小さく $R_2$ と偏差 $\alpha$ 上  
 限をこえ、直ちに再びオフをすれば  
 再び $R_2 < R_1$ 。このように高速のスイ

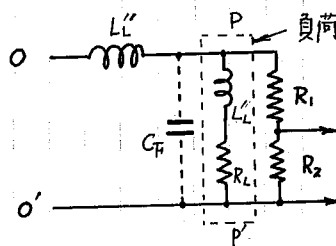


a)  $R_L$ - $L$ 直列負荷をもつ電流制御形電力増幅器

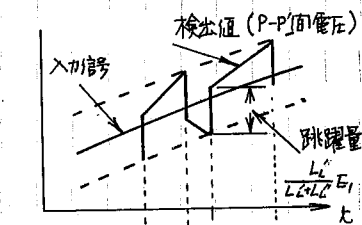


b) a)図を変形したものの

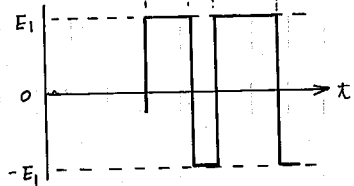
図2-2 電流制御形電力増幅器のブロック線図



(a) 負荷電圧検出法



(1) 入力信号と検出値



(2) 0-0'間電圧

(b) 各部の波形

図2-3 負荷電圧を分圧して取り出し検出値とする方法

ツケンクは、 $f_{1} \sim f_{4}$  のスイッチング素子として SCR を用いているため、そのターンオフ時間から不可能である。

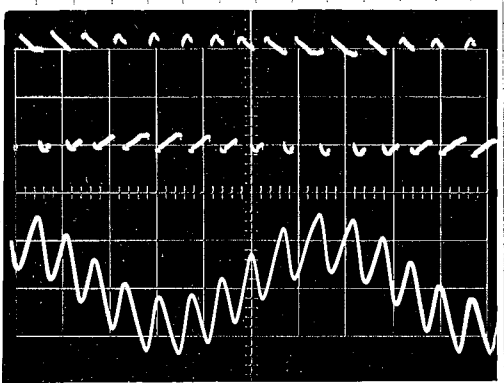
この跳躍量を減らすには  $L_{2}'$  を大きくすればよいが、このようにすると応答性が悪くなり、また大きい  $L_{2}'$  を必要とすることは経済的にも好ましくない。そこで、(a) 図の突線に示したようなコンデンサを挿入して、この急な立ち上りを緩和する方法が考えられる。

ところが、このようにしたときのスイッチング動作は、 $R_{2}-L_{2}$  直列負荷をもつ電流制御形電力増幅器の場合と異なり、簡単ではない。

図 2-4 図は、 $L_{2}' = 60$  [mH],  $L_{2} = 5$  [mH],  $R_{2} = 6.6$  [ $\Omega$ ],  $C_{F} = 450$  [ $\mu$ F] とした場合の負荷電圧波形である。

この写真から、負荷電圧検出値が大きくなるとスイッチをオフしても、 $L_{2}'$  に蓄えられたエネルギーが  $C_{F}$  に移り負荷電圧はますます上昇していることがわかる。制御対象として、このよ

a) 0-0' 間 100V 電圧  $e_{00'}$   
b) P-P 間 (負荷) 電圧  
20ms/div



うな高次遅れ要素をもつオンオフ制御系は、リリットサイクルの振幅が大きくなり、精密な制御が困難であるという欠点をもつ。<sup>\*5</sup>

図 2-4 図  $e_{00'}$  および負荷電圧波形

ここで再び、図 2-1 図について考えてみると、この増幅器で負荷が一定の場合、入力信号  $e_{r}$  の変り比に対して、予ヨツバ回路の出力電圧の平均値  $\bar{e}_{00'}$  は直線的に変化している。

そこで、図 2-2 図あるいは図 2-2 図のように負荷回路の電流を検出するのでなく、図 2-5 図に示すように、予ヨツバ回路の出力端 0-0' 間に、負荷とは無関係な一次おくれ回路を接続し、その出力を検出値として入力信号と比較し、前

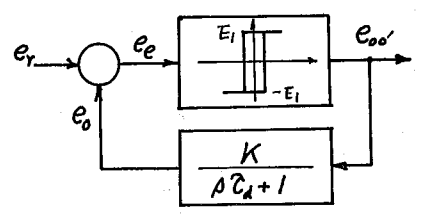


図 2-5 図 電圧制御形電力増幅器のブロック線図

と同様の方法でスイッチングを行えば、負荷に無条件に  $e_0$  以上の増幅された出力とすることができる。

図2-6図はこのように考えから構成された回路で、図1図の一次側回路は実線内のC-R回路を実現でき、その伝達関数は次式で表わされる。

$$F(s) = \frac{K}{1 + sT_d}$$

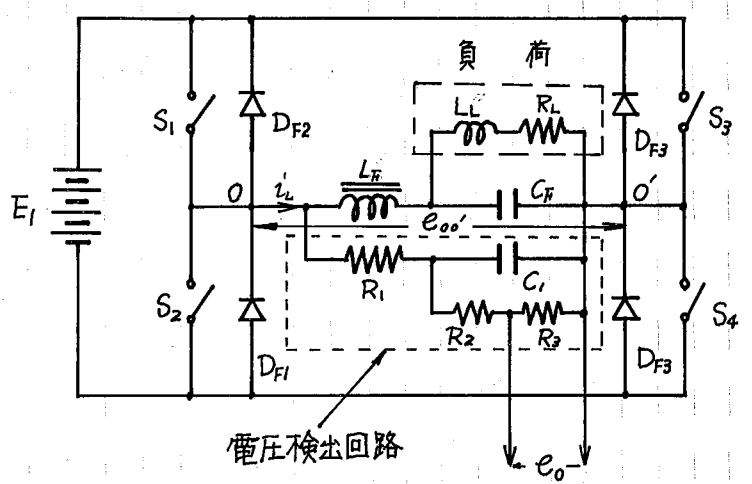


図2-6 電圧制御形電力増幅器の構成図

ただし

$$K = R_3 / (R_1 + R_2 + R_3)$$

$$T_d = \frac{C_I R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (2-1)$$

よって本回路の動作は本質的に電流制御形増幅器と異なり、この点に注意すべき事は、本方式では普通入力信号と負荷電流の間に位相差が生じ、これによって起る問題で、ここに簡単に説明しておく。

図2-7図は、入力信号、検出値、出力電流、 $e_{00}$  の関係を示したもので、 $t_1 < t_2$  の期間では、入力信号が負でも、出力電流  $i_L$  は正であるため、 $S_1, S_4$  または  $D_{F1}, D_{F4}$  が導通している。そして時刻  $t_2$  において  $D_{F1}, D_{F4}$  を流れる帰還電流が零になると  $e_0$  は  $e_{00}$  の偏差の下限に達しているため、 $t_2$  以後も  $0-0'$  間には自電圧がかかるように直ちに  $S_2, S_3$  をオンし続けられる。また、 $t_3 - t_4$  期間に入力信号が負であるにもかかわらず、 $e_0$  が偏差の上限に達しているため、 $S_1, S_4$  をオンする。

このように電圧制御形電力増幅器では、図1-2図に示した電流制御形電力増幅器のように単に入力信号が正なら  $S_1, S_4$ 、負なら  $S_2, S_3$  を用いてスイッチングを行うとは言えないが、検出値の方が入力信号より大き

いときは  $e_{00} = -E_1$  に、逆の場合には  $e_{00} = E_1$  になるように、ゲート信号を加えれば、二つの形の電力増幅器とも制御回路の動作は全く同じである。

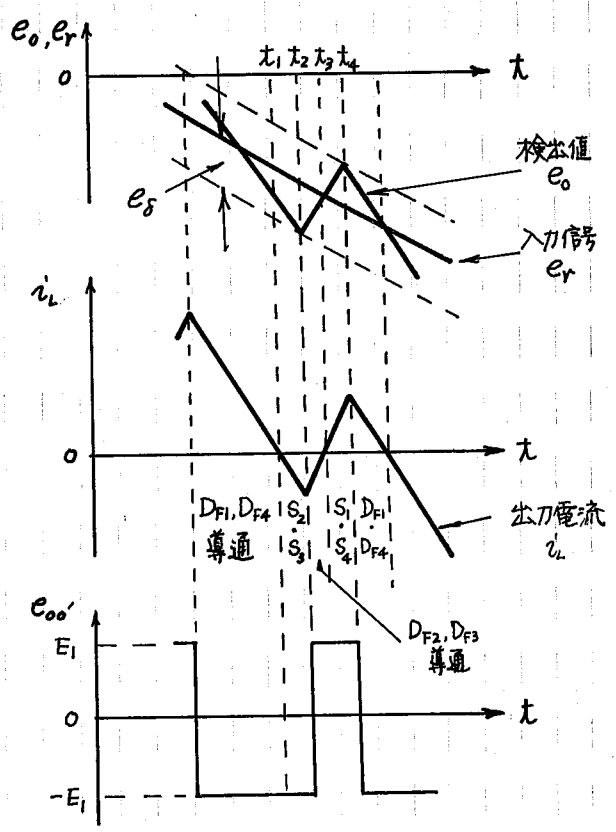


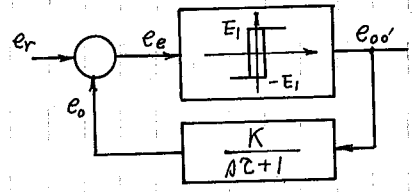
図 2-7 図 電圧制御形電力増幅器各部の波形

\* 4章で詳しく述べる。

### 2.3 SCR電力増幅器の特性

前節の検討の結果、 $R_L$ - $L$ 直列負荷をもつ電流制御形電力増幅器も、電圧制御形増幅器も入力信号  $e_r$  と主回路出力電圧 (0-0' 間電圧)  $e_{00}$  の間の特性は等しく、これらの増幅器が入力信号波形と忠実に増幅できるためには、広い周波数領域で、入力信号の振幅の変比に対して、この0-0' 間電圧の平均値 (あるいは基本波分)  $\overline{e_{00}}$  が直線的に変化し続けなければならない。ところで、この入力信号  $e_r$  と  $\overline{e_{00}}$  の応答性、直線性は負荷 (あるいは検本回路) 誘定数、偏差によって左右されるため、これらの間の基本的な特性を求め、その動作限界を知る必要がある。

ここでは図2-8図において  $e_r$  と  $\overline{e_{00}}$  の入力出力特性、スイッチング周期、周波数特性を検討する。



ところで、表2-1は、図2-8図と前節の電流制御形 (図2-2図)、電圧制御形 (図2-5図) のブロック線図の両増幅器との対応関係を示したもので、 $e_r$  と  $\overline{e_{00}}$  の関係がわかれば、この表から直ちに両増幅器の入力出力の特性がわかる。

	電流制御形	電圧制御形
$\alpha$	$\alpha = \alpha_L = \frac{L}{R_L}$	$\alpha = \alpha_L \quad (2.1)$ 式
$K$	$K = R_d/R_L$	$K = K \quad (2.1)$ 式
入力信号	$e_r$	$e_r$
設定値*	$e_r/R_d$	$e_r/K$
検出値	$e_o$	$e_o$
出力	$e_o/R_d$	$\overline{e_{00}}$

表2-1 図2-8図と両増幅器の対応

\* 入力信号と出力側に換算したもの

2.3.1 入力出力特性

増幅器が入力信号  $e_r$  と忠実に増幅できるためには、入力信号の変比に対して主回路出力電圧の平均値  $\overline{e_o}$  が直線的に変化する、すなわち、電圧利得  $\overline{e_o}/e_r$  が入力信号の大きさによらず一定でなければならない。

ここで再びオ2-1図を参照して入力信号、検出値と  $\overline{e_o}$  の関係を調べてみると、 $t_1-t_2$  期間では  $D_{F1}$  がオンして0実が電源の正、0実が負に接続されるが、 $t_2-t_3$  期間では  $L_L$  に蓄えられたエネルギーを電源に放出する期間で  $D_{F1}, D_{F2}$  が導通し、今度は0実が正、0実が負になる。そこで  $\overline{e_o}$  は図の太い実線と示される二本の半指数関数曲線に沿って増加、減少を繰り返す。

いま偏差  $e_s$ 、入力信号  $e_r$  とともに充分小さく、 $e_o$  が直線的に変化していると見てし得る範囲では、 $e_o$  の平均値（これを  $\overline{e_o}$ ）は入力信号に一致して、 $\alpha$  と考えられる。とすると、偏差が大きくなり、特に  $e_r$  が検出値の最大値  $KE_1$  に近づくにつれて  $e_o$  の変比はもはや直線とは見られず、 $e_o$  の平均値は  $e_r$  より大きくなる傾向にあり、入力出力特性の直線性が悪くなる。

オ2-2式は、偏差と入力出力特性の直線性の関係を知るために、出力電圧の平均値  $\overline{e_o}$  と入力信号  $e_r$  の比、すなわち、電圧利得  $G$  を求めるものである。

$$G = \frac{\overline{e_o}}{e_r} = \frac{1}{K\alpha} \left\{ 2 \frac{\ln \frac{(1+\delta)-\alpha}{(1-\delta)-\alpha}}{\ln \frac{(1+\delta)^2+\alpha^2}{(1-\delta)^2-\alpha^2}} - 1 \right\} \quad (2-2)$$

- $\alpha = e_r / KE_1$  : 検出電圧最大値  $KE_1$  に対する入力信号の大きさ
- $\delta = e_s / KE_1$  : 検出電圧最大値  $KE_1$  に対する偏差の割合

(2-2)式より、電圧利得は偏差  $\delta$  と入力信号  $\alpha$  の関数で、 $\alpha$  には無関係である。とくに  $\delta \ll 1, \alpha \ll 1$  の成り立つ範囲では  $G = 1/K$  となり、電圧利得は一次おくれ回路のゲイン定数の逆数になることがわかる。

それ以上は  $\alpha < 1$  について考えるのであるが、 $e_r$  がこれより大きくなつ


ても、 $e_{00}$  は  $E_1$  以上には行はず、 $G$  は  $\alpha$  の増加とともに単調に減少する。

図2-9は縦軸に  $G$  と  $1/k$  の比  $KG$ 、横軸に  $\alpha$  と  $\alpha$  の関係を示したグラフで、 $\alpha$  のいかんにかかわらず、 $KG=1$  が成立して、いかなる入力出力の直線性が保たれていることを意味している。

このグラフから次の事が明らかになる。

1.  $\alpha$  が  $1-\delta$  より小さい範囲では  $KG$  は 1 に近い一定値に保たれているが、 $1-\delta$  に近づくにつれて急激に増加し、この傾向は  $\delta$  が大きいほど著るしい。このことは入力信号が小さい範囲では利得は一定で、入力出力特性の直線性がよく、この直線性が保たれる範囲は偏差が小さいほど広いことを意味している。

2.  $\alpha = 1-\delta$  付近における出力電圧平均値の設定値からのずれをおさえて、 $\alpha \leq 1$  の範囲で  $G$  の上昇を 10% 以下にするためには  $\delta$  は 0.1 以下にしなければならない。

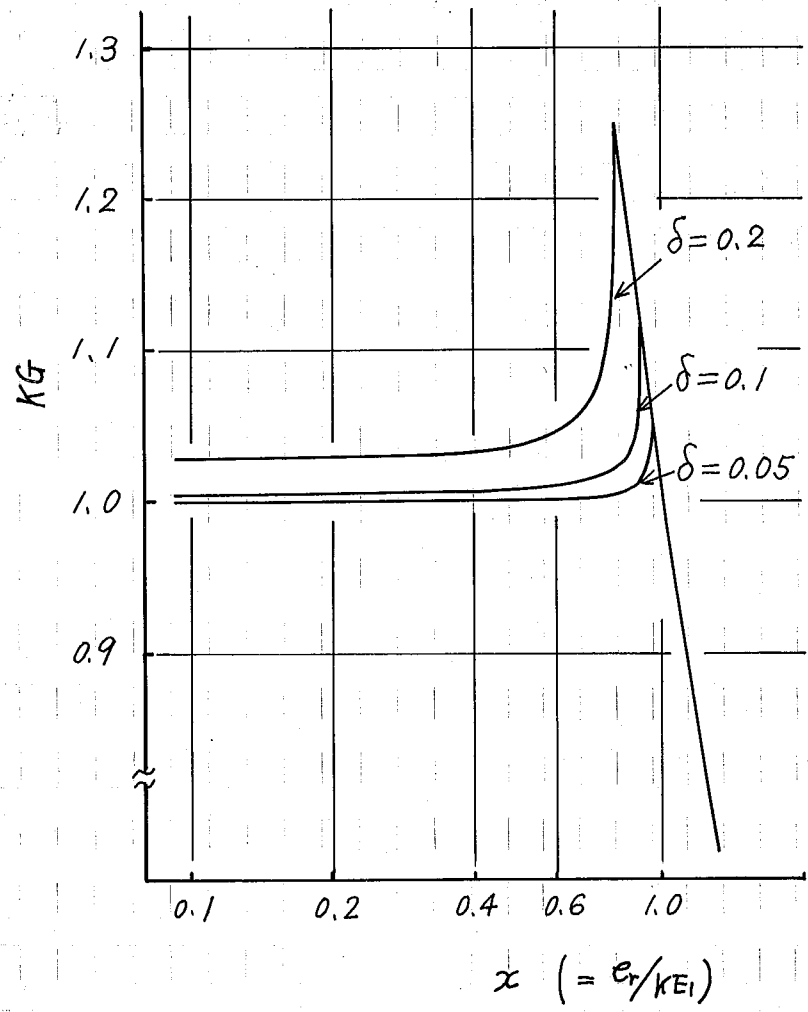
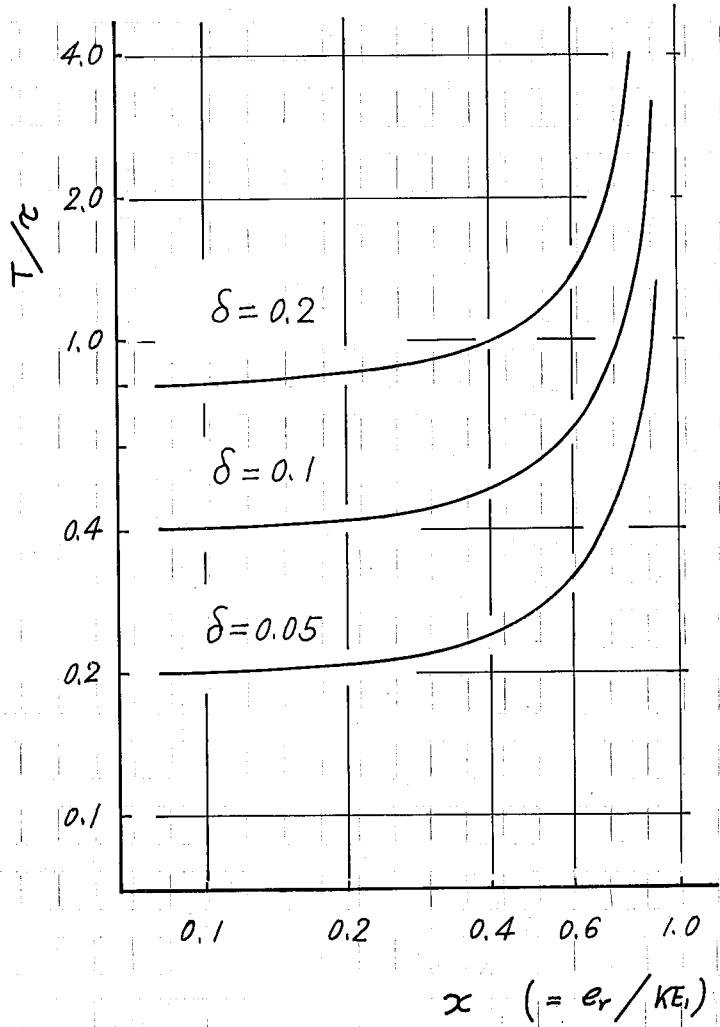


図2-9 入力信号の変化に対する利得の変化

2.3.2 スイッチング周期と偏差、検出回路時定数の関係  
 入力信号の直線性を良くするためには偏差 $\delta$ を小さくしなければならぬ。こ  
 こが明らかになるが、 $\delta$ を小さくすれば、スイッチング周期が短くなり、  
 この長さはスイッチにSCRを用いているため、そのターンオフ時間による、  
 導通回数が増加することから電流損失が増すため余り短くしては行かない。  
 この $\delta$ および検出回路(電流制御形電力増幅器では自励回路)時定数の  
 とスイッチング周期 $T$ の関係は式(2-1)を参照して簡単に求められ、次式の  
 ようになる。

$$T = \tau \ln \frac{(1+\delta)^2 - \alpha^2}{(1-\delta)^2 - \alpha^2} \quad \text{--- (2-3)}$$

式(2-1)の縦軸に $T/\tau$   
 横軸に $\alpha$ をとって(2-3)式  
 の関係を示したもので、自励  
 (あるいは検出回路)時定数  
 と与えれば縦軸はスイッチン  
 グ周期を意味し、本図は偏差  
 をパラメータとして、入力信  
 号に対するスイッチング周期  
 の変化を示したものである。

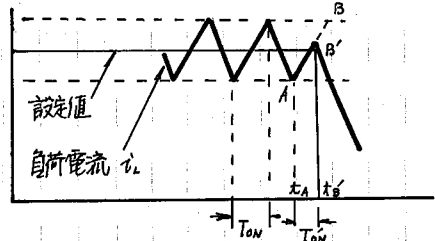


本図より、スイッチング周  
 期は入力信号が小さくならな  
 ると短くなり、 $\delta$ によって定ま  
 る一定値に近づくことがわか  
 る。

ところで、SCRのターンオ  
 フ時間の影響を考えた場合に  
 は、上で求めたスイッチング

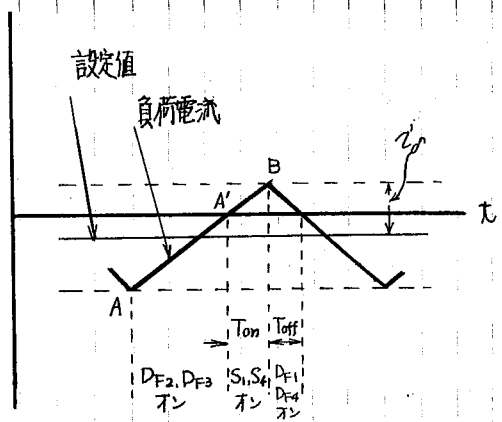
式(2-10) 入力信号とスイッチング周期の関係

周期以外にスイッチオンあるいはオフの期間の長さ(スイッチング間隔)を考える必要がある。上の解析結果より又が大きいほど、すなわち、入力信号  $e_r$  が大きくなればスイッチング周期  $T$  は長くなるが、又  $2-1$  回より明らかなようにスイッチオフの  $t_2 - t_1$  期間は短くなる。一方またこのスイッチオンあるいはオフ期間の長さ ( $T_{ON}, T_{OFF}$ ) は入力信号の立ち上りの大きさや、その波形によっても変り、たとえば、又  $2-1$  回 (a) の矩形波信号のように階段状の変化を可する信号、あるいは (b) 図のように負荷電流  $i_L$  が零の付近では、 $T_{ON}, T_{OFF}$  の期間は更に短くなる。



(a) 矩形波入力信号の場合

すなわち、(a) 図では A までオンになると直後  $t_1$  において、入力信号は零になると、 $t_2$  まで直ちにスイッチはオフにされ、スイッチオンの期間は  $T_{ON}$  となつて定常状態の  $T_{ON}$  に比べて非常に短くなる場合がある。また (b) 図では  $S_1, S_4$  がオンしているのは  $A-B$  期間で、入力信号の大きさによつては、非常に短くなる。



(b)  $i_L = 0$  付近の場合

このように、 $T_{ON}, T_{OFF}$  が短くなる場合の増幅器の安定性は  $S_1 \sim S_4$  に使用するチヨフパによつて異なるが、次章で述べるチヨフパ回路では、各主SCRが導通してからこれらに接続されている各補助SCRにゲート信号が加えられるまでの期間(本節の  $T_{ON}$  期間)は、いくらでも短くできる。しかし、補助SCRが導通してから主SCRに必要な逆バイアス時間が与えられるまでの転流期間、SCRチヨフパは等価的にスイッチオンの状態にあり、検出値は増加をつづけている。<sup>\*</sup> したがつて、実際のSCRチヨフパ回路ではスイッチオンの期間  $T_{ON}$  には最小

(a) 図 入力信号波形とスイッチング間隔の関係

\*これらの点については又3章で詳しく述べる。

限界があり、転流期間の長さ  $T_c$  以下にはできない。そこで、いま検出値の立ち上りが急な場合には、この転流期間における検出値の増加量が大きく、レギュラって偏差が大きくなる。たとえ、負荷電流の立ち上りが  $A$  [ $A/acc$ ]、転流期間の長さ  $T_c$  [ $acc$ ] とすれば、補助SCRにゲート信号が加えられたから、負荷電流は  $A T_c$  [ $A$ ] 増加する。

この転流期間の検出値の増加量を減らすためには、検出値の立ち上りを小さくしなければならず、このことは、検出回路の階数  $n$  には最小限界があることを意味している。

なお、上に述べたように、主SCRが逆バイアスされている転流期間には、まだ負荷電流は増加を続け、負荷電流が減少する  $T_{off}$  期間に達するまでに主SCRは充分阻止能力を回復しているため、 $T_{off}$  が短くても、このためにSCRチヨコパが転流失敗を起すことはない。

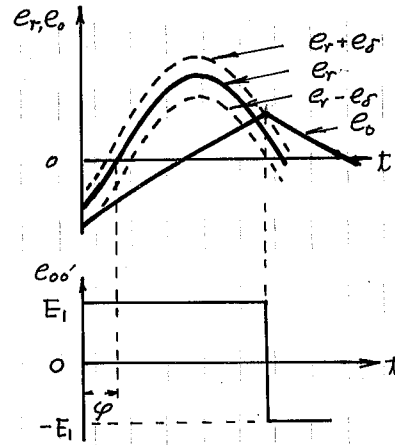
2.3.3 周波数応答性

二位置リレーを用いたオシオフ制御系の周波数特性については既に詳しく報告されている\*6,7) ので、ここでは簡単に周波数領域とこの部分に分けてその傾向を考える。

(i) 入力信号の角周波数が極めて低いときの周波数応答  
 入力信号  $e_r = \sqrt{2} E_r \sin \omega t$  の  $\omega$  が極めて低いときには  $E_r$  の変化はゆるやかで、検出値の立ち上りの大きさを比べて無視できるから、入力出力の位相差はほとんどゼロ、電圧利得  $G = 1/K$  である。

(ii) 入力信号の周波数が極めて高いとき  
 入力信号周波数がきわめて高いときは、検出値  $e_o$  の立ち上りが入力信号に追従できなくなる。

図2-12 図は、この状態における入力信号、検出値の関係を示したものである。



(a) ゲイン特性  
 図より明らかに、この状態では出力矩形波の周波数は入力周波数に一致し、振幅は入力信号に無関係に電源電圧  $E_1$  に等しい。この矩形波の基本波成分と考えれば、その振幅は  $4E_1/\pi$  であるから、利得は  $G = 4E_1/\pi E_r$  となる。入力の振幅によつて大きさは異なるが、周波数変化に対しては一定である。

図2-12 入力信号周波数が極めて高い場合の各部の波形

(b) 位相特性  
 図2-12 図からも明らかに、この回路出力  $e_o$  と入力信号の間には進み位相差  $\varphi$  が生じ、次式で表わされる。

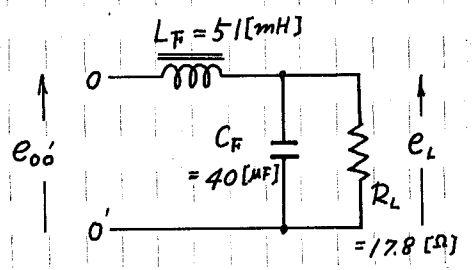
$$\varphi = \tan^{-1} \left( \frac{1}{\sqrt{2}K} \frac{1 - \exp(-\pi/\omega\tau)}{1 + \exp(-\pi/\omega\tau)} - \frac{e_s}{\sqrt{2}E_r} \right) \quad \text{--- (2-4)}$$

ここで、 $\omega$  が増加するにつれて位相角(進み)は減少し、偏差  $e_s$  と入力信号  $E_r$  で定まる一定の遅延角に近づく。

(iii) 中間の周波数帯における応答性。 検出値の立ち上りと入力信号の立ち上りがほぼ一致する  $\omega_0 = 1/\tau$  付近に近づくと、入力信号一周期間のスライディングの回数が減り、このため一回減するごとに利得、位相角は不連続に変化を起し、利得は増加、位相は進み。

例 2-13 図 (a) (b) は周波数応答性の実験例で、 $\omega_0 (= 1/\tau) = 400$  [rad/sec],  $K = 1/200$  である。測定にあつては例 2-14 図の単一 LC

フィルタを増幅器出力の 0-0' 間に接続して、その出力電圧をおよび入力信号との位相差を求め、これからフィルタの影響を引いて元の増幅器の特性を求めた。



例 2-13 図には、このフィルタのゲイン特性、位相特性をおよび。

例 2-14 図 周波数応答測定に用いた LC フィルタの定数

$(1 + j\omega\tau)/K$  (2-5) なる伝達函数のゲイン。位相特性をも合わせて記入した。

このグラフから、本電力増幅器の周波数特性は  $\omega \leq \omega_0/2 \sim \omega_0$  の周波数帯域内では (2-5) 式の伝達函数で近似できることがわかる。

と、ここで、電流制御形電力増幅器では 0-0' 間に自励回路が与らると (2-5) 式と同じ時定数のフィルタ回路と接続したのと同じようになり、主回路の  $e_L$  と  $e_{00}$  間の伝達特性を補正するに与つて、動作周波数範囲は更になくなる。しかし、この限界は入力信号の大きさによつて変り、入力信号が小さいほど、増幅可能な周波数上限は高くなる。

いま、自励電流の立ち上りと入力信号の立ち上りの等しくなる周波数とを  $\omega_m$  とし、この場合の増幅周波数の限界の目安とすると、入力信号周波数  $\omega$ 、電源電圧  $E$ 、自励回路定数  $R_L, L_L$  の間に次の関係がある。<sup>\*8</sup>

$$E > \sqrt{2} I_L \sqrt{R_L^2 + \omega^2 L_L^2} \quad (2-6)$$

よつて  $E/\sqrt{2} R_L = I_m'$  とおくと (2-6) 式は次のように変形される。

$$I_L/I_m' < 1/\sqrt{1 + (\omega L_L/R_L)^2} \quad (2-7)$$

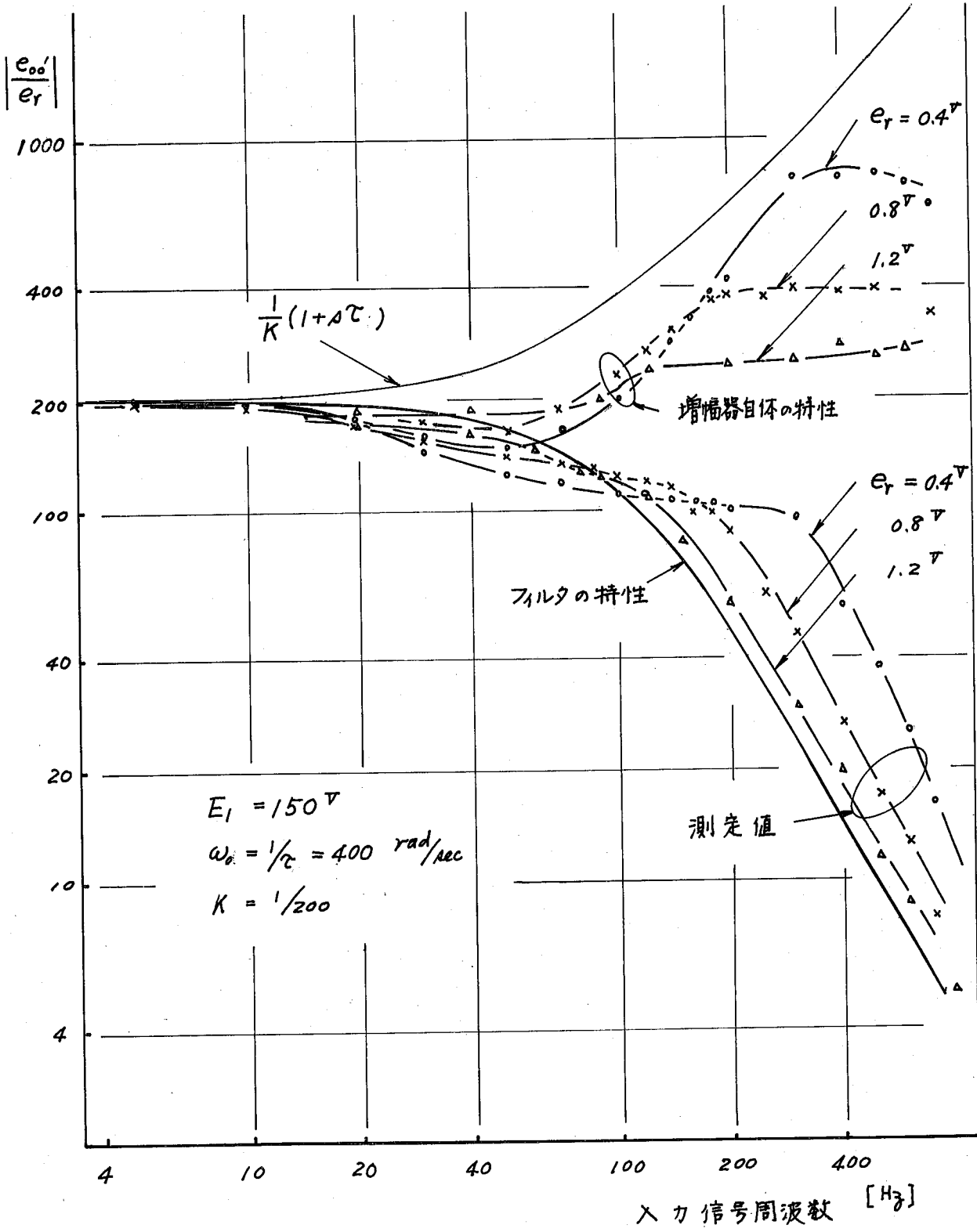
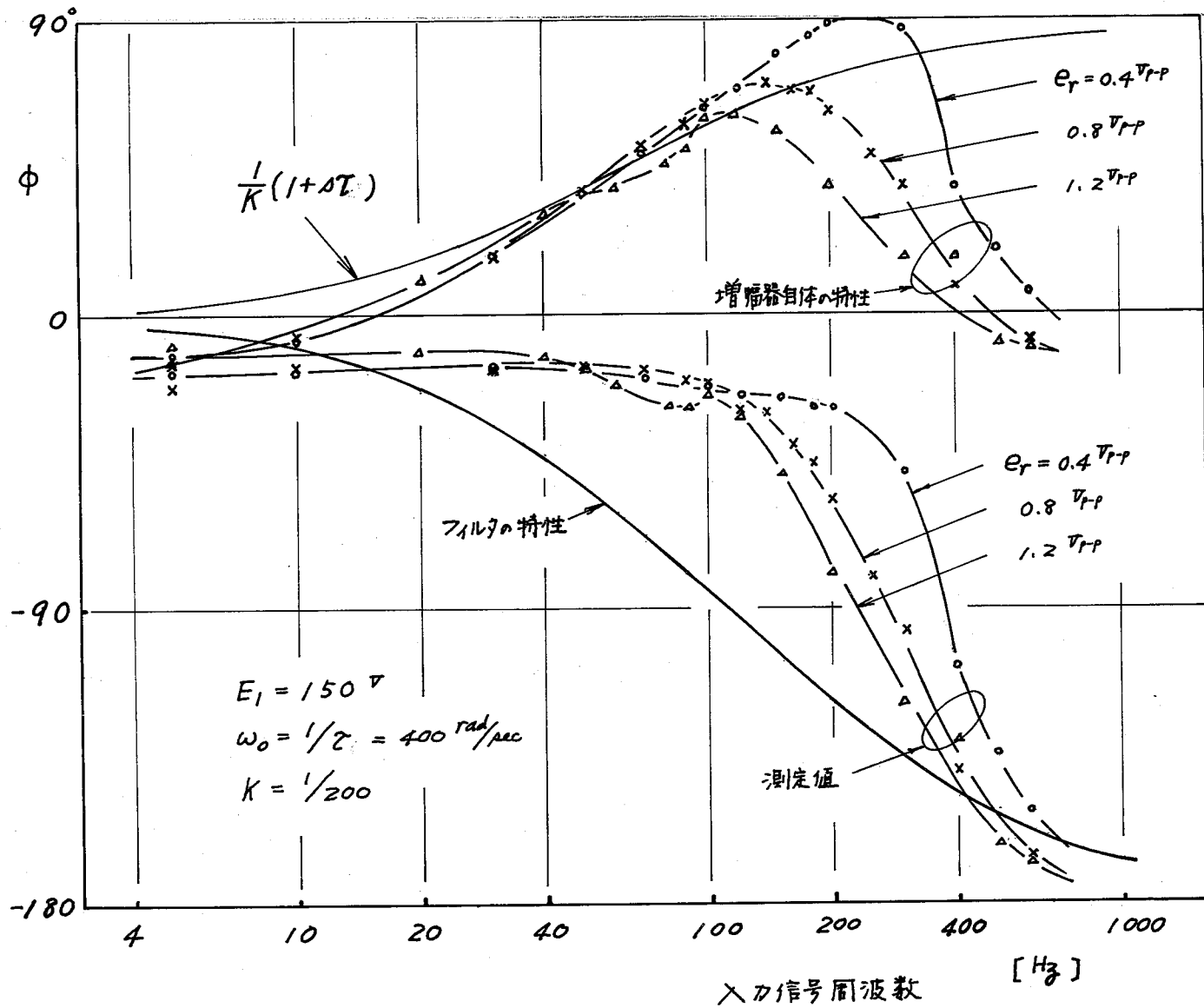



図2-13 (a) 周波数特性 (ゲイン特性) 実測値

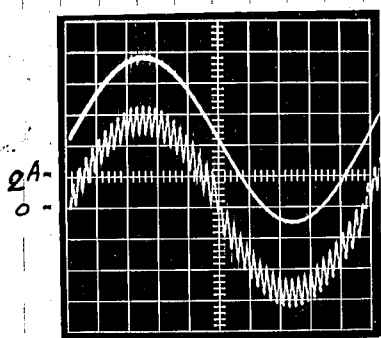


才2-13 図 (b) 周波数特性 (位相特性) 実測値

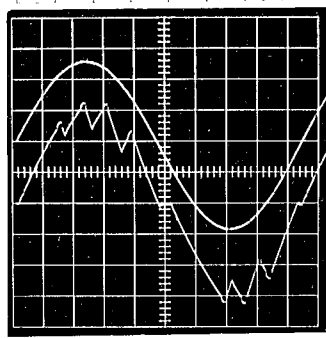
図2-15図は  $I_L/I_m'$  と縦軸に、 $\omega L$  を横軸にとりて上式を満足する範囲を示したものである。

この図から負荷電流  $I_L$  が増すと増幅可能な周波数は低下し、 $\omega L$  に限界があることを示している。

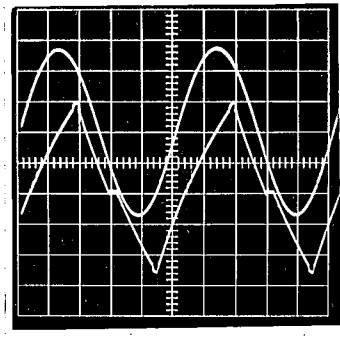
図2-16図は  $R_L, L, E_1$  を一定に保ち、ある大きさの入力信号のもとにその周波数だけを変化させるときの負荷電流の変化を示したもので、周波数が十分に低い範囲では (a) に示すように負荷電流は設定値に追従して変化できるが、(2-7)式で示す限界に達すると負荷電流の立ち上りが設定値の立ち上りに等しくなり [(b)図] さらに (c) 図のように三角波に近くなる。



a) 50 Hz



b) 200 Hz



c) 375 Hz

図2-16 図 正弦波入力信号に対する負荷電流波形 (各図で正弦波のものが入力信号)

図2-17図は設定値とそれぞれ 2, 4, 6 A とし入力信号周波数  $f$  を変化するときの負荷電流の変化を示す実測曲線である。

この図に (2-7) 式の動作限界を示す曲線 (破線) を入れてみると、負荷電流はこの破線と交ると急に減少し、本式の増幅周波数限界を知る上で有効である。よって、図2-17図で  $\omega L$  の大きい部分では、増幅器の動作限界は直線で近似され、次式で与えられる。

$$I_L < \sqrt{2} E_1 / 4\pi L f \quad (f = \omega / 2\pi) \quad \text{--- (2-8)}$$

$$\therefore f < \sqrt{2} E_1 / 4\pi L I_L \equiv f_{max} \quad \text{--- (2-9)}$$

よって  $f_{max}$  は増幅器の回路条件が与えられる場合の増幅周波数の上限と与えられる。

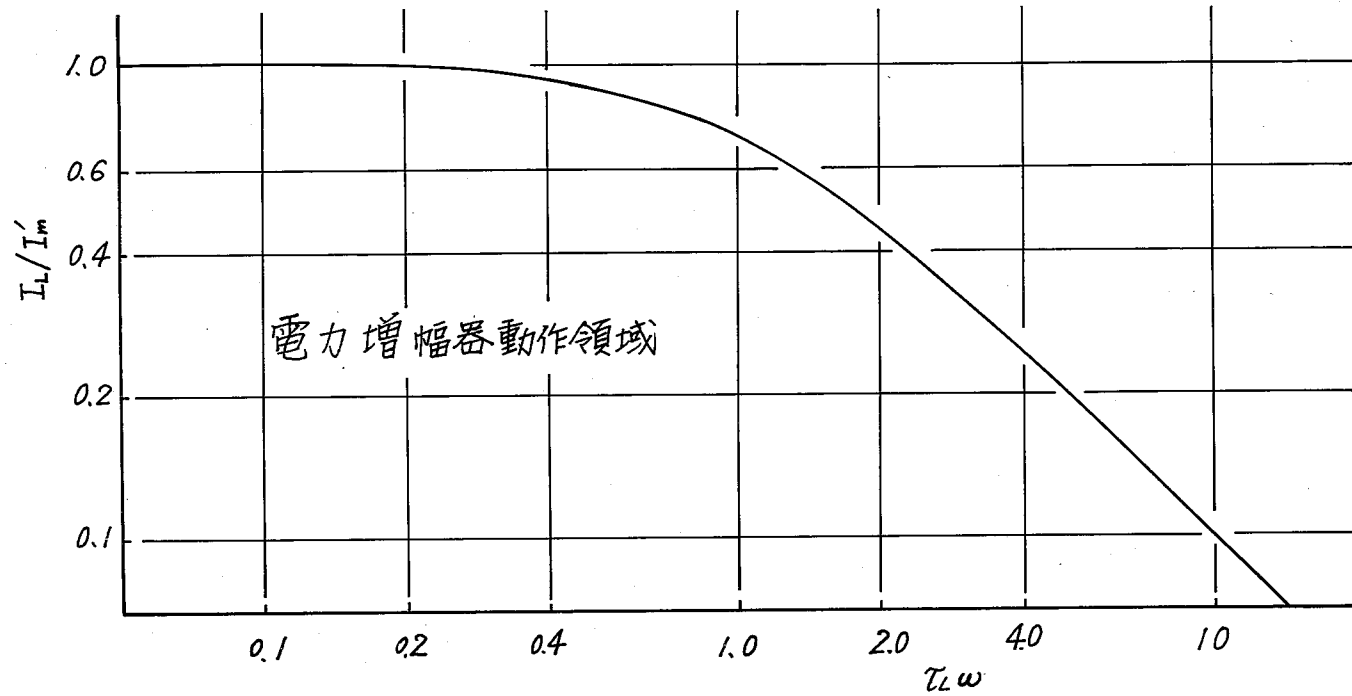


図2-15 電力増幅器動作領域

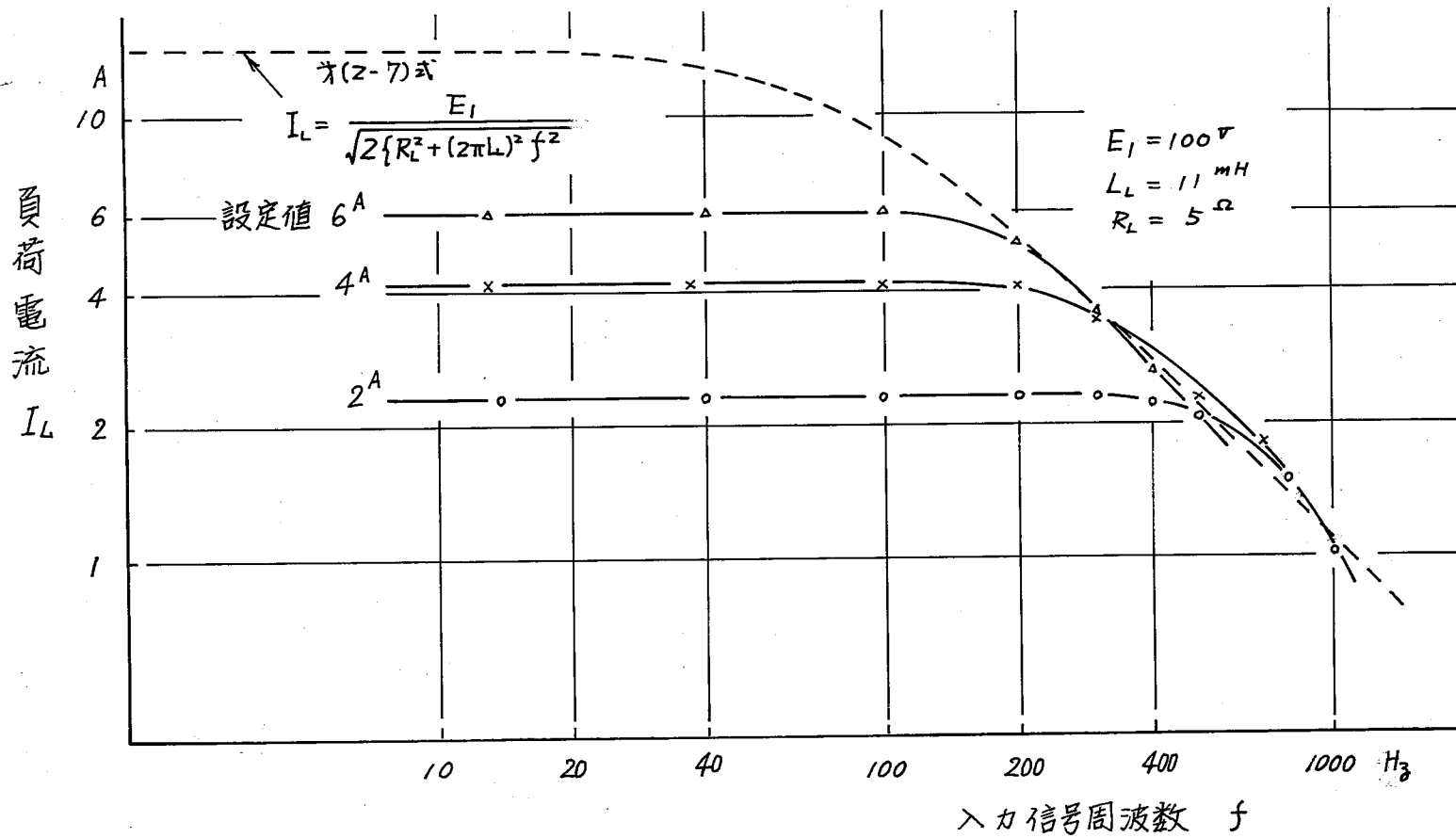
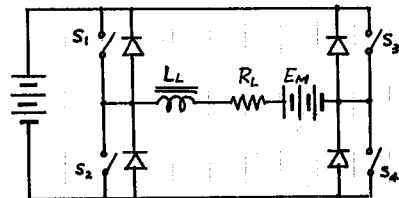


图 2-17 周波数特性 (電流制御形電力増幅器) 測定値

## 2.3.4 起電力をもつ $R_L-L$ 負荷時およびフィルタ回路を接続した場合の増幅器の特性の考察

本増幅器を用いて直流電動機の制御を行う場合には、スイッチング周期に比べて回転数の変化は非常に緩やかであるから、各スイッチング期間に於いて起電力は一定で、負荷回路は図2-18図のように  $R_L-L-E_M$  の直列回路と考えられる。

いま、 $E_M$  が正の場合には、 $S_1, S_4$  をオンすると  $R_L-L$  直列回路には  $E_1-E_M$  の電



圧が加わり、負荷電流の立ち上りは、 $E_M=0$

の場合より緩やかになる。一方、 $S_1, S_4$  がオ

フになると  $D_{F1}, D_{F4}$  が導通して今度は

$-(E_1+E_M)$  が加わり、負荷電流は急速に減

少する。

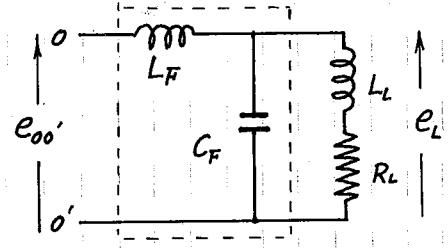
このように起電力をもつ  $R_L-L$  負荷の場合には、起電力の極性、スイッチのオンオフによって  $L-R_L$  直列負荷をもつ主回路の電源電圧が  $E_1 \pm E_M$  と変化すると考えればよい。このとき、スイッチオン時の負荷電流の立ち上りは  $E_M$  が負のときには  $L-R_L$  負荷時より大きくなり、ことに注意すべきで、最大  $(E_1+E_M)/L$  で与えられる。そこで、負荷電流の立ち上りを抑えるためには、 $L-R_L$  負荷時より大きい負荷リアクトル  $L$  を必要とする。

次に、負荷電圧あるいは負荷電流に含まれる高調波分を除去して、入力信号に忠実な出力波形を得るために  $O-O'$  間にフィルタ回路を接続した場合の動作を考えてみる。

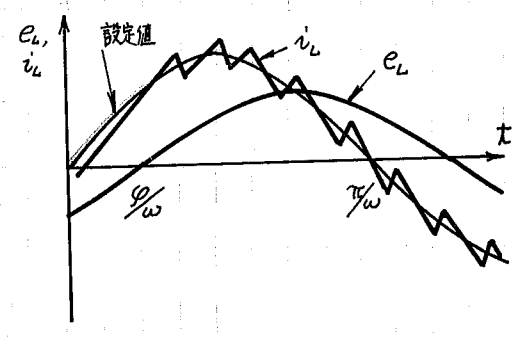
ここで、本増幅器では、偏差を小さくすれば高調波の周波数は非常に高く振幅は小さくなり、もし超低周波の正弦波出力を得ようとする場合でも、簡単なフィルタによって充分高調波分が取り除かれるため、フィルタ装置が簡単化でき、経済的であるという長が大きな特徴の一つである。そこで、電力用フィルタとして種々の形式が考えられているが、このように観測から簡

\* 第3章(3.2.2)で述べるように、主SCRの逆バイアス時同様に負荷電流の立ち上りが大きくなり、短くして、直流回路の定数決定の際には、この大きさを考慮する必要がある。

単なるものほど意味がありは充分と考え、こゝでは増幅器主回路の出力  $0-0'$  間にオ2-19 図に示すような単一 LC フィルタを接続した場合にわいて考える。なお、フィルタ回路自体については文献\*9 に仰ぶるとして、いま適当なフィルタ回路の定数が選ばれ、これによつて完全に高調波分が取り除かれる場合、負荷電圧  $e_L$  はオ2-20 図に示したとおり。正弦波入力信号に対して  $\varphi$  だけ遅れた正弦波になり、増幅器の負荷回路はちようどオ2-18 図で、 $R_L=0$ 、 $L_L=L_F$ 、 $E_M=e_L$  とおいたものと等価になる。そしてこの場合のスイッチオン時の負荷電流の立ち上りは、 $0 < t < \varphi/\omega$  では  $L-L$  負荷時より急になるが、フィルタが適当に設計されれば、この電流の立ち上りは  $Z_E/L_F$  より大きくなることとなる。一方、 $\varphi/\omega < t < \pi/\omega$  の範囲では、負荷電流の立ち上りは、単なる  $L-L$  負荷時より緩やかになる。



オ2-19 図 単一 LC フィルタ



オ2-20 図 フィルタ回路を付加した場合の負荷電圧と出力電流の関係

このように、起電力負荷時でも、フィルタを用いた場合でも、増幅器の特性は  $L-L$  負荷時と本質的に差はなく、ただ、チョッパ回路の設計に際しては、負荷電流の立ち上りの大きさによつて主 SCR の逆バイアス時間が増えることから、起電力の大きさあるいは負荷電圧と負荷電流の立ち上りの関係と注意する必要がある。

## 2.4 第2章のまとめ

本章ではSCRを用いた理想的なスイッチングを行うと考へて、基本的な動作と特性の検討を行った。

すなわち、 $\alpha = 1$  回にネレトより負荷電流波形が入力信号に追従して変化する電流制御形増幅器に対し、負荷電圧波形が入力信号に応じて変化する電圧制御形電圧増幅器も電圧の検出法を工夫することにより実現できることと、これらの二つの形の電圧増幅器が原理的には同一で、いわゆる二位置リレーを用いたオンオフ制御系とみなされることとを示し、その入力出力特性、スイッチング周期、周波数応答性等の基本的な特性の検討を行った。

ところで、このようなオンオフ制御系については既に多くの研究が行われている。<sup>\*5~7, 10, 11</sup> しかし、これらの対象としているスイッチング素子が多ほとんど電磁リレーであるため、励磁回路の応答性に限界があり、接点の消耗を防ぐためにスイッチング周波数を高めることが困難であった。そこで、このようなオンオフ制御系の解析あるいは補償回路の設計において、制御対象の動作周波数とスイッチング周波数がほぼ同程度の範囲を対象としているものがほとんどである。

これに対して、ここに述べた電圧増幅器系スイッチング素子としてSCRを用いることにより、ターンオフ時間からスイッチング周波数に上限はあるが、機械的スイッチと異り、寿命と動作回数とはほとんど無関係であり、数百から数千Hz程度の周波数でも安定で高効率のスイッチングができるため、300~500 Hz程度(詳しくは次章で述べる)の正弦波入力に対しては簡単なフィルタによって入力信号に忠実な出力波形を得ることが出来る。この周波数帯域は、その制御対象である一般の負荷の動作周波数に比べて2~3桁以上も高いため、原理はオンオフ制御系であっても、このような入力信号周波数に対しては全く線形増幅器とみなすことができる。そして、この線形性

の保たれる周波数上限は、電流・電圧検出回路の時定数（電流制御形電力増幅器では負荷回路時定数、電圧制御形では電圧検出回路の時定数）でさまり、時定数が小さい程、高い周波数を応答できるが、偏差およびスイッチング周波数によって上限はあきらかにされる。この周波数上限と回路定数の関係の点に、このためとして、RL-L直列負荷時の電流制御形増幅器の増幅周波数上限は、 $f_{max} = \sqrt{2}E_1 / 4\pi L I_L$ 、電圧制御形増幅器に對しては  $f_{max} = 1 / 2\pi \tau$  と考えておけばよい。

ところで、本電力増幅器では入力信号に忠実な出力波形を得ることができるといっても、その動作原理からも明らかに出力には高調波分が含まれており、負荷が特に入力信号に忠実な出力波形を要求する場合には、フィルタが必要である。また電圧制御形電力増幅器では、その出力波形は本質的に電源電圧  $+E_1$  と  $-E_1$  とが交互にあらわれたいもので、これから基本成分を取り出すためのフィルタは重要である。

これに對して、本電力増幅器は、偏差を小さくすれば高調波の周波数は非常に高く、振幅は小さくなり、超低周波の正弦波出力を得ようとする場合にも、最も簡単によく知られている単一LCフィルタ<sup>\*9</sup>で充分、高調波分は除かれるため、フィルタ装置が簡単で済むという特徴がある。しかし

(1) 増幅器の周波数特性を損うことになり低歪率の出力波形を得ること

(2) 負荷変動に對して出力電圧変動のしきりはないこと

(3) フィルタを付加したために増幅器の動作に悪影響を与えたり、その出力KVAを増加させたりしにくいこと

(4) フィルタ自体、小形、軽量、経済的であること

等と考慮して、最適のフィルタ回路を構成する必要がある。今後の課題である。

### 第 3 章 SCR 電力増幅器主回路の構成

#### 3. / まえがき

本電力増幅器主回路の  $S_1 \sim S_4$  に用いる DC スイッチとしては、任意の時刻にオン、オフでき、さらにスイッチング周波数の上限が高く、損失が小さいことが必要である。

このような条件を満たす SCR チョップアップ回路として、カソードバルス形チョップアップ回路がよく知られており、既に、このチョップアップを用いた増幅器を提案し、その動作や回路定数の決定法を詳しく述べた。<sup>\*8</sup> また、カソードバルス形チョップアップ回路自体の動作については、いろいろの文献<sup>\*12</sup> で述べられているので、その詳細はこれらの文献に譲るが、その特性の検討を行った結果、また実験によっても、このカソードバルス形チョップアップを用いた増幅器が高効率で、増幅周波数の上限も高く、電力増幅器として充分満足な特性をもっていることがわかった。しかし、直流電動機のような起電力負荷を負っているときは、電流コンデンサが十分に充電できない場合が生じて、電流が不可能になることがある。これを防ぐためには外部から電流コンデンサの電荷を補助回復させる必要がある。ところが、この補助充電が困難であるという欠点をもっている。ところで、起電力負荷時に限らず、本電力増幅器のように、スイッチング間隔が入力信号と検出値の大きさの関係から決まり、その長さが  $100 \mu s$  程度から数  $ms$  以上にもおよびることがあり、また負荷電流の変動範囲も広いために、かかる場合にも電流コンデンサ電圧が必要な値に確保されているように、外部回路から補助充電しておくことは、増幅器の安定性を高めるために不可欠の条件である。

これに対して、本章ではこの補助充電が容易な反発バルス形チョップアップを用いた主回路を提案し、その回路定数の決定法を述べる。

ここで、主回路の設計にあたって最も注意すべき点は軟流期間をできるだけ短くすることである。このようにすることによって、スイッチング間隔が短くでき、周波数応答性を高めることができるとともに、入力出力特性の直線性をよくすることができるといえる。

すなわち、検出値が飽差の上限に達してゲート回路からスイッチオフのゲート信号が補助SCRに加えられても、軟流期間においては負荷電流はなお主SCRあるいは補助SCRを流れていく。実質的にこの期間が軟流期間だけ長く取られることに相当し、この期間が長くなるほど、負荷電流の平均値は設定値より大きくなることになって入力出力特性の直線性を悪くすることになる。しかし、SCRには必要の逆バイアス時間が常に確保されなければならないから、この軟流期間の長さは余り短くはできない。この結果として、増幅可能な周波数の限界が生ずる。

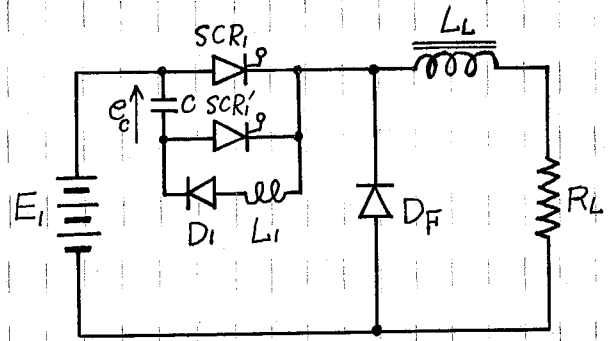
以下に、はじめに、カソードパルス形チヨコパ回路の補助電流の困難な理由を簡単に述べ、つづいて、反発パルス形チヨコパを用いた回路について、その回路定数が逆バイアス時間や回路の損失におよぼす影響について検討し、本電力増幅器の増幅可能な周波数の上限について考察する。

### 3.2 補助充電回路をもつ反発パルス形チョッパを用いた 主回路の構成

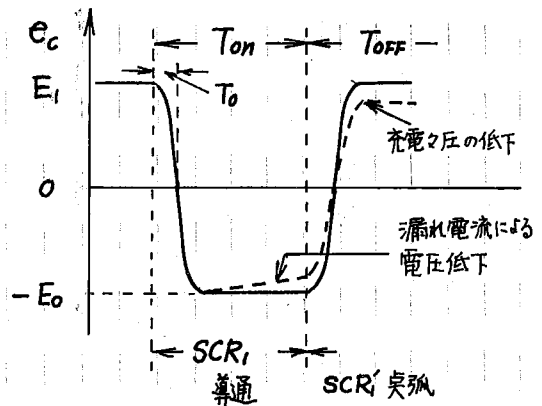
本章で問題にする反発パルス形チョッパ回路の動作解析に入るまえに、図3-11のコントロールパルス形チョッパ回路の電流コンデンサの補助充電の必要性と、先に触れたこの補助充電の困難な理由を簡単に説明しておく。

いま、図3-11で、電流コンデンサ電圧  $e_c$  を考えてみると、チョッパオフ時 ( $SCR_1$  オフ,  $SCR_1'$  オン時) に電流コンデンサは  $E_1 - C - SCR_1' - L - R - E_1$  の回路で、正方向に電源電圧  $E_1$  で充電される。一方、主SCR ( $SCR_1$ ) がオンになると  $C$  の電荷は  $C - SCR_1 - L - D_1 - C$  の共振回路で放電をはじめると、マイオード  $D_1$  のため放電の流は自に流ることにならないから、LCの共振周期の半サイクル後、振動は停止し、 $e_c$  の極性は反転して  $-E_0$  ( $E_0 \leq E_1$ ) となり、主SCRに逆バイアスを与え、準備が完了し、 $SCR_1$  がオンの期間中、この状態が保たれている。

ところが、本増幅器では、この  $SCR_1$  のオンオフの期間の長さ  $T_{on}$ ,  $T_{off}$  が入力信号と負荷電流の大きさによって決定するため、両者とも非常に長時間 (数秒 ~ 数十秒) におよぶ場合がある。このように  $T_{on}$  期間が長く



(a) コントロールパルス形チョッパ回路



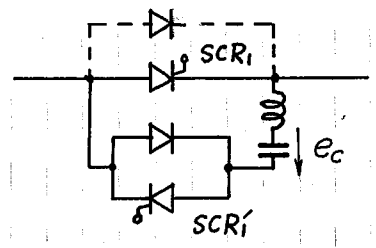
(b) 電流コンデンサ電圧の変り

図3-11 コントロールパルス形チョッパ回路

たばと、タイオードやSCRの漏れ電流やCの絶縁抵抗等によって充電電圧が低下し、転流失敗の原因となる。また起電力負荷時、特に負荷電流が小さい場合には、 $T_{OFF}$ 時にCが電源電圧 $E_1$ まで充電されず、レバによって $E_0$ も低くなり、転流が困難になる。

このことから、カソードパルス形チヨコパを用いた電力増幅器の各チヨコパの転流コンデンサは、これらがない場合には、外部電源から負の電荷をオフの場合には正の電荷を補う必要があり、チヨコパのオフに從って充電電圧の極性を変えねばならぬため、補助充電回路が複雑にならざる好まし

くらしい。これに對してチヨコ-2図に示す。本章で対象とする反発パルス形チヨコパでは、次に詳しく述べるが、転流コンデンサは常時、図の $e_c$ 方向に充電されてお



チヨコ-2図 反発パルス形チヨコパ回路

り、またSCR1のオン期間が長くても、電

荷もこれによる充電電圧の低下は小さく、確実に動作が出来る。

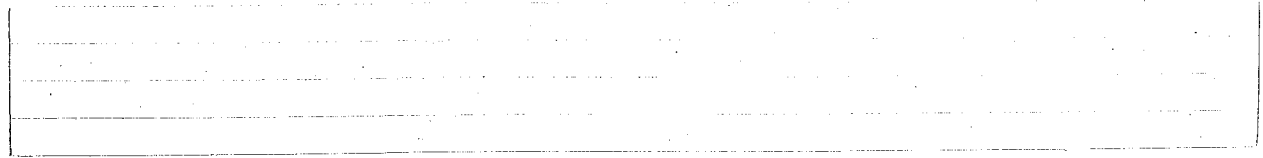
以下、本回路の動作の解析、設計の基礎となる各定数の決定法と述べる。

### 3.2.1 回路構成および動作

チヨコ-3図は補助充電回路ともう反発パルス形チヨコパを用いた主回路の構成図で、スイッチ $S_1$ と $S_2$ は、外部回路からの充電を容易にするために、転流コンデンサや各素子の位置が多少異つていゝが、動作は全く等しい。また、 $S_1$ と $S_4$ 、 $S_2$ と $S_3$ は同時にオンオフを行い、その動作も同一であるので、 $S_1$ の動作についてだけ考えておけばよい。

以下、チヨコ-3図、チヨコ-4図を参照して主回路の動作を考えてみる。

(i) 転流コンデンサCの充電 電源 $E_1$ をオンするに於て、 $E_1 \rightarrow C \rightarrow L \rightarrow D_1 \rightarrow D_{s1} \rightarrow D_{s2} \rightarrow D_2 \rightarrow L \rightarrow C \rightarrow E_1$ の回路、および補助充電回路により



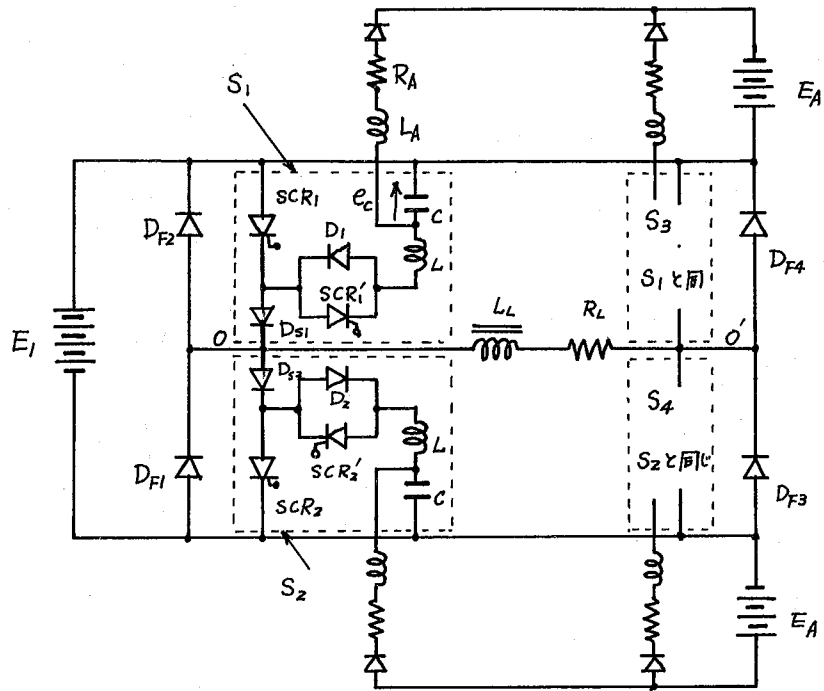


図3-3

反発パルス形コパを用いた電圧増幅器  
主回路の構成図

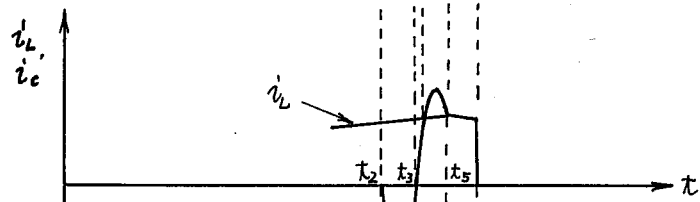
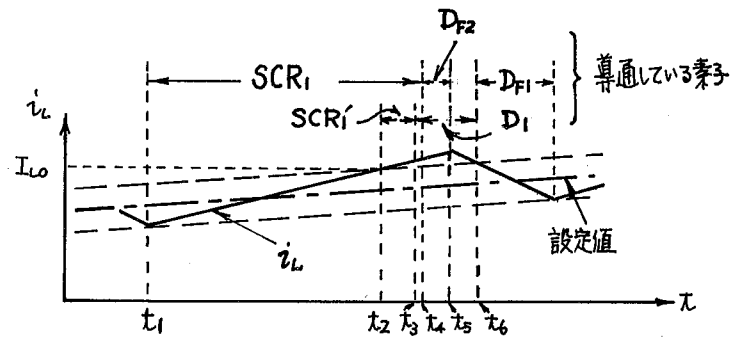
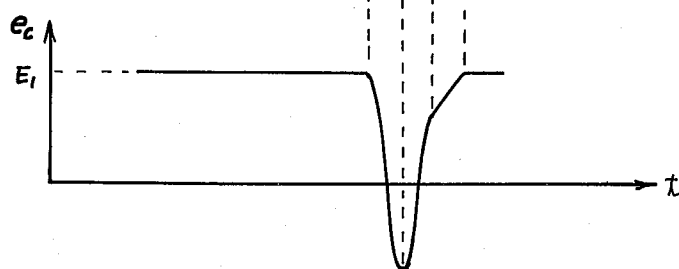


図3-4  
主回路各部の  
電流電圧波形



Cは電源電圧まで充電される。

(ii) 主SCR (SCR<sub>1</sub>)の導通  $E_1 - SCR_1 - D_{s1} - L - R_L - S_4 - E_1$  の回路で負荷電流は増加する。この際、Cの電荷はD<sub>1</sub>, SCR<sub>1</sub>に阻止されて前の状態を保っている。

(iii) 補助SCR (SCR'<sub>1</sub>)の導通 Cの電荷はC-SCR<sub>1</sub>-SCR'<sub>1</sub>-L-Cの共振回路で放電を始め、LCの共振周期の半サイクル後、時刻 $t_3$ において電流は反転し、SCR'<sub>1</sub>は消滅するが、SCR'<sub>1</sub>は $t_c < t_2$ の期間、( $t_3 < t_4$ )は非導通で、この間、 $t_c$ はC-L-D<sub>1</sub>-SCR<sub>1</sub>-Cの回路で流れる。 $t_4$ 以後 $t_c$ が $t_2$ より大きくなる $t_5$ とSCR<sub>1</sub>は消滅し、電流はC-L-D<sub>1</sub>-D<sub>s1</sub>-D<sub>F2</sub>-Cを流れて流れ、主SCRはタイオードD<sub>s1</sub>, D<sub>F2</sub>の順方向降下電圧で逆バイアスされる。この時刻 $t_5$ まで、負荷回路O-O'間には正電圧が加わり、負荷電流は $t_1 - t_2$ 間と同様、増加を続けている。

(iv) D<sub>F2</sub>非導通 D<sub>F2</sub>を流れる共振電流( $i_c$ )が負荷電流( $i_L$ )と等しく $t_5$ とD<sub>F2</sub>はオフになり、 $t_2$ は $E_1 - C - L - D_1 - D_{s1} - L - R_L - S_4 - E_1$ を通り、Cを再び電源電圧まで充電する。

(v) D<sub>F1</sub>導通 乾流コンデンサ電圧 $e_c$ が電源電圧に等しく $t_5$ と、D<sub>F1</sub>, D<sub>F4</sub>が導通して、L<sub>L</sub>に蓄えられたエネルギーを $E_1 - D_{F1} - L_L - R_L - D_{F4} - E_1$ の回路で放出し、負荷電流は減少する。

ここに再びSCR<sub>1,4</sub>を導通すれば、負荷電流は増加し、今迄と全く同じ動作をくり返すことが出来るし、もし、D<sub>F1</sub>, D<sub>F4</sub>を流れる帰還電流が零になると、以後も、O-O'間に負電圧が必要な場合には、SCR<sub>2</sub>, SCR<sub>3</sub>にゲート信号を入れておけば、 $t_2 = 0$ になると直ちにこれらのSCRが導通して、 $t_2$ は自方向に増加を始め、 $S_2, S_3$ が同様のスイッチングを行う。

このように、本回路の大きな特徴はオ3+4図(c)にも示したように、乾流コンデンサの電圧が逆転するのは、LCの共振の半周期の間だけで、他の期間はすべて正方向に保たれている。そこで、補助充電回路の時定数と乾流回路のLCの共振周期より充分大きく選んでおけば、乾流期間に対しては荷

らの悪影響を与えること無く、外部から電流コンデンサの電荷を補うことが出来る。

また、カソードバルブ形チョッパ回路では、 $t_1 - t_2$  期間 (SCR1 オンの期間) に電流コンデンサの電荷が反転して主SCRに逆バイアスを与える準備が完了していつ行われるかわからないため、この期間の長さは、SCRの逆バイアス時間の2倍以下にすることは出来ない\*が、本回路では、いくらでも短くでき、図3-4図からも明らかになるように、もし、SCR1とSCR'1に同時にゲート信号が入っても回路動作には何ら問題は無く、自然電流は電流期間 ( $t_2 - t_3$  期間) 一増し、 $t_3$  で減らす。しかし、このように、補助SCRが突進しなくても自然電流は直ちに減らすことは出来ないから、各SCRに必要な逆バイアスを与える範囲内では、この  $t_1 - t_2$  の電流期間をできるだけ短くしてあげられる方がいい。

### 3. 2. 2 回路定数とSCR逆バイアス時間の関係

電圧増幅率が安定に動作するために、各SCRに必要な逆バイアス時間が与えられること、また、入力出力特性の直線性とよくするために、電流期間 ( $t_2 - t_3$ ) を短くする必要があり、本回路を設計するときには、この電流期間の動作を明らかにしておける方がいい。

図3-5図は  $t_2 - t_3$  期間の自然電流  $i_n$  と電流コンデンサ電流  $i_c$  の関係およびこの期間の等価回路と示したもので、主SCRの逆バイアス時間は、 $i_c$  が  $i_n$  より大になっている  $t_2 - t_3$  期間の長さ  $t_0$  で、この長さは、 $i_c$  が大きい程、またLCの共振周期が長い程、長くなる一方、回路のQが低い場合や、自然電流の立ち上りが大きいときには短くなる傾向にある。以下、この点を解析的に検討する。

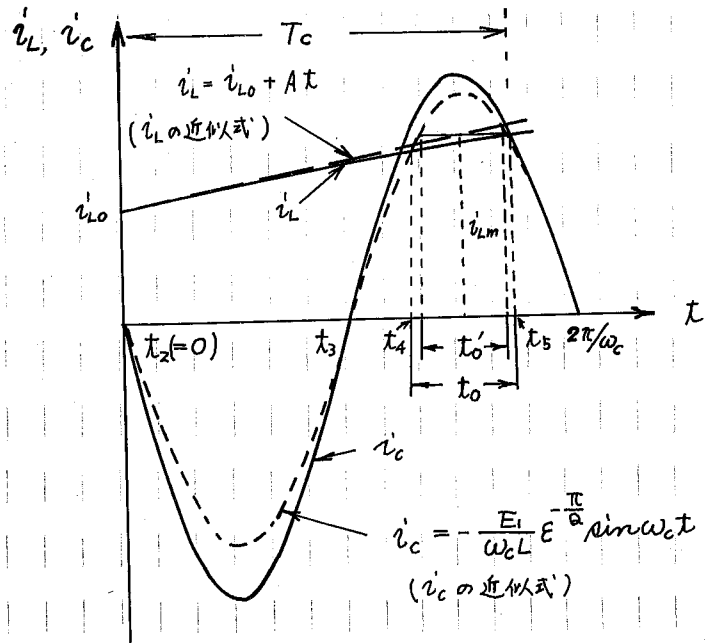
なお、図3-4図より明らかになるように、補助SCRの逆バイアス時間は主SCRの逆バイアス時間より長く、両SCRのターンオフ時間はほぼ等しいと考えられていることから、主SCRに対して必要な逆バイアス時間が与えられる

\*  $E_c$  から  $E_1$  まで  $0$  にするまでのLCの共振の  $1/4$  周期の周 ( $T_0$  期間), SCR'1は逆バイアスされる。LCが  $T_0$  である。  $E_c$  の反転時間は、 $T_0$  の2倍必要である。

下、補助SCRに対しても充  
 分の逆バイアスが与えられ、  
 レキから \$t\_0\$ について考  
 えただけで充分である。  
 又、+5図(b)より \$i\_c\$  
 は簡単に求められ次式で表  
 わされる。

$$i_c = -\frac{E_1}{\omega_c L} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} e^{-\frac{1}{2\alpha}\omega_c t} \times$$

$$\sin \omega_c \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} t \dots (3-1)$$



けれど、時刻 \$t\_2\$ と時間  
 の原点 \$t=0\$ にとり、

$$e_c(0+) = E_1$$

$$\omega_c \equiv 1/\sqrt{LC} \quad \text{: 転流回 又3-5図}$$

路の共振角周波数

$$Q \equiv r/\omega_c L \quad \text{: 転流回}$$

路の \$Q\$

である。

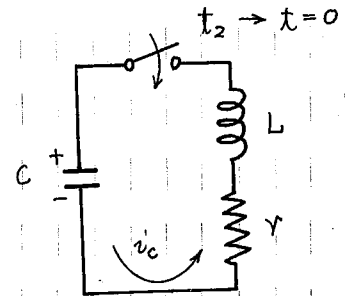
こゝで一般に \$Q > 8 \sim 10\$ であるから (3-1) 式は次式で近似できる。

$$i_c \approx -\frac{E_1}{\omega_c L} e^{-\frac{\pi}{\alpha}} \sin \omega_c t \dots (3-2)$$

また、\$i\_L\$ はこの期間、直線的に変化すると考え、\$t\_0\$ を又3-5図に示す  
 ように \$t\_0\$ で近似する。すなわち、又3-2式の正弦波が、\$i\_{Lm}\$ (共振の \$3/4\$  
 周期後の負荷電流の大きさ) によって切りとられる部分の長さを \$t\_0\$ とし、  
 これをあらかじめ逆バイアス時間 \$t\_0\$ とする。このように近似しても、実際  
 の逆バイアス時間はこれより小さくなり、設計値に対してより安全側にある

(a) \$i\_L\$ と \$i\_c\$ の関係

(b) 等価回路



\$t\_2 - t\_5\$ 期間の動作

と考えられる。

ここで、負荷電流の立ち上りを  $A$  ( $A/sec$ ) とすると、この期間、負荷電流は次式で表わされる。

$$i_L = i_{L0} + At \quad (3-3)$$

ただし、 $i_{L0}$  は補助SCR 実弧時の負荷電流の大きさである。

(3-3) 式より  $i_{Lm}$  は直ちに求められ、次式で表わされる。

$$i_{Lm} = i_{L0} + 3\pi A / 2\omega_c \quad (3-4)$$

そこで、式(3-2), (3-3) 式より逆バイアス時間  $t_0$  は

$$t_0 = \frac{2}{\omega_c} \cos^{-1} \varepsilon^{\frac{\pi}{Q}} \left( \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{i_{L0}}{E_1} + \frac{3\pi AL}{2E_1} \right) \quad (3-5)$$

とあり、ここで、

$$\chi = \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{E_1}{i_{L0}} \quad \begin{array}{l} Q = \infty \text{ の場合の電流電流 } i_c \text{ の最大値と補助SCR 実} \\ \text{弧時の負荷電流の比} \end{array}$$

$$\alpha_e = AL/E_1 \quad \text{: 負荷電流の立ち上りと電流電流の立ち上りの比}$$

とあくと、(3-5) 式は次のようになる。

$$t_0 = \frac{2}{\omega_c} \cos^{-1} \varepsilon^{\frac{\pi}{Q}} \left( \frac{1}{\chi} + \frac{3\pi}{2} \alpha_e \right) \quad (3-6)$$

式3-6 図は縦軸に  $\omega_c t_0$  [ $= f(\chi, Q, \alpha_e)$ ]、横軸に  $\chi$  をとって、 $Q = 5, 8, 10, \alpha_e = 0, 0.01, 0.02$  をパラメータにし (3-6) 式の関係を示したものである。

いま、回路定数  $L, C, Q, \alpha_e$ , 電源電圧  $E_1$  が与えられれば、本図の縦軸は逆バイアス時間、横軸は負荷電流\* の逆数  $1/i_{L0}$  に比例するから、この図は負荷電流とSCR逆バイアス時間の関係を示してあり、この  $Q, \alpha_e$  に対応しても、 $i_{L0}$  が小さく ( $\chi$  が大きくなる) ときは逆バイアス時間  $t_0$  は大きくなり、 $t_0 = \pi/\omega_c$  に近づくことがわかる。

このことから、回路定数の決定に際しては、負荷電流  $i_{L0}$  の最大値  $I_{L0}$  に対応しても必要に逆バイアス時間  $t_0$  (以下、 $I_{L0}$  に対応する逆バイアス時間を

\* 厳密には、補助SCR 実弧時の負荷電流の大きさであるが、ここでは単に負荷電流  $i_{L0}$  と書くことにする。

$t_{00}$  で表わす。)が確保されるように  $L$ ,  $C$  を決定しておけば、他の電流値に対しては逆バイアス時間は必ず  $t_{00}$  より長くなり、逆バイアス時間に戻しては、より安全側にある。たとえ、 $Q=8$ ,  $\alpha_L = 0.01$  のとき、最大負荷電流  $I_{L0}$  に対応する  $\chi$  (これを以下  $\chi_0$

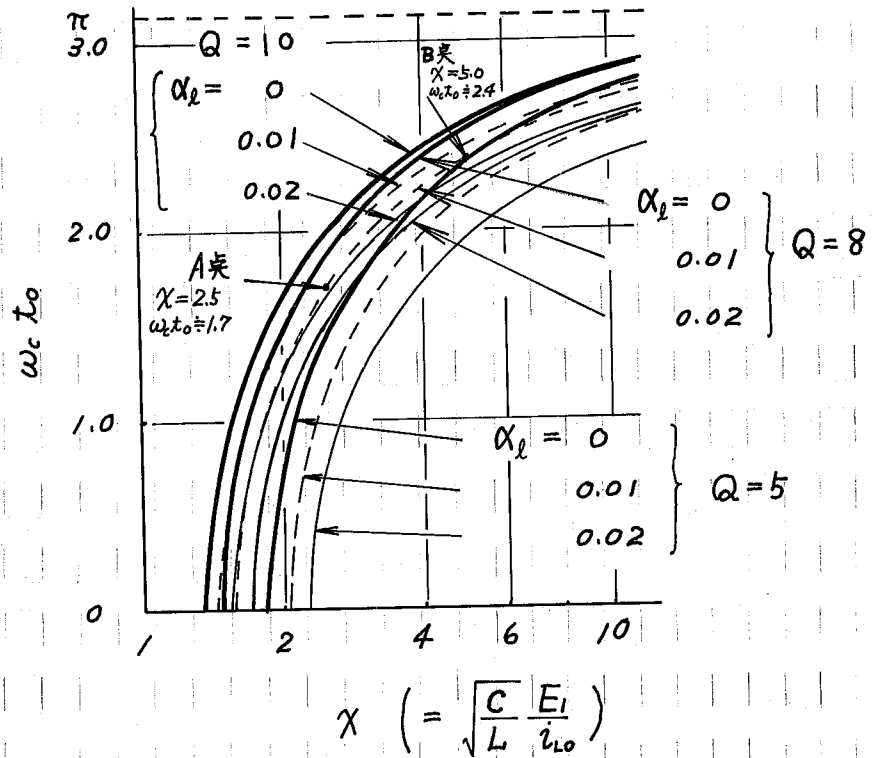


図 3-6  $\chi$  と  $\omega_c t_0$  の関係

$\chi_0 \equiv \sqrt{C/L} E_i / I_{L0}$  ) を  $\chi_0 = 2.5$  と選んだとすると、本図より  $\omega_c t_0 \equiv \omega_c t_{00} \equiv 1.7$  (図 3-6 図 A 点) となり、 $\omega_c = 1.7/t_{00}$ ,  $\chi_0 = 2.5$  を満足する  $C, L$  の値が定まる。この定数で回路を構成した場合、その負荷電流が減少すると  $t_0$  は  $Q=8$ ,  $\alpha_L = 0.01$  の実線を増加し、 $I_{L0}$  の  $1/2$  の負荷電流をとっているときの逆バイアス時間は B 点より  $t_0 = 1.4 t_{00}^*$  となる。回路定数決定の際に指定した逆バイアス時間の  $1.4$  倍に  $t_0$  になっている。  $I_{L0}$  が更に小さくされると  $\omega_c t_0 = \pi$  に近づくから、逆バイアス時間は、 $t_0 = 1.85 t_{00}$  に近づくことになる。このことから、この  $\chi_0$  を大きく選ぶほど、 $I_{L0}$  の変化に対して  $t_0$  の変化が小さいことも明らかである。

図 3-7 図は  $L, C$  を決定する際に便利なるように図 3-6 図を書きあらためたものである。ここに、一例として  $Q=8$  の場合のみを示した。

図 3-7 図は、横軸には  $\chi_0$ , 縦軸には  $\omega_c t_0$  の量を表わしたものである。

\* B 点では  $\omega_c t_0 \approx 2.4$ , したがって  $\omega_c = 1.7/t_{00}$  であるから、両式より  $\omega_c$  を消去して  $t_0 = 1.4 t_{00}$

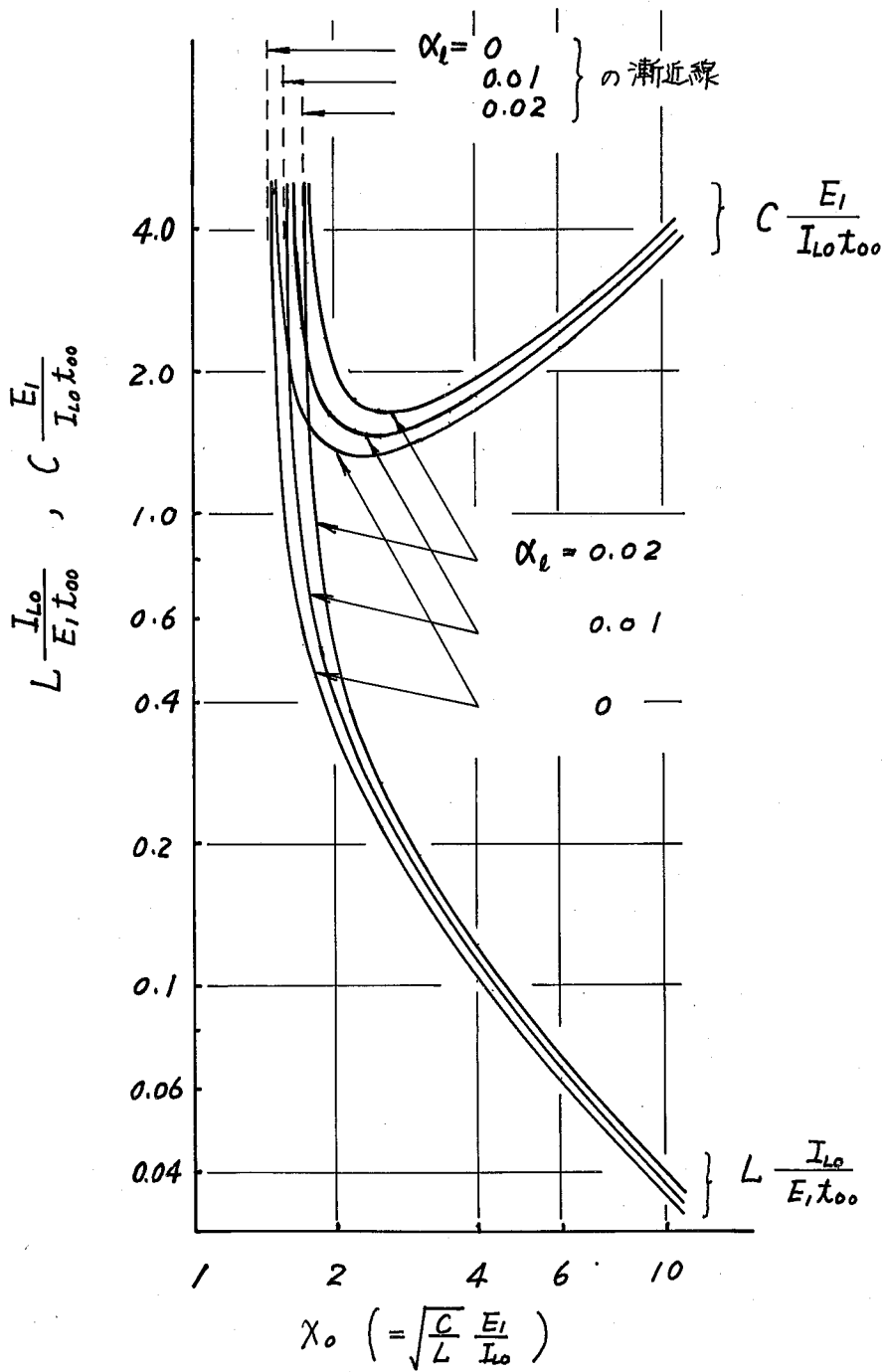


図3-7 図  $\chi_0$  と  $L I_{L0} / E_1 t_{00}$ ,  $C E_1 / I_{L0} t_{00}$  の関係 ( $Q=8$ )

$$\frac{I_{L0}}{E_1 t_{00}} L = \frac{1}{\chi_0 f(\alpha, \chi_0, \alpha_e)} \quad \text{--- (3-7)}$$

$$\frac{E_1}{I_{L0} t_{00}} C = \frac{\chi_0}{f(\alpha, \chi_0, \alpha_e)} \quad \text{--- (3-8)}$$

各 $\alpha$ の値について、このようにならうを求めておけば、 $E_1, I_{L0}, \alpha_e, \alpha$ と与えられたとき、ある $\chi_0$ の値に対して、必要な逆バイアス時間 $t_{00}$ と与えられた $L, C$ の組合せを簡単に知るにやがて出来る。そして、このグラフからも明らかのように、 $\chi_0$ を大きくするほど転流リアクトル $L$ は小さくなるが、転流コンデンサ $C$ の値には最小値が存在するにやがて分かる。

ここで、次に $\chi_0$ をどのように決定したらよいかが問題になる。

### 3. 2. 3. $\chi$ と転流期間 $T_c$ の長さの関係

入力出力特性の直線性を良くするために、転流期間 $(t_2 - t_3)$ の長さ $T_c$ は、必要な逆バイアスが与えられる範囲でできるだけ短くなるように、回路定数を選べばよいのである。そこでまず $\chi$ と $T_c$ の関係を考えこみる。

(3-6)式および式3-5図より $T_c$ は直ちに次式のようになる。

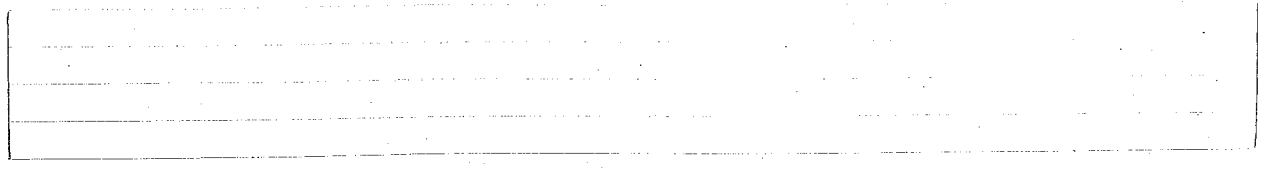
$$T_c = \frac{3\pi}{2\omega_c} + \frac{1}{\omega_c} \cos^{-1} \varepsilon^{\frac{\pi}{\alpha}} \left( \frac{1}{\chi} + \frac{3\pi}{2} \alpha_e \right) \quad \text{--- (3-9)}$$

(3-6)(3-9)式より

$$\frac{T_c}{t_0} = \frac{3\pi}{2f(\alpha, \alpha_e)} + 0.5 \quad \text{--- (3-10)}$$

となり、転流期間の長さ $T_c$ と逆バイアス時間の比 $T_c/t_0$ は、 $f(\alpha, \alpha_e)$ だけの関数であるにやがて分かる。

式3-8図は縦軸に $T_c/t_0$ 、横軸に $\omega_c t_0 [= f(\alpha, \alpha_e)]$ をとって上式の関線を示したもので、グラフより、転流期間はいかにする場合にも逆バイアス時間の2倍以上で、同じ逆バイアス時間を与えるためには、 $\omega_c$ が大きければ、 $T_c$ は短くなる。



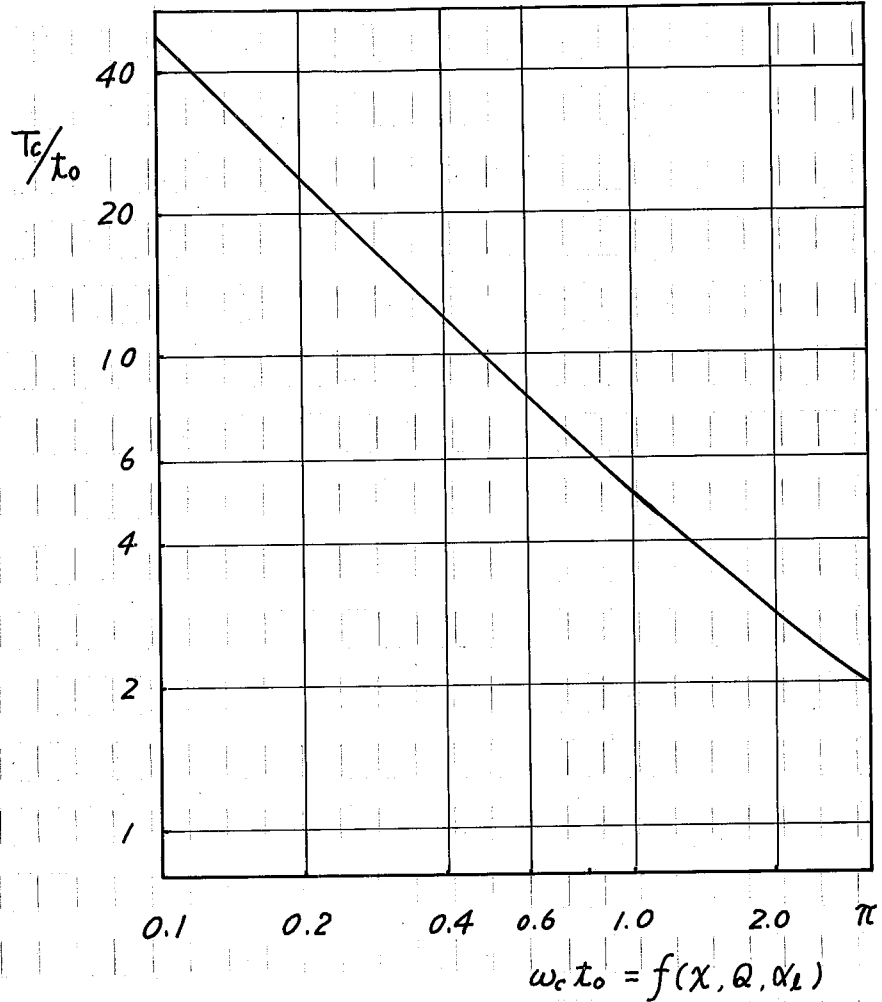


図3-8

$\omega_c t_o$  と  $T_c/t_o$  の関係

とに3で、最大負荷電流  $I_{Lo}$  に対して必要な逆バイアス時間  $t_{ob}$  が得られるように回路定数が選ばれると、図3-6から任意の負荷における逆バイアス時間  $t_{ob}$  が求められることは先に述べたとおりであるが、この  $t_{ob}$  と図3-8図とから、任意の負荷状態における転流期間の長さ  $T_c$  も知るにたがてきる。しかし、これらのすべての値を知る必要はたゞ、最大値のみを検討しておけばよい。すなわち、この転流期間の長さは、図3-5図からも明らかとなり、 $I_{Lo}$  が減少するほど長くなり、その最大値  $T_{cmax}$  は  $I_{Lo} = 0, \alpha_L = 0$  のときで、転流回路の共振周期に一致する。したがって、

$$T_{cmax} = 2\pi/\omega_c \quad (3-11)$$

ここに、前にあげた例の値を用いて  $T_c$  を考えてみると、 $Q=8, \alpha_L=0.01$

で、 $\chi_0 = 2.5$ ,  $\omega_c t_{00} = 1.7$  と選んだから、このときの転流期間の長さは、  
 式3-8図から  $T_c/t_{00} = 3.2$ 、つまり  $t_{00}$  の3.2倍であるが、負荷電流が小  
 さくすると、 $T_{cmax} = (2\pi/1.7)t_{00}$  くらいまで、最大、 $t_{00}$  の約3.7倍にな  
 ることになる。

この  $T_{cmax}$  は  $\omega_c t_0$  と大きくする、つまり  $\chi_0$  を大きく選ぶほど短く  
 できる。このことは、転流回路の共振周波数を高くし、かつ共振電流の最大  
 値が大きくなるように LC を決めれば行いたいことを意味している。

### 3.2.4 $\chi_0$ と転流損失の関係

転流期間  $T_c$  を短くするために  $\chi_0$  を大きく選ぶ方がよいことばかり  
 ではない、共振電流が大きくなると転流回路の素子の電流容量を大きくしなけ  
 ればならぬ。また、転流に伴う損失が増加し、効率の良から  $\chi_0$  を余り  
 大きくすると好ましくはない。

ここで  $\chi_0$  を決める一つの目安として、回路が最大負荷電流とと  
 ている場合の、転流一回当りに失われるエネルギーを考えてみる。

いま、補助SCRが導通する直前に転流回路のもつエネルギー  $w_1$  は  
 転流コンデンサ C のもつ静電エネルギーのみで、 $w_1 = CE^2/2$  である。こ  
 のエネルギーが LC の共振回路により L に移り、式3-5図に示すように共  
 振の  $3/4$  周期後に、この回路のもつエネルギーは、

$$w_2 = \frac{1}{2} L \left( \frac{E_L}{\omega_c L} \varepsilon^{-\frac{\pi}{Q}} \right)^2$$

となり、転流一回当りに失われるエネルギー  $w$  は近似的に  $w = w_1 - w_2$   
 と表わされる。これに式3-6式を用いて変形すると次式が得られる。

$$\frac{w}{E_L I_{L0} t_{00}} = \frac{\chi_0 (1 - \varepsilon^{-\frac{2\pi}{Q}})}{4 \cos^{-1} \varepsilon^{-\frac{\pi}{Q}} \left( \frac{1}{\chi_0} + \frac{3\pi}{2} \alpha_e \right)} = \frac{1 - \varepsilon^{-\frac{2\pi}{Q}}}{2} \cdot \frac{\chi_0}{f(\chi_0, Q, \alpha_e)} \quad \dots (3-12)$$

ここで、 $E_L I_{L0} t_{00}$  は同様として与えられ、LC を決定する際には定数であ  
 る。したがって、転流時の損失を小さくするために、(3-12)式が小さくた

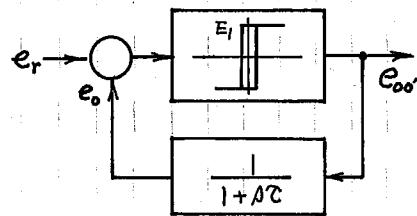
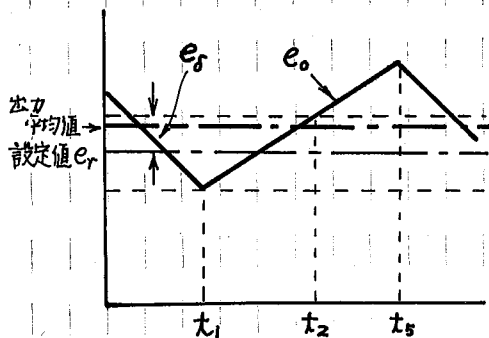
るように入力電圧  $e_r$  を選ぶければならない。ところで、この (3-8) の右辺の  
 項は (3-8) 式に等しく、結局、転流コンデンサ  $C$  を最小にするように入  
 力電圧  $e_r$  を選べば、最大負荷電流に対する転流時の損失が最も小さくなること  
 がわかる。

3. 2. 5 最小スイッチング間隔に対する考察

SCR 制御回路が理想的なスイッチと異なる点は、転流期間  $T_c$  が存在  
 する点にあり、スイッチの期間が理想的なスイッチの場合より  $T_c$  だけ長  
 くた。このため図 3-9 図に示すように出力電流 (電圧) の平均値は設定値  
 より大きくなる傾向にあり、また、スイッチングの長さは  $T_c$  以下にできな  
 いことである。

この  $T_c$  の長さは、3. 2. 3 で検討したとおり、回路定数の選別に依り異  
 なるが、数値例にも示したように、必要反送バイアス時間  $t_{00}$  の 3 ~ 5 倍程  
 度で、 $t_{00}$  は普通 20 ~ 25  $\mu s$  以上であるから、 $T_c$  と  $t_{00}$  から最小スウィ  
 ッチング間隔は約 100  $\mu s$  とする。

ところで、この  $T_c$  の影響は検出値の立ち上りが急になる程、顕著になる。  
 可なり、増幅器の周波数応答性を高めるために検出回路 (あるいは電流制  
 御形電圧増幅器での負荷回路) の時定数を小さくすると、検出値  $e_o$  の立  
 ち上りが大きくなり、一方偏差  $e_s$  (図 3-9 図 (a)) は (2-3-1) に述べ



(b) 電圧増幅器ブロック図

(a)  $e_r$  と  $e_o$  の関係

図 3-9 転流期間  $T_c$  の影響

区間より、検出電圧の最大値の10%以下にすべきであるから、 $t_1 - t_2$  期間が短くして、スイッチオン期間  $T_{on}$  に対する電流期間  $T_c$  の比  $T_c/T_{on}$  が大きくなり、出力電流(電圧)の平均値の設定値からの隔りが大きくなる。そこで、 $D$  はあまり小さくすべきで、増幅周波数の限界が生ずるとになる。

図3-9図に示すように、検出回路の時定数が  $D$  のとき(2-5)より、増幅器の増幅周波数限界は次式で表わされる。

$$f_{max} = 1/2\pi D \quad (3-13)$$

図3-9図(b)より検出値の立ち上りは最大  $E_1/D$  となり、 $e_0$  を  $E_1$  の10%に選ぶと、(a)図を参照して次の関係が得られる。

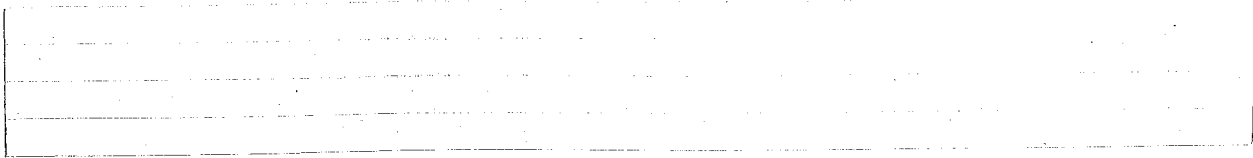
$$E_1(T_{on} - T_c)/D = 2 \times 0.1 E_1 \quad (3-14)$$

(3-13), (3-14)より

$$f_{max} = 0.1/\pi(T_{on} - T_c) \quad (3-15)$$

ここで、 $T_{on} - T_c$  をどの程度に選ぶかは、負荷の要求によっても異なる。これを小さくするほど、入力出力特性の直線性が悪くなるが、 $T_c/T_{on} = 1/2$  とすれば、 $T_{on} - T_c = T_c$  と許す。先に述べたように  $T_c = 100\mu s$  とすれば、 $f_{max} = 300\text{Hz}$  となる。

ここで、もし、出力電圧(電流)の平均値を入力レギュレータにフィードバックして、この出力の平均値と設定値の差を補正してやれば、更に  $T_{on} - T_c$  を短くできるが、最小オン時間が  $100\mu s$  程度であるから、最高スイッチング周波数は  $5\text{kHz}$  程度で、入力信号周波数限界をこのスイッチング周波数の  $1/10$  とすれば(入力信号1サイクル当たり10回のスイッチングが行われる\*6)、SCR増幅器の実用的な周波数限界はやはり  $500\text{Hz}$  程度と考えられる。



### 3.2.6 補助充電回路の定数に対する考察

図3-3に示すように、補助充電回路は補助電源  $E_A$  ( $\equiv E_1$ ) と、ダイオード  $D_A$ 、リアクトル  $L_A$ 、抵抗  $R_A$  の直列回路とからなっている。

$D_A$  と  $L_A$  は同じ補助電源に接続されている二つのコンデンサ同志の影響をさけるとともに、補助充電回路の軽流動作に悪影響を及ぼさないようにするために用いられている。また  $R_A$  は、 $L_A, C$  の共振回路の  $Q$  が高いと、軽流コンデンサの電圧が非常に上昇するため、 $Q$  を下げ、この電圧上昇をおさえるための抵抗である。

ここで、 $L_A$  を余り大きくすると充電時間が長くなって、スイッチング間隔が短くなると補助充電回路の効率が下がるが、逆に、小さくすると、軽流動作に影響するため、どの程度に選ぶかが問題であるが、実験によれば、軽流リアクトル  $L$  の 100~200 倍程度で満足な結果が得られている。

また、 $R_A$  に対しては、 $L_A - R_A - C$  の共振回路の  $Q$  が 0.5 以下になるため

$$R_A > \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_A}{C}}$$

と選ぶのがよい。

### 3.2.7 回路定数の決定法

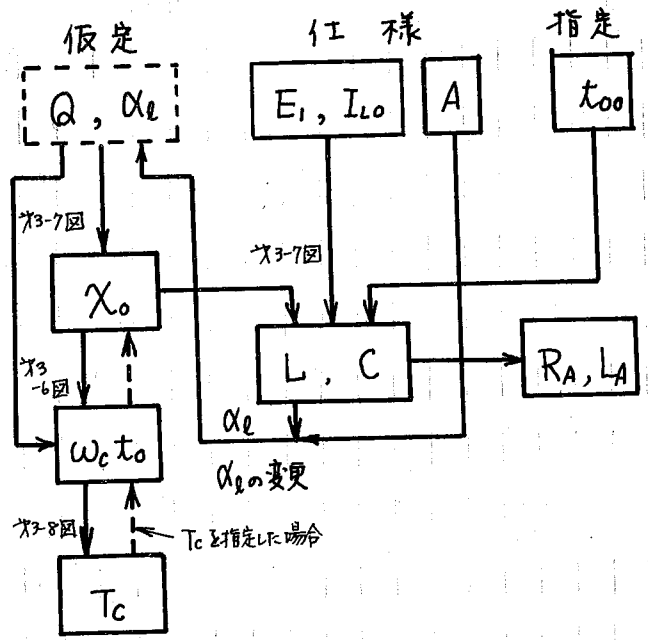
今までの解析の結果、回路定数と逆バイアス時間、軽流期間の長さ、スイッチング間隔および軽流損失の関係を明らかにした。ここでは、これらのまとめとして、回路定数の決定法と設計例を述べる。

図3-10は回路定数決定の手順を示すフローチャートである。

いま同様として、電源電圧  $E_1$ 、負荷電流最大値  $I_{L0}$ 、負荷の特性が与えられれば、負荷電流の立ち上り  $A$  が定まる。

普通、共振回路の  $Q$  は  $Q \approx 8 \sim 10$ 、 $\alpha_0 \leq 0.01$  と考えてよいから、この仮定のもとに図3-7より、 $C (E_1 / I_{L0} t_{00})$  が最小になる  $\alpha_0$  の値に対応する、 $C, L$  を求めれば、軽流時の損失が最小になるように定数が決定できる。

と: 3で, 式3-6図から, この  $\chi_0$  に対する  $\omega_c t_{00} = f(\chi, Q, \alpha_L)$  がわかり, 式3-8図から  $T_c/\chi_{00}$  がわかる。この結果, 転流期間の長さ ( $T_{cmax}$ ) は,  $C(E_1/I_{L0}t_{00})$  が最小にするよう  $\chi_0$  を選ぶ。  $t_{00}$  の 3.6 ~ 4.5 倍の範囲にあり, 普通の応用において充分と考えられ, 転流時の損失が最小にする  $C$  の値を用いければよい。



特に  $T_c$  を短くする必要のある場合には, また式3-8図から  $\omega_c t_{00}$  を定め, この値と式3-6図から  $\chi_0$  を定めればよいが, この場合には効率に多少犠牲にせざるを得ない。この数値例とあわせておく。

式3-10図 回路定数決定のフローチャート

(i) 仕様  $E_1 = 150 [V], I_{L0} = 15 [A], t_{00} = 25 [\mu s]$

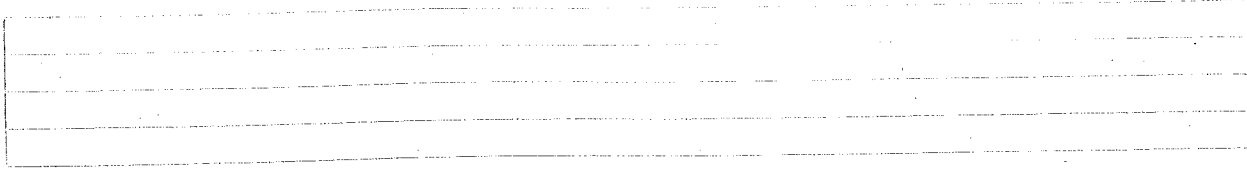
(ii) 仮定  $Q = 8, \alpha_L = 0.01$

(iii) 定数決定 式3-7図より転流時の損失が最小にするように,  $\chi_0 = 2.5$  と選ぶと,  $C E_1 / I_{L0} t_{00} = 1.45, L I_{L0} / E_1 t_{00} = 0.24$  となり, これに仕様各値を用いると  $C = 3.6 [\mu F], L = 60 [\mu H]$  とする。

この定数を用いると  $\chi_0$  に対して  $\omega_c t_{00} = 1.7$  であるから, 最大平均電流をとってこの転流期間の長さは,  $T_c / t_{00} = 3.2$ , したがって  $T_c = 80 [\mu s]$  となる。転流期間の最大値は  $T_{cmax} = 93 [\mu s]$  とする。

式3-11図, 式3-12図の上の定数を用いて構成された主回路を式3-13図の定数を用いた電圧制御増幅器とした場合の特性の一例で, 前者は入力信号と0-0'間電圧の平均値  $\bar{e}_{00}$  の関係を示したものである。

11-12



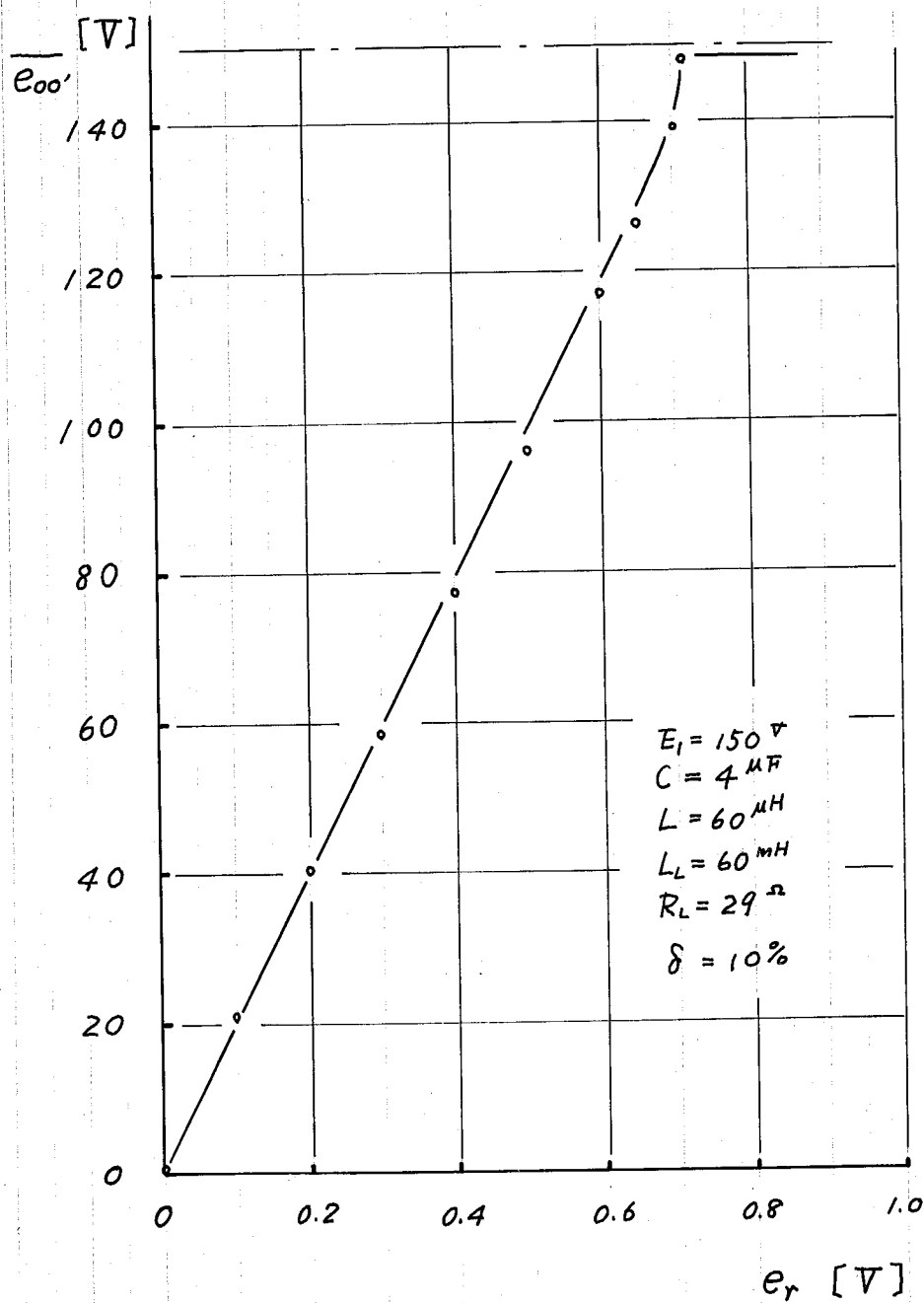


図3-11 入力信号  $e_r$  と  $0-0'$  間電圧平均値  $\overline{e_{oo'}}$  の関係

出力  
[kW]  
1.2  
1.0  
0.8  
0.6  
0.4  
0.2  
0

100

80

60

40

20

0

0

2

4

6

8

10

12

14

[A]

負荷電流  $i_L$

出力

効率

逆バイアス時間

$$E_1 = 150 \text{ V}$$

$$L_L = 60 \text{ mH}$$

$$R_L = 29 \text{ } \Omega$$

図3-12 負荷電流に対する出力、効率、逆バイアス時間の関係

このグラフより入力信号の小さいときには転流期間の長さの影響により、また入力信号が大きくなると2.3.1で述べた電圧検出回路のCの充放電特性の影響があらわれ出力電圧は設定値よりやや大きくなる傾向にあるがほぼ満足は直線性を示していることがわかる。

また、図3+12図は入力信号を0.5Vに保ちて負荷抵抗 $R_L$ を変化させたときの負荷電流 $i_L$ に相当する出力効率および逆バイアス時間 $t_{00}$ の関係を示したものである。ここで $t_{00}$ が同様で与えられた25 $\mu$ sより大きくなっているのは、主として転流回路のQが仮定より大きく、 $\alpha_0$ は仮定の0.01より小さいためと考えられる。

グラフより最大効率は88%程度で非常に高効率である。なお、負荷電流が大きくなると効率が低下するのは、負荷リアクトル $L_L$ の影響で、主回路だけの効率は更に高くなる。

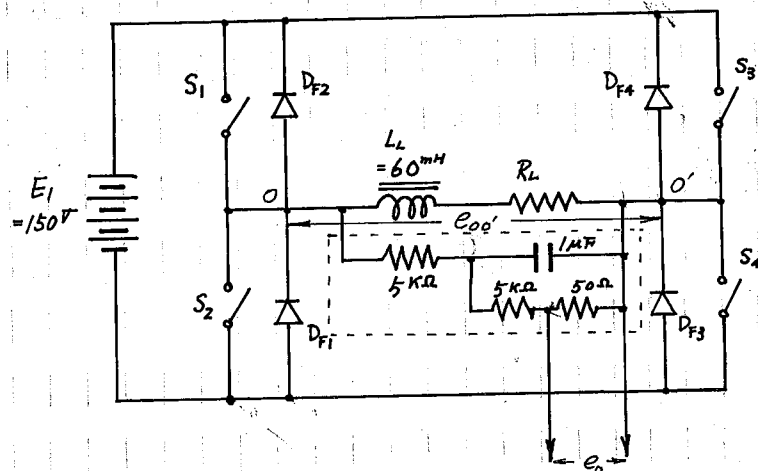


図3+13 実験に用いた回路定数

### 3.3 第3章のまとめ

本章では、補助充電回路をもつ反発パルス形キヨウパ回路を用いた主回路の動作を明らかにし、その回路定数の決定法を述べた。

本章で述べたように、補助電源を用いて乾流コンデンサ電圧と常に必要の値に保つておくことは、SCRヤダイオードの漏れ電流等による乾流コンデンサの充電電圧の低下、あるいは起電力負荷時にコンデンサが必要の電圧まで充電されないために生ずる、逆バイアス時間の不足、乾流失敗を防ぐために必要で、特に増幅器はオンオフの長さが入力信号と検本値の大きさによって決まり非常に長くなるため、この補助充電回路は、増幅器を安定に動作させるために不可欠である。

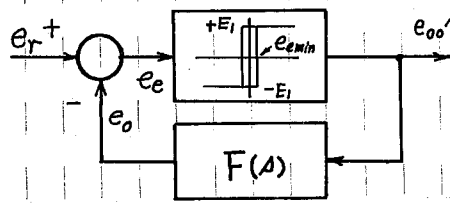
次に、電力増幅器に用いるキヨウパ回路の回路定数を決定する際にはスイッチング周波数を高め、入力特性の直線性をよくするために、SCRに必要の逆バイアス時間を確保した上で、乾流期間 $T_c$ と短くすべきで、このためには、乾流電流を小さくしなければならぬために、乾流時の損失が増加する傾向にある。しかし、本キヨウパ回路では、乾流時の損失を最小にする回路定数に對しても、乾流期間の長さは、必要の逆バイアス時間(20~25 $\mu$ s以上)の3~5倍で、しかも100 $\mu$ s程度と短い。実用上、ほぼ満足な特性が得られることが確かめられた。すなわち最小スイッチング周期隔はこの乾流期間の長さより短くはできぬことから、スイッチング周波数は最高5kHz程度で、これから、実用的な増幅周波数限界は300~500Hz程度となる。

主回路の効率も実験によれば、本力1kWで86~88%程度で非常に高効率である。

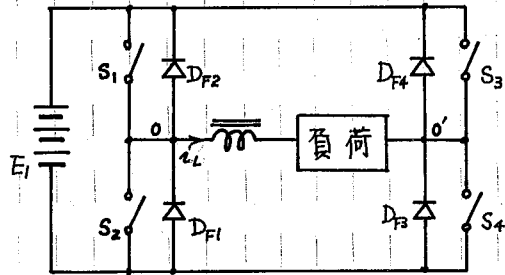
# 第4章 制御回路

## 4.1 まえおき

本電力増幅器は第2章で述べたとおり、第4-1図(a)に示すような二位置リレーを用いたオンオフ制御系と考えることが出来る。そこで、制御回路



a) 電力増幅器ブロックダイアグラム



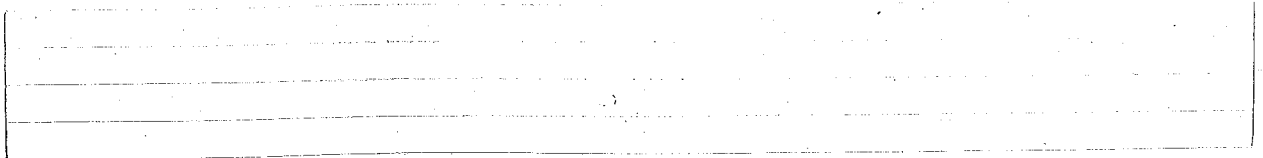
b) 主回路原理図

## 第4-1図 電力増幅器原理図

の基本的な動作は、入力信号  $e_r$  と検出値  $e_o$  の差  $e_e (= e_r - e_o)$  がある値  $e_{min}$  より大きければ、(b) 図の  $S_1, S_4$  の主SCRを導通し、 $o-o'$  間電圧  $e_{oo'}$  が電源電圧  $+E_1$  になるように、また、 $e_e$  が減り  $-e_{min}$  より小さくなると  $S_1, S_4$  の補助SCRを導通して  $S_1, S_4$  をオフすることにより直ちに帰還ダイオード  $D_{F1}, D_{F2}$  が導通して  $e_{oo'}$  は  $-E_1$  になるが、もしこの帰還電流が零になっても、なお  $e_e$  が  $-e_{min}$  より小さければ、出力電流  $i_L$  が零にならなことを検出して、このため  $S_2, S_3$  をオンさせて  $e_{oo'}$  を  $-E_1$  に保ち、増幅器が正しく (a) 図の二位置リレーの動作をするように、ゲート信号をとり、各SCRへ分配することである。

このような動作が満足に行われれば、増幅器が電流制御形式でも電圧制御形式でも制御回路自体には変りない。

そこで、この  $e_{min}$  の大きさによって、第4-1図のヒステリシスルーフの



幅,  $\Delta E$  によって電流制御形電力増幅器においては自衛電流の設定値からの偏差が定まる\* ことから,  $e_{emin}$  が小さいほど偏差を小さくできることになる。

そこで, この  $e_{emin}$  を以下, 偏差設定値と呼ぶことにする。

ところで, 電力増幅器の安定な動作はその制御回路に負うところ大で, 特に本増幅器においては, 他の多くのインバータ回路のように予め決められたプログラムに節って順々に SCR の実弧を行なうのとは異り, 自衛や入力信号の状態によってスイッチング間隔や, 実弧順序が決まり, さまざまなモードが生ずるために, いかなる場合にも主回路が安定であるように制御回路は構成されなければならぬ。

ここで, 制御回路を構成する際, 次のような問題がある。

(1) 自衛回路は高電圧, 大電流がチョッパによってオンオフされるから, その電圧, 電流には非常に大きな雑音が含まれてくる。制御回路は, これらの電圧, 電流を検出して入力信号と比較しなければならぬ上に, 偏差を小さくし, 検出回路の損失を小さくするためには制御回路の感度を高め,  $e_{emin}$  を小さくすべきである。このために雑音の影響を受けやすく, 雑音による誤動作を防ぐ対策が必要である。

(2) 電流制御形電流増幅器では自衛電流の瞬時値を検出しなければならぬ。これに抵抗分流感器を用いるのが最も簡単で応答性もよいが, 主回路と制御回路の絶縁が困難で, この部分の損失を小さくするために分流感器を小さくすると, 比較回路が入力信号と検出値の大小を判別できる最小の差電圧  $e_{emin}$  には限度があるため, 自衛電流の設定値からの偏差をあまり小さくすることができなくなる。

(3) 雑音その他, 制御回路の誤動作によって  $S_1$  と  $S_2$ ,  $S_3$  と  $S_4$  が同時にオンすると, これらのスイッチに大電流が流れ, 素子を破壊するおそれがある。そこで, どのような場合でも  $S_1$  と  $S_2$ ,  $S_3$  と  $S_4$  が同時に実弧可能なように回路を構成しなければならぬ。

このように本電力増幅器の制御回路の問題点は電流(あるいは電圧)検出

\* 実際の増幅器では第3章に述べたようにチョッパはオフの指令が加わっても, 軟流期間, スイッチはオンとつづけているから, ヒステリシス幅は矛盾的に  $e_{emin}$  より大きくなるが, 軟流期間が短くなるように回路定数を定め, スイッチング間隔を 3-3-5 に述べたように選べば, 二位置レールのヒステリシス幅はほぼ  $e_{emin}$  と考えよう。

法と比較回路および  $S_1$  と  $S_2$ ,  $S_3$  と  $S_4$  の同時突弧の防止という突が中心になる。

特に直流の検出回路は本増幅器の制御回路としてばかりでなく、計測や制御の分野においても、また系統の保護などのために直流電流の検出の必要は多く、とくに近年、SCR チョークパルによって電動機制御が行われるようになって、被検出回路と制御回路の間の絶縁が容易で、雑音の除去に有効な DC CT (直流変流器) の利用が高まり、さらにこれに対して高精度かつ速応性が望まれるようになってきた。

そこで本章では、はじめ電流検出に最も普通の抵抗分流器を用いる電流制御形電力増幅器用および電圧制御形電力増幅器用の制御回路について特に比較回路と同時突弧防止回路を中心にする。

ついで、主回路と制御回路の絶縁が容易な可飽和鉄心を用いた比較回路と考察し、その動作と特性を明らかにした。

4.2 制御回路の構成と各部の動作

図4-2図は制御回路の構成図で、その主要部分を概すものは、入力信号と検出値と比較して、入力信号の方が検出値より大きい場合には  $P_{ON}$  パルスを生じ、逆の場合には  $P_{OFF}$  パルス（これは  $P_{ON}$  パルスの否定  $\bar{P}_{ON}$  に等しい）を生じ、この比較回路、出力電流の極性を検出して正または零の場合には  $P_{i+}$  パルス、負または零の場合には  $P_{i-}$  パルスを生じる電流極性判別回路および、これらの信号を AND 回路に加えて各 SCR に必要の信号を作り、増幅、絶縁して各 SCR のゲートに加えるための出力回路の三部分である。さらに、これに

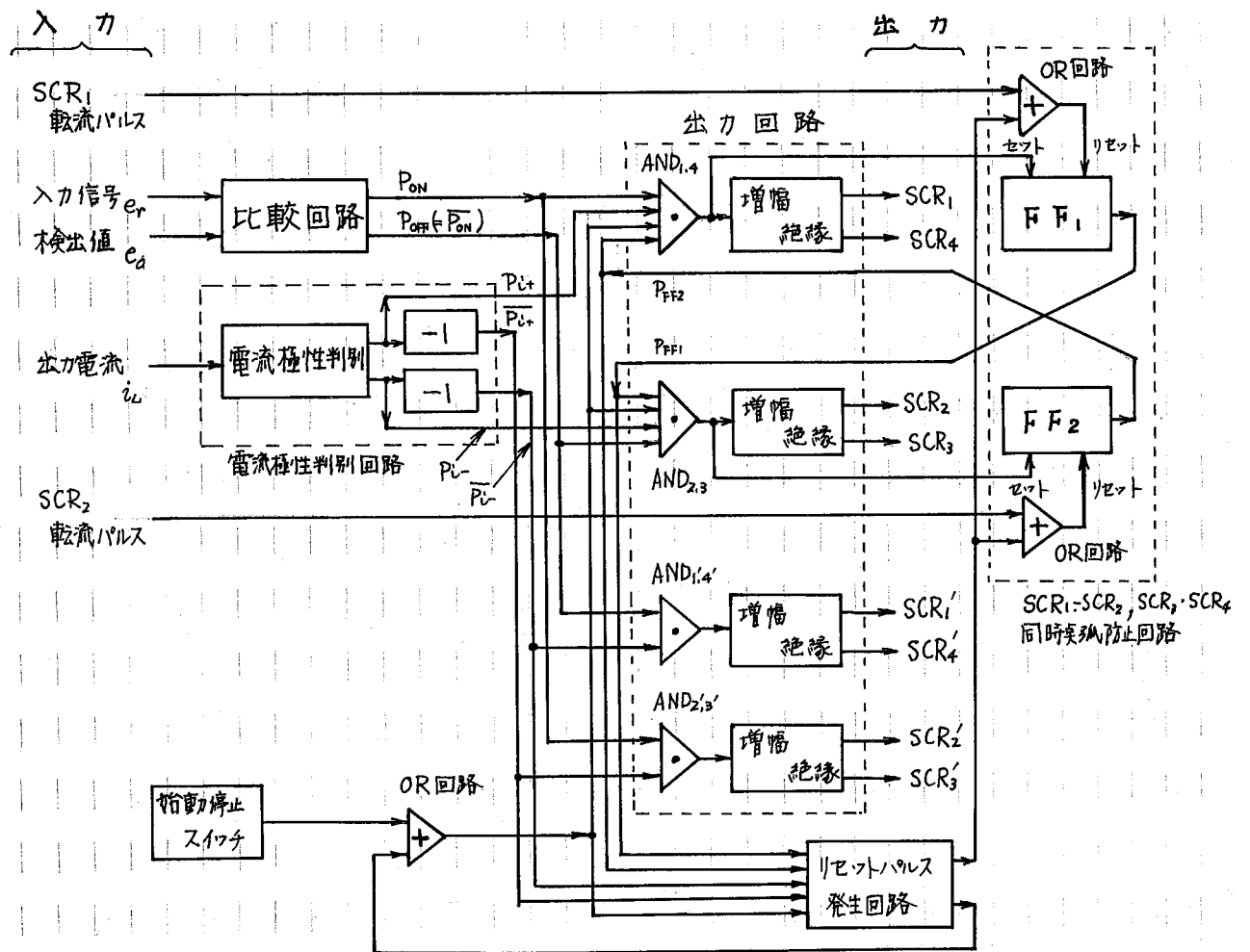


図4-2図 制御回路構成図

加えて先に述べた、 $S_1$ と $S_2$ 、 $S_3$ と $S_4$ の同時突進を防止するための同時突進防止回路、リセットパルス発生回路の付属回路がある。

以下、これらの各部分に要求される特性、回路構成、動作について簡単に述べる。

### 4.2.1 比較回路

制御回路の中心で、入力信号と検出値の大きさを比較し、入力信号の方が検出値より大きければ  $P_{on}$  パルス、逆に検出値の方が大きければ  $P_{off}$  パルスを生ずる部分で、その特性が増幅器の入力出力特性の直線性や偏差の大きさを左右するにやから次のような特性が要求される。

(i) 応答性、フリップの最小スイッチング間隔が約  $100 \mu s$  程度であることから  $10^{10}$  程度まで正しく振幅の比較ができること。

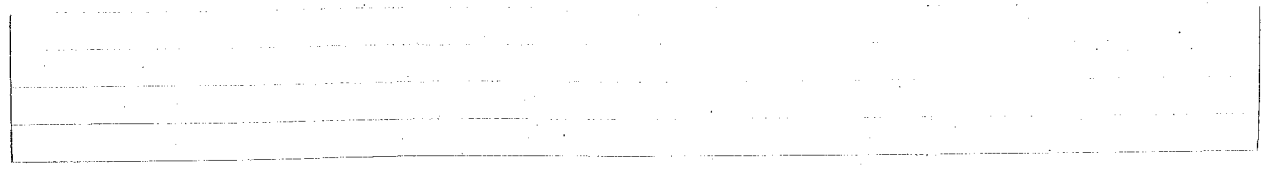
(ii) 偏差設定値  $e_{min}$ 、既に述べたとおり、 $e_{min}$  の大きさによって式4-1図のヒステリシス幅しにからって、電流制御用増幅器においては、負荷電流の設定値からの偏差が決まる。この  $e_{min}$  が余り小さくなると周回温度の変化に伴うトランジスタの動作率の変化、電源電圧の変動によって回路の動作が不安定になることから限度があるが、負荷電流の検出に抵抗分圧器を用いる場合には、この部分の損失を少なくするために検出電圧は対しての方が好ましく、しにからって入力信号も小さく、 $e_{min}$  は比較回路が安定に動作する範囲で小さくする方がよい。

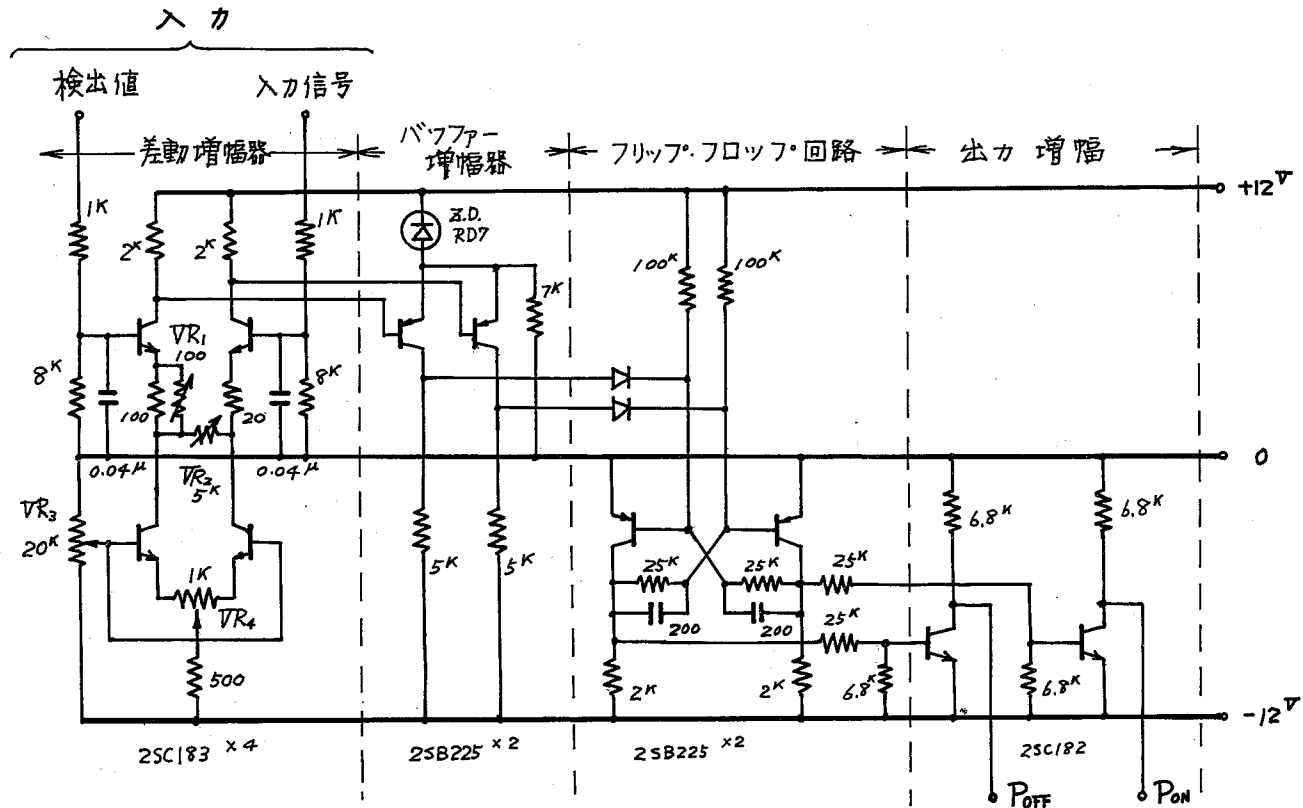
(iii) 直線性、入力出力特性の直線性を良くするためには、入力信号の大きさが変化したも  $e_{min}$  は一定でなければならない。ここに入力信号は

(ii) 項で述べた理由から、高々  $1V$  程度であるから  $\pm 2 \sim 3V$  まで、この直線性が保たれておればよい。

(iv) 安定性、特に雑音に対する注意が必要である。

式4-3図は実験に用いた比較回路で、差動増幅器によって、入力信号と検出値の差をとり、この差電圧の正負をフリックフロップ回路で判別してあり、





- VR<sub>1</sub> : 差動増幅器バランス調整
- VR<sub>2</sub> : 不感帯(偏差設定値)調整
- VR<sub>3</sub> : 動作点調整
- VR<sub>4</sub> : 差動増幅器バランス調整

図4-3 比較回路

$e_{emin}$  は約  $20mV$ ,  $I_{3V}$  の範囲ではほぼ満足な直線性が得られる。

#### 4.2.2 電流極性判別回路

図4-1の主回路の出力電流  $i_L$  の極性の正負を検出して  $S_1$  ~  $S_4$  がオンであるかオフであるかを知るための部分である。いま  $i_L$  が正または零の場合には  $P_{i+}$  パルスを生じ、負または零のときには  $P_{i-}$  パルスを生じる。しかるに、主回路が停止状態では  $i_L = 0$  であるから両パルスとも生じ  $P_{i+} = P_{i-} = 1$  である。こゝで  $S_1, S_4$  がオンして  $i_L > 0$  と  $\tau_{TB}$  と  $P_{i+}$  は変らず  $P_{i-}$  は零になる。すなわち  $P_{i+} = 1, P_{i-} = 0$  である。

#### 4.2.3 出力回路

比較回路の出力パルスと電流極性判別回路の出力パルスをAND回路に加えて各SCRに必要のパルスを作り、これを増幅し、電位の異なる各SCRのゲートにこれらの信号を加えるために、ゲート信号用の絶縁を行う部分である。図4-4はAND回路の構成を知るために、各SCRのスイッチングの状態と、比較回路、電流極性判別回路の出力パルスの関係を示したもので、この図より主回路の動作とゲート信号の構成法が明らかになる。いま、入力信号の方が検出値より大きく、SCR<sub>1,4</sub> がオンになるとすれば、回路の動作は図のIIの領域に対応し、 $i_L$  は増加する。やがて検出値の方が入力信号より大きくなり、 $P_{off}$  パルスがSCR<sub>1,4</sub> に加わるとIIIの領域に移り、電流期間後  $i_L$  は帰還カソードを通り減少する。そこで再び  $e_r - e_o > e_{emin}$  となるとSCR<sub>1,4</sub> がオンしIIの領域にもどり、②→②'→②を繰り返すが、入力信号の極性が反転する近くでは、 $i_L$  が零になると  $P_{off} = 1$  のため、③→⑤の経路をたどってSCR<sub>2,3</sub> がオンし、領域IVに入る。そこで  $i_L$  は負方向に増加を始め、 $e_r - e_o > e_{emin}$  になると  $P_{on} = 1$  がSCR<sub>2,3</sub> に加わり、 $S_2, S_3$  はオフし領域IVに入る。そこで  $P_{off} = 1$  になるとIVへ、また  $P_{on} = 1$  のままでは、Iを経てIIへ向かう。

$i_L$  が零になるとき直ちに  $P_{OFF} = 1$  に行われ、I、IVを経てVの状態へ戻る。  
 このことから、各SCRのゲート信号に於ける関係が成り立ち受け付けられること  
 がわかる。

出力電流 比較器出力	$i_L < 0$	$i_L = 0$	$i_L > 0$
$e_r - e_d > e_{0min}$ $P_{ON} = 1$	VI (SCR <sub>2,3'</sub> ) ② DF <sub>2,3</sub>	I ① S <sub>1,3'</sub>	II ① SCR <sub>1,4</sub> ② S <sub>1,3'</sub> S <sub>1,4</sub>
$e_r - e_d < -e_{0min}$ $P_{OFF} = 1$	③ S <sub>2,3</sub> ④ SCR <sub>2,3</sub>	④ ⑤ S <sub>2,3</sub> ⑥	④ ⑤ S <sub>2,3</sub> ⑥ IV ⑥ D <sub>1,4</sub>
	$P_{i-} = 1$	$P_{i+} = 1$ (停止時)	$P_{i-} = 1$

- 図4-4図 制御回路各部の信号と主回路の動作の関係
- SCR<sub>1,4</sub> :  $P_{ON} \cdot P_{i+}$
  - SCR<sub>1,4'</sub> :  $P_{OFF} \cdot \overline{P_{i-}}$
  - SCR<sub>2,3</sub> :  $P_{OFF} \cdot P_{i-}$
  - SCR<sub>2,3'</sub> :  $P_{ON} \cdot \overline{P_{i+}}$

図4-2図の各AND回路はこの関係が成り立つように構成され、さらに次に述べる同時突波防止用の信号が加わることになる。

#### 4.2.4 同時突波防止回路

雑音による制御回路の誤動作や、その他原因\*で  $S_1, S_4$  がオフの場合に  $S_2, S_3$  にゲート信号が加わる場合があり、この時には  $S_1$  と  $S_2, S_3$  と  $S_4$  によって電源が短絡され素子を破壊するおそれがある。

これを防ぐためには、SCR<sub>1,4</sub> にゲート信号が加えられる瞬間から、これらに逆バイアスを与えられて阻止能力を回復するまでの間、SCR<sub>2,3</sub> に加わる信号を阻止するよう禁止回路を設けられる。

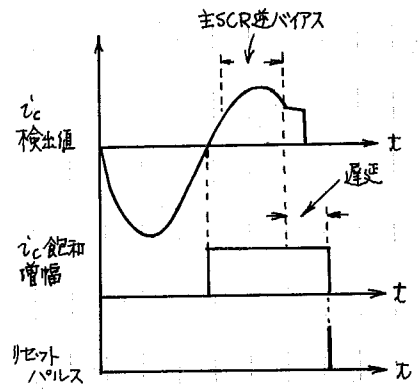
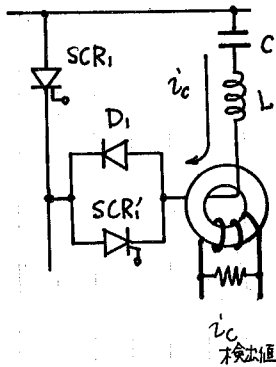
図4-2図のFFを2番用いた同時突波防止回路はこのような考えから構成されるもので、FF<sub>1</sub> はSCR<sub>1,4</sub>の信号を合成するAND回路(AND<sub>1,4</sub>)の出力でセットされ、その出力はSCR<sub>2,3</sub>用のAND回路(AND<sub>2,3</sub>)に加えられることで、SCR<sub>2,3</sub>のゲート信号をすべて阻止する。

このFF<sub>1</sub>はSCR<sub>1,4</sub>が阻止能力を回復した後リセットされ、AND<sub>2,3</sub>に加えられることでFF<sub>1</sub>の出力は1になり、SCR<sub>2,3</sub>のゲート信号の阻止は解除される。

\* 仮定は  $i_L$  が正に行われ  $P_{i-} = 0$  とすると SCR<sub>2,3</sub> にはゲート信号が加わらなかつたが、 $i_L$  入力信号が非常に小さいとすると  $S_4$  がオフしても  $i_L$  が十分に増加せず、正電流極性判別回路の不感帯にあつたらしく、入力信号が減少して  $P_{OFF} = 1$  とすると直ちに  $S_2, S_3$  もオンし、電源が短絡されてしまう。

る。

図4-5図は: のリセットパルスの検出法を示したもので、フェライトコアを用いた変流器で電流回路の共振電流を検出して増幅、遅延、微分を行って、リセットパルスを作っている。

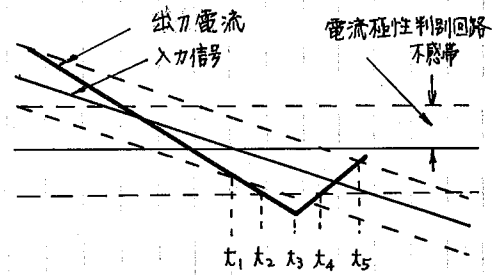


SCR<sub>1,4</sub> に対しては SCR<sub>2</sub> の電流回路の共振電流と FF<sub>2</sub> が上記と同じ動作を行う。

図4-5 電流パルス検出法

4.2.5 リセットパルス発生回路

比較回路、電流極性判別回路、出力回路および同時失弧防止回路を図4-2図に示したところ、主回路と動作させると、図4-6図のオシログラフに示すように入力信号の周波数が非常に低い場合、半サイクルにわたって自励電流が零、すなわち主SCRが失弧してしまう場合がある。これを図4-7図のよう状態が示したところ、時刻t<sub>1</sub>において比較器より P<sub>ON</sub> が主になると SCR<sub>2,3</sub> は消弧するが出力電流はしばらく電流期間、自方向に増加し、t<sub>3</sub> に至ってはじめて減少し、この時刻に FF<sub>1</sub> はリセットされる。以後電流は減少を続け、t<sub>4</sub> に達す。



- a) P<sub>ON</sub>
- b) P<sub>OFF</sub>
- c) P<sub>L+</sub>
- d) FF<sub>2</sub>出力 (P<sub>FF2</sub>)
- e) SCR<sub>1,4</sub> 発信号 (FF<sub>1</sub>リセットパルス)
- f) FF<sub>1</sub>出力 (P<sub>FF1</sub>)

図4-7

入力信号出力電流と各回路各部の波形



ると、その値は電流極性判別回路の不感帯内に入るため  $P_{i+}$  は 1 になる。こ  
 こで  $SCR_{1,4}$  のゲート信号は  $P_{0N} \cdot P_{i+} + P_{FF2}$  ( $P_{FF2}$  は同時突弧防止回路の  
 $FF_2$  の出力パルスで、 $FF_2$  リセット時には  $P_{FF2} = 1$ 、セット時には  $P_{FF2}$   
 $= 0$  である) で表わされるから、時刻  $t_4$  において  $SCR_{1,4}$  にはゲートパ  
 ルスが印加され、同時に  $FF_1$  はセットされて  $P_{FF1} = 0$  ( $P_{FF1}$  は同時突弧防止  
 回路  $FF_1$  の出力パルスで、 $FF_1$  がリセット時には  $P_{FF1} = 1$ 、セット時に  
 は  $P_{FF1} = 0$  となる) となる。この  $SCR_{1,4}$  のゲートパルスは  $t_5$  で持続可  
 るが、この期間中にこれらの  $SCR$  は各々逆並列に接続されている帰還タイ  
 トと流れる電流で逆バイアスされており突弧は起らない。しかつて  $FF_1$  はセ  
 ットされたまま  $t_5$  には  $P_{0FF} = 1$  になっても、 $SCR_{2,3}$  のゲート信  
 号は  $P_{0FF} \cdot P_{i-} + P_{FF1}$  で与えられるから、ゲートパルスは得られず、 $SCR_{2,3}$  は  
 突弧は起らない。この状態は入力信号が正になるまで続き、負荷電流は自  
 分の半サイクル全く流れないことになる。これを防ぐためには負荷電流が零の期間  
 がある期間続いた場合に同時突弧防止回路の  $FF$  をリセットしてやればよ  
 い。

リセットパルス発生回路を用いる第一の理由は上記の通りであるが、 $P_{i+}$   
 にゲート回路の電源をオシレた際に、この  $FF$  が雑音その他の原因でセット  
 されてしまうと起動できなくなるため、これを防止するためにも必要である。

図4-8 図はリセットパ

ルス発生回路の構成図で  
 出力電流が零 ( $P_{i+} = P_{i-}$   
 $= 0$ ) で、同時突弧防止  
 回路のいずれか一方  $t_4$   
 は両方とも零 ( $P_{FF1} \cdot P_{FF2}$   
 $= 0$ ) の場合にのみ、  
 増幅器を一旦停止状態にし、弛張発振回路を発振させてリセットパルスを生  
 じ、 $FF$  をリセットする。

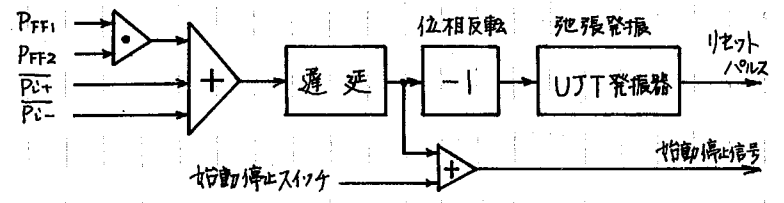


図4-8 図 リセットパルス発生回路構成図

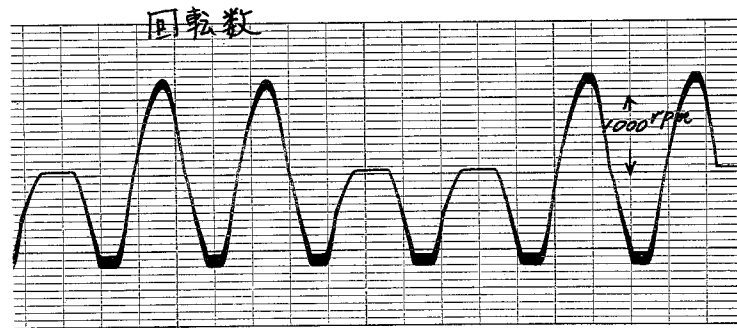
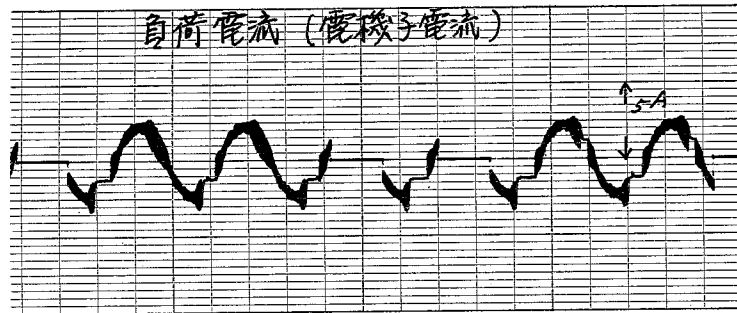
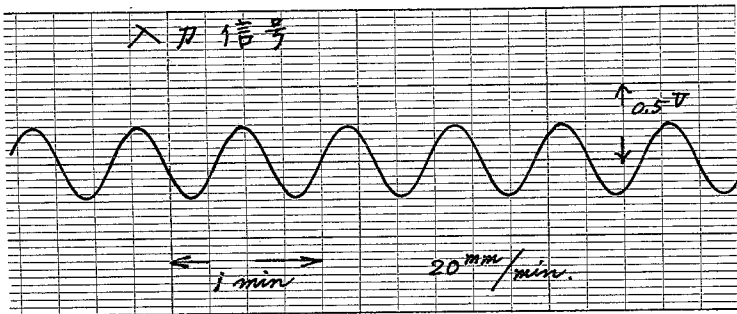



図4-6 図 リセフパルス発生回路の  
下の場合

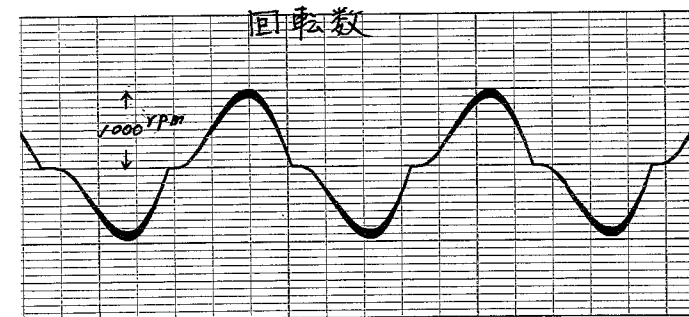
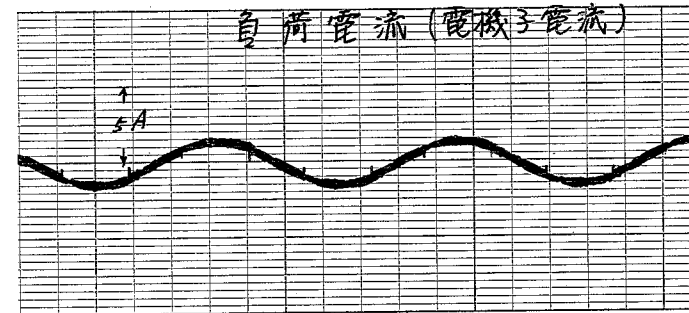
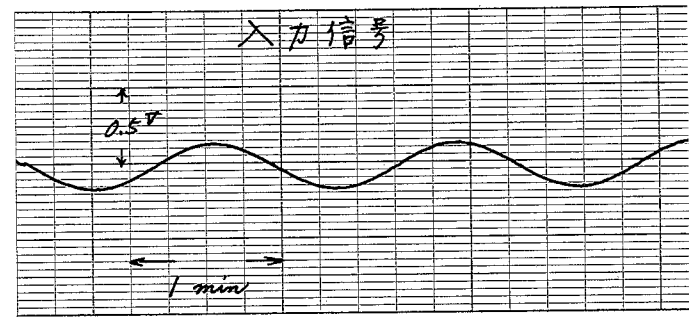


図4-10 図 リセフパルス発生回路と  
付加した場合

この図4-9図を参照して動作を述べる。

時刻  $t_1$  で同時突弧防止回路のFFのどちらか一方が零になっても出力電流が流れるが、時刻  $t_2$  になっても  $P_{i+} = P_{i-} = 0$  の場合には、OR回路の出力を遅延させた d) 図の信号

を出力回路のAND回路に加えて主SCRへ加えるリセット信号を阻止し、増幅器を停止状態にする。

一方、この時刻  $t_2$  より UJT発振器のエミッタコンデンサに充電を始める。時刻  $t_3$  後、リセットパルス

を生ずる。このパルスにより今迄リセットされていなかったFFのリセットされる。ゆすかに遅れて  $t_4$  において増幅器は再び運転状態にもどり、UJT発振器は停止する。

論理回路の構成から明らかとなり、出力電流が流れている場合、あるいは負荷電流が零でもFFが両方ともリセットされている場合には本回路は動作せず、通常の運転状態では増幅器の動作に何らの影響も与えない。

なお、UJT発振器の発振周期では短い程、増幅器は速く運転状態に復帰できるが、余り短くするとSCRは突弧しているにもかかわらず、出力電流の立ち上りがゆるやかで  $P_{i+} = P_{i-} = 0$  となっている場合にリセットパルスが加えられ、同時突弧を起すおそれがある。

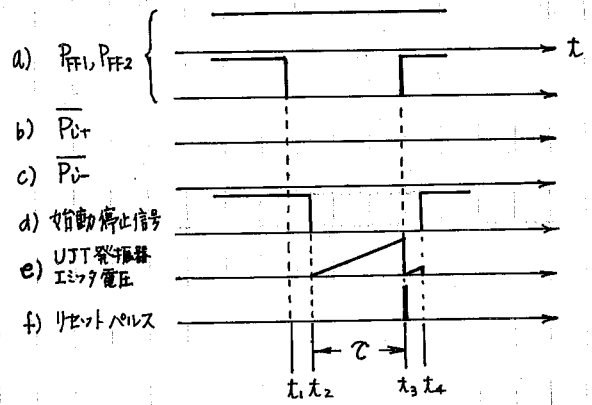


図4-9 リセットパルス発生回路各部の波形状

図4-10図は本回路を付加した増幅器で直流機を運転した場合の出力電流を示したオシログラムであるが、矢印の各突でリセットパルス発生回路が動作し、この回路の効果がわかる。なお、このオシログラムの例では  $\tau = 2 \text{ ms}$  とした。

10

### 4.3 可飽和鉄心を用いた電流比較回路の原理とその応用

電力増幅器の制御回路の中心は、入力信号と検出値の大きさを比較して、入力信号の方が検出値より大きい場合にはSCRチヨウパをオンさせ、逆の場合にはオフにするための指令を出す比較回路である。また、電流(電圧)検出法自体にも問題があり、たとえば、電流制御形増幅器において、分派抵抗器を用いて負荷電流を検出し、これと入力信号を差動増幅器とFF回路を用いた比較回路に加えて両者の比較を行う方式によれば、速応性の制御ができるが、高電圧大電流の主回路と制御回路および入力信号回路とが絶縁できないと、および回路が複雑になりがちであるという欠点がある。

この主回路と制御回路の絶縁が容易な直流電流検出器としては従来DCCT(直流変流器)が用いられているが、単独では電流の極性が検出できない、出力波形の脈動があり<sup>\*)</sup>、特性の揃った角形ヒステリシスコアが必要であるという問題点がある。

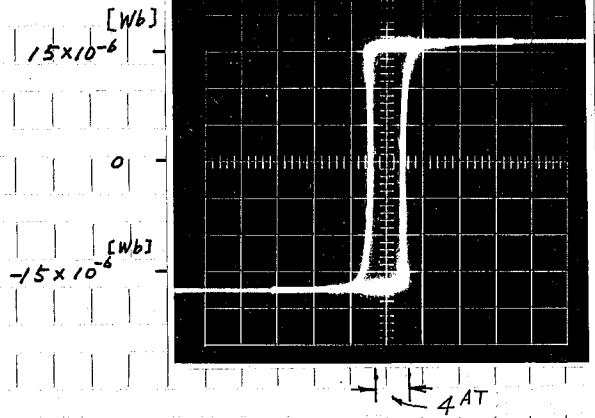
また、比較回路については、一般に入力信号と検出値との差の出力を得る部分(前節の回路にも示すように普通、差動増幅器が用いられる)と、その差の正負を判別する部分(前の例ではFF回路)からなっている。そして前者において正しく2つの信号の差の出力が得られるためには、2つの信号の絶対値の大きさには制限がある。また後者には必ず不感帯があり、差出力がある値以上に達しなければ、その正負を判別できない。この不感帯を小さくすると周囲温度の変りに伴うトランジスタの増幅率の変り、電源電圧の変りによつて回路の動作が不安定になり、また雑音による誤動作をおこしやすくなるため、その大きさには限度があることはすでに述べたとおりである。このことから、入力信号の絶対値と不感帯の比にも実用上限度がある。このことより、たとえば、入力信号の最大値(絶対値)が2Vで不感帯が50mVの比較回路と最大電流50Aの増幅器の制御回路に用いる場合、分派抵抗 $0.04^2$ で偏差の設定値は最小1.25Aで電流比較ができるが、これと最大500Aの

装置に用いたときには、検出部分の損失は最大1kWで、このときの比較回路の最小偏差設定値は12.5Aとなる。ここでもし損失を減らすために分路抵抗値を半分にしたとすれば、±25Aの範囲の電流の大小は判断できないことになる。

そこで、これらの問題を解決し、より一層簡単に信頼性の高い比較回路として角形ヒステリシス特性をもつコアを用いた電流比較回路を考案した。<sup>\*14</sup>

図4-11図はその構成図で

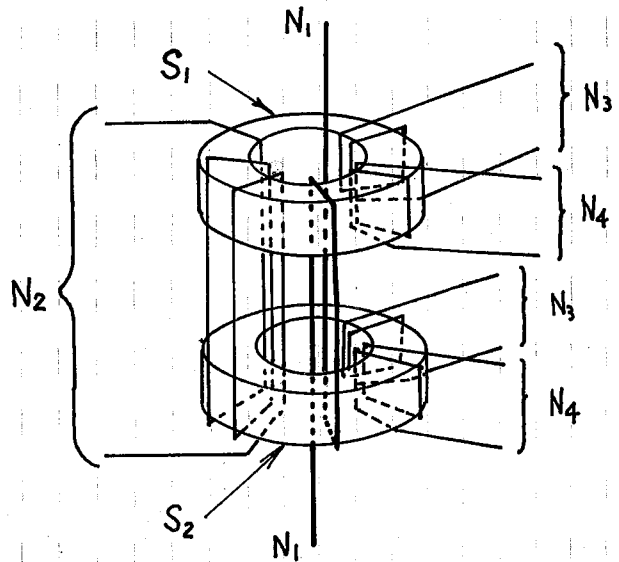
(a)図に示すような角形磁化特性をもつコアに(b)図に示すようにN<sub>3</sub>, N<sub>4</sub> 2つの巻線を施し、これを2つ重ねて更にN<sub>1</sub>, N<sub>2</sub>の2つの巻線を巻く、これを(c)図のように接続したものである。



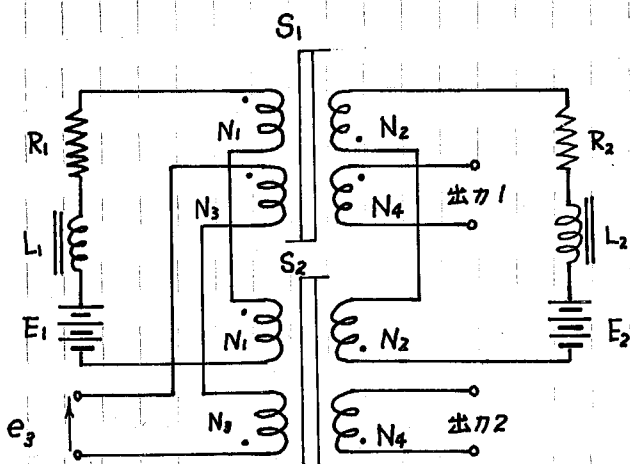
a) 角形磁化特性 セルテックコア (11KH3)

この(c)の基本回路をもとに動作原理を述べれば次のとおりである。

いま定常状態と考えると、N<sub>1</sub>, N<sub>2</sub> 巻線を流れる電流はそれぞれ



b) 電流比較回路構成図



(c) 基本回路

図4-11図

角形ヒステリシスコアを用いた電流比較回路

$I_1 = E_1/R_1, I_2 = E_2/R_2$   
 とする。こゝで各巻線の・印の方から電流が流れ込む場合にコアの磁束が正方向に増加するものと考え、 $N_1 I_1 > N_2 I_2$  (ただし、 $N_1 \sim N_4$  は巻線の名称であるとともに各々の巻回数を表わすものとする) のときには、両コアの起磁力と磁束の関係は図4-12図に示す通り、いずれも正方向に飽和している。このとき  $N_3$  巻線に正のバルス電圧  $e_3$  を加えると、各コアの磁束は矢印で示すように  $S_1$  ではほとんど変化せず、 $N_3$  巻線は短絡状態であるため、電圧は  $S_2$  の  $N_3$  巻線に加わり  $S_2$  の磁束レベルを下げる。それによって、 $S_2$  の  $N_4$  巻線(出力2)にのみバルス電圧が生じ、 $S_1$  の  $N_4$  巻線(出力1)にはほとんど起磁しなくなる。

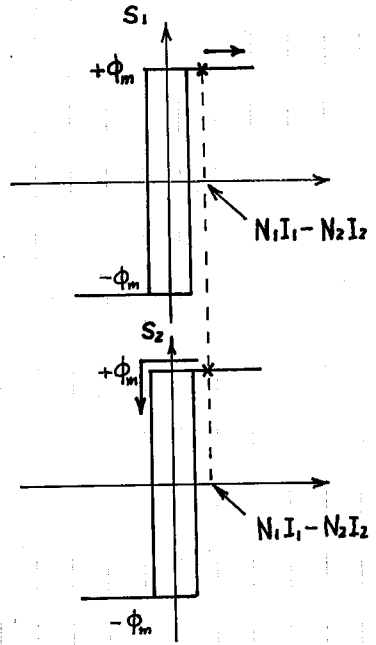


図4-12

$N_1 I_1 > N_2 I_2$  の場合の駆動バルスに対する磁束の変化

逆に  $N_1 I_1 < N_2 I_2$  の場合には  $S_1, S_2$  ともに飽和し、駆動バルスに対して、 $S_2$  の  $N_3$  巻線の短絡状態になり、出力1のみから出力バルスが得られる。

このようにして、 $N_3$  巻線に図4-13図のような連続バルス(以下:これを駆動バルスと呼ぶ)を加えておけば、 $N_1 I_1$  と  $N_2 I_2$  の大きさに従って出力2あるいは出力1の一方にバルスを生じ、 $N_1 I_1$  と  $N_2 I_2$  の大きさを比較できる。

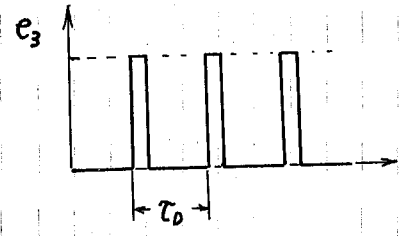
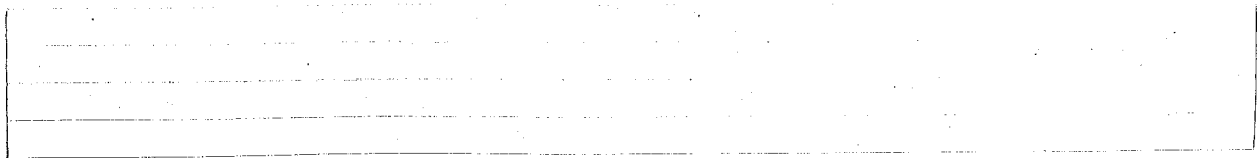


図4-13

駆動バルス

こゝで  $N_2/N_1$  の比を大きくすれば、小電流  $I_2$  で大きな電流  $I_1$  の基準値とすることができる。普通は  $N_1$  には制御されるべき電流を流し、 $N_2$  にはこの負電流の大きさを設定する基準電流を流して使用する。それによって、図4-11図(C)の  $L_1$  は負荷の

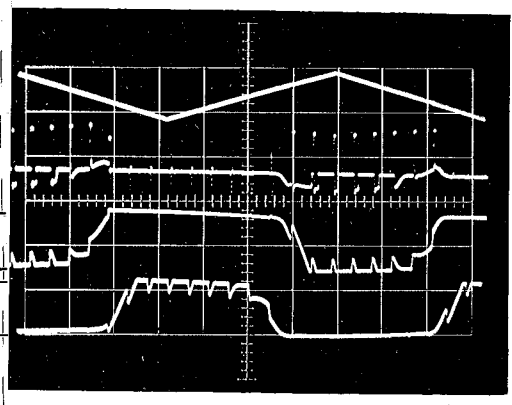


リアクタンス分,  $R_1$  は負荷抵抗,  $E_1$  は電源電圧である。一方,  $R_2, E_2$  により基準値電流を与え,  $L_2$  はこの  $R_2, E_2$  の回路が駆動パルスの負荷になるのを防ぐためのリアクトルである。

以後、前者を負荷回路, 後者を基準値回路と称する。

以上は動作の最も基本的な原理と述べたもので、実際には、コアの飽和領域においても磁束変比が完全に零になるため、図4-14 図に示すように  $N_1 I_1 > N_2 I_2$  の場合に

も出力には電圧  
と誘起されるし、また  
に基準値電流、負  
荷電流の変比によ  
る磁束の変比が出  
力パルスに重畳し



て現われるため、

これらの雑音とパルスとを分離し得ればならない。

さらに、前述の原理では  $N_1 I_1, N_2 I_2$  の大小により磁束は  $+ \Phi_m$  から  $- \Phi_m$  まで変化すると考えたが、実際には必ずしもこの全範囲にわたって変化するとはならず、 $S_1$  は正の飽和値付近、 $S_2$  は負の飽和値付近でいわゆるマイナーループを極く小さくすることが確かめられた。このマイナーループの大きさは駆動パルスの周期、基準電流、負荷電流の大きさと等によって変化する。この回路の不感帯の大きさ\*が変り、しるがって負荷電流の設定値からの偏差が変動することになる。

また、本回路の動作に使用するコアの磁化特性によって多少異なり、図4-14 図に示す角形磁化特性をもつコアより、むしろ、図4-15 図のよう極く普通の磁化特性と比べコアの方が応答性をよくすることができ、さらに

\* コア回路は負荷電流が設定値よりある値以上大きく(あるいは小さく)なるとはじめて両者の大小を判断できる。この大小の判断がでる最小の差を、負荷電流側に換算したものとコア回路の不感帯と呼ぶことにする。そこで本回路を図4-14 図の電流制御装置に用いたとき、コアの転流期間を無視すれば、この負荷電流の設定値からの偏差は、ここで定義したコア回路の不感帯の大きさに一致する。

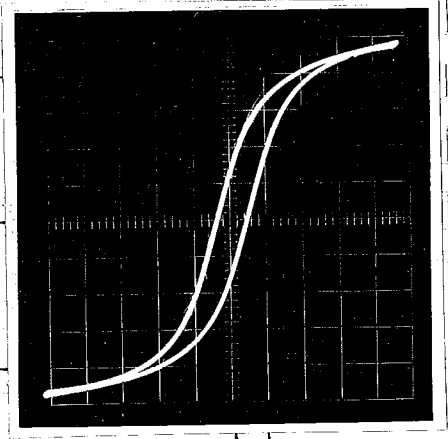
$N_1 \sim N_4$  巻線に加え、バイアス巻線

$N_b$  を施し、これに流す直流電流の大きさを  
変えることにより、不感帯の幅を自由に  
変えることができるといふ大きな特徴がある。

$20 \times 10^{-6} [Wb]$

0

$-20 \times 10^{-6} [Wb]$



以下、本節でははじめに角形ヒステリシスコアを用いた回路の動作と

問題点を述べ、次に図4-15の磁

気特性をもつコアを用いた回路につ

いて動作、特性を検討し、さらに設

計の基礎となるコア各定数と不感帯、

応答性、回路の損失等の関係を求め、応用例について触れる。

図4-15 コア磁化特性 [1 kHz]

### 4.3.1 角形ヒステリシスコアを用いた電流比較回路の構成

図4-11の基本回路を電流比較回路として実用化するための問題点を、ここで述べたように、いかにして出力パルスに重畳して現われる雑音と出力パルスを分離するかにあつた。

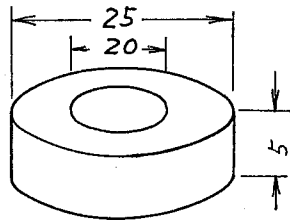
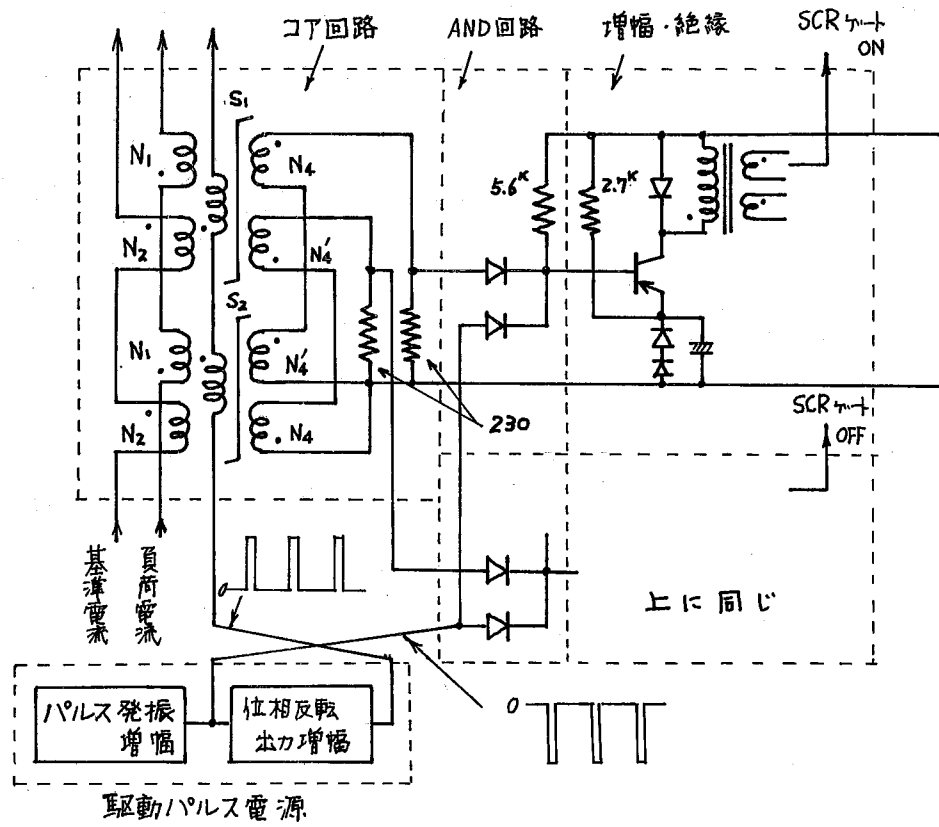
図4-16図はこれらの点を考慮して組立てられた比較回路である。

ここで本回路の特徴は次の二点である。

1. 各コアには出力巻線を2組巻き、 $(N_4, N_4')$ 、これらの出力巻線を駆動パルスに対して差動的に結線し、 $N_1 I_1 = N_2 I_2$  のとき生ずる電圧を打ち消しといる。図4-17図はこの効果を示す回路で、その大きさを1/10程度にすることができる。

2. コア出力と駆動パルスとをAND回路に加え、駆動パルスによつて生じた本当の出力パルスと雑音とを区別している。





鉄心寸法

コア：ベンデルコア  
 鉄心板厚 0.025(mm)  
 $\Phi_m = 17 \times 10^{-6} [Wb]$

巻線  
 $N_1 = 5 T$   
 $N_2 = 100 T$   
 $N_3 = N_4 = N_4' = 100 T$

図4-16 角形ヒステリシスコアを用いた比較回路構成図

a)  $N_4$  巻線出力 5V/div

b)  $N_4 - N_4'$  巻線と  
 駆動パルスに  
 対して差動結  
 線した場合の  
 出力 0.5V/div

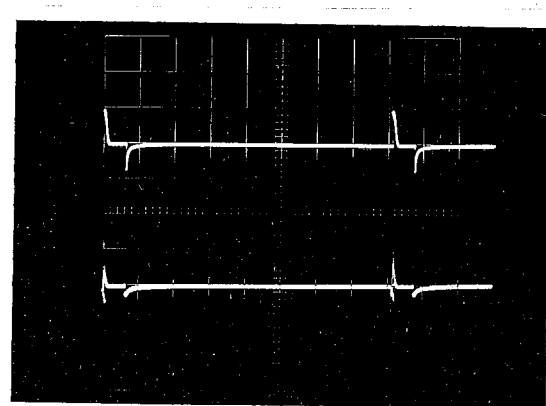


図4-17

$N_1 I_1 = N_2 I_2$  の場合の出力信号

4.3.2 角形ヒステリシスコアを用いた電流比較回路の動作性と問題点

本回路を実際に図4-18図の電流制御回路に応用した場合の動作は、先に述べた静的な基本動作とはやや異なり、コア磁束の変化の様子は更に複雑である。

いまこれを、図4-19図を参照して考えてみる。  
 基本停止の状態においては  $i_r = 0$  ,  $i_L = 0$  でコアには駆動パルスのみが加えられている。この駆動パルスによつてコア内は

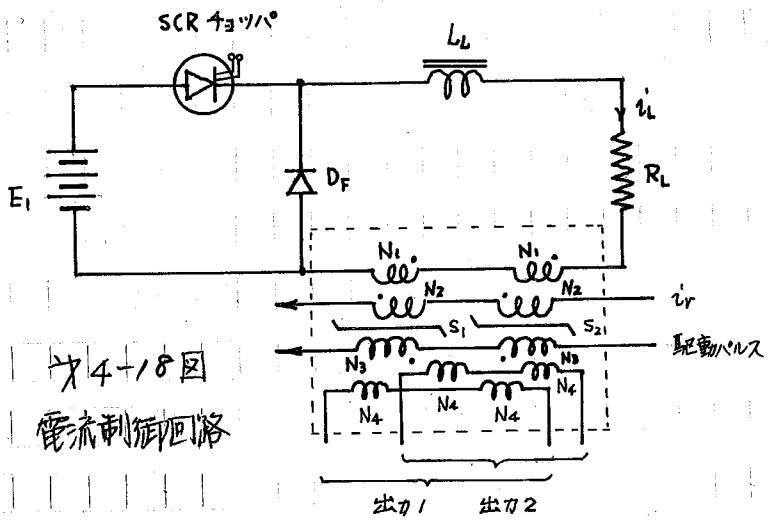
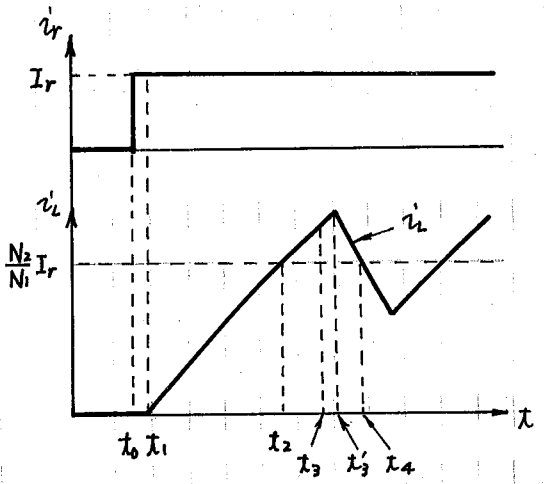
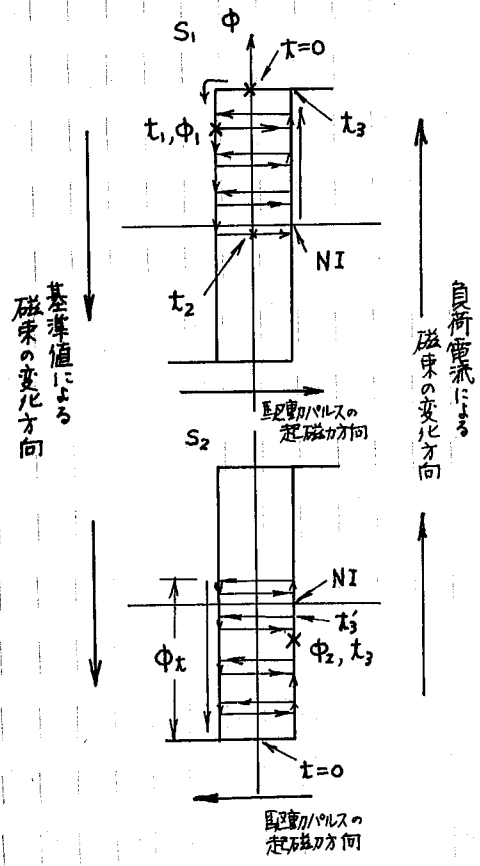


図4-18 電流制御回路



- a) コア磁束レベル
  - b) 基準値および負荷電流
- 図4-19 基準電流・負荷電流とコア磁束レベルの変化の実際

正方向に、 $S_2$  は負方向に飽和している。それによって、この状態では駆動パルスに対しは両  $N_3$  巻線とも短絡状態で、出力 1, 2 とも零である。  
 ここで、 $i_r = I_r > 0$  とすると  $S_1$  の磁束レベルは減少をはじめ、 $\phi_1$  が下った時、駆動パルスが加えられると矢印で示すマイナールーフを挿く、一方、 $S_2$  コアは依然負に飽和した状態であるから、出力 1 のみにパルスを生じ SCR チョッパをオンし、負荷電流は増加をはじめ。しかし、 $t_2$  までには  $I_r N_2 > i_L N_1$  であり、またこの間にも駆動パルスは加えられているから、 $S_1$  の磁束レベルは駆動パルスによるマイナールーフを挿きながら減少しつづける。

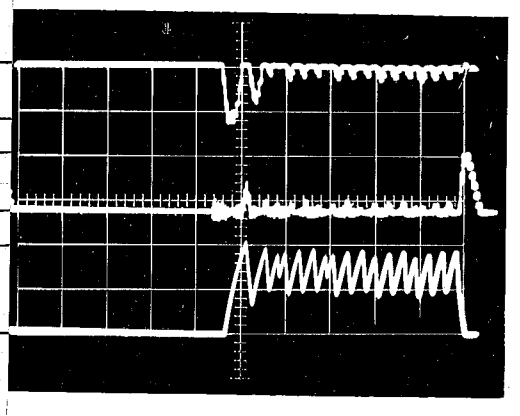
$t_2$  以後は負荷電流による起磁カの方が大きくなり、その大きさがコアの励磁起磁カ  $NI$  を越えると  $S_1, S_2$  とも、その磁束レベルは増加し、 $t_3$  で  $S_1$  は正に飽和、 $S_2$  は  $\phi_2$  に達する。この時刻以後  $t_3'$  において駆動パルスが加えられるのは、出力は  $S_2$  コアの出力のみに生じチョッパをオフする。そして負荷電流は減少をはじめだが、 $t_4$  までには  $N_1 i_L > N_2 I_r$  であるため、 $S_2$  の磁束はなおも増加、 $S_1$  では  $+\phi_m$  に保たれている。

以後同様の動作をくり返すが、このように各コアの磁束レベルは必ずしも  $+\phi_m$  から  $-\phi_m$  まで変化可能とは限らず、その変化量  $\phi_k$  [a) 図参照] は駆動パルスの周期、負荷電流の立ち上り等によって変化する。

図 4-20 図は上述

の  $i_r$  とを示す写真で、  
 $i_r = 0$  のとき  $S_1$  は  $+\phi_m$  に、 $S_2$  は  $-\phi_m$  に飽和しており、 $i_r = I_r$  とした瞬間に  $S_1$  の磁束レベルは

- a)  $S_1$  の磁束変化  $\left\{ \begin{array}{l} +17 \times 10^{-6} \text{ [wb]} \\ -17 \times 10^{-6} \end{array} \right.$
- b)  $S_2$  の磁束変化  $\left\{ \begin{array}{l} +17 \times 10^{-6} \\ -17 \times 10^{-6} \end{array} \right.$
- c) 負荷電流波形  $\left\{ \begin{array}{l} 4[A] \\ 0 \end{array} \right.$



減少をはじめ、この直後にコアに加えられる

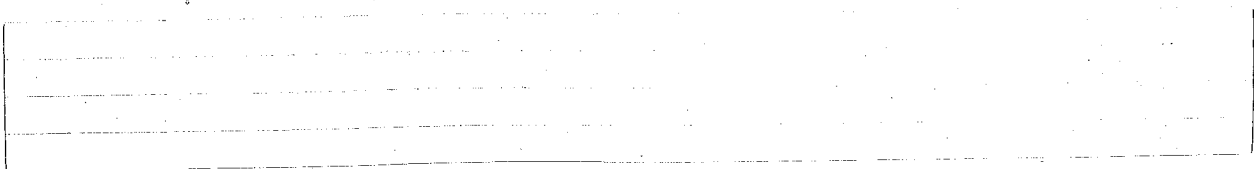
図 4-20 負荷電流波形とコア磁束レベルの変化

Blank space for additional notes or calculations.

れた駆動パルスにより SCR チョークがオフして負荷電流は増加するが、 $S_1$  の磁束はなお減少しつづけて  $-\Phi_m$  に達し、 $i_L = (N_2/N_1) I_T$  になるまでこの値を保っている。そして  $i_L > (N_2/N_1) I_T$  になると再び上昇をはじめ、 $+\Phi_m$  に達したとき  $S_2$  より出力が生じチョークがオフしている。この最初の1/サイクル以外は、各コアの磁束は各々  $+\Phi_m$ ,  $-\Phi_m$  の近くでマイナーループを描いていることがわかる。

ところで、磁束の変り量  $\Phi_e$  が変化するにによって、また本比較回路の不感帯すなわち、電流制御回路に応用した場合に、負荷電流の設定値からの偏差が変化する。このように偏差が変化すること、基準値電流の変比に対する負荷電流変比の直線性を悪くし、出力波形の入力信号に対する忠実度が悪くなってしまう。そこで、 $\Phi_e$  は一定に保たれるべきであるが、角形磁化特性をもつコアを用いた場合  $\Phi_e$  が一定でない原因は、磁束レベルが変わっても励磁電流はほとんど変化しない。それによって、ある起磁力に対して磁束が定まらなければならないことにある。更に一方のコアが飽和してしまえば、他のコアの磁束がいくら大きくなっていても、ほぼ同じ振幅の出力パルスが得られること、たとえば図4-19で、 $t_1-t_2$  期間  $S_2$  の磁束は  $-\Phi_m$  に保たれ、一方  $S_1$  のそれは減少しているが、時刻  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  において加えられる駆動パルスに対して生ずる  $S_1$  の出力は、どれも同じ大きさをもち、駆動パルスが加えられるときの磁束レベルと出力パルスの振幅とは無関係である。このことは結局、負荷回路と基準値回路の起磁力の差が直ちに出力パルスの変化となって現れることになる。

これを解決する一つの方法は、一発の駆動パルスで磁束レベルを  $+\Phi_m$  から  $-\Phi_m$  まで変化できるようにその Volt·sec を大きくする(すなわち、パルス電圧を高め、パルス幅を広げる)ことである。このようにすれば、コア磁束は常に両飽和レベルの間を変化し、負荷電流の偏差は一定になる。しかし、駆動パルス間隔は応答性を高めるために余り長くすることはおもしろくない、したがってパルス幅は小さくできない。そこで、Volt·sec を大きくするには



パルス電圧を非常に高めなければならない。実用的でない。

$\mu = 1$ ; コア自体、 $B_m \propto$  小さい材料を用い、その断面積を小さくして  $\Phi_m$  を下げることであるが、周波数特性や価格の突に課題がある。

このことから、角形磁化特性をもつコアが必ずしも本回路に適しているとは言えない。

### 4.3.3 非角形磁化特性をもつコアを用いた電流比較回路

とその特性

ここには  $\mu 4-15$  図に示した極く普通の磁化特性をもつフェライトコアを用いて比較回路を構成し、その実験結果より特性の検討を行う。

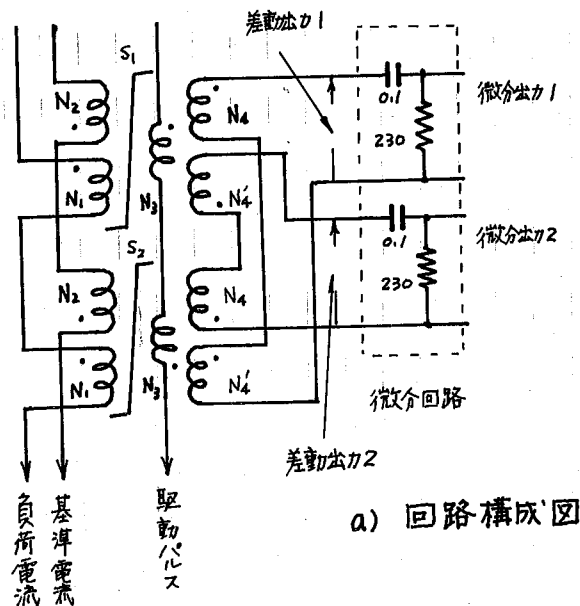
$\mu 4-1$  表、 $\mu 4-21$  図は本節の実験に使用したコアの特性、寸法、および巻線回数で、AND回路以下は  $\mu 4-16$  図と全く同じである。

この回路が前述の角形ヒステリシスコアを用いた回路と異っているのは出力の取り方で、差動出力を

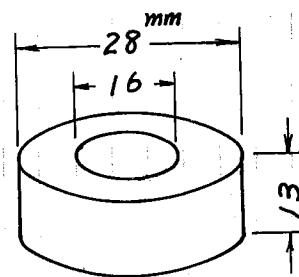
材質 フェライトコア H58 材		
静 拵 性		実測値 [MHz]
初透磁率 $\mu_0$	5500 ~ 5600	$\Phi_m = 21.1 \times 10^{-6} \text{ Wb}$ 寸法 $\mu 4$ 図
$B_m$	0.42 Wb/m <sup>2</sup>	
$B_r$	0.135 Wb/m <sup>2</sup>	
$H_c$	8.0 AT/m	

$\mu 4-1$  表 フェライトコアの特性

$\mu 4-21$  図  
フェライトコアを用いた  
比較回路構成図



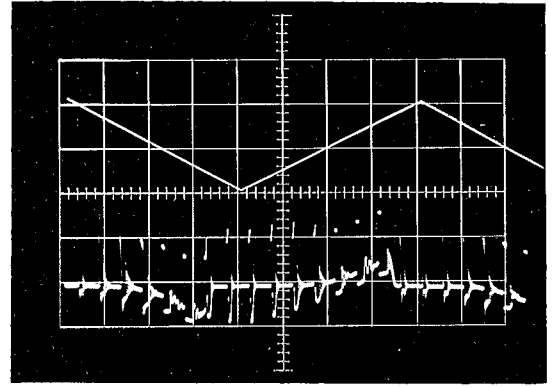
a) 回路構成図



b) コア寸法  
巻線  $N_1 = 5^T$   
 $N_2 = N_3 = N_4 = N_4' = 100^T$

微分して AND 回路に加えていくことである。次にこの微分回路の必要の理由を説明する。

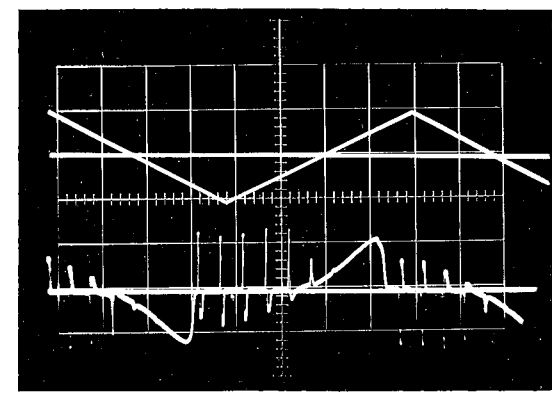
図 4-22 はこのコア回路の基準値巻線  $N_2$  に三角波電流を流したときの出力の波形であるが、このコアでは飽和領域において磁束の変化が大きいため、飽和して



a) 入力信号  
b) 出力 5V/div  
2mV/div

るコアからも大きな出力信号が生じ、角形ヒステリシスコアを用いた図 4-14 の場合と異なり、信号と雑音の分離が困難である。そこで、前と同様の  $N_4$  巻線と  $S_2$  の  $N_4$  巻線と駆動パルスに対して差動に結線して、

図 4-22 図 入力信号および出力パルス



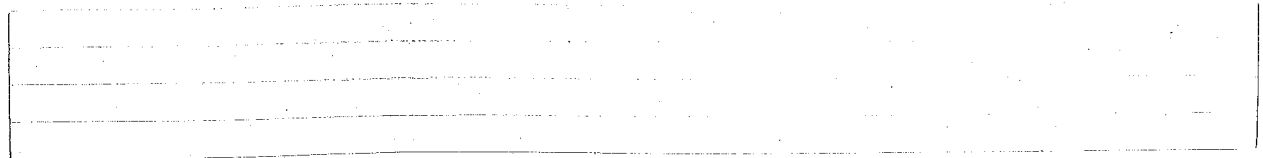
a) 入力信号  
b) 差動出力 5V/div  
2mV/div

両コア出力の差をとったものが、図 4-23 図で、

図 4-23 図 入力信号および差動出力パルス

このようにしてもコアの基準値の影響を取り除くことはできない。ところで、この写真からも明らかのように駆動パルスによって生ずる出力電圧の変化は基準値あるいは負荷電流の変化に比べて非常に急峻であるから、この出力を適当な時定数をもつ微分回路を通すことにより両者を容易に分離できる。

図 4-24 図 (b) は微分出力波形で、これを前と同様、(c) の駆動パルスとともに AND 回路に加えることにより、(d) の出力パルスを得ることができる。



このような方法で、普通の可飽和鉄心を用いても、角形ヒステリシスコアを用いた回路と同様に電流の比較を行うことが出来る上に、電流制御回路に応用した場合その出力波形は偏差の変化が少なくて角形ヒステリシスコアを用いた回路より優れている。

- a) 入力信号
  - b) 微分出力 (5V/div)
  - c) 駆動パルス (20V/div)
  - d) 出力パルス (20V/div)
- 2ms/div

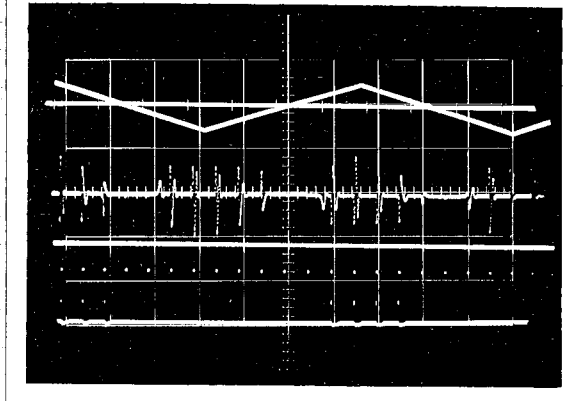
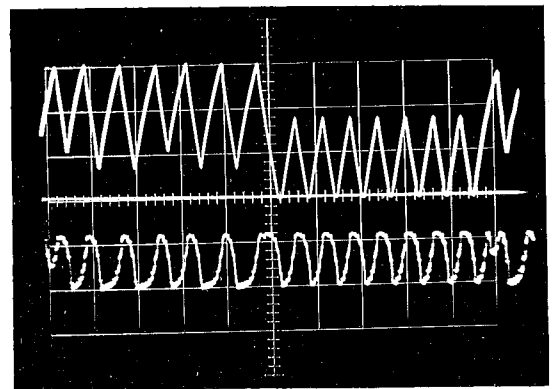
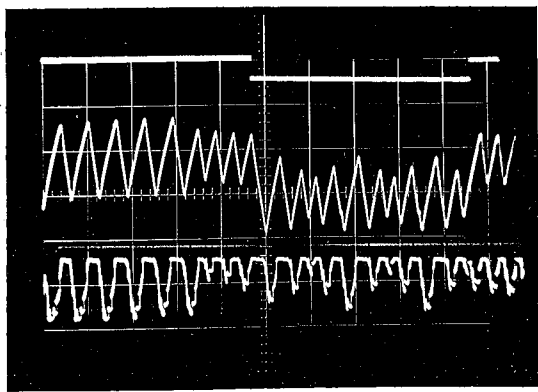


図4-24

入力信号、微分出力、駆動パルスおよび出力波形

図4-25は矩形波入力信号に対する自励電流波形とコア磁束レベルの変化を示したもので、(a)は角形ヒステリシスコア、(b)はフェライトコアを用いている。両者を比較すると(b)の方が偏差が一定している。このように偏差の変動が少くないのは、角形コアと違ってある励磁電流に対して磁束レベルが定まり、また駆動パルスの加えられた瞬間の磁束の大きさによって微分出力パルスの振幅が変るため、コア磁束があるレベル以上に達し、微分出力パルスの大きさがAND回路入力として充分に入らなくなるときはじめでリセット出力が得られる。それによって、自励回路、基準値回路の起磁力の差が直接出力パルスの有無に対応するからである。



a) 角形ヒステリシスコアを用いた場合  
上: 入力信号, 中: 自励電流 2A/div, 下: コア磁束レベル  
10ms/div

b) フェライトコアを用いた場合  
上: 自励電流 2A/div, 下: コア磁束レベル  
10ms/div

図4-25

矩形波入りの信号に対する自励電流の波形

### 4.3.4 バイアス巻線をもつ電流比較回路

4.3.2 で述べたように本回路の不感帯の幅はコアの磁束変化量  $\Phi_t$  が小さい程よい。このためには飽和磁束の小さいコアが良いわけであるが、フェライトのようにな普通の磁気特性をもつ材料を用いる場合には、コアにバイアスを与え、この値を変えることにより、等価的に  $\Phi_t$  下同様不感帯を変化させることができる。

コアにバイアスを与えるには、図4-26図のように、各コアに駆動巻線  $N_3$  と同じ極性のバイアス巻線  $N_b$  を施す。この巻線に駆動パルスと同方向の一定電流を流しておけば  $\Phi_t$  を減少させることができる。

図4-27図はバイアスの効果を示す実験結果で、図4-25図と比較して、ゆがみはバイアス起磁力で負荷電流の偏差を非常に減少させる。

このように、本比較回路には角形ヒステリシスコアよりむしろ、極く普通の磁気特性をもつコアの方が適していることがわかる。

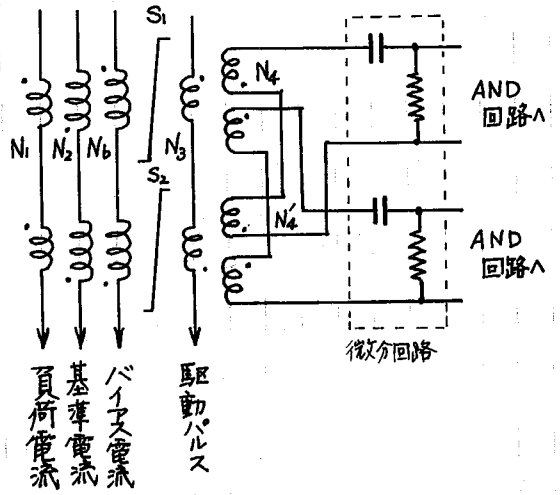
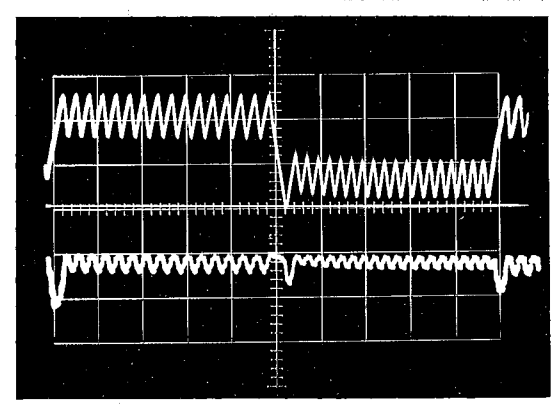


図4-26 バイアス巻線をもつ電流比較回路



上: 負荷電流 2A/div  
 下: コア磁束レベル 10<sup>10</sup> G/div

図4-27 負荷電流波形とコア磁束レベルの関係

4.3.5 コア巻線回数, コア特性, 負荷電流の立ち上りと不感帯, 基準値回路の損失および応答性の関係。いままで, 比較回路の動作, 特性と定性的に述べてきたが, この回路を構成するためには, コアの特性, 寸法, 主回路の負荷電流の立ち上りおよび偏差の大きさとコア巻線の巻回数の関係と知らねばならない。

ところで本比較回路は図4-18図のようなチョップ回路の電流制御回路としての応用が最も普通の使用法である。この場合, 負荷回路にはリアクトル  $L_L$  が含まれており, また負荷巻線数  $N_1$  に対して基準値巻線数  $N_2$  は大きくするのが普通であるから, 基準値巻線からみると負荷巻線側は近似的に図4-29図(a)の電流を供給する電流源で, その立ち上りや負荷回路の時間定数, 電源電圧によって決まり, コア回路の特性には無関係である。

一方, 基準値電流は  $R_r, L_r, E_r$  の直列回路によって与えられ, ある基準電流を得るために  $E_r, R_r$  を小さくする程, この回路の損失は少くなるが,  $R_r$  を小さくすると時間定数  $L_r/R_r$  は大きくなり, 基準値電圧  $E_r$  の変化に対する比較回路の応答性が悪くなる。

これらのことから, コア回路の設計という観点からは, 負荷電流の立ち上りはチョップ回路の特性によって与えられ, またその偏差も負荷の要求により指定されているものとし, これらの値を与えて, 回路の応答性を損ねないで損失が小さくなるような巻線巻回数および基準値回路の定数を決定することが問題になる。

以下 (i) では一定基準値に対して, コア巻線回数, コア特性, 負荷電流の立ち上りとコア回路の不感帯の関係, (ii) では, これらの各定数と基準値回路の損失の関係, (iii) では応答性について解析的に検討する。

(i) 定常特性

基準値巻線に一定電流が与えられていて, 図4-18図の電流制御回路が定常運転を行っている場合の特性を考える。

いま, コアの磁気特性を図4-28図のように近似し, 駆動パルスの周期が

充分短く、コアの飽和した瞬間にゲートパルスが加えられると仮定すると、本回路の不感帯の大きさは図4-28図に示すように、コア磁束  $\Phi$  が  $-\Phi_m$  から  $+\Phi_m$  まで変化する期間によって決まり、その大きさと回路定数の関係は、コアの未飽和期間 I、II の動作を解析することにより知ることが出来る。この未飽和期間、負荷電流の変化に対してバイアス回路および出力回路のインピーダンスは充分高く、これらの影響は無視でき、また駆動パルスの影響も無視すれば、コア回路は図4

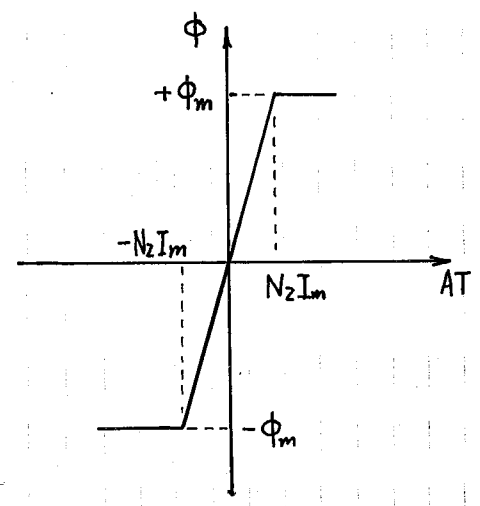
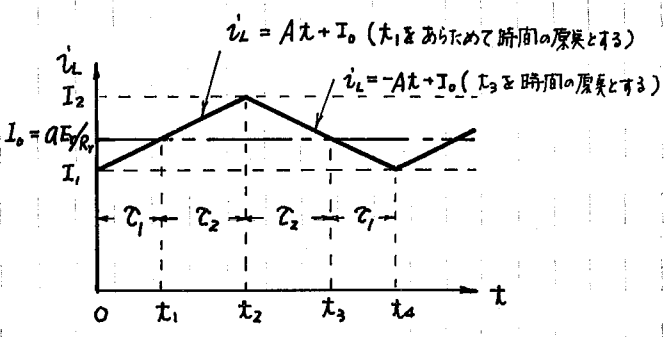
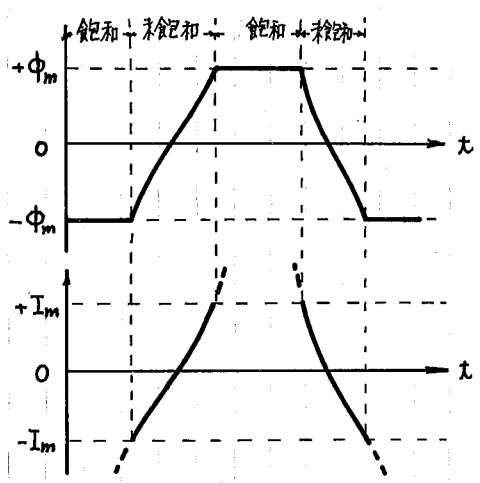


図4-28 コア磁化特性

-30 図の等価回路で求められる。  
 (a) 負荷電流



ここで、基準値側に換算した負荷電流  $a = N_2/N_1$  : 巻線比  $L_2$  : 励磁リアクタンス  
 (b) 磁束変化  $\Phi$



未飽和期間 I に対して、図4-29図および等価回路から直ちに次の関係式が得られる。  
 (c) 励磁電流  $i$

図4-29 定常状態における負荷電流、磁束レベル、励磁電流の関係

$$e_x = L_x \frac{di'}{dt} \quad \dots (4-1)$$

$$e_x + E_r = L_r \frac{d}{dt}(i'_1 - i) + R_r(i'_1 - i) \quad \dots (4-2)$$

初期値  $i(0) = +I_m$

上二式を解いて最終値  $i(\infty) = I_m$  の関係を用いると次式のようになる。

$$I_m \left( 1 + \varepsilon^{-\frac{R_r}{L_r + L_x} \tau_2} \right) = \left( \frac{I_0}{a} - \frac{E_r}{R_r} - \frac{AL_x}{aR_r} \right) \left( 1 - \varepsilon^{-\frac{R_r}{L_r + L_x} \tau_2} \right) + \frac{A}{a} C_2$$

$$= -\frac{AL_x}{aR_r} \left( 1 - \varepsilon^{-\frac{R_r}{L_r + L_x} \tau_2} \right) + \frac{A}{a} C_2 \quad \dots (4-3)$$

$\left( \because \frac{I_0}{a} = \frac{E_r}{R_r} \right)$

期間IIに対しても全く同様の関係が得られる。

$$I_m \left( 1 + \varepsilon^{-\frac{R_r}{L_r + L_x} \tau_1} \right) = -\frac{AL_x}{aR_r} \left( 1 - \varepsilon^{-\frac{R_r}{L_r + L_x} \tau_1} \right) + \frac{A}{a} C_1 \quad \dots (4-4)$$

(4-3), (4-4) より  $C_1 = C_2$  となり、自励電流平均値  $\bar{i}_L$  と基準値電流の間に次の関係が成立する。

$$\bar{i}_L = I_0 = a E_r / R_r \quad \dots (4-5)$$

すなわち、自励電流の平均値は基準値電流の巻線比倍になる。

ここに  $\tau$  であらためて  $\tau_1 = \tau_2 = \tau$  とおくと (4-3) 式は次式のようになる。

$$\frac{A\tau}{aI_m} = \frac{1 + \varepsilon^{-\frac{1}{1+p}\xi}}{1 - \frac{1}{\xi} \left( 1 - \varepsilon^{-\frac{1}{1+p}\xi} \right)} = f(\xi, p) \quad \dots (4-6)$$

ここで  $L_r/R_r = \rho (L_x/R_r)$

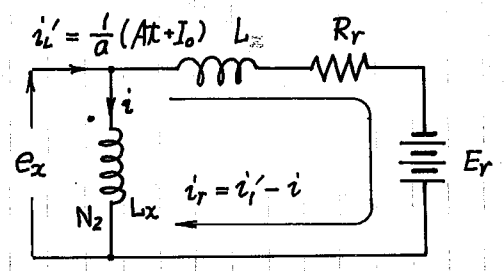
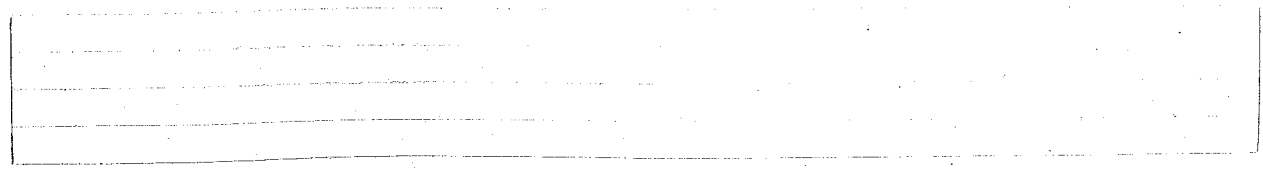


図4-30 基準値巻線側に換算した整流飽和期間の等価回路 (期間I)



$$\xi = \frac{R_r}{L_r} \tau = \frac{l}{\mu_s} \cdot \frac{1}{N_2^2} R_r \tau \quad \text{--- (4-7)}$$

↑ スイッチの同期  
 ↑ 基準値回路抵抗  
 ↑ 基準値巻線数 ( $N_2 = aN_1$ )  
 ↑ コア磁気抵抗  $R$

また (4-6) 式の左辺は

$$\frac{AC}{aI_m} = N_1 \cdot AC \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\Phi_m} \quad \text{--- (4-8)}$$

↑ コア磁気抵抗  
 ↑ 最大磁束  
 ↑ 不感帯の幅  
 ↑ 負荷巻線数

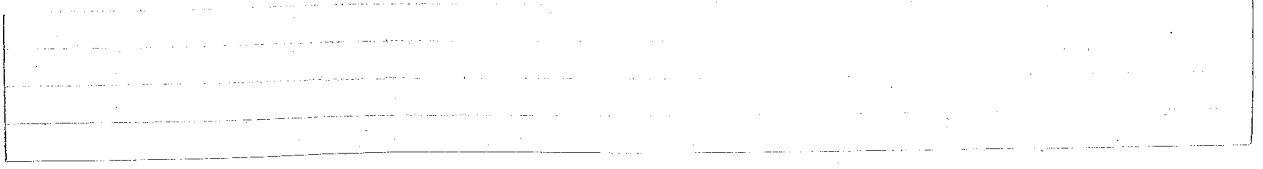
である。

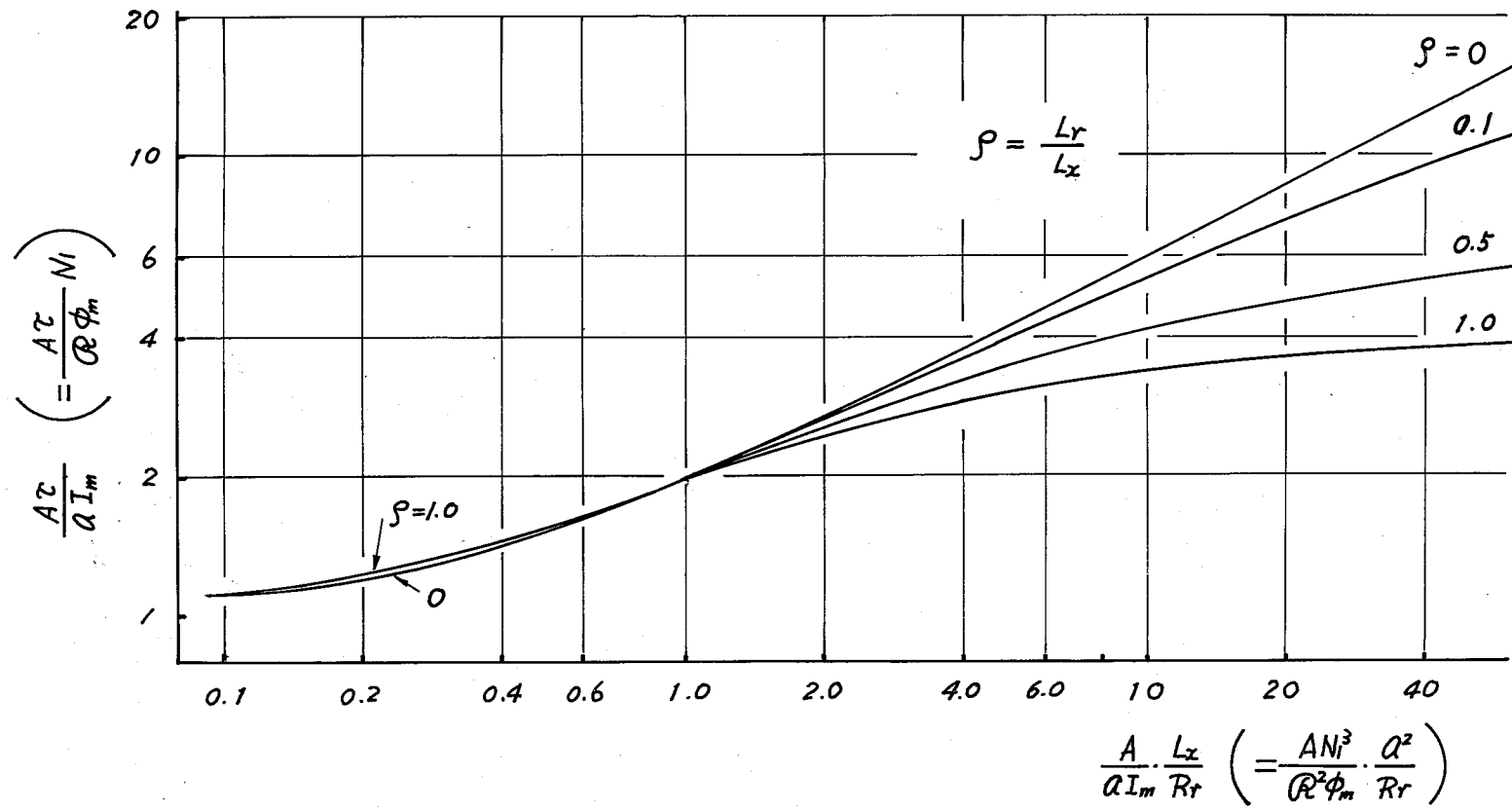
∴ (4-6) 式の意味を考えると、 $AC$  は不感帯の幅、 $aI_m$  は負荷側に換算した励磁電流の最大値であるから、 $AC$  を小さくするために、 $f(\xi, \rho)$  を小さくし、かつ  $I_m$  が小さくなるようにすればよい。そして、 $\rho$  が与えられれば  $AC/aI_m$  が決まり、さらに負荷電流の偏差 (したがって不感帯  $AC$ )、コア材料、寸法が指定されれば (4-8) 式より負荷巻線  $N_1$  および  $N_2 = aN_1$  であるから基準値巻線巻数  $N_2$  が定まる。一方、(4-7) 式より  $R_r/N_2^2$  が決まるから  $R_r$  が求められることになる。

したがって、回路定数を決める際にはどのようにして、 $\rho$  を選ぶかが問題になる。

図 4-31 は  $\rho$  をパラメータとして横軸に  $(A/aI_m) L_r / R_r$ 、縦軸に  $AC/aI_m$  とおいて (4-6) 式の関係を示したもので、このグラフからコア回路の定数 (コアの特性、巻数) を一定に保ち、基準値回路の定数  $R_r, L_r$  を変えたいときの不感帯  $AC$  の変比の様子を知ることが出来る。その結果は次のとおりである。

1. 基準値回路の抵抗  $R_r$  を小さくする程、したがって同じ基準電流を得るためには  $E_r$  を大きくしなくては不感帯は狭くなり、出力電流の偏差は少くなる。





※4-31 図

$\frac{A \cdot L_x}{aI_m R_r}$  と  $\frac{A\sigma}{aI_m}$  の関係

2.  $(A/aI_m)^{1/2}/R_r > 1.0$  の範囲ではリアクトル  $L_r$  を大きくする程、同じ  $R_r$  の値に対して不感帯を少くするにたが出来る。このことは、同じ不感帯を得るためには  $L_r$  を大きくする程  $R_r$  を小さくでき、基準値回路の損失を減らすにたが出来ることを意味している。

これに対して  $(A/aI_m)^{1/2}/R_r < 1.0$  の範囲では同じ  $R_r$  の値に対して  $L_r$  の有無下、不感帯の大きさはほとんど影響なく、前と逆に  $L_r$  の方がおたがいに不感帯を少く出来る。

(ii) コア回路定数と基準値回路の損失

ある負荷電流に対して巻線比  $a$  を大きくすれば基準値電流は小さく出来るが、普通  $L_x$  が増し、時定数  $L_x/R_r$  を小さくするためには  $R_r$  を大きくしなければならない。逆に  $a$  を小さくすれば  $R_r$  は小さく出来るが、基準電流は大きくやはり損失は増す傾向にある。このため  $\alpha$ ,  $\beta$  の選ぶ方によって基準値回路の損失がどのように変化するか考えてみる。

(4-5) 式よりある負荷電流  $I_0$  に対して  $a$  と基準値電流  $i_r$  には次の関係がある。

$$a i_r = I_0 \tag{4-9}$$

基準値回路の抵抗  $R_r$  の損失を  $W_{er}$  とすると

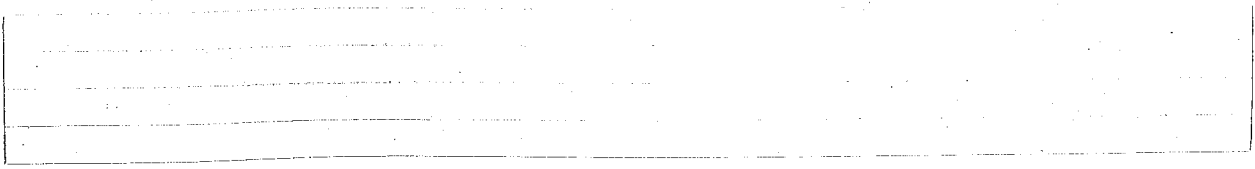
$$W_{er} = i_r^2 R_r = I_0^2 R_r / a^2 \tag{4-10}$$

とすると、(4-6)~(4-8) を用いると次式のようになる。

$$W_{er} = I_0^2 \mathcal{R} \phi_m^2 \frac{A}{(AT)^3} \{f(\beta, \rho)\}^2 \tag{4-11}$$

この式より基準値回路の損失は巻線比に無関係、何れおたが、ある負荷電流に対して巻線比を大きくして基準値電流を小さくしても、逆に巻線比を小さくして大きな基準値電流を流しても基準値回路の損失には変化する、コアの磁気抵抗、最大磁束が小さいほど小さくする、また不感帯を大きくする程小さくするにたがわかる。

式(4-3)を  $\rho$  をパラメータとして  $(A/aI_m)^{1/2}/R_r$  と  $\{f(\beta, \rho)\}^2$  の関係を



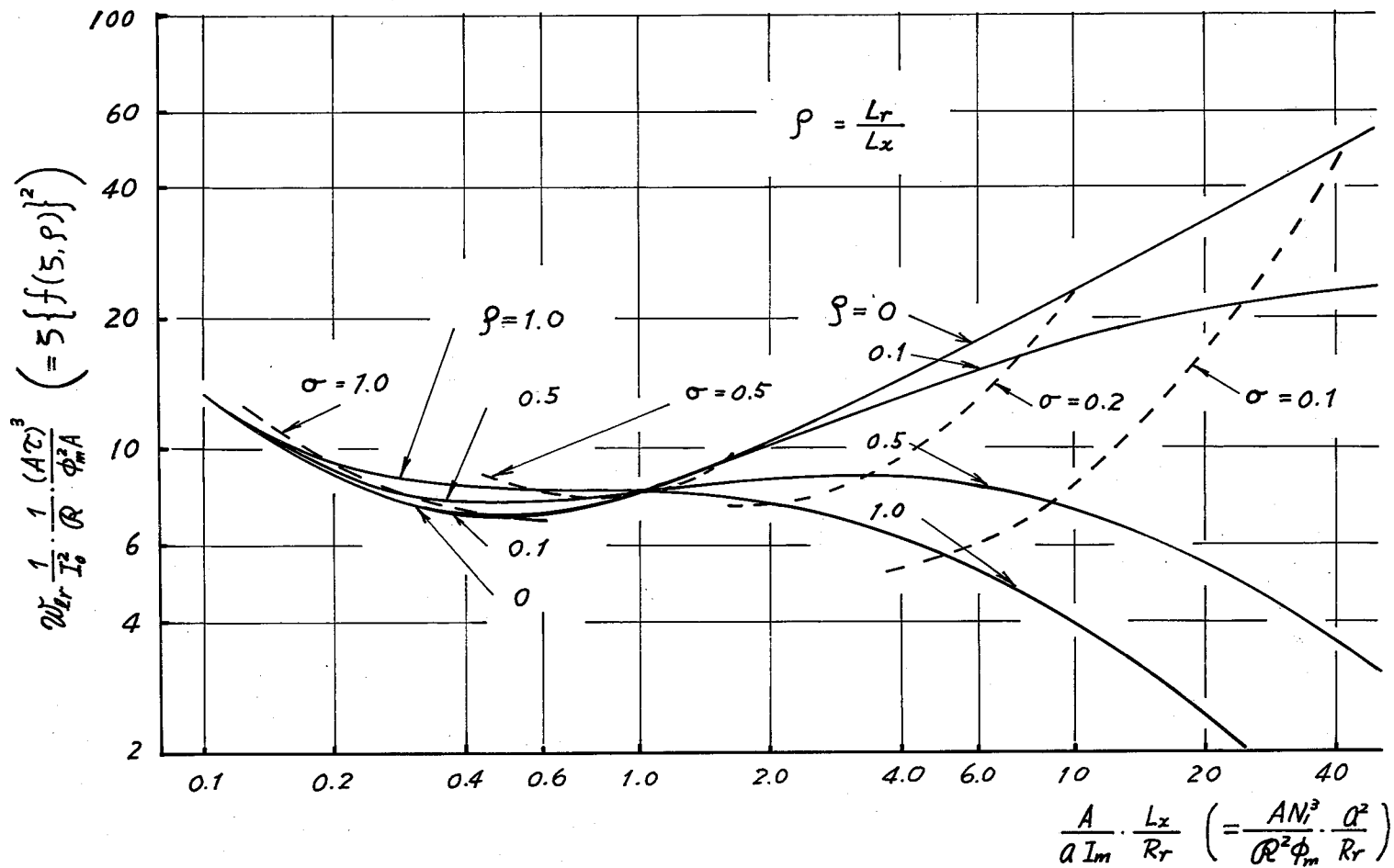


図 4-32

$\frac{A}{I_m} \cdot \frac{L_x}{R_r}$  と基準値回路の損失  $W_{Ir}$  の関係

示したものである。

このグラフから、巻線巻数が与えられ、偏差(レックがって不感帯)が指定された場合  $\omega L_r$  を小さくするには、基準値回路のリアクトル  $L_r$  を大きく、抵抗  $R_r$  を小さくして  $(A/aI_m) L_r / R_r$  を大きくし行ければならぬ... ことがわかる。また、コアにバリアスをおかけ  $\phi_m$  を等面的に減少させることは、損失を減らす上で効果的である。なお実際の数値例を後で4.3.7の表4-2表~表4-4表にあげた。

とにらんで、このように基準値回路時定数を大きくすると、基準値電圧の変りに対する応答性が悪くなる。

(iii) 基準値電圧  $e_r$  の変りに対する比較回路の応答性

表4-33図は基準値電圧

$e_r$  をステップ状に増加させたときの  $i_r, \phi$  および  $i_L$  の変りをお示している。

このことはコア回路の応答性と各定数の関係を知るために、このように  $e_r$  をステップ状に変りさせたときの応答を検討する。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

このことはコア回路の応答性と各定数の関係を知るために、このように  $e_r$  をステップ状に変りさせたときの応答を検討する。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

表4-33図を参照して動作を考えてみると、 $t=0$  において  $e_r = E_r$  と  $i_r$  は指数関数的に増加を始めるが減少して  $t_1$  になると自ら飽和する。このでも駆動パルスは十分に短いとすると、 $t_1$  において  $i_r$  のパルスにゲート信号が加えられると考えると考えられる。この期間、回路は表4-34図の等価回路で表わされ、 $t_1 = T_0$  は、いわゆるひだり時間である。

- a) 基準値電圧  $e_r$
- b) 基準値電流  $i_r$  および 負荷電流  $i_L$
- c) コア磁束  $\phi_m$

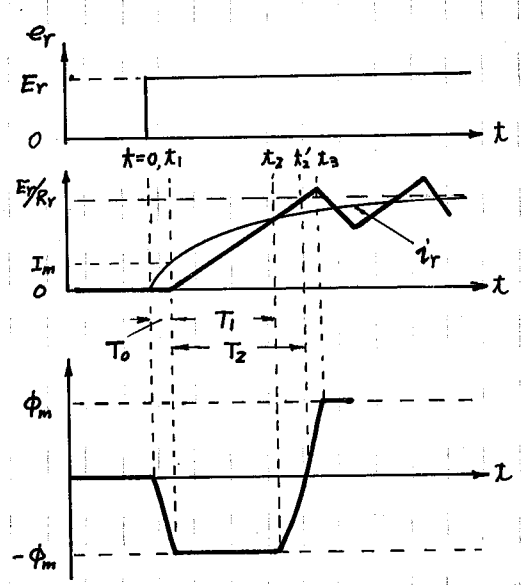
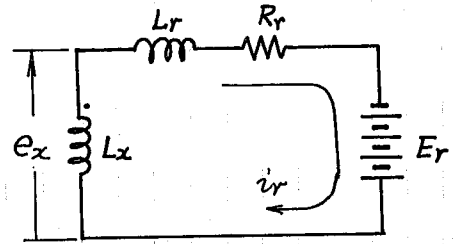


表4-33図 基準値電圧  $e_r$  がステップ状に変りた場合の応答

\*  $T_0$  については次の(iii)項で述べる。

$t_1 - t_2$  期間, コアは負に飽和しているが,  
 $t > t_2$  になるとコアの起磁力は正になり,  
 磁束は上昇し, 正に飽和する  $t_3$  まで負荷電  
 流も増加する。



この  $t_1 - t_2$  期間は  $Lx$  の減少により  $i_r$  の  
 立ち上りは増加するが, コアの飽和領域にお  
 いても磁束の変化はかたまりあり, コアの磁化  
 特性を従来どおり図4-28図で近似することはこの場合実際的ではない。  
 したがって, この近似のもとで電流を算定することはできない。

図4-34 同. 期間の等価回路

そこで, この期間も基準値電流  $i_r$  は前と同じ割合で増加しつづけて,  
 時刻  $t_2$  までの自荷電流が設定値に達する時刻までに,  $i_r$  が定常状態に  
 達するよう回路条件を求めておけば, 実際の回路では必ずこの条件を満た  
 し,  $L_r, R_r, E_r$  を決定する際の手安になる。また図4-33図で  $I_m$  は充  
 分に小さい\* から無視でき,  $i_r$  は  $t_1$  における時定数  $(L_x + L_r) / R_r$  で増  
 加しはじめることとみることができる。

そこで, 基準値回路の時定数が  $t_2$  の  $1/3$ \*\* 程度であれば,  $i_r$  は定常  
 状態に達したとみることもでき, 次の関係式が得られる。

$$3(L_x + L_r) / R_r < t_2 \quad (4-12)$$

この関係が成り立てば, 自荷電流の立ち上りは主回路の時定数によってのみ  
 定まり, コア比較回路の応答性は自荷電流の応答性に悪影響を及ぼさない。

ここで (4-12) 式は次のように変形できる。

$$\frac{R_r}{L_x} \tau = \xi \geq 3 \frac{AC}{a(E_r/R_r)} (1+\rho) \equiv 3\sigma(1+\rho) \quad (4-13)$$

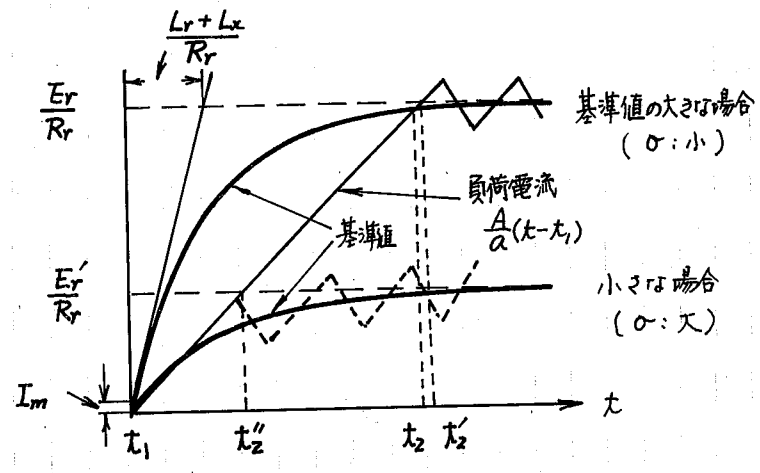
ここで,  $\sigma \equiv AC / (aE_r/R_r) \leq 1$  : 不感帯と設定値変化量の比である。

この式より  $\sigma$  が大きくなるほど, すなわち, 一定の不感帯  $AC$  に対してス  
 ティックの入力の小さい程, 時定数を小さくしなければならないことがわかる。

このことは図4-35図より明らかで, 自荷電流の立ち上りは  $i_r$  には無関係

\* 図4-13図より  $I_m < AC/a$  で,  $a$  は普通 数+10の数以上に選ぶ。さらには  $AC$  は  $a i_r$   
 に比べて充分小さくするように設計するから,  $I_m \ll i_r$  である。  
 \*\* 時定数の3倍の時間経過後の電流値は定常値の95%である。

であるから、定常値に達する時間は基準値が小さいほど短くなり、同様に  $\omega = 2\pi$  が定常値に達するためにはその立ち上りをより大きくし、上げれば短くなるからである。



前述の「4-32」図には「 $f(\gamma, \rho)$ 」の図表と合わせて「(4-13)」式の図表を記入したもので、与えられた  $\omega$  を示す破線より左側の領域に入るように  $(A/aI_m) L_x/R_r$  を決定しければよい。

「4-35」図 基準値の変化量に対するステップ応答性の変化

このように、本比較回路の応答性は「4-34」図の L-R 回路の電流の立ち上りで近似できることから、この L-R 回路の周波数応答をもって、本回路の周波数応答と考えることができる。これから、 $R_r, L_r, L_x$  が与えられれば、次式を基準値回路の周波数上限  $f_{max}$  の目安とすることができる。

$$f_{max} = R_r / 2\pi(L_r + L_x) \quad [Hz] \quad (4-14)$$

以上の解析では、駆動パルス、出力およびバイアス巻線回路の影響を全く無視し、コアの特性も非常に理想化して考えてきたが、後に示すように、これで見られる結果が定数決定の目安となり得ることが実験により確かめられた。

4.3.6 駆動パルス巻線  $N_3$ , 出力巻線  $N_4$ , バイアス回路および

### 駆動パルス周波数の決定法

これらの巻線はいずれも負荷巻線, 基準巻線とは独立に決めることが可能である。巻数に対して厳密な制限はないから, バイアスおよび駆動パルス電源の電圧電流の大きさによって, かなり自由に決定できる。しかし, その際考慮すべき点を述べる。

1) 出力巻線数  $N_4$  を増すほど, 出力回路が負荷回路, 基準値回路の負荷になり, このことにより出力側からみれば, 出力に負荷電流, 基準値電流の影響が出て好ましく無い。そこで  $N_4 \leq N_2$  とするのが良い。

2) 駆動パルス電源の出力電圧, 必要は出力パルスが与えられる  $N_4$  が決まれば, 駆動パルス巻線  $N_3$  は決定できるが,  $N_3$  を小さくすると大きなパルス電流が必要になり, 逆に多くすると  $N_4$  には1)項の制約があるため出力パルス電圧が下がる。

そこで一つの目安として  $N_2 : N_3 : N_4 = 1 : 1 : 1 \sim 1/3$  程度が適当と考えられる。

3) バイアス巻線  $N_b$  は必要は起磁力を得るために常に一定の直流を流しておくだけでよいから, 他の巻線とは全く独立に決められる。すなわち, バイアス電流を流すことにより実効的は最大磁束を  $k_b \Phi_m$  とするためには図4-28図から, 必要はバイアス起磁力は次式で与えられる。

$$N_b I_b = \Phi_m (1 - k_b) \quad (4-15)$$

ここで  $N_b$  : バイアス巻線巻数

$I_b$  : バイアス電流 である。

次に駆動パルス周期  $T_b$  について考えてみると, 図4-29図では時刻  $t_1$  においてコアが正に飽和した瞬間に  $t_2$  のパルス信号が加えられると考えるが, 実際には最大  $t_2$  より  $T_b$  だけ遅れ, このため漏差も増加する。このことから  $T_b$  はコアの周波数特性, 発振器の特性の許す限り短くするのが好ましいが,  $1/4$  スイッチング周期  $T$  の  $1/5 \sim 1/10$  程度で充分である。

## 4.3.7 電流比較回路の定数決定の手順と数値例

ここで本節のまとめとして、コア比較回路の定数決定の手順を示し、一例として図4-1表に示したコアについて適当な巻線巻数、 $L_r$ 、 $R_r$  および損失の数値例をあげてみる。

なお本回路の設計にあたっては、パワートルクの数が多いため、今迄の定数例の例係だけでは必ずしも満足できなく、以下の例も多分に試行錯誤的である。そこで条件や仕様を与えられ方によって個別の観点から検討する必要がある。今後の課題である。

ここでは a) のコア特性および b) の主回路の仕様を与えられていて、 $N_1$ 、 $N_2$ 、 $a$ 、 $R_r$ 、 $L_r$ 、 $E_r$  を決定する手順について述べる。

## a) コアの特性

$$\text{磁気抵抗} \quad \mathcal{R} = 1.41 \times 10^5 \text{ [Wb/AT]}$$

$$\text{最大磁束} \quad \Phi_m = 21.1 \times 10^{-6} \text{ [Wb]}$$

## b) 主回路の特性

$$\text{電流の立ち上り} \quad A = 2 \times 10^3 \text{ [A/sec]}$$

$$\text{偏差} \quad AC = 1 \text{ [A]}$$

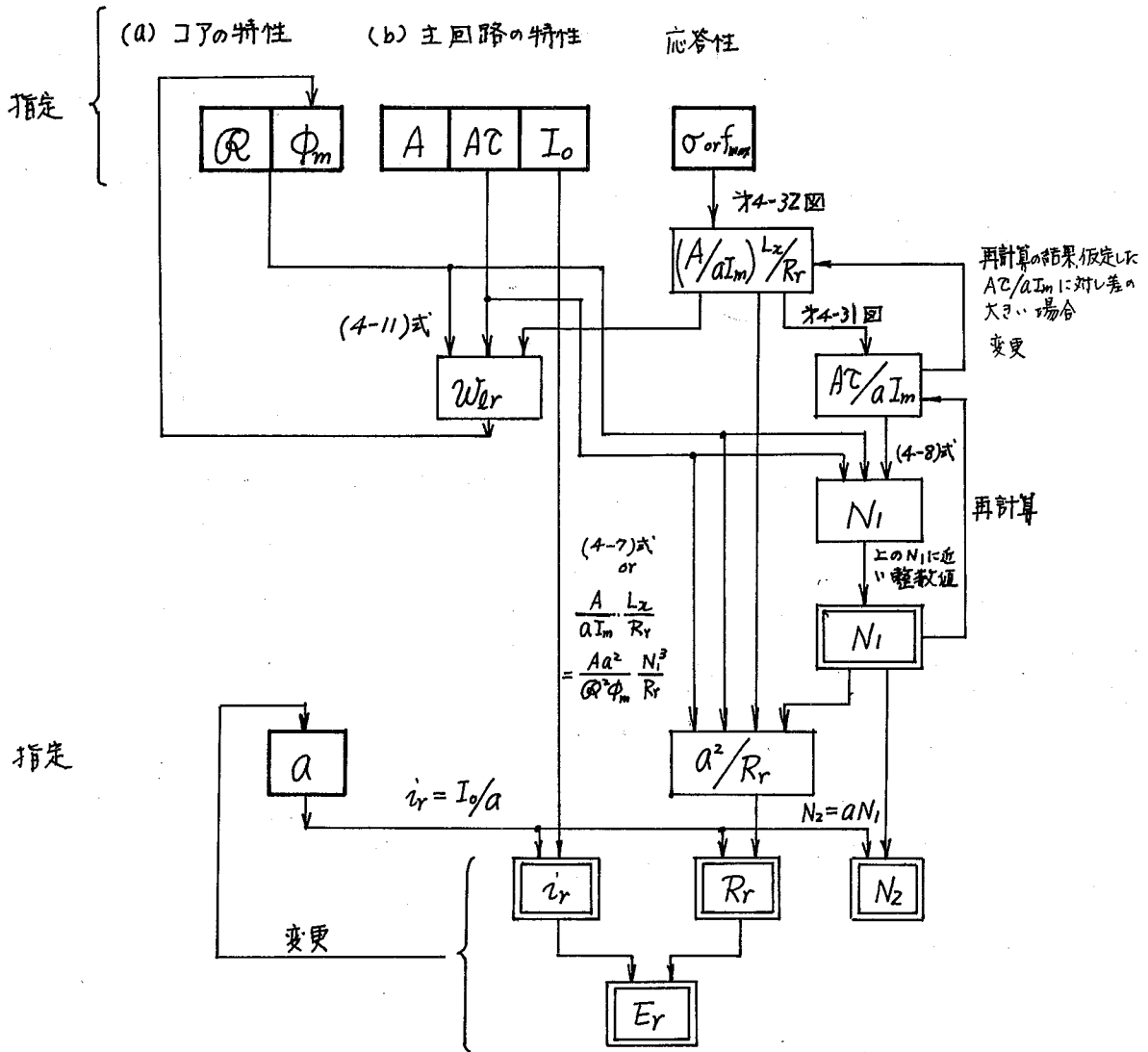
$$\text{負荷電流} \quad I_0 = 10 \text{ [A]}$$

## c) コア定数の決定手順

図4-36 は定数決定の手順を示すフローチャートである。このチャートに従って定数の決定を行う例を以下に示す。

(i) 応答性を考慮する場合 図4-32 より損失を少く可るために、 $(A/aI_m)^{1/2}/R_r = 0.5$ 、 $\rho = 0$  と仮定すると図4-31 より  $AC/aI_m = 1.5$  とする。そこで、 $N_1 = 4.46$  が得られるから  $N_1 = 5$  (回) と決め、 $AC/aI_m$  を再計算すると  $AC/aI_m = 1.68$ 、図4-31 より  $(A/aI_m)^{1/2}/R_r = 0.6$  とになり、(47) 式より  $R_r = (1/1.61) a^2$  の関係が得られる。この  $a$  の値を与えて  $N_2$ 、 $R_r$ 、 $E_r$ 、 $L_r$  の値を求めたものが、図4-2表である。

この表からわかるように、基準値回路の損失は非常に大きく、 $a$  を大きく



第 4-36 図 定数決定の手順を示すフローチャート

すると  $R_r$  も大きくなるため  $E_r$  として高電圧を必要とし実用的ではない。

そこでコアにバイアスをかけ等価的に  $\Phi_m$  を  $1/2$  に下げ、上と同じ計算を行うと、 $N_1 = 2T$  となり、表4-3表の結果が得られる。前の表と比較して損失は  $1/4$  になりバイアスの効果が大い...とわかるが、巻数比を大きくして利得を上げようと思えば  $E_r$  を相当高くしてあげれば、本回路だけで利得を増やそうとするのは有利ではない。

$a$	$N_2$ [回]	$R_r$ [ $\Omega$ ]	$i_r$ [A]	$E_r$ [V]	$W_{lr}$ [W]
5	25	24.8	2	49.5	
10	50	99	1	99.0	99
100	500	9.9k	0.1	990	

$N_1 = 5$  [回]  $\rho = 0, (A/aI_m)^2/R_r = 0.6$

表4-2 表 定数例 1

$a$	$N_2$ [回]	$R_r$ [ $\Omega$ ]	$i_r$ [A]	$E_r$ [V]	$W_{lr}$ [W]
5	10	6.0	2.0	12.0	
10	20	23.9	1.0	23.9	24.0
20	40	95.5	0.5	47.8	
100	200	2.39k	0.1	239	

$N_1 = 2$  [回]  $\rho = 0, (A/aI_m)^2/R_r = 0.6$

バイアスと叫びて最大磁束を  $1/2 \Phi_m$  とした場合

表4-3 表 定数例 2

そこで、応答性をよくし電流利得を高めるためには、入力信号を出力インピーダンスの高

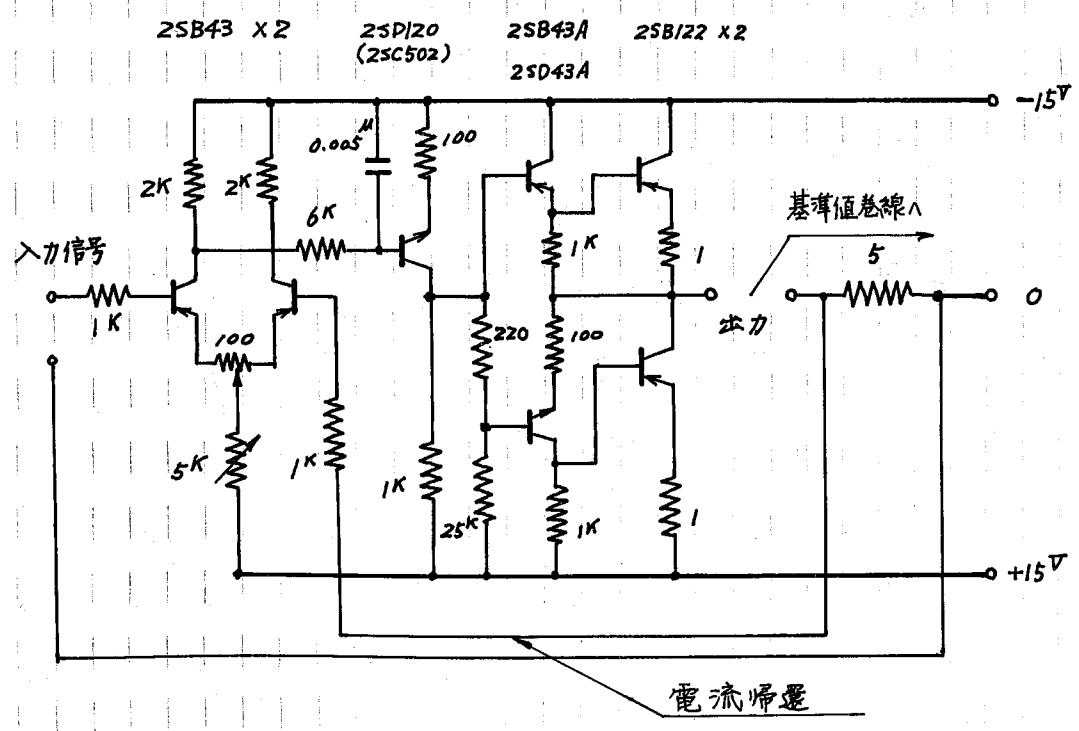


表4-37 図 前置増幅器の一列

い定電流源特性をもつ増幅器で増幅し、その出力を基準値電流とすることにより、回路の損失を増加せしめ、高抵抗  $R_r$  を得ることから、巻線比  $a$  を増加させることからできる。

表4-3の図は、この目的のために作られた増幅器の一例である。

これに対して次の例のように基準値電圧の変化に対する応答性を余り問題にしない場合には、反より損失を増加させることより  $a$  を高めることからできる。

(ii) 定電流制御を行う場合で、基準値変化に対する応答性を余り問題にしない場合、この例として表4-4表には、損失を少なくするために  $\rho = 1.0$ ,  $(A/aI_m)L_x/R_r = 25$  とし、コアにはバイアスをおかけ  $\Phi_m/2$  として計算した結果を示した。

なお、この定数を用いた場合、コア回路の応答上限周波数は(4-14)式から、 $f_{max} \approx 21$  [Hz] となり、直流機のチョーク制御用のゲート回路としては、この程度の応答性で充分使用できる。

$a$	$N_2$ [回]	$R_r$ [ $\Omega$ ]	$i_r$ [A]	$E_r$ [V]	$L_r$ [H]	$\omega_{br}$ [rad/s]
10	50	4.76	1.0	4.76	17.7 <sup>m</sup>	
20	100	19.0	0.5	9.5	71.0 <sup>m</sup>	4.76
100	500	476	0.1	47.6	1.77	
200	1000	1.9k	0.05	95.0	7.1	

$$N_1 = 5 \text{ [回]} \quad \rho = 1.0; \quad (A/aI_m)L_x/R_r = 25, \quad \Phi_m/2,$$

表4-3 定数例 3

### 4.3.8 電流比較回路の応用例とその特性

今まで述べてきたようにコアを用いた比較回路はSCRのトリガの制御回路として充分な特性をもちており、構造簡単で信頼性が高くまた各信号間の絶縁が容易であることから多くの応用が期待できる。

すでに、図4-18図に示した電流制御回路はそのほぼ定電流電源として充電器、X線管等に用いることができる。これらの代表的な例をあげると次のようなものが考えられる。

- (i) 充電器、X線管用、電磁石励磁用の定電流電源装置の制御回路
- (ii) 直流機のチョキパ制御回路
- (iii) 入力信号間の絶縁が容易なことから、三相電力増幅器のゲート回路として応用できる。この点については次章で述べる。
- (iv) 今迄の例と逆に、負荷巻線側を基準値、基準値側を検出巻線と考え、基準電圧  $E_r$  と負荷電圧とすれば電圧比較回路とすることもでき、SCRを用いた定電圧電源装置への応用も可能である。

ここでは、その応用例として表4-4表、 $a=20$  の比較回路を電力増幅器の電流制御回路として用いたときの特性を示し、先の解析の妥当性を確かめる。

実験に用いた各定数は次のとおりである。

増幅器電源電圧  $E_1 = 100[V]$

負荷リアクトル  $L_L = 65[mH]$

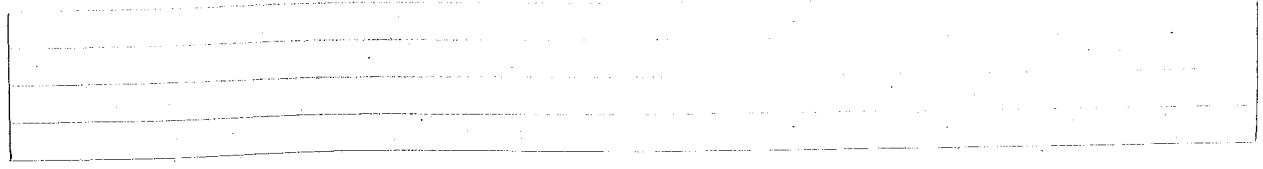
駆動パルス周波数  $2.8[kHz]$

#### 4.3.7 で求めた設計値

$N_1 = 5 [回]$ ,  $N_2 = 100 [回]$ ,  $R_V = 19 [\Omega]$ ,  $L_V = 71 [mH]$

バイアス電流  $I_b = 14.0 [mA]$  ( $N_b = 100 [回]$ )

図4-38図は基準値回路のリアクトル  $L_V$  を変比させた場合の負荷電流の偏差の変比の様子を示したものであるが、図4-31図から求めた計算値とよく一致していることがわかる。このグラフで  $\rho$  の小さい部分で、偏差が計算



値より大きくばっているのは、 $L_r$  が小さくばったため基準値回路が駆動パルスに負荷にたり、出力パルスの振幅が減少して比較回路の不感帯の幅が広くなりためであり、 $\rho$  の大きい方で逆に実験値の方が小さくばっているのは、負荷電流の立ち上り  $A$  が設計値より小さいためである。

図4-39 図はバイアス電流と偏差の関係を示したもので、コアの磁化特性の非線形性のため、式(4-15)式より求めた計算値とはやや差があるが、この式でバイアス起磁力の目安を与えることができ、またバイアスの効果もわかる。

図4-40 図および図4-41 図は電流制御回路の静特性を示したもので、前者より本回路の入力出力の直線性を、後者からは定電流特性を知ることもでき、いずれも充分満足の結果が得られている。

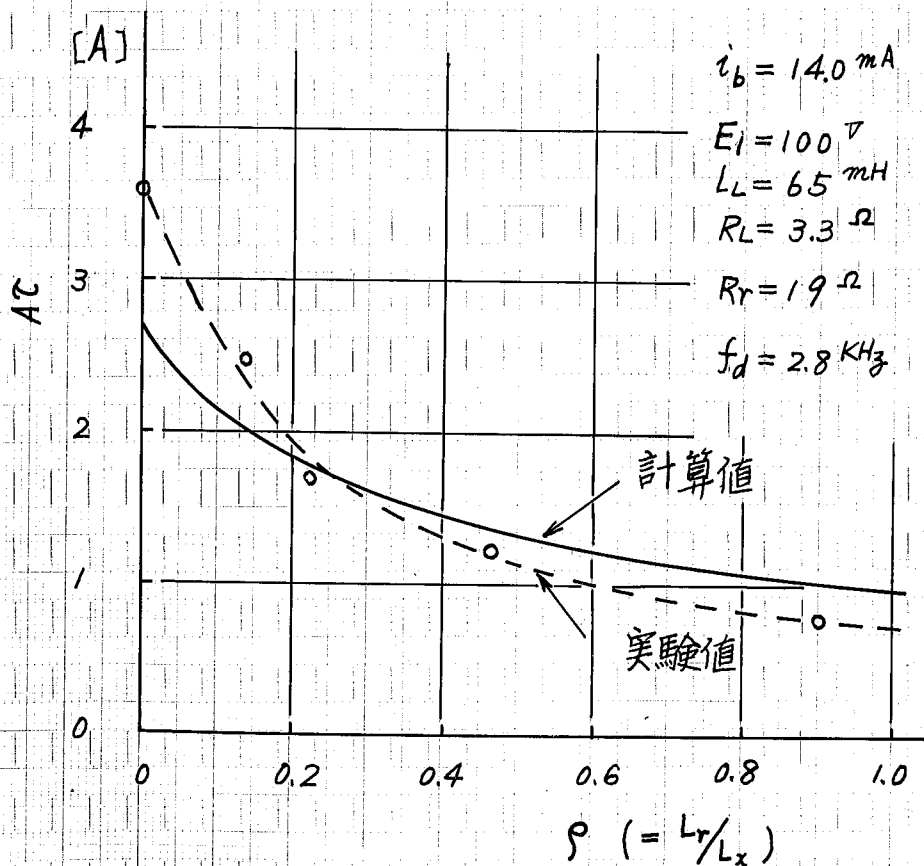
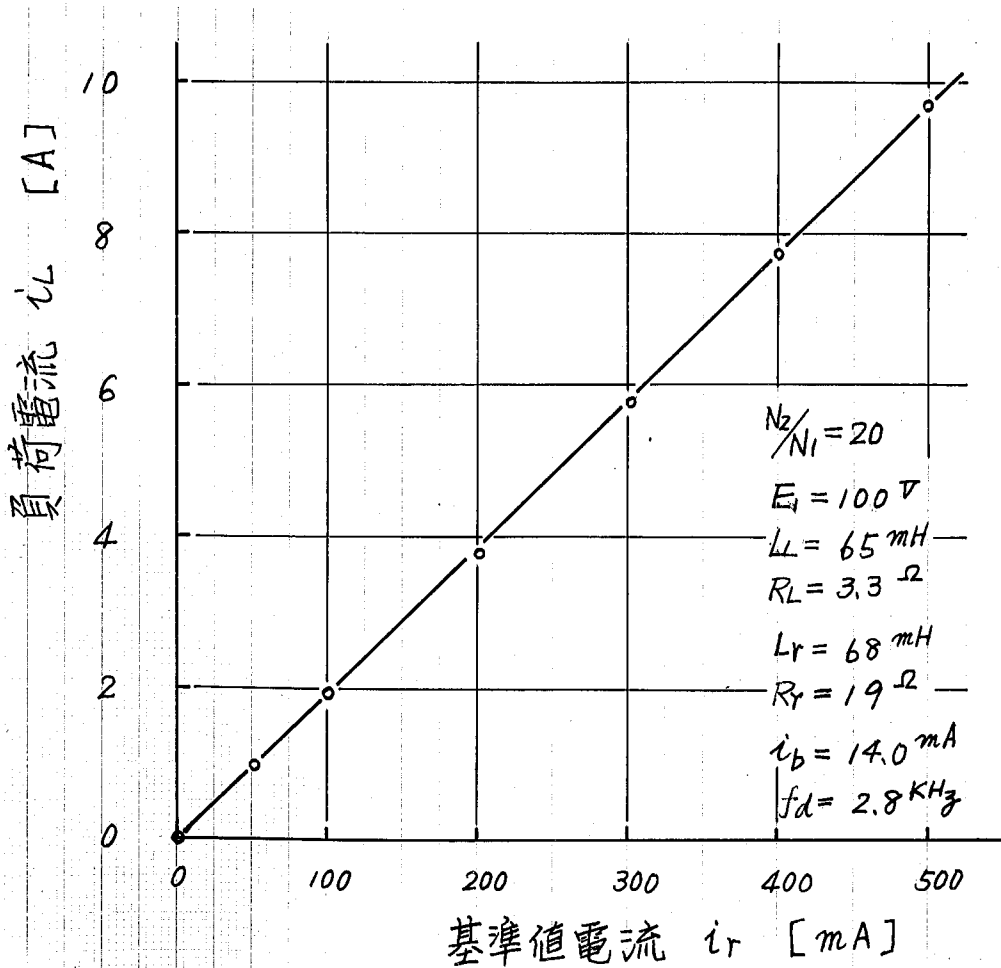
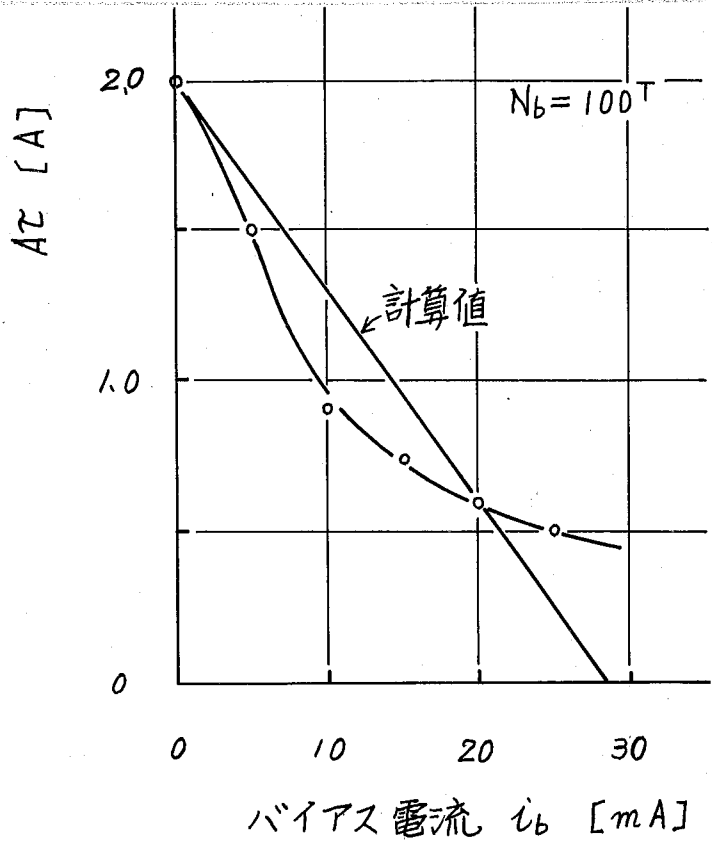


図4-38 図 基準値回路のリアクトル  $L_r$  を変化させた場合の偏差 AC の変化

※4-39図  
 バイアス電流と偏差の関係



※4-40図 基準値電流  $i_r$  と負荷電流  $i_L$  の関係

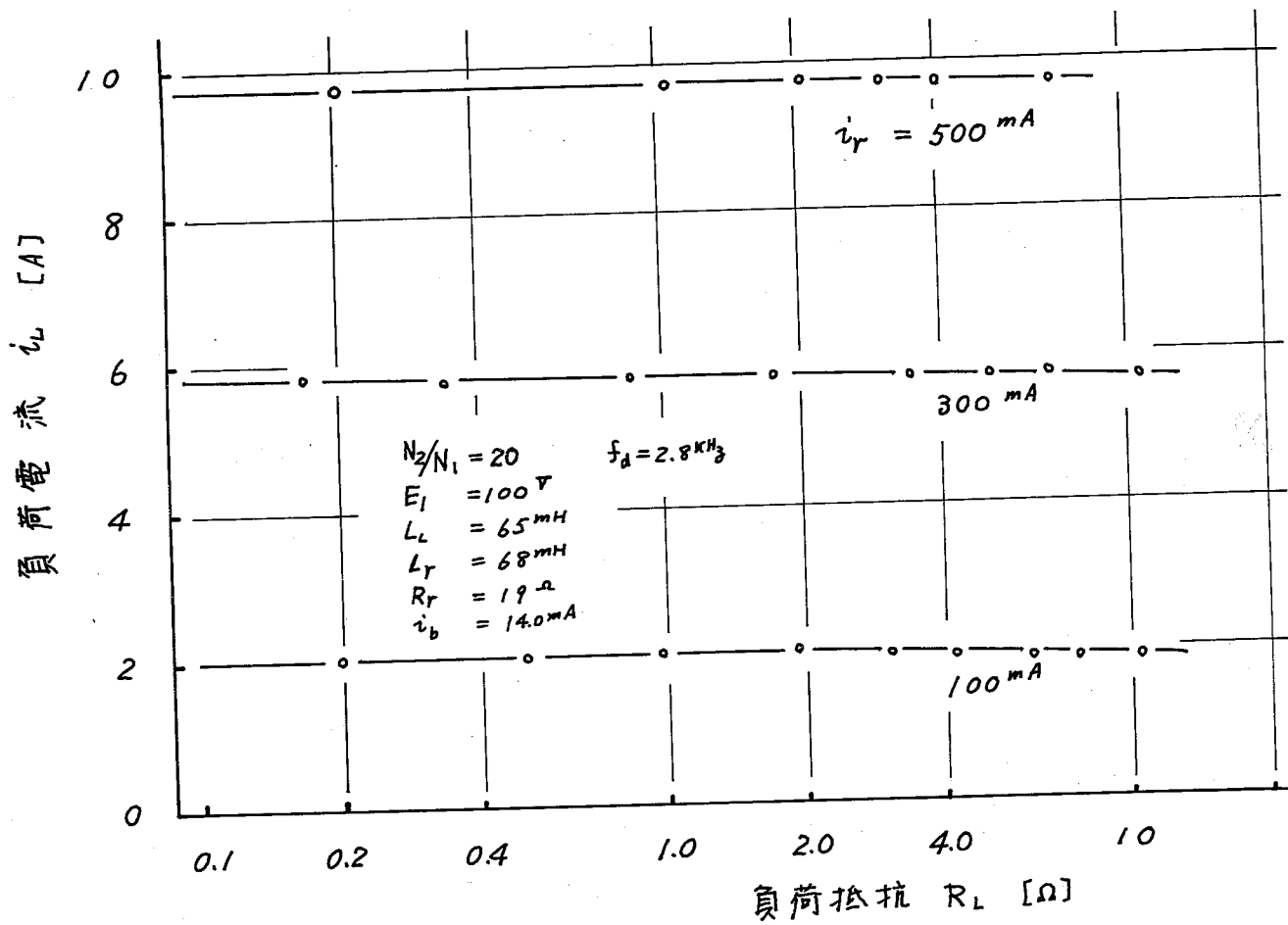


图 4-41 定电流特性

#### 4.4 第4章のまとめ

電力増幅器の満足な動作、安定性、経済性はその制御回路に負うところが大きい。特に本増幅器のようにSCRの突進順序やスリッケンク回隔が入力信号と検出値の大小関係によって決まり、一般のインバータのように予め決められたプログラムに従ってSCRのスリッケンクが行われる場合と異って、様々なスリッケンクの状態が生じ、このいかなる場合にも増幅器は安定でなければならぬ。それによって、制御回路はSCRのゲート信号を生じるいわゆるゲート回路であると同時に主回路の保護回路でなければならぬ。これらの点から、本制御回路には特に電流(電圧)の検出法と比較回路、および誤動作による電源短絡の防止に問題があり、これに対して本章では、はじめ最も一般的に抵抗分流器を用いた場合の制御回路について、比較回路と同時に突進防止回路を中心に述べ、ついで可飽和鉄心を用いた電流比較回路を考案し、この原理と動作を明らかにし、この回路が構造簡單、丈夫で適当に設計されれば応答性においても損失の点でもSCRチョッパ回路として充分満足な特性をもつことがわかった。

本章で得られた結論をまとめれば次のようになる。

(1) SCRチョッパの $S_1$ と $S_2$ ,  $S_3$ と $S_4$ が同時にオンになるのを防ぐために、同時突進防止回路およびリセットパルス発生回路を設けることにより増幅器の動作を非常に安定にすることができた。

(2) 可飽和鉄心を用いた比較回路はDCCTと同様に入力回路面の絶縁が容易で、さらに従来のDCCTと異なり単なる電流の検出ばかりでなく、回路自体負荷電流と基準値の比較ができる。その極性が判別できる。

また、パルス出力が得られ、直接SCRのゲート信号とすることが出来る。

(3) コア比較回路に用いる鉄心としては、角形ヒステリシス特性より極く普通の飽和特性をもつものの方がよい。このことは、50%NiFeパーマロイ

のような高価な材料を用いる必要なく、周波数特性のよいフェライトコアを用いることができるため駆動パルス周波数を高くでき、高精度の制御回路が実現できる。

(4) コアにバイアスをおけることにより偏差を自由に定めることができ、基準値回路の損失を非常に減少させることができるとともに、実効的にコアの最大磁束を減少させることができるから、コアの大きさ、材質を決める制約が非常に少なくなり、(3)項と合わせてコア材料が得やすくなる。

(5) 基準値の変化に対応するコア回路の応答性を良くするには、基準値回路の抵抗を大きくし、基準値電圧を高めなければならぬため損失が増加して実用的でない。この場合には出力インピーダンスの高い前置増幅器を用いて基準値電流を供給する必要がある。

また、応答性をあまり問題にしないときには基準値回路にリアクトルを入れて誘導係数を大きくする程、損失を減少できて好ましい。


# 第5章 三相電力増幅器の構成とその特性

## 5.1 まえがき

交流電動機と制御対象とする制御系には、三相の電力増幅器が必要で、特に近年、電動機の無整流子化が望まれ、誘導機や同期機が直流機に代って制御対象として用いられるために、応答性のよい三相電力増幅器が必要である。

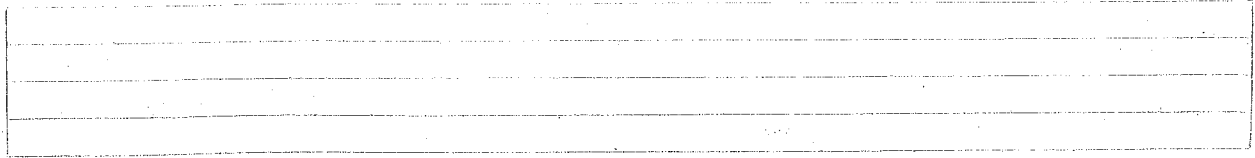
従来、この用途に対しては磁気増幅器が用いられてきたが、これには電磁機器の宿命である応答性の悪さあるいは跳躍等の異常現象に問題があった。

ところで、三相信号の増幅ということは、各相の信号をそれぞれ利得の等しい三台の増幅器で増幅することであるから、既に前章までに述べた単相電力増幅器と三台用いれば目的は達せられ、この場合には本質的に単相電力増幅器と異なる点はない。しかし、このような方式では単相増幅器がかなり複雑であるため、全体として相当大規模なものとなり、以下に述べるように目的に対して制約がある。

そこで、目的として電動機を用いるときには、入力信号として平衡三相のみを考えればよく、その波形の良さとあまり問題にならないことから、本章では回路の単純化を第一に考えて、三相スリッジ形の電力増幅器を提案した。

本電力増幅器は超低周波数においても直接に正弦波出力が得られることから、従来困難であった誘導電動機の超低速度運転が可能になり、これに電流制御形増幅器では、電動機の鉄心の飽和による過電流に対する特別な配慮が必要であるという欠点があり（詳しくは9章で述べる）、本章では電流制御形増幅器に限って回路構成と、その特性の実験結果とを中心に述べる。

なお、回路構成上最も重要な点は電流検出部の絶縁で、これに対し、可能和鉄心を用いた比較回路を用いて解決し、制御回路の単純化と行った。



### 5.2 三相電力増幅器構成上の問題点

1) ために、まず1回には、単相電力増幅器を3台用いて三相電力増幅器を構成する場合の問題を考えてみる。

- (1) 素子数が多く相当大規模な装置となる。
- (2) 自励は各相間が絶縁されているだけではない。まず1回の自励が、たとえば電動機の場合、電機子巻線は内部で△あるいはYに接続されていて、この場合が悪く、各巻線は独立に外部に取り出されているだけではない。
- (3) 互に電位が異なると、自励電流を検出するために、各相の制御回路の間は絶縁されているだけではない。

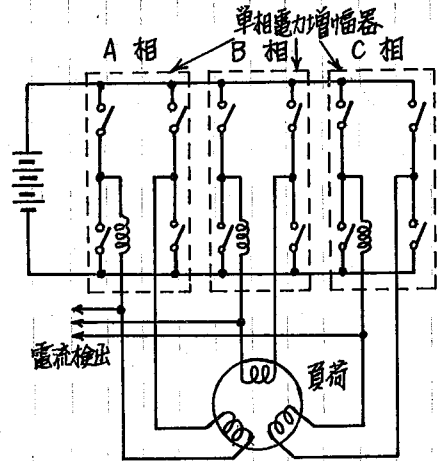


図5-1 単相電力増幅器を3台用いた三相電力増幅器

図5-2は、この(1), (2)項を解決した本章の対象とする三相電力増幅器で、使用するスイッチング回路は6台でよく、負荷に対しては(2)のような帯流は少ない。また(3)については(4)章で述べた可飽和鉄心を用いた比較回路を採用することにより解決される。

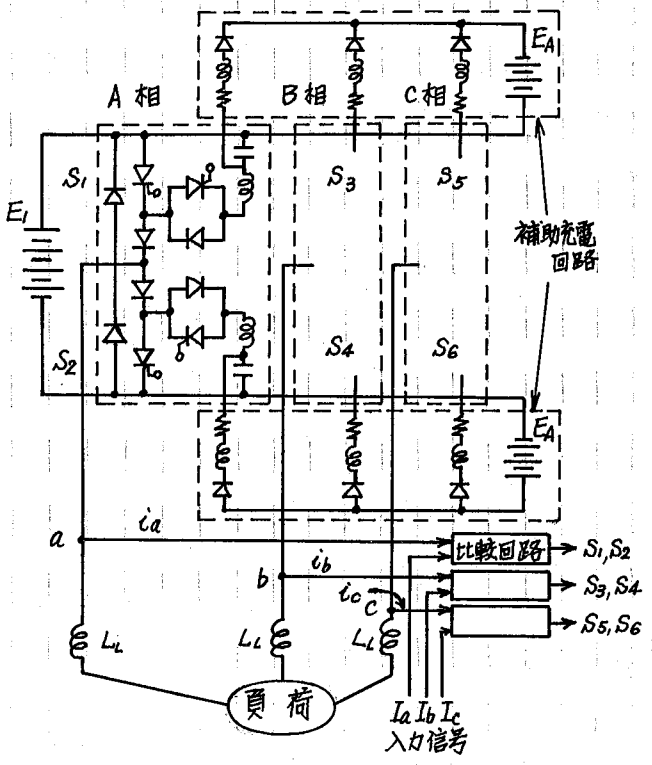


図5-2 三相電力増幅器回路構成図

### 5.3 主回路、制御回路の構成と動作

主回路は図5-2図に示したとおり、補助充電回路をもつ反発パルス形チョップ回路を6台、三相ブリッジ結線したもので、このチョップ回路の動作、設計についてここでは第3章に述べたとおりで、ここでは制御方式を中心に説明する。

本増幅器では出力の各相毎に全く特性の等しい3台の可飽和鉄心を用いた比較回路（以下、これをコア比較回路とよぶことにする）を用い、この3つの基準値として低周波の三相正弦波発振器の出力を加え、各相毎に負荷電流と基準値との比較を行って対応する二組のチョップのスイッチングを制御するものである。すなわち、図5-2図のA相のコア比較回路CAは基準値電流が正の場合にはSCRチョップS<sub>1</sub>と、負の場合にはS<sub>2</sub>のスイッチングを制御し、全く同様に、C<sub>B</sub>はS<sub>3</sub>とS<sub>4</sub>、C<sub>C</sub>はS<sub>5</sub>とS<sub>6</sub>とそれぞれ独立に制御する。

そこで、その動作は一相について考えれば充分で、以下、コア比較回路の特徴を生かし、制御回路の単純化を目的として本増幅器で用いたオン時間一定の制御方式について、その原理と回路の構成について述べる。

図5-3図は動作原理を示したもので、時刻t<sub>1</sub>では設定値\*の方が負荷電流より大きいので、コア比較回路よりパルスが生じ、チョップをオンにするが、一定時間T<sub>on</sub>後に負荷電流の大きさに合わせて、必ずオフする。そして主SCRに必要な逆バイアス時間が与えられた後、時刻t<sub>3</sub>で再びチョップはオンし、負荷電流は設定値より大きくなるが、チョップ

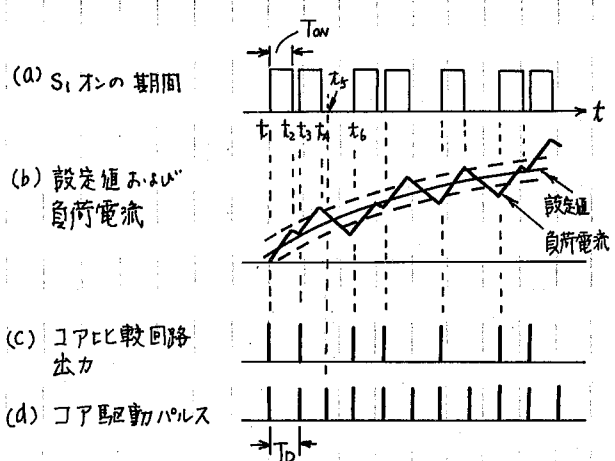
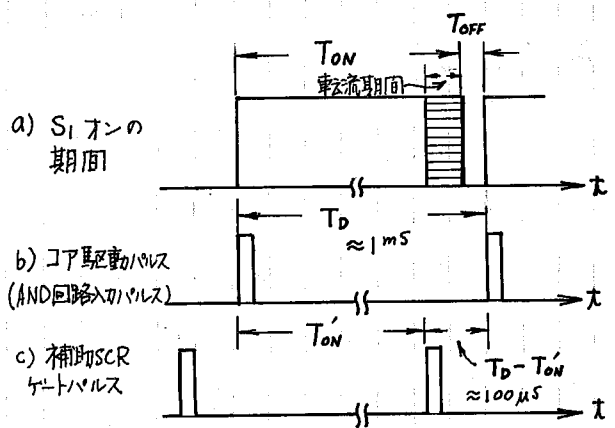


図5-3 設定値、負荷電流よりゲートパルスの関係

\* 基準値電流に巻数比をかけて負荷側に換算した値と設定値と呼ぶ。

パがオフするのは  $T_{on}$  後の時刻  $t_4$  に達したときである。そこで次に時刻  $t_4$  において、コア比較回路に駆動パルスが加わっても負荷電流の値が設定値より大きいため、コア比較回路の出力は零で、チョッパはオフのままである。



以下、同じ動作をくり返し、負荷

電流は設定値に追従して変化するが、**図5-4**  $S_1$  のスイッチングの状態とパルスの関係。この方式では負荷電流はその設定値からの偏差が大きくなりがちであり、これを小さくするには、**図5-3** からも明らかのように駆動パルス周期  $T_D$  を短くしなければならない。ところが  $T_D$  を短くするほど、チョッパのスイッチングの回数が増し、損失が増加するため、負荷の特性、要求に応じて決定されるべきである。いま、**図5-3** 時刻  $t_4$  において、負荷電流は実線の偏差の設定値から更に最大下側の電流の増加分だけ大きくなる。この  $T_D$  間の電流の増加量は最大  $E_1 T_D / 2L_L$  に近似できるから、この大きさが指定され、 $E_1, L_L$  が与えられれば  $T_D$  は決まる。たとえば  $E_1 = 100\text{V}$ 、 $L_L = 50\text{mH}$  で、 $E_1 T_D / 2L_L$  を  $1\text{A}$  以下にすることができればスイッチング周期は  $1\text{ms}$  以下で行なければならない。

次に、**図5-4** から  $T_D$  と  $T_{on}'$  (駆動パルスが加えられてから補助SCRが关断されるまでの間隔) の間には次の関係が必要である。

$T_D - T_{on}'$  の転流期間

しかし、 $T_D - T_{on}'$  期間が転流期間より余り長くなると、**図5-3** の  $t_3, t_3'$  のように  $S_1$  オンのゲート信号が連続して加えられても、 $S_1$  オフの期間が生じ、負荷電流がこの期間一但減少するようになる。これを防ぐためには、 $T_D - T_{on}'$  は  $T_D$  の転流期間の長さを選ぶのがよい。

実験ではこの長さを  $100\mu\text{s}$  とした。

Blank space for additional notes or calculations.

次に、このようは動作と行う制御回路の構成と述べる。

図5-5回は制御回路の構成図で、三つの部分に大別できる。

1. 前置増幅器 4.3.7 で述べたとおり、コア基準巻線に流す電流を増幅する出力インピーダンスの高い増幅器である。

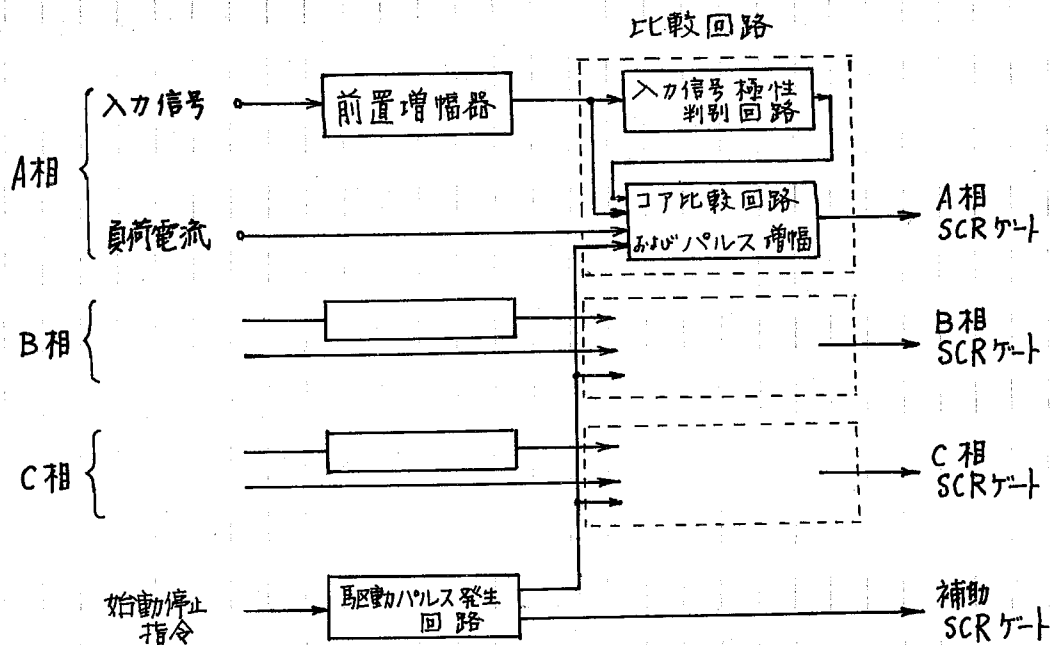


図5-5回 制御回路構成図

2. 比較回路 この部分にはさらに2つの部分に分かれている。可逆整流基準値電流が正の場合には、 $I_{T1}$ に、負の場合には $I_{T2}$ にのみトリップパルスを加えるために、基準値電流の極性を判別する部分と、4章で述べたコア比較回路である。図5-6回に示したように、コア比較回路のAND回路の入力は4章の基本回路より2つ増え、一つは基準値電流の極性判別回路の出力が加えられ、他の一つは $I_{T1}$ ,  $I_{T2}$ の同時発火防止のために用いられている。

3. 駆動パルス発生回路 コアの駆動パルスと同時に、各補助SCRへ加えられるゲートパルスを作っている。図5-4回に示したとおり、補助SCRに加えられるゲートパルスとコア駆動パルスの間には必ず駆動期間の長さ以上の隔り ( $T_D - T_{on}$ ) があり、いかなる場合にも主SCRには必要は逆バイアスが確


保たれ、この間に補助充電回路より電流コンデンサの充電も完全に行われ  
ることから非常に安定な動作ができる。

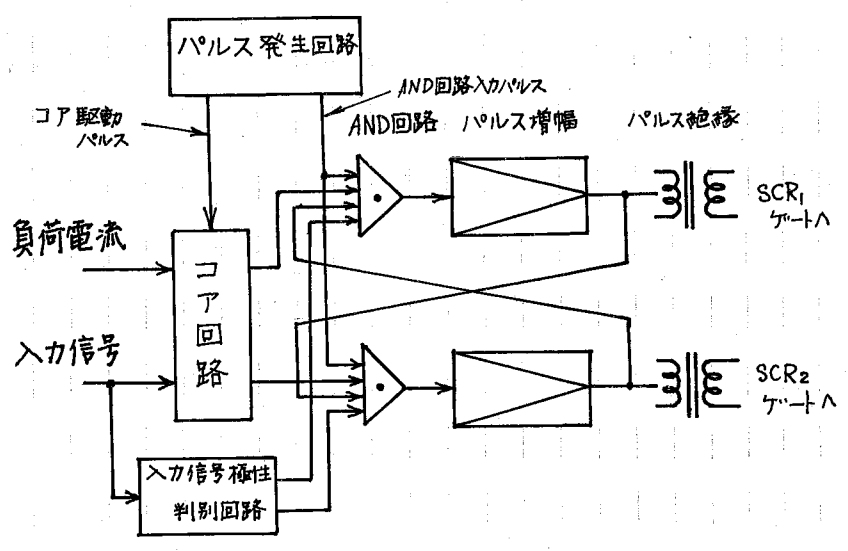


図5-6 比較回路構成図

## 5.4 三相電力増幅器の特性

本節では三相電力増幅器の性能を知る上で重要な次の諸特性について、実験結果を示す。

i) 入力出力特性

ii) 効率

iii) 定電流特性

iv) 周波数特性

### 5.4.1 入力出力特性

オ5-7図は本増幅器の入力出力の直線性を知るために、電源電圧、負荷抵抗、リアクトル等を一定に保ち、基準値の振幅のみを変化させた場合の基準値電流の実効値と各相出力電流の実効値の関係を示したものである。

コア比較回路の負荷巻線と基準値巻線の比は1:40で、電流利得は40倍である。

この入力出力特性の直線性が保たれる負荷電流の範囲は、入力信号の周波数が充分低い場合には1次式で近似できる。

$$i \leq E_1 / \sqrt{6} R_L$$

しかし、負荷電流の設定値からの偏差が大きい場合や、オ5-4図の $T_D - T_{ON}$ 期間が長くてオ5-7図の $T_{OFF}$ 期間が長く $T_{ON}$ と $T_{OFF}$ の最大値が減少して、入力出力特性の直線性が保たれる範囲は狭くなる。

### 5.4.2 効率

オ5-8図は基準値電流に対する出力、効率および出力電流の変化を示したものである。効率は入力出力特性が飽和しはじめると近接して最大値をとり、それ以上基準値電流を増加しても出力は一定で効率も一定になる。

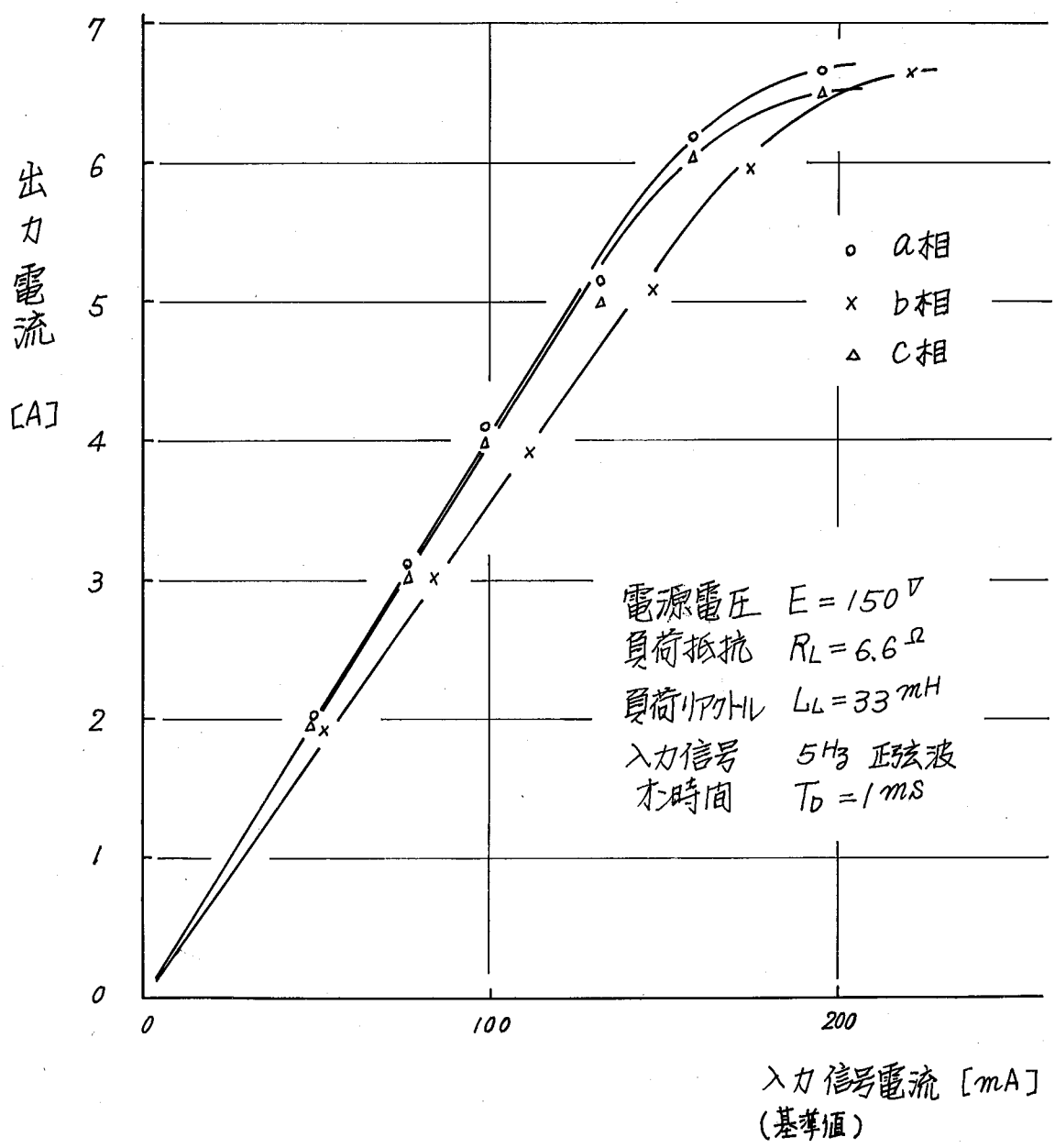


図 5-7 入力出力特性

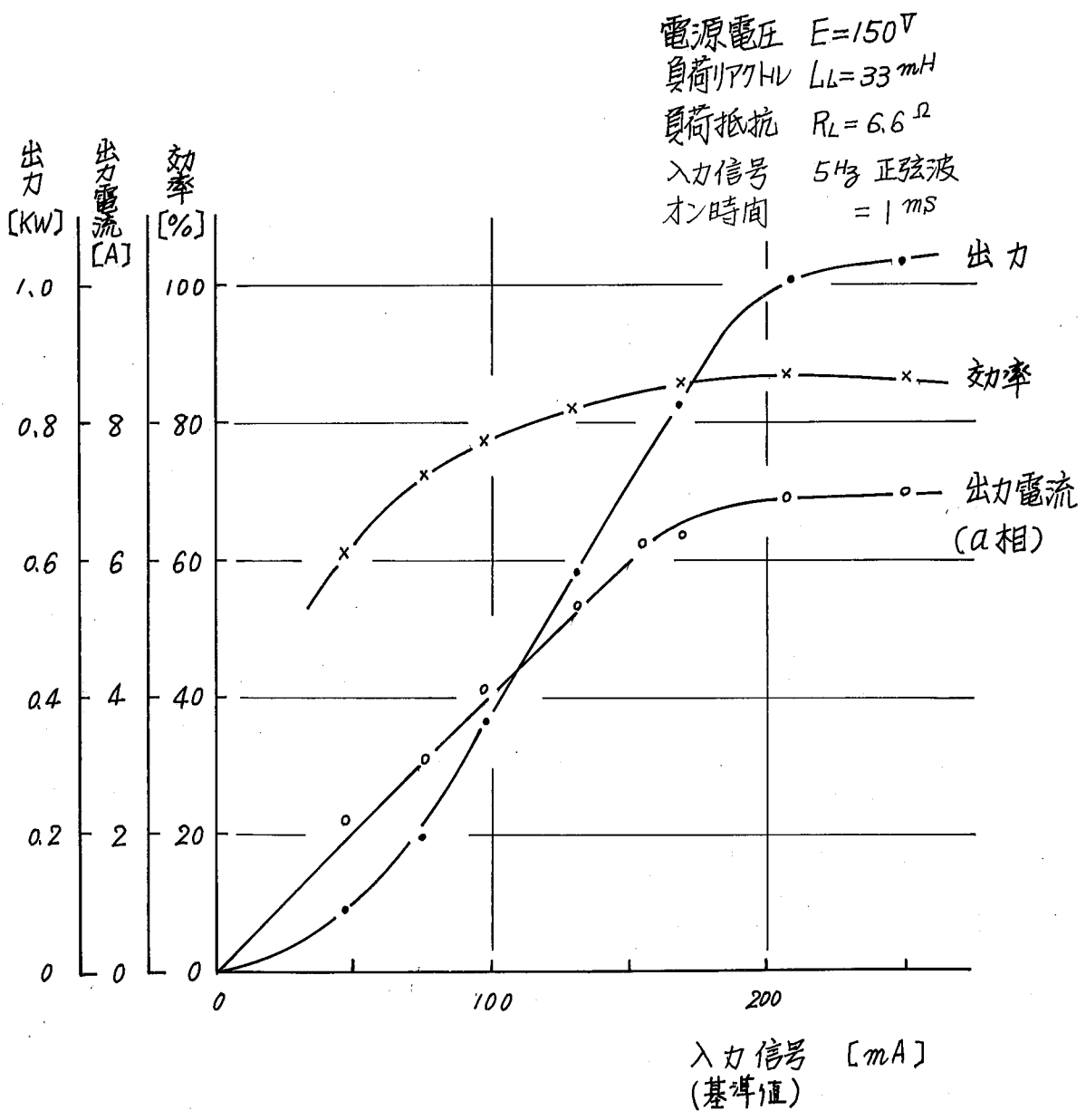
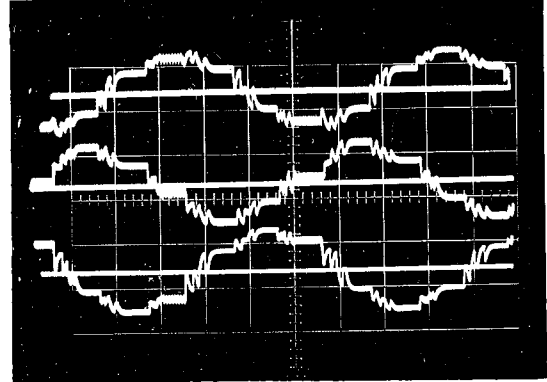
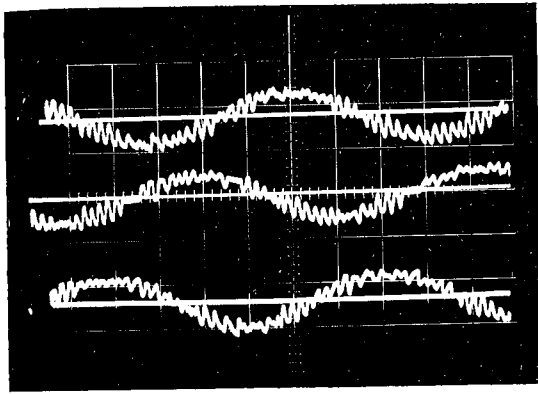


図5-8 基準値と出力・効率の関係

5.4.3 定電流特性

図5-9は電源電圧, 基準値の周波数, 振幅を一定に保って負荷抵抗  $R_L$  のみを変化させたときの  $R_L$  に対する負荷電流実効値の関係を示したものである。

また図5-10図(a)(b)はそれぞれ負荷抵抗の小, 大の場合 ( $R_L = 4.4 \Omega$ ) と大, 小の場合 ( $R_L = 11 \Omega$ ) の負荷電流波形を示したものである。(b)図で明らかとなり。負荷抵抗が大きくなるほど,  $R_L$  と電源電圧で決まる大, 小以上の



(a) 負荷抵抗小 ( $R_L = 4.4 \Omega$ )

(b) 負荷抵抗大 ( $R_L = 11 \Omega$ )

図5-10 負荷電流波形

電流は流れ得ないので, 各相の正弦波のピークの部分はこの値に抑えられて平坦になり, これが各相, 互いに影響し合つて波形は階段状になり。負荷電流実効値は  $R_L$  が大きくなるにつれて減少する。

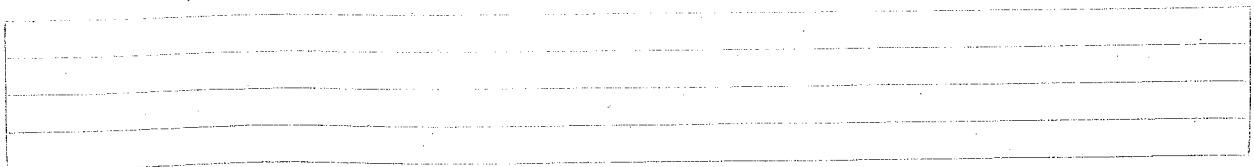
ここでこの定電流性の保たれる範囲も近似的に次式で与えられる。

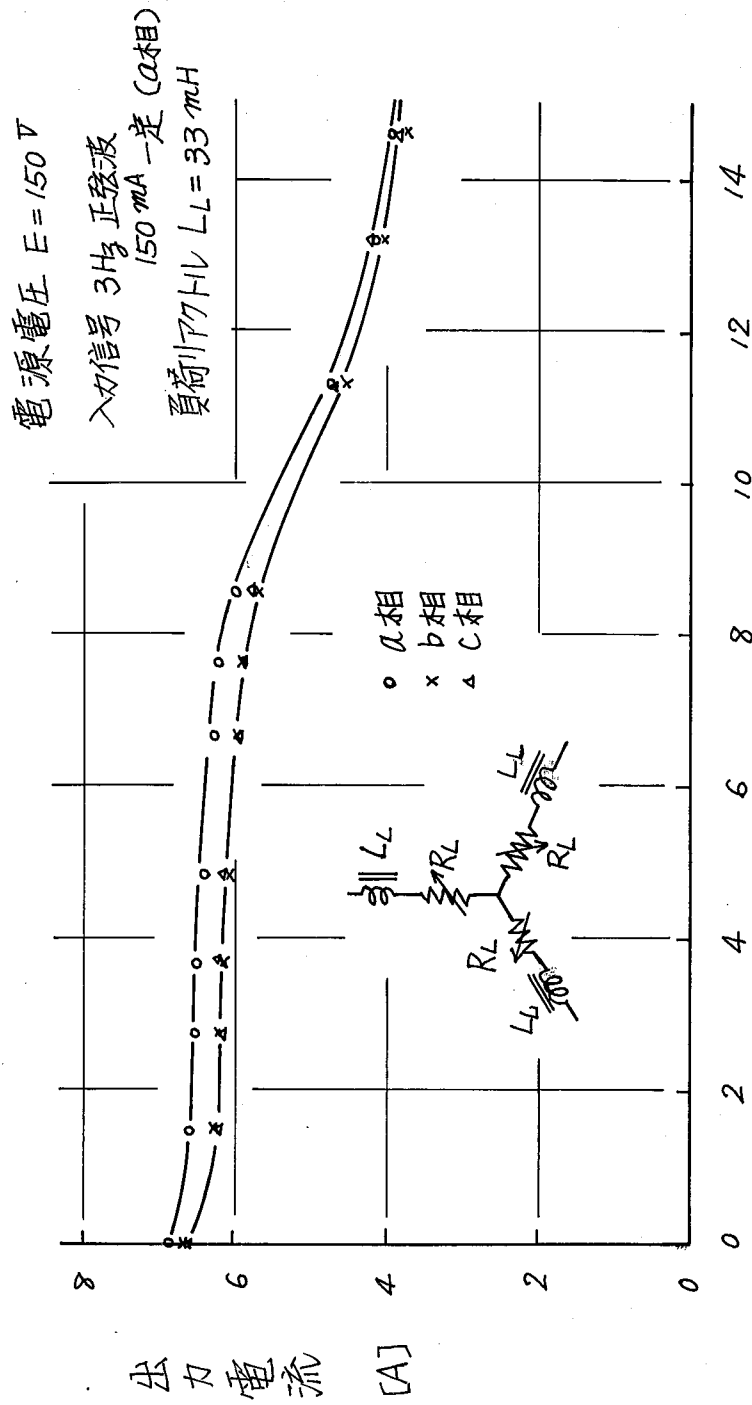
$$R_L < E_1 / \sqrt{3} I_L$$

ここで  $I_L$  は負荷電流の設定値である。

5.4.4 周波数特性

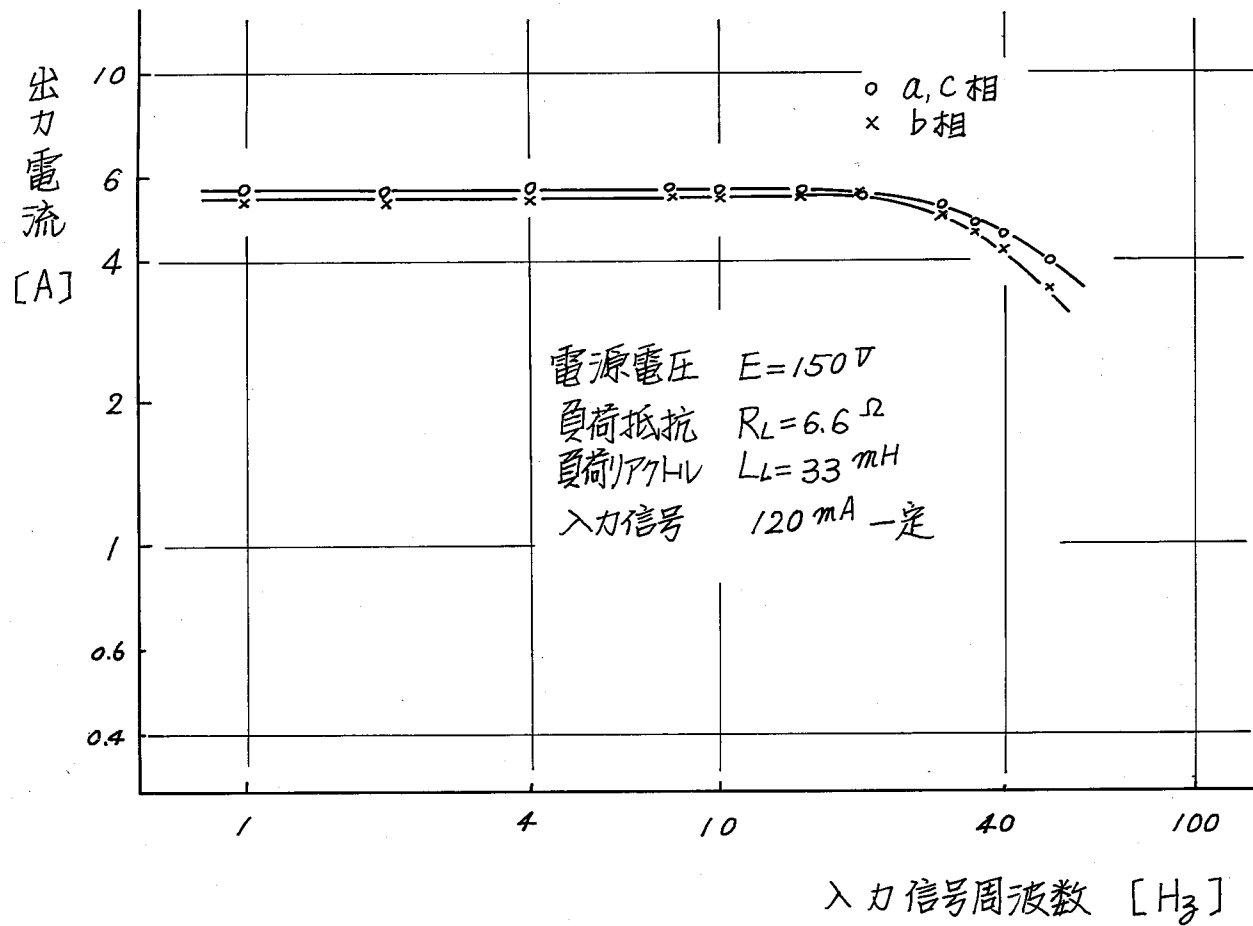
図5-11は本増幅器の周波数特性の一例を示したものである。





負荷抵抗  $R_L$  [ $\Omega$ ]

才 5-9 図 定電流特性



才5-11図 周波数特性

### 5.5 5章のまとめ

本章では電動機制御用に特に装置の簡単化を目的とした、SCRチヨコパを三相ブリッジ結線した三相電力増幅器を提案し、その構成法と特性の実験結果を述べた。

ここで得られた結論および本増幅器の特徴をまとめると次のようになる。

1. 単相電力増幅器を3台用いるのでなく、SCRチヨコパ6台を三相ブリッジ結線し、各出力電流と基準値の大きさを比較して対応する相のチヨコパのスイッチングを行うことにより、三相電力増幅器が得られた。この方式は主回路の素子数が少なくて装置が簡単化できた。
2. 制御回路に可飽和鉄心を用いた電流比較回路を用いたことにより、負荷電流の流れる主回路と制御回路、入力回路が完全に絶縁でき、制御回路の構成が容易になった。
3. 可飽和鉄心を用いた比較回路の使用と、チヨコパのターンオフ時間一定という制御方式を用いたため、制御回路が簡単化できた。
4. 1Hz以下においても波形のよい大電力の正弦波出力が得られ、これは本増幅器の出力が本質的に尖電流特性をとるため、電動機を超低速度領域で速度制御する場合には都合がよい。

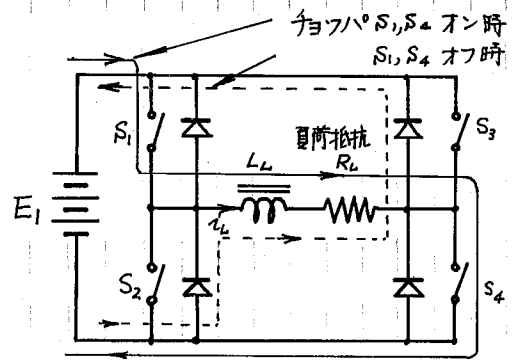
このように特徴を有することから、本装置は次章で述べる、二方向性をもつAC/DC変換装置と組合せて、三相誘導電動機の超低速度運転(6章)、二次周波数制御用低周波電源として応用が期待できる。


# 第6章 電力増幅器用電源回路

## 二方向性をもつたAC/DC変換装置

### 6.1 まえがき

本電力増幅器には蓄電池のよう「直流電源」が必要である。しかし、これは容量や保持の点から一般的ではなく、多くの場合、交流電源から整流装置を通して得るのが好ましい。このとき、直流電源に対して次のような問題がある。すなわち、2章の原理で述べたとおり、本電力増幅器はスイッチングのオンオフに応じて、電源から負荷へのパワーの正流（図6-1図の実線方向）もあれば、逆流（図の実線方向）もある。



また、これを用いて電動機の速度制御を行う場合、減速時あるいは逆転時に電動機自体および負荷の慣性体にくくけえられた運動エネルギーは電力に変換され、帰還ダイオードを通過して電源側に回収される。このとき、直流電源

として図6-2図のように交流をダイオードで整流した後、大容量フィルタコ

ンデンサを接続したものをを用いる場合には、直流側から交流電源側に電力を送ることができず、回収さ

れた電力はすべてフィルタコンデンサに蓄けられることになり、回転体の放出するエネルギーが大きいとすればコンデンサ電圧、すなわち直流電源電圧  $e_1$  は

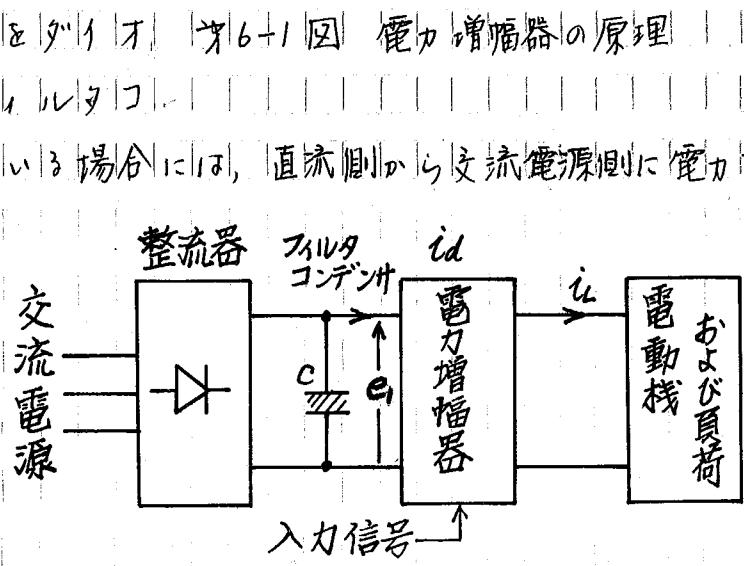
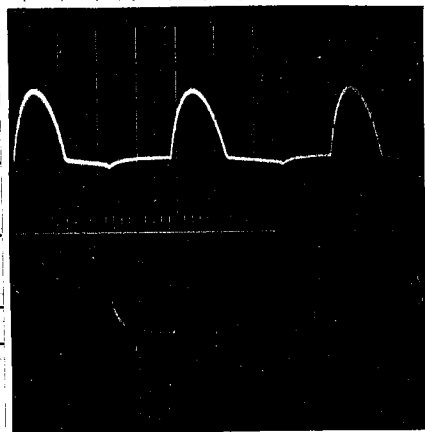


図6-2 電力増幅器による電動機駆動

非常に上昇し、コンデンサ耐圧および電力増幅器の各素子の耐圧の域から好ましくはない。また、この電圧の上昇をおさえるためには非常に大容量のコンデンサが必要になり、経済的にも不利である。第6-3図は上述のことを示す図である。すなわち、1kWの直流電動機と無負荷の状態を正転、逆転（約+1000rpmと-1000rpm）をくり返した

場合のフィルタコンデンサ（3000μF）の両端の電圧  $e_c$  の変比（E）および電機子電流  $i_a$ （I）を示し、電機子電流は平均約3A程度におさえて逆転させても、この間、 $e_c$  は定常時の2倍にも達している。このような場合、減速あるいは逆転時の応答性をよくし、

100V  
0  
5A  
0

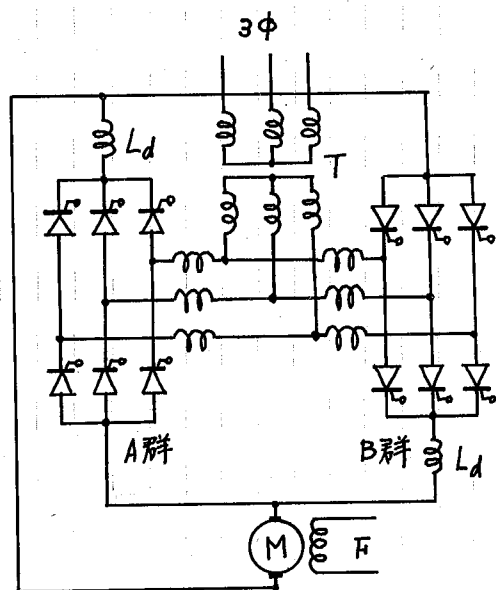


上：電源電圧  $e_c$  50V/div  
下：電機子電流  $i_a$  5A/div  
0.5 sec/div

効率よく電動機を運転するためには、 $e_c$  が上昇すれば交流側に電力を送り返すことのできるような電源装置が求められたい。

図6-3 直流電動機逆転時の  $e_c$  の上昇

従来、パワーの流れを二方向にするものとして図6-4の逆並列方式がよく知られている。<sup>\*15</sup> これを本電力増幅器用電源として用いようとするのは、リアクトル  $L_d$  などのため（詳しくは次節に述べる）問題があり、本電力増幅器用電源としては必ずしも最上のものではないがたい。



本章でははじめに電力増幅器の電源に対して考慮すべき点について述べ、この要求をみたす一方式として、

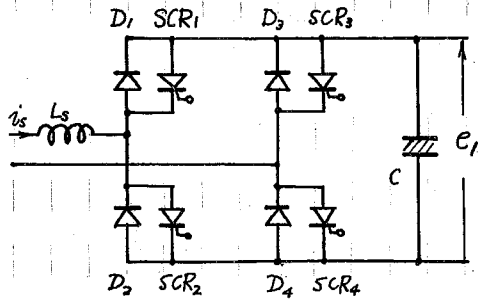
図6-4 直流電動機の可逆運転（逆並列接続方式）

6-6回 (a) に示すような単相ブリッジ整流回路の各整流器に逆並列にSCRを接続し、このSCRをある一定の導通角をもって常に導通させる方式について、その基本的な特性および、回路定数の決定法を明らかにしたもので、本章の内容は以下のようなものである。

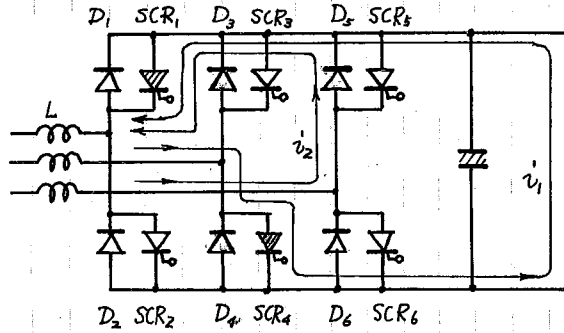
- 1) 電力増幅器の直流電源に対して考慮すべき点
- 2) 図6-6回 (a) の単相交流直流変換装置の動作原理
- 3) その回路定数の決定法
- 4) 実験結果

なお、電力が増すにつれて、図6-6回 (b) の三相交流直流変換装置の方が重要になるが、この動作は単相に比べてはるかに複雑になる。これは、SCR<sub>1</sub>、SCR<sub>4</sub> にゲート信号が加えられるとき、ダイオードD<sub>3</sub>が導通しなくなり、半サイクルの途中からD<sub>6</sub>が導通する場合が主で、負荷電流分ははかりでなく、循環電流分が存在することによる。そこで、回路の設計に先立って動作モードの検討が必要で、これについては別録で述べることにする。





a) 単相交流直流変換装置



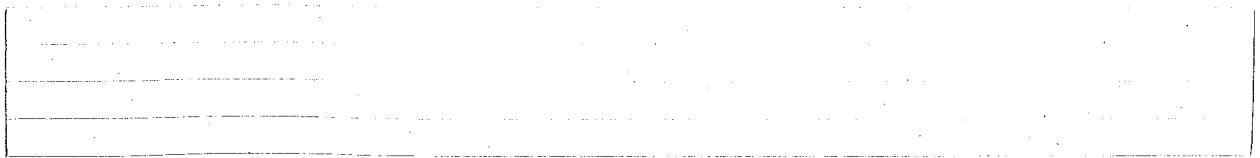
b) 三相交流直流変換装置

図 6-6 二方向性をもつ AC/DC 変換装置

動作が行なわれており、導通角  $\alpha$  を常に一定 (下とえば a) 図の単相交流  
 直流変換装置では  $\alpha = 10^\circ$ ) に保つたままに、負荷が重く成って出力電圧が低  
 下すると、順変換電力成分は増加、逆変換電力成分は減少して全体としては  
 整流器動作とし、逆に回生時、負荷電圧が上昇すると全体としては逆変換動  
 作を行い、直流側から交流電源側へ電力を送り返すことができる莫にある。

そこで、フィルタコンデンサ C は実用上、電源周波のリコフィルが充分小さ  
 くなる程度の容量を用いておけば、図 6-5 図に示したキヨコバのスイッチン  
 グに伴う急激な周波数の高い (400 Hz ~ 2 kHz) 電流変化に対しては、 $e_1$   
 の脈動は非常に小さく、出力電圧を平滑にするに役立つ。また回生期間に  
 おける数サイクル以上にわたるゆるやかな電圧上昇に対して回路は逆変換装  
 置として働き、図 6-3 図に示したような大きな電圧上昇をおさえることが  
 できる。

このように本回路は M-G 方式のような回転機による整流装置と同様、  
 電力回生のできる静止形の整流装置であって、そのゲート回路も導通角  $\alpha$  を  
 変化させる必要のないことから非常に簡単になる。

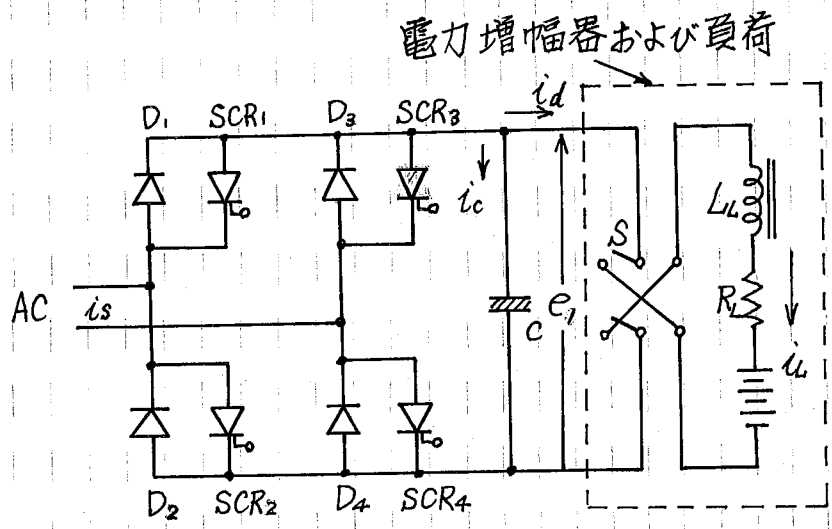


### 6.3 单相交流直流变换装置の動作理論

本節では、図6-6 (a) 図の单相交流直流变换装置の動作モードの検討を行い、交流電圧と直流電圧の相対的大小と導通角および電力の授受の関係を探る。

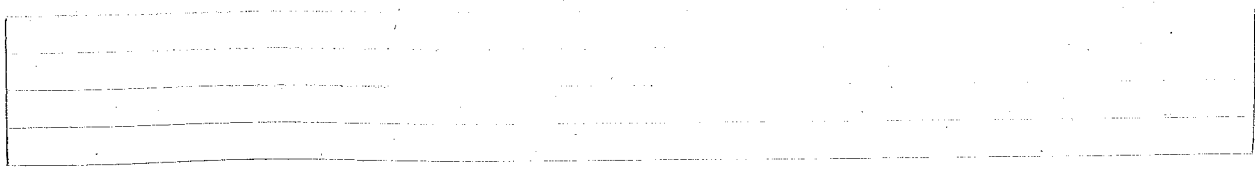
#### 6.3.1 動作理論

図6-7図の鎖線内の部分は電力増幅器とその負荷とを、スイッチSの切り換えは増幅器のオンオフに対応している。このSの切り換えにより、 $i_d$  は正負不連続に変化する。また、 $D_1, D_4, SCR_1, SCR_4$  の導通、非導



通に対応して  $i_c$  も正負両方向に変化し、コンデンサCは充放電をくり返し、直流電圧  $e_1$  は変動するが、基本的動作の理解を容易にするため、 $e_1$  は脈動のない平滑な直流電圧であると仮定する。

また同じ目的から交流電源回路のインピーダンスに対しては、抵抗分は無視し、インダクタンスのみを考えたこれを  $L_s$  とする。このようにしとき、交流電源半サイクルに対し、図6-7図は図6-8図の等価回路でおきかえられる。この回路のEは図6-7図の直流電圧  $e_1$  に相当するもので、負荷および再生電力の大小に応じて変わるが、その代表的な値に対して、この回路の動作を図6-8図、図6-9図をもとに以下に考察する。



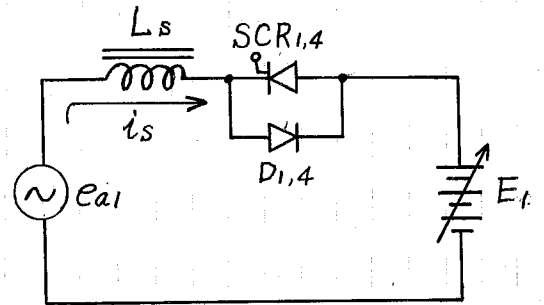
(i)  $E_1$  が  $e_{a1}$  の半サイクルの平均値付近の値の場合

$e_{a1} = \sqrt{2} E_a \sin(\theta + \alpha)$ ,  $\theta = \omega t$  とした場合,  $\theta = 0$  において SCR<sub>1,4</sub> にゲート信号を加えると, 図6-9図に示すように  $e_{a1} < E_1$  であるから, SCR<sub>1,4</sub> は導通し, 電流は直流側から交流電源に向かって流れる。はじめ  $\theta_1$  で最大値をとる。すなわち,  $e_{a1} = E_1$  とする  $\theta = \theta_1$  において  $L_s$  の電圧降下  $e_{Ls}$  は 0,  $L_s$  が持つ電磁エネルギーは

$\frac{dW_s}{dt} = 0$  で,  $i_s$  は図に示すように負の最大値をとっている。

$\theta > \theta_1$  において  $e_{a1} > E_1$  であるが,  $L_s$  の作用により  $i_s$  は依然としていままでと同方向に流れ続けて  $\theta_2$

に至り,  $i_s = 0$  となり SCR<sub>1,4</sub> は消弧する。この間は  $\theta = 0$  から  $\theta_1$  までの間に  $L_s$  の吸収した磁気エネルギーの放出に相当するので, 図6-9図に示した面積  $S_1$  と  $S_2$  とは相等しい。すなわち  $S_1 = S_2$ 。



$e_{a1} = \sqrt{2} E_a \sin(\theta + \alpha)$ ,  $(\theta = \omega t)$   
 $0 \leq \theta \leq \pi$

図6-8 交流電源半サイクルに対する等価回路

- (i)  $e_{a1}$  と  $E_1$  の関係
- (ii)  $i_s$  波形
- (iii) SCR<sub>1,4</sub> ゲート信号
- (iv) SCR<sub>2,3</sub> ゲート信号

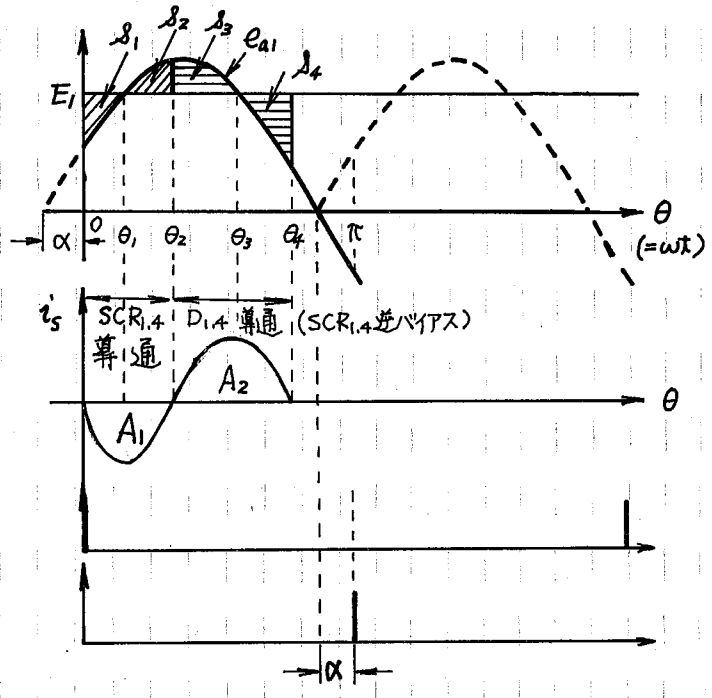


図6-9 各部の電圧, 電流波形


SCR<sub>1,4</sub> が消弧すると、タイオード D<sub>1,4</sub> には順方向電圧が加わり直ちに導通し、 $i_s$  はいままでと逆方向に流れ始め、 $\theta_3$  で正の最大値をとり、以後  $i_s = i_d$  となる  $\theta_4$  まで同方向に流れ続け、これ以後は  $\pi$  までオフになる。  
 ここで、 $\theta_2$  から  $\theta_4$  までの間、SCR<sub>1,4</sub> は D<sub>1,4</sub> の順方向降下電圧によって逆バイアスされ阻止能力を回復する。しかるがため、D<sub>1,4</sub> の導通期間が SCR のオフ時間よりも長くなる可能性がある。  
 次の半サイクル ( $\theta = \pi \sim 2\pi$ ) は SCR<sub>2,3</sub> および D<sub>2,3</sub> が同様の動作を繰り返す。

ここで、この半サイクルにおける電流の流れを考えると、まず  $\theta_1 - \theta_2$  期間内に A<sub>1</sub>E<sub>1</sub> [ 図 6-9 回(ii) 参照 ] が直流側から交流電源側に向かって放出され、続いて  $\theta_2 - \theta_4$  期間内には交流電源側から直流側に A<sub>2</sub>E<sub>1</sub> の電力が送られる。このように交流電源半サイクルの間に逆変換電力成分 A<sub>1</sub>E<sub>1</sub> および順変換電力成分 A<sub>2</sub>E<sub>1</sub> が存在し、 $A_1 < A_2$  ならばこの半サイクルに E<sub>1</sub>(A<sub>2</sub>-A<sub>1</sub>) の直流電力が得られ、逆に  $A_1 > A_2$  の場合には E<sub>1</sub>(A<sub>1</sub>-A<sub>2</sub>) の電力を交流電源側に放し、回路は逆変換動作を行っていることになる。

(ii) E<sub>1</sub> の限界と最大逆変換電力

E<sub>1</sub> が増大につれて図 6-9 回の面積  $S_1$  が増加し、しかるがため  $\theta_1, \theta_2$  は右に移り、ついに図 6-10 回に示すように  $\theta_2$  が図 6-9 回の  $\theta_3$  (この位置では  $E_1 = e_{a1}$  となり、図 6-10 回においてこれを  $\theta_m$  とする。) の位置にくる。この状態が本装置の

働くための E<sub>1</sub> の最大限界である。すなわち、この状態では D<sub>1,4</sub> の導通期間が短

くなり A<sub>2</sub> = 0 となり、SCR<sub>1,4</sub> は  $\theta_m$  以後も導通しつづいて  $\theta = \pi$  に及ぶ。ここで SCR<sub>2,3</sub> が消弧し、直流

- (i)  $e_{a1}$  と E<sub>1</sub> の関係
- (ii)  $i_s$  の波形

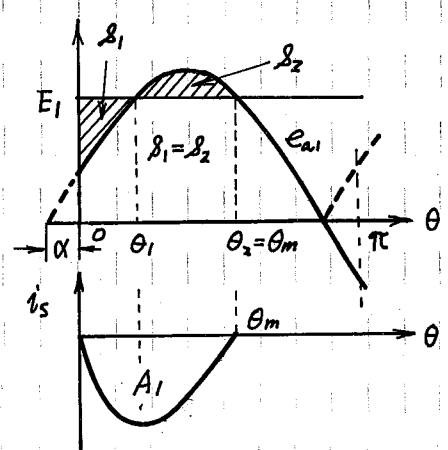
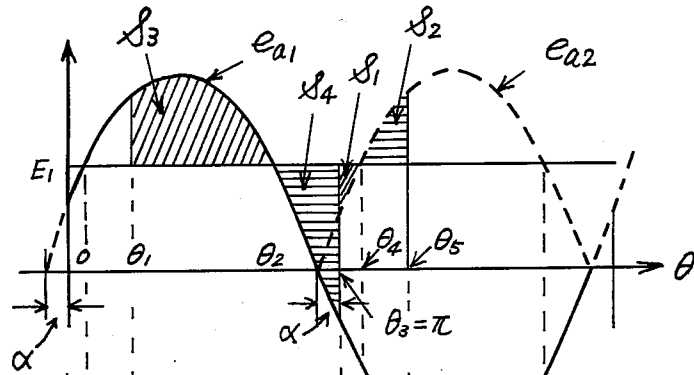


図 6-10 逆変換動作限界における電流波形

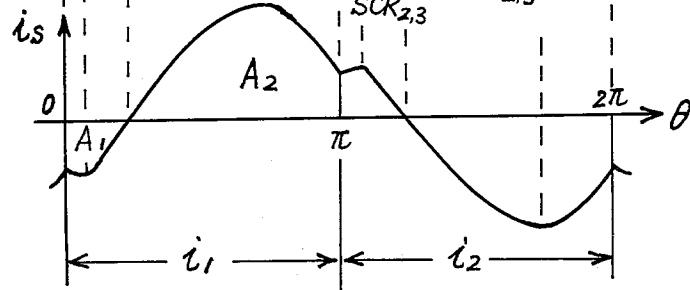
(i)  $e_a$  と  $E_1$  の関係



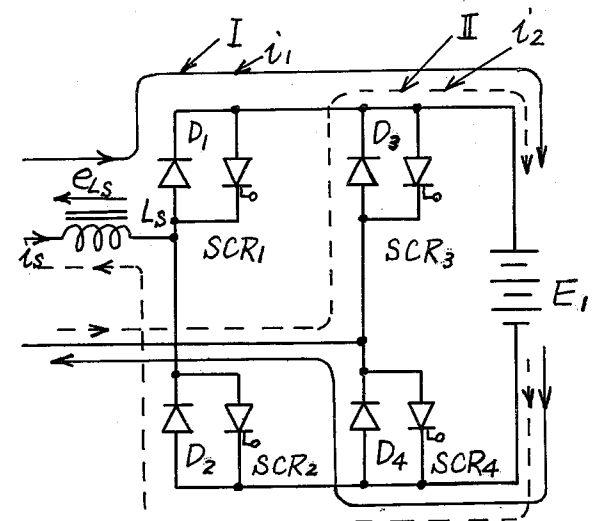
(ii) 導通している素子



(iii)  $i_s$  波形



(a) 電圧・電流波形



(b)  $v_1$  と  $v_2$

ア6-11 図  $E_1$  が小さい場合の電流電圧の関係

電源は短絡されてしまう。しかし、回路が正常な動作を行うためには  $\theta_2 < \theta_m$  である必要がある。図 6-10 の  $A/E_1$  が実効角  $\alpha$  に対する逆変換電圧の絶対的な最大限界である。

(iii)  $E_1$  が小さい場合

$E_1$  が小さい場合は、図 6-9 (ii) の面積  $s_1, s_2$  は小さく逆に  $s_3$  は大きくなり、 $0 \leq \theta_1$  の範囲内では  $s_3 = s_4$  の関係を満たすことができる。動作は複雑になる。

いま、図 6-11 で  $\theta = 0 \sim \theta_1$  のとき SCR<sub>1,4</sub> がオンし、 $\theta = \theta_1$  で D<sub>1,4</sub> が導通すると、L<sub>s</sub> には正方向に電圧  $e_a - E_1$  が加わり、その磁束レベルは正方向に増加し、また電流  $i_1$  も正に増加し始める。 $\theta_2$  において  $i_1$  は最大になり、以後 L<sub>s</sub> には負電圧が加わり磁束レベルは減少し始めるが、 $s_3 = s_4$  になる以前に  $\theta_3 (= \pi)$  において SCR<sub>2,3</sub> が実効し、II の回路で  $-i_2$  が流れるため、L<sub>s</sub> には正方向に電圧が加わるため、その磁束レベルはさらに増加する。 $i_2$  は  $\theta_4$  で最大になり、以後 L<sub>s</sub> には負電圧が加わり磁束レベルを減少させ、 $\theta_5$  に至って  $s_3 + s_2 = s_4 + s_2$  の関係が成立し、 $i_3 = 0$  となることで半サイクルを終える。

このように、本回路は  $e_a$  と  $E_1$  の大きさの関係および実効角  $\alpha$  によって異なる状態をとる。そこで次節ではこれら  $e_a, E_1, \alpha$  および L<sub>s</sub> の大きさの変化によって生ずる状態の変化と、それに伴う電力の授受の関係を定量的に検討した結果を述べる。

6.3.2  $e_a, E_1, \alpha$  および L<sub>s</sub> と電力の授受の関係

図 6-12 は縦軸に直流電圧  $E_1$  と交流電源半サイクルの平均電圧  $E_{d0}$  の比  $\alpha$ ,

$$\alpha \equiv \frac{E_1}{E_{d0}} = \frac{\pi E_1}{2\sqrt{2} E_a} \quad \text{--- (6-1)}$$

と、横軸に実効角  $\alpha$  をとって、 $e_a, E_1$  の相互関係により回路の動作モード


がどうなるかを示したものである。すなわち、この図は4本の曲線によって構成された四つの領域を示しており、これらの曲線はそれぞれ次のように意味をもっている。

曲線(1)は  $x = \cos \alpha$  (6-2) で与えられ、電流  $i_s$  が連続して流れる状態と不連続になる状態の境界線で、この

曲線より下の部分(領域I)では図6-11図に示すように  $i_s$  は連続して流れる。また、上の部分では図6-9図のように  $i_s = 0$  の期間が存在する。ここで、(6-2)式は(6-1)式を用いて次式のように変形される。

$$E_0 \cos \alpha = E_1 \quad (6-3)$$

上式の左辺は、誘導性負荷で電流が連続するとき  $\alpha$  単相全波SCRブリッジ整流回路と負角  $\alpha$  で動作させた場合の出力電圧の平均値を示している。このことから直流側の電圧  $E_1$  がこの平均値より小さければ  $i_s$  は連続、大きければ  $i_s = 0$  となる期間が生じて不連続になると言える。

曲線(2)は 
$$\sqrt{2} E_a \sin \alpha = E_1 \quad (6-4)$$

で与えられ、この右側(領域III)ではSCRにゲート信号が加えられるときに

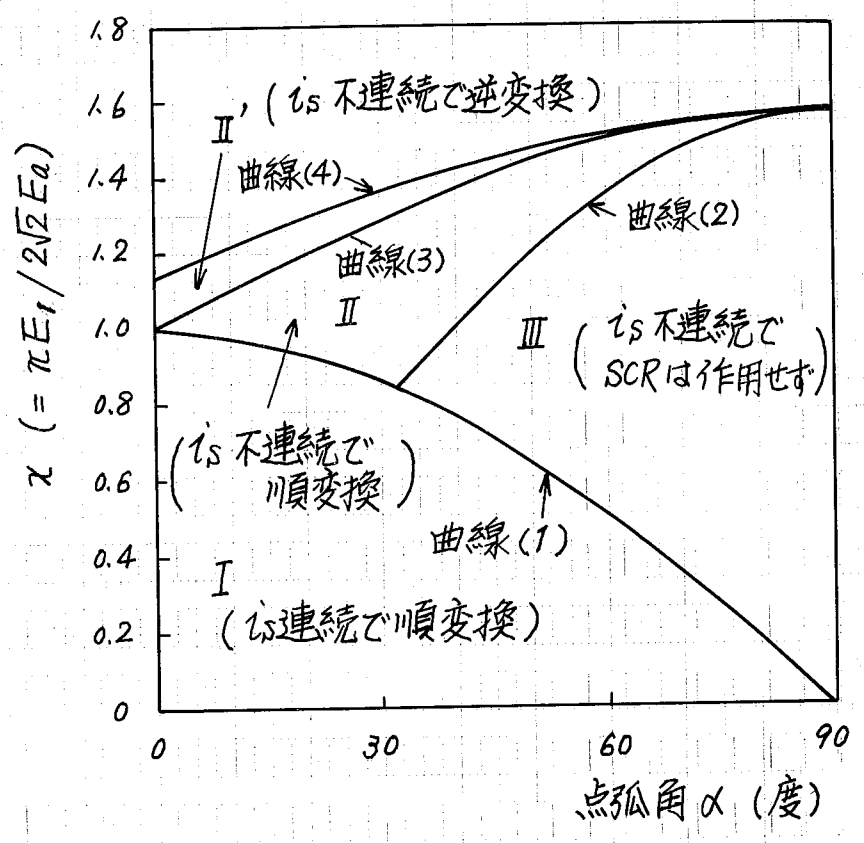


図6-12  $x, \alpha$  と動作領域の関係

交流電源電圧の方が直流側の電圧より大きくSCRは莫弧しつづい。したがって、領域IIは単なる単相ブリッジ整流回路の動作を行う。

曲線(3)は 
$$\alpha = \pi \cos \alpha / (\pi - 2\alpha) \quad (6-5)$$

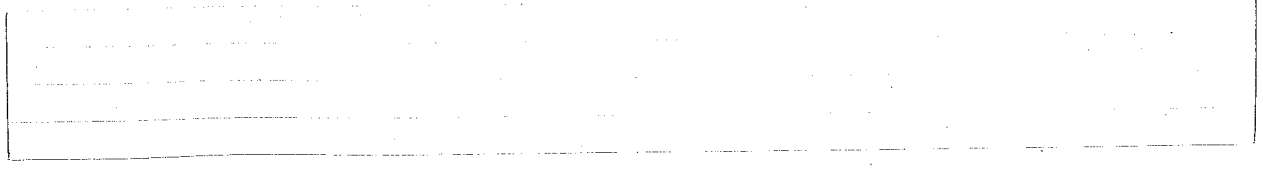
で与えられ、この線上では第6-9図の面積  $A_1, A_2$  の間に  $A_1 = A_2$  の関係が成り立ち、領域IIでは  $A_1 < A_2$  と成り順変換、II' では  $A_1 > A_2$  で逆変換動作を行う。

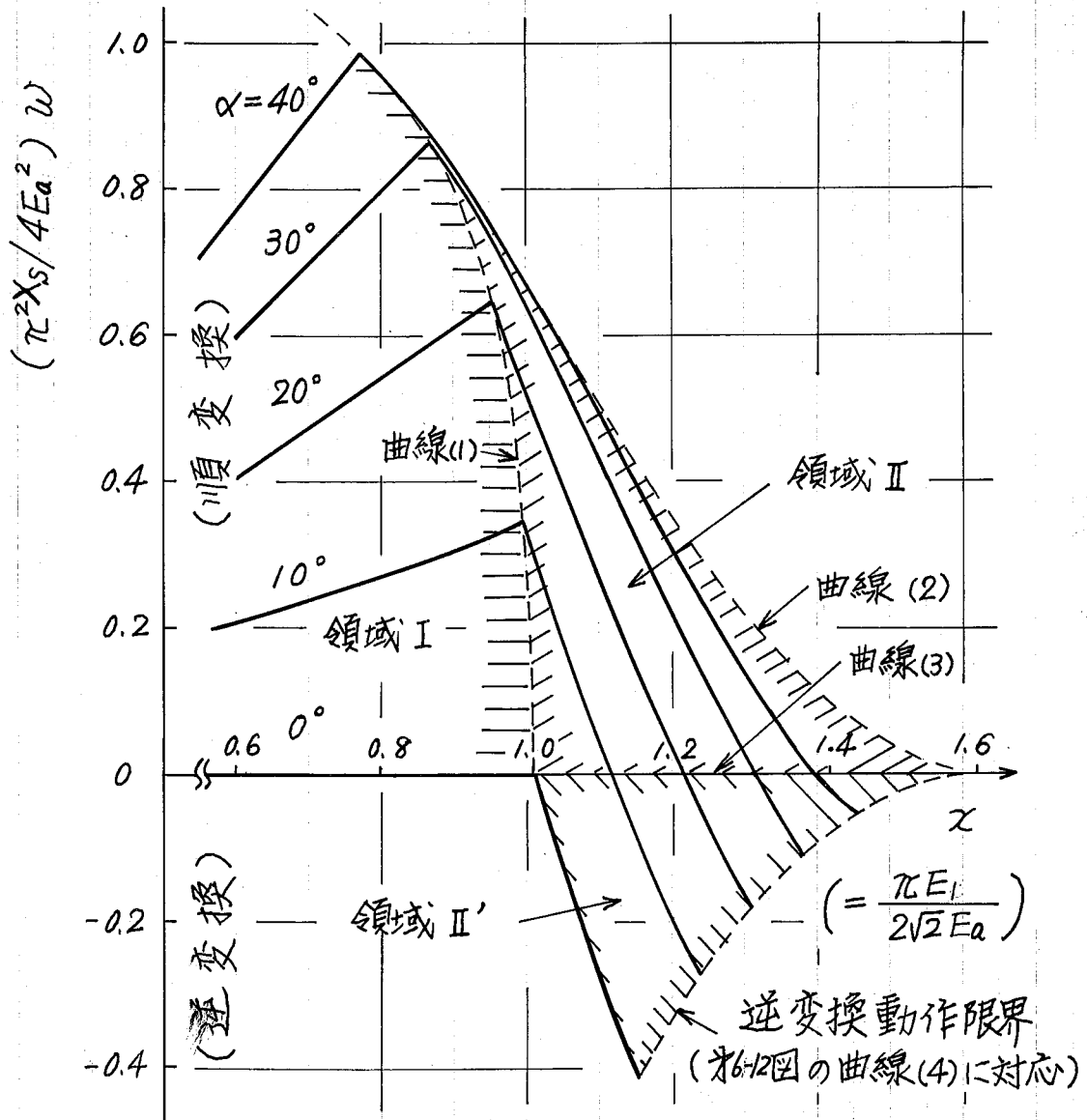
また曲線(4)に対しては、この曲線上では第6-10図の状態が生ずる。したがって、この曲線より上の領域ではこの装置は使用できない。

次に、第6-13図は莫弧角  $\alpha$  をパラメータとして  $\alpha$  に対する伝送電力の関係を示している。すなわち、交流電源側から直流側へ伝送される電力を  $\omega$  とすれば、縦軸はこの  $\omega$  に  $\pi^2 X_s / 4 E_a^2$  をかけたものであるから、本図より電源リアクタンス  $X_s$  ( $\equiv \omega L_s$ )、交流電源電圧実効値  $E_a$  を与えられたときに、ある莫弧角  $\alpha$  のもとで直流側の電圧が変化した場合の電力の授受の関係を知らることができる。なお本図の各曲線および領域番号は、第6-12図のそれらに対応している。

とここで、本装置が整流器として動作していて伝送電力が正の場合にも、順変換電力成分と逆変換電力成分が存在していることはすでに述べたとおりである。

第6-14図は  $\alpha = 10^\circ$  の場合について  $\alpha$  に対する順変換電力成分  $\omega_+$ 、逆変換電力成分  $\omega_-$  および伝送電力の大きさの関係を示したもので、縦軸はこれらの値に  $\pi^2 X_s / 4 E_a^2$  をかけたものであるから、 $\omega$  の曲線は第6-13図の  $\alpha = 10^\circ$  の曲線と全く同じものである。このグラフよりたとえば、 $\alpha = 10^\circ$  の場合ならば  $\omega_+ = 0.275 (4 E_a^2 / \pi^2 X_s)$ 、 $\omega_- = -0.115 (4 E_a^2 / \pi^2 X_s)$  で全体として  $\omega = 0.16 (4 E_a^2 / \pi^2 X_s)$  の電力が交流側から直流側へ送られ整流器として動作していることがわかる。他の莫弧角についても同様の関係が成立している。





才6-13 図  $\alpha$  と伝送電力の関係

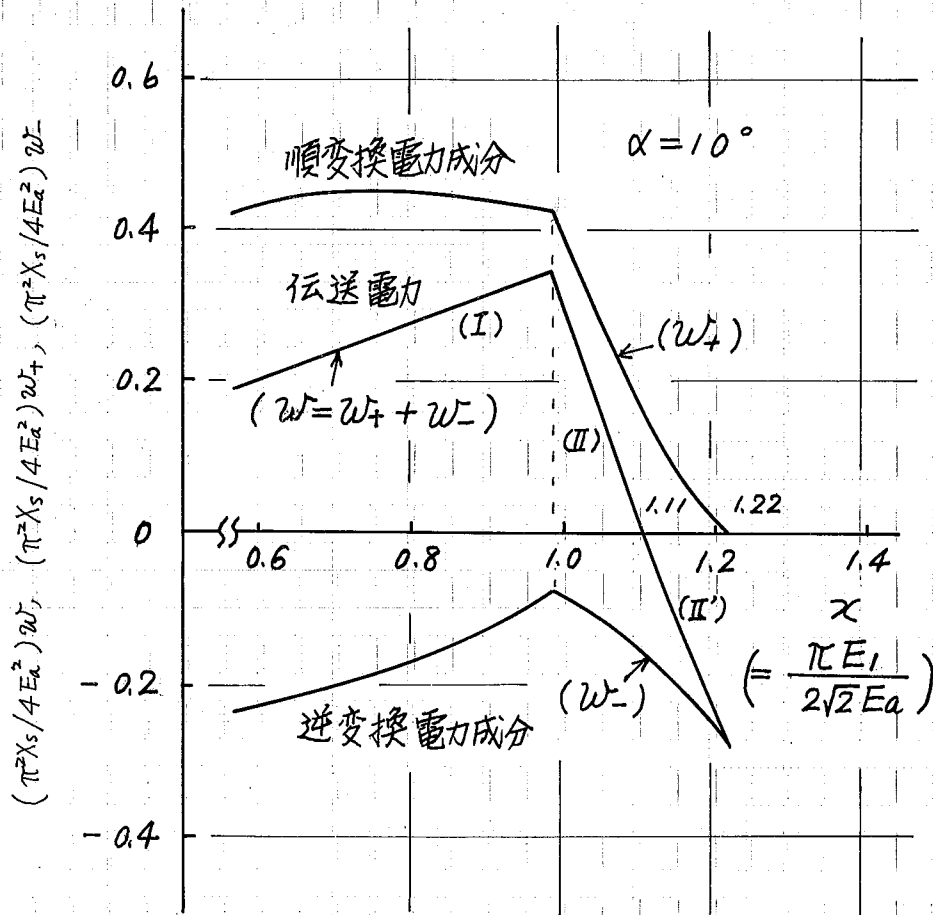


図6-14 図  $\alpha$  と順変換電力成分  $w_+$ 、逆変換電力成分  $w_-$  の関係 ( $\alpha = 10^\circ$ )

ここで、これらの三つの図の関係を、一例として  $\alpha = 10^\circ$  について述べれば次のようになる。

直流電圧  $E_1$  が小さいとき、すなわち  $\alpha$  が小さい場合には、装置は I の領域で整流器として動作しており、このとき交流側から直流側へ送られる電力は図6-13 図の  $\alpha = 10^\circ$  の曲線を与えられる。この曲線によれば、 $E_1$  が小さく  $\alpha$  が大きくなるにつれて電力は増加し、 $\alpha = 0.98$  程度で最大値に達するに気づかれる。この点が領域 I, II の境界点で、さらに  $\alpha$  が増加すると、図6-14 図より明らかになるように順変換電力成分は減少、逆変換電力成分は増加して、全体の伝送電力は  $\alpha$  の増加に伴って減少し、 $\alpha = 1.11$  で零になり、

これより領域Ⅱ' にはいる。装置は以後逆変換動作を行うが、 $\alpha = 1.22$  より大きくなると SCR は逆バイアスされず、この値が動作限界である。

以上述べたことから次の結論を得る。

(1) SCR の実弧角  $\alpha$  を一定に保つておけば、直流側電圧が下がれば順変換、上がれば逆変換動作を行うことができる。

(2) このとき、 $\alpha$ ,  $\alpha$  の大きさに従って  $\alpha_6 + 12$  回に示す三つの動作モードをもつ。

(3)  $\alpha$  が大きくなるにつれて逆変換動作領域Ⅱ' は小さくなり、また直流側から交流側へ送られる最大電力も減少する。

(4) 伝送電力  $P$  は一定の  $\alpha$ ,  $\alpha$  に対しては電源リアクタンス  $X_b$  に反比例し、電源電圧  $E_a$  の 2 乗に比例する。

### 6.3.3 伝送電力と転流余裕角の関係

すでに、 $\alpha_6 + 9$  回に示したとおり、グライオードが導通している期間、これに逆並列に接続されている SCR には逆バイアスが与えられるが、この期間の長さは逆変換電力が増加するに従って短くなり、ついに零になる。いまここで、この絶対的限界を動作限界と考えた ( $\alpha_6 + 10$  回,  $\alpha_6 + 12$  回,  $\alpha_6 + 13$  回) ののであるが、実際には SCR には必要な逆バイアス時間保証されなければならぬため実用上の限界電力はこれより小さくなる。そこで、SCR の逆バイアスを考慮した実上の限界が絶対的限界電力の何パーセントになるか知る必要がある。

$\alpha_6 + 15$  回は横軸に伝送電力を、縦軸に転流余裕角を度で表わしたものであるが、これから、 $\alpha$  に対して逆変換電力が増すにつれて転流余裕角は単調に減少し、特に限界電力のきわめて近傍で急激に減少していることがわかる。

このことは逆にいえば絶対的限界値近くまで、SCR にはじゅうぶん逆電圧が与えられることを意味している。たとえば  $\alpha = 0^\circ$  について考えてみ



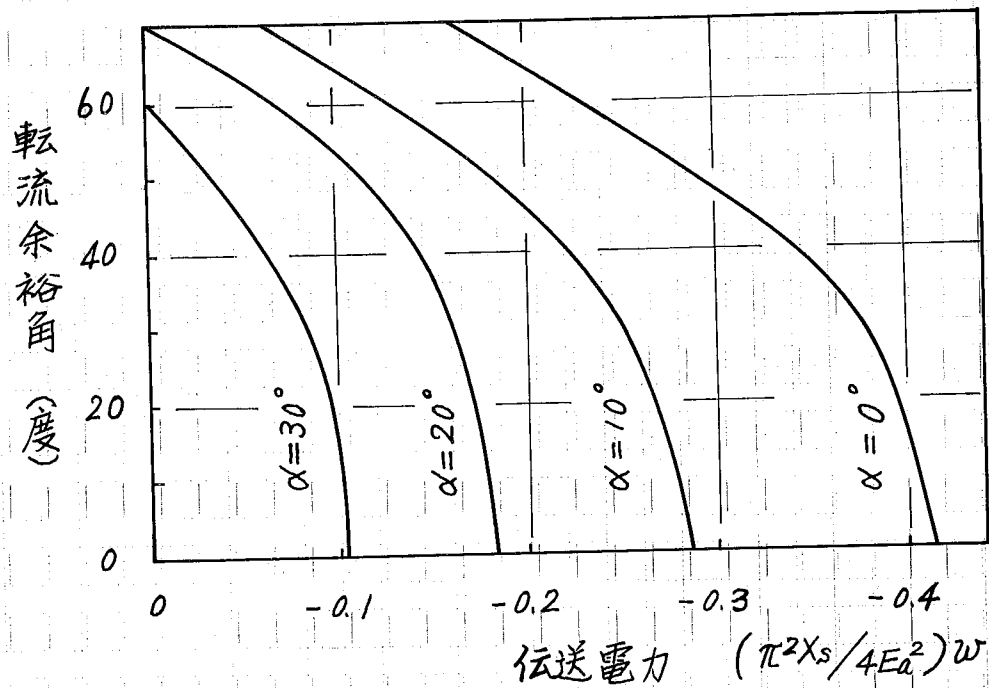


図 6-15 伝送電力と転流余裕角の関係

ると、動作限界電力 (転流余裕角  $0^\circ$ ) は

$$(\pi^2 X_s / 4 E_a^2) \omega = -0.412$$

であるが、この値の約 97% である  $(\pi^2 X_s / 4 E_a^2) \omega = -0.4$  において約  $14^\circ$ 、電源周波数が 50 Hz の場合には  $777 \mu s$  の間、SCR は逆バイアスに  
 される。

### 6.4 单相交流直流变换装置の回路定数の決定法および実験結果

いままで述べてきた二方向性をもつた変換装置をいかに構成するかが本節の問題で、直流の本力  $W_0$ , 電圧  $E_1$ , および回生電力  $W_r$  が基本的に与えられるものとし、この仕様のもとで電源電圧  $E_a$ , リアクトル  $L_s$ , コンデンサ  $C$ , 実効角  $\alpha$  を決定することである。

前節では基本的な動作原理を知るために、本力電圧は脈動のない平滑なものとして仮定したが、コンデンサとしては実用上、経済的見地からあまり大容量のものを用いることはできないから、出力電圧が脈動する。そしてこれによって回路の特性(伝送電力の変比, リップル量  $r$  など)に及ぼす影響を与えるであろうことが予想される。以下、この点を前節で得られた結果と比較しつつ述べる。

#### 6.4.1 コンデンサ $C$ の大きさと逆変換電力の限界値 $W_m$ の関係

コンデンサの容量を減少させると本力電圧は図 6-16 図の曲線  $e_1$  のように脈動する。この場合の直流側から交流側に送られる電力の限界値を前節で求めた  $C = \infty$  で本力電圧は平滑な場合の限界値と比べてみる。

いま、図 6-16 図で  $E_1$  は  $C = \infty$ , 実効角  $\alpha$  における逆変換動作限界の本力電圧であり、可逆に述べたとおり、 $\delta_1 = \delta_2$  の関係が成り立つ。

ここで、電源電圧  $E_a$ , 実効角  $\alpha$ , リアクトル  $L_s$  と一定に保って  $C$  の値のみを減少させると、出力電圧は脈動し、図の  $e_1$  のようになり、この  $e_1$  の平均値  $\bar{e}_1$  は本力を変化させることにより  $E_1$

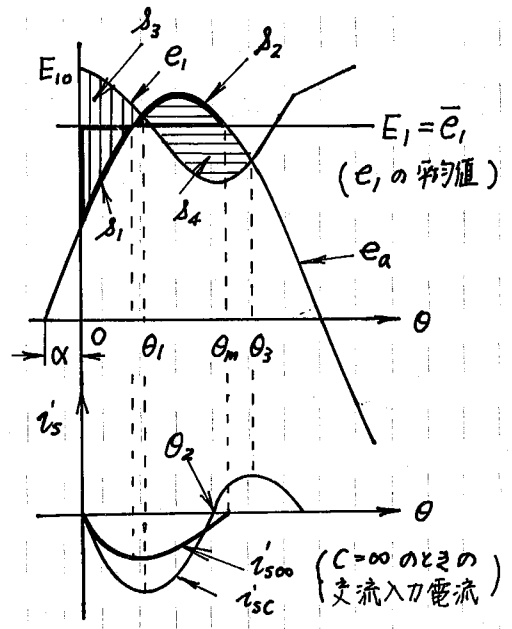


図 6-16 出力電圧が脈動した場合の電圧-電流の関係


に等しくすることが出来る。このとき  $L_s$  の磁束レベルは  $\theta = 0 \sim \theta_1$  の期間では縦線と施レド面積 ( $S_3$ ) に相当するぶんだけ増加し、 $\theta = \theta_1 \sim \theta_2$  の期間では横線の部分 (面積  $S_4$ ) だけ減少するが、 $S_3 < S_4$  であるため、入力電流  $i_{sc}$  は  $\theta_2$  で零になり以後逆方向に流れる。

このようにコンテナが小さく出力電圧が変動する場合には、逆変換動作限界の直流電圧平均値は  $C = \infty$  のときの限界値より高くなる。

また、 $\theta = 0$  におけるコンテナ電圧  $E_{10}$  は  $E_1$  より高く、 $i_{sc}$  は  $i_{sc0}$  より大きくなる。ところで電源電圧は一定であるから、入力電流  $i_s$  が大きいほど逆変換電力の最大値は大きくなる。

図6-17図に示すSCR<sub>1,4</sub>をオンするとこの等価回路とその初期値とを示している。ここで、

$r_s + jX_s$  : 電源インピーダンス

$\omega_0 = 1/\sqrt{L_s C}$  :  $L_s$  と  $C$  との共振角周波数

$Q = \omega_0 L_s / r_s$  :  $L_s, C$  の共振回路の  $Q$

$E_{10}$  :  $e_1(0+)$  で  $e_1$  の初期値である。

また、直流出力電流  $I_d$  は半サイクルの間一定値を保っているものとする。これは、電力増幅器とその負荷は図6-17図に示すのとおり、チョップ回路を示すスイッチSとこれに接続される  $L_L, R_L$ 、電池の直列回路で表わされ、 $I_d$  一定と考えて逆変換動作限界を知り、この  $I_d$  を負荷電流  $i_L$  の最大値と考えて回路を構成すればよいからである。

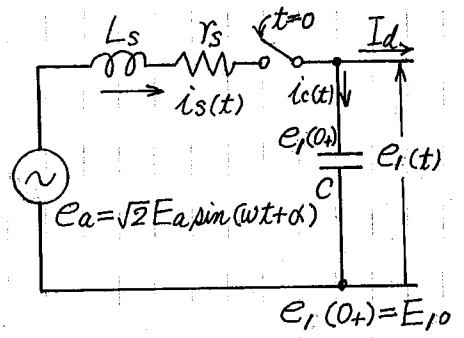
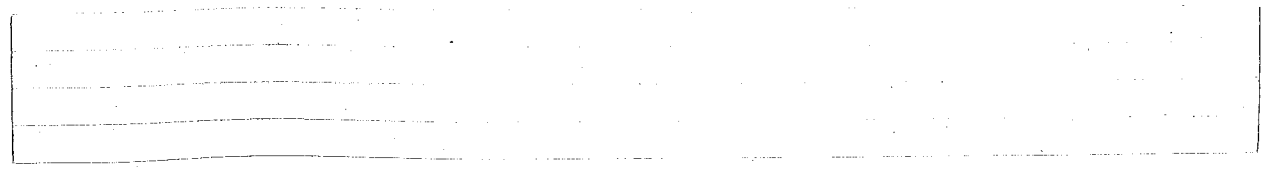


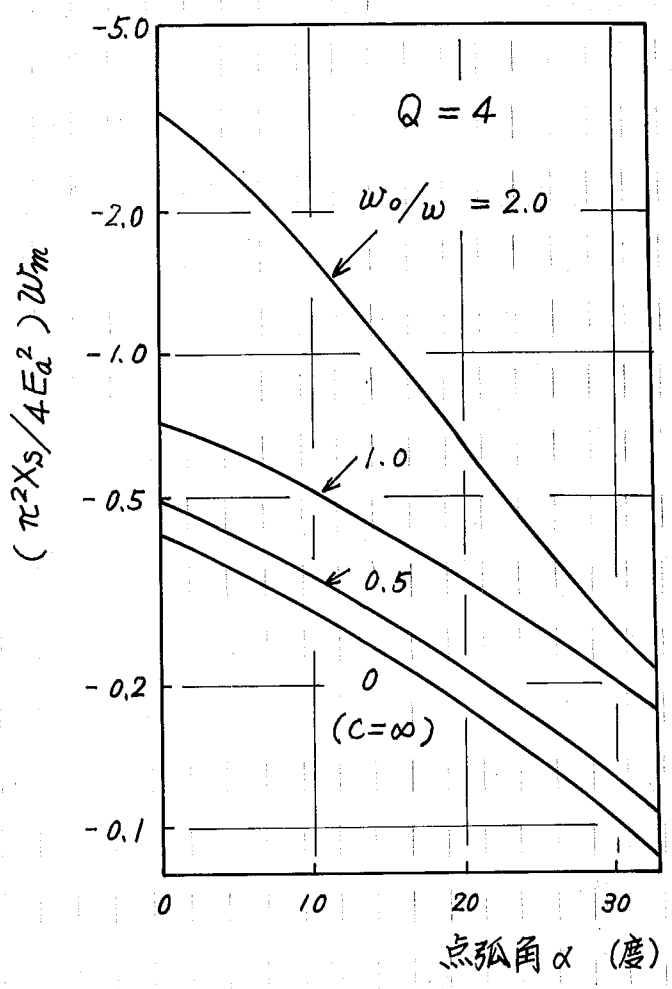
図6-17図 等価回路

図6-17図の等価回路から得られる逆変換最大電力  $\omega_m$  と実効角  $\alpha$  との関係と求めると図6-18図のようになる。すなわち、本図は  $Q = 4$  の場合、



$\omega_0/\omega$  をパラメータとして場合の  $\alpha$  と  $(\pi^2 X_s / 4 E_a^2) \omega_m$  との関係である。このグラフから  $X_s, E_a, \alpha$  一定のもとでは  $C$  を小さく ( $\omega_0/\omega$  を大) するほど直流側から交流側に送りうる最大電力は大きくなるにわかかる。

このことから、回路設計の仕様として与えられた最大回生電力に対して、 $C = \infty$  と考え  $L_s, E_a$  を決定しておけば、その  $L_s, E_a$  のもとでは実際に採用する  $C$  に対してはより安全側にある。



6.4.2. フィルタコンデンサ容量と直流出力電圧の脈動

図6-18 点弧角と逆変換電力最大値  $\omega_m$  の関係

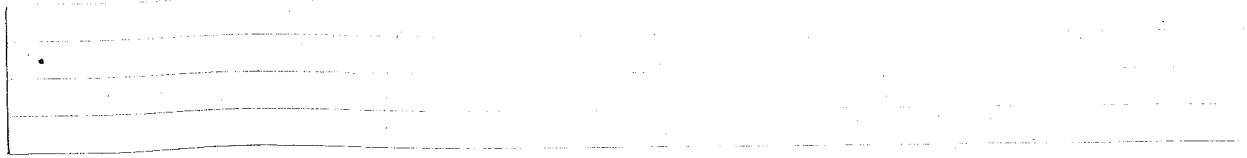
電圧の脈動率を表わすには種々の方法があるが、ここには次式で定義する脈動率を用いることにする。

$$\Delta_r = E_{c1} / \bar{e}_1 \tag{6-6}$$

これから、 $\Delta_r$  が1に近いほどよりフィルタ容量が小さいことになる。

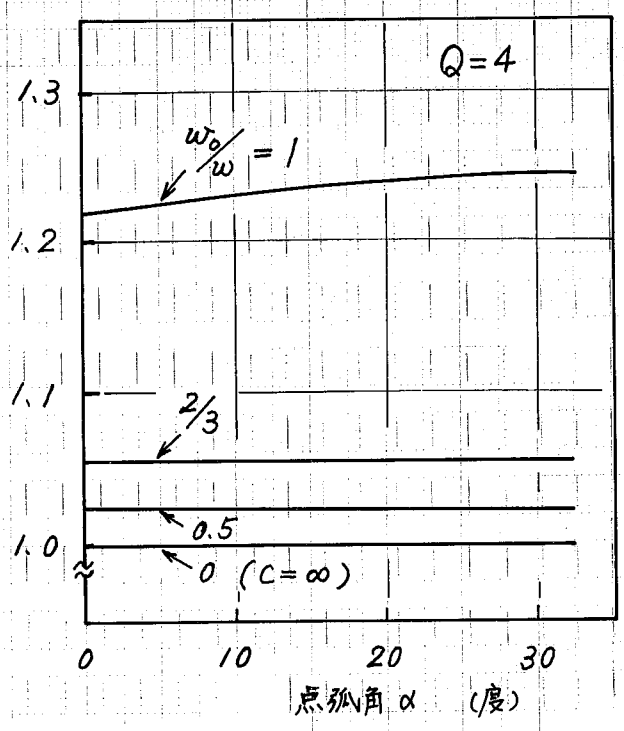
図6-19 は  $\omega_0/\omega$  をパラメータとして、縦軸に出力最大の場合の出力電圧の脈動率  $\Delta_{rmax}$  を、横軸に点弧角  $\alpha$  をとり、 $\alpha$  と  $\Delta_{rmax}$  の関係を示したものである。

このグラフより出力電圧の最大脈動率は  $\omega_0/\omega$  が小さくなるにつれて急



に減少するが、一定の  $\omega_0/\omega$  に  
 対しては、無負荷によるば  
 とんど変りし  $\Delta r$  の値は  
 とんどで、 $\Delta r$  の値をいくらに  
 およぼすべきかは負荷の種類、  
 用途などによって異なること  
 ももちろんであるが、一般の場合  
 $\Delta r$  は 1.05 以下なら満足と考  
 え、この条件をみたす  $\omega_0/\omega$  の  
 値として図 6-19 図から  
 $\omega_0/\omega \leq 2/3$  に選べばよい  
 こととなる。

最大出力時の出力電圧の膨動  $\Delta r_{max}$



6.4.3  $\omega_0/\omega$ ,  $\alpha$  と 図 6-19 図 無負荷と直流出力電圧の  
 直流出力電圧平均値の関係 膨動の関係  
 解析によれば、 $\omega_0/\omega \leq 1$  に  
 選べば直流出力電圧の平均値は  $E_a$  の等しい。  $C=\infty$  の場合の出力電圧に  
 はとんど一致している。

次に元来、 $\omega_0/\omega = 1$  で  $\alpha = 10^\circ$  の場合、順変換電力最大値で出力電圧  $\alpha$   
 $(= \pi E_a / 2\sqrt{2} E_a) = 0.932$  に対して  $C=\infty$  の場合は  $\alpha = 0.985$ 、無  
 負荷時において  $\alpha = 1.12$  に対して  $C=\infty$  の場合は  $\alpha = 1.10$ 、逆変換  
 電力最大値において  $\alpha = 1.29$  に対して  $C=\infty$  の場合は  $\alpha = 1.22$  にな  
 っており、 $\omega_0/\omega$  が小さくなる程この差は減少する傾向にある。

6.4.4  $Q$  の変比に対する考察  
 $Q$  が低くなれば入力電流  $i_s$  は減少し、逆変換電力最大値は小さくなり、  
 また直流出力電圧の膨動は少なくなる傾向にある。

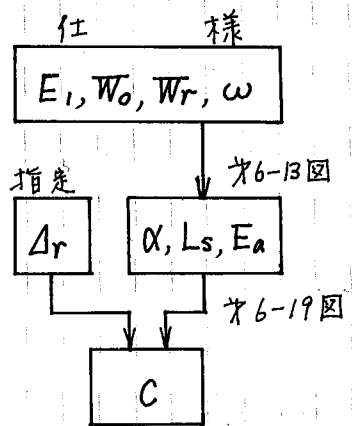
Blank space for additional notes or calculations.

次節の設計例に示す程度の  $L_s$  を用いた場合、実験によれば  $Q$  は 4 程度であり、 $Q=4$  と考えて定数を決定しておくは安全であるため。本節のグラフはすべてこの値について計算したものであるが、他の値についてもグラフ図の等価回路を用いて求められる。

ところで、 $L_s$  は交流側回路の全インダクタンスであるから、交流電源自体のもつインダクタンスが含まれている。それによって実際には  $L_s$  の取りうる値には制限があり、交流電源自体のインダクタンス以下にはできない。そこで本装置で実現できる伝送電力の大きさには限界が生ずる。この点および  $Q$  の変化が回路に及ぼす影響の詳細については今後更に検討する必要がある。

### 6.4.5 定数決定の手順および数値例

図 6-20 図は回路定数を決定する手順を示したフローチャートである。このチャートに従って定数を決定した一例を以下に示す。



#### (1) 仕様

$E_1 = 150 \text{ V}$ ,  $W_0 = W_r = 1 \text{ kW}$ , 電源周波数  $50 \text{ Hz}$

#### (2) 定数の決定

(a) 変換角  $\alpha$  第 6-13 図より、順変換、逆変換電力の対称性から  $\alpha = 10^\circ$  が適当である。図 6-20 図 回路定数決定

(b) 電源電圧  $E_a$  図 6-13 図より  $\alpha = 10^\circ$  の曲線の横軸と切ると  $\alpha \approx 1.1$  となり、これに無負荷時の出力平均電圧を与える。

$E_1 = 150 \text{ V}$  であるから、

$$E_a = 1.1 \times (2\sqrt{2}/\pi) E_1 \approx E_1 \text{ となり } E_a = 150 \text{ V}$$

(c) リアクトル  $L_s$  図 6-13 図より  $\alpha = 10^\circ$  における逆変換電力最大値は

$$(\pi \alpha_s / 4 E_a^2) W_m = -0.28$$


と仮定するが、実際には電源電圧および負荷角の変動はとを考慮して、この値の90%を実用限界とすれば、(b)で求めた  $E_a = E_1$  を用いて、

$$L_s = 0.102 (E_1^2 / \omega W_r) [H] = 7.3 [mH]$$

(d) コンデンサ C 図6-19 図より  $\Delta r = 1.05$  とする ために  $\omega_0 \approx 0.7 \omega$  と仮定し、C は次式で与えられる。

$$C = 1 / 0.49 \omega^2 L_s [F] = 2800 [\mu F]$$

### 6.4.6 ゲート回路および実験結果

図6-21 図は実験に使用した可飽和リアクトルを用いたゲート回路である。R を調整することにより負荷角を  $0^\circ$  から  $30^\circ$  程度まで変化できる。

図6-22 図には本カに対する出力電圧および入力電流の変比を示す。本図の左半分で本カが負というのは直流側から交流側へ電力が送られていることを意味している。また、図6-23 図には本カに対する効率、入力力率の関係を示している。これらのグラフから次の事が知られる。

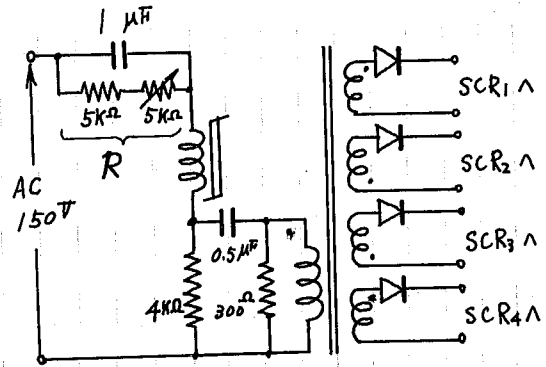
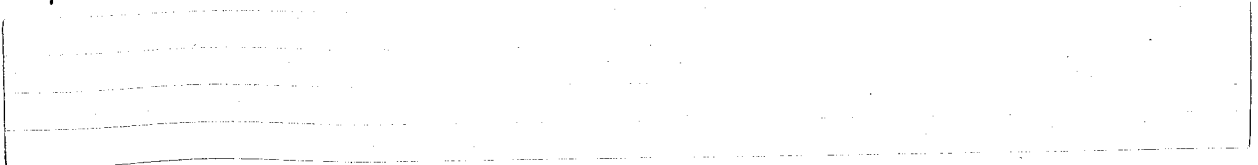


図6-21 図 ゲート回路

(1) 無負荷時の交流入力電流はかたまり大きく、1.0A以上あるが、このときの入力側SCR、ゲイオートの順方向降下電圧による損失、コンデンサの損失、 $L_s$  の銅損等と数10%程度で、図6-23 図からもわかるように順変換、逆変換時とも非常に高効率である。

(2) 出力電圧は本カ +1kW から -1kW の間で約20%の変動があるが、これは図6-13 図からも明らかである。すなわち、 $\alpha = 10^\circ$  の曲線を見れば、逆変換動作限界では  $\alpha = 1.22$ 、無負荷で  $\alpha = 1.1$ 、本カ +1kW に対応する  $(\pi^2 X_s / 4 E_a^2) \omega = 0.3$  で  $\alpha = 1.0$  となり、この範囲の電圧変動率は約20%である。



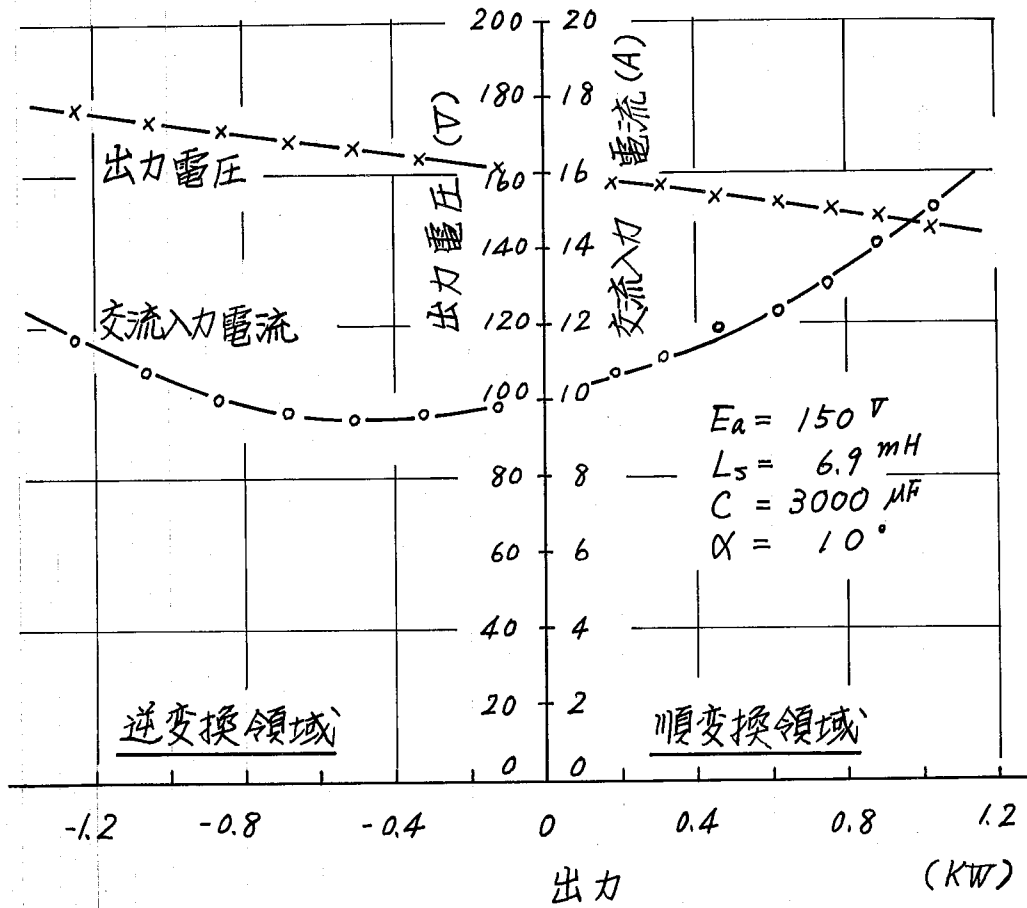


図 6-22 出力に対する出力電圧と入力電流の関係

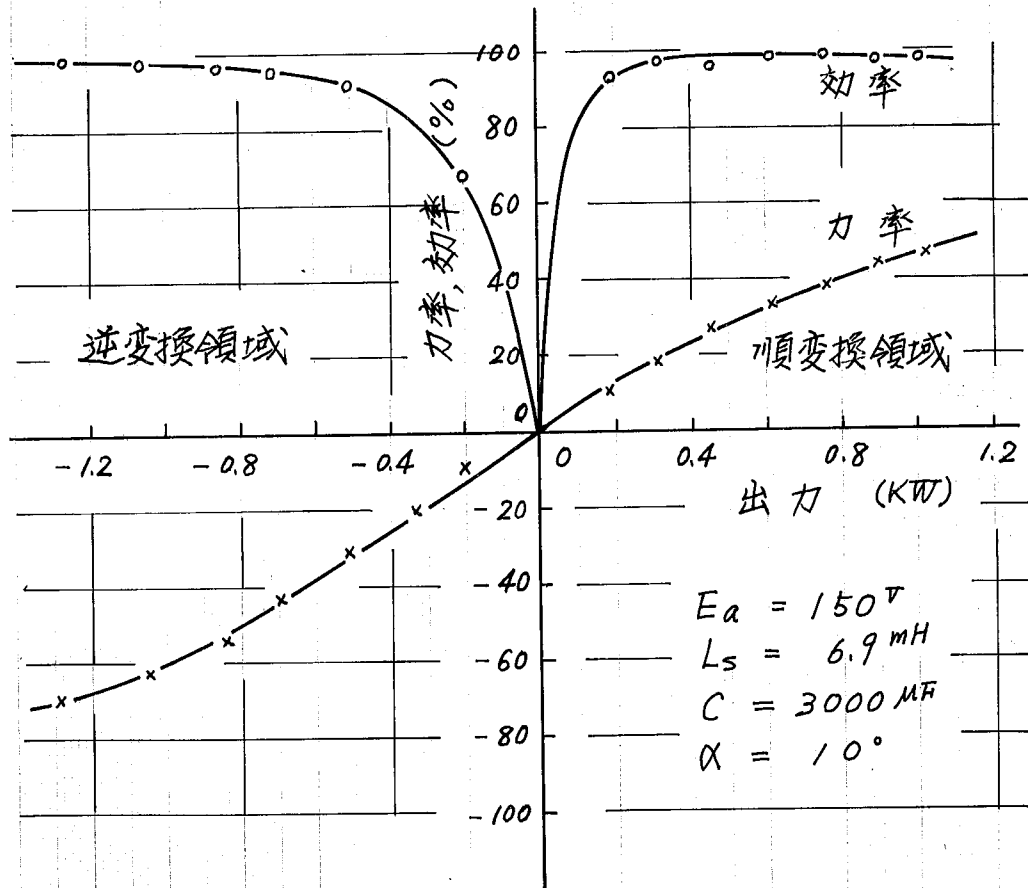
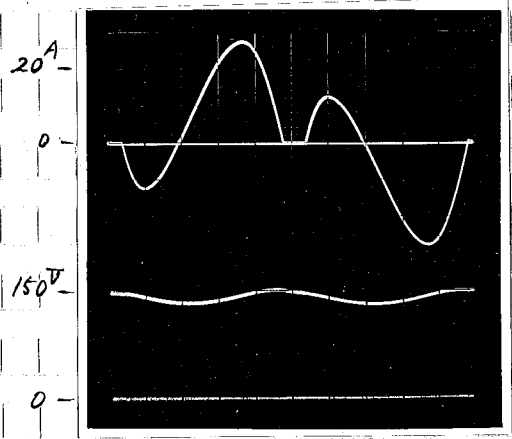


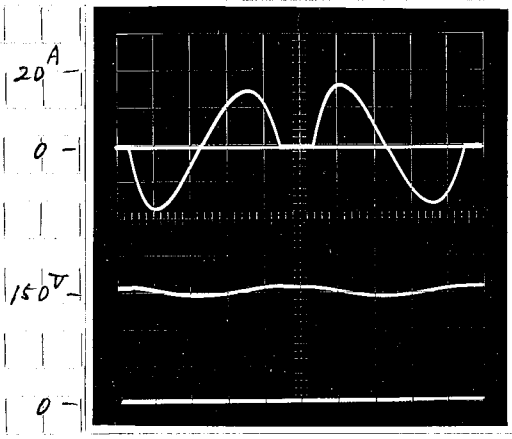
図 6-23 出力に対する効率、力率の関係

次に図6-24図は、それぞれ、順変換時、無負荷時、逆変換時の交流入力電流波形と出力電圧波形を示したものである。

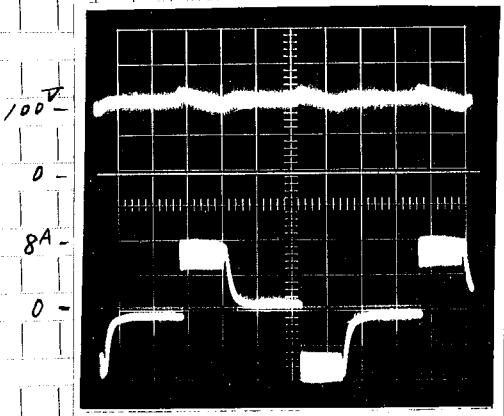
また、図6-25図は本電源装置と用いて図6-3図と全く同じ電動機と正逆転させば場合のフィルタコンデンサの電圧波形  $e_1$  と電機子電流波形を示したものであるが、電機子電流を前者の2倍程度に設定しても  $e_1$  の変動は±10%程度で実用上問題のない程度におさえられていることがわかる。



(a) 順変換時 (1.02kW)

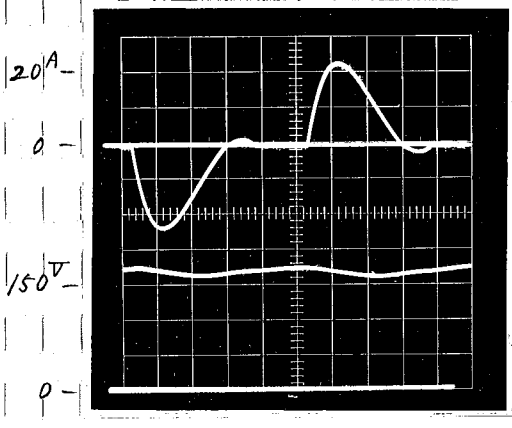


(b) 無負荷時



上: 出力電圧  $e_1$  50V/DIV  
下: 電機子電流 4A/DIV  
横軸 0.5 sec/DIV

図6-25図 直流電動機駆動時 (正逆転) の電機子電流および出力電圧  $e_1$  の波形



(c) 逆変換時 (-1.23kW)

図6-24図 交流入力電流および出力電圧波形

上: 入力電流 10A/DIV  
下: 出力電圧 50V/DIV  
横軸 2ms/DIV

6.5 第6章のまとめ

本電力増幅器用の直流電源としては電力の流れが交流側から直流側への一方向のみでなく、逆方向へも伝送できるものでなければならぬ。

本章では、電力増幅器用の電源に要求される条件をみたす電源として単相ブリッジ整流器の各タイオードに逆並列にSCRと接続した変換装置についてその動作の解析を行った。その結果を要約すると次のようになる。

(i) 本装置においてSCRの導角を一定に保つておけば、直流側電圧が下がれば順変換、上がれば逆変換動作を行う。

(ii) このとき、導角が小さいほど直流側から交流側へ送りうる電力の最大値は大きくするにたかでき、一定の導角に対しては伝送電力は電源リアクタンスに反比例し、交流電源電圧の2乗に比例する。

(iii) 実験によれば、効率は非常に高く、順、逆変換とも1kWで97%~98%である。

従来、静止形のAC/DC変換装置では、電力の流れは交流側から直流側への一方向のみで、可逆運転とさせるためには、たとえは“みえがき”に示した第6-4図のような方法が用いられている。この方式は主回路、制御回路とも複雑になりがちであり、また予ヨコバ回路の電源に用いる場合にはリアクトルLaに問題があり、このような欠が回転機を用いた変換装置に比べて劣っている。

この章で述べた方式はこの欠を改善したもので、主回路、ゲート回路とも非常に簡単で経済的であるから、本研究の動機となった電力増幅器の電源用としてはわかりやすく、一般の直流電源としても広い用途が期待できる。

## 第7章 電力増幅器の応用

### 7.1 まえがき

前章でSCRケヒツパを用いた電力増幅器を実用化する際に生ずる問題点の検討を行い、主回路、制御回路、電源装置のそれぞれに対し、これらに要求される条件を満たすものが得られた。

ここでは、これらの装置を総合して、電力増幅器全体の動作を知り、その応用例について考えてみる。

本増幅器が直流から数百Hzにおよぶ周波数領域で入力信号の変比に対して制御が行われ、位相変化も少く、線形の増幅器のように注意の入力信号波形に忠実に出力波形が得られ、大出力、高効率であることから、アンプリタイン、磁気増幅器に代ってより高応答性の制御系が実現でき、その応用範囲が広めたい。

また、任意の入力信号に忠実な出力波形を得ることができることから、歪波形で駆動される機器の特性、あるいは入力信号として超低周波正弦波を用いることにより、機器の周波数応答性を実測するような場合の電源として用いられる。

本章では、その一例として次の応用例について、実験結果と特徴を考察する。

i) 直流電動機の速度制御 (増幅器としての応用例)

ii) 直流電動機の周波数特性の測定 (測定器用電源としての応用例)

iii) 三相誘導電動機の超低周波定電流駆動 (三相電力増幅器の応用例)

## 7.2 直流電動機の速度制御

図7-1は増幅器、電源の特性を知るために、電流制御形電力増幅器に矩形波入力信号を加え、直流電動機の正逆転を行う場合の電機子電流と速度の関係を示したもので、入力信号の極性が反転した瞬間から定常回転数に達するまで電機子電流しなかつて電動機の発生トルクは入力信号の大きさで決まる一定値に保たれ、電動機は定トルクで加速される。

このように電流制御形電力増幅器を用いれば、電動機のトルクをプログラム（入力信号）に沿って変化させることが容易にできる。

また、図7-2図のように電流制御形電力増幅器を用いてフィードバック系を構成し、プログラムに従って電動機速度を得ることが出来る。

このような自動制御装置は小容量機と対象としたもの下広く用いられ、その設計や特性についてはよく知られておるので、制御系自体についてはここでは触れない。

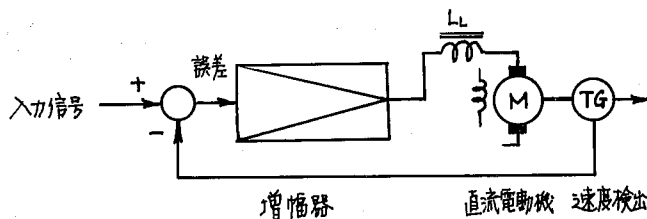
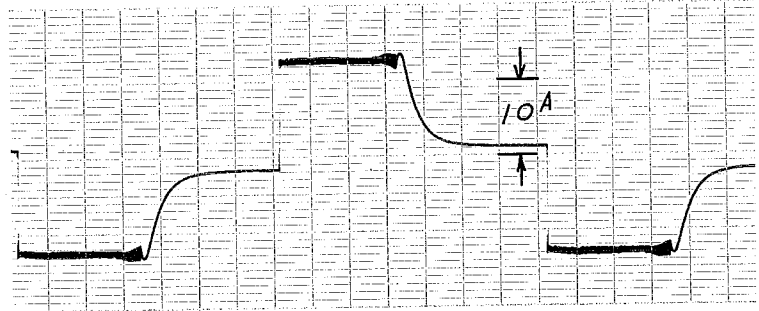


図7-2 速度制御系

図7-3図は、この系の入力信号を矩形波状(a)および三角波状(b)に変化させた場合の電動機速度の変化を示したものである。

本方式では、図7-1図の矩形波入力信号の極性が反転した際に誤差電圧が大きくなるため増幅器入カに簡単リミッタを用いて出力電流を定格値におさえおくだけで過電流に対して保護ができて、電動機はこの間、この装置で実現できる最大のトルクしなかつて加速度を得ることが出来る。

(a) 電機子電流



(b) 回転数

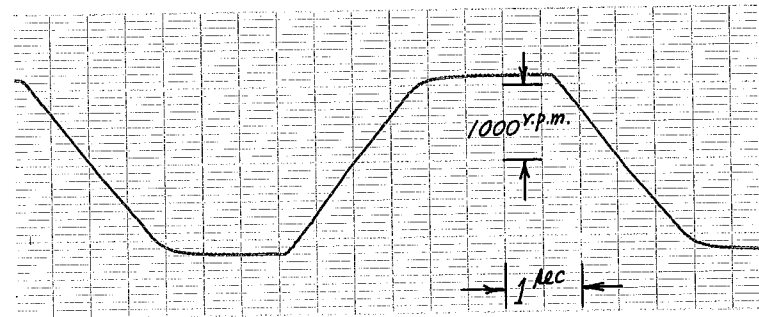
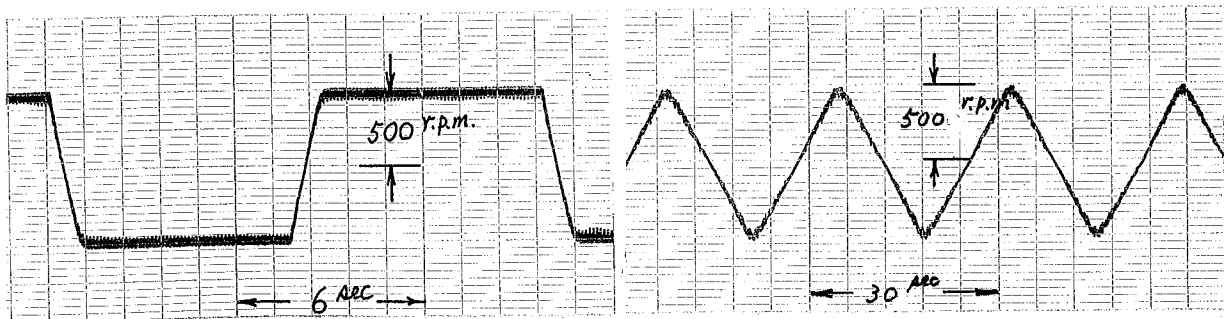
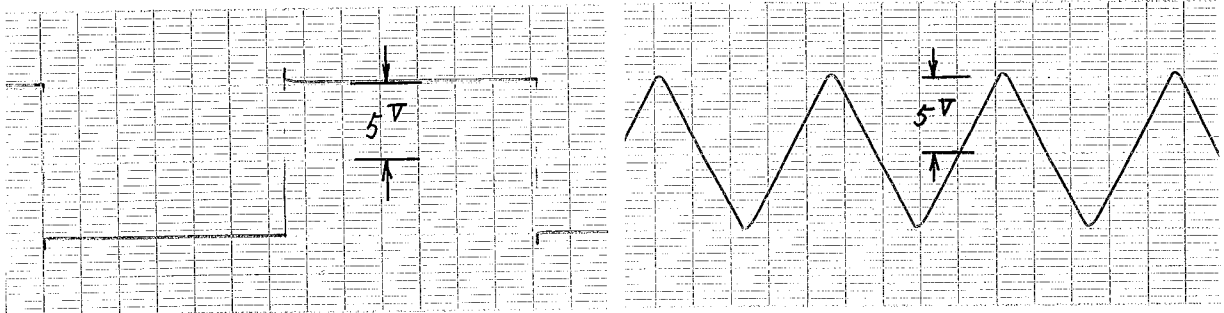


図7-1

電流制御形電力増幅器  
による直流機の運転  
(矩形波入力信号)

[ 使用した直流機は、いずれも 2 kW で、これに 3 kW 巻線形誘導機が結合された ]  
状態で測定した。 界磁電流  $I_f = 1.5 A$



(a) 矩形波入力信号

(b) 三角波入力信号

上 : 入力信号  
下 : 回転数

図7-3 直流電動機の回転数のプログラム制御の一例

### 7.3 直流電動機の周波数応答性の測定

自動制御系の制御精度が要求されるようになって、制御回路ばかりでなく、被制御機器の伝達関数を実測しようとする試みが行われ、これに用いるために回転機を用いた高出力超低周波正弦波形発生装置<sup>\*16</sup>が発表されていることは、まえがきにも述べたとおりである。

この用途の電源に対して要求される条件は次のようのものである。

- (1) 超低周波で周波数を容易に変化できること
- (2) 高出力であって、その大きさを自由に換えられること
- (3) 至の少は、正弦波出力が得られること

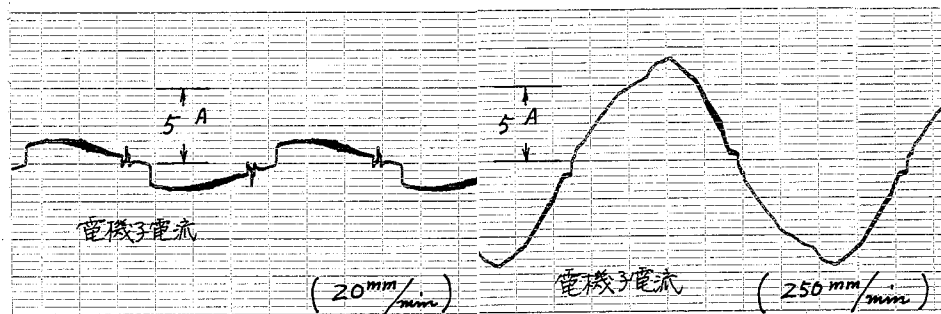
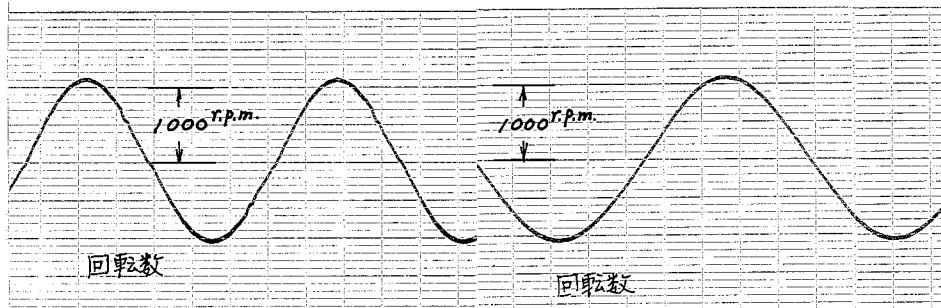
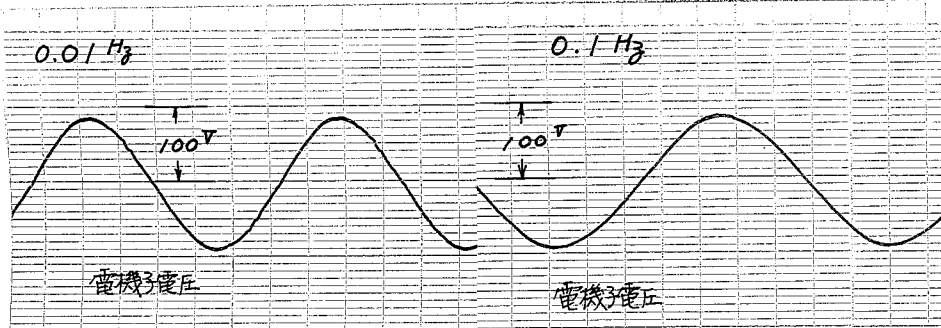
本増幅器はこれらの条件を満足し、周波数測定用電源として、回転機を用いたものに比べて簡単で、その上、入力信号の波形を変えれば、正弦波に限らず、任意の出力波形が得られ、測定器用電源としての用途は広い。

#### 7.3.1 電圧制御形電力増幅器を用いた場合

##### 電機子電圧一定の場合

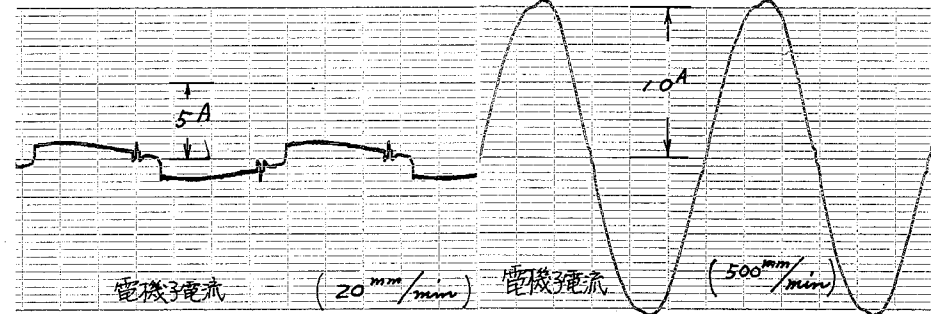
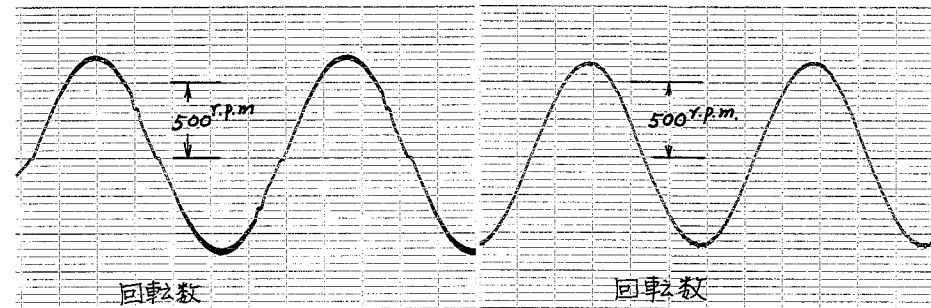
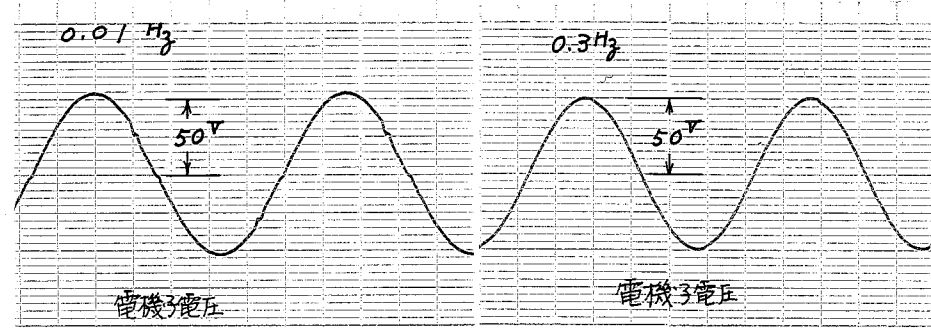
図7-4図、図7-5図は電圧制御形電力増幅器を用いて直流電動機の電機子電圧を正弦波状に変化させるときの、電機子電圧、回転数、電機子電流の変化を示したもので、図7-4図(a)は電機子電圧の最大値  $E_{amax} = 90V$ 、入力信号周波数  $0.01$  Hz、(b)は  $E_{amax} = 90V$ 、 $0.1$  Hz の場合、図7-5図は  $E_{amax} = 50V$  の (a)は  $0.01$  Hz、(b)は  $0.3$  Hz の場合の実測結果である。

本実験の被試験機では、電機子回路抵抗  $r_a$ 、横軸リアクタンス  $L_{ag}$  も非常に小さく ( $r_a = 0.3 \Omega$ 、 $L_{ag} = 5.4 mH$ )、実験した周波数範囲では電機子電圧と回転数の間に位相差も、回転数の低下も認められない。



(a) 0.01 Hz

(b) 0.1 Hz



(a) 0.01 Hz

(b) 0.3 Hz

(使用した直流機は 7-1回, 7-3回と同じ. 界磁電流  $I_f = 1.5A$ .)

7-4回 直流電動機の周波数応答性の測定結果 1.  
 $E_{amax} = 90V$

7-5回 直流電動機の周波数応答性の測定結果 2.  
 $E_{amax} = 50V$

## 7.3.2 電流制御形電力増幅器を用いた場合

電機子電流一定の場合

電流制御形電力増幅器を用いて直流電動機を駆動した場合に、その発生トルクと入力信号に従って変化する。そこで、電機子電流の振幅を一定に保って周波数を変化させた場合、回転数の周波数特性から電機子および負荷の慣性モーメントと制動抵抗が測定できる。

すなわち、直流電動機の機械軸に対する運動方程式は次のように与えられる。

$$(JP + R_w)\omega_r = T = pM i_f i_a \quad (7-1)$$

ただし、 $J$  : 慣性モーメント (負荷および電機子自体) [ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ]

$R_w$  : 制動抵抗 [ $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{sec}$ ]

$\omega_r$  : 機械角速度 [ $\text{rad}/\text{sec}$ ]

$M$  : 界磁巻線と電機子巻線の相互誘導係数 [ $\text{H}$ ]

$i_f, i_a$  : 界磁および電機子電流

$$p = d/dt$$

$p$  : 極対数

ここで、電機子電流と

$$i_a = I_a \sin \omega t \quad (7-2)$$

なる超低周波の電流を加えると定常状態では  $\omega_r$  も角速度  $\omega$  の正弦波状に変化するため、 $p \rightarrow j\omega$  とおくと次式が得られる。

$$\omega_r = \frac{pM i_f}{j\omega J + R_w} I_a = \frac{pM i_f / R_w}{(j\omega J / R_w) + 1} I_a \quad (7-3)$$

ここで  $pM i_f$  は (7-1) 式より起動トルクを測定することにより得られるから、 $\omega_r$  の周波数特性から  $J, R_w$  を知る事ができる。

図 7-6 図は  $i_f = 1.5 \text{ [A]}$ ,  $i_a = 1, 3, 5 \text{ [A]}$  に保って周波数を変化させたときの  $\omega_r$  の周波数応答性の実測結果である。

ここで (a) 図の回転数特性から  $M/R_w = 15.9$  (b) の位相特性より  $J/R_w = 4.5$  となり、また、起動トルクの測定より  $M = 0.268$  が得られ、

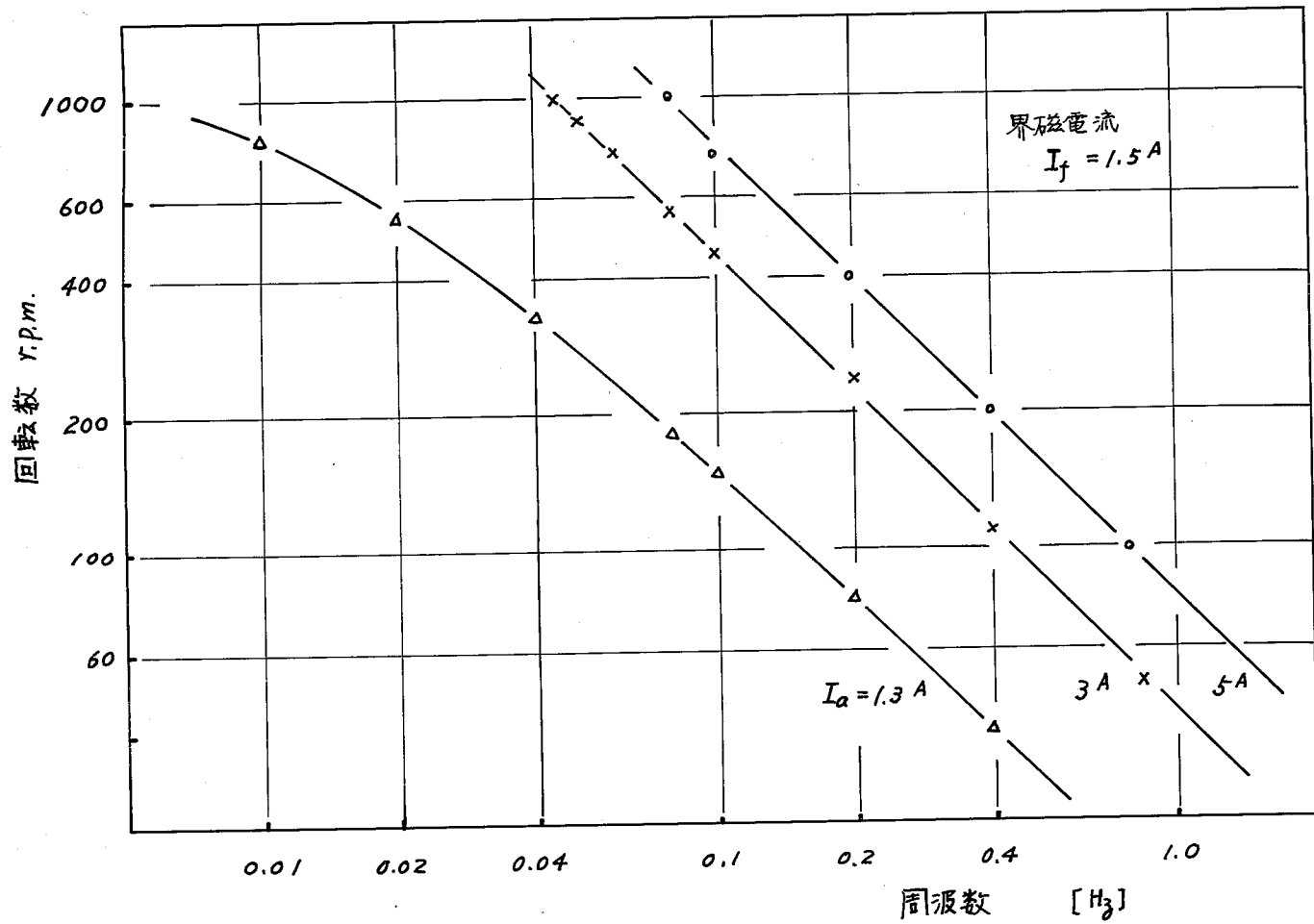


図7-6 直流電動機の周波数特性 (電機子電流一定の場合)  
 [(a) 回転数特性]

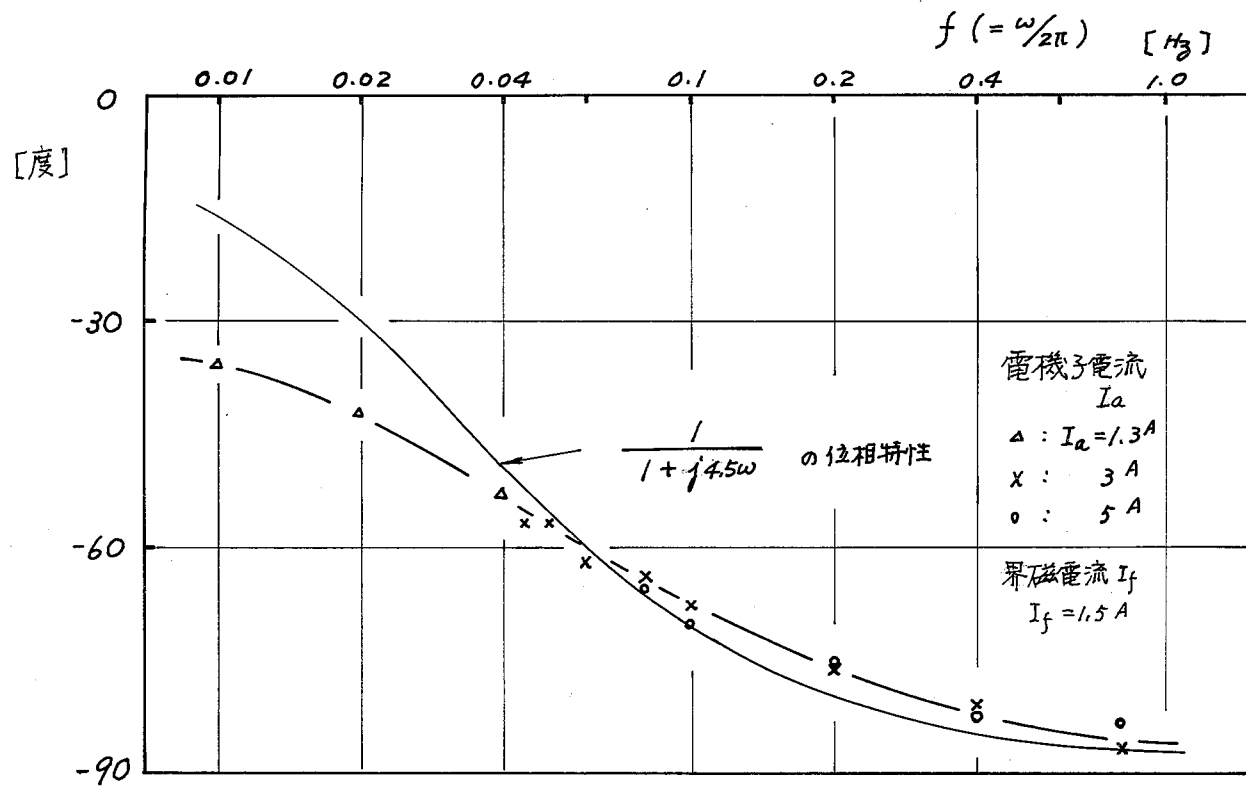


図7-6 直流電動機の周波数特性  
 [(b) 位相特性]

これらの値より被測定機の慣性モーメントと制動抵抗はそれぞれ次のように得る。

$$J = 0.0761 \quad [\text{kg} \cdot \text{m}^2]$$

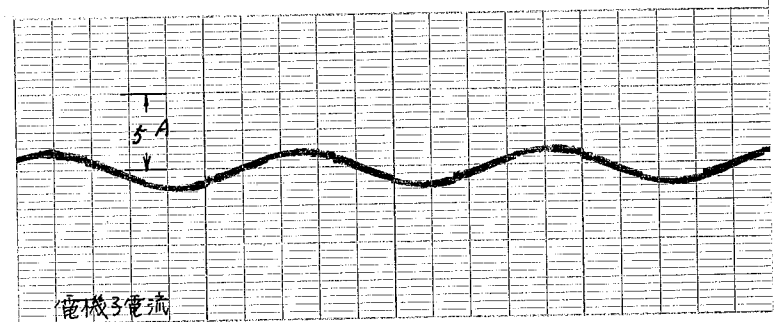
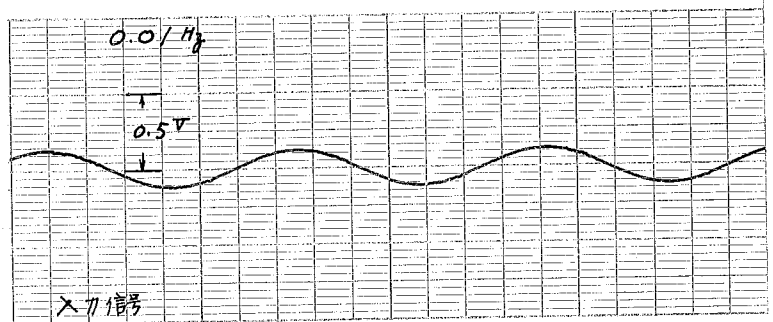
$$R_w = 0.0169 \quad [\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{sec}]$$

この結果をオク-1回の実験結果と比較してみる。

いま、 $I_a = 1.3 \text{ A}$ 、 $f = 1.5 \text{ Hz}$  に保ってこの直流機を逆起動させた場合、 $+1000 \text{ r.p.m.}$  から  $-1000 \text{ r.p.m.}$  に達する時間を上の値を用いて計算すると、 $1.77 \text{ sec}$  となり、オク-1回の実験結果  $1.70 \text{ sec}$  と極めてよく一致している。

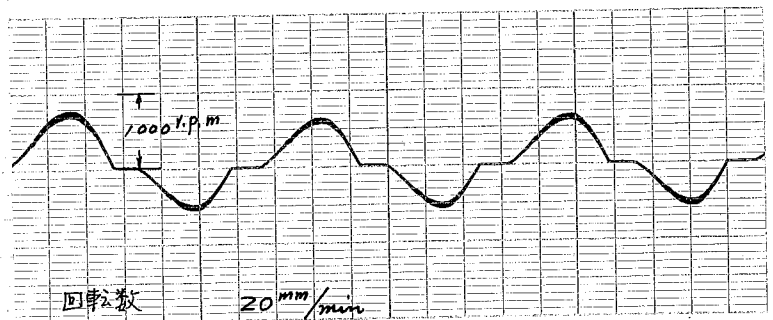
ところで、電機子電流の周波数  $\omega$  が低くなるにつれて、静止摩擦の影響がみられ、位相特性の実測値と(7-3)より求めた理論値の誤差が大きくなる。

オク-7回以下  $I_a = 1.3 \text{ A}$ 、 $f = 0.01 \text{ Hz}$  のオシログラフで、回転数の変化に注目してその時間間隔がみられている。



### オク-7回

直流電動機の周波数応答特性  
超低周波、小電流時のオシログラム



## 7.4 三相誘導電動機の超低周波定電流駆動

誘導電動機を数10 rpm程度の超低速度領域に至る可変速度運転を行いたいとする場合には17次のような問題点があり、従来、誘導機をこのような超低周波で運転することはほとんど行われていなかった。すなわち、

1. トルクむらなく滑らかに回転させるためには、低周波の正弦波電源が必要であるが、超低周波の正弦波大電流を得ることが困難であった。

2. 誘導電動機を可変周波運転する場合に、鉄心の飽和を避けるために、電源周波数が低くなるほど入力電圧を下げておかなければならない。このとき、誘起電圧を周波数に比例して変化させれば、いかなる周波数でも定格トルクを出し得るが、この際、次のような問題点がある。すなわち、実際の電動機では定格値付近ではすでにかなり鉄心は飽和しており、実験に用いた電動機<sup>\*</sup>では、入力電圧が定格より10%上昇すると励磁電流は50%程度増加する。このことから過電流を防止するために、電圧制御の精度を上げ、また電源に對しても充分な余裕をもたせなければならぬ。すなわち、誘起電圧を検出するための1-ケコイル、ホーバース等と電動機に取り付けなければならぬ。そこで、普通は制御の容易さから、入力電圧を周波数に比例して変化させる電圧制御法が一般的である。しかし、この方式では一次インピーダンスによる電圧降下のため、低速度においてトルクが低下する欠点がある。

3. 一般の誘導電動機では最大トルクを発生するすべり $s_{te}$ は普通20~30%程度である。そこで、この電動機を $s_{te}f_n$  [Hz] ( $f_n$ は定格周波数)以下の低周波(約10~15 Hz以下)で運転する場合には、そのトルク速度特性はいわゆる垂下特性になり、負荷トルクの変動に對する速度変動が大である。

これらの問題点は7.5章で述べた三相電力増幅器を用いて超低周波の三相正弦波信号を増幅して電動機に加えて、定電流で駆動することにより解決さ

れる。しかし、従来、誘導電動機は一定電圧のもとで運転されるのが普通で、これを定電流源で駆動したときの特性がどのようになるかを知らなければならない。

いま、定電圧源で駆動されたときの図7-8の実線と定電流源で駆動された場合の破線

のようになり、最大トルクを生ずる可なりは定電圧駆動の場合より小さく、低速においても速度変動の少く、運転がよくなるが、可なりが小さくなるにつれて誘起電圧が上昇するため、鉄心が飽和し、入力電流と

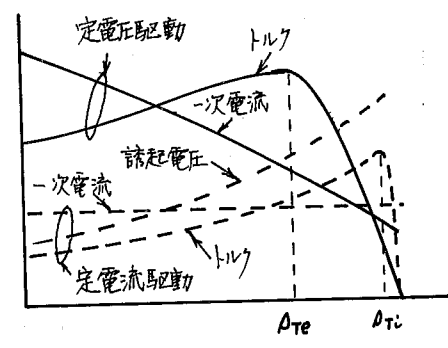


図7-8 誘導電動機のトルク特性

ある値以上にしても予期したトルクが得られず、ことになる。しかし、定電流駆動の場合には鉄心が飽和しても過電流の心配はないため、電流を定格値に設定することにより、電動機の定格トルクは出し得る。

本節ではこれらの点を解析的に検討し、実験結果を述べる。

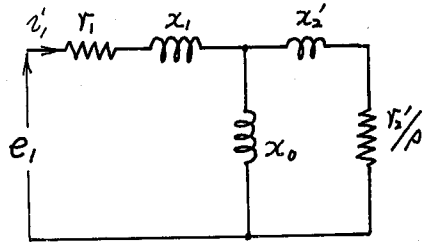
誘導電動機を低周波で駆動した場合、鉄損は充分小さいと考えられ、これを無視すると、その等価回路は図7-9のようになり、入力電流  $i_1$  を  $I$  (一定) とした場合のトルクは次式で与えられる。

$$T_i = \frac{3p x_2' r_2'}{\omega} I^2 \frac{1}{r_2'^2/p + p(x_0 + x_2')^2} \quad [N-m] \quad \text{--- (7-4)}$$

上式よりわかるに、最大トルク  $T_{i\max}$  とその可なり  $\Delta T_i$  は次式のようになり、

$$T_{i\max} = \frac{3p}{2\omega} \cdot \frac{x_0^2}{x_0 + x_2'} I^2 \quad [N-m] \quad \text{--- (7-5)}$$

$$\Delta T_i = r_2' / (x_0 + x_2') \quad \text{--- (7-6)}$$



ところで、この電動機を定電圧で運転した場 図7-9 等価回路

合に最大トルクを生ずる可なり  $\lambda_{Te}$  はよく知られてゐるようである。

$$\lambda_{Te} = r_2' / \sqrt{r_1^2 + (\lambda_1 + \lambda_2')^2} \doteq r_2' / (\lambda_1 + \lambda_2') \quad \text{--- (7-7)}$$

で、一般の電動機では  $\lambda_0 \doteq 10(\lambda_1 + \lambda_2')$  程度であるから、 $\lambda_{Ti}$  と  $\lambda_{Te}$  の間には、おおよそ次の関係が成立する。

$$\lambda_{Ti} = \lambda_{Te} / 10$$

すなわち、定電流駆動した場合には、従来の定電圧駆動時の  $1/10$  の可なりで最大トルクを生ずる。しかし、 $\lambda_{Ti}$  が式(7-5)の最大トルクを生ずるためには、この可なりで電動機の鉄心が飽和してはならない。すなわち、誘起電圧  $e_0$  が定格電圧  $E_n$  以下でなければならぬ。ところが  $e_0$  は可なりが減少するにつれて単調に増加し、 $\lambda = 0$  で最大になるから、少くとも  $\lambda_{Ti}$  において鉄心が飽和しないためには次の条件が必要である。

$$\frac{\lambda_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\lambda_2'^2}{(\lambda_0 + \lambda_2')^2}} I \doteq \frac{\lambda_0}{\sqrt{2}} I < E_n \quad \text{--- (7-8)}$$

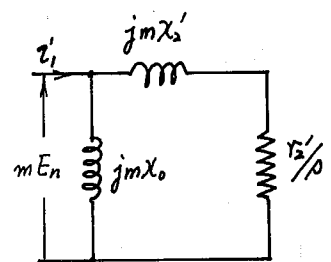
そこで、定格周波数  $f_n$ 、定格電圧  $E_n$ 、定格電流  $I_n$ 、定格可なり  $\lambda_n$  の電動機を定電流源で周波数制御を行う場合、(7-8)式をみたす  $I$  と定格電流  $I_n$  の関係を求めてみる。

すなわち、一次インピーダンス降下を無視し、定格時の誘起電圧  $e_0 = E_n$  と考えることにすると、定格時には次式が成り立つ。

$$E_n = \frac{\lambda_0 \sqrt{r_2'^2 + \lambda_n^2 \lambda_2'^2}}{\sqrt{r_2'^2 + \lambda_n^2 (\lambda_2' + \lambda_0)^2}} I_n \quad \text{--- (7-9)}$$

式(7-10)では、この電動機を周波数  $m f_n$  で運転した場合の等価回路で、その磁束レベルが定格時と等しくなる誘起電圧は  $m E_n$  であるから、定電流駆動したとき最大トルクを生ずる可なりにおいて、磁束レベルが丁度定格に達するように入力電流  $I_m$  は次式で与えられる。

$$E_n = \frac{\lambda_0 \sqrt{r_2'^2 + (m \lambda_n)^2 \lambda_2'^2}}{\sqrt{r_2'^2 + (m \lambda_n)^2 (\lambda_0 + \lambda_2')^2}} I_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\lambda_2'^2}{(\lambda_0 + \lambda_2')^2}} I_m$$



式(7-10)図  $f = m f_n$  における等価回路

--- (7-10)

$$I_m = I_2' / (x_0 + x_2')$$

式(7-10)式より入力電流の最大値  $I_m$  は電源周波数により一定で、次式で与えられることがわかる。

$$I_m = \sqrt{2} E_n / x_0 \sqrt{1 + \frac{x_2'^2}{(x_0 + x_2')^2}} \quad \dots (7-11)$$

よって(7-10)式で  $\sqrt{I_2'^2 + I_0^2 x_2'^2} / \sqrt{I_2'^2 + I_0^2 (x_0 + x_2')^2}$  は  $I_m$  の値より小さく  $T$  は  $I_m$  によって単調に増加するから、(7-9), (7-10)式から  $A_n > I_2' / (x_0 + x_2') = A_{Ti}$  のとき  $I_n > I_m$  である。

このことを、定格のすべりが定電流駆動した場合に最大トルクを生ずるすべりより大きい場合には、入力電流が定格値以下でも鉄心はすべり  $A_{Ti}$  において飽和し、(7-5)式で与えられる最大トルクを得ることができると意味している。

ここで、実験に用いた図7-11図の等価回路および表7-1表の特性をもつ電動機について上述の関係調べてみる。次のようにする。

定格	
出力	3 kW
周波数 $f_n$	50 Hz
電圧 $E_n$	346 V (相電圧 200V)
電流 $I_n$	7.1 A
すべり $A_n$	5.1%
トルク $T_n$	19.7 N-m
極数	4

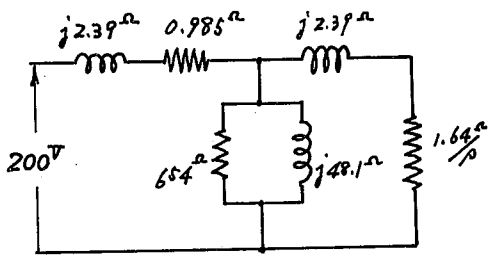


図7-11 等価回路 [50Hz]

表7-1 実験に用いた誘導電動機特性

定電流駆動した場合に最大トルクを生ずるすべり  $A_{Ti} = 3.3\%$  ( $< A_n$ )

(7-11)式より本機の最大電流  $I_m = 5.4$  A ( $< I_n$ )

最大トルク  $T_{max} = 12.7$  N-m

この数値例より明らか、定電圧源で運転するように設計された誘導電動機は、最大トルクを生ずるすべり  $A_{Ti}$  において鉄心が飽和してしまうように入力

電流の最大値  $I_m$  で定電流駆動した場合、その最大トルクは定格値より小さくなる。これは  $I_m$  が定格より小さいためで、実用上は、入力電流を定格値におさえこみ、鉄心が飽和しても電動機の運転には何ら支障はないと考えられる。

図7-12 図の太い実線は、図7-11 図および表7-1 に示した電動機を定電流駆動した実験結果である。

表7-1 式で与えられる  $I_m = 5.4 \text{ A}$  以下では、表7-4 式で示されるトルク特性とほぼ一致しているが、電流がこの値以上になると、鉄心の飽和のため、励磁リアクタンス  $X_m$  が小さくなり、最大トルクを生ずる可なり  $\theta$  は大きくなり、定電流駆動とした場合のトルク特性に近くなる。

このように定電流駆動の大きな特徴は、鉄心が飽和しても、本来入力電流が制限されているため、増幅器に対しても、電動機に対しても過電流の心配がなくて、安定に運転ができることである。

トルク-速度特性

3 Hz

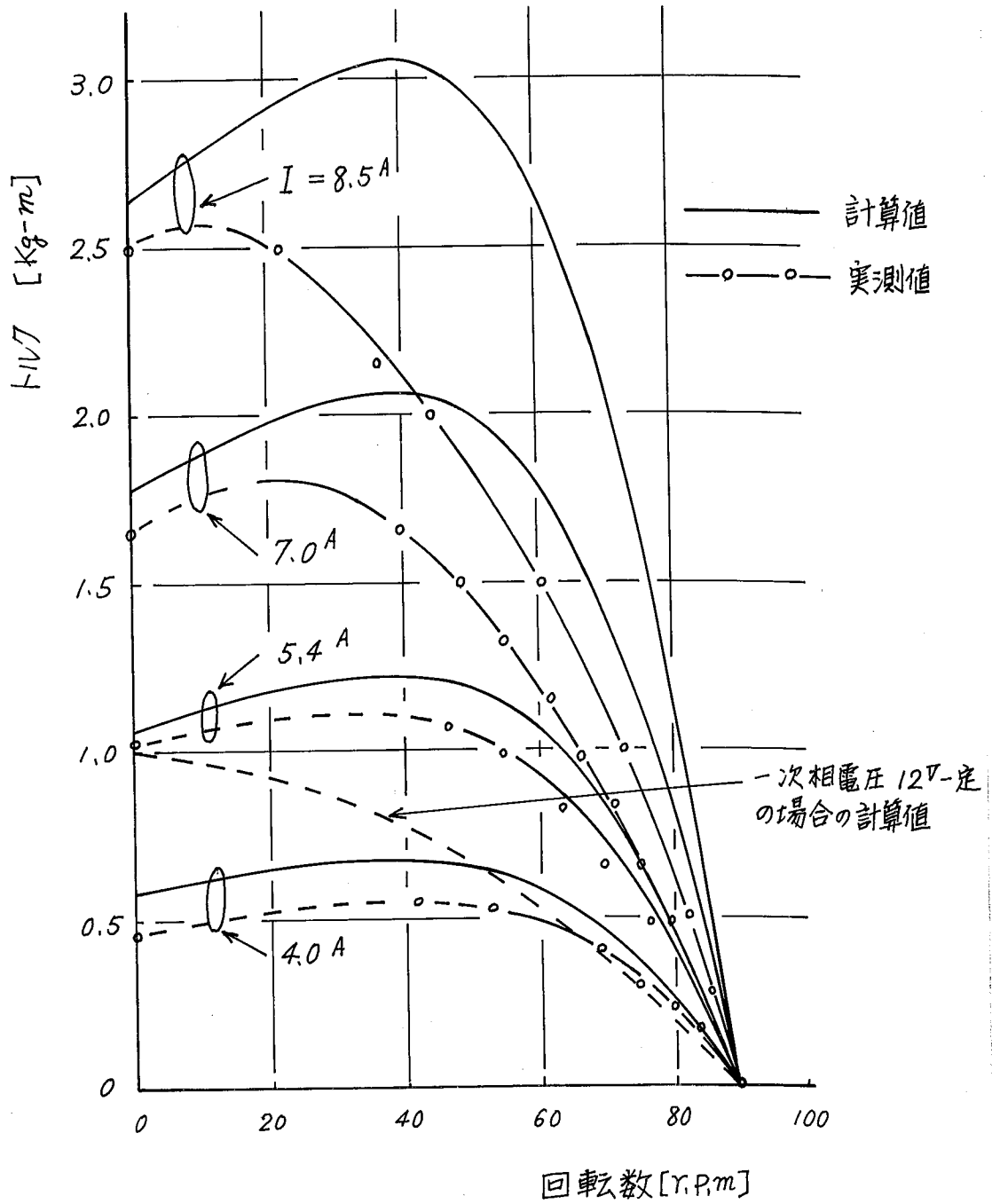


図7-12 誘導電動機のトルク速度特性  
(超低周波定電流駆動時)

## 7.5 第7章のまとめ

本章では、増幅器主回路、制御回路、電源装置を総合して本増幅器の特性を知るるとともに、応用例としてこれを用いて電動機を駆動し、その実験結果を述べた。

本増幅器は、一般の制御機器の動作周波数領域に比べて非常に高い周波数応答性をもち、これらの負荷に対して線形増幅器とみることができ、大電力、高効率であることから、大容量機に対しても、従来は小容量機に限られていた制御方式が実現でき、その応用は広い。

また、本増幅器のような静止形機器は一般に過負荷に弱いという欠点があり、実用に際しては普通多くの保護回路を必要とする。これに対して、本章で述べたように電流制御形増幅器は本来、定電流源特性をもち、入口に簡単なリミッタを設けるだけで、出力電流を定格以下におさえることができ、増幅器および負荷を過電流から保護できるという特徴がある。

しかし、例えば直流電動機を定電流源で駆動した場合には、定トルク運転にわり、負荷の変動に対して回転数の変りが大きくなること、定電流源と言っても、増幅器の電源電圧は一定で、その大きさに何らかの限度があるから、負荷抵抗が大きくなると、この電源電圧と負荷抵抗によって決まる電流しか流れず、定電流特性は保たれなくなる。この場合には、装置はちやうど電流制限をもつ定電圧駆動を行うことになる。

そこで、電流制御形電力増幅器を用いて制御系を構成する際には、これらの点に今後に残される問題がある。

## 第 8 章 むすび

大容量機器を制御対象とし、高い精度が要求される自動制御系を構成する場合に必要な高効率で高い周波数応答性を有する大電力増幅器を得ることを目的として、SCRチヨツパを用いた電力増幅器を提案し、この増幅器が満足な動作を行うために、主回路、制御回路および直流電源回路の条件や特性について検討し、これらの問題点を解決した。

本増幅器は原理的にはオンオフ制御系と異なるところは無いが、スイッチング素子として従来の電磁リレーの代わりにSCRを用いることにより、そのターンオフ時間からスイッチング周波数には上限があるが、電磁リレーと異なってスイッチング回数と寿命とはほとんど無関係で、5kHz程度の周波数でも安定で、高効率のスイッチングができることから、300~500Hzまでの正弦波入力信号に対しても、これに忠実な出力波形を得ることが出来る。この周波数帯域は一般の制御対象の動作周波数に比べて2~3桁以上も高く、本増幅器が本質的にオンオフ制御系にもかかわらず、これらの負荷に対して、線形の増幅器と考えることが出来ることが入る特徴である。

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

SCRチヨツパを理想的なスイッチと考えて電力増幅器の特性を考察し、負荷電流あるいは電圧の検出法を変えることにより、負荷が変化したとしても負荷電流が入力信号によって決まる値に保たれる定電流源特性をもつ電流制御形電力増幅器も、また負荷によらず、負荷電圧が入力信号で決まり、定電圧特性をもつ電圧制御形電力増幅器のいずれをも得ることができ、これらの入力出力特性、周波数応答性を明らかにした。

この結果、 $L$ - $R$ 直列負荷をもつ電流制御形電力増幅器と電圧制御形電力増幅器の入力信号と主回路出力電圧の周の伝達特性は全く同じで、負荷時定

$L/R_L$  (電圧制御形増幅器においては検出回路の時定数)とてとすれば、入力角周波数 $\omega$ が $\omega < \omega_0/2 \sim \omega_0$  ( $\omega_0 = 1/\tau$ )の範囲ではほぼ $(1+\alpha C)/K$ で近似でき、特に $L-R_L$ 直列負荷の電流制御形電力増幅器では、負荷電流の設定値を $I_L$ とすると $\omega_{max} = \sqrt{2}E_1/2L I_L$ まで、ほとんど位相変化は $K$ 一定の利得が保たれることがわかった。

### 第3章

電力増幅器の主回路について検討した。すなわち、軟流コンデンサの補助充電が容易な反発パルス形キョフパを用いた主回路を提案し、動作の解析と回路定数の決定法を述べた。その結果は次のとおりである。

i) 本増幅器に使用するキョフパ回路は任意の時刻にオンオフでき、スイッチングに伴う損失が少くないことが必要で、さらに、キョフパがオンあるいはオフになっている期間が数秒以上に及ぶ場合があることから、この間の軟流コンデンサの電荷漏れによる軟流失敗を防ぐために、外部より軟流コンデンサの電荷を補う補助充電が容易でなければならぬ。

この点で、本章で取り上げた反発パルス形キョフパは好都合である。

ii) 主回路を構成するにあたっては、各SCRに必要な逆バイアス時間が確保された上で、軟流期間ができるだけ短くなるように定数を決めなければならぬ。

この点と考慮して構成されたキョフパ回路では、その軟流期間の長さには、必要な逆バイアス時間の3~5倍となり、逆バイアス時間は $20 \sim 25 \mu s$ 以上必要であるから、軟流期間しながら最小のスイッチング間隔は $100 \mu s$ 程度とする。

iii) 軟流期間においてはSCRキョフパはほぼオンの状態にあり、このため出力の平均値は設定値より大きくなる。特に検出値の立ち上りが急になり、また偏差を小さくすると、キョフパのオン時間が短くなり、全オン時間に対する軟流期間の割合が大きくなり、入力出力特性の直線性が悪くなる。

このことから、検出回路(電流制御形増幅器では負荷回路)の増定数は余り小さくはできず、応答周波数に限界が生ずる。その値は300~500の程度と考えられる。

#### 第4章

増幅器の安定度、経済性はその制御回路に負うところが大きい。本章では制御回路の構成法について述べる。

特に本制御回路の中心となる比較回路に対しては可飽和鉄心を用いた電流比較回路を考案し、その動作と設計法を明らかにした。

i) 制御回路を構成するに当っては、電流、電圧の検出法と比較回路の問題があり、また、かかる場合にもスイッチ  $S_1$  と  $S_2$ , あらび  $S_3$  と  $S_4$  が同時にオンする必要がある。このため、比較回路やパルスの増幅絶縁などを行う出力回路の他に、同時発火防止回路とリセットパルス発生回路の付属回路を設けることにより安定な動作が可能になった。

ii) 可飽和鉄心を用いた電流比較回路は構成が簡単、丈夫で主回路と制御回路、各入力間の絶縁が容易で、適当に設計されれば応答性もSCRチヨッパの制御回路として充分な特性をもっていることが明らかになった。

iii) 本比較回路の特徴は、従来のDCCTと異って、本来2つあるいはそれ以上の入力の信号の差で動作し、その差の極性が判別でき、また直接パルス出力が得られ、容易にSCRのゲート信号とすることが出来る点である。

iv) 高価な50%NiFeパーマロイのような角形磁気特性をもつコアを必要とせず、極く普通の飽和特性をもつ磁心でよいことから、フェライトコアのように周波数特性のよい材料が使用でき、検出回路の応答性を高め得る。

このような性能を有するため、本比較回路はSCRチヨッパを用いた電動機制御回路、あるいは直流電流の測定用として応用が期待される。

## 第5章

三相機を制御対象とする自動制御系には、三相電力増幅器が必要である。これは、第2章、第3章で述べた単相増幅器を三台用いて実現できるが、使用する素子が多くなり、負荷に対しても問題がある。これに対して、本章では簡単化を目的として、SCRキョフパを6台、三相ブリッジ結線した三相電力増幅器を提案し、その構成法と実験結果を述べる。

本増幅器の特徴は次のとおりである。

- i) 回路素子数が少く、装置が簡単化された。
- ii) 電流検出および比較に第4章で述べた可飽和鉄心を用いた比較回路を使用し、またキョフパのオン時間の一定の制御方式を用いたため制御回路も簡単化できた。
- iii)  $1\text{Hz}$  以下の超低周波においても波形のおおむね大出力の正弦波が得られ、その出力の特性は定電流特性をもつため、誘導電動機を超低速度運転する場合にも鉄心の飽和による過電流に対する配慮を必要としないことから、超低速領域まで速度制御が容易になる。

## 第6章

SCR電力増幅器で電動機の速度制御を行う場合、減速時、逆転時に電動機自体および負荷の慣性本に蓄えられた運動エネルギーが電力に変換され電源側に送り返されるから、本電力増幅器には蓄電池のような特性をもつ直流電源が必要である。ところが、蓄電池は重量や保存の点から必ずしも一般的ではなく、多くの場合、交流電源から整流装置を通して得ることが好ましいが、そのとき、上で述べたことから、電力の流れが交流側から直流側への一方通行ばかりではなく、直流側から交流側へも電力が送り返される必要がある。

本章ではこの条件をみたす交流直流変換装置として単相ブリッジ整流回路の各整流器に逆並列にSCRと接続した電源装置の動作原理と回路定数の決定法を明らかにしたもので、本章で得られた結果をまとめれば次のようになる。

i) 本支流直流変換装置ではSCRの導通角を一定に保つておけば、直流側の電圧が下がれば順変換、上がれば逆変換動作を行う。

ii) このとき、導通角が小さい程、直流側から支流側へ送り得る電力の最大値は大きくすることが出来る。

iii) 実験によれば効率は97~98% (±1kW) と非常に高く、i) 項で述べたことから制御を行う必要が無く主回路、ゲート回路とも簡単であるから、電力増幅器の電源用としてばかりでなく、一般の直流電源として用途は広い。

## 第7章

第2章から第6章までに述べた各装置を組合せて、増幅器の総合的な特性を知り、また本増幅器の応用例として、電動機の運転した場合の実験結果と述べた。本電力増幅器は直流から300~500Hz程度におよぶ周波数帯域で、入力変比に対する利得が一定で、位相の変化も少く、線形の増幅器とみられることが出来、高効率であることから、アンプリアイン、磁気増幅器に代って広く各種の制御系に應用出来ることほもららん、周波数応答性がよく、任意の入力信号波形に忠実に増幅出力を得ることが出来るから、機器の特性を測定するための電源として用いることが出来る。

本章では次の応用例について実験結果を述べた。

i) 増幅器としての応用例として、直流電動機の速度制御

ii) 測定器用電源としての応用例として

直流電動機の周波数応答性

直流電動機の電機子の慣性性能率と摩擦抵抗の測定

iii) 三相電力増幅器の応用例として

三相誘導電動機の超低周波定電流駆動

ここで、電流制御形電力増幅器を電動機駆動用の電源に用いる場合には、その入力回路に設けた簡単なリミッタによって、入力信号をおさえ、出力電

流と負荷の定格電流値あるいは増幅器主回路の定格以上にならないように  
するため、特別の過電流検出器および保護装置として増幅器、負荷と過電流  
から保護できるという長所がある。

## 謝 辞

本論文を終るにあたり、終始御指導頂きました指導教官 宮入庄太教授  
に心から御礼申し上げます。

また、常に良き助言と励ましをいただきました本学 片岡昭雄助教授  
金沢大学 別所一夫助教授、本学 常広譲助手に厚く御礼申し上げます。

研究の全過程にわたって御協力頂きました 宮入・片岡研究室の方々に感  
謝致します。

## 参考文献

- (1) 野原, 源, 宮越: SCRを用いた超伝導増幅器の出力波形の解析  
電学誌 Vol 84-12 NO.915, 1964, p2006
- (2) 宮本, 三浦: 自帰還形70V SCR増幅器  
電学誌 Vol 85-11 NO.926 1965, p1863
- (3) 角, 源, 宮越: 速応性SCR増幅器  
電学誌 Vol 86-9 NO.926 1966, p1589
- (4) <sup>例えは</sup>仁田, 沖津, 鈴木: 直流分巻電動機の動特性 (伝達関数)  
電学誌 Vol 86-10 NO.937 1966, p1767
- (5) <sup>例えは</sup>山口, 伊沢: オンオフ形制御系の改善  
計測と制御 Vol 3.7 1964 p512
- (6) 伊沢, 山口: あるオンオフ型制御装置の特性  
計測と制御 Vol 2-3 1963 p198
- (7) 山口: フィードバック補償式オンオフ型制御装置の動特性計算法  
計測と制御 Vol 2-6 1963 p419
- (8) 宮入, 深尾: SCRを用いた電力増幅器とその回路定数決定の基礎条件  
電学誌 Vol 87-3 NO.942 1967 p603
- (9) B.D. Bedford, R.G. Hoft: Principles of Inverter Circuits  
John Wiley & Sons, p287
- (10) 伊沢: フィードバック補償について  
計測と制御 Vol 2-9 1963 p672
- (11) 山口: オンオフ形制御装置の設計法に関する研究  
東京工業大学博士論文 昭40.3
- (12) K. Heumann: IEEE Trans Commun. Electronics 83, 390 (1964)

(13) 田中: 瞬時検出3相DCCT

京三カーキユラー Vol 19-5 No.47 頁43.10 p10

(14) 宮入, 深尾: 角形ヒステリシスコアを用いた電流比較回路とその応用  
昭和40年東京支部大会論文集 187

(15) 大石ほか SCRハンドブック 編集委員会: SCRハンドブック

(16) 仁田, 沖津: 高出力超低周波正弦波形成装置の原理と特性

電子技術 Vol 5-8 1963.8. p47

その他, 本研究に関する発表論文, 全体を通じての参考文献と次に示す。  
主として第1章~第3章に関して

(17) 宮入, 深尾, 沼野: SCR正弦波インバータ

昭和40年電気四学会連合大会論文集 847

(18) 宮入, 深尾, 木谷: 電圧検出型SCR電力増幅器

昭和42年電気四学会連合大会論文集 775

第4章に関して

(19) 志田, 菊地: 磁心トランジスタパルスカウンタの計数量に関する

基礎的考察 電学誌 Vol 84-12 No.915 1964 p1946

(20) 菊地, 三浦: 励磁駆動形磁心パルスカウンタ

電学誌 Vol 86-3 No.930 1966 p415

(21) 川口, 伊藤, 荒: 原子炉計測系高信頼比のための磁気式偏差検出

平均値回路方式 JAERI-memo 2242 1966.3

第5章に関して

(22) 宮入, 深尾: 三相電力増幅器の構成と動作および特性

昭和43年電気学会東京支部大会論文集 214

第6章に関して

(23) 宮入, 深尾: SCR電力増幅器用電源回路

昭和42年電気学会東京支部大会論文集 201

(24) L. Abraham : AC Motor Supply with Thyristor Converters  
IEEE Trans. on Industry & General application Vol IGA-2, No.5.  
sept/oct 1966

(25) 深尾, 寛入: 二方向性をもつ交流変換装置とその動作解析  
電学誌 Vol 88-9 No. 960 1968 p.1675

付 録 三相交流直流変換装置

第6章では単相交流直流変換装置について、その動作、特性および設計法を明らかにし、この装置が主回路、ゲート回路とも簡単で高効率であることが知られたが、出力電圧のリプルを減少させるためにはかなり大容量のフィルタコンデンサが必要であった。そこで出力が大きき場合には、第6-6図(b)の三相交流直流変換装置の方が有利になる。

しかし、この装置の動作は導角、出力電圧と交流電源電圧の大きさとの相互関係によって、第6章のまえびきで述べたような原因で、単相交流直流変換装置に比べてはるかに複雑な変化とする。

そこで、ここでは、本文6.3と同様に理想化された状態\*の下で、回路の動作モードがどのようになるか検討し、直流側電圧と伝送電力との関係、ゲートパルス幅等について簡単に述べる。

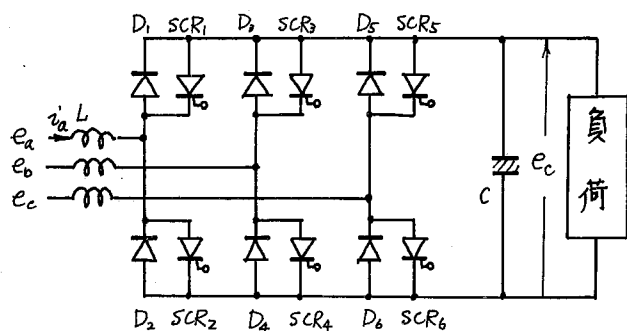
なお実際の回路では、交流電源の内部抵抗、フィルタコンデンサの容量の影響を考慮する必要があるが、この場合の解析にあたってはもはや代数的な計算は不可能で数値計算に頼らざるを得ない。

しかし、この際にも以下で述べる基本的な特性についてはいくつかの考え方が適用でき、この結果をもとにして更に詳しく検討も可能である。

1. 回路構成とゲート信号

第付-1図(a)は三相交流直流変換装置主回路の構成図で、先に示した、第6-6図(b)と同じものである。

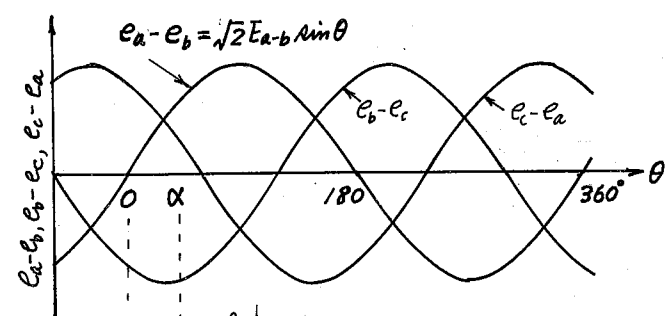
また(b)図は交流電源電圧とゲートパルスの関係を示したものである。



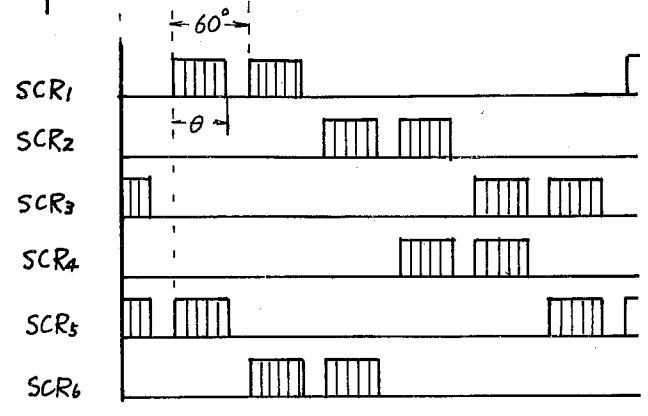
第付-1図(a) 回路構成図

\* (1) 直流出力電圧は脈動のない平滑な電圧である。(2) 交流電源回路のインダクタンスに関しては、インダクタンスのみを考える。(3) ダイオード、SCRは理想的なスイッチを行う。

(a) 交流電源電圧



(b) ゲート信号



付 1 図 (b) ゲート信号

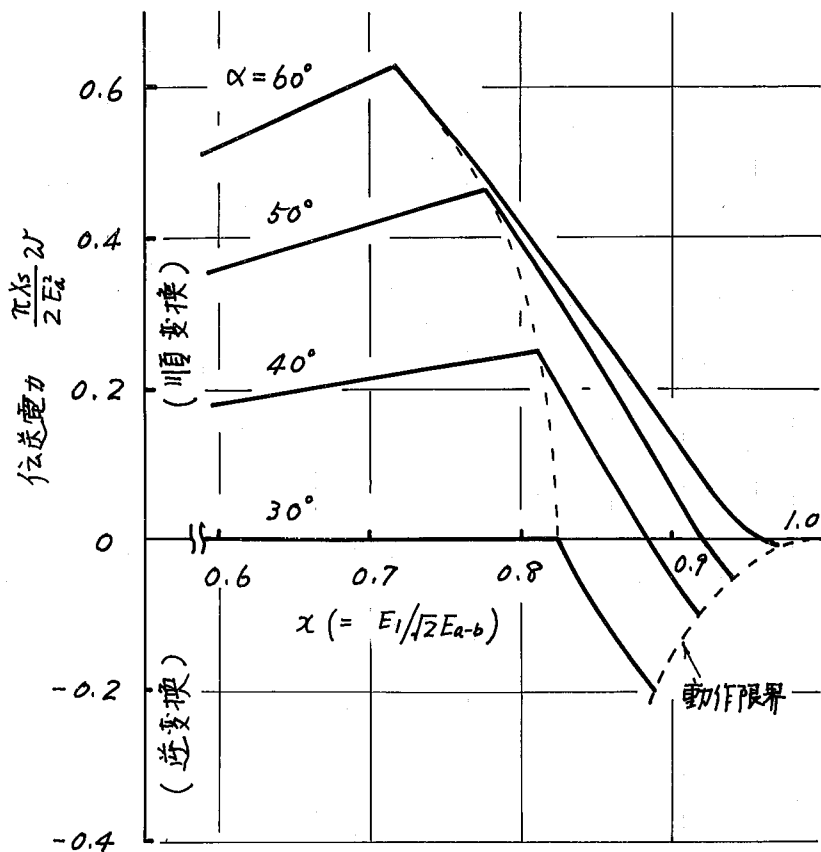
2. 直流出力電圧, 突角と伝送電力の関係

付 2 図の横軸に直流出力電圧  $E_d$  と交流電源電圧  $E_{a-b}$  の最大値の比  $\alpha$  ( $\equiv E_d / \sqrt{2} E_{a-b}$ ), 縦軸に  $(\pi X_s / 2 E_{a-b}^2) \omega$  [ $X_s \equiv \omega L$ ] ととって, 直流出力電圧に対する伝送電力の関係を示したもので, ちょうど付 6-13 図に相当するものである。

本図より次の結果が得られる。

(1) 突角  $\alpha$  を一定に保つたままで, 二方向性をもつ変換装置として動作できるための  $\alpha$  の範囲は  $30^\circ < \alpha < 50^\circ$  程度である。

(2) 付 6-13 図と比較してみると, 単相交流直流変換装置に比べて電圧変動率を小さくできることがわかる。

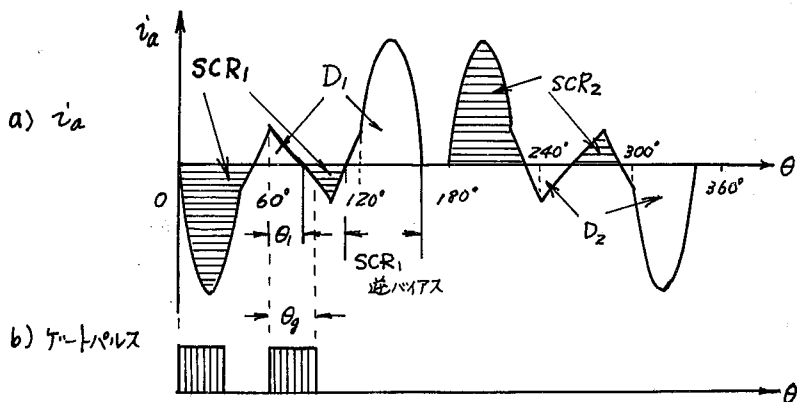


付 2 図

$x$  と  $(\pi X_s / 2E_a b)$  の関係

3. 実弧角  $\alpha$  と SCR ゲートパルス幅の関係

付 3 図は  $\alpha = 40^\circ$ 、伝送電力  $\omega = 0$  (無負荷) における交流電源電流  $i_a$  の波形の概略を示したものであるが、本図の状態が主なるために SCR のゲート信号のうち、少なくとも 2 発目のパルス幅  $\theta_g$  は  $\theta_1$  より大きくなければならぬ。この  $\theta_1$  の大きさは実弧角  $\alpha$  や  $x$  (したがって直流側電圧  $E_1$ )



付 3 図  $\alpha = 40^\circ, \omega = 0$  における  $i_a$

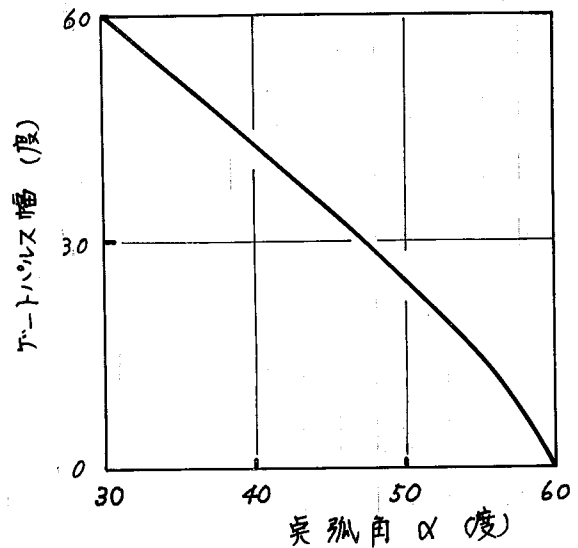
波形および SCR<sub>1</sub> ゲート信号

によって変り、 $\alpha$ が小さいほど、 $\theta$ が小さく成ると大きく成る傾向にある。<sup>\*</sup>

そこで、ゲートパルス幅  $\theta_g$  が狭い場合には  $\theta_1 > \theta_g$  と成ったとき、SCR1 は莫弧せず。この間、直流側から交流側に送られるべき電力がフィルタコンデンサに蓄えられるため、直流側電圧は不連続に上昇して好ましくない。

図1-4図は横軸に莫弧角  $\alpha$ 、縦軸には必要なゲート幅を示したものであるが、このグラフより  $\alpha = 30^\circ$  では

$60^\circ$  の全区間にわたって SCR のゲートには電圧が加えられていなければならないのに対し、莫弧角が大きくなるにつれて必要なゲート幅は狭くなり、 $\alpha = 60^\circ$  では単なるパルスであることがわかる。



#### 4. むすび

三相交流直流変換装置も本文第6章で述べた单相交流直流変換装置と同様に、莫弧角  $\alpha$  を一定に保つたままに、直流側電圧が下がれば順変換、上がれば逆変換を行う。ただし、後者と異なるところは、本装置が実用可能な動作領域ではゲート信号は、莫弧角によって決まるある値以上のパルス幅が必要なことである。

図1-4 莫弧角  $\alpha$  と必要なゲートパルス幅の関係

フィルタコンデンサ容量と出力の脈動の関係については今後検討し得られるが、実験によれば  $C = 1000 \mu F$ 、出力  $2 kW$  で出力電圧平均値に対して脈動分の電圧は peak to peak で 10% 以下であり、充分実用的である。この  $C$  の値は単相装置に比べて非常に小さい。

また効率については、上記の条件で約 97~98% で高効率である。

\*  $\alpha$  が余り小さく成ると  $60^\circ < \theta < 120^\circ$  の期間  $D_1$  が導通しなくなる。逆に大きくなると今度は SCR が  $\theta = 0$  から引続いて導通状態にあり、いずれの場合にも  $60^\circ < \theta < 120^\circ$  の間の SCR のゲート信号は回路の動作に影響を与えない。