電圧調整方式における誘導電動機の特性に関する研究

昭和45年3月

堀　孝　正

論文目録

大阪大学

報告番号・乙第896号　　氏名　堀　孝正

主論文　電圧調整方式における誘導電動機の特性に関する研究

（主論文のうち印刷公表したもの）

1．題名　磁気式周波数逓倍器の無負荷特性
電気学会誌86－11巻938号
昭和41年11月1日

1．題名　誘導電動機の静止二次励磁方式の特性
電気学会誌87－9巻948号
昭和42年9月1日

1．題名　二次に三相ブリッジサイリスタ整流回路を接続した誘導電動機の特性
電気学会誌88－7巻958号
昭和43年7月1日

1．題名　誘導電動機の1次サイリスタ制御
制御工学11巻6号
昭和42年6月30日

1．題名　磁気式周波数逓倍器とその応用
制御工学11巻7号
昭和42年7月31日

1．題名　サイリスタを用いた誘導電動機の速度制御方式
日立評論49巻5号
昭和42年5月25日

1．題名　誘導電動機のセルビウス方式の制御特性
昭和37年電気学会東京支部大会講演論文集No.68　昭和37年10月

1．題名　静止セルビウス回路（順変換側の重なり角）
昭和38年電気四学会連合大会講演論文集No.695　昭和38年4月

1．題名　誘導電動機のセルビウス制御（その3）
日本自動制御協会第7回学術講演会論文集No.307　昭和38年9月

1. 題名　誘導電動機のセルビウス制御（その４）
第６回自動制御連合講演会論文集 No.320
昭和３８年１０月
1. 題名　誘導電動機のセルビウス制御（その５）
昭和３９年電気四学会連合大会講演論文集
No.７３４　昭和３９年４月
1. 題名　磁気式周波数逓倍器の無負荷特性
昭和４０年電気学会東京支部大会講演論文
集 No.１８９　昭和４０年１１月
1. 題名　磁気式周波数９倍器
昭和４１年電気四学会連合大会講演論文集
No.５２７　昭和４１年４月
1. 題名　誘導電動機の１次サイリスタ制御
第９回自動制御連合講演会論文集 No.３０６
昭和４１年１０月
1. 題名　磁気式９倍器を用いたサイリスタ点弧回路
昭和４１年電気学会東京支部大会講演論文
集 No.45　昭和４１年１１月
1. 題名　誘導電動機の静止２次励磁制御
昭和４２年電気四学会連合大会講演論文集
No.５９７　昭和４２年４月
1. 題名　誘導電動機の１次サイリスタ制御方式の特性
日本自動制御協会第１１回学術講演会論文
集 No.３１１　昭和４２年５月
1. 題名　２次に３相ブリッジ整流回路をもつ誘導電動
機の特性
昭和４２年電気学会東京支部大会講演論文
集 No.１２０　昭和４２年１０月
1. 題名　静止２次励磁制御における誘導電動機の特性
第１０回自動制御連合講演会論文集
No.２１４　昭和４２年１１月
1. 題名　静止２次励磁制御における誘導電動機の特性
昭和４３年電気四学会連合大会講演論文集
No.６９５　昭和４３年３月
1. 題名　静止２次励磁方式における整流回路の動作
昭和４３年電気学会東京支部大会講演論文
集 No.１５０　昭和４３年１０月

1. 題名　誘導電動機の２次チョッパ制御
昭和４３年電気関係学会関西支部連合大会講演論文集 No. 3－16　昭和４３年１１月

1. 題名　静止２次励磁方式における誘導電動機の過負荷時ならびに同期速度近傍の特性
昭和４４年電気四学会連合大会講演論文集 No. 512　昭和４４年３月

1. 題名　１次電圧調整方式における誘導電動機の特性
第１２回自動制御連合講演会論文集 No. 215　昭和４４年１１月

1. 題名　中性点分離整流方式における誘導電動機の特性
昭和４５年電気四学会連合大会講演論文集 No. 494　昭和４５年４月

（主論文のうち未公表のもの）

1. 題名　中性点分離整流方式における誘導電動機の特性
電気学会投稿中（電気学会受付番号４６）
原稿３９枚

電圧調整方式における誘導電動機の
特性に関する研究

昭和 45 年 3 月

堀　　孝　　正

内　容　梗　概

本論文は「電圧調整方式における誘導電動機の特性に関する研究」と題して，2編12章から構成されている。

第1編は「2次電圧調整方式における誘導電動機の特性」に関する研究で各章の内容を要約すると次の通りである。

第1.1章：従来，誘導電動機の速度制御方式として，2次回路に回転形の周波数変換機を接続した2次電圧調整方式が知られているが，静止整流器の発達につれ回転機を用いて周波数変換していた部分を静止化した2次電圧調整方式が実用化されるようになってきた。しかし，この種の整流器を用いた2次電圧調整方式における誘導電動機の特性に関する検討は，実測値をもとにした説明，あるいは従来の整流回路理論をもとにした定性的な説明に終っていた。そこで第1編では，誘導電動機の特性を理論的に解析し，特性計算式を確立した。以下の説明で2次電圧調整方式とは，周波数変換機を整流回路におきかえ静止化した方式を意味する。

第1.2章：2次電圧調整方式は，誘導電動機の2次回路に接続する周波数変換回路の方式によって，間接式周波数変換回路を用いる直流制御方式と，直接式周波数変換回路を用いる交流制御方式に分けられる。ここで取り上げるのは，直流制御方式のうち，他励式の3相ブリッジ整流回路（サイリスタもしくはダイオードで構成）を用いる方式である。誘導電動機の特性を解析するために，等価回路を説明し，解析の手順を明らかにした。

第1.3章：2次電圧調整方式における誘導電動機は，等価回路では3相ブリッジ整流回路の交流側に入っているので，誘導電動機の特性は整流回路の動作状態に依存する。従来，整流回路の解析は数多く行なわれているが，交流側の抵抗分を考慮して，転流現象と交流側電流の関係を解析したものは見られない。そこで，3相ブリッジサイリスタ整流回路と3相ブリッジダイオード整流回路について，交流側の抵抗分とリアクタンス分を考慮して，重なり角と有効電流，無効電流，各相電流実効値等の関係を解析し，各電流を簡単な式にまとめた。また，整流回路の特性を計算する際，交流側の抵抗分を無視して求まる転流時の短絡電流 I_{sm} と直流電流 I_d との比 I_d/I_{sm} が有効な変数として利用できることを明らかにし，I_d/I_{sm} と誘導電動機単独運転時のトルクの関係を解析した。

第1.4章：3相ブリッジサイリスタ整流回路の特性が明らかとなったので，その結果を

使用して，2次に3相ブリッジサイリスタ整流回路を接続した誘導電動機の電動機領域（同期速度以下の領域）ならびに発電機領域（同期速度以上の領域）の特性を，励磁電流による重なり角の増加を考慮して，無負荷から定格電流近傍までの範囲にわたって解析し，計算値と実測値がよく一致することを示した。トルクを大きくしようとすれば，制御角を0°あるいは180°に設定すればよいが，同期速度付近では重なり角が大きくなり，転流上の問題から速度制御範囲が制限される。しかし，従来不可能であった同期速度以上での高速度運転が可能となったので，新しい適用分野が期待できる。

第1.5章：3相ブリッジダイオード整流回路の特性が明らかとなったので，その結果を使用して，2次に3相ブリッジダイオード整流回路を接続した誘導電動機の電動機領域ならびに発電機領域の特性を，励磁電流による重なり角の増加を考慮して，無負荷から過負荷（2次電流換算で200%前後）の範囲にわたって解析し，計算値と実測値がよく一致することを示した。また，同期速度近傍では，整流回路の重なり角が大きくなり，2次電流波形が正弦波に近づく結果，誘導電動機の特性を，誘導電動機単独運転時の特性に一致できることを理論的に明らかにし，実際の電動機で確認した。ここで求めた特性計算式は現在1万kW級の大容量機の設計々算に実用されている。

第1.6章：2次電圧調整方式においては，整流回路に基づく2次高調波電流のために1次電流が脈動する。その脈動の周波数を解析し，計算値と実測値がよく一致することを示した。従来，すべりが1/3近傍で，1次電流が脈動することが経験的に知られていたが，この解析により，脈動は全速度範囲にわたって存在すること，すべりが1/3のところでは，2次の5倍高調波が基本波と同一の周波数となって1次回路にあらわれるため脈動が最も大きくなることを明らかにした。

第1.7章：2次電圧調整方式のうち，3相ブリッジサイリスタ整流回路を用いる方式ではサイリスタの点弧回路が必要である。そこで点弧回路として，磁気式周波数逓倍器を用いる方式を開発した。磁気式周波数逓倍器の電圧と電流の関係を理論的に解析し，電圧，電流波形を正弦波に近づけるような巻数の設計法を明らかにした。開発した設計式をもとにして製作したサイリスタ点弧用9倍器が低周波（5Hz）まで確実に動作することを確認し，また，電圧と電流の関係の計算値と実測値を比較し，両者がよく一致することを示した。これにより，サイリスタ点弧用磁気式周波数逓倍器の設計法が確立された。

第1.8章：結言として，以上の研究結果の要約と，この研究により2次電圧調整方式における誘導電動機の特性が明らかとなったことを述べた。

第2編は「1次電圧調整方式における誘導電動機の特性」に関する研究で各章の内容を要約すると次の通りである。

第2.1章：従来から，誘導電動機の1次側に可飽和リアクトルを入れ，その励磁電流を調整することによって，誘導電動機に加わる1次電圧を変え速度を制御する方式が知られている。最近になって，可飽和リアクトルのかわりに逆並列接続したサイリスタを用いる1次電圧調整方式（これを1次サイリスタ制御方式と呼ぶ）が実用化されるようになってきた。この方式では，サイリスタで電圧が開閉されるために，誘導電動機の1次電流に多くの高調波分が含まれることが欠点である。この欠点を解決するために，整流回路では交流電流の高調波分が少ないことに着目して,誘導電動機1次巻線の中性点側を各相分離し，そこに3相ブリッジダイオード整流回路を接続した1次電圧調整方式（これを中性点分離整流方式と呼ぶ）を開発した。

第2.2章：1次サイリスタ制御方式における誘導電動機の特性解析は2，3試みられてはいるが，1サイクルの間に単相状態と3相状態が過渡的にくりかえされる状態が定常状態となるので，現象の理論的把握がむずかしく，計算値と実測値の一致にはいたっていない。そこで，まず，1次サイリスタの点弧基準電圧は固定電圧で，点弧信号として幅の広いパルスが必要であることを明らかにし，そのような点弧信号を用いて，サイリスタの点弧角と誘導電動機の電流，力率，トルクの関係を1相制御，2相制御，3相制御について，実測値をもとに正規化し一般化した。これにより，1次サイリスタ制御方式における誘導電動機の特性が明らかになった。

第2.3章：中性点分離整流方式における誘導電動機は，等価な抵抗とリアクタンスの直列回路とみなせることを明らかにし，この回路に第1編第1.3章で解析した3相ブリッジダイオード整流回路におけるI_d/I_{sm}と有効電流，無効電流，各相電流実効値の関係を適用して，誘導電動機の入力，電流，力率，トルクの関係を解析し，計算値と実測値の比較を行ない，両者がよく一致することを示した。これにより，中性点分離整流方式における誘導電動機の特性が明らかになった。

第2.4章：結言として，以上の研究結果の要約と，この研究により1次電圧調整方式における誘導電動機の特性が明らかとなったことを述べた。ここで求めた特性計算図式は，現在，設計々算に実用されている。

目　　次

使用する主な記号

a	誘導電動機の巻線比
α	制御角，点弧角
α_o	抵抗分による位相のずれを考慮した制御角
β	消弧角
θ_d	抵抗分による位相のずれ
$\cos\varphi$	誘導電動機の正弦波運転時の1次力率
$\cos\phi_1$	誘導電動機の歪み波運転時の1次力率
$\cos\varphi_2$	誘導電動機の2次力率
$\cos\varphi_m$	誘導電動機の1次力率の最大値
E	整流回路の直流電圧
E_2'	停止時における誘導電動機の2次電圧E_2の1次換算値
E_f	整流回路の順方向降下電圧
f	電源周波数
f_o	1次電流の脈動周波数
F	逓倍器の起磁力
F_a	有効電流に関係した関数
F_b	無効電流に関係した関数
F_p	鉄心磁束が飽和する点における起磁力
γ	制御進み角
γ_o	抵抗分による位相のずれを考慮した制御進み角
I_o	励磁電流
I_1	1次電流
I_2	2次電流
I_3	3相正弦波運転時における1次電流
I_α	点弧角αにおける1次電流
I_{a1}	有効電流
I_{b1}	無効電流

I_d	直流電流
I_E	各相電流
I_F	基本波電流
I_H	高調波電流
I_L	逓倍器の1次巻線電流（各相平衡電圧で励磁される場合）
I_s	転流時の短絡電流（抵抗分とリアクタンス分を考慮）
I_{sm}	転流時の短絡電流（リアクタンス分のみ考慮）
I_U	点弧角αにおけるU相電流
I_V	点弧角αにおけるV相電流
I_W	点弧角αにおけるW相電流
K_E	各相電流に関係した関数
m	周波数の逓倍数
n	相数もしくは次数
N	逓倍器の2次巻数もしくは回転数
N_o	逓倍器の1次巻数の最大値（各相平衡電圧で励磁される場合）もしくは同期速度
φ	正弦波電圧と正弦波電流の位相差
ϕ_p	鉄心が飽和する点の磁束
P_o	誘導電動機の出力
P_1	誘導電動機の入力
P_τ	誘導電動機のトルク（同期ワット）
R	整流回路交流側の抵抗
R_o	誘導電動機の励磁損に見合った1相当りの等価抵抗
R_1	誘導電動機1次1相当りの抵抗
R_2	誘導電動機2次1相当りの抵抗
R_M	誘導電動機の1相当りの等価抵抗
s	すべり
T	リアクタンス分を抵抗分で除した値（＝X／R）
τ	トルク

τ_1	単相正弦波運転時のトルク
τ_3	3相正弦波運転時のトルク
τ_α	点弧角αにおけるトルク
u	整流回路の重なり角（リアクタンス分のみ考慮。等価重なり角）
u_o	整流回路の重なり角（抵抗分とリアクタンス分考慮）
v	逓倍器の単位巻数当りの誘起電圧（磁束不飽和領域における値）
$\triangle v$	逓倍器の単位巻数当りの誘起電圧（磁束飽和領域における値）
V	相電圧
X	整流回路交流側のリアクタンス
X_0	誘導電動機の1相当りの励磁リアクタンス
X_1	誘導電動機1次1相当りの漏れリアクタンス
X_2	誘導電動機2次1相当りの漏れリアクタンス
X_M	誘導電動機の1相当りの等価リアクタンス

第1編　2次電圧調整方式における誘導電動機の特性

1.1 緒　言

誘導電動機の速度制御方式として，2次回路に回転形の周波数変換機を接続した2次電圧調整方式が知られているが[1.1]，静止整流器の発達につれ，従来回転機を用いて周波数変換していた部分を静止化した2次電圧調整方式が[1.2)〜1.5]実用化されるようになってきた。[1.6)〜1.13]

以下，ここで取り上げる2次電圧調整方式とは，周波数変換機を半導体整流回路におきかえ静止化した方式を意味する。

2次電圧調整方式では，誘導電動機は整流回路の交流側に入っているので，誘導電動機の特性を解析するには，抵抗分およびリアクタンス分を考慮した整流回路の交流側での解析が必要となってくる。従来，整流回路の解析は数多く行なわれているが，転流時の現象に関しては，交流側の抵抗分は小さいとして無視していた。[1.14)〜1.16] そのため，2次電圧調整方式における誘導電動機の特性に関しては，計算値と実測値の一致は得られず，特性の定性的な説明に終っていた。[1.2)〜1.5]

筆者は，(1)整流回路について，交流側の抵抗分とリアクタンス分を考慮して，有効電流，無効電流，各相電流実効値，重なり角，制御角等の関係を明らかにし，[1.17)〜1.21] この結果を利用して，2次電圧調整方式における誘導電動機の特性を解析し，計算値と実測値を比較検討した。[1.22)〜1.27]

(2) 2次電圧調整方式では，誘導電動機の2次回路に接続される整流回路のために，2次電流には高調波分が含まれる。この高調波分は回転数によって種々の周波数となって1次回路にあらわれ，1次基本波電流を脈動させる。この脈動の周波数と回転数との関係を解析し，計算値と実測値を比較検討した。[1.28]

(3) 2次電圧調整方式において，誘導電動機2次回路のサイリスタ整流回路を点弧するには，誘導電動機2次周波数に同期した信号と，その信号をサイリスタ点弧信号に変換する回路が必要である。このための回路として，磁気式周波数逓倍器を利用した点弧回路を開発した。[1.34)〜1.35] 解析式をもとに製作したサイリスタ点弧用9倍器の低周波領域までの特性を実測し，計算値との比較検討を行なった。

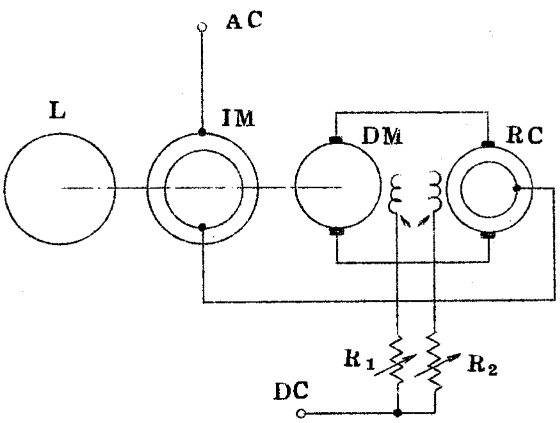
第1編では，以上の研究結果について記述する。

1.2　2次電圧調整方式

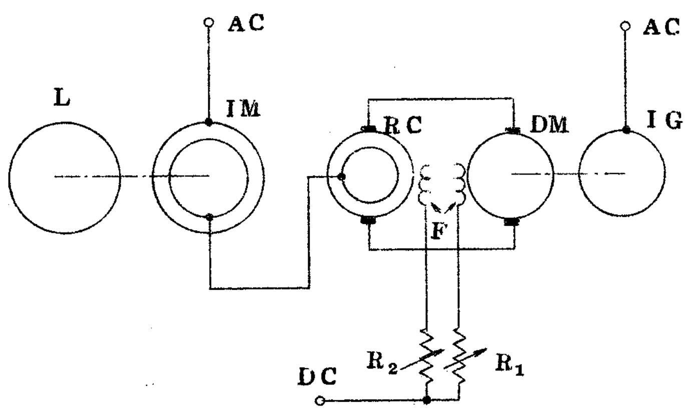
1.2.1　2次電圧調整方式

誘導電動機の2次電圧調整方式とは，誘導電動機の2次回路の電圧を調整することによって速度を制御する方式である。

2次電圧調整方式として，従来から，図1.2.1に示すように，誘導電動機2次回路のすべり電力を回転変流機を用いて周波数変換し，この電力を機械系（クレーマ方式）あるいは電気系（セルビウス方式）に返還する方式（2次励磁方式）が知られている。同図で，直流電動機の界磁電流を調整すれば，界磁電流の大きさに見合った直流電圧が，回転変流機によって，誘導電動機の2次すべり周波数の電圧に変換されて，誘導電動機の2次回路に加わり，速度が制御できる。また，回転変流機の界磁電流を調整すれば，誘導電動機の2次誘起電圧と2次電流との位相が変わり，誘導電動機1次側の力率が改善される。



(a)　クレーマ方式



(b)　セルビウス方式

IM：被制御誘導電動機
L　：IM用負荷
DM：直流電動機 ┐
RC：回転変流機 ├ 補機回路
IG：誘導発電機 ┘

R_1：速度調整用可変抵抗
R_2：力率調整用可変抵抗
F　：界磁巻線

図1.2.1　誘導電動機の2次電圧調整方式

図1.2.1で，誘導電動機のトルク（同期ワット）P_Tは，すべりsが1における1相当りの2次誘起電圧E_2に対する2次電流I_2の位相差をφ_2とすれば，3相の場合次式で表わされる。

$$P_\tau = 3E_2 I_2 \cos\varphi_2 \qquad (1.2.1)$$

誘導電動機の出力P_0は，

$$P_0 = (1-s)P_\tau \qquad (1.2.2)$$

誘導電動機内部の損失を無視すれば，誘導電動機1次側の入力P_1，2次側の入力P_2は，

$$P_2 = sP_\tau \qquad (1.2.3)$$

$$P_1 = P_0 + P_2 = P_\tau \qquad (1.2.4)$$

図1.2.2に，P_1，P_2，P_0の関係をすべりの正負にわたって示す。同図で，sが正で，P_τが正，負の領域をそれぞれⅠ，Ⅱ，sが負で，P_τが正，負の領域をそれぞれⅢ，ⅣとすればP_τが正のⅠ，Ⅲの領域では，$\cos\varphi_2$が正，逆に，P_τが負のⅡ，Ⅳの領域では$\cos\varphi_2$が負になっている。$s=1$では，$P_0=0$で，P_1，P_2の絶対値は等しく，$s=0$では$P_2=0$で，P_1，P_0の絶対値が等しくなる。P_2は，2次回路の周波数変換機の容量に相当するので，sが零に近い同期速度近傍では，周波数変換機の容量は小さくてすむが，速度制御範囲を広くとれば，その容量も大きくなる。このため，従来の2次電圧調整方式では，補機回路に回転変流機を用いている関係上，その容量に限度があり，一般に，速度制御範囲は同期速度近傍に限られていた。

一方，近年半導体整流器の発達はめざましく，これを誘導電動機の2次回路に適用し，従来，回転機を用いて周波数変換していた部分を静止化した2次電圧調整方式が検討されている。この方式によれば，広範囲な速度制御が可能である。

整流回路を用いた誘導電動機の2次電圧調整方式には，図1.2.3に示すように，クレーマ方式とセルビウス方式がある。[1.36]

クレーマ方式では，誘導電動機の速度制御は，直流電動機の界磁電流の調整によって行なう。その場合，CONV.1の制御角αを調整すれば，誘導電動機の2次力率$\cos\varphi_2$（図1.2.2参照）

$$\cos\varphi_2 \simeq \cos\alpha \qquad (1.2.5)$$

が悪くなるので，制御角は一定に保たれる。界磁電流と，制御角の調整が併用されるのは，起動ならびに，送風機負荷のように，低速度で所要トルクの減少する場合である。

セルビウス方式には，直流制御方式と交流制御方式とがある。直流制御方式は，すべり電力を電気系に返還するのに，間接式周波数変換回路（交流・直流・交流変換回路：整流回路とインバータ回路の組み合わせ回路）を用いる方式で，誘導電動機の速度制御は

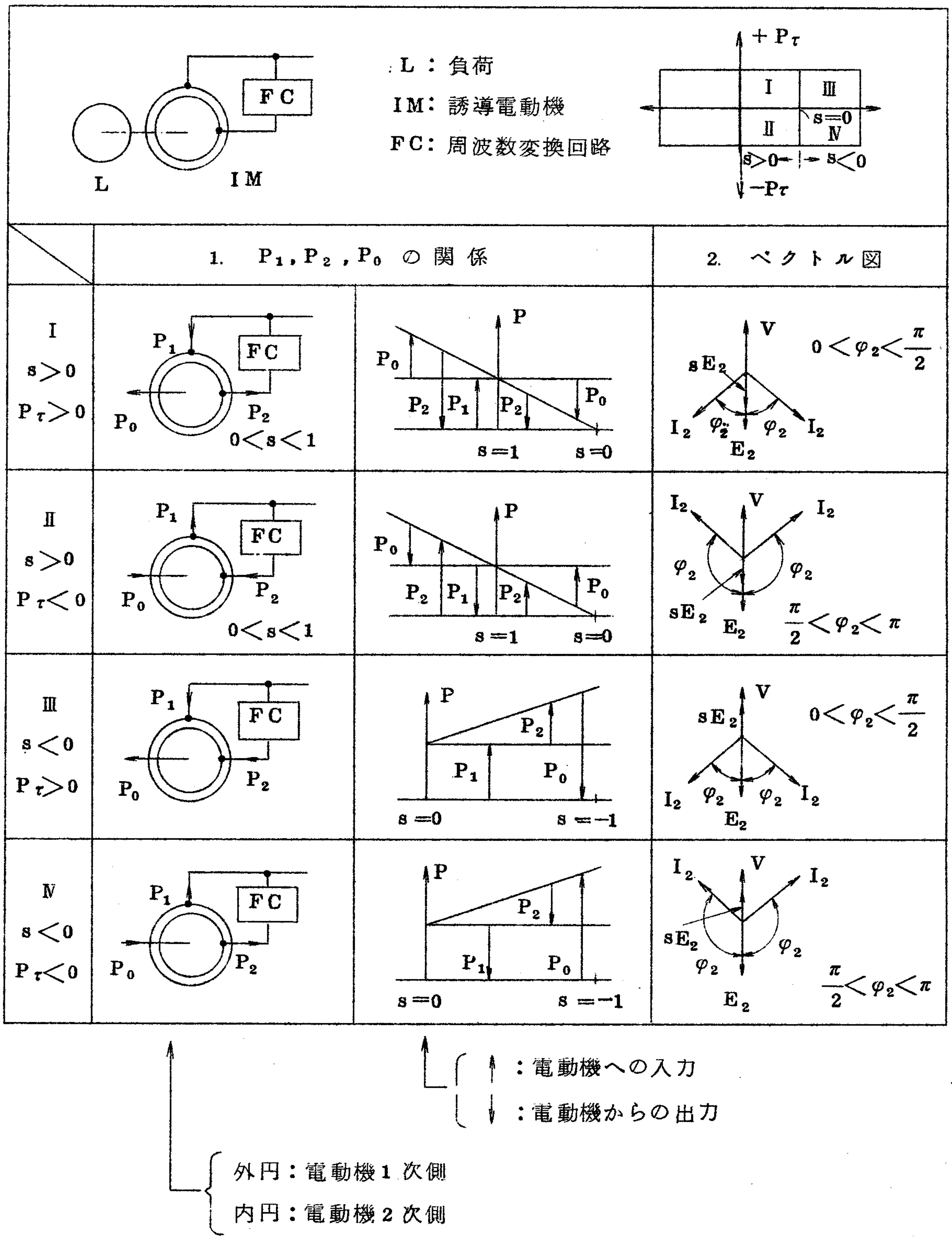
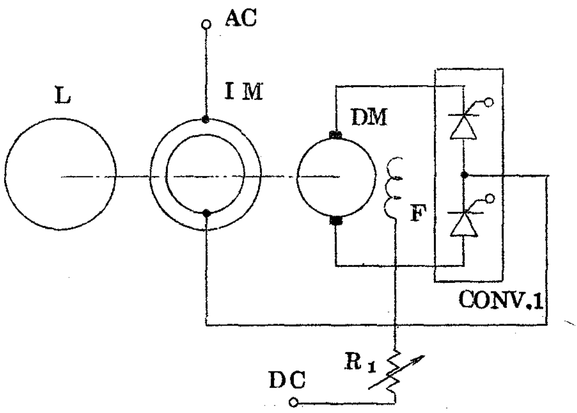
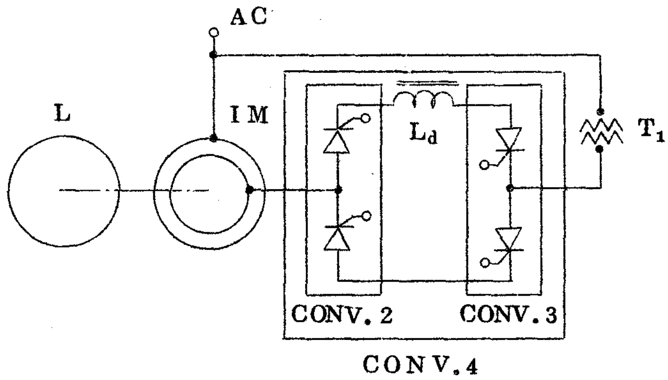


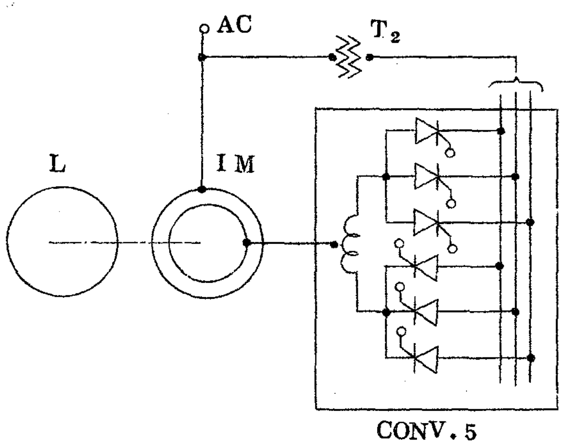
図 1. 2. 2　2次電圧調整方式における入力と出力の関係



(a)　クレーマ方式



(b)　セルビウス方式
（直流制御方式）



(c)　セルビウス方式
（交流制御方式）

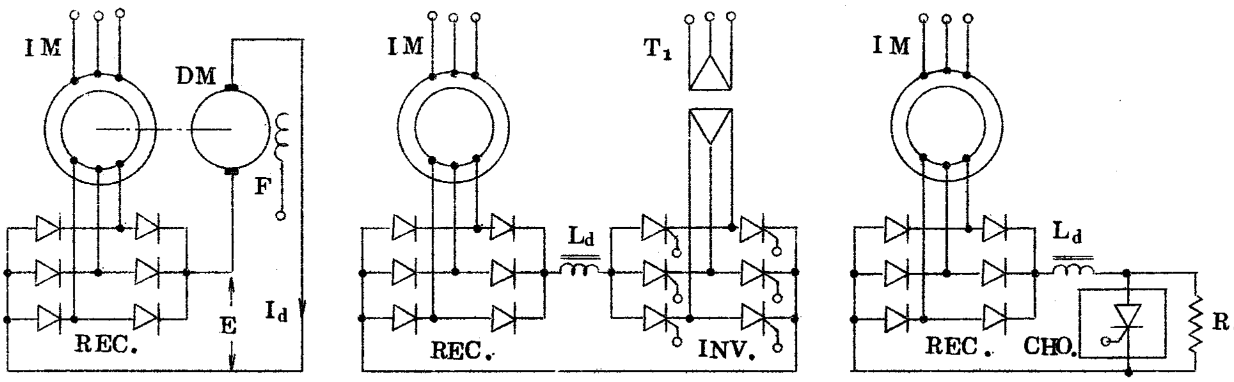
IM　：被制御誘導電動機
L　：IMの負荷
DM　：直流電動機
CONV. 1〜3　：整流回路もしくはインバータ回路
CONV. 4　：間接式周波数変換回路
CONV. 5　：直接式周波数変換回路
L_d　：平滑リアクトル
T_1, T_2　：変圧器
R_1　：速度調整用抵抗

図 1. 2. 3　整流回路を用いた誘導電動機の2次電圧調整方式

CONV.3 の制御角の調整によって行なう。CONV.2 として自励式（サイリスタの転流および消弧用電力を回路自体の中にもつ方式）のものを用いれば，CONV. 2 の制御角の調整によって，同期速度の上下にわたる速度制御が可能であるが[1.37),1.38)]，他励式（転流および消弧用電力を交流電源側からとる方式）のものを用いれば，同期速度近傍では重なり角が増加し，転流余裕角が減少することならびに誘導電動機2次電圧波形の歪みが大きくなること等のため，安定な運転はできない。また，この直流制御方式では，誘導電動機の2次力率は（1.2.5）式の関係でしか調整できないので，誘導電動機1次側の力率改善は不可能である。一方，交流制御方式は，すべり電力を電気系に返還するのに，直接式周波数変換回路（交流・交流変換回路：サイクロコンバータ）を用いる方式で，誘導電動機の速度制御は，CONV. 5 を通して，誘導電動機2次回路に加える電圧の大きさ，ならびに位相を調

整して行なう。この方式では，誘導電動機1次側の力率改善が可能である。

図1.2.3の方式の特殊な場合として，図1.2.4に示すように，CONV.1，2を非制御整流器（ダイオード）で構成する2次電圧調整方式がある。同図（b－2）はセルビウス方式の一変形方式で，2次回路の電力を抵抗損失として捨て去るチョッパ方式である。[1.39)]



(a) クレーマ方式　（b－1）セルビウス方式　（b－2）チョッパ方式

REC.：3相ブリッジダイオード整流回路　INV.：3相ブリッジインバータ回路　CHO.：チョッパ回路

図1.2.4　誘導電動機の2次に3相ブリッジダイオード整流回路を接続した2次電圧調整方式

本編では，図1.2.3で，CONV.1，2が他励式の3相ブリッジ整流回路で構成される2次電圧調整方式について，誘導電動機の特性を検討する。

3相ブリッジ整流回路には，非制御整流器で構成されるものと，制御整流器で構成されるものとがあるが，以下の説明で，両者を区別する必要のある場合，前者を3相ブリッジダイオード整流回路，後者を3相ブリッジサイリスタ整流回路と呼ぶ。また，制御上からみたとき，前者は後者の特別な場合，すなわち，制御整流器で点弧信号が常時加えられている場合に相当するので，両者を区別して図示する必要のある場合を除いて，整流器は制御整流器で代表する。

1.2.2　2次に3相ブリッジ整流回路を接続した誘導電動機の等価回路

図1.2.3，図1.2.4で，2次に3相ブリッジ整流回路を接続した誘導電動機の等価回路は，2次側を1次側に換算して，図1.2.5で表わせる。同図(b)は，誘導電動機の励磁電流の定格1次電流に対する割合が少ない（50％程度以下）場合，ならびに，励磁電流によ

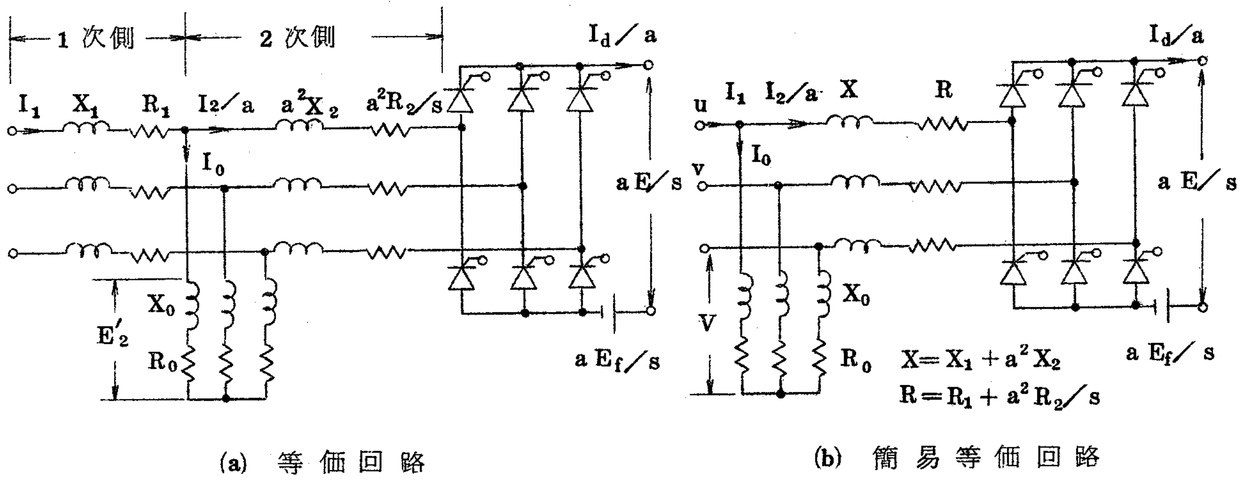


図 1. 2. 5　2 次に 3 相ブリッジ整流回路を接続した誘導電動機の等価回路

る 1 次インピーダンス降下が電源電圧にくらべて問題とならないほど小さい場合に，同図(a)の等価回路を簡略化したものである。なお，電動機電源側のリアクタンスおよび抵抗は X_1，R_1 に，整流回路の順方向降下電圧 E_f は直流電圧に加えて考慮する。

以下の章では，図 1. 2. 5 の等価回路をもとに誘導電動機の特性を解析する。解析の手順は（詳細は図 1. 4. 1，図 1. 5 1 参照）

(1) 誘導電動機は整流回路の交流側に入っているので，誘導電動機の特性は整流回路の動作状態に依存する。そこで，3 相ブリッジ整流回路の抵抗分とリアクタンス分を考慮して重なり角と，有効電流，無効電流，各相電流実効値等の関係を解析する。

(2) 第(1)項の解析結果を図 1. 2. 5 (b)で表わせる誘導電動機について実験的に確認する。

(3) 上記第(1)，(2)項の結論を図 1. 2. 5 (a)の回路に適用し，2 次に 3 相ブリッジ整流回路を接続した誘導電動機の特性を解析する。その場合，誘導電動機では一般に，電源電圧に対する 1 次側のインピーダンス降下の割合が少ない（定格電流で 1 5 % 前後）こと，1 次電流に含まれる高調波分（整流回路に基づくもの）の割合が少なく，1 次電流はほとんど，基本波分のみとみなせること等を利用する。

(4) 計算値と実測値を比較する。

まず，上記第(1)項に関連して，次章において 3 相ブリッジ整流回路を解析する。

1. 3　3相ブリッジ整流回路の解析

図1. 2. 3 (a)，(b)の2次電圧調整方式では，直流電動機の界磁電流の調整，あるいは整流回路の制御角の調整によって，誘導電動機の速度を広範囲に制御できるが，その場合，図1. 2. 5の抵抗分Rはすべりによって大きく変化する。

従来，整流回路の解析は数多く行なわれているが，整流回路の転流現象を検討する場合，交流回路の抵抗分はリアクタンス分にくらべて小さいので，その影響を無視していた。[1.14] しかし，図1. 2. 5で誘導電動機は整流回路の交流側に入っているので，誘導電動機の特性を解析するには，抵抗分を考慮した整流回路の交流側での特性を明らかにすることが必要となってくる。そこで，図1. 2. 5で，$a = 1$，$X_0 = \infty$ とおいた図1. 3. 1の3相ブリッジ整流回路で，重なり角と電流の関係を究明する。

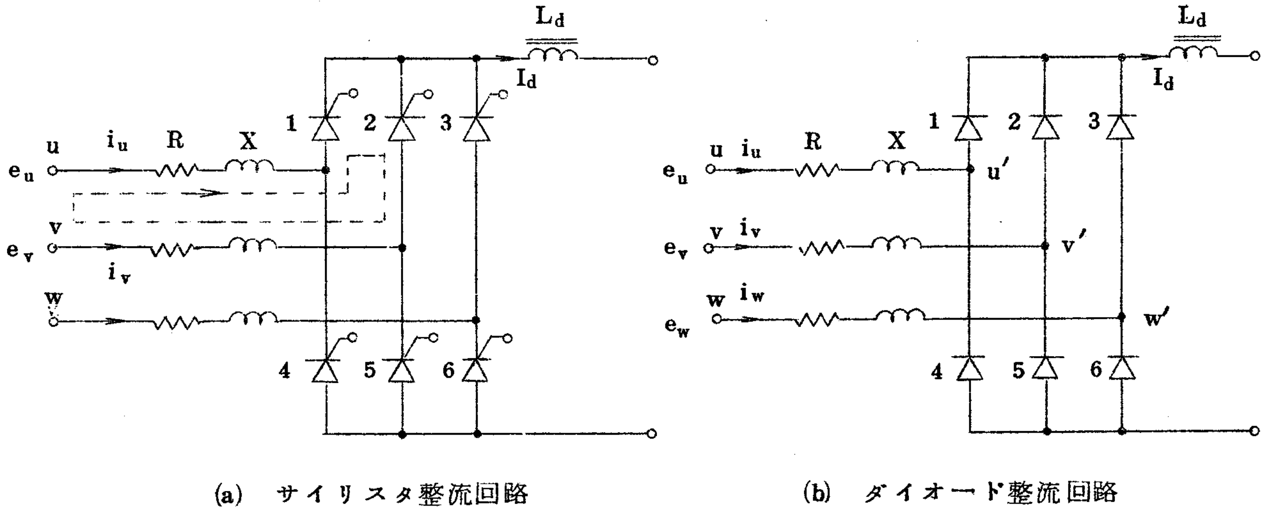


図1. 3. 1　3相ブリッジ整流回路

以下の解析では，整流回路の直流電流 I_d は完全に平滑され，整流器は理想的な特性（導通時のインピーダンスは零，非導通時のそれは無限大）をもつものとする。なお，交流側の抵抗分をR，リアクタンス分をX，u，v，w各相電源電圧を e_u，e_v，e_w 同じく，電流を i_u，i_v，i_w とし，転流時に各整流器1～6に流れる電流を i_1～ i_6 とする。

1. 3. 1　3相ブリッジサイリスタ整流回路の解析[1.27]

(1)　重なり角

図1. 3. 1 (a)のサイリスタ整流回路で，サイリスタ1から2への転流時には，同図で点線の回路が出来るので，

$$i_1 + i_2 = I_d \quad \cdots\cdots (1.3.1)$$

$$e_u - X d i_1 / d\theta - R i_1 = e_v - X d i_2 / d\theta - R i_2 \quad \cdots\cdots (1.3.2)$$

が成立する。ここで，相電圧実効値をVとして

$$\left.\begin{aligned} e_u &= \sqrt{2}\ V \cos\ (\theta + \pi/3) \\ e_v &= \sqrt{2}\ V \cos\ (\theta - \pi/3) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (1.3.3)$$

また，

$$T = \tan\varphi = X/R \quad \cdots\cdots (1.3.4)$$

$$I_s = \sqrt{6}\ V \sin\varphi / 2X \quad \cdots\cdots (1.3.5)$$

とおいて，(1.3.1)，(1.3.2) 式を $\theta = \alpha$ (α : 制御角，図1.3.2参照) で $i_1 = I_d$ としてとけば，

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= \{1 + \varepsilon^{-(\theta-\alpha)/T}\} I_d/2 - I_s \{\sin(\theta - \varphi) + \varepsilon^{-(\theta-\alpha)/T} \sin(\varphi - \alpha)\} \\ i_2 &= I_d - i_1 \end{aligned}\right\}$$

$$\cdots\cdots (1.3.6)$$

転流は $i_1 = 0$ で終るから，$i_1 = 0$ とする θ を θ_0 とおけば，

$$\{1 + \varepsilon^{-(\theta_0-\alpha)/T}\} I_d/2 = I_s \{\sin(\theta_0 - \varphi) + \varepsilon^{-(\theta_0-\alpha)/T} \sin(\varphi - \alpha)\}$$

$$\cdots\cdots (1.3.7)$$

したがって，重なり角 u_0 は，

$$u_0 = \theta_0 - \alpha \quad \cdots\cdots (1.3.8)$$

(1.3.5) 式で，$\varphi = \pi/2$ ($T = \infty$) とおいた I_s を I_{sm} で表わせば

$$I_{sm} = \sqrt{6}\ V / 2X \quad \cdots\cdots (1.3.9)$$

同じく，$T = \infty$ における u_0 を u とおけば，(1.3.7)～(1.3.9) 式から

$$\cos(\alpha + u) = \cos\alpha - I_d / I_{sm} \quad \cdots\cdots (1.3.10)$$

以上の式から，α とTを与えて，I_d / I_{sm} と u_0 の関係が求まる。

図1.3.3に，Tを助変数として，$\alpha = 30°, 45°$ (整流回路は順変換回路として動作) の場合，ならびに，$\alpha = 120°, 135°$ (整流回路は逆変換回路として動作) の場合における I_d / I_{sm} と u_0 の関係を示す。

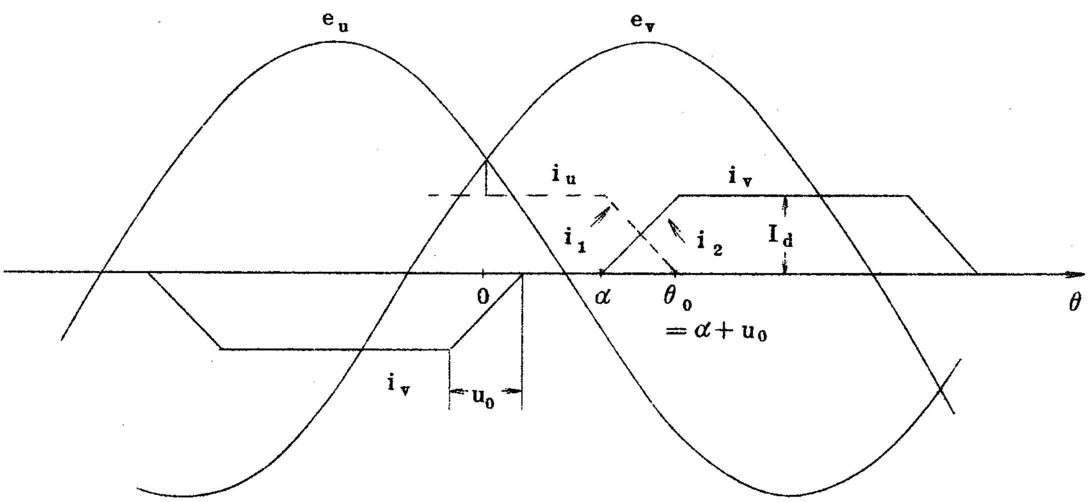


図 1. 3. 2　制御角と重なり角

(2) 電　流

サイリスタ整流回路交流側の電流は図 1. 3. 2 の i_v のようなひずみ波形の電流である。いま，ひずみ波形の電流の基本波分の有効電流，無効電流各実効値をそれぞれ I_{a_1}, I_{b_1} とすれば，図 1. 3. 1 (a)で，u，v，w 端子から，整流回路の方へ入る有効電力 P_a，無効電力 P_b は，

$$P_a = 3\int_0^{2\pi} e_v\, i_v\, d\theta / 2\pi$$

$$= 3\,V\,I_{a_1} = 3\sqrt{6}\;V\,I_d\,F_a / \pi \quad \cdots\cdots (1.3.1\,1)$$

$$P_b = 3\int_0^{2\pi} \bar{e}_v\, i_v\, d\theta / 2\pi$$

$$= 3\,V\,I_{b_1} = 3\sqrt{6}\;V\,I_d\,F_b / \pi \quad \cdots\cdots (1.3.1\,2)$$

となる。ただし，$\bar{e}_v$ は e_v とは $\pi/2$ 位相がずれた電圧を意味する。たとえば，$e_v = \sqrt{2}\,V\ \sin\theta$ ならば，$\bar{e}_v = \sqrt{2}\,V\ \cos\theta$，$e_v = \sqrt{2}\,V\ \cos\theta$ ならば $\bar{e}_v = -\sqrt{2}\,V\sin\theta$ である。（1.3.1 1），（1.3.1 2）式の F_a，F_b は，転流期間 $\alpha \leq \theta \leq \alpha + u_0$ における $i_v = i_2$（（1.3.6）式参照）であることから

$$F_a = \int_\alpha^{\alpha+u_0} i_2 \sin\theta\ d\theta / I_d + \cos(\alpha + u_0) \quad \cdots\cdots (1.3.1\,3)$$

$$F_b = \int_\alpha^{\alpha+u_0} i_2 \cos\theta\ d\theta / I_d - \sin(\alpha + u_0) \quad \cdots\cdots (1.3.1\,4)$$

各相電流実効値 I_E は，基本波分，高調波分の各電流実効値を I_F，I_H とすれば，

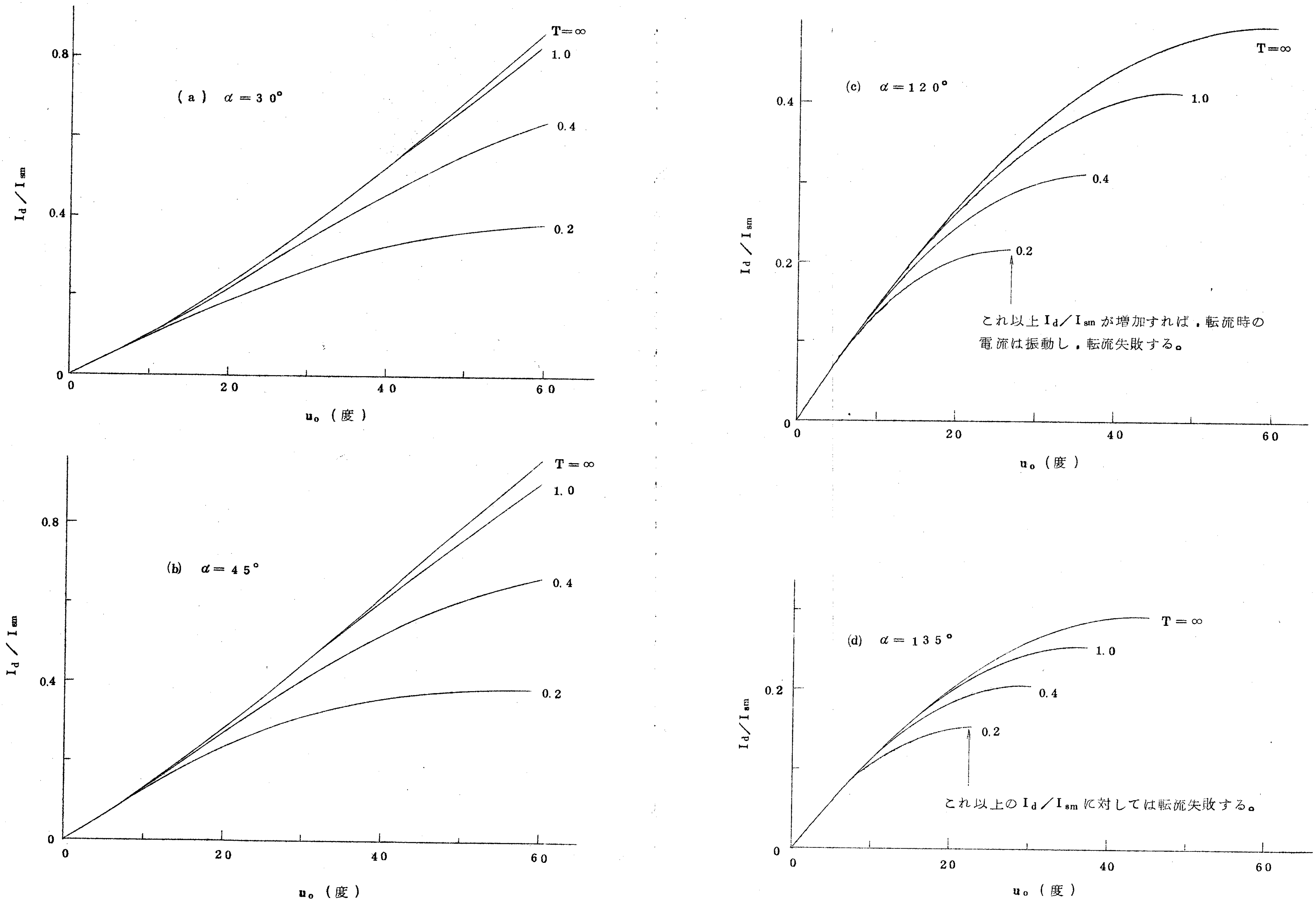


図1.3.3　I_d／I_{sm}とu_oの関係

$$I_E=\sqrt{\int_0^{2\pi} i_v^2\, d\theta / 2\pi}$$

$$=\sqrt{I_F^2+I_H^2}=I_d\sqrt{2K_E/\pi} \qquad (1.3.15)$$

(1.3.15) 式で，K_E は転流期間 $\alpha \leq \theta \leq \alpha+u_o$ における $i_v=i_2$ であることから，

$$K_E=\int_\alpha^{\alpha+u_o} i_2(i_2-I_d)\,d\theta / I_d^2+\pi/3 \qquad (1.3.16)$$

(1.3.11)〜(1.3.16) 式から，

$$\left.\begin{aligned} I_{a1}/I_d &= (\sqrt{6}/\pi)F_a \\ I_{b1}/I_d &= (\sqrt{6}/\pi)F_b \\ I_E/I_d &= \sqrt{2K_E/\pi} \end{aligned}\right\} \qquad (1.3.17)$$

と表わせる。本章では，以下ここで説明した記号をそのまま用いる。

(1.3.1)〜(1.3.17) 式から，I_{a1}/I_d，I_{b1}/I_d，I_E/I_d および I_H は表 1.3.1 で表わせる。同表中Bは，$T=\infty$ の場合で，u は (1.3.10) 式のそれに対応する。ここで，F_a，F_b，K_E の値は，

$$\begin{aligned} F_a=&\{\cos\alpha+\cos(\alpha+u_o)\}/2+\{\sin(\alpha+\varphi)-\varepsilon^{-u_o/T}\sin(\alpha+\varphi+u_o)\} \\ &\cdot\{I_{sm}\sin^2\varphi\sin(\varphi-\alpha)/I_d-\sin\varphi/2\}+\{u_o\cos\varphi \\ &-\sin u_o\cos(2\alpha+u_o-\varphi)\}I_{sm}\sin\varphi/2I_d \end{aligned} \qquad (1.3.18)$$

$$\begin{aligned} F_b=&-\{\sin\alpha+\sin(\alpha+u_o)\}/2+\{\sin u_o\sin(2\alpha+u_o-\varphi) \\ &-u_o\sin\varphi\}I_{sm}\sin\varphi/2I_d+\{\varepsilon^{-u_o/T}\cos(\alpha+u_o+\varphi)-\cos(\alpha+\varphi)\} \\ &\cdot\{\sin\varphi/2-\sin^2\varphi\sin(\varphi-\alpha)I_{sm}/I_d\} \end{aligned} \qquad (1.3.19)$$

表 1. 3. 1　有効電流，無効電流，各相電流実効値

	A (T＝任意)	B (T＝∞)
$\dfrac{I_{a1}}{I_d}$	$\dfrac{\sqrt{6}F_a}{\pi}$，(F_a＝(1.3.18)式)	$\dfrac{\sqrt{3}\{\cos\alpha+\cos(\alpha+u)\}}{\sqrt{2}\pi}$
$\dfrac{I_{b1}}{I_d}$	$\dfrac{\sqrt{6}F_b}{\pi}$，(F_b＝(1.3.19)式)	$\dfrac{\sqrt{3}\{\sin(2u+2\alpha)-\sin 2\alpha-2u\}}{2\sqrt{2}\pi\{\cos\alpha-\cos(\alpha+u)\}}$
$\dfrac{I_E}{I_d}$	$\sqrt{\dfrac{2}{\pi}}K_E$，(K_E＝(1.3.20)式)	$\sqrt{\dfrac{2}{3}}\sqrt{1-3f(u,\alpha)}$
I_H	$I_H=\sqrt{I_E^2-I_{a1}^2-I_{b1}^2}$	
$f(u,\alpha)=\dfrac{\{2+\cos(2\alpha+u)\}\sin u-u\{1+2\cos\alpha\cdot\cos(\alpha+u)\}}{2\pi\{\cos\alpha-\cos(\alpha+u)\}^2}$		

$$K_E = \pi/3 - u_o/4 + T(1-\varepsilon^{-2u_o/T})[1/4 - \sin\varphi\ \sin(\varphi-\alpha)$$
$$\cdot\{1-\sin\varphi\ \sin(\varphi-\alpha)\ I_{sm}/I_d\}\ I_{sm}/I_d]/2$$
$$+\sin^2\varphi\{\sin\alpha-\varepsilon^{-u_o/T}\sin(\alpha+u_o)\}\{2\sin\varphi\ \sin(\varphi-\alpha)$$
$$\cdot I_{sm}/I_d - 1\}\ I_{sm}/I_d + (I_{sm}/I_d)^2\sin^2\varphi\{u_o - \sin u_o$$
$$\cdot\cos(2\alpha+u_o-2\varphi)\}/2 \quad\cdots\cdots\cdots\quad (1.3.20)$$

図1.3.4に，Tを助変数として，$\alpha=30°, 45°$ならびに，$\alpha=120°, 135°$ の場合におけるI_{a1}/I_dとuの関係を，図1.3.5にI_{b1}/I_dとuの関係を，図1.3.6にI_E/I_dとuの関係を，図1.3.7にI_F/I_Eとuの関係を示す。

(3) 解析結果の検討

図1.3.3から，同一のαにおいて，Tが小さいものほど，同一のI_d/I_{sm}に対するu_oは増加することがわかる。このことは，サイリスタ整流回路が逆変換回路として働く場合，Tが小さくなれば，I_d/I_{sm}が小さいところで転流失敗しやすくなることを意味する。

図1.3.4から，αが大きくなるほど有効電流が減少すること，αが同一の場合，Tが変わっても，同一のuに対する有効電流の値はあまり変わらないことがわかる。

図1.3.5.〜図1.3.7から，αが一定の場合，Tが変わっても，同一のuに対するI_{b1}/I_d，I_E/I_d，I_F/I_Eの値は，$T=\infty$の場合のそれらの値に近い。また，図1.3.7から，各相電流実効値でみれば，基本波分がほとんどを占めることがわかる。

以上をまとめれば，サイリスタ整流回路の抵抗分は，重なり角を増す方向に作用するが有効電流の計算には，(1.3.10)式の重なり角を使用してよいことがわかる。有効電流は，(1.3.10)式の重なり角を表1.3.1 Bに代入して求まる。以下の説明では，抵抗分を交流側にもつサイリスタ整流回路で，リアクタンス分のみを考慮して求まる(1.3.10)式の重なり角を等価重なり角と呼ぶ。

1.3.2 3相ブリッジダイオード整流回路の解析[1.19)]

図1.3.1(b)に示した3相ブリッジダイオード整流回路には，重なり角u_oの大きさによって，3つのモード，すなわち，第1モード（$0\leq u_o<60°$のとき），第2モード（$u_o=60°$のとき），第3モード（$60°<u_o\leq120°$ のとき）が存在する。以下各モードについて重なり角u_oと有効電流実効値I_{a1}，無効電流実効値I_{b1}，各相電流実効値I_E等の

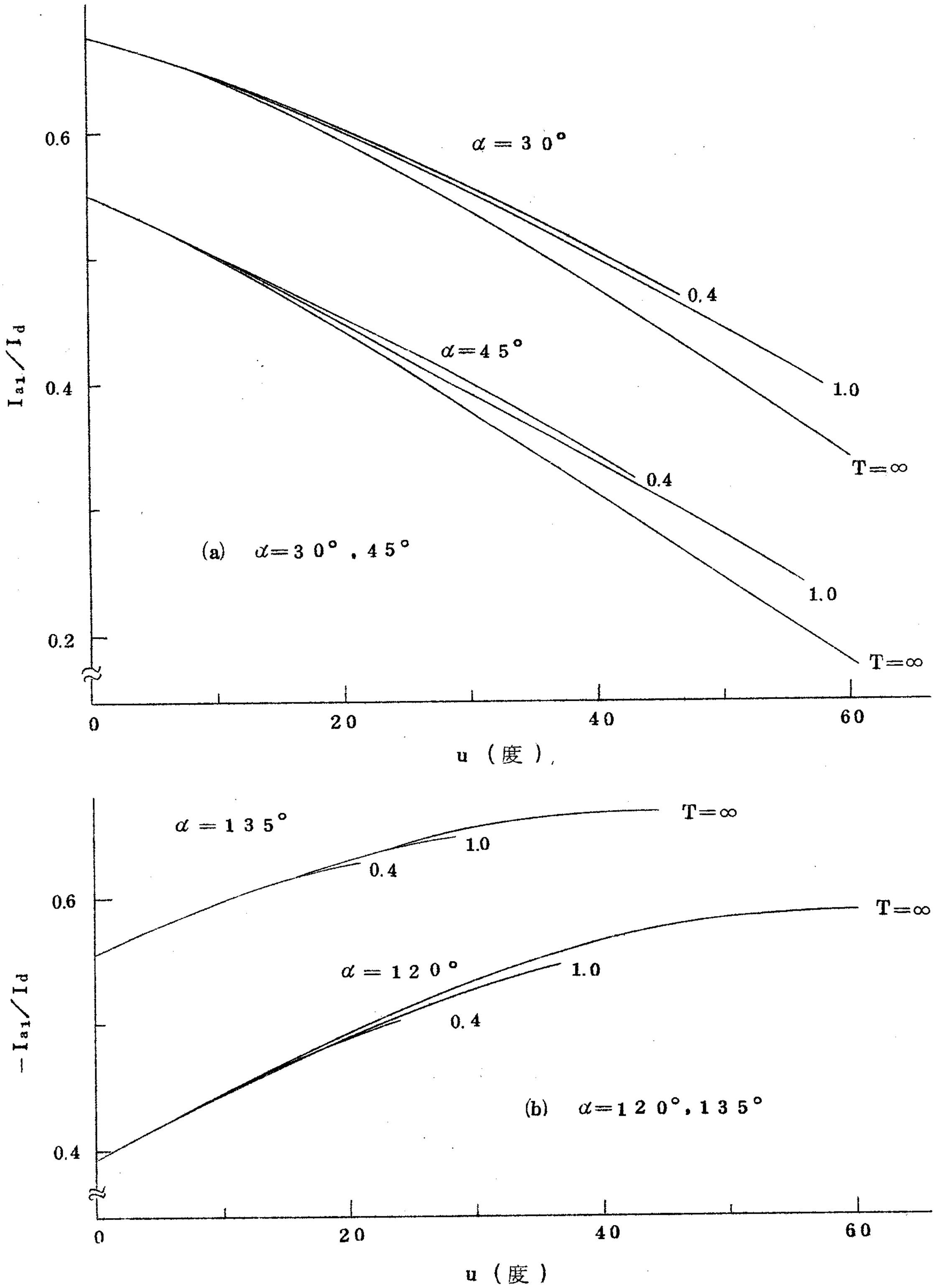


図 1. 3. 4　I_{a1}/I_d と u の関係

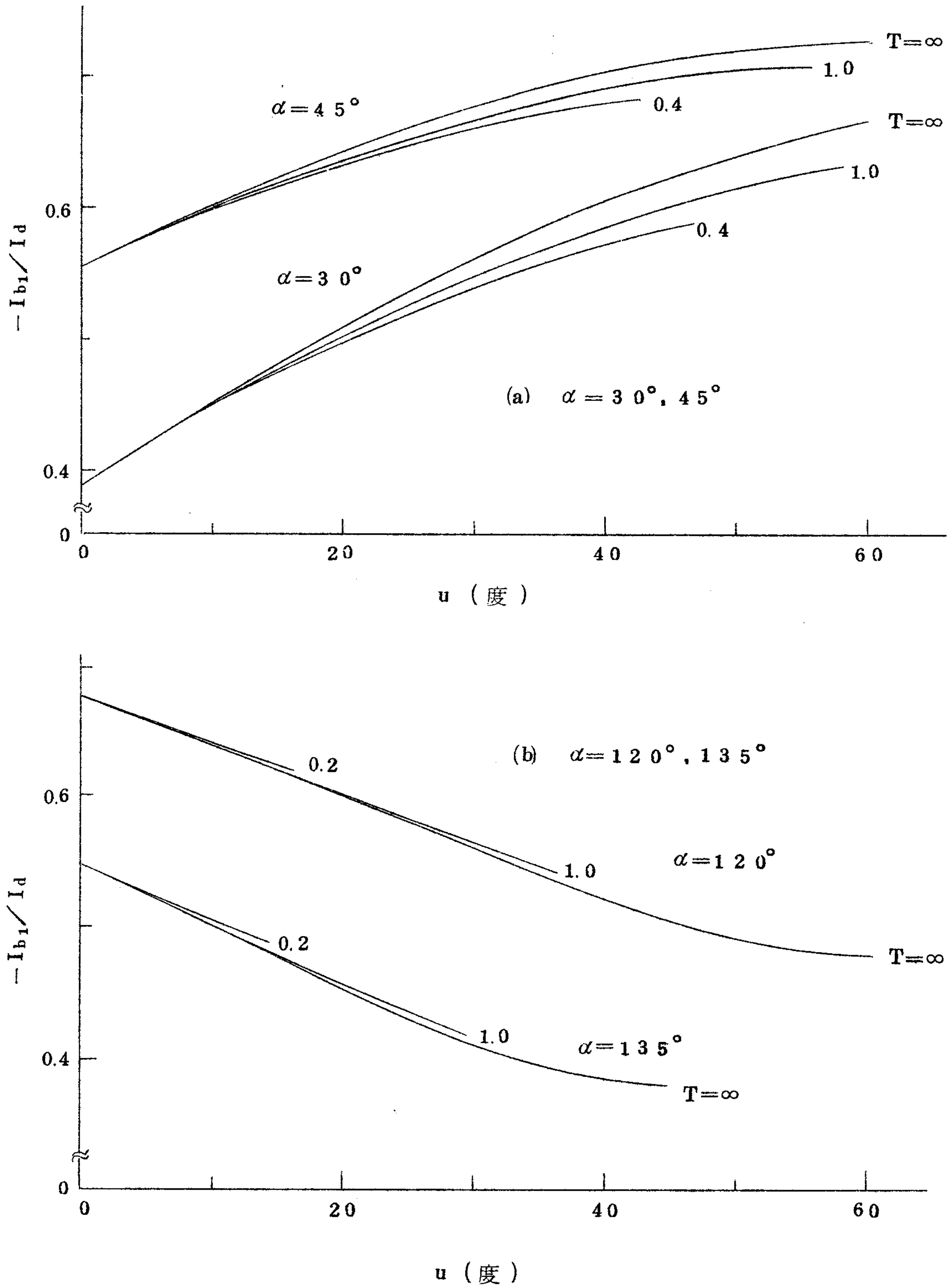


図 1. 3. 5　I_{b1}/I_d と u の関係

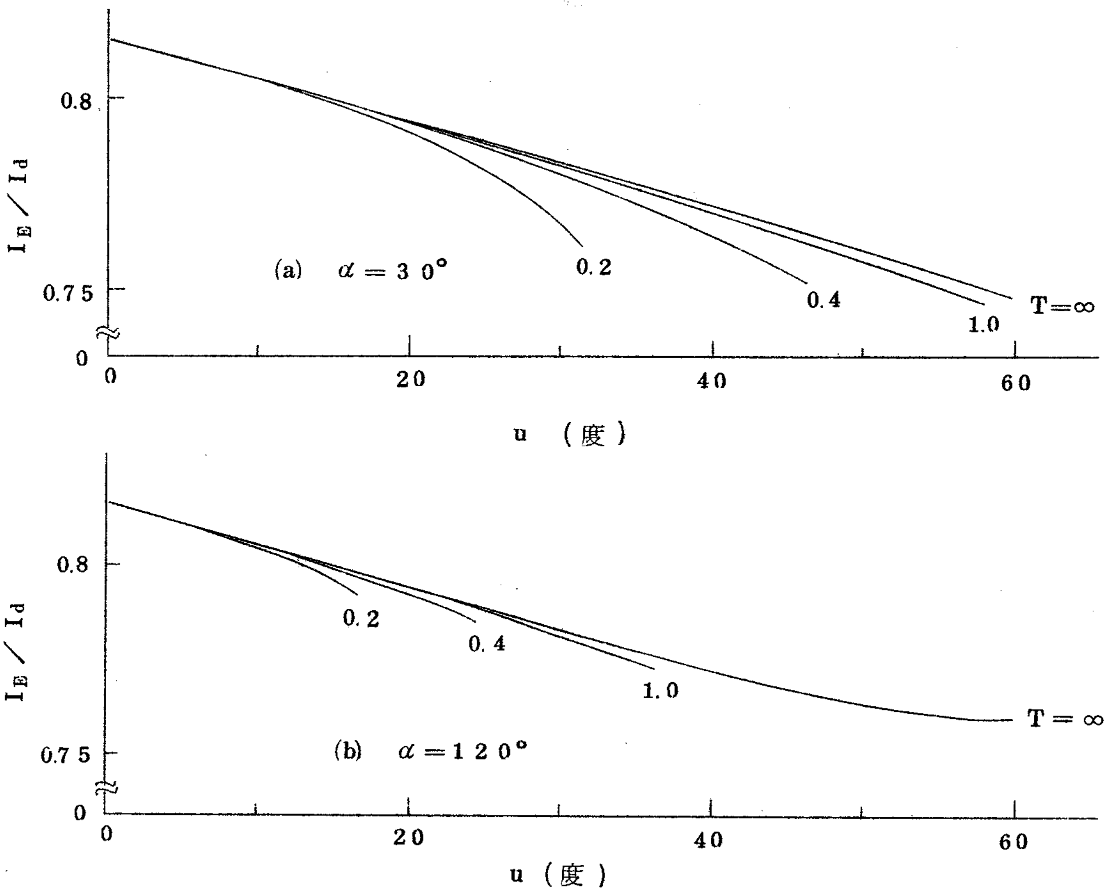


図 1. 3. 6　I_E ／ I_d と u の関係

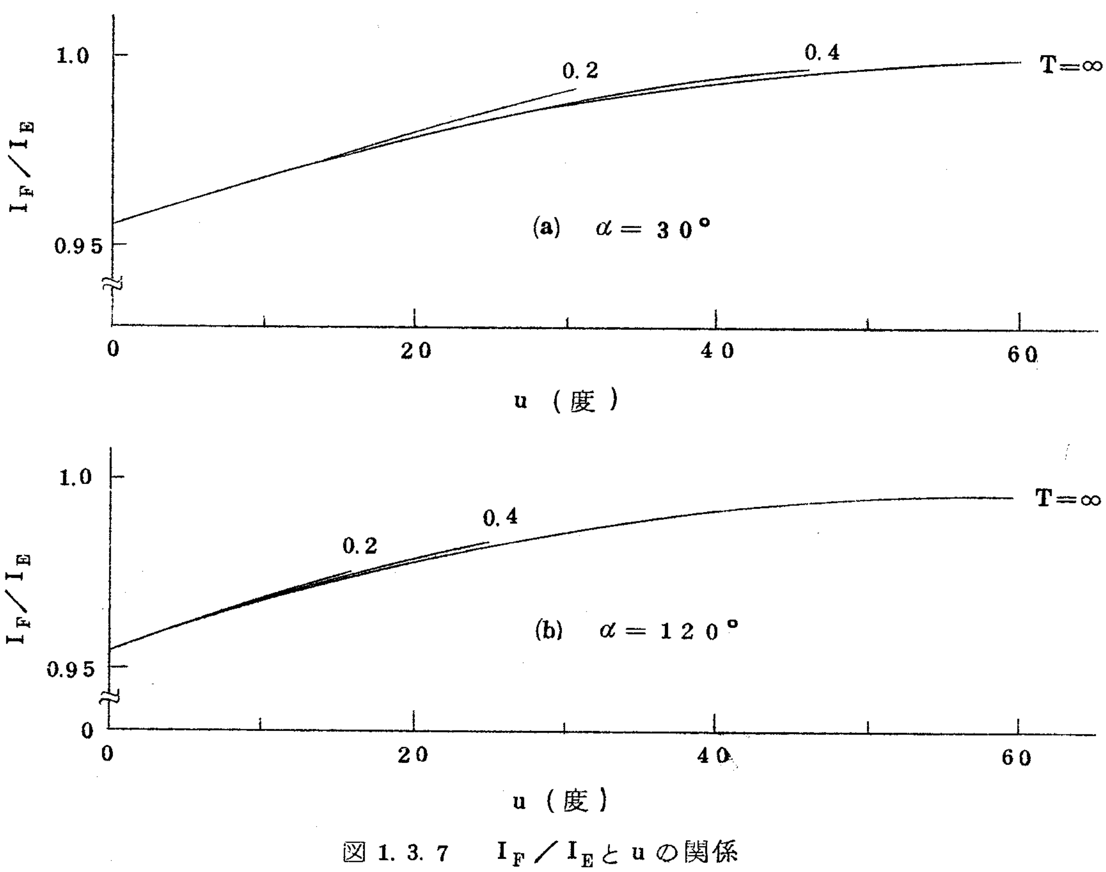


図 1. 3. 7　I_F ／ I_E と u の関係

関係を明らかにするがこれら各記号 I_{a1}，I_{b1}，I_E ならびに以下の説明で使用する F_a，F_b，K_E は，（1.3.11），（1.3.12），（1.3.15），（1.3.17）式で定義したものをそのまま使用する。

(1) 第1モードの解析

(a) 重なり角

第1モードとは，重なり角 u_0 が $0 \leq u_0 < \pi/3$ のときをいう。図1.3.8に第1モードにおける電圧，電流の位相関係と整流器の動作を示す。同図(b)で，転流期間とは，同一方向の直流電流を流すのに，2個の整流器が同時に導通する期間をいい，単流期間とは，それに対して，1個の整流器が導通する期間をいう。

いま，u相からv相への転流をとり上げる。u，v各相の電圧 e_u，e_v を，

$$\left.\begin{aligned} e_u &= \sqrt{2}\,V\cos(\theta+\pi/3) \\ e_v &= \sqrt{2}\,V\cos(\theta-\pi/3) \end{aligned}\right\} \qquad (1.3.21)$$

とする。u相の整流器1が単独で直流電流を全部負担している場合，u相には，I_dR の抵抗降下を生じ，そのため，図1.3.8(a)に示すように，u相からv相への転流は，$\theta=0$ からではなく，$\theta=-u_1$ から開始される。したがって，u_1 と I_dR の間に次式が成立する。

$$I_dR = e_u - e_v \Big|_{\theta=-u_1} = \sqrt{6}\,V\sin u_1 \qquad (1.3.22)$$

$\theta=-u_1$ までは，整流器1が単独で直流電流を全部負担しているが，$\theta=-u_1$ で整流器2に電流が流れはじめ，$i_1=0$ になるまで転流する。転流期間では，整流器1，2が同時に導通していることから次の方程式が成立する。

$$i_1 + i_2 = I_d \qquad (1.3.23)$$

$$e_u - X\,di_1/d\theta - Ri_1 = e_v - X\,di_2/d\theta - Ri_2 \qquad (1.3.24)$$

（1.3.23）式を（1.3.24）式に代入して整理すれば，

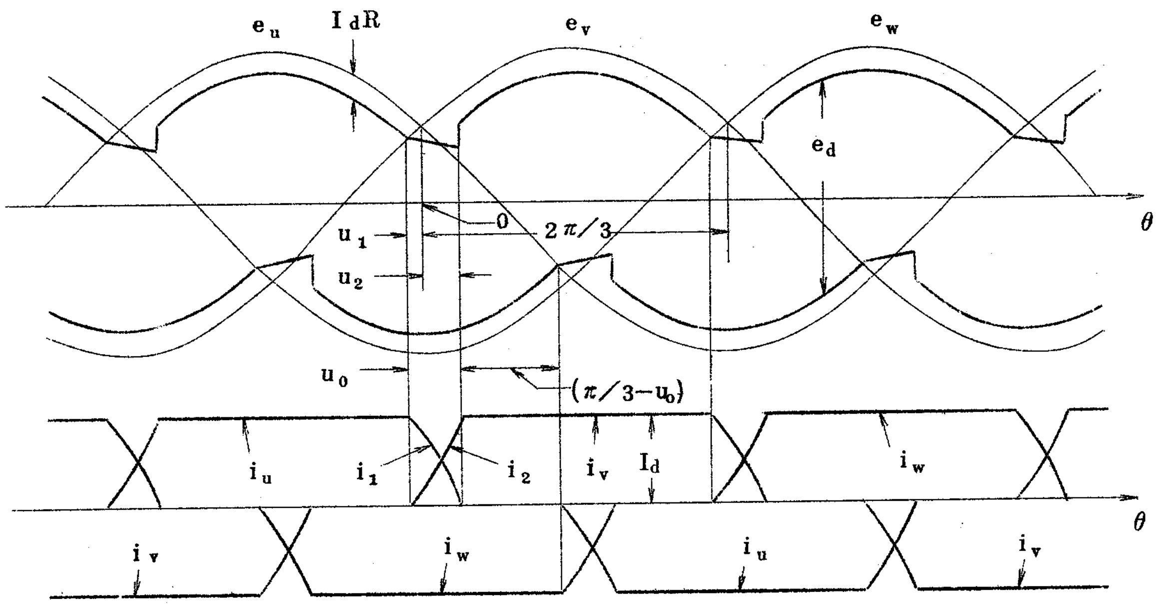
$$di_1/d\theta + i_1/T = I_d/2T - I_s\sin\theta/\sin\varphi \qquad (1.3.25)$$

ただし，

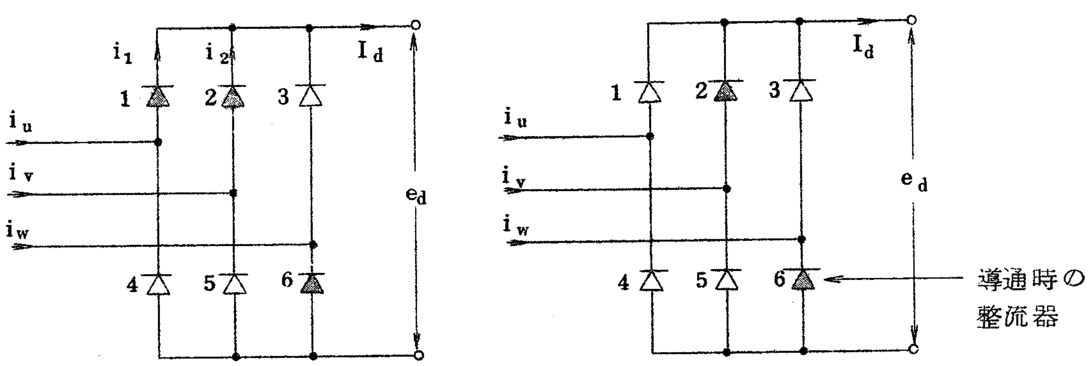
$$T = \tan\varphi = X/R \qquad (1.3.26)$$

$$I_s = \sqrt{6}\,V\sin\varphi/2X \qquad (1.3.27)$$

（1.3.25）式を，$\theta=-u_1$ で $i_1=I_d$ としてとけば，



(a) 第 1 モードにおける電圧，電流の位相関係



$-u_1 \leq \theta \leq u_2$
（転流期間）

$u_2 \leq \theta \leq (\pi/3-u_1)$
（単流期間）

(b) 各整流期間における整流器の動作

図 1. 3. 8　第 1 モードにおける電圧，電流の位相関係と整流器の動作

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= \{1+\varepsilon^{-(u_1+\theta)/T}\}I_d/2 - I_s\{\sin(\theta-\varphi)+\varepsilon^{-(u_1+\theta)/T}\sin(u_1+\varphi)\} \\ i_2 &= I_d - i_1 \end{aligned}\right\} \qquad (1.3.28)$$

転流は，$i_1=0$ で終るから，(1.3.28)式を零とする θ を u_2 とおけば，

$$\{1+\varepsilon^{-(u_1+u_2)/T}\}I_d/2 = I_s\{\sin(u_2-\varphi)+\varepsilon^{-(u_1+u_2)/T}\sin(u_1+\varphi)\} \qquad (1.3.29)$$

したがって，重なり角u_oは，u_1とu_2を加え合わせて，

$$u_o = u_1 + u_2 \quad \cdots\cdots (1.3.30)$$

で与えられる。

(1.3.27)式で，$\varphi = \pi/2$ ($T=\infty$)とおいたI_sをI_{sm}で表わせば，

$$I_{sm} = \sqrt{6}\ V / 2X = I_s / \sin\varphi \quad \cdots\cdots (1.3.31)$$

(1.3.22)，(1.3.26)，(1.3.31)式から，

$$I_d / I_{sm} = 2T \sin u_1 \quad \cdots\cdots (1.3.32)$$

と表わせる。

以上求めた式で，任意にTの値を決めれば，φの値が(1.3.26)式から求まり，(1.3.22)，(1.3.26)，(1.3.27)式を(1.3.29)式に代入すれば，(1.3.29)式はu_1，u_2のみの関数となり，(1.3.30)式からu_oが求まる。

もし，$T=\infty$ ($R=0$) ならば，$u_1=0$ となるので，$u_o=u_2=u$ とおけば，(1.3.29)，(1.3.31)式から，

$$\cos u = 1 - I_d / I_{sm} \quad \cdots\cdots (1.3.33)$$

となる。

(b) 有効電流，無効電流，各相電流実効値

有効電力P_a，無効電力P_b，各相電流実効値I_Eは，図1.3.8(a)を参照して，

$$P_a = 3\left\{\int_{-u_1}^{u_2} (e_v i_2 + e_u i_1)\, d\theta + \int_{u_2}^{2\pi/3-u_1} I_d e_v\, d\theta\right\}/\pi \quad \cdots\cdots (1.3.34)$$

$$P_b = 3\left\{\int_{-u_1}^{u_2} (\overline{e}_v i_2 + \overline{e}_u i_1)\, d\theta + \int_{u_2}^{2\pi/3-u_1} I_d \overline{e}_v\, d\theta\right\}/\pi \quad \cdots\cdots (1.3.35)$$

$$I_E = \sqrt{\left\{\int_{-u_1}^{u_2} (i_1^2 + i_2^2)\, d\theta + \int_{0}^{2\pi/3-u_0} I_d^2\, d\theta\right\}/\pi} \quad \cdots\cdots (1.3.36)$$

(1.3.34)〜(1.3.36)式のi_1，i_2に(1.3.28)式のそれを代入して，(1.3.17)式のF_a，F_b，K_Eを計算すれば，

$$F_a = \int_{-u_1}^{u_2} i_2 \sin\theta\, d\theta / I_d + \cos u_2$$

$$= (\cos u_1 + \cos u_2)/2 - \sin^2\varphi \cos(\varphi + u_1)\{\sin(u_1 - \varphi)$$

$$+ \varepsilon^{-u_0/T} \sin(u_2 + \varphi)\}/2\sin u_1 + \cos\varphi\{u_0 \cos\varphi$$

$$- \sin u_0 \cos(u_2 - u_1 - \varphi)\}/4\sin u_1 \quad \cdots\cdots (1.3.37)$$

$$F_b = \int_{-u_1}^{u_2} i_2 \cos\theta \, d\theta / I_d - \sin u_2$$

$$= (\sin u_1 - \sin u_2)/2 + \sin^2\varphi \cos(\varphi + u_1)\{\cos(\varphi - u_1)$$

$$- \varepsilon^{-u_0/T} \cos(u_2 + \varphi)\}/2 \sin u_1 + \cos\varphi \{\sin u_0 \sin(u_2 - u_1 - \varphi)$$

$$- u_0 \sin\varphi\} / 4 \sin u_1 \quad \cdots\cdots (1.3.38)$$

$$K_E = \pi/3 - u_0/4 + T(1 - \varepsilon^{-2u_0/T})[1 + \cos\varphi \sin(u_1 + \varphi)\{\sin\varphi \cos(u_1 + \varphi)$$

$$- \sin u_1\}/\sin^2 u_1]/8 - \sin^2\varphi \cos\varphi \cos(u_1 + \varphi)(\sin u_1 + \sin u_2 \, \varepsilon^{-u_0/T})$$

$$/ 2 \sin^2 u_1 + \cos^2\varphi \{u_0 - \sin u_0 \cos(u_2 - u_1 - 2\varphi)\}/8 \sin^2 u_1$$

$$\cdots\cdots (1.3.39)$$

となる。この F_a , F_b , K_E を（1.3.17）式に代入すれば，第１モードにおける各電流が求まる。

もし，$T = \infty$（$R = 0$）ならば，$u_1 = 0$ となるので，（1.3.37）～（1.3.39）式で，$u_0 = u_2 = u$ とおけば，（1.3.17）式の各値は，

$$\left.\begin{aligned} I_{a1}/I_d &= \sqrt{6}\,(1 + \cos u)/2\pi \\ I_{b1}/I_d &= \sqrt{6}\,(\sin 2u - 2u)/4\pi(1 - \cos u) \\ I_E/I_d &= \sqrt{6}\,\sqrt{1 - 3f(u)} \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (1.3.40)$$

ただし，

$$f(u) = \{(2 + \cos u)\sin u - (1 + 2\cos u)u\}/2\pi(1 - \cos u)^2$$

$$\cdots\cdots (1.3.41)$$

となる。

図 1. 3. 9 に，第１モードにおける転流時の電流波形の一例を示す。同図は，$T = 0.6$，$u_0 = 35°$ の場合で，横軸は角度，たて軸は i_2 を I_d で規格化した値を示す。同図から明らかなように，この場合における電流波形は，点線で示した直線（$\theta = 0$ で立ち上がり，（1.3.33）式できまる $\theta = u$ で $i_2/I_d = 1$ となる直線）に近い。電流波形を直線で近似すれば，

$$i_2/I_d = \theta/u \quad \cdots\cdots (1.3.42)$$

となるので，（1.3.17）式の各値は，

$$I_{a1}/I_d = \sqrt{6}\,\sin u/\pi u$$

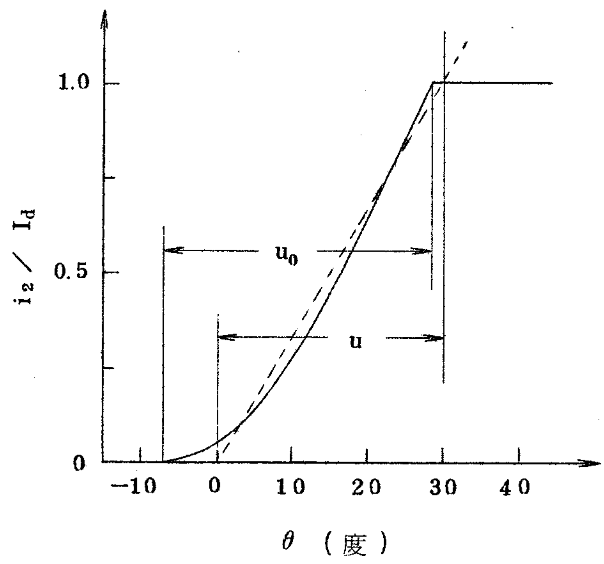


図 1. 3. 9　i_2 / I_d と θ の関係
（ $T = 0.6$, $u_0 = 35$ 度）

$$\left.\begin{aligned} I_{b1} / I_d &= \sqrt{6}\ (\cos u - 1) / \pi u \\ I_E / I_d &= \sqrt{6}\ \sqrt{1 - u / 2\pi}\ / 3 \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (1.3.43)$$

と表わせる。この式は，第 1. 5 章で使用するが実用的な特性計算に有効である。

(2) 第 2 モードの解析

(a) 重なり角

第 1 モードで，直流電流が増加すれば， $u_0 = \pi / 3$ に達し，常時転流がくりかえされるようになる。このモードが第 2 モードで， $u_0 = \pi / 3$ のときをいう。図 1. 3. 1 0 に第 2 モードにおける電圧，電流の位相関係と整流器の動作を示す。第 2 モードでは，同図に示すように，常時 3 個の整流器が導通するので，各相電流の通流角は π となる。

転流は，2 個の整流器の間で行なわれるので，転流時に成立する諸式は，第 1 モードの場合におけるものと同一である。いま $\theta = 0$ の点を，図 1. 3. 1 0 に示すように， $e_v = 0$ の点にとり， $\theta = 0$ の点から，次に転流が新しく開始するまでの角度を $\theta = \delta$ として（図 1. 3. 8 と図 1. 3. 1 0 を比較参照して），第 1 モードの場合の諸式で，

$$\left.\begin{aligned} &\theta \to (\theta - \pi / 6)\ ,\ u_0 \to \pi / 3\ ,\ u_1 \to (\pi / 6 - \delta) \\ &u_2 (= u_0 - u_1) \to (\delta + \pi / 6) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (1.3.44)$$

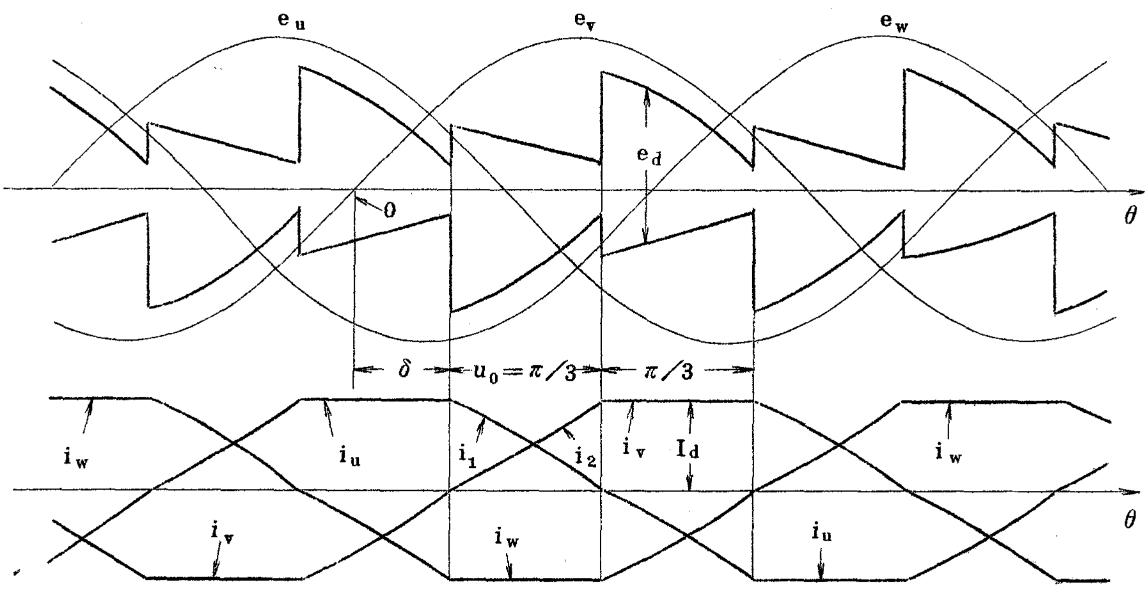
とおけば，整流器 1 ，2 の転流時の電流 i_1, i_2 は，（1.3.2 8） 式から

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= \{1+\varepsilon^{-(\theta-\delta)/T}\}\,I_d/2 - I_s\{\sin(\theta-\varphi-\pi/6) \\ &\quad + \sin(\varphi-\delta+\pi/6)\,\varepsilon^{-(\theta-\delta)/T}\} \\ i_2 &= I_d - i_1 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots\cdots (1.3.45)$$

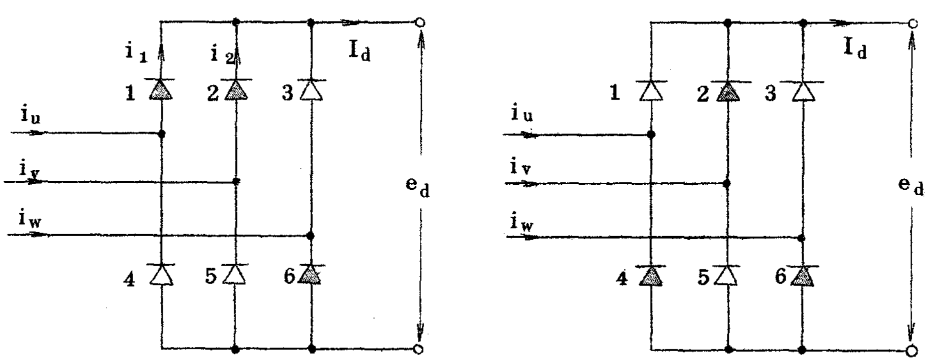
(1.3.29)式から，

$$(1+\varepsilon^{-\pi/3T})\,I_d/2 = I_s\{\sin(\delta-\varphi+\pi/6) + \sin(\varphi-\delta+\pi/6)\,\varepsilon^{-\pi/3T}\} \quad \cdots\cdots\cdots (1.3.46)$$

(1.3.46)式で，Tを与えれば，(1.3.26)，(1.3.31)式の関係から，δとI_d/I_{sm}の関係が求まる。



(a)　第2モードにおける電圧，電流の位相関係



$\delta \leq \theta \leq (\delta+\pi/3)$　　　$(\delta+\pi/3) \leq \theta \leq (\delta+2\pi/3)$

(b)　各整流期間における整流器の動作

図1.3.10　第2モードにおける電圧，電流の位相関係と整流器の動作

整流器1と2が転流する期間

$$\delta \leq \theta \leq \delta + \pi / 3 \quad \cdots\cdots (1.3.47)$$

における直流電圧 e_d は，

$$e_d = (e_u - X d i_1 / d \theta - R i_1) - (e_w + I_d R) = -3 (e_w + R I_d) / 2 \quad \cdots\cdots (1.3.48)$$

直流電流が増加するにつれ，δ は大きくなる。δ が最大となるのは，$e_d = 0$ の状態に達したときで，δ の最大値を δ_m とおけば，

$$I_d R = \sqrt{2} V \sin (\pi / 3 - \delta_m) \quad \cdots\cdots (1.3.49)$$

(1.3.26)，(1.3.31)式を用いて(1.3.49)式を書きかえると，

$$\sin (\pi / 3 - \delta_m) = \sqrt{3} I_d / 2 I_{sm} \tan \varphi \quad \cdots\cdots (1.3.50)$$

(1.3.50)式から，右辺は正なので，δ は $\pi / 3$ をこえないことがわかる。$\delta = \pi / 3$ となるのは，$R = 0$ ($T = \infty$) のときである。

(b) 有効電流，無効電流，各相電流実効値

有効電力 P_a，無効電力 P_b，各相電流実効値 I_E は，図1.3.10を参照して，

$$P_a = 3 \{ \int_{\delta}^{\delta + \pi/3} (i_2 e_v + i_1 e_u) d\theta + \int_{\delta + \pi/3}^{\delta + 2\pi/3} I_d e_v d\theta \} / \pi \quad \cdots\cdots (1.3.51)$$

$$P_b = 3 \{ \int_{\delta}^{\delta + \pi/3} (i_2 \bar{e}_v + i_1 \bar{e}_u) d\theta + \int_{\delta + \pi/3}^{\delta + 2\pi/3} I_d \bar{e}_v d\theta \} / \pi \quad \cdots\cdots (1.3.52)$$

$$I_E = \sqrt{ \{ \int_{\delta}^{\delta + \pi/3} (i_1^2 + i_2^2) d\theta + \int_{\delta + \pi/3}^{\delta + 2\pi/3} I_d^2 d\theta \} / \pi } \quad \cdots\cdots (1.3.53)$$

(1.3.51)～(1.3.53)式の i_1，i_2 に(1.3.45)式を代入し，(1.3.17)式の F_a，F_b，K_E を計算すれば，

$$F_a = \sqrt{3} \cos \delta / 2 + \sin \varphi \{ \sin (\delta + \varphi - \pi / 6) - \varepsilon^{-\pi/3T} \sin (\delta + \varphi + \pi / 6) \}$$
$$\cdot \{ I_s \cos (\delta - \varphi + \pi / 3) / I_d - 1 / 2 \} - I_s \{ \sqrt{3} \cos (2 \delta - \varphi) / 2$$
$$- \pi \cos \varphi / 3 \} / 2 I_d \quad \cdots\cdots (1.3.54)$$

$$F_b = -\sqrt{3} \sin \delta / 2 + \sin \varphi \{ \cos (\delta + \varphi - \pi / 6) - \varepsilon^{-\pi/3T} \cos (\delta + \varphi + \pi / 6) \}$$
$$\cdot \{ I_s \sin (\varphi - \delta + \pi / 6) / I_d - 1 / 2 \} + I_s \{ \sqrt{3} \sin (2 \delta - \varphi) / 2$$
$$- \pi \sin \varphi / 3 \} / 2 I_d \quad \cdots\cdots (1.3.55)$$

$$K_E=\pi/4+I_s\sin\varphi\{2I_s\sin(\varphi-\delta+\pi/6)/I_d-1\}\{\sin(\delta-\pi/6)$$
$$-\epsilon^{-\pi/3T}\sin(\delta+\pi/6)\}/I_d+T\,I_s\sin(\varphi-\delta+\pi/6)(1-\epsilon^{-2\pi/3T})$$
$$\cdot\{I_s\sin(\varphi-\delta+\pi/6)/I_d-1\}/2I_d+(I_s/I_d)^2\{\pi/6-\sqrt{3}$$
$$\cdot\cos(2\delta-2\varphi)/4\}+T(1-\epsilon^{-2\pi/3T})/8 \quad\cdots\cdots\quad (1.3.56)$$

となる。このF_a，F_b，K_Eを（1.3.17）式に代入すれば，第2モードにおける各電流が求まる。

(3) 第3モードの解析

(a) 重なり角

第2モードで，直流電流が増加すれば，$e_d=0$となる期間が生ずる。これが第3モードで，$\pi/3<u_0\leq 2\pi/3$ のときをいう。図1.3.11に，第3モードにおける電圧，電流の位相関係と，整流器の動作を示す。第3モードでは，直流電圧が零となる期間（図1.3.11ではλで示す）があり，直流電流が増加すればこの期間がふえる。

図1.3.11(a)から明らかなように，重なり角u_0は，

$$u_0=\pi/3+\lambda \quad\cdots\cdots\quad (1.3.57)$$

λが最も大きくなるのは，整流回路の直流側が完全に短絡されたときで，このときλは，$\pi/3$となり，$u_0=2\pi/3$になる。

図1.3.11(a)で，$\theta=0$の点を，$e_u=0$の点にとれば，

$$\left.\begin{aligned} e_u&=\sqrt{2}\,V\sin(\theta+\pi)\\ e_v&=\sqrt{2}\,V\sin(\theta+\pi/3)\\ e_w&=\sqrt{2}\,V\sin(\theta-\pi/3)\end{aligned}\right\} \quad\cdots\cdots\quad (1.3.58)$$

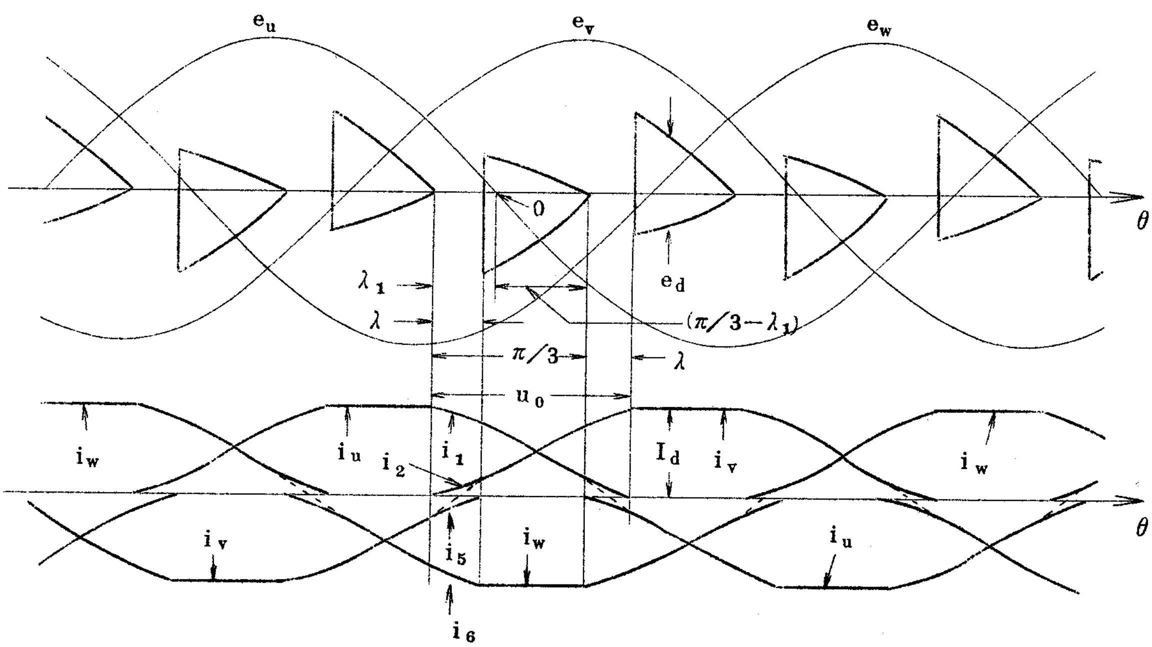
第3モードでは，4個の整流器が同時に導通する期間（A期間と呼ぶ）と，3個の整流器が同時に導通する期間（B期間と呼ぶ）がくりかえされ，各整流器の導通する期間はπをこえる。以下，A，B各期間について，電流を求める。

(b) A期間の電流

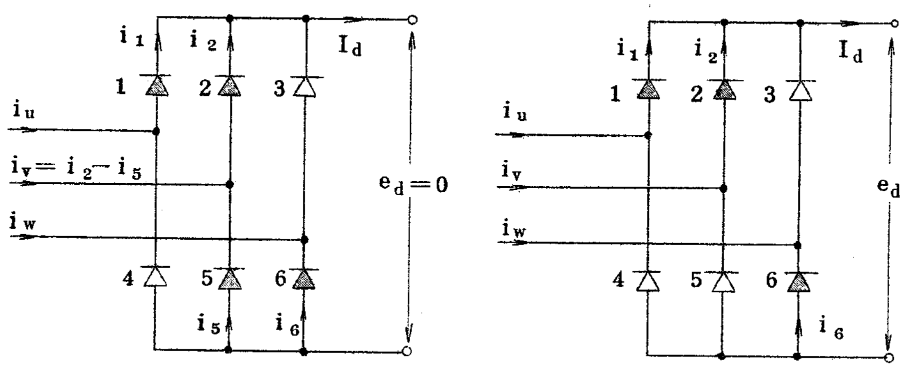
整流器1，2，5，6の転流時には，

$$i_1+i_2=i_5+i_6=I_d \quad\cdots\cdots\quad (1.3.59)$$

$$e_u-X\,di_1/d\theta-Ri_1=e_v-Xd(i_2-i_5)/d\theta-R(i_2-i_5)$$
$$=e_w+X\,di_6/d\theta+Ri_6 \quad\cdots\cdots\quad (1.3.60)$$



(a) 第3モードにおける電圧，電流の位相関係



$-\lambda_1 \leq \theta \leq (\lambda - \lambda_1)$
（A期間）

$(\lambda - \lambda_1) \leq \theta \leq (\pi/3 - \lambda_1)$
（B期間）

(b) 各整流期間における整流器の動作

図 1.3.11　第3モードにおける電圧，電流の位相関係と整流器の動作

(1.3.59)，(1.3.60)式に(1.3.58)式を代入してとけば，

$$i_1 = -\sqrt{2}\,V \sin\varphi \sin(\theta-\varphi)/X + C_{1a}\,\varepsilon^{-\theta/T} \qquad (1.3.61)$$

$$i_2 = I_d + \sqrt{2}\,V \sin\varphi \sin(\theta-\varphi)/X - C_{1a}\,\varepsilon^{-\theta/T} \qquad (1.3.62)$$

$$i_5 = I_d + \sqrt{2}\,V \sin\varphi \sin(\theta-\varphi-\pi/3)/X - C_{2a}\,\varepsilon^{-\theta/T} \qquad (1.3.63)$$

$$i_6 = -\sqrt{2}\,V \sin\varphi \sin(\theta-\varphi-\pi/3)/X + C_{2a}\,\varepsilon^{-\theta/T} \qquad (1.3.64)$$

ただし，上式で，C_{1a}，C_{2a}は定数である。C_{1a}は，$\theta=-\lambda_1$で，(1.3.62)式の

$i_2 = 0$ となることから，

$$C_{1a} = \varepsilon^{-\lambda_1/T}\{I_d - \sqrt{2}\,V\sin\varphi\sin(\lambda_1+\varphi)/X\} \quad \cdots\cdots (1.3.65)$$

C_{2a} は，$\theta = \lambda - \lambda_1$ で，(1.3.63)式の $i_5 = 0$ となることから，

$$C_{2a} = \varepsilon^{(\lambda-\lambda_1)/T}\{I_d + \sqrt{2}\,V\sin\varphi\sin(\lambda-\lambda_1-\varphi-\pi/3)/X\} \quad \cdots\cdots (1.3.66)$$

(c) B期間の電流

B期間では，整流器1，2が転流し，整流器6が単流している。整流器1，2の転流時には，(1.3.23)，(1.3.24) 式が成立するので，(1.3.58)式の e_u，e_v を代入してとけば，

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= I_d/2 - \sqrt{6}\,V\sin\varphi\sin(\theta-\varphi+\pi/6)/2X + C_{1b}\,\varepsilon^{-\theta/T} \\ i_2 &= I_d - i_1 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (1.3.67)$$

ここで，C_{1b} は定数で，その値は，A期間とB期間の境界 $\theta = \lambda - \lambda_1$ における i_2 の値が等しいことから，

$$C_{1b} = C_{1a} - \varepsilon^{(\lambda-\lambda_1)/T}\{I_d + \sqrt{2}\,V\sin\varphi\sin(\lambda-\lambda_1-\varphi-\pi/3)/X\}/2 \quad \cdots\cdots (1.3.68)$$

(d) λ，λ_1

以下の説明では，A，B各期間における整流器の電流を区別するために，例えば，A期間の i_1 は i_{1a}，B期間のそれは i_{1b} と表わす。

直流電圧 e_d はB期間にのみあらわれるから，

$$\begin{aligned} e_d &= (e_v - X\,di_{2b}/d\theta - R\,i_{2b}) - (e_w + I_d R) \\ &= -3(e_w + I_d R)/2 \quad \cdots\cdots (1.3.69) \end{aligned}$$

e_d は，$\theta = \pi/3 - \lambda_1$ で零となるので（図1.3.11参照），(1.3.69) 式の e_w に (1.3.58) 式を代入し，$\theta = \pi/3 - \lambda_1$ で，$e_d = 0$ とおけば，

$$I_d R = \sqrt{2}\,V\sin\lambda_1 \quad \cdots\cdots (1.3.70)$$

これを，(1.3.26)，(1.3.31)式を用いて書きかえると，

$$\sin\lambda_1 = \sqrt{3}\,I_d/2\,I_{sm}\tan\varphi \quad \cdots\cdots (1.3.71)$$

一方，$\theta=-\lambda_1$ における i_{5a} は，$\theta=\pi/3-\lambda_1$ における i_{1b} に等しいから，（1.3.63），（1.3.67）式より，

$$I_d-\sqrt{2}\,V\sin\varphi\,\sin(\lambda_1+\varphi+\pi/3)/X-C_{2a}\varepsilon^{\lambda_1/T}$$

$$=I_d/2-\sqrt{6}\,V\sin\varphi\cos(\lambda_1+\varphi)/2X+C_{1b}\,\varepsilon^{(\lambda_1-\pi/3)/T} \quad\cdots\cdots(1.3.72)$$

（1.3.71），（1.3.72）式に（1.3.26），（1.3.31）式の T，I_{sm} を代入して整理すれば，T を与えて，λ，λ_1，u_0 と I_d/I_{sm} の関係が求まる。

(e) 有効電流，無効電流，各相電流実効値

A 期間では，v 相電流 i_v は（図 1.3.11 で点線を示す）

$$i_v=i_{2a}-i_{5a} \quad\cdots\cdots(1.3.73)$$

いま，$i_v=0$ とする θ を $-\lambda_2$ とすれば，有効電力 P_a，無効電力 P_b，各相電流実効値 I_E は，

$$P_a=3\Big\{\int_{-\lambda_2}^{\lambda-\lambda_1}(i_{2a}-i_{5a})\,e_v\,d\theta+\int_{\lambda-\lambda_1}^{\pi/3-\lambda_1}i_{2b}\,e_v\,d\theta$$
$$-\int_{-\lambda_1}^{\lambda-\lambda_1}i_{6a}\,e_w\,d\theta+\int_{\pi/3-\lambda_1+\lambda}^{2\pi/3-\lambda_1}I_d\,e_v\,d\theta+\int_{-\lambda_1}^{\lambda-\lambda_1}i_{1a}\,e_u\,d\theta$$
$$+\int_{\lambda-\lambda_1}^{\pi/3-\lambda_1}i_{1b}\,e_u\,d\theta-\int_{-\lambda_1}^{-\lambda_2}(i_{5a}-i_{2a})\,e_v\,d\theta\Big\}/\pi \quad\cdots\cdots(1.3.74)$$

$$P_b=3\Big\{\int_{-\lambda_2}^{\lambda-\lambda_1}(i_{2a}-i_{5a})\,\overline{e}_v\,d\theta+\int_{\lambda-\lambda_1}^{\pi/3-\lambda_1}i_{2b}\,\overline{e}_v\,d\theta-\int_{-\lambda_1}^{\lambda-\lambda_1}i_{6a}\,\overline{e}_w\,d\theta$$
$$+\int_{\pi/3-\lambda_1+\lambda}^{2\pi/3-\lambda_1}I_d\,\overline{e}_v\,d\theta+\int_{-\lambda_1}^{\lambda-\lambda_1}i_{1a}\,\overline{e}_u\,d\theta+\int_{\lambda-\lambda_1}^{\pi/3-\lambda_1}i_{1b}\,\overline{e}_u\,d\theta$$
$$-\int_{-\lambda_1}^{-\lambda_2}(i_{5a}-i_{2a})\,\overline{e}_v\,d\theta\Big\}/\pi \quad\cdots\cdots(1.3.75)$$

$$I_E^2=\Big\{\int_{-\lambda_2}^{\lambda-\lambda_1}(i_{2a}-i_{5a})^2\,d\theta+\int_{\lambda-\lambda_1}^{\pi/3-\lambda_1}i_{2b}^2\,d\theta+\int_{-\lambda_1}^{\lambda-\lambda_1}i_{6a}^2\,d\theta$$
$$+(\pi/3-\lambda)\,I_d^2+\int_{-\lambda_1}^{\lambda-\lambda_1}i_{1a}^2\,d\theta+\int_{\lambda-\lambda_1}^{\pi/3-\lambda_1}i_{1b}^2\,d\theta$$
$$+\int_{-\lambda_1}^{-\lambda_2}(i_{5a}-i_{2a})^2\,d\theta\Big\}/\pi \quad\cdots\cdots(1.3.76)$$

（1.3.74）～（1.3.76）式を計算し，（1.3.17）式の F_a，F_b，K_E を求めると，

$$F_a=\sqrt{3}\,A_1/2+A_2/2-A_4+\sqrt{3}\,A_5/2+A_6/2+\sin\lambda_1 \quad\cdots\cdots(1.3.77)$$

$$F_b = -A_1/2 + \sqrt{3}\,A_2/2 + A_3 - A_5/2 + \sqrt{3}\,A_6/2 - \cos\lambda_1 \tag{1.3.78}$$

$$\begin{aligned}
2K_E =\ & T\,(C_{1A}^2 + C_{2A}^2 - C_{1A}C_{2A})\{\varepsilon^{2\lambda_1/T} - \varepsilon^{-2(\lambda-\lambda_1)/T}\} + 4\,(I_s/I_d) \\
& \cdot \sin\varphi\,\varepsilon^{\lambda_1/T}\,[\,C_{1A}\cdot\{\sin(\lambda_1 - \pi/6) + \varepsilon^{-\lambda/T}\sin(\lambda - \lambda_1 + \pi/6)\} \\
& + C_{2A}\{\cos\lambda_1 - \varepsilon^{-\lambda/T}\cos(\lambda - \lambda_1)\}\,] - (I_s/I_d)^2\{\sin(2\lambda - 2\lambda_1 \\
& - 2\varphi)/6 + 5\sin(2\lambda_1 + 2\varphi)/3 - \sqrt{3}\cos(2\lambda - 2\lambda_1 - 2\varphi)/2\}/2 \\
& + \lambda\,(I_s/I_d)^2 + (\pi/3 - \lambda)\,\{3/2 + (I_s/I_d)^2\} + 4\,C_{1B}\,(I_s/I_d) \\
& \cdot \sin\varphi\{\varepsilon^{-(\lambda-\lambda_1)/T}\cos(\lambda - \lambda_1 + 2\pi/3) + \varepsilon^{-(\pi/3-\lambda_1)/T}\cos\lambda_1\} \\
& - C_{1B}^2\,T\{\varepsilon^{-2(\pi/3-\lambda_1)/T} - \varepsilon^{-2(\lambda-\lambda_1)/T}\}
\end{aligned} \tag{1.3.79}$$

ただし，

$$\left.\begin{aligned}
C_{1A} &= C_{1a}/I_d \\
C_{2A} &= C_{2a}/I_d \\
C_{1B} &= C_{1b}/I_d
\end{aligned}\right\} \tag{1.3.80}$$

$$\begin{aligned}
A_1 =\ & \cos\lambda_1 - \cos(\lambda - \lambda_1) - C_{1A}\,\varepsilon^{\lambda_1/T}\sin\varphi\{\sin(\varphi - \lambda_1) - \varepsilon^{-\lambda/T}\sin(\lambda - \lambda_1 \\
& + \varphi)\} - (I_s/\sqrt{3}\,I_d)\{-\lambda\cos\varphi + \sin(2\lambda - 2\lambda_1 - \varphi)/2 + \sin(2\lambda_1 + \varphi) \\
& /2\}
\end{aligned} \tag{1.3.81}$$

$$\begin{aligned}
A_2 =\ & \sin(\lambda - \lambda_1) + \sin\lambda_1 - C_{1A}\,\varepsilon^{\lambda_1/T}\sin\varphi\{\cos(\varphi - \lambda_1) - \varepsilon^{-\lambda/T} \\
& \cdot\cos(\lambda - \lambda_1 + \varphi)\} - (I_s/\sqrt{3}\,I_d)\{\lambda\sin\varphi + \cos(2\lambda - 2\lambda_1 - \varphi)/2 \\
& - \cos(2\lambda_1 + \varphi)/2\}
\end{aligned} \tag{1.3.82}$$

$$\begin{aligned}
A_3 =\ & \cos\lambda_1 - \cos(\lambda - \lambda_1) - C_{2A}\,\varepsilon^{\lambda_1/T}\sin\varphi\{\sin(\varphi - \lambda_1) - \varepsilon^{-\lambda/T}\sin(\lambda \\
& - \lambda_1 + \varphi)\} + (I_s/\sqrt{3}\,I_d)\{\lambda\cos(\varphi + \pi/3) - \sin(2\lambda - 2\lambda_1 - \varphi - \pi/3) \\
& /2 - \sin(2\lambda_1 + \varphi + \pi/3)/2\}
\end{aligned} \tag{1.3.83}$$

$$\begin{aligned}
A_4 =\ & \sin(\lambda - \lambda_1) + \sin\lambda_1 - C_{2A}\,\varepsilon^{\lambda_1/T}\sin\varphi\{\cos(\varphi - \lambda_1) - \varepsilon^{-\lambda/T}\cos(\lambda \\
& - \lambda_1 + \varphi)\} + (I_s/\sqrt{3}\,I_d)\{\cos(2\lambda_1 + \varphi + \pi/3)/2 - \lambda\sin(\varphi + \pi/3) \\
& - \cos(2\lambda - 2\lambda_1 - \varphi - \pi/3)/2\}
\end{aligned} \tag{1.3.84}$$

$$A_5=\{\cos(\lambda-\lambda_1)-\cos(\pi/3-\lambda_1)\}/2-C_{1B}\sin\varphi\{\varepsilon^{-(\lambda-\lambda_1)/T}\sin(\lambda-\lambda_1+\varphi)-\varepsilon^{-(\pi/3-\lambda_1)/T}\sin(\pi/3-\lambda_1+\varphi)\}-(I_s/2I_d)\{(\pi/3-\lambda)\sin(\varphi-2\pi/3)-\cos(4\pi/3-2\lambda_1-\varphi)/2+\cos(2\pi/3-2\lambda_1+2\lambda-\varphi)/2\} \quad \cdots\cdots (1.3.85)$$

$$A_6=\{\sin(\pi/3-\lambda_1)-\sin(\lambda-\lambda_1)\}/2-C_{1B}\sin\varphi\{\varepsilon^{-(\lambda-\lambda_1)/T}\cos(\lambda-\lambda_1+\varphi)-\varepsilon^{-(\pi/3-\lambda_1)/T}\cos(\pi/3-\lambda_1+\varphi)\}-(I_s/2I_d)\{\sin(4\pi/3-2\lambda_1-\varphi)/2-\sin(2\pi/3+2\lambda-2\lambda_1-\varphi)/2+(\pi/3-\lambda)\cos(\varphi-2\pi/3)\} \quad \cdots\cdots (1.3.86)$$

直流側が短絡された場合には，$\lambda=\pi/3$ となるので，(1.3.72)式は，

$$\sqrt{2}\,V\sin(\lambda_1+\varphi)\sin\varphi=X I_d \quad \cdots\cdots (1.3.87)$$

(1.3.71)式を(1.3.87)式に代入すれば，

$$\lambda_1+\varphi=\pi/2 \quad \cdots\cdots (1.3.88)$$

したがって，

$$I_d/I_s=2/\sqrt{3} \quad \cdots\cdots (1.3.89)$$

(1.3.73)式の i_v は，(1.3.62)，(1.3.63)式より，

$$i_v=I_d\sin(\theta+\pi/3-\varphi) \quad \cdots\cdots (1.3.90)$$

(1.3.90)式から，v相電流の波高値は，直流電流値に等しく，また，(1.3.58)式の e_v と比較すればわかるように，図1.3.1(b)で，u', v', w' を短絡したときに流れる電流に等しいことがわかる。したがって，(1.3.17)式の各値は，直流短絡の場合，

$$\left.\begin{aligned} I_{a1}/I_d&=\cos\varphi/\sqrt{2}\\ I_{b1}/I_d&=-\sin\varphi/\sqrt{2}\\ I_E/I_d&=1/\sqrt{2}\end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (1.3.91)$$

となる。

(4) 解析結果の検討

第1モード，第2モード，第3モードについて，重なり角および電流を解析した。ここでは，その結果を検討する。

図1.3.12に，I_d/I_{sm} と u_0 の関係を示す。この図から，I_d/I_{sm} を一定とすれば，

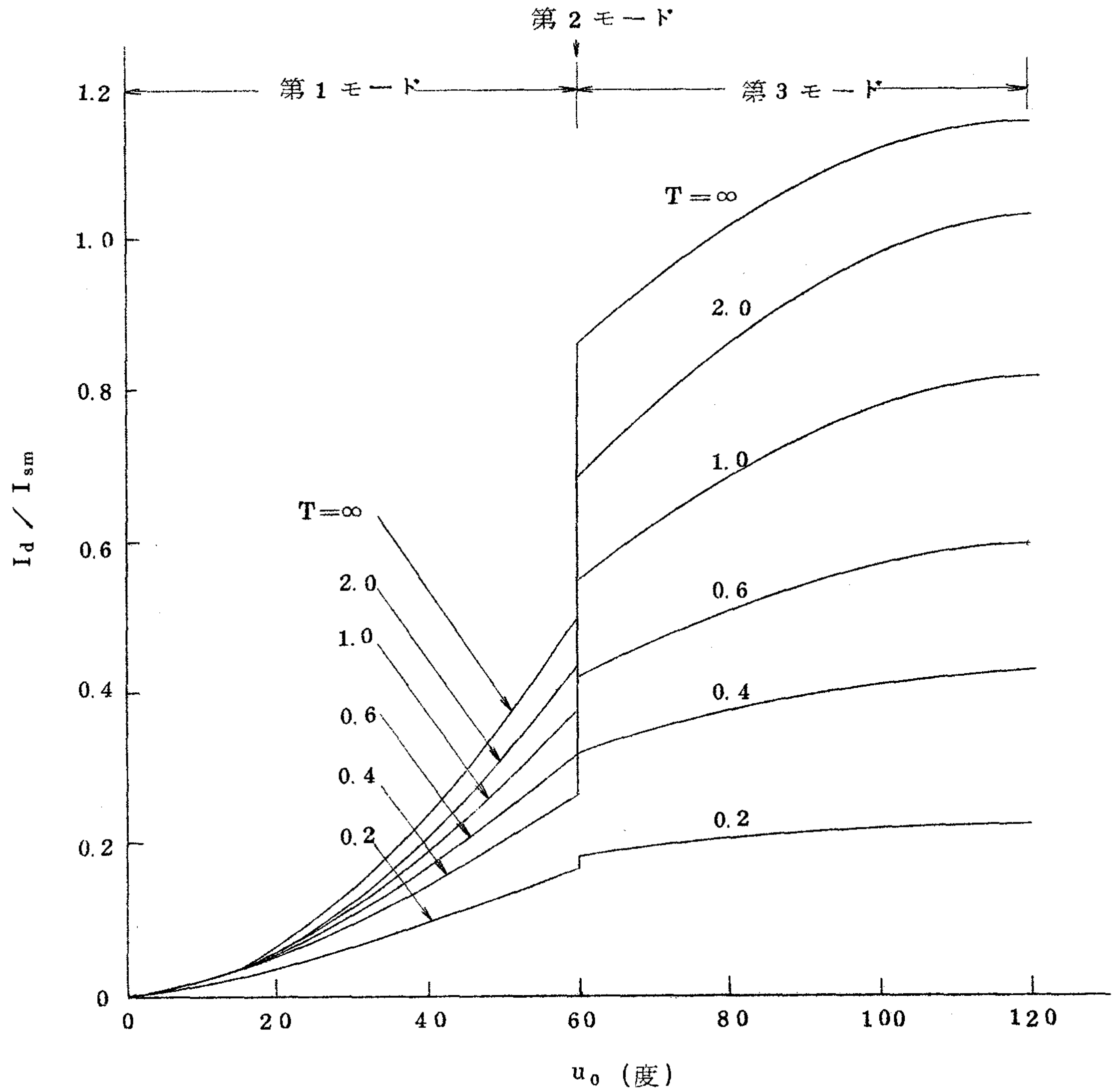


図 1.3.12　I_d／I_{sm}と u_0の関係

Tが小さいほど u_0 が大きくなることがわかる。

図 1.3.13 に，I_{a1}／I_d と I_d／I_{sm}の関係を示す。この図から，I_{a1}／I_d は，I_d／I_{sm} が大きくなるほど小さくなること，I_d／I_{sm}が 0.5 程度以下ならば，I_{a1}／I_d は T が変わってもあまり変わらないことがわかる。

図 1.3.14 に，$-I_{b1}$／I_d と I_d／I_{sm}の関係を示す。この図から，I_d／I_{sm}を一定とすれば，Tが小さいほど$-I_{b1}$／I_d は小さくなること，Tによる$-I_{b1}$／I_d の変化は I_{a1}／I_d のそれにくらべて大きいことがわかる。

図 1.3.15 に，I_E／I_d と I_d／I_{sm}の関係を示す。この図から，T≧0.6 で，I_d／I_{sm} が，0.5 程度以下ならば，Tが変わっても，I_E／I_d はあまり変わらないことがわかる。

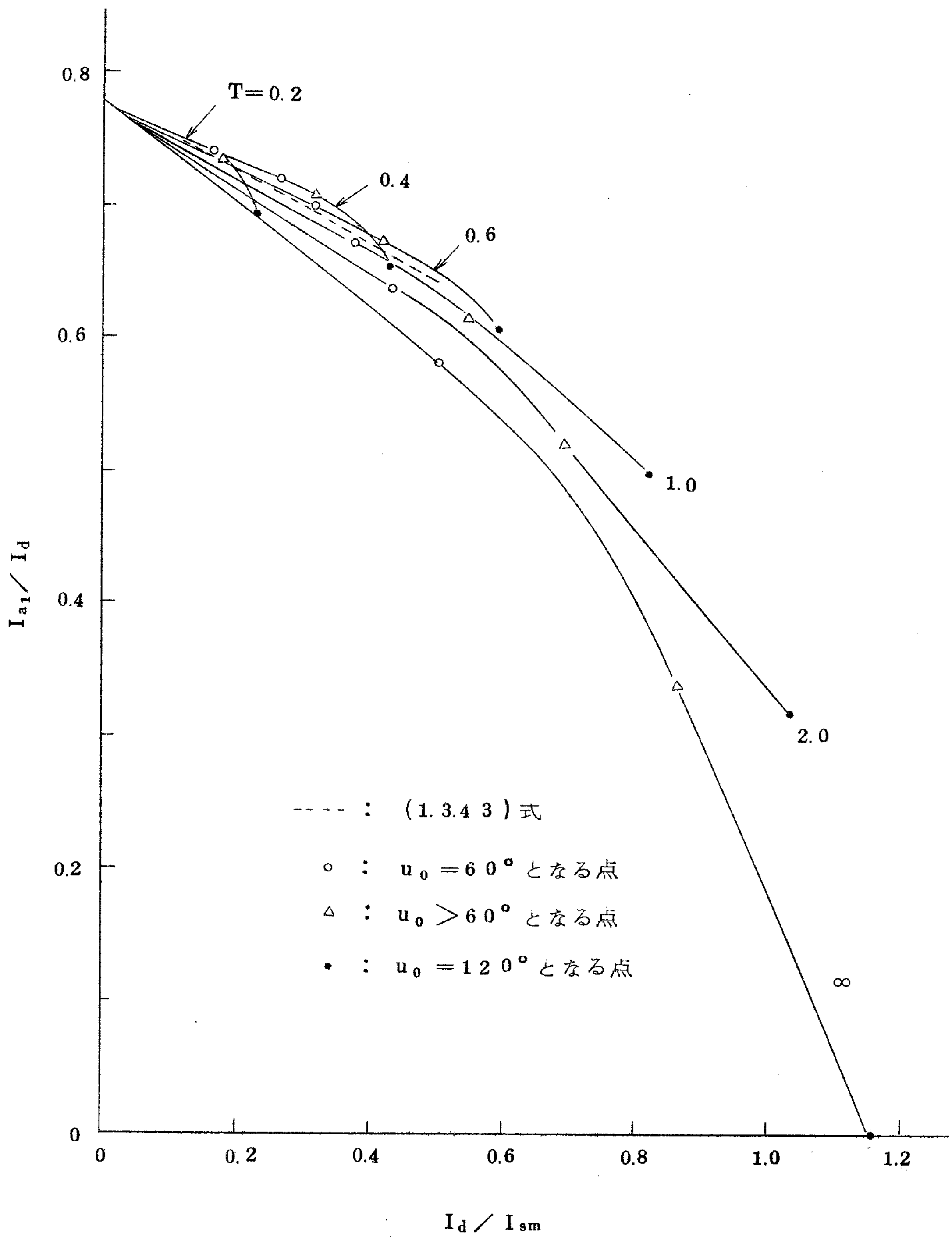


図 1. 3. 1 3　$I_{a1}／I_d$と $I_d／I_{sm}$ の関係

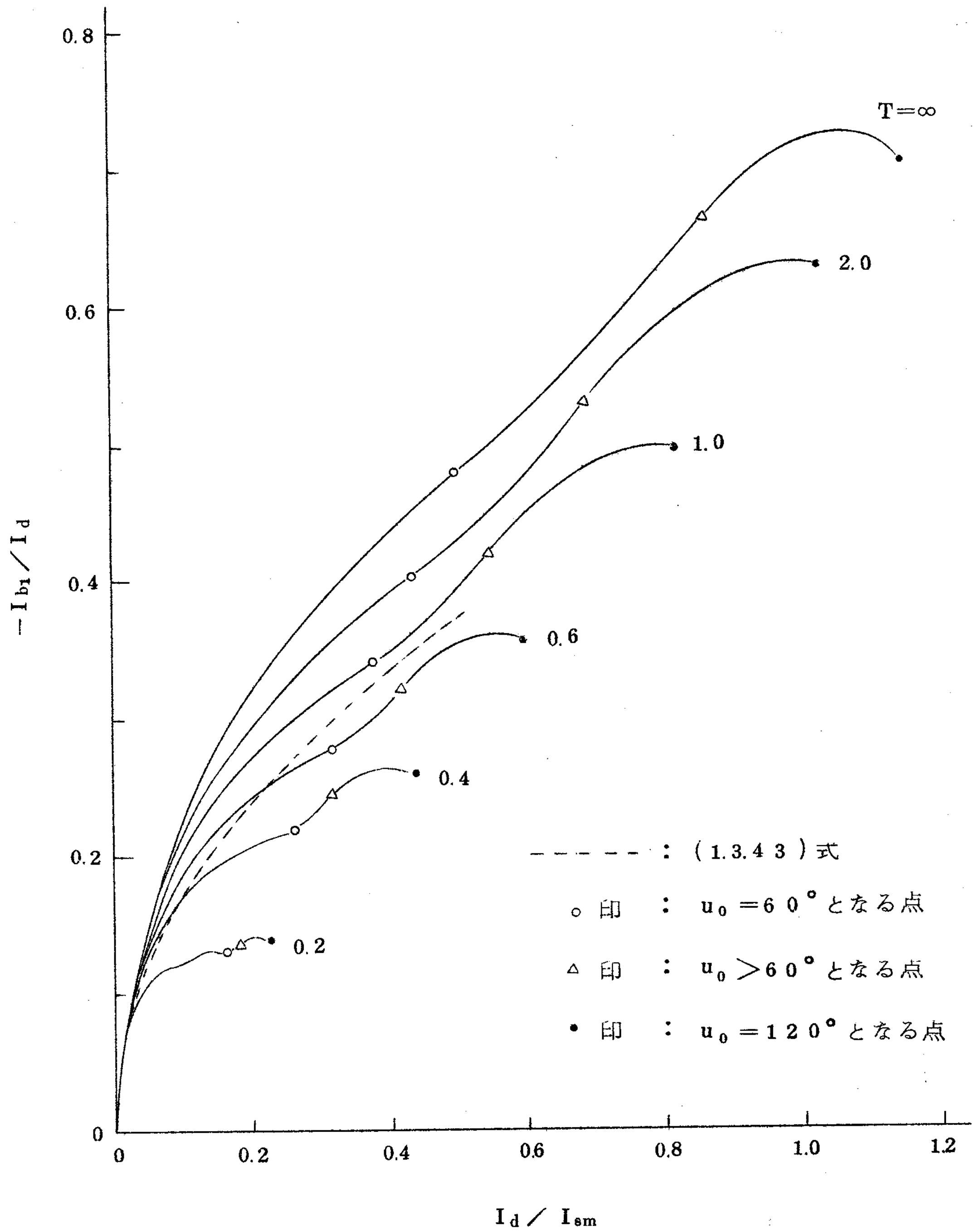


図 1.3.1 4　I_{b1}／I_d と I_d／I_{sm} の関係

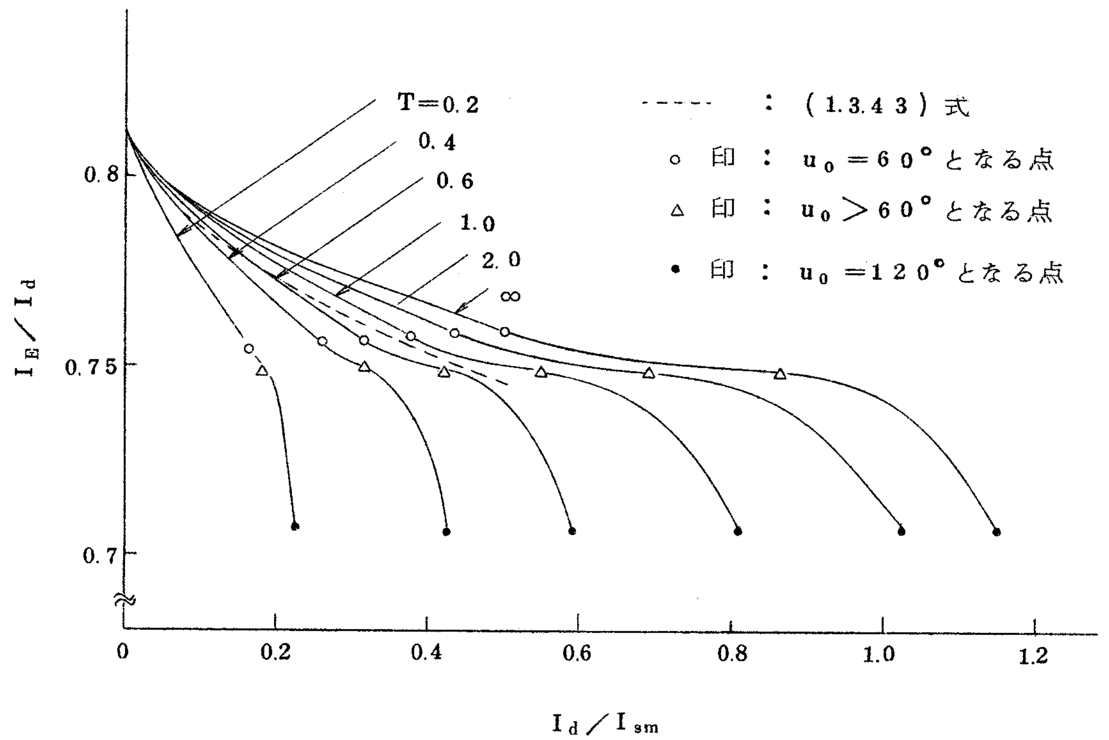


図 1. 3. 1 5　I_E / I_d と I_d / I_{sm} の関係

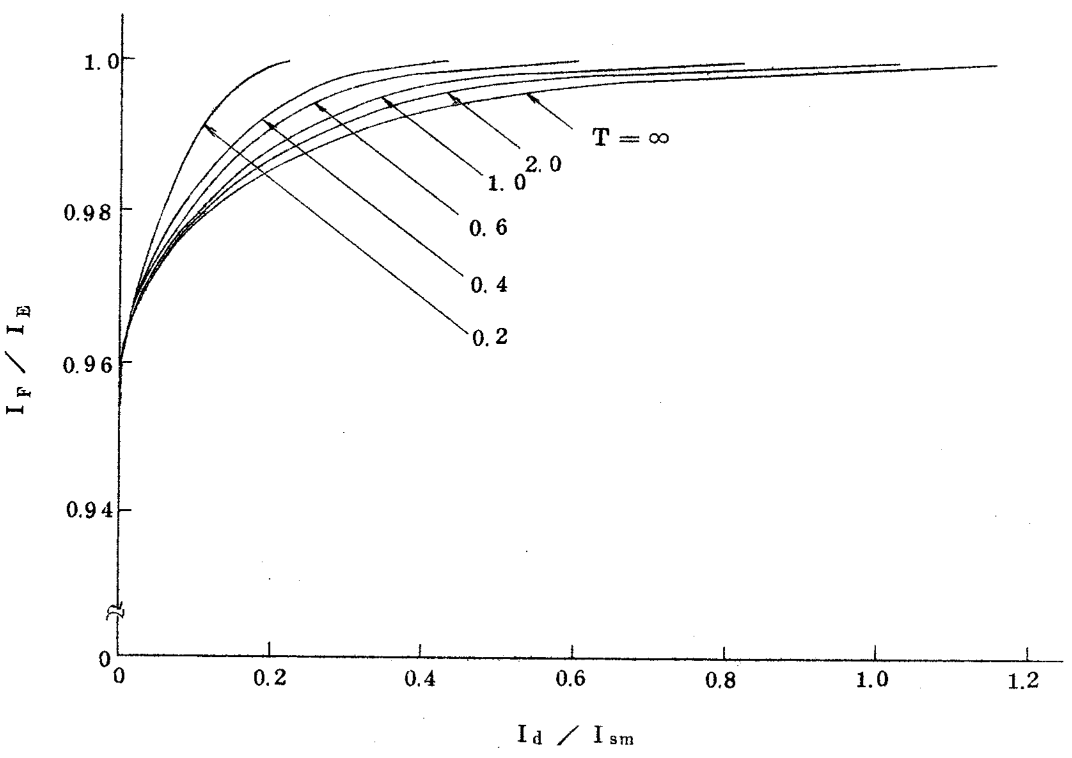


図 1. 3. 1 6　I_F / I_E と I_d / I_{sm} の関係

図1.3.16に，I_F/I_EとI_d/I_{sm}の関係を示す。この図から，各相電流実効値でみれば，基本波分の割合が多いことがわかる。

図1.3.13〜図1.3.15から，$T \simeq 0.6$で，$I_d/I_{sm} \leq 0.5$のとき，I_{a1}/I_d, I_{b1}/I_d，I_E/I_dは点線で示した曲線で近似できることがわかる。このことから，3相ブリッジダイオード整流回路の場合，各電流成分は，(1.3.33)式の重なり角を用いて，(1.3.40)，(1.3.43)，(1.3.91)式から，表1.3.2で表わせる。表1.3.2で，Tの代表値として，$T \simeq 0.6$を選んだのは，図1.3.13〜図1.3.16で，$T \simeq 0.6$の曲線は，特性上，Tが大きいものと，小さいもののほぼ中間に位し，しかも，各電流成分が簡単な式で表わせるからである。

以下の説明では，3相ブリッジダイオード整流回路で，交流側のリアクタンス分のみを考慮して求まる(1.3.33)式の重なり角を等価重なり角と呼ぶ。

表1.3.2　有効電流，無効電流，各相電流実効値

	A. $T=\infty$	B. $T \simeq 0.6$	C. 短絡
$\dfrac{I_{a1}}{I_d}$	$\dfrac{\sqrt{6}\,(1+\cos u)}{2\pi}$	$\dfrac{\sqrt{6}\,\sin u}{\pi u}$	$\dfrac{\cos\varphi^{*2}}{\sqrt{2}}$
$\dfrac{I_{b1}}{I_d}$	$\dfrac{\sqrt{6}\,(\sin 2u-2u)}{4\pi\,(1-\cos u)}$	$\dfrac{\sqrt{6}\,(\cos u-1)}{\pi u}$	$-\dfrac{\sin\varphi}{\sqrt{2}}$
$\dfrac{I_E}{I_d}$	$\dfrac{\sqrt{6}\sqrt{1-3f(u)^{*1}}}{3}$	$\dfrac{\sqrt{6}}{3}\sqrt{1-\dfrac{u}{2\pi}}$	$\dfrac{1}{\sqrt{2}}$

$$*1\quad f(u)=\frac{(2+\cos u)\sin u-(1+2\cos u)u}{2\pi(1-\cos u)^2}$$

$$*2\quad \varphi=\tan^{-1}T$$

1.3.3　I_d/I_{sm}と誘導電動機単独運転時のトルクの関係[1.25)]

3相ブリッジ整流回路の解析の結果，各電流の代表値は表1.3.1ならびに，表1.3.2で表わせることを明らかにした。これら各表では，各電流成分の計算には，等価重なり角uの算定が必要であるが，この等価重なり角は，(1.3.10)，(1.3.33)式から明らかなように，I_d/I_{sm}の関数である。すなわち，各電流成分はI_d/I_{sm}の関数である。ここでは，整流回路のI_d/I_{sm}と，誘導電動機単独運転時のトルクの関係を解析する。

整流回路の解析では，図1.2.5で，$a=1$，$X_0=\infty$とおいたが，aならびに，X_0を考慮

して，転流時の短絡電流 I_{sm} を計算すれば（詳細は第1.4.2節参照）

$$I_{sm} = \sqrt{6}\ V / 2X_3 \quad \cdots\cdots (1.3.92)$$

ただし，

$$X_3 = X_1 + a^2 X_2 + a^2 X_1 X_2 / X_0 \quad \cdots\cdots (1.3.93)$$

となる。したがって，（1.3.10），（1.3.33）式の I_d / I_{sm} は，この場合 $I_d / a I_{sm}$ となって，

$$I_d / a I_{sm} = 2X_3 I_d / \sqrt{6}\ aV \quad \cdots\cdots (1.3.94)$$

以下，（1.3.94）式の $I_d / a I_{sm}$ と誘導電動機単独運転時のトルクの関係を求める。

図1.2.5で，整流回路の交流側を短絡した誘導電動機の等価回路においては，一般に，$X_1 > R_1$，$X_0 > R_0$ が成立するが，これを $X_1 \gg R_1$，$X_0 \gg R_0$ と考え，R_1，R_0 を無視して，2次電流を計算すれば，

$$I_2 / a = X_0 V / (X_0 + X_1) \sqrt{(a^2 R_2 / s)^2 + \{X_0 X_3 / (X_0 + X_1)\}^2} \quad \cdots\cdots (1.3.95)$$

誘導電動機のトルク（同期ワット）τ_0 は，

$$\tau_0 = 3 (I_2 / a)^2\ a^2 R_2 / s \quad \cdots\cdots (1.3.96)$$

（1.3.96）式に（1.3.95）式を代入して求まるトルクが最大となるのは，$d\tau_0 / ds = 0$ より，s が

$$s = a^2 R_2 (X_0 + X_1) / X_0 X_3 \quad \cdots\cdots (1.3.97)$$

のときで，このときのトルク τ_{mo} は，

$$\tau_{mo} = 3V^2 X_0 / 2X_3 (X_0 + X_1) \quad \cdots\cdots (1.3.98)$$

一方，誘導電動機が定格トルクを出す同期速度近傍においては，（1.3.95）式で，

$$(a^2 R_2 / s)^2 \gg \{X_0 X_3 / (X_0 + X_1)\}^2 \quad \cdots\cdots (1.3.99)$$

が成立するから，（1.3.99）式を（1.3.95）式に代入し，（1.3.96）式を書きかえると，

$$\tau_0 = 3 (I_2 / a)\ V X_0 / (X_0 + X_1) \quad \cdots\cdots (1.3.100)$$

（1.3.98），（1.3.100）式より

$$\tau_0 / \tau_{mo} = 2 I_2 X_3 / aV \quad \cdots\cdots (1.3.101)$$

一方，図1.2.5の I_d / I_2 は，3相ブリッジダイオード整流回路についてみれば，開放から短絡までの変化に対して（表1.3.2で，$I_E = I_2$ とし，開放の場合 $u = 0$ とおけば）

$$\sqrt{3/2} \leq I_d / I_2 \leq \sqrt{2} \quad \cdots\cdots (1.3.102)$$

の範囲にあるから，

$$\zeta = I_d / I_2 \quad \cdots\cdots (1.3.103)$$

とおいて，(1.3.94)，(1.3.101) 式を組み合わせれば，

$$I_d / a\ I_{sm} = (\zeta / \sqrt{6})(\tau_o / \tau_{mo}) \quad \cdots\cdots (1.3.104)$$

表 1.3.1，表 1.3.2 が成立するのは，等価重なり角が $\pi / 3$ 以下の

$$0 \leq I_d / a\ I_{sm} \leq 1/2 \quad \cdots\cdots (1.3.105)$$

の範囲である。(1.3.104) 式を (1.3.105) 式に代入すれば，τ_o / τ_{mo} の範囲は，

$$0 \leq \tau_o / \tau_{mo} \leq (1/2)(\sqrt{6} / \zeta) \quad \cdots\cdots (1.3.106)$$

(1.3.102)，(1.3.103) 式を (1.3.106) 式に代入すれば，

$$0 \leq \tau_o / \tau_{mo} \leq \sqrt{3} / 2 \sim 1 \quad \cdots\cdots (1.3.107)$$

τ_o / τ_{mo} の上限は 1（$\zeta = \sqrt{3/2}$ のとき）と $\sqrt{3}/2$（$\zeta = \sqrt{2}$ のとき）の間にある。τ_o / τ_{mo} は，(1.3.99) 式のような仮定のもとに計算したもので，仮定なしに求まる誘導電動機のトルク τ とその最大トルク τ_m の比 τ / τ_m とは少しちがってくる。

図 1.3.17 に τ_o / τ_{mo} と τ / τ_m との関係を，4.5 kW ～ 2100 kW までの製品機について計算した結果を示す。容量の大小を問わず，巻線形誘導電動機では，特性値は曲線 A と B にかこまれた範囲の中に存在し，しかも，高電圧大容量の誘導電動機ほど，曲線 A に近いところに，低電圧小容量のものほど，曲線 B に近いところに存在する。

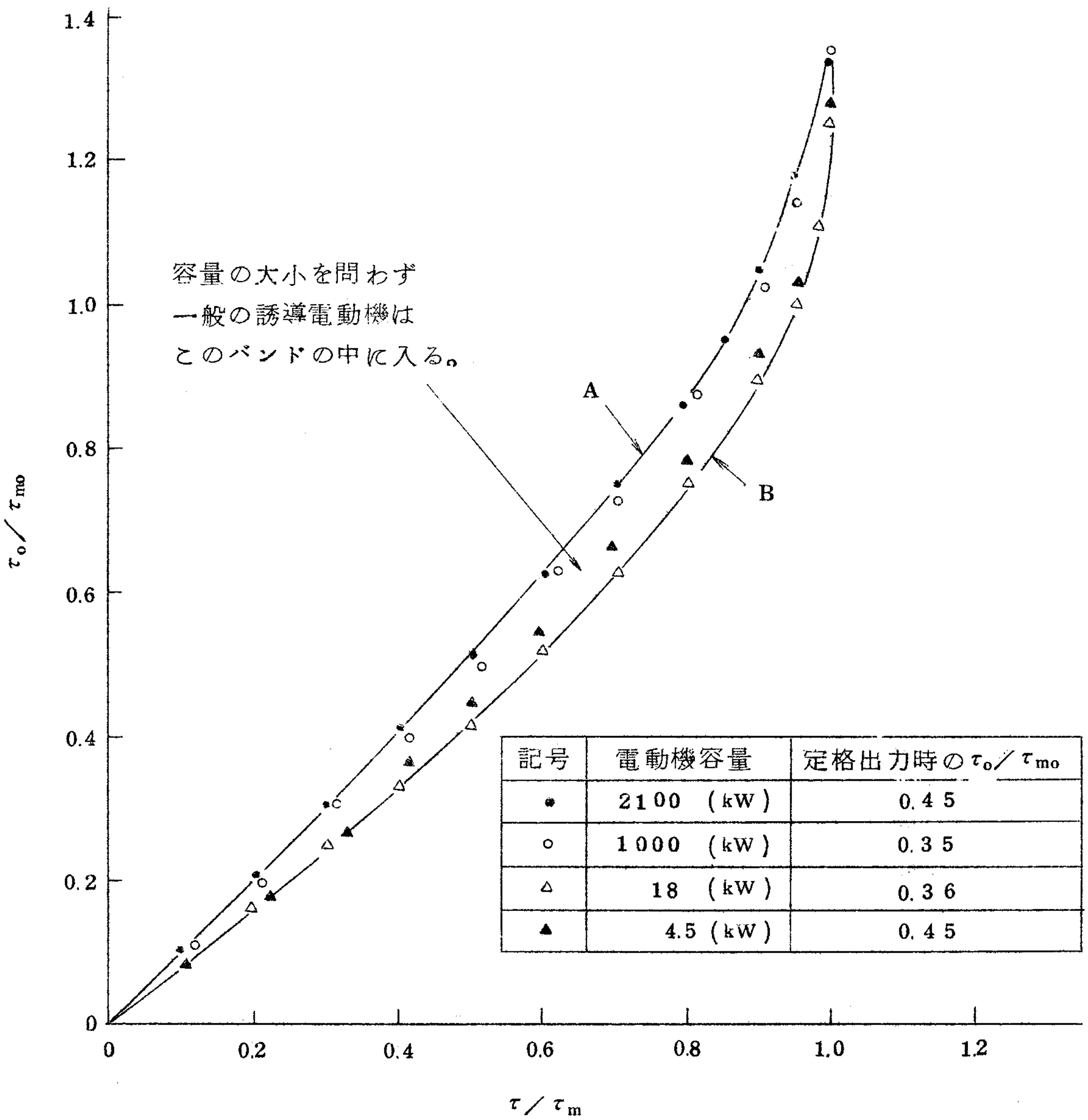
(1.3.104) 式は，2 次電圧調整方式における 2 次電流の大きさと，誘導電動機単独運転時の 2 次電流の大きさとが等しいとした場合の，お互いの特性を関係づけるものである。したがって，(1.3.107) 式を図 1.3.17 に適用すれば，τ / τ_m の上限は約 0.8 となるが，これは，$I_d / a\ I_{sm} = 0.5$ における 2 次電流の大きさは，誘導電動機単独運転時のトルクが，最大トルクの 0.8 倍のときに流れる 2 次電流に等しいということを意味する。

誘導電動機単独運転時の定格トルクは，最大トルクの 1/2～1/3 なので，これを図 1.3.17 をもとに，τ_o / τ_{mo} に換算して，(1.3.104) 式に適用すれば，定格トルクにおける 2 次電流の大きさと，図 1.2.5 における 2 次電流の大きさが等しくなるのは，

$$\begin{aligned} I_d / a\ I_{sm} &\simeq 0.15 \sim 0.25 \\ &\simeq 0.2 \quad \cdots\cdots (1.3.108) \end{aligned}$$

のときである。

以上をまとめれば，図 1.2.5 の回路で，2 次電流の大きさが，誘導電動機単独運転時の定格 2 次電流と等しくなるのは，(1.3.108) 式が満足されるときで，また，(1.3.105)



記号	電動機容量	定格出力時の τ_o / τ_{mo}
●	2100 (kW)	0.45
○	1000 (kW)	0.35
△	18 (kW)	0.36
▲	4.5 (kW)	0.45

図 1.3.17　τ_o / τ_{mo} と τ / τ_m の関係

式の上限は，誘導電動機単独運転時における2次電流の大きさの200% 前後の値に相当する。

以下，第1.4章，第1.5章では，(1.3.105)式の範囲で誘導電動機の特性を解析するが以上説明したように，過負荷が問題になる場合でもこの範囲で充分である。

1.4. 2次電圧調整方式における誘導電動機の特性－I（3相ブリッジサイリスタ整流回路を用いた場合）[1.27)]

誘導電動機の2次に他励式の3相ブリッジサイリスタ整流回路を接続した2次電圧調整

方式について，誘導電動機の電動機領域（すべりが正の領域）ならびに発電機領域（すべりが負の領域）の特性（入力，電流，力率，トルク，すべり）を無負荷から定格電流近傍までの範囲にわたって解析する。

第 1. 3. 1 節では，他励式の 3 相ブリッジサイリスタ整流回路の解析を行ない，重なり角と電流の関係を明らかにしたが，その結果が，図 1. 2. 5 (b)で表わせる誘導電動機に適用できることを確かめ，これを補足修正して，図 1. 2. 5 (a)の回路について，誘導電動機の特性式を求め，計算値と実測値を比較検討する。

本章での，以下の解析手順のフローチャートを図 1. 4. 1 にまとめて示す。

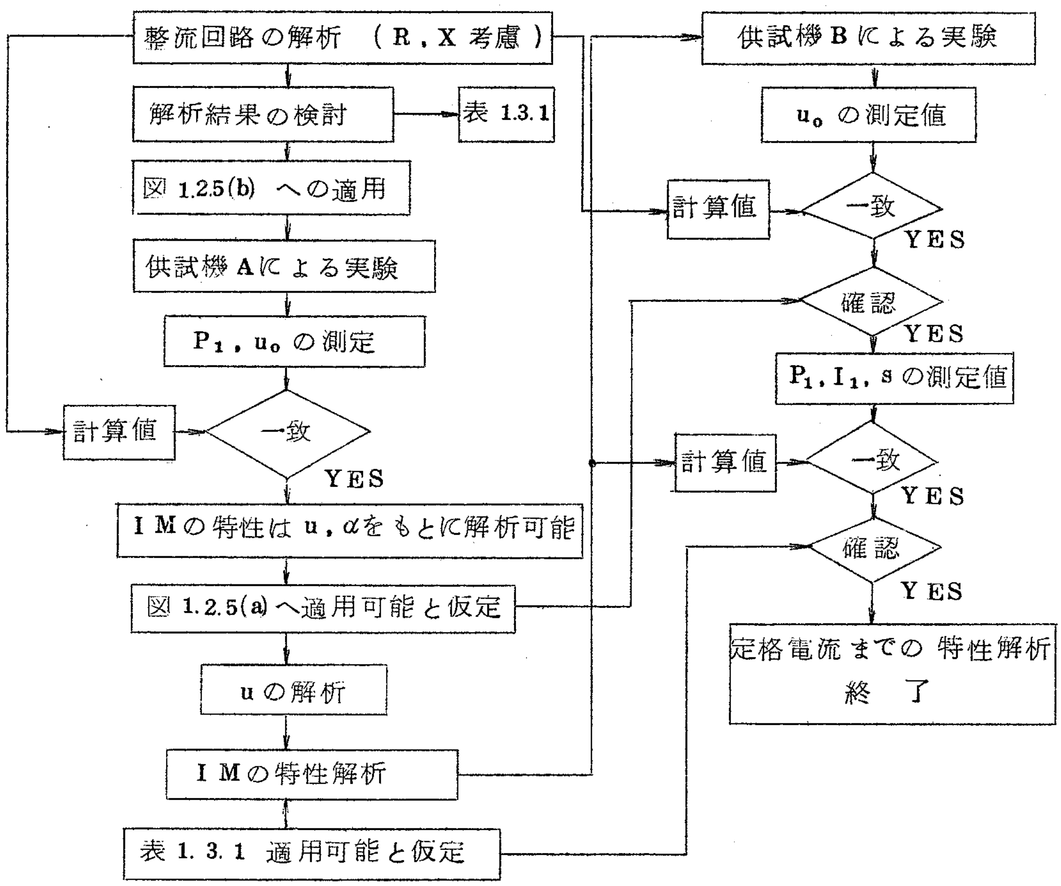


図 1. 4. 1　解析手順のフローチャート

1. 4. 1　簡易等価回路で表わせる誘導電動機の入力および重なり角

本節では，図 1. 2. 5 (b)の回路で表わせる誘導電動機の入力および重なり角の計算値と実測値を比較する。

(1) 入力および重なり角

入力，すなわち，2次電流の有効分を求める場合の等価重なり角は，図1.2.5(b)と図1.3.1(a)を対比して，(1.3.10)式で，I_d を I_d/a とおけば，

$$\cos(\alpha+u) = \cos\alpha - I_d/a\ I_{sm}$$

$$= \cos\alpha - 2(X_1 + a^2 X_2)\, I_d/\sqrt{6}\, a V \quad \cdots\cdots (1.4.1)$$

励磁電流の有効電流実効値 I_{ao} は，図1.2.5(b)から，

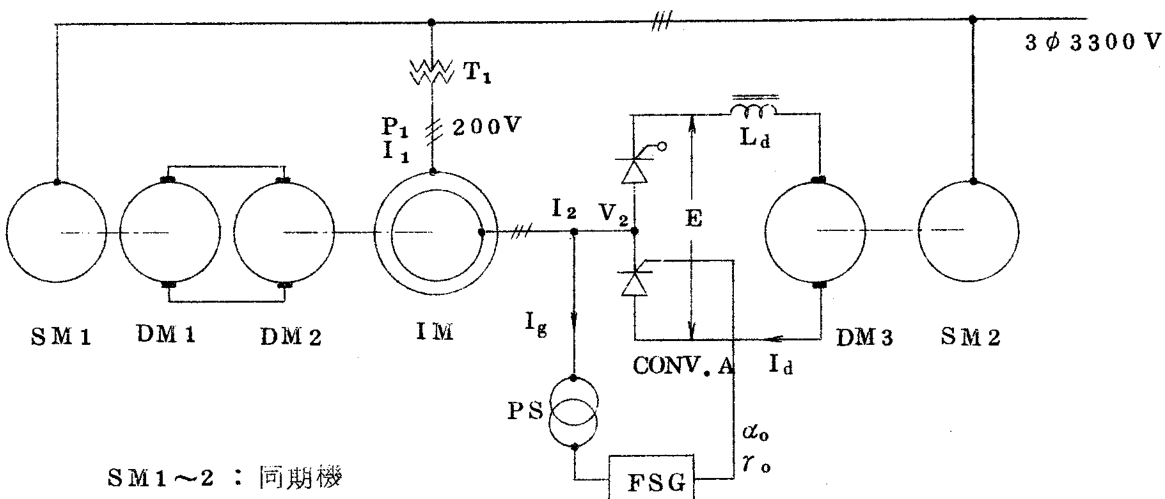
$$I_{ao} = R_o V/(R_o^2 + X_o^2) \quad \cdots\cdots (1.4.2)$$

したがって，誘導電動機の入力 P_1 は，2次電流の有効分 I_{a1}((1.4.1)式の α，u を表1.3.1に代入して求まる)の1次換算値 I_{a1}/a と，励磁電流の有効分 I_{ao} を加え合わせて，

$$P_1 = 3V(I_{ao} + I_{a1}/a) \quad \cdots\cdots (1.4.3)$$

(2) 実験回路

実験回路を図1.4.2に，供試誘導電動機Aの定数を表1.4.1に示す。供試機の励磁電流(24.5A)は，定格1次電流(69.5A)の35.3% なので，等価回路は図1.2.5(b)で近似できるものと考える。



SM1〜2 ： 同期機
DM1〜3 ： 直流機
T₁ ： 変圧器(175kVA)
IM ： 供試機
PS ： 移相器
FSG ： サイリスタ点弧回路
CONV. A ： 3相ブリッジサイリスタ整流回路
L_d ： 平滑リアクトル(16mH)

図1.4.2 実験回路

表1. 4. 1　供試機Aの定数

定格電圧	3相200(V)	R_0	0.4890 (Ω)	X_0	4.70 (Ω)
極　数	2p＝6	R_1	0.0694 (Ω)	X_1	0.133 (Ω)
巻線比	a＝1.12	R_2	0.0648 (Ω)	a^2X_2	0.158 (Ω)

整流回路CONV. A（順方向降下電圧 $E_f=2.2V$）は磁気式周波数逓倍器を応用した点弧回路FSG（第1. 7章で詳細説明）で制御される。実験は，直流機DM3の界磁電流を調整し，整流回路の直流電圧Eを一定に保ち，直流機DM2の界磁電流を調整して，誘導電動機IMの負荷を変え，そのときの誘導電動機への入力 P_1，整流回路の重なり角 u_0 および直流電流 I_d を測定した。実験する場合，整流回路の制御角のとり方が問題となるが，ここでは，整流回路にかかる電圧を基準に定めた。以下，制御角を図1. 2. 5(b)の回路で説明する。いま，u，v各相の電圧を e_u，e_v，電流を i_u，i_v として，u相からv相への転流を考える。図1. 4. 3(a)で（以下，同図(b)の場合を（　）で示す）u(v)相に電流が流れている場合，u(v)相には抵抗Rに基づく電圧降下 e_R があるため，整流回路の線間電圧は，e_{VU}（e_{UV}）となり，電源回路側の線間電圧 e_{vu}（e_{uv}）とは零になる点の位相が θ_d だけずれる。同図から明らかなように，

$$\left.\begin{aligned} e_u - e_R &= e_v \\ e_R = I_d\,R/a &= I_d\,(R_1 + a^2R_2/s)/a \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (1.4.4)$$

を満足する θ が，$\theta=-\theta_d$ である。（1.3.3）式を（1.4.4）式に代入して θ_d を求めると，

$$\sin\theta_d = I_d\,(R_1 + a^2R_2/s)/\sqrt{6}\,aV \quad \cdots\cdots (1.4.5)$$

整流回路が接続されるのは，誘導電動機の2次回路で，2次回路で見ることができる電圧は，図1. 4. 3で e_{VU}（e_{UV}）に相当する電圧である。それで，実験では，整流回路を順変換回路として働かせる場合には α_o を，逆変換回路として働かせる場合には γ_o を，移相器PSを調整して一定値に保つようにした。したがって，電源電圧を基準にとった制御角 α，γ と α_o，γ_o との関係は，

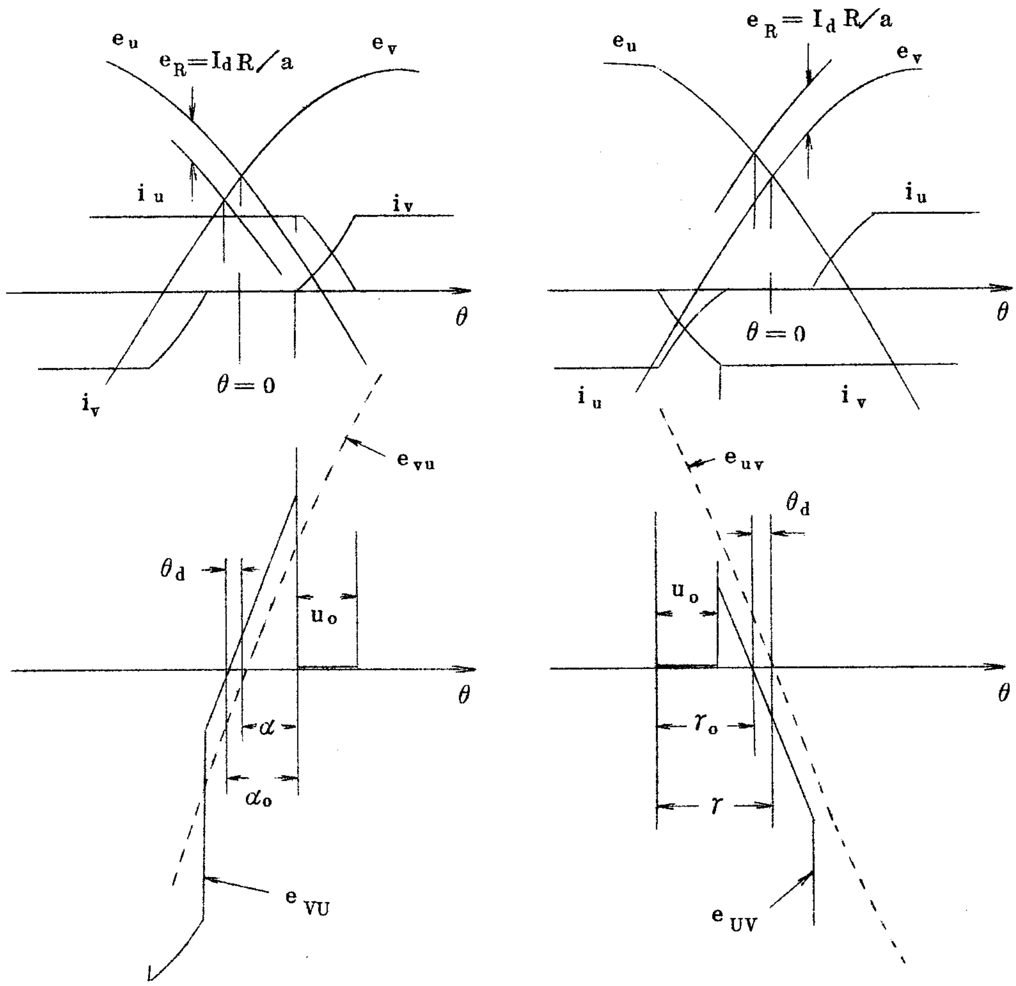
$$\alpha = \alpha_o - \theta_d \quad \cdots\cdots (1.4.6)$$

$$\gamma = \gamma_o + \theta_d \quad \cdots\cdots (1.4.7)$$

となる。なお，（1.4.7）式の γ は制御進み角と呼ばれているもので，制御遅れ角 α との間には，

$$\gamma = 180° - \alpha \quad (1.4.8)$$

が成立する。（1.4.5）〜（1.4.8）式からα（γ）とα_o（γ_o）の関係が求まる。



(a)　順変換回路の場合　　(b)　逆変換回路の場合

図 1.4.3　抵抗降下電圧による制御角のずれ

(3)　実験結果の検討

図 1.4.4 に，電動機領域（ s＞0 ）における整流回路の重なり角と直流電流の関係を示す。同図(a)は，$\alpha_o = 30°$，同図(b)は，$\gamma_o = 45°$ で運転した場合のもので，重なり角は図 1.4.3 で e_{VU}（e_{UV}）が零になる期間から求めた。$I_d = 80$ A で，$\alpha_o = 30°$ の場合，直流電圧を 80V から 280V まで変えれば，すべりは 0.5 から 1.62 まで変わり，そのとき，

$$T = X/R = (X_1 + a^2 X_2)/(R_1 + a^2 R_2/s) \quad (1.4.9)$$

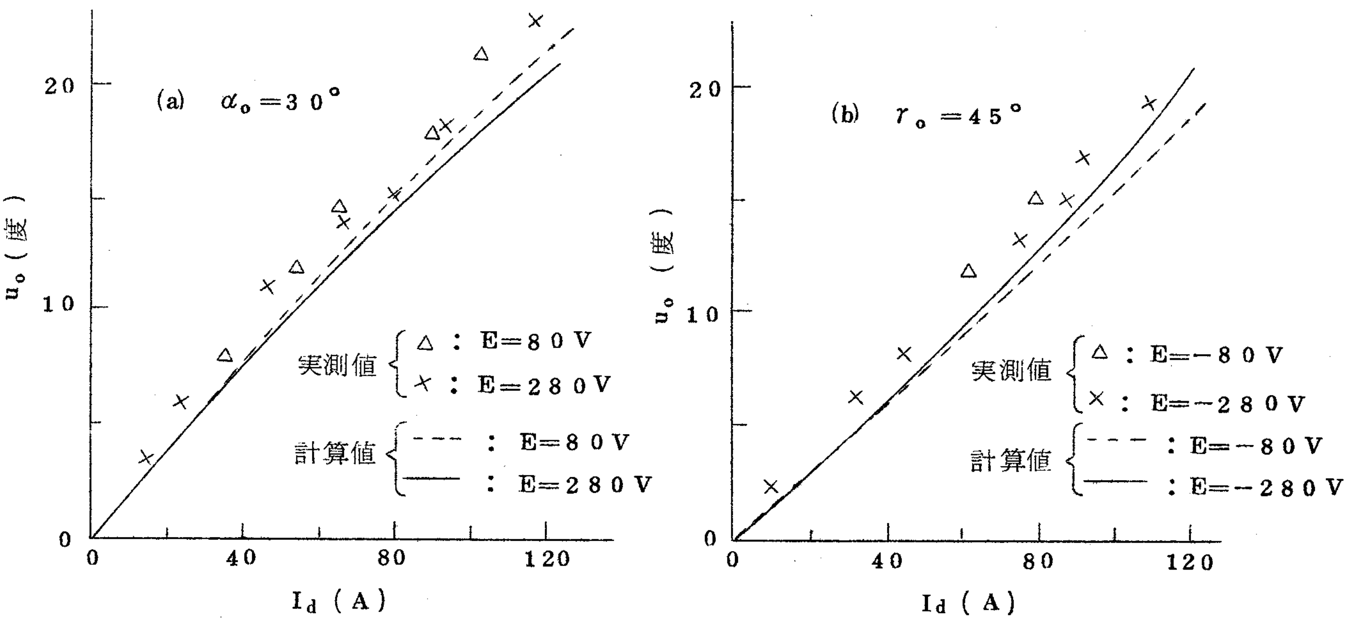


図 1. 4. 4　重なり角と直流電流の関係（供試機 A）

は 1.26 から 2.43 まで変わる。同様に，$\gamma_o = 45°$ の場合，直流電圧を −80V から −280V まで変えれば，すべりは 0.36 から 1.35 まで変わり，T は 0.986 から 2.25 まで変わる。$I_d = 80$ A では，(1.4.1) 式の $I_d / a\,I_{sm} = 0.147$ なので，T が上に述べた範囲の値であれば，図 1. 3. 3 から重なり角は T = ∞ の場合における等価重なり角とほとんど等しくなるので，図 1. 4. 4 の計算値の算定には，(1.4.1) 式を用いた。$|E| =$ 80V と 280V とでは計算値が異なるのは，(1.4.5) 式からもわかるように，θ_d が s によって異なるためである。計算値と実測値は 2〜3° 異なるが，これは重なり角の測定誤差，α_o，γ_o の設定誤差などにもよるが，おもにサイリスタの残留電荷の蓄積効果，および，A−K 間 C，R に基づく振動など（図 1. 4. 9 参照）によるもので[1.40]，その影響（2° 前後の重なり角の増加）を考慮にいれると，計算値と実測値とはよく一致しているといえる。なお，移相器 P S へ流れこむ電流は最高 1 A 程度なので，この電流の重なり角への影響を無視した。

図 1. 4.5 に，電動機領域における誘導電動機の入力と直流電流の関係を示す。計算値は (1.4.3) 式の I_{a1} に表 1. 3. 1 B を代入して求めたものである。α_o が大きくなるほど（γ_o が小さくなるほど）同一直流電流に対する入力が減少すること，α_o あるいは γ_o が一定の場合，同一直流電流に対する入力の値は E，すなわち，s が変わってもあまり変わらないことがわかる。計算値と実測値とはよく一致している。

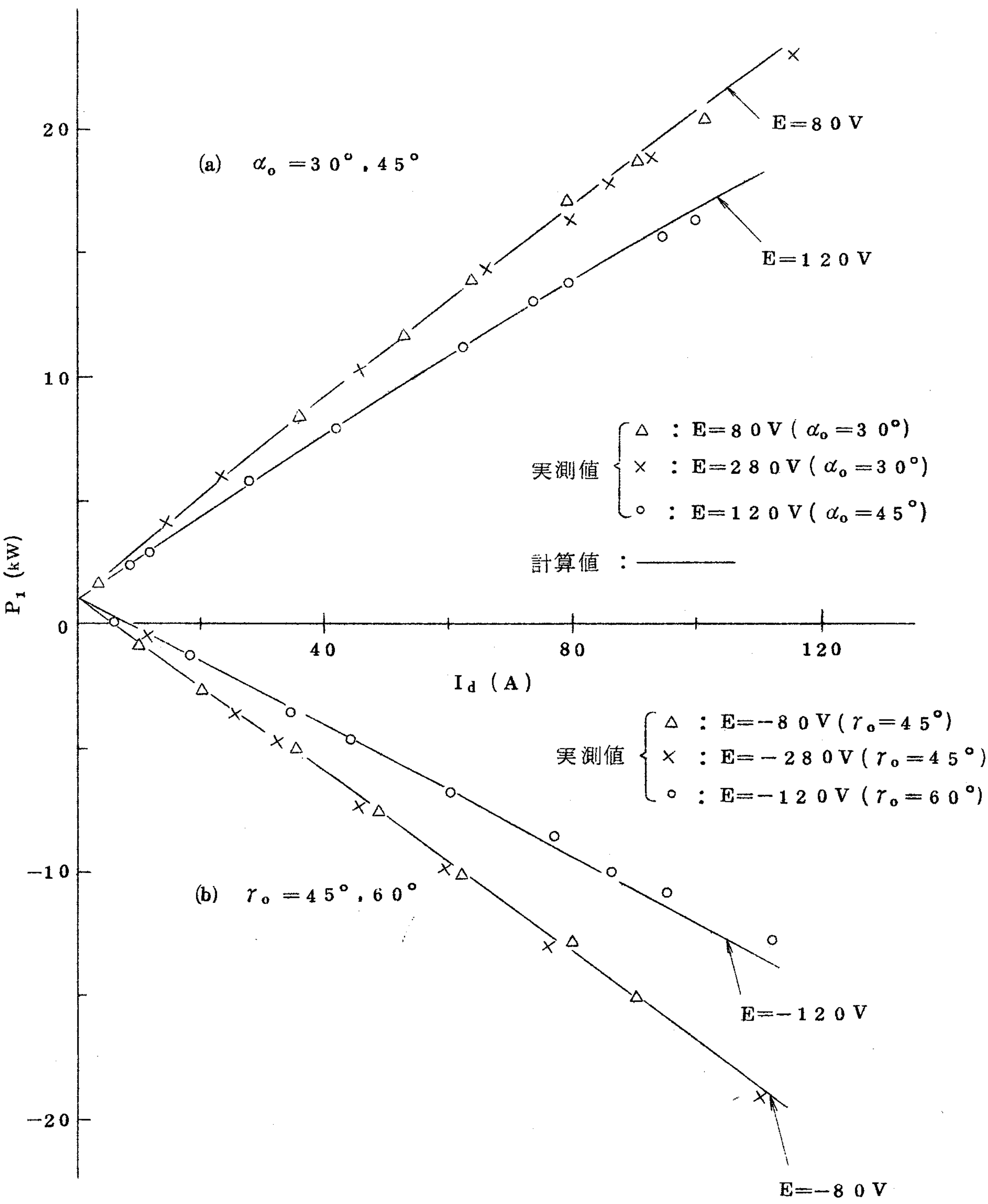


図 1. 4. 5　入力と直流電流の関係

以上，図 1.4.4，図 1.4.5 から，第 1.3.1 節での検討結果がそのまま図 1.2.5 (b)の回路で表わせる誘導電動機に適用できることが確認できた。

1.4.2　2次電圧調整方式における誘導電動機の特性

第 1.4.1 節で，図 1.2.5 (b)の回路で表わせる誘導電動機では，2次電流の有効分はリアクタンス分のみを考慮して求まる等価重なり角をもとに計算できることが明らかとなった。この結論を図 1.2.5 (a)の回路に適用し，2次に3相ブリッジサイリスタ整流回路を接続した2次電圧調整方式における誘導電動機の特性を解析する。

(1)　等価重なり角

図 1.2.5 (a)の回路で，リアクタンス分のみを考慮して求まる2次電流の等価重なり角は，図 1.4.6 を参照して，

$$e_u - X_1 d i_a / d\theta - X_0 d(i_a - i_1)/d\theta$$
$$= e_v - X_1 d i_b / d\theta - X_0 d(i_b + i_1 - I_d/a)/d\theta \quad \cdots\cdots (1.4.10)$$
$$e_u - X_1 d i_a / d\theta - a^2 X_2 d i_1 / d\theta$$
$$= e_v - X_1 d i_b / d\theta - a^2 X_2 d(I_d/a - i_1)/d\theta \quad \cdots\cdots (1.4.11)$$

(1.4.10)，(1.4.11)式から，i_a，i_b を消去すれば，

$$d i_1 / d\theta = (e_u - e_v)/2X_3 \quad \cdots\cdots (1.4.12)$$

ただし，

$$X_3 = X_1 + a^2 X_2 + a^2 X_1 X_2 / X_0 \quad \cdots\cdots (1.4.13)$$

(1.4.12)式に(1.3.3)式を代入し，i_1 を $\theta = \alpha$ において，$i_1 = I_d/a$ としてとけば，

$$i_1 = I_d/a - \sqrt{6}\,V(\cos\alpha - \cos\theta)/2X_3 \quad \cdots\cdots (1.4.14)$$

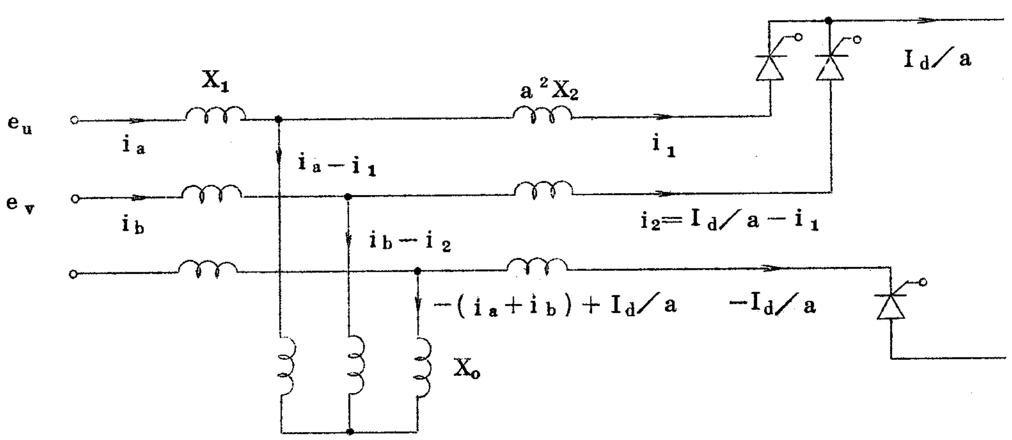


図 1.4.6　転流時の等価回路

（1.4.14）式で，$i_1=0$ となる θ を $\theta=\alpha+u$（u：等価重なり角）とおけば，

$$\cos(\alpha+u) = \cos\alpha - 2X_3 I_d / \sqrt{6}\, aV \quad \cdots\cdots (1.4.15)$$

（1.4.1）式と（1.4.15）式を対比すれば，$I_d/a\,I_{sm}$ は，

$$I_d / a\,I_{sm} = 2X_3 I_d / \sqrt{6}\, aV \quad \cdots\cdots (1.4.16)$$

（1.4.13）〜（1.4.16）式から，X_0 が小さくなるほど，すなわち，励磁電流が増大するほど，等価重なり角が大きくなることがわかる。

(2) 制御角

図1.2.5(b)の回路で，抵抗分に基づく制御角のずれを，（1.4.5）式で求めたが，この式からわかるように，1次巻線抵抗 R_1 に基づく制御角のずれは，誘導電動機が定格電流で動作している場合せいぜい1°程度と小さいので，図1.2.5(a)の回路では，R_1 に基づく制御角のずれを無視する。同様に $R_0 \ll X_0$ なので，R_0 に基づく制御角のずれも無視する。また，整流回路のために，1次電流，1次インピーダンス降下，ならびに，2次電圧にも高調波分が含まれるが，おのおのに占める高調波分の割合は少ないので（図1.3.7参照）これら電流，電圧を等価正弦波におきかえて以下の考察を進める。

整流回路が接続されるのは，誘導電動機の2次回路で，2次回路でみることができる電圧は，等価正弦波電圧の E_2' に相当する電圧である。そこで，整流回路の制御角 α_0，γ_0 を E_2' を基準に定める。2次抵抗に基づく制御角のずれ θ_d は（$s<0$ の場合も考慮して）

$$\sin\theta_d = I_d\, a\, R_2 / \sqrt{6}\, |s|\, E_2' \quad \cdots\cdots (1.4.17)$$

一方，等価正弦波電圧 E_2' は，1次インピーダンス降下のために，電源電圧とは位相がずれるが，1次インピーダンス降下は，電源電圧に比べ，その割合が少ない（一般に定格電流で15％前後）ので，これに基づく位相のずれを無視し，電源電圧を基準にとった（1.4.15）式の α，γ（$=180°-\alpha$）と等価正弦波電圧 E_2' を基準にとった制御角 α_0，γ_0 との間には，

$$\alpha \simeq \alpha_0 - \theta_d \quad \cdots\cdots (1.4.18)$$

$$\gamma \simeq \gamma_0 + \theta_d \quad \cdots\cdots (1.4.19)$$

が成立するものと仮定する。

(3) 1次電流

図1.2.5(a)から，励磁電流実効値 I_0 は，

$$I_0 = E_2' / \sqrt{R_0^2 + X_0^2} \quad \cdots\cdots (1.4.20)$$

等価正弦波電圧 E_2' を基準に考えると，励磁電流 i_0 は，

$$i_0 = \sqrt{2}\ I_0 \sin(\theta - \varphi_0)$$
$$= \sqrt{2}\ I_0 (\sin\theta \cdot \cos\varphi_0 - \cos\theta \cdot \sin\varphi_0) \quad \cdots\cdots (1.4.21)$$

ただし，

$$\varphi_0 = \tan^{-1}(X_0 / R_0) \quad \cdots\cdots (1.4.22)$$

と表わせるので，励磁電流の有効電流実効値 I_{a0}，および，無効電流実効値 I_{b0} は，

$$\left.\begin{aligned} I_{a0} &= I_0 \cos\varphi_0 = I_0 R_0 / \sqrt{R_0^2 + X_0^2} \\ I_{b0} &= -I_0 \sin\varphi_0 = -I_0 X_0 / \sqrt{R_0^2 + X_0^2} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (1.4.23)$$

2 次電流の E_2' に対する有効電流実効値を I_{a1}/a，無効電流実効値を I_{b1}/a，高調波電流実効値を I_H/a とすれば，1 次電流実効値 I_1 は，各電流成分をそれぞれ加え合わせて，

$$I_1 = \sqrt{(I_{a0} + I_{a1}/a)^2 + (I_{b0} + I_{b1}/a)^2 + (I_H/a)^2} \quad \cdots\cdots (1.4.24)$$

E_2' は，図 1. 4. 7 に示す誘導電動機 1 次側の等価正弦波電圧，電流のベクトル図から，

$$\left.\begin{aligned} \cos\varphi_3 &= (I_{a0} + I_{a1}/a) / I_1 \\ \tan\varphi_1 &= X_1 / R_1 \\ \varphi_4 &= \varphi_3 - \varphi_1 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (1.4.25)$$

となるので，

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + X_1^2} \quad \cdots\cdots (1.4.26)$$

とおけば，

$$E_2' = \sqrt{V^2 - I_1^2 Z_1^2 \sin^2\varphi_4} - I_1 Z_1 \cos\varphi_4 \quad \cdots\cdots (1.4.27)$$

さきにも説明したように，1 次インピーダンス降下は電源電圧にくらべてその割合は少ないので，(1.4.24) 式の I_{a1}，I_{b1}，I_H は，表 1. 3. 1 B の各値で代表できるものと仮定する。(1.4.20)～(1.4.27) 式の間でのくり返し計算から，1 次電流が求まる。

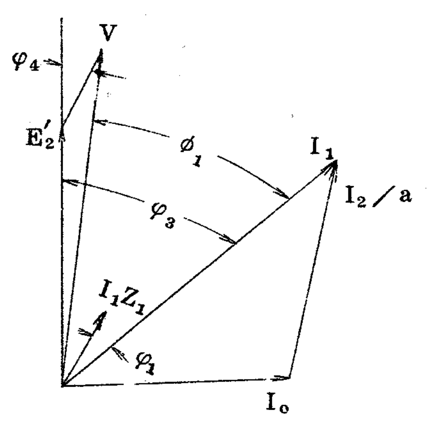


図 1. 4. 7　1 次側のベクトル図

(4) 入力，力率，トルク，出力，すべり

誘導電動機の入力 P_1 は，上記第(3)項で説明した I_{a0}，I_{a1}，I_1 を用いて，

$$P_1 = 3\{E_2'(I_{a0} + I_{a1}/a) + I_1^2 R_1\} \quad \cdots\cdots (1.4.28)$$

力率 $\cos\phi_1$ は，

$$\cos\phi_1 = P_1 / 3VI_1 \quad \cdots\cdots (1.4.29)$$

誘導電動機のトルク（同期ワット）P_τ は，入力から励磁損と1次抵抗損を引いて，

$$P_\tau = 3E_2' I_{a1}/a \quad \cdots\cdots (1.4.30)$$

したがって，トルク τ (N・m) は，電源周波数を f，極数を 2p とすれば，

$$\tau = pP_\tau / 2\pi f \quad \cdots\cdots (1.4.31)$$

一方，誘導電動機の出力 P_o は，

$$P_o = (1 - s)P_\tau \quad \cdots\cdots (1.4.32)$$

同期ワットにすべりを乗じたもの（2次すべり電力）は，2次抵抗損と直流側の電力を加えたものに等しいことから，すべり s は，

$$s = \{(E + E_f)I_d + 3I_2^2 R_2\} / P_\tau \quad \cdots\cdots (1.4.33)$$

無負荷時におけるすべり s_o は，(1.4.33) 式で $I_d \to 0$ とすれば，

$$s_o = a(E + E_f)\pi\sqrt{(R_0 + R_1)^2 + (X_0 + X_1)^2} / 3\sqrt{6}V\sqrt{R_0^2 + X_0^2}\cos\alpha \quad \cdots\cdots (1.4.34)$$

以上求めた式から，2次に3相ブリッジサイリスタ整流回路を接続した2次電圧調整方式における誘導電動機の特性が計算できる。

1.4.3　発電機領域の特性

誘導電動機を同期速度以上で回転させれば，回転子と磁束の相対的な回転方向が逆となり，2次電流の有効電流は，電動機領域の場合とは位相が逆になる。[1.41] したがって，前節で求めた電動機領域の特性式で，有効電流 I_{a1} のかわりに，$-I_{a1}$ を代入すれば，そのまま発電機領域の特性式となる。なお，この場合 (1.4.34) 式は $-s_o$ となる。

1.4.4　制御角とトルクの関係

前節までの解析で，誘導電動機の電動機領域，発電機領域の特性が求まり，整流回路の制御角の調整によって，トルクが制御できることがわかった。

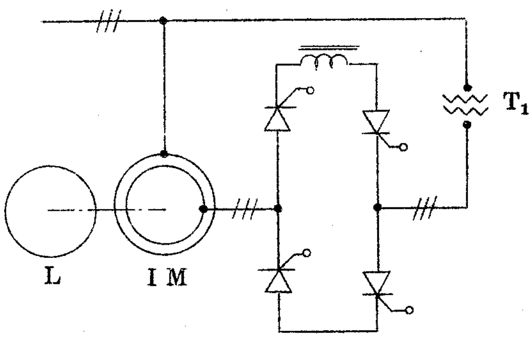
図1.4.8 に，整流回路の動作とトルク（同期ワット）の関係をまとめて示す。同図から，従来の速度制御方式では不可能だった同期速度以上での高速度運転が制御角の調整によっ

て可能なことがわかる。１次インピーダンス降下ならびに重なり角を無視すれば，同期ワットPτは

$$P_\tau \fallingdotseq 3\sqrt{6}\ s V I_d \cos\alpha / \pi\ |s| \quad \cdots\cdots (1.4.35)$$

トルクの絶対値を大きくしようとすれば，(1.4.35)式から，$\alpha = 0°$ または $\alpha = 180°$（$\gamma = 0°$）にすることが望ましいが，αを180°に近づければ，特にTが小さくなる同期速度近傍では，図1.3.3から，重なり角が大きくなるので，サイリスタ整流回路の転流上，制御角に余裕をみることが必要で，この点から，トルクおよび速度制御範囲が制限される。

以上，電動機領域ならびに発電機領域における誘導電動機の特性計算式が求まったので，以下，計算値と実測値との比較検討を行なう。



CONV.A　CONV.B

(a)

	s＞0		s＜0	
	$P_\tau > 0$	$P_\tau < 0$	$P_\tau > 0$	$P_\tau < 0$
CONV．A	α	γ	γ	α
CONV．B	γ	α	α	γ

α：順変換動作

γ：逆変換動作

CONV.A,B：３相ブリッジサイリスタ整流回路

図1.4.8　３相ブリッジサイリスタ整流回路の動作

1.4.5　実験回路

図1.4.2で，直流電圧Eと制御角α_0，γ_0を一定に保ち，誘導電動機の負荷を変えて，直流電流I_d，すべりs，入力P_1，１次電流I_1および移相器PSへ流れ込む電流I_g，入力Wならびにスリップリング両端の２次電圧波形（V_2），２次電流波形（I_2），直流電圧波形（E）を測定した。供試誘導電動機Bの定数を表1.4.2に示す。励磁電流（31.4A）は定格電流（38.5A）の81.6％で，一般の誘導電動機にくらべ，その割合は大きい。

表1.4.2　供試機Bの定数

定格電圧	３相200(V)	R_0	0.148　(Ω)	X_0	3.05　(Ω)
極　　数	2p＝24	R_1	0.190　(Ω)	X_1	0.635　(Ω)
巻線比	a＝3.49	R_2	0.072　(Ω)	a^2X_2	0.481　(Ω)

移相器の入力Wは実測によればほとんどが鉄損で，誘導電動機の特性を測定した範囲では，

$$W=200\ |s|^{3}/3-200\ |s|^{2}/3+350\ |s|/3 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (1.4.3\,6)$$

で表わされる。以下の説明で計算値を求める場合，I_g ならびにWの取扱いが問題となるが，I_g は最高5Aで，誘導電動機の定格2次電流（72A）に比べその割合は少ないので，重なり角に与える影響ならびに I_g に基づく2次インピーダンス降下を無視し，Wを E_2' を基準に分ける。I_g の有効電流，無効電流実効値を I_{a2}, I_{b2} とすれば，

$$W=3\,|s|\,E_2'\ I_{a2}/a \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (1.4.3\,7)$$

$$I_{b2}=-\sqrt{I_g^2-I_{a2}^2} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (1.4.3\,8)$$

となる。したがって，すべり，入力，1次電流の計算値を求める場合には，前節までの I_{a1}, I_{b1} はそれぞれ（$I_{a1}+I_{a2}$），（$I_{b1}+I_{b2}$）とした。

1. 4. 6　実験結果

(1)　2次電圧，電流波形および重なり角

図1. 4. 9に，誘導電動機のスリップリング両端の電圧波形（V_2），2次電流波形（I_2），直流電圧波形（E）を電動機領域（同図(a)，(b)）と発電機領域（同図(c)，(d)）について示す。u_0 は2次電圧波形が零になる期間から求めた実測値である。

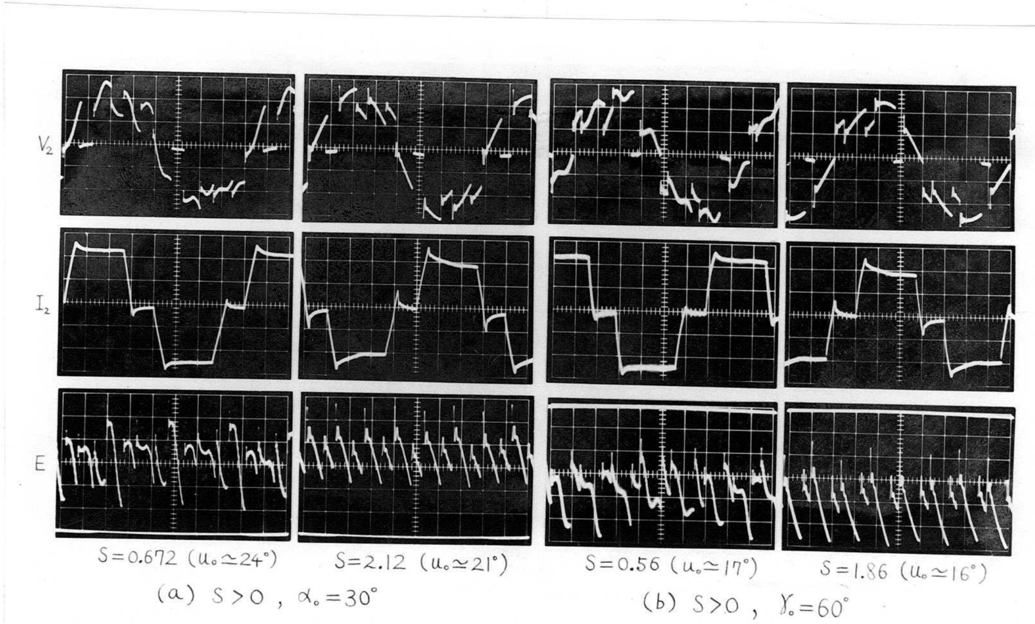
(2)　すべり，入力，1次電流

図1. 4. 1 0に直流電流とすべりの関係を，図1. 4. 1 1に入力と直流電流の関係を，図1. 4. 1 2に1次電流と直流電流の関係を電動機領域（各図(a)，(b)）と発電機領域（各図(c)，(d)）について示す。図1. 4. 1 1，図1. 4. 1 2の実測記号は図1. 4. 1 0のそれに対応する。図1. 4. 1 0では，上側はトルクが正なることを意味し，下側は負となることを意味する。トルクが正負に変わっても直流電流の方向は変わらない。また，$s>1$ と $s<1$ とでは電動機の回転方向は逆となる。

直流電流が90Aのとき2次電流は約72Aで，この値は供試機の定格2次電流に等しい。

1. 4. 7　実験結果の検討

図1. 4. 1 0で，$I_d=80$Aの場合，s が0.5から2まで変われば，（1.4.9）式（$s\to|s|$）のTは0.574から1.78まで変化する。また，$I_d=80$Aでは，$I_d/a\ I_{sm}=0.197$ となるので，Tが上に述べた範囲の値であれば，図1. 3. 3から，重なり角は $T=\infty$



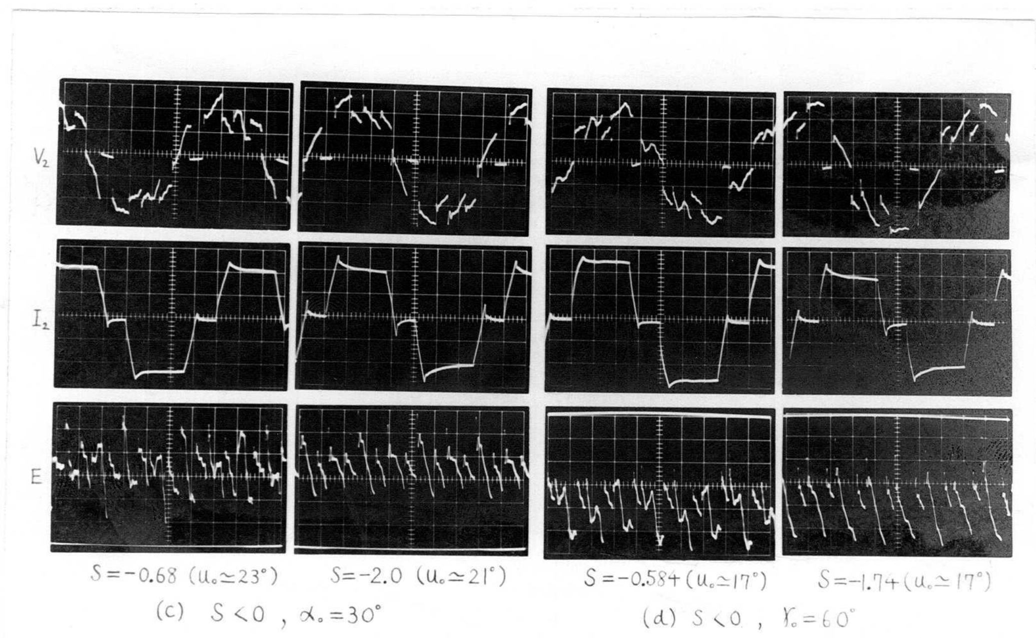


図 1. 4. 9　電動機領域((a),(b))ならびに発電機領域((c),(d))における2次電圧，電流および直流電圧波形(I_d =80A)

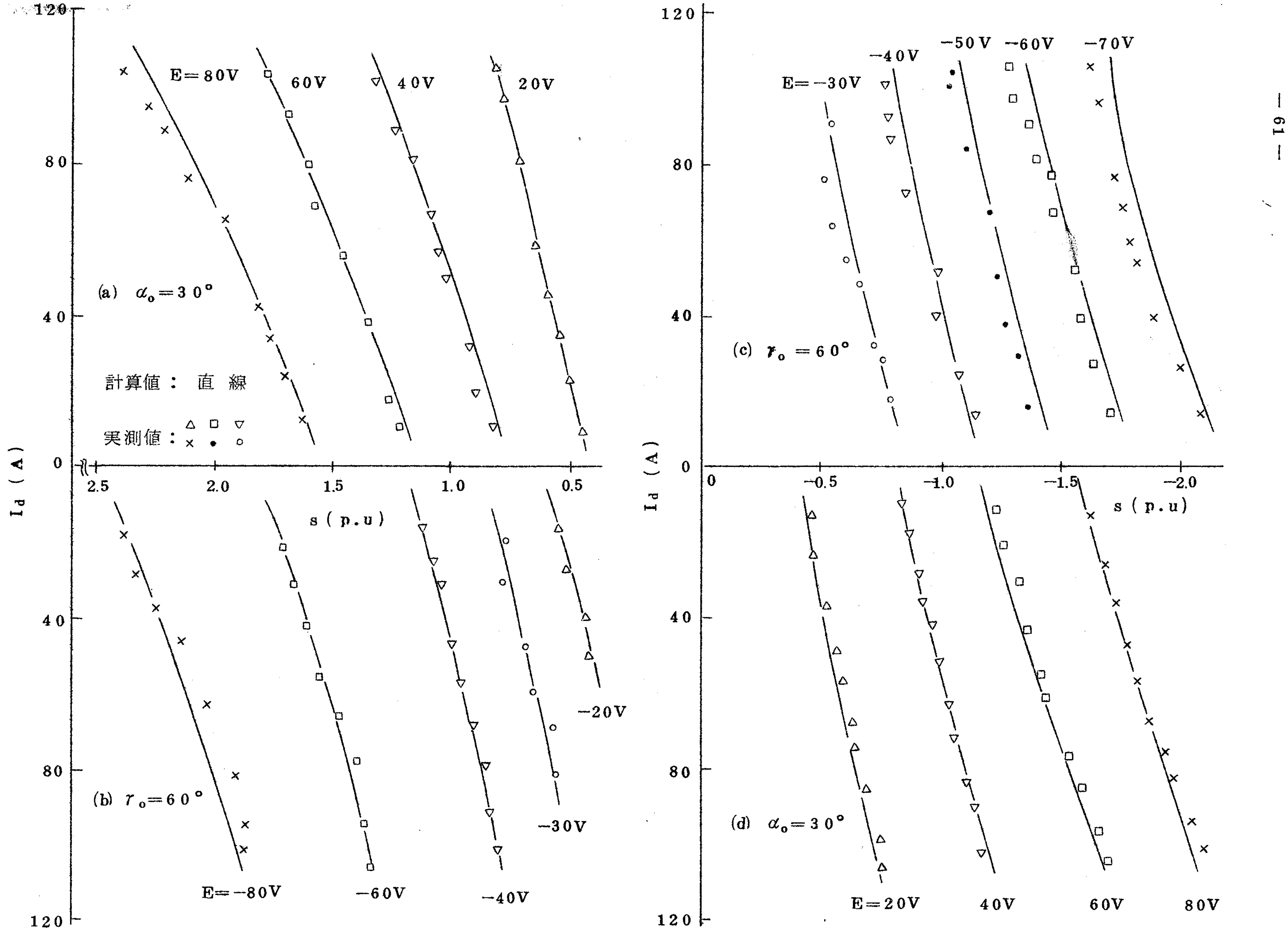


図 1. 4. 1 0　直流電流とすべりの関係

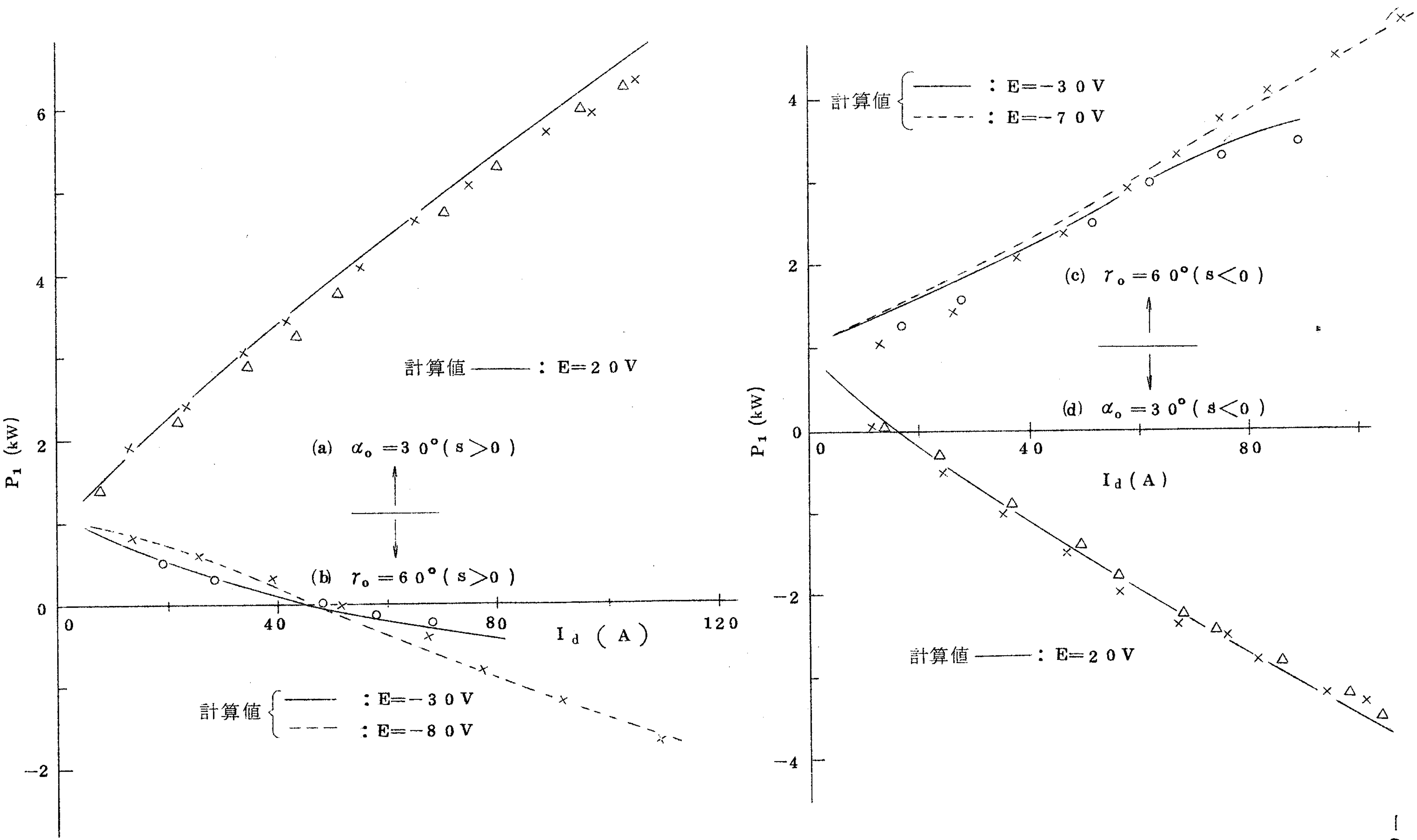


図1.4.11　入力と直流電流の関係

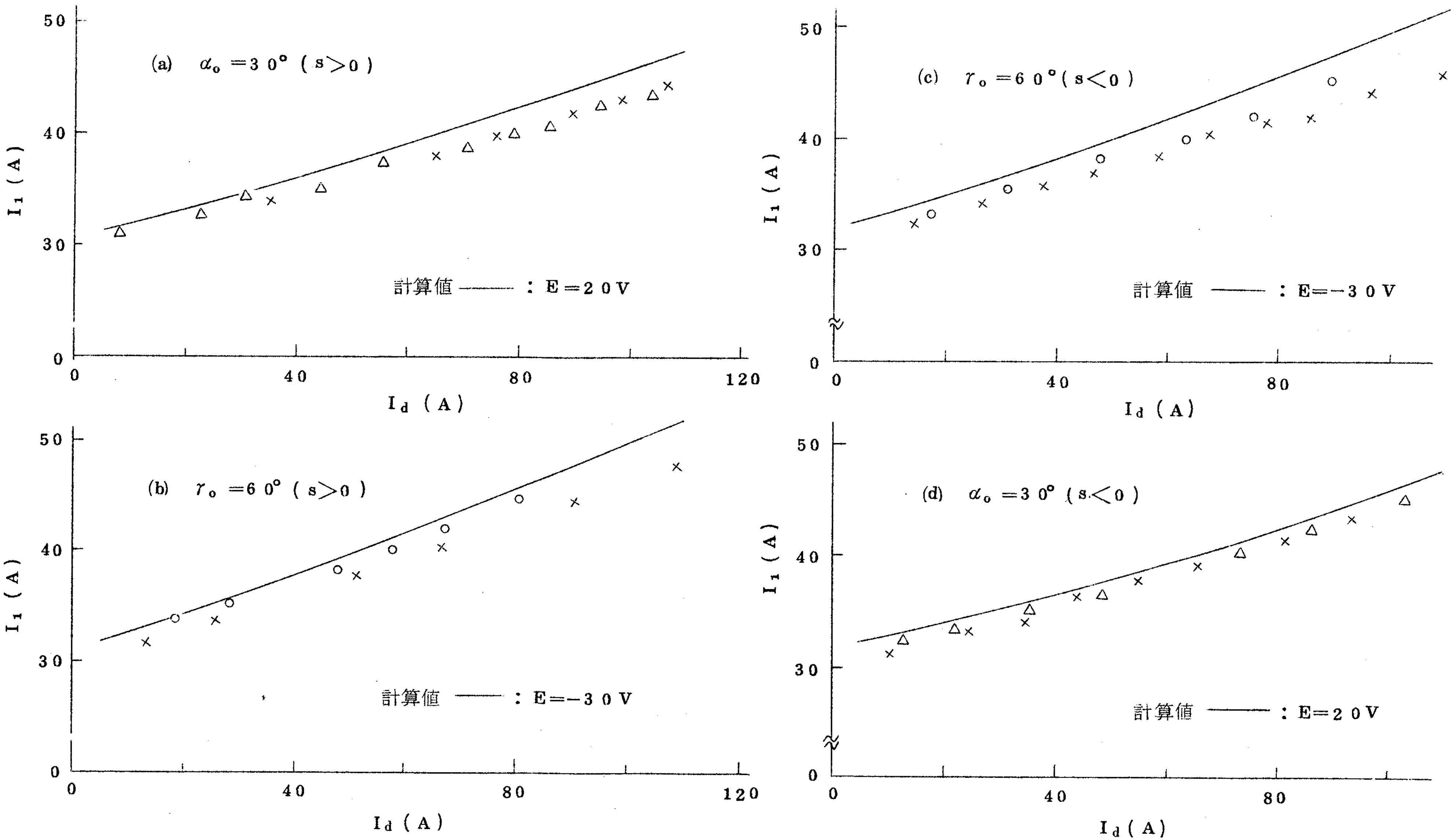


図 1.4.12　1次電流と直流電流の関係

における等価重なり角とほとんど等しくなる。図 1. 4. 9 での重なり角を等価重なり角と比較すれば，前者のほうが 3° 前後大きくなるが，サイリスタの残留電荷の蓄積効果およびA－K間C，Rに基づく振動などを考慮（2°前後の重なり角の増加）に入れると[1.40]，計算値と実測値とはよく一致しているものといえる。したがって，制御角は（1.4.1 8），（1.4.1 9）式で表わせるものと考えてよい。

図 1. 4. 9 で，すべりが正の場合と負の場合を比較すれば，制御角が等しく，しかもすべりの絶対値がほぼ等しい場合には，重なり角がほぼ等しいことがわかる。このことは，すべりが負の場合にも，（1.4.9）式の s としてその絶対値をとれば，重なり角の計算には，第 1. 3. 1 節で求めた図式が適用できることを意味する。

図 1. 4. 1 0 〜図 1. 4. 1 2 で，計算値は表 1. 3. 1 Bの各電流成分を（1.4.2 4），（1.4.2 8），（1.4.3 3）式に代入して求めた。図 1. 4. 1 1 で，Eによって計算値が異なるのは，（1.4.1 7）式の θ_d が s によって変わるためである。Eの変化による計算値のちがいの少ない領域では，Eが小さいほうの計算値で代表した。図 1. 4. 1 0 〜図 1. 4. 1 2 から実測値には，ばらつきがあるが，計算値とはよく一致していることがわかる。第 1. 4. 2 節で特性計算式を求める際，表 1. 3. 1 Bの各電流成分が，等価正弦波電圧 E_2' を基準に成立するものと仮定したが，実測値と計算値が一致していることから，この仮定が一般的に成立するものといえる。

以上の結果により，励磁電流の多少にかかわらず，誘導電動機の特性は，第 1. 4. 2 節での諸式をもとに計算できることがわかる。

第 1. 4. 4 節では，Tによる制御角の余裕から，トルクおよび速度制御範囲が制限されることを説明したが，誘導電動機では，同期速度に近づくにつれ，2次電圧に含まれる歯脈動の割合が大きくなるので[1.42]，歯脈動による制御角の余裕からも速度制御範囲が制限される。図 1. 4. 1 3 に，供試誘導電動機Bの2次電圧波形を示す。すべりが小さくなるにつれ，歯脈動の割合が大きくなることがわかる。このことから，同期速度近傍で誘導電動機を運転することは他励式の整流回路ではむずかしく，強制転流（消弧）機能をもった自励式の整流回路が必要である。[1.37), 1.38]

以上，

2次に他励式の3相ブリッジサイリスタ整流回路を接続した誘導電動機の特性を無負荷から定格（2次電流換算）の範囲にわたって解析し，計算値と実測値がよく一致すること

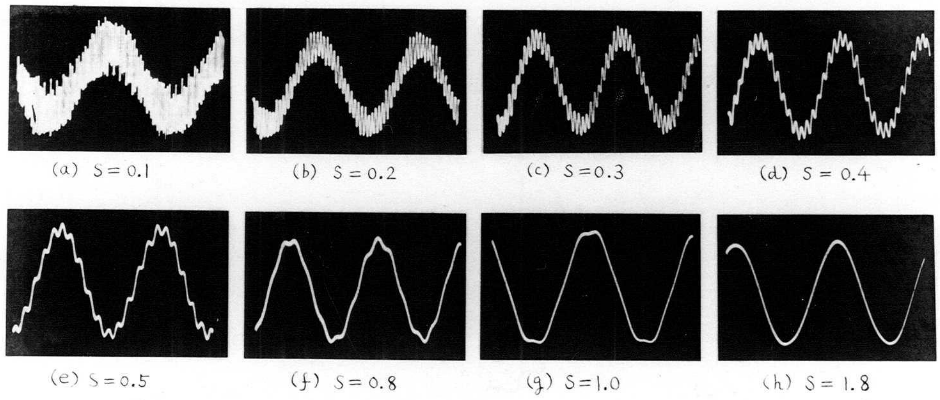


図1. 4. 1 3　2 次誘起電圧波形（供試機B）

を示した。この結果，励磁電流の多少にかかわらず，誘導電動機の特性が精度よく計算できるようになった。

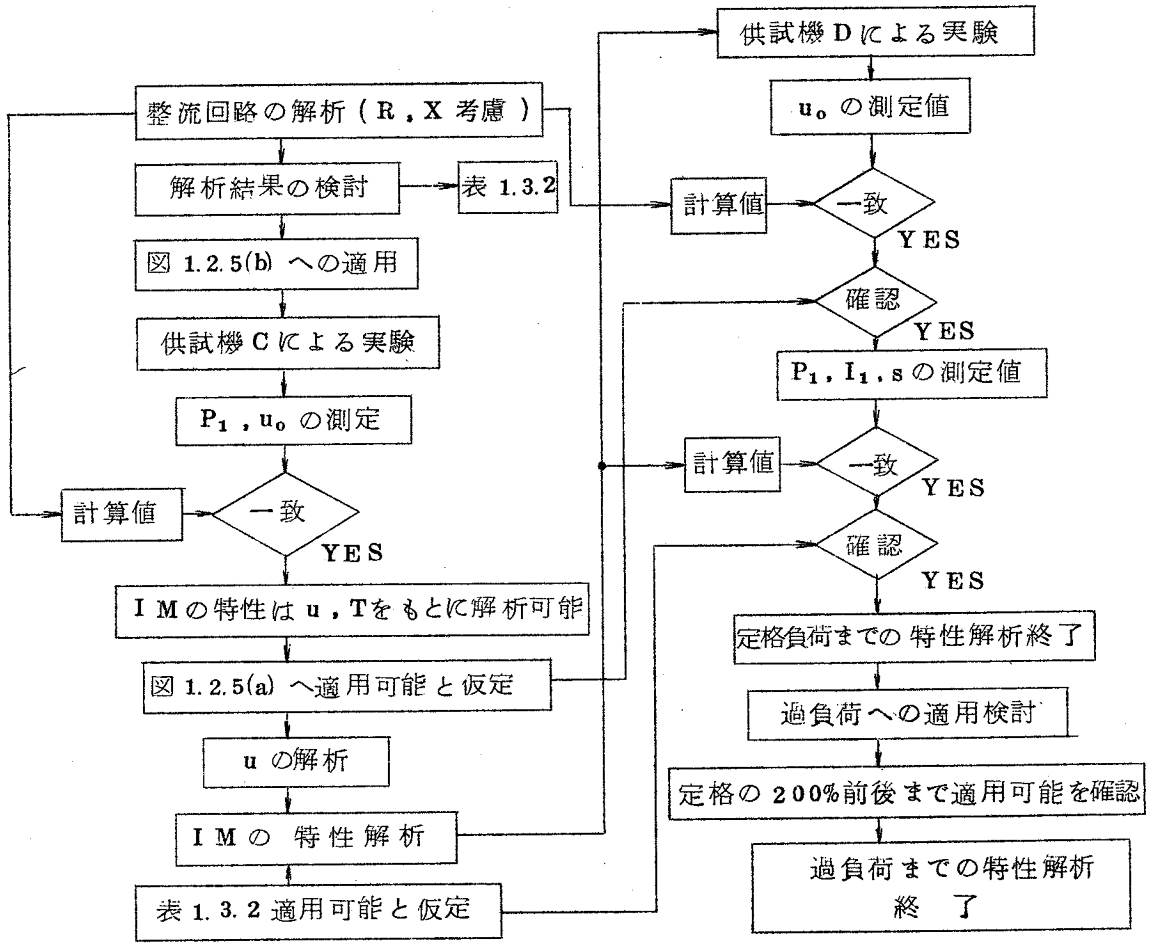
制御角の調整によって，誘導電動機の正逆転が可能であるが，同期速度近くでは他励式の整流回路は安定に動作できないので，速度制御範囲はせまくなる。しかし，従来の速度制御方式では運転不可能であった同期速度以上においても運転が可能となったので，誘導電動機の新しい適用分野が開けるものと思う。

1. 5　2 次電圧調整方式における誘導電動機の特性—Ⅱ（3 相ブリッジダイオード整流回路を用いた場合）[1.19),1.24),1.25)]

誘導電動機の 2 次に 3 相ブリッジダイオード整流回路を接続した 2 次電圧調整方式について，誘導電動機の電動機領域ならびに発電機領域の特性（入力，電流，力率，トルク，すべり）を無負荷から過負荷（2 次電流換算で定格の 200% 前後まで）の範囲にわたって解析する。

まず，第 1. 3. 2 節で得られた検討結果のうち，誘導電動機の特性を考察する上で重要な有効電流と重なり角に関する結論が，図 1. 2. 5 (b)（本章で図 1. 2. 5 を引用するときは，図中の整流回路は，ダイオードで構成されているものと考える）の簡易等価回路で表わせる誘導電動機に適用できることを確かめ，これを補足修正して，図 1. 2. 5 (a)の回路について

〔I〕 T≃ 0.6 ，∞ の場合



〔II〕 T＜約 0.4（同期速度近傍）の場合

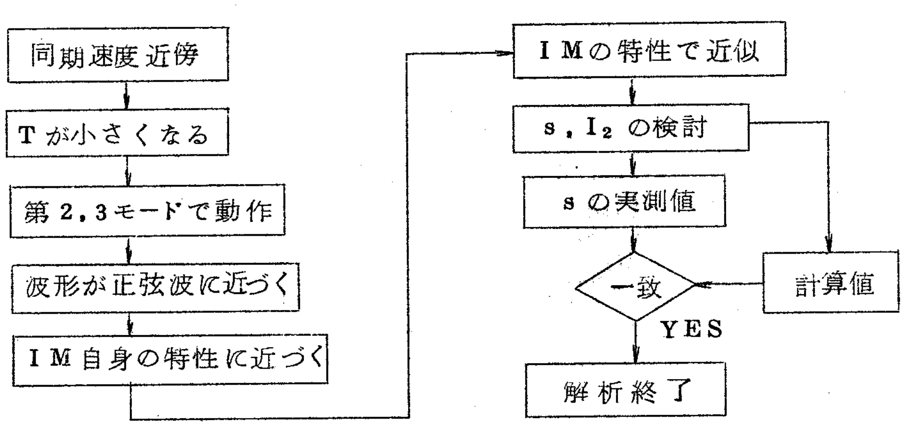


図 1.5.1 解析手順のフローチャート

誘導電動機の特性式を求め，計算値と実測値を比較検討する。

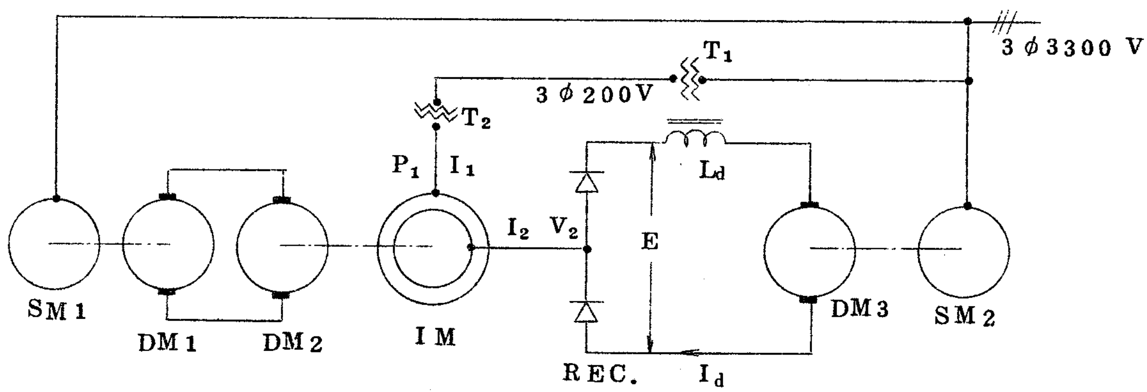
本章での，以下の解析手順のフローチャートを図 1. 5.1 にまとめて示す。

1. 5. 1　簡易等価回路で表わせる誘導電動機の入力および重なり角

本節では，図 1. 2. 5 (b)の回路で表わせる誘導電動機の入力および重なり角について考察する。

(1)　実験回路

実験回路を図 1. 5. 2 に，供試誘導電動機Cの定数を表 1. 5.1 に示す。供試機の定格電圧は200Vで，そのときの定格1次電流（69.5A）に対する励磁電流（24A)の割合は34.5%なので，供試機の等価回路は図 1. 2. 5 (b)で表わせるものと考える。



SM1〜2：同期機　　　IM　：供試機
DM1〜3：直流機　　　REC.：3相ブリッジダイオード整流回路
T_1　：変圧器（175kVA)　　L_d　：平滑リアクトル（16mH）
T_2　：変圧器（200V/80V)

図 1. 5. 2　実験回路

表1. 5. 1　供試機Cの定数

定格電圧	3相200(V)	R_0	0.463 (Ω)	X_0	4.81 (Ω)
極　　数	2p=6	R_1	0.0772(Ω)	X_1	0.132(Ω)
巻 線 比	a=1.12	R_2	0.0957(Ω)	a^2X_2	0.158(Ω)

実験では，供試機の電源側に変圧器T_2を入れて，電圧を200Vから80Vに降圧した。これは，図1.3.12，図1.3.13で，I_d/I_{m}の大きなところまでの特性を検討するためである。

実験は，図 1. 5. 2 で整流回路REC. の直流電圧Eを一定に保ち，直流機DM 2で負荷をかけて行ない，供試機の入力P_1，整流回路の重なり角u_0および直流電流I_dを測定した。なお，整流回路には電圧降下を生じるが，これを一定の順方向降下電圧（$E_f = 3.4$ V）として，直流電圧に加算して考慮する。

(2) 重なり角

図 1. 2. 5 (b)と図 1. 3. 1 (b)を対比すれば，図 1. 3. 1 (b)のI_dは図 1. 2. 5 (b)ではI_d / aに対応するので，第 1. 3. 2 節でのI_d / I_{sm}は本章では$I_d / a\ I_{sm}$となる。（1.3.3 1）式から，

$$I_d / a\ I_{sm} = 2 X I_d / \sqrt{6}\ a\ V = 2 \left(X_1 + a^2 X_2 \right) / \sqrt{6}\ a\ V \qquad (1.5.1)$$

一方，（1.3.2 6）式のTは，

$$T = X/R = \left(X_1 + a^2 X_2 \right) / \left(R_2 + a^2 R_2 / s \right) \qquad (1.5.2)$$

と表わせる。

図 1. 5.3 に，誘導電動機の 2 次に接続した 3 相ブリッジダイオード整流回路の動作が第 1 モードから第 2 モードへ変わる境界値（重なり角u_0が 6 0° となる点）と第 2 モードから第 3 モードへ変わる境界値（$u_0 > 60°$ となる点）の実測値と計算値，ならびにEを助変数としてI_dとsの関係（実測値），Tとsの関係（計算値）を示す。モードの境界の計算値は，（1.5.1），（1.5.2）式を図 1. 3. 1 2 に適用して求めたものである。計算値と実測値はよく一致している。同図から，直流電流を一定としたとき，Tが小さくなるにつれ重なり角が大きくなること，同期速度付近では，整流回路はおもに第 2 モードもしくは第 3 モードで動作することがわかる。

(3) 入　力

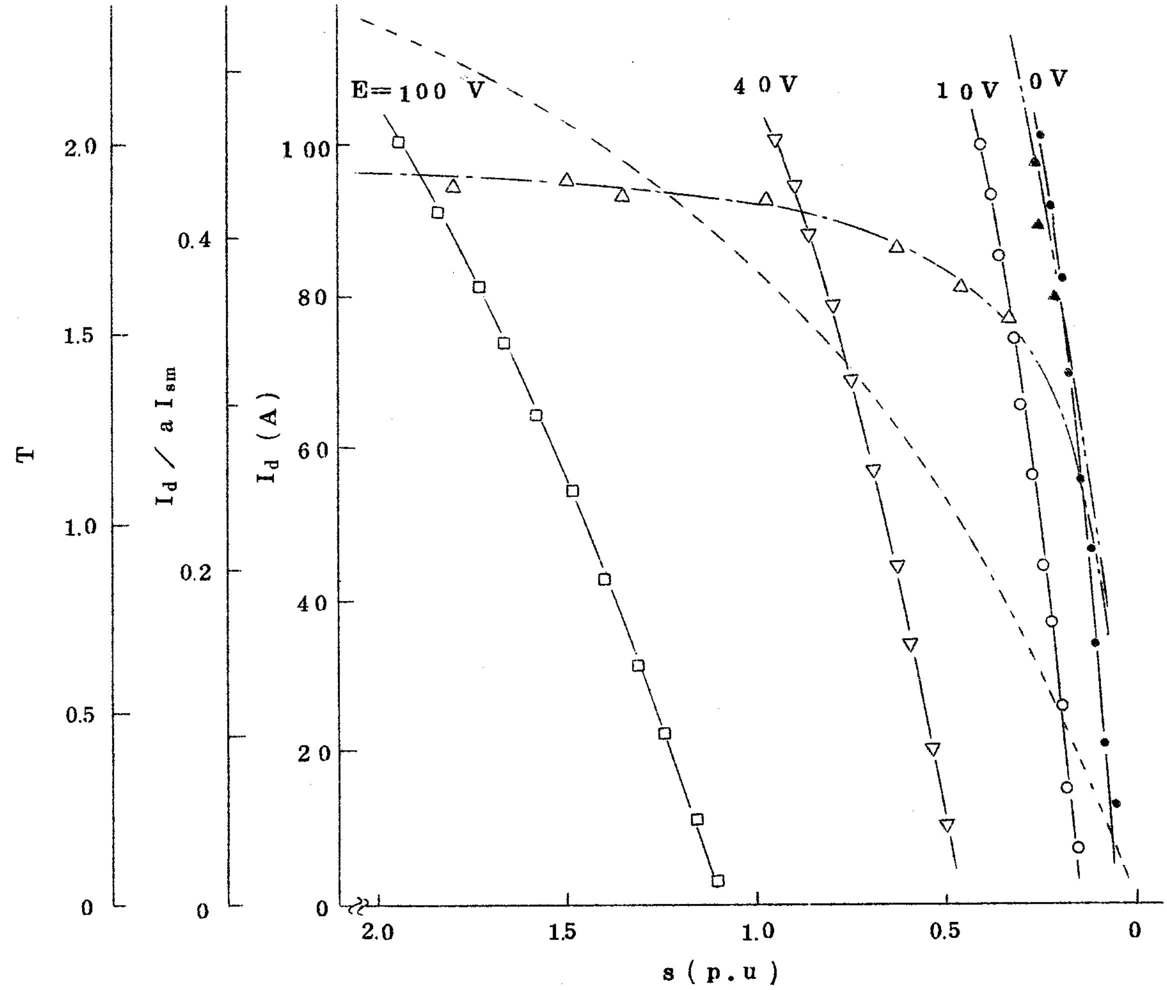
図 1. 2. 5 (b)から，励磁電流の有効電流実効値I_{a0}は，

$$I_{a0} = R_0 V / \left(R_0^2 + X_0^2 \right) \qquad (1.5.3)$$

一方，2 次電流の有効電流実効値の 1 次換算値は，第 1. 3. 2 節で求めたI_{a1}をaで除したものとなるから，誘導電動機の入力P_1はそれぞれの有効分I_{a0}，I_{a1} / aを加え合わせて，

$$P_1 = 3 V \left(I_{a0} + I_{a1} / a \right) \qquad (1.5.4)$$

図 1. 5. 4 に，誘導電動機の入力と直流電流の関係を示す。$I_d = 100$ Aのとき，（1.5.1）式の$I_d / a\ I_{sm} = 0.458$で，この値は 0.5 より小さい。また，TはEの調整



(a)　I_d と s の関係（ •，○，▽，□ ：実測値 ）

(b)　u_o ＝60°となる点（I_d ／ a I_{sm} と s の関係）（—·—·— ：計算値，△ ：実測値）

(c)　u_o ＞ 60° となる点（I_d ／ a I_{sm} と s の関係）（—··— ：計算値，▲ ：実測値）

(d)　T と s の関係（ - - - - - ：計算値（1.5.2）式 ）

図 1. 5. 3　I_d，I_d ／ a I_{sm}，T と s の関係（供試機C ）

によって大幅に変化するが，E＝0V，10V では T ≃ 0.6 なので（図 1. 5. 3 参照）計算値を求める場合，（1.5.4）式の I_{a1} として，第 1. 3. 2 節の結論から，表 1. 3. 2 B を採用した。この場合，等価重なり角 u は，（1.5.1）式を（1.3.33）式に適用して，

$$\cos u = 1 - I_d / a I_{sm}$$

$$= 1 - 2 (X_1 + a^2 X_2) / \sqrt{6}\, a V \quad \cdots\cdots \quad (1.5.5)$$

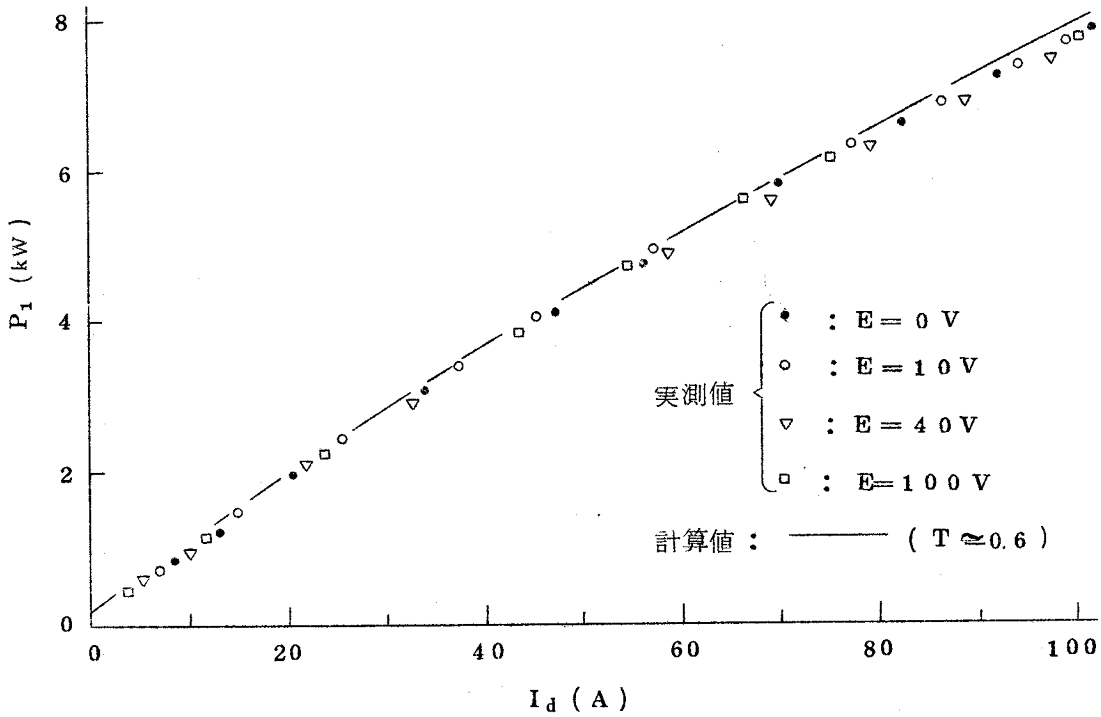


図 1. 5. 4　入力と直流電流の関係 (供試機C)

から求めた。図 1. 5. 4 から ，Eが変わっても ，すなわち Tが変わっても ，同一の直流電流値に対する入力の値 ((1.5.4) 式から 2 次電流の有効分) はほとんど変わらないことがわかる。計算値と実測値はほぼ一致している。したがって，$I_a / a\ I_{sm} \leq 0.5$ で，T $\simeq 0.6$ の場合，2 次電流の有効分は，等価重なり角を用いて，表 1. 3. 2 Bから計算できる。

図 1. 5. 3 ，図 1. 5. 4 の実験結果は，第 1.3.2節の重なり角と有効電流に関する結論を裏づけるものである。

なお，$I_d = 100$ A のとき，$I_d / a\ I_{sm} = 0.458$ となるが，この程度の値は，第 1. 3. 3 節での説明から明らかなように，定格電圧で運転した場合，2 次電流換算で定格の 200% 前後の過負荷状態に相当する。

1. 5. 2　2 次電圧調整方式における誘導電動機の特性

第 1. 5. 1 節で，図 1. 2. 5 (b)の回路で表わせる誘導電動機では，$I_d / a\ I_{sm} \leq 0.5$ の範囲で，2 次電流の有効分はリアクタンス分のみを考慮して求まる等価重なり角をもとに計算できることが明らかとなったので，この結論を図 1. 2. 5 (a)の回路に適用し，2 次に 3 相ブリッジダイオード整流回路を接続した誘導電動機の特性を解析する。

(1) 等価重なり角

図 1.2.5 (a)の回路で，整流回路がダイオードで構成されている場合，リアクタンス分のみを考慮して求まる2次電流の等価重なり角uは，(1.4.15)式で$\alpha=0$とおけば，

$$\cos u = 1 - 2X_3 I_d / \sqrt{6}\, aV \quad \cdots\cdots (1.5.6)$$

ただし，

$$X_3 = X_1 + a^2 X_2 + a^2 X_1 X_2 / X_0 \quad \cdots\cdots (1.5.7)$$

また，$I_d / a I_{sm}$は

$$I_d / a I_{sm} = 2 X_3 I_d / \sqrt{6}\, aV \quad \cdots\cdots (1.5.8)$$

(1.5.6)～(1.5.8)式からX_0が小さくなるほど等価重なり角が大きくなることがわかる。

(2) 1次電流

2次回路に接続される3相ブリッジダイオード整流回路のために，2次電流には高調波分が含まれる。そのため，1次電流，1次インピーダンス降下も高調波分を含むが，高調波分の割合は基本波分に対して少ないので（図1.3.16参照），これら1次側の電流，電圧を等価正弦波でおきかえる。

図 1.2.5 (a)で，等価正弦波電圧E_2'を基準に考えると，励磁電流実効値I_0，励磁電流の有効分I_{a0}，無効分I_{b0}は，(1.4.20)～(1.4.23)式から

$$I_0 = E_2' / \sqrt{R_0^2 + X_0^2} \quad \cdots\cdots (1.5.9)$$

$$\left.\begin{aligned} I_{a0} &= I_0 R_0 / \sqrt{R_0^2 + X_0^2} \\ I_{b0} &= -I_0 X_0 / \sqrt{R_0^2 + X_0^2} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (1.5.10)$$

2次電流のE_2'に対する有効電流実効値をI_{a1}/a，無効電流実効値をI_{b1}/aとし，高調波電流実効値をI_H/aとすれば，1次電流実効値I_1は，

$$I_1 = \sqrt{(I_{a0} + I_{a1}/a)^2 + (I_{b0} + I_{b1}/a)^2 + (I_H/a)^2} \quad \cdots\cdots (1.5.11)$$

等価正弦波電圧E_2'は，図1.4.7および，(1.4.25)～(1.4.27)式から，

$$E_2' = \sqrt{V^2 - I_1^2 Z_1^2 \sin^2\varphi_4} - I_1 Z_1 \cos\varphi_4 \quad \cdots\cdots (1.5.12)$$

ただし，

$$\left.\begin{aligned} \cos\varphi_3 &= (I_{a0} + I_{a1}/a) / I_1 \\ \tan\varphi_1 &= X_1 / R_1 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (1.5.13)$$

$$\left.\begin{array}{l}\varphi_4 = \varphi_3 - \varphi_1 \\ Z_1 = \sqrt{R_1^2 + X_1^2}\end{array}\right\}$$

誘導電動機では一般に，定格電流における1次インピーダンス降下は電源電圧の高々15％程度なので，（1.5.11）式の I_{a1}，I_{b1}，I_H は第1.3.2節で求めた I_{a1}，I_{b1}，I_H（交流側の正弦波電圧を基準に求めた値）で近似できるものと仮定する。

（1.5.9）〜（1.5.13）式の間でのくりかえし計算から1次電流が求まる。

(3) 入力，力率，トルク，出力，すべり

誘導電動機の入力 P_1 は，上記第(2)項で説明した I_{a0}，I_{a1}，I_1 を用いて，

$$P_1 = 3\{E_2'(I_{a0} + I_{a1}/a) + I_1^2 R_1\} \quad \cdots\cdots (1.5.14)$$

力率 $\cos\phi_1$ は

$$\cos\phi_1 = P_1 / 3VI_1 \quad \cdots\cdots (1.5.15)$$

誘導電動機のトルク（同期ワット）P_τ は，入力から励磁損と1次抵抗損を引いて，

$$P_\tau = 3E_2' I_{a1}/a \quad \cdots\cdots (1.5.16)$$

したがって，トルク τ（N・m）は，電源周波数を f，極数を 2p とすれば，

$$\tau = pP_\tau / 2\pi f \quad \cdots\cdots (1.5.17)$$

一方，誘導電動機の出力 P_0 は，

$$P_0 = (1-s)P_\tau \quad \cdots\cdots (1.5.18)$$

同期ワットにすべりを乗じたもの（2次すべり電力）は，2次抵抗損と直流側の電力を加えたものに等しいことから，

$$s = \{(E+E_f)I_d + 3I_2^2 R_2\} / P_\tau \quad \cdots\cdots (1.5.19)$$

無負荷時におけるすべり s_0 は，（1.5.19）式で $I_d \to 0$ とすれば，

$$s_0 = a(E+E_f)\pi\sqrt{(R_0+R_1)^2 + (X_0+X_1)^2} / 3\sqrt{6}\,V\sqrt{R_0^2 + X_0^2} \quad \cdots\cdots (1.5.20)$$

以上求めた式から，2次に3相ブリッジダイオード整流回路を接続した2次電圧調整方式における誘導電動機の特性が計算できる。

1.5.3 発電機領域の特性

誘導電動機を同期速度以上で回転させれば，回転子と磁束の相対的な回転方向が逆となり，2次電流の有効電流は，電動機領域の場合と位相が逆になる。したがって，前節で求めた電動機領域の特性式で，有効電流 I_{a1} のかわりに，$-I_{a1}$ を代用すれば，そのまま発

電機領域の特性式となる。なお，この場合（1.5.20）式は$-s_0$となる。

図1.3.13から，I_{a1}は正の値なので，（1.5.16）式で，$-I_{a1}$とおけばP_τは負となる。すなわち，トルクは負となる。

以上，電動機領域ならびに発電機領域における誘導電動機の特性計算式が求まったので，以下，計算値と実測値との比較検討を行なう。

1.5.4　実験結果

図1.5.2に示した実験回路で，表1.5.2に示す供試誘導電動機Dを用いて，電源電圧を200Vに設定して実験した。供試機の励磁電流は30Aで，定格1次電流（38.5A）の78％である。また，1次インピーダンス降下は，定格電流で，電源電圧の22.5％である。この値は一般の誘導電動機にくらべて大きい。

表1.5.2　供試機Dの定数

定格電圧	3相200（V）	R_0	0.158　（Ω）	X_0	3.18　（Ω）
極　数	2p=24	R_1	0.229　（Ω）	X_1	0.635（Ω）
巻線比	a=3.49	R_2	0.0759（Ω）	a^2X_2	0.481（Ω）

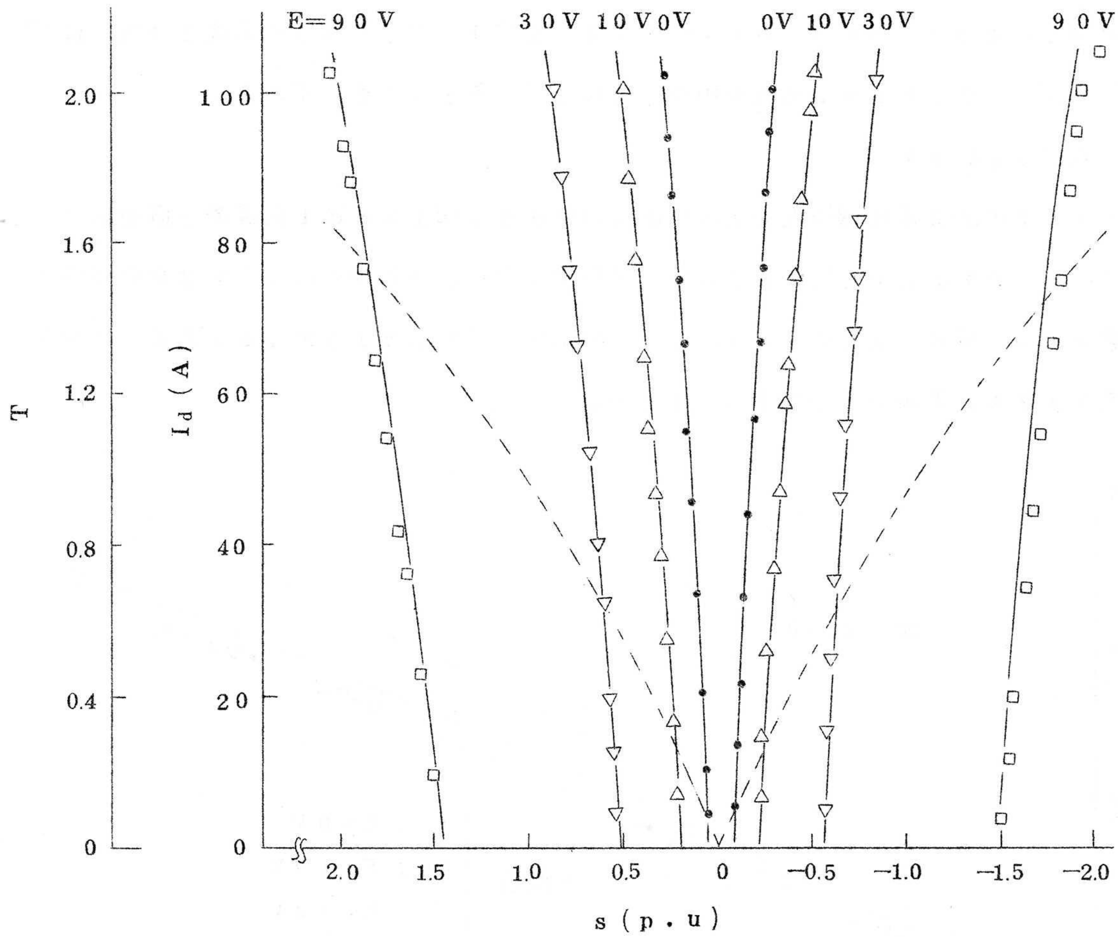
実験では図1.5.2の回路で，整流回路の直流電圧Eを一定に保ち，直流機DM2で誘導電動機の負荷を変えて，直流電流I_d，すべりs，入力P_1，1次電流I_1ならびに，スリップリング両端の2次電圧波形（V_2），2次電流波形（I_2）を測定した。

(1)　すべり

図1.5.5に直流電流ならびにT（（1.5.2）式で$s \to |s|$）とすべりの関係を示す。I_d=80A（このとき，1次電流はほぼ定格電流に一致する）で，Eを0Vから90Vまで変えれば，Tは0.28から1.6まで変わる。また，（1.5.8）式の$I_d / a I_{sm}$は0.196なので，計算値を求めるときは，2次電流の各成分を表1.3.2BのT≃0.6の場合で代表した。

(2)　2次電圧，電流波形および重なり角

図1.5.6に，I_d=80Aとしてすべりを変えた場合の電動機領域（同図(1)）ならびに発電機領域（同図(2)）の2次電圧波形（V_2），2次電流波形（I_2）を示す。2次電圧波形がほぼ零になっている期間が転流期間で，この期間から測定した重なり角を括弧の中に示す。同図から明らかなように，2次電圧波形には，整流回路に基づくひずみ以外に，



(a)　I_d と s の関係　　（――――：計算値　（T≃0.6）
　　　　　　　　　　　　　・, ▽, △, □, ：実測値）

(b)　T と s の関係　　（- - - -：計算値　（1.5.2）式）

図 1. 5. 5　I_d，T と s の関係（供試機 D）

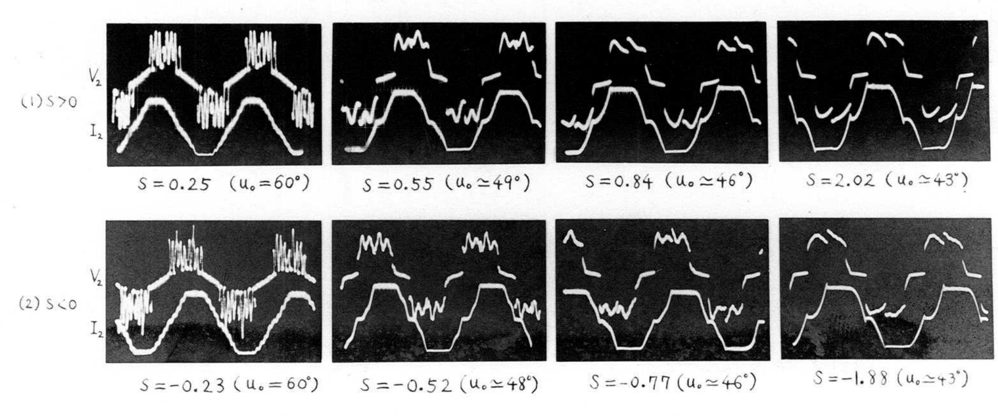


図 1. 5. 6　定格負荷時における 2 次電圧，電流波形（供試機 D）

（V_1 = 200 V，Id = 80 A）

溝高調波によるひずみも含まれる（図 1. 4. 1 3 参照）ので，実測される重なり角には3°前後のばらつきがあるが，括弧の中のそれは，平均をとったものである。

(3) 入力，1 次電流

図 1. 5. 7 に誘導電動機の入力と直流電流の関係を，図 1. 5. 8 に 1 次電流と直流電流の関係を，直流電圧を助変数として示す。各図で，上側は電動機領域，下側は発電機領域を意味する。計算値を求めるときは，上記第(1)項で説明したように，2 次電流の各成分を表 1. 3. 2 B の T ≃ 0. 6 の場合で代表した。

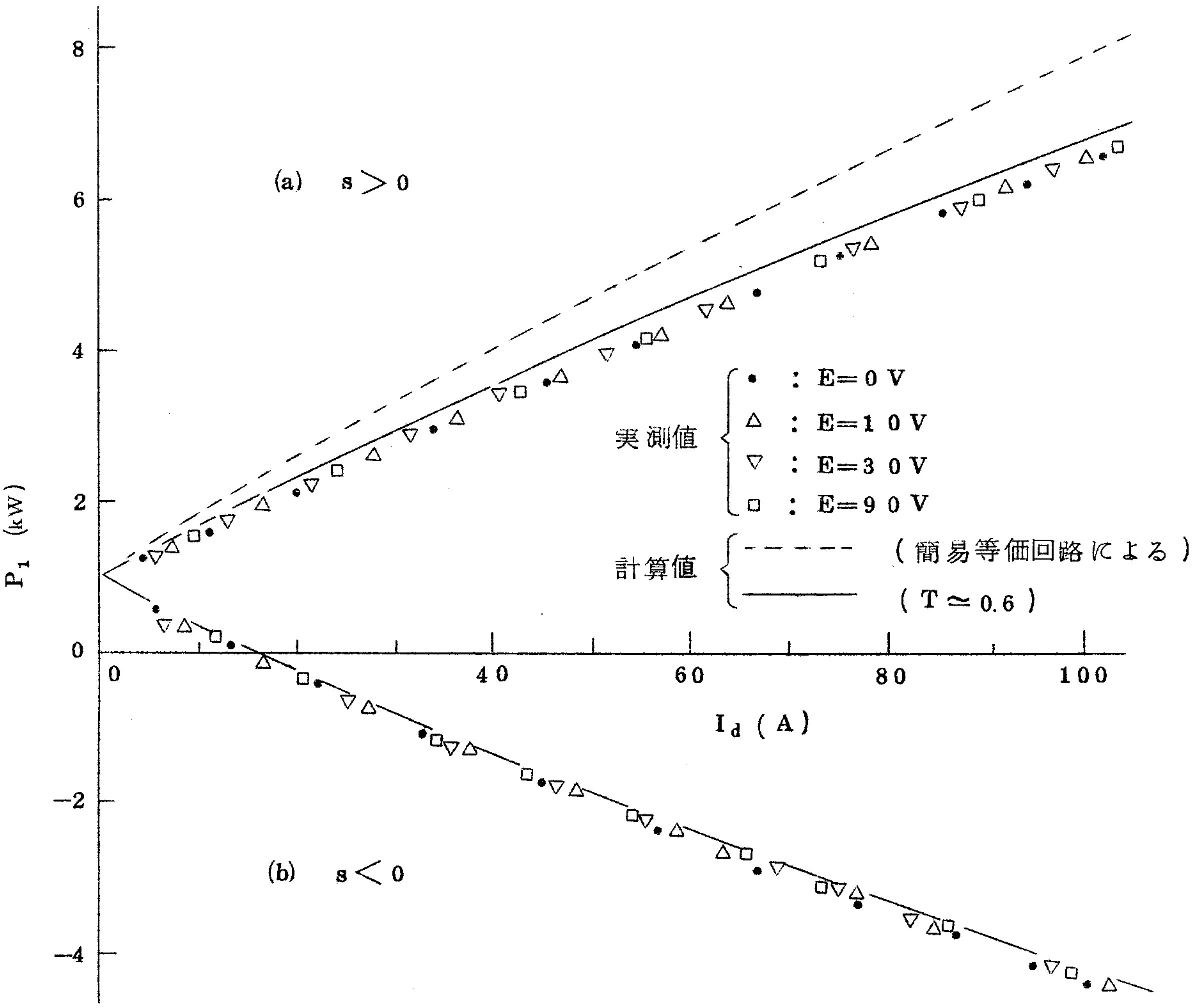


図 1. 5. 7 入力と直流電流の関係（供試機 D）

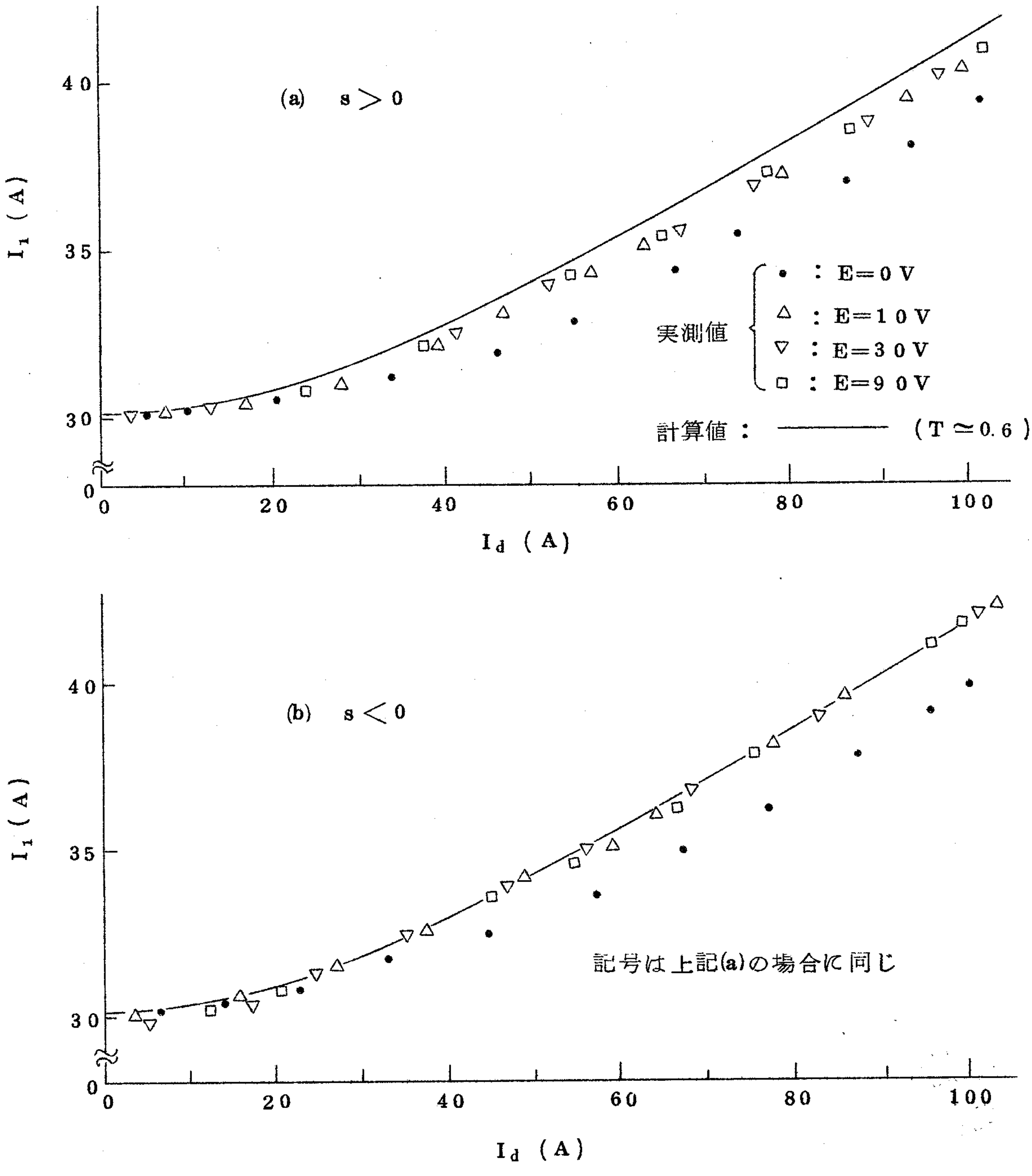


図 1.5.8　1次電流と直流電流の関係（供試機D）

1.5.5　実験結果の検討

図1.5.5から，直流電圧Eを調整すれば，すべりsおよびすべりの関数であるTの値が大幅に変わることがわかる。直流電流とすべりに関する計算値と実測値はよく一致している。

図1.5.6から，すべりの絶対値が小さくなるほど，すなわち，Tが小さくなるほど，重なり角が大きくなることがわかる。s=0.25の場合，図1.5.5からT=0.28で，また

I_d =80Aのとき，$I_d/a\,I_{sm}$ =0.196 となるので，図1.3.12から，I_d/I_{sm} = 0.196，T=0.28に対するu_0を推計すれば，$u_0 \simeq 60°$ となる。また，s=0.84の場合，T=0.84で，図1.3.12から$u_0 \simeq 43°$と推計できる。図1.3.12から求めた計算値と，図1.5.6に示した実測値を比較すれば，後者の方が2°〜3° 前者より大きいが，u_0 に対するその割合は数%で，両者はよく一致しているといえる。図1.5.6から，電圧，電流波形および重なり角は，すべりの絶対値がほぼ等しければあまりちがわないことがわかる。このことは，図1.2.5(a)の回路における整流回路の特性は，(1.5.8)式の$I_d/a\,I_{sm}$と，(1.5.2)式で$s \to |s|$とおいたときのTを第1.3.2節の図式に適用して計算できることを意味する。

図1.5.7から，Eが変わっても，すなわちTが変わっても(図1.5.5参照)，同一の直流電流値に対する入力の値(有効電流の値)はあまり変わらないことがわかる。これは，図1.3.13から得られる検討結果に等しい。図1.5.7で，入力が負となることは電力が電源へ回生されていることを意味している。点線で示した曲線は，図1.2.5(b)の回路をもとに求めた(1.5.4)式による計算値で，図1.2.5(a)の回路をもとに求めた(1.5.14)式による計算値(実線で示したもの)とはちがっている。このちがいは，励磁電流が多いほど，1次インピーダンス降下が大きいほど大きくなる。したがって，励磁電流の多少を問わず，入力は(1.5.14)式で計算した方がよい。

図1.5.8から，E=0V(T<0.4)のものはEが他のもの(T>0.4)とは少しちがっている。これは，無効電流がTが小さいところで減少するため(有効電流の値は図1.3.13から明らかなようにTによってあまり変わらない)である。このことは，図1.3.14から得られる検討結果に等しい。

第1.5.2節第(2)項でI_1を求める際，I_{a1}/a，I_{b1}/aをE_2'を基準にとり，I_{a1}，I_{b1}として表1.3.2の各値が成立するものとして考察を進めたが，図1.5.5〜図1.5.8で計算値と実測値とがよく一致していることから，この仮定が成立するものといえる。

以上，励磁電流が多く，しかも1次インピーダンス降下の大きい誘導電動機について，すべり，重なり角，入力，1次電流の実測値と計算値の比較を行ない両者がよく一致することを示した。このことは，トルク，出力に関しても実測値と計算値が一致することを意味する。したがって，定格電流近傍までの誘導電動機の特性は，励磁電流の多少を問わず，また，1次インピーダンス降下が大きい場合でも，第1.5.2節で求めた諸式から計算できる。

以下の節では，Tが小さくなる同期速度近傍の特性ならびに第1.5.2節の諸式の過負荷状態への適用を検討する。

1.5.6 同期速度近傍の特性

本節では，Tが小さくなる同期速度近傍での特性を誘導電動機単独運転時の特性と比較して考察する。

図1.5.5から，$I_d=80A$，$E=0V$ のとき $s=0.25$ で，このとき，図1.5.6から，整流回路は第2モード（$u_0=60°$）で動作していることがわかる。整流回路の順方向降下電圧 E_f を打ち消すように，Eを負の方向にもって行けば誘導電動機の速度は同期速度に近づき，Tが小さくなって，整流回路は第2モードから第3モード（$60° < u° \leq 120°$）で動作するようになる。この様子を2次電圧（V_2），2次電流（I_2）について，図1.5.9に示す。同図(1)が電動機領域，同図(2)が発電機領域におけるものである。$E=-3V$（$\simeq -E_f$）では，2次電流波形はほぼ正弦波となっている。

図1.5.10に，同期速度近傍における2次電流とすべりの関係を，誘導電動機（IM）単独運転時の特性と比較して示す。$E=-3V$（$\simeq -E_f$）の特性は，誘導電動機単独運転時の特性と一致している。

図1.5.11に，1次電流と入力の関係を，誘導電動機単独運転時の特性と比較して示す。Eを小さくして行けば，誘導電動機単独運転時の特性に近づき，$E=-3V$ のそれは完全に一致している。

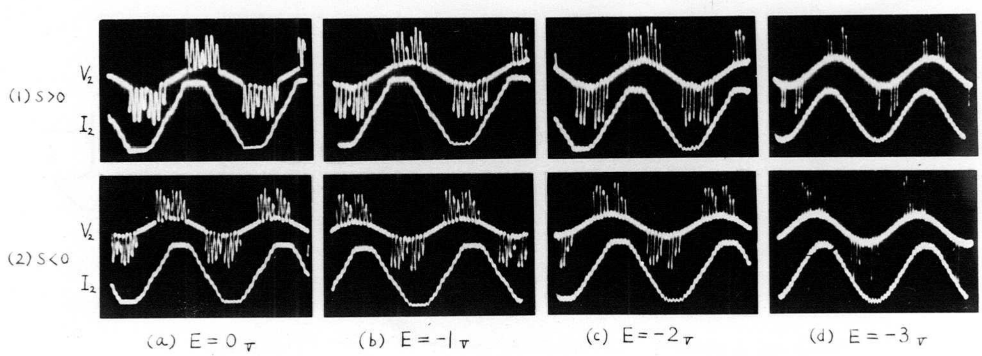


図1.5.9 同期速度近傍における2次電圧，電流波形（供試機D）

（$V_1=200V$，$I_d=80A$）

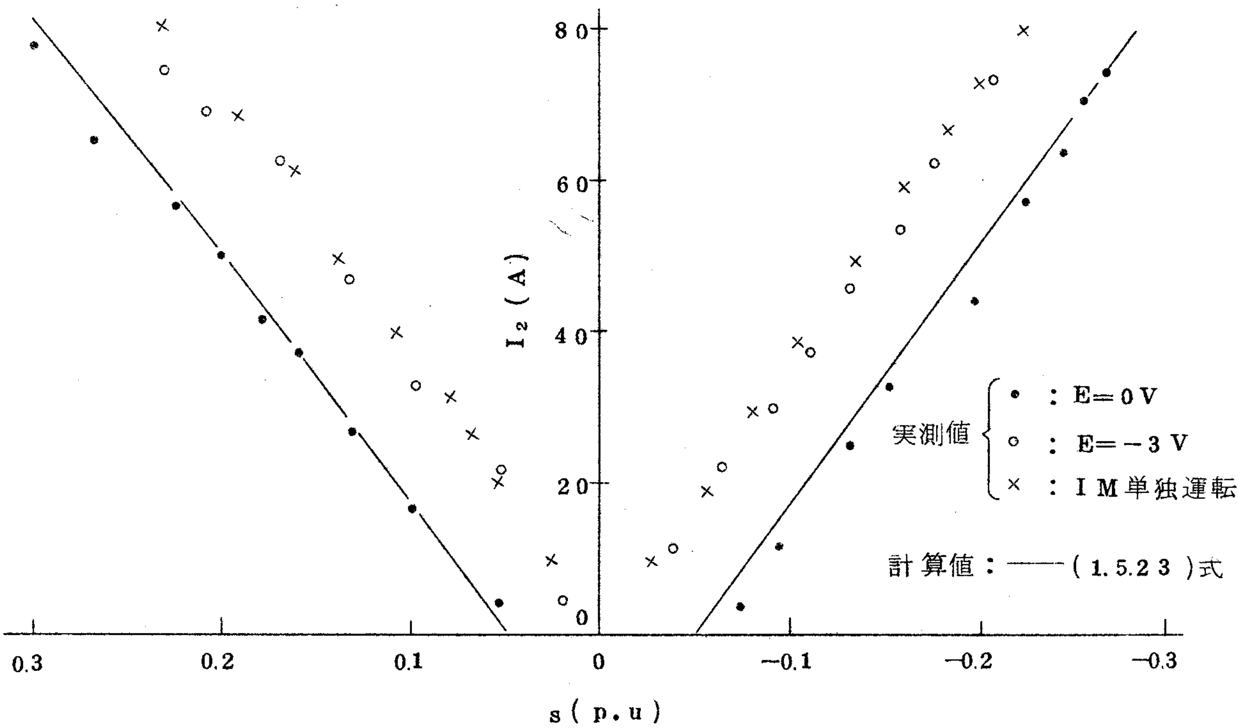


図 1. 5. 1 0　2 次電流とすべりの関係 (供試機D)

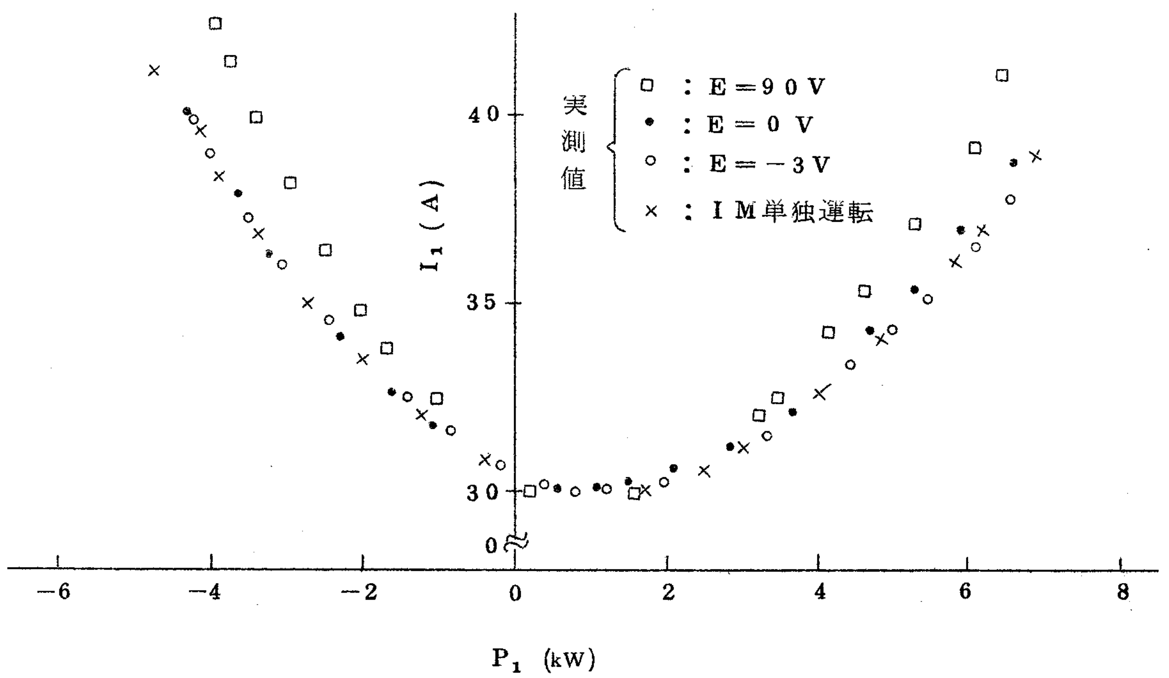


図 1. 5. 1 1　1 次電流と入力の関係 (供試機D)

図1. 5. 9 〜図 1. 5. 1 1 から，$E = -E_f$ とすれば，2 次電流波形は正弦波となり，2 次に3 相ブリッジダイオード整流回路を接続した誘導電動機の特性は，誘導電動機単独運転時の特性と一致することがわかる。

ここで，E を $-E_f$ に近づけた場合（T が小さい場合）におけるすべりを誘導電動機単独運転時のすべりの関数として求めてみる。

E を $-E_f$ に近づければ，整流回路直流側が短絡状態に近づくので，2 次電流と直流電流の関係は，（1.3.9 1）式から $I_E = I_2$ とおいて，

$$I_2 \simeq I_d / \sqrt{2} \quad \cdots\cdots (1.5.21)$$

と表わせる。

誘導電動機単独運転時の 2 次電流を I_2，すべりを s_m，同期ワットを P_τ とすれば，

$$P_\tau = 3\ I_2^2 R_2 / s_m \quad \cdots\cdots (1.5.22)$$

E を $-E_f$ に近づければ，図 1. 5. 1 1 からも明らかなように，誘導電動機単独運転時の特性に近づくので，（1.5.2 2）式の P_τ と（1.5.1 6）式の P_τ が等しいとおき，（1.5.2 1），（1.5.2 2）式を（1.5.1 9）式に代入して整理すれば，

$$s = s_m \{ 1 + \sqrt{2}\ (E + E_f) / 3\ I_2 R_2 \} \quad \cdots\cdots (1.5.23)$$

となる。図 1. 5. 1 1 で，E = 0 V の場合の特性は，誘導電動機単独運転時の特性に近いので，図 1. 5. 1 0 で，E = 0 V の場合の特性に（1.5.2 3）式を適用した。実線で示した計算値と実測値はよく一致しているので，T が小さい同期速度近傍では（実験結果によれば，T が約 0. 4 以下の場合），すべりは（1.5.2 3）式で，入力，電流，トルク等は表 1. 3. 2 C の各電流成分を第 1. 5. 2 節の諸式に適用して計算できる。この場合，表 1. 3. 2 C の φ は

$$\tan \varphi = |s|\ X_2 / R_2 \quad \cdots\cdots (1.5.24)$$

で与えられる。

1. 5. 7 過負荷状態の特性

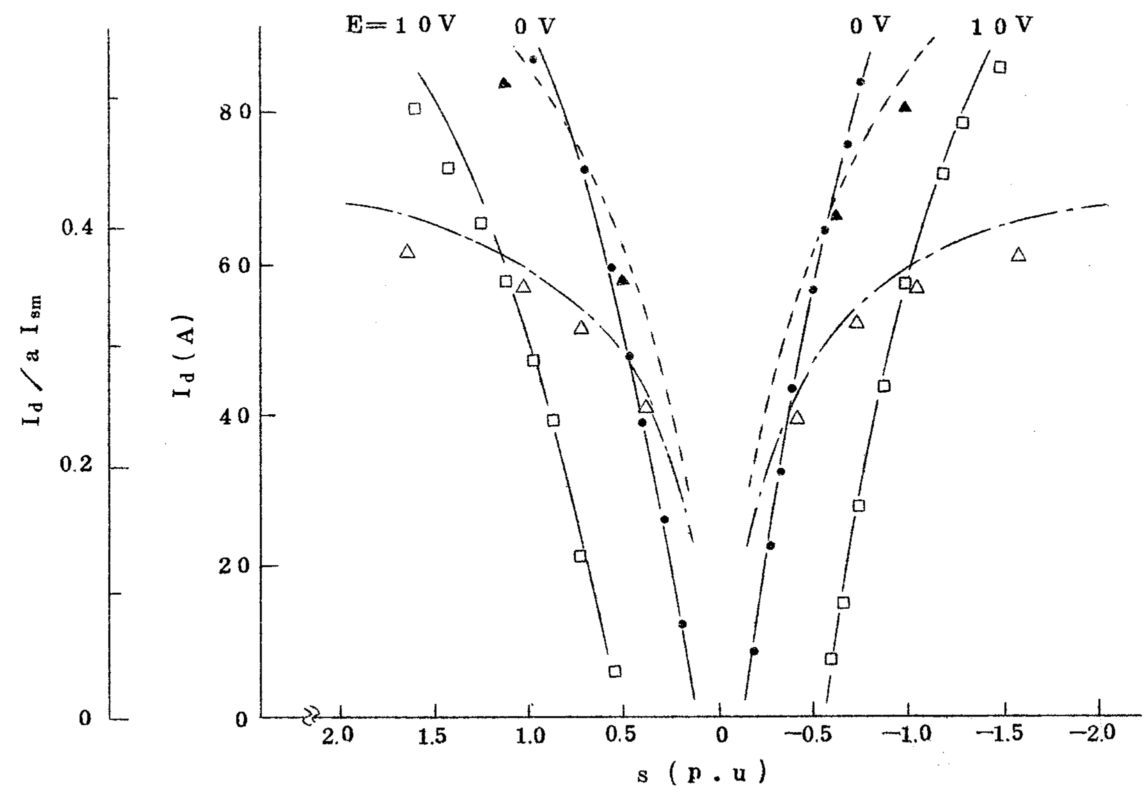
第 1. 5. 1 節〜第 1. 5. 6 節までの説明から，誘導電動機の無負荷から定格負荷（定格電流）までの特性が計算できるようになった。一方，誘導電動機では過負荷状態での運転が要求される場合がある。そこで，本節では，第 1. 5. 2 節で求めた特性計算式の過負荷状態への適用を検討する。

実験では，図 1. 5. 2 の回路で，供試機 D（表 1. 5. 2 参照）の電源側に変圧器 T_2 を入れ，電動機端子電圧を 8 0 V に降圧した（変圧器の容量は供試機 D にくらべて大きいので，以

下の計算では変圧器の内部インピーダンスによる影響は無視する）。

図 1.5.12 に，I_d および $I_d / a\ I_{sm}$ と s の関係を示す。同図で，1点鎖線は整流回路の動作が第1モードから第2モードへ変わる境界値（$u_o = 60°$ となる点），点線は同じく第2モードから第3モードへ変わる境界値（$u_o > 60°$ となる点）の計算値で，（1.5.2），（1.5.8）式を図 1.3.12 に適用して求めた。実線は，直流電流とすべりの関係の計算値で，表 1.3.2 B の $T \simeq 0.6$ の場合の各成分を（1.5.19）式に代入して求めた。

$I_d = 80$ A のとき $I_d / a\ I_{sm} = 0.491$ である。第 1.3.3 節で説明したように，$I_d / a\ I_{sm}$ がこの程度の値は2次電流換算で定格の 200% の過負荷状態に相当する。このような過負荷状態でも $I_d / a\ I_{sm} < 0.5$ が満足される。したがって，第 1.5.1 節～第 1.5.5 節での解析結果が適用可能と考え，以下の検討を進める。



(a)　I_d と s の関係（———：計算値（$T \simeq 0.6$），•，□：実測値）

(b)　$u_o = 60°$ となる点（$I_d / a\ I_{sm}$ と s の関係）（—·—：計算値，△：実測値）

(c)　$u_o > 60°$ となる点（$I_d / a\ I_{sm}$ と s の関係）（-----：計算値，▲：実測値）

図 1.5.12　I_d，$I_d / a\ I_{sm}$ と s の関係（供試機 D）

図1. 5. 1 3 に過負荷状態における2次電圧波形（V_2），2次電流波形（I_2）を，図1. 5. 1 4 に入力と直流電流の関係を，図1. 5. 1 5 に1次電流と直流電流の関係を示す。図 1. 5. 1 4 ，図1. 5. 1 5 で計算値は，表1. 3. 2 BのT≃0.6 の場合の各成分を（1.5.1 1），（1.5. 14)式に代入して求めた。

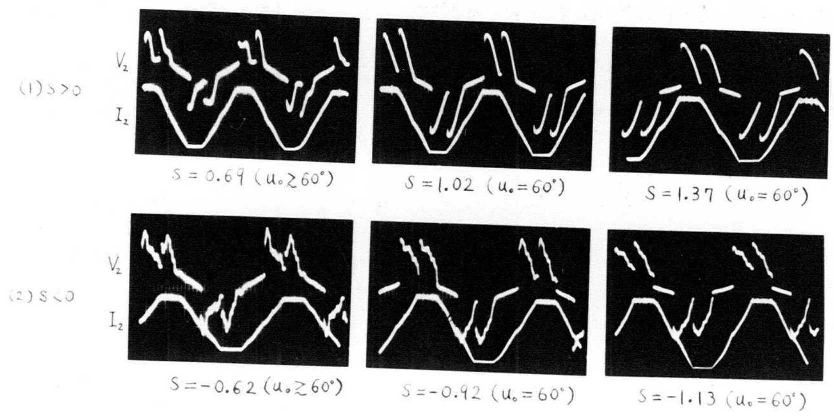


図 1. 5. 1 3　過負荷時における2次電圧，電流波形（供試機D）
（V_1＝8 0 V，I_d＝7 0 A）

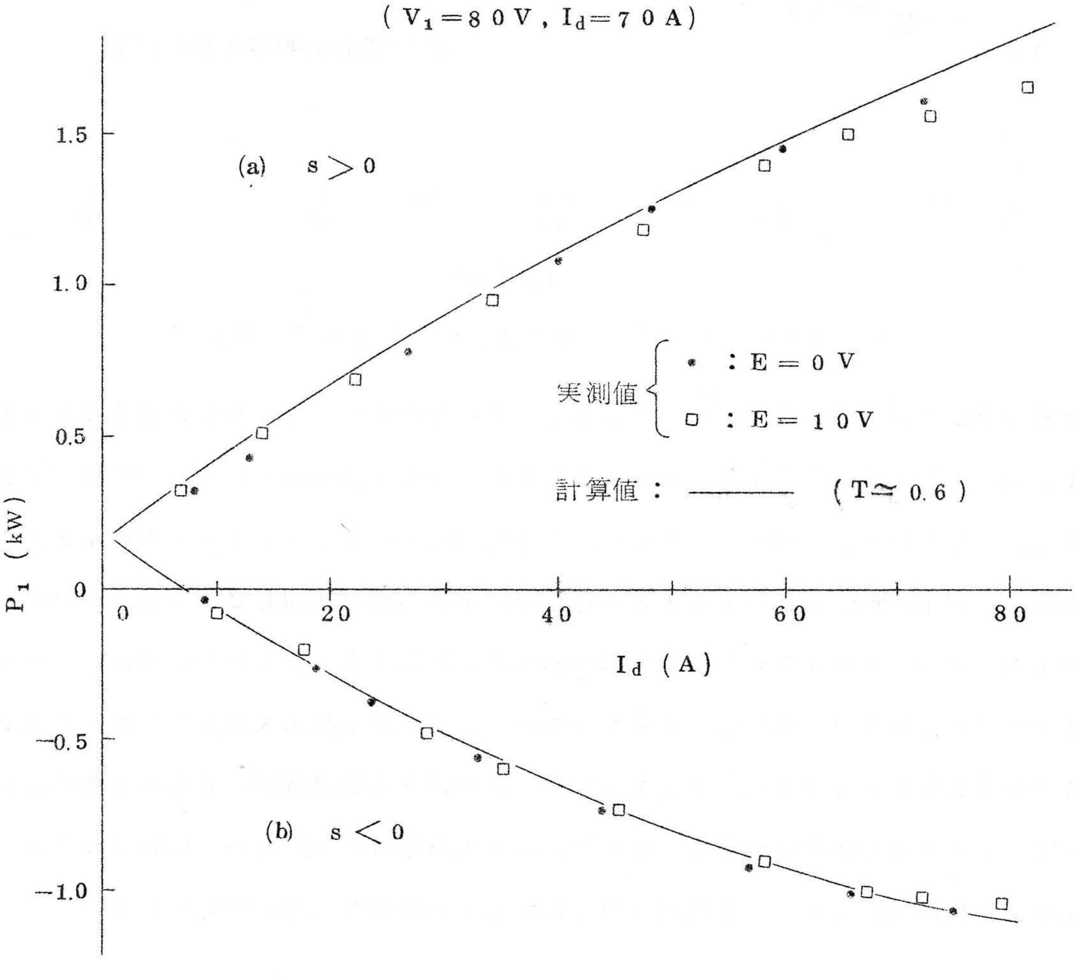


図 1. 5. 1 4　入力と直流電流の関係（供試機D）

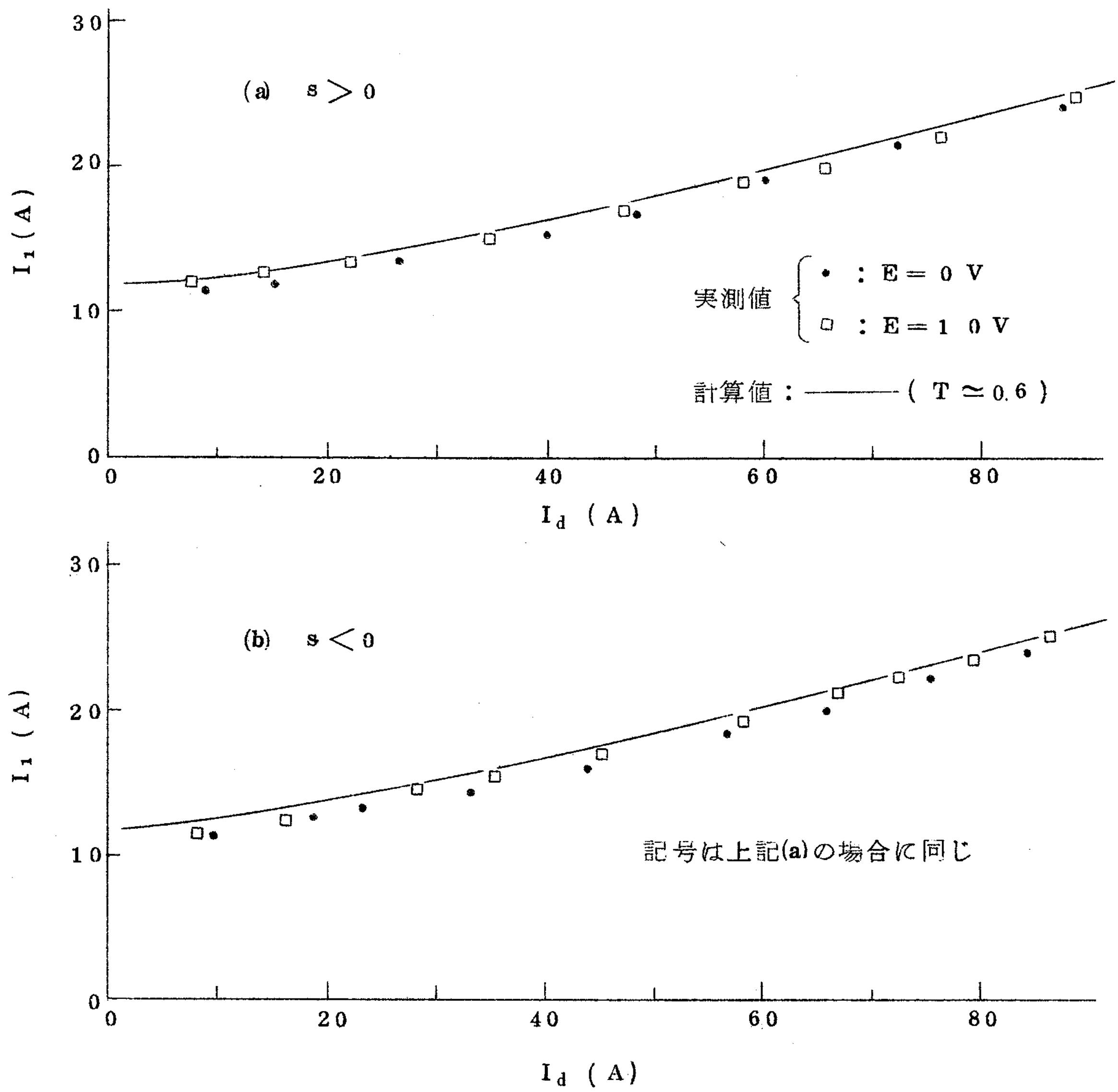


図 1. 5. 1 5　1 次電流と直流電流の関係 (供試機 D)

供試機 D は小容量機なので，抵抗分が多く，そのためすべりの大きなところまで T が小さく，励磁電流も多いので，すべりが大きなところでも過負荷状態では整流回路は第 2 モードで動作している。すべりの絶対値がほぼ等しい場合には，図 1. 5. 1 3 から，2 次電圧，電流波形はほぼ等しく，図 1. 5. 1 2 から，整流回路の動作は同じであることがわかる。

図 1. 5. 1 2 〜図 1. 5. 1 5 から，直流電流が大きくなるほど，すなわち過負荷状態になるほど実測値と計算値のちがいは大きくなっている。これは，第 1. 5. 2 節の計算式を求めるときに仮定したこと，すなわち 1 次インピーダンス降下が電源電圧にくらべてその割合は少なく，表 1. 3. 2 の各電流成分が等価正弦波の 2 次誘起電圧 E_2' を基準に成立するという仮定が，過負荷状態においても成立するものとして計算値を求めたためである。

供試機Dは励磁電流の割合が多く，しかも1次インピーダンス降下の大きい電動機であるが，図1.5.1 2 〜図1.5.1 5の結果は，第1.5.2節での特性計算式が2 0 0％ 前後の過負荷状態にも適用可能なことを示している。図1.5.3，図1.5.4，図1.5.1 2 〜図1.5.1 5から総合して判断すれば，2 0 0％前後の過負荷状態では，励磁電流の多少をとわず，1次インピーダンス降下の大小をとわず，一般的に，第1.5.2節の特性計算式による計算値と実測値のちがいは，1 0％前後の範囲内におさまるものとみてよい。

1.5.8　実機における解析結果の検討

第1.5.4節では，表1.5.2に示した小容量機で解析結果を検討したが，2次電圧調整方式の対象となる誘導電動機の容量は数十kWから1万kW級のものまである。そこで，ここでは，大容量機について計算値と実測値の比較を行ない，第1.5.2節での解析結果を確認する。

図1.5.1 6に，2 1 0 0kW 機（大阪市水道局楠葉取水場納入）における入力と直流電流の関係を，図1.5.1 7に，1次電流と入力の関係を，図1.5.1 8に，1 0 0％ 速度（同期速度近傍）における入力およびTとすべりの関係を示す。図1.5.1 6，図1.5.1 7には，各速度におけるTの値を記したが，速度によってTは大きく変わっている。なお，図中に示した計算値A，B，Cは表1.3.2のA，B，Cにそれぞれ対応している。計算値Cの場合は誘導電動機単独運転の場合に一致する。

図1.5.1 6から，同一の直流電流値に対する入力の値は，速度が変わってもあまり変わらず，実測値は計算値AとCの間にばらつく。同様に，図1.5.1 7から，実測値は計算値AとCの間にばらつく。1 0 0％ 速度ではTは小さく，誘導電動機単独運転時の特性に近づく。1 0 0％速度以外ではTは大きいので，実測値は計算値AとBの間にばらつく。

図1.5.1 8で，Eが負の値は，整流回路の順方向降下電圧（E_f ＝3 V）を打ち消す方向にEを加えていることを意味する。Eが負の場合の実測値は誘導電動機単独運転時の速度に近づいていることがわかる。同図で，1点鎖線で示した計算値は，Tが小さいので，（1.5.2 3）式によった。計算値と実測値はよく一致している。

第1.5.4節で取り上げた供試機では，速度が変わってもTの変化は少なかったので，計算値を求める場合，2次電流の各成分を表1.3.2 Bで代表したが，本節で検討したような大容量機では，速度によってTが大きく変化するので，

(1)　1 0 0％速度でEを$-E_f$に近づければ，誘導電動機単独運転時の特性に近づき，特

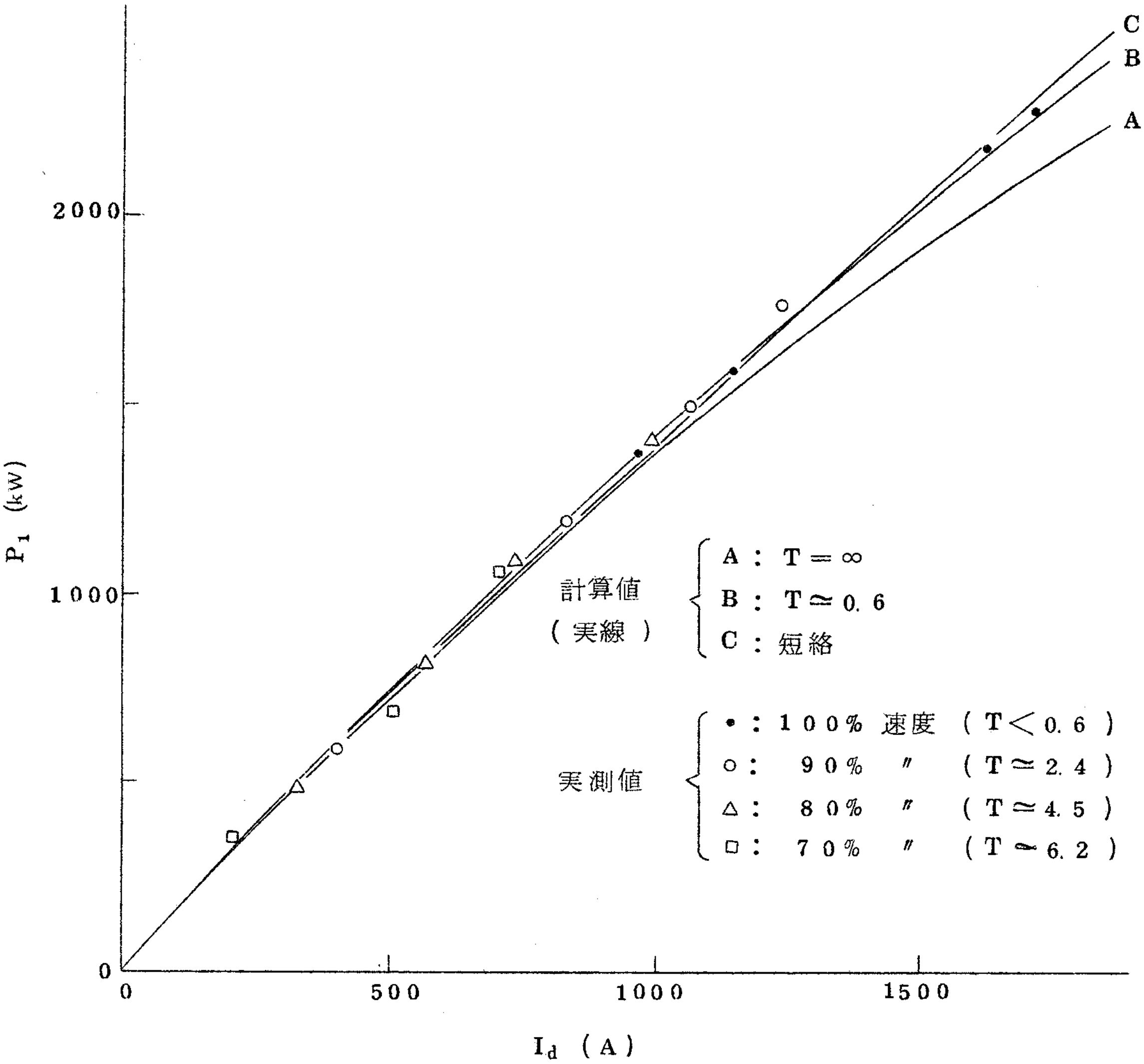


図 1.5.1 6　2 1 0 0 kW 機における入力と直流電流の関係

性は第 1.5.6 節で求めた諸式から計算できる。１００% 速度でＥを－E_fとしなければ，一般に，Ｔは 0.6～1.0 の範囲内にあるので，特性は，表 1.3.2 Ｂを用いて求まるものにほぼ一致する。

(2)　１００%速度以外では，表 1.3.2 Ａ，Ｂを用いて求まる計算値の中にばらつく。

ポンプ負荷のように，１００% 速度の点で１００%負荷のかかるようなものでは，最高速度をどれだけ上げうるかが問題となるが，以上の検討結果によれば，Ｅを－E_fに近づければ，誘導電動機単独運転時の速度まで上げうることが確認できた。

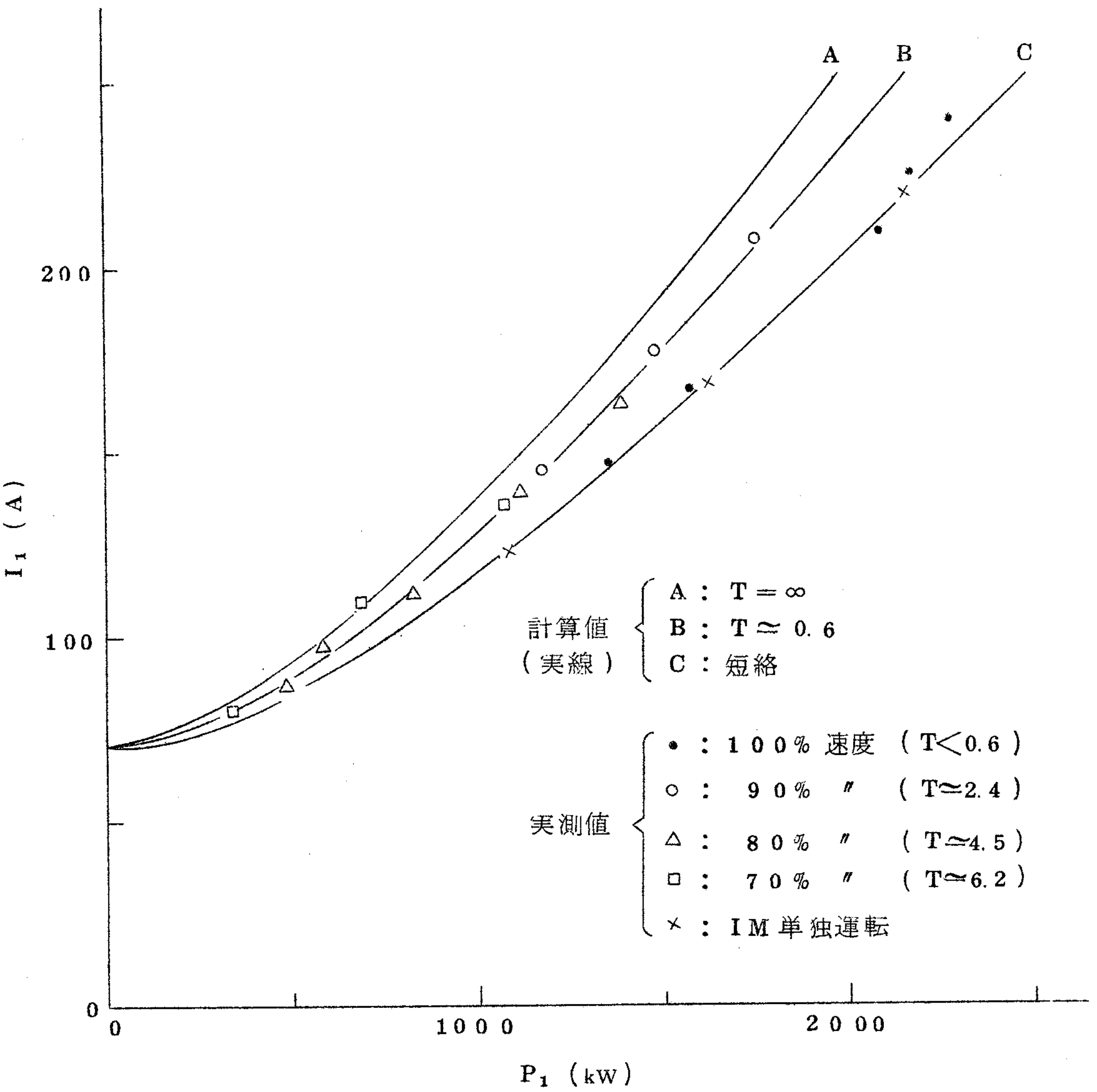


図 1.5.17　2100 kW 機における1次電流と入力の関係

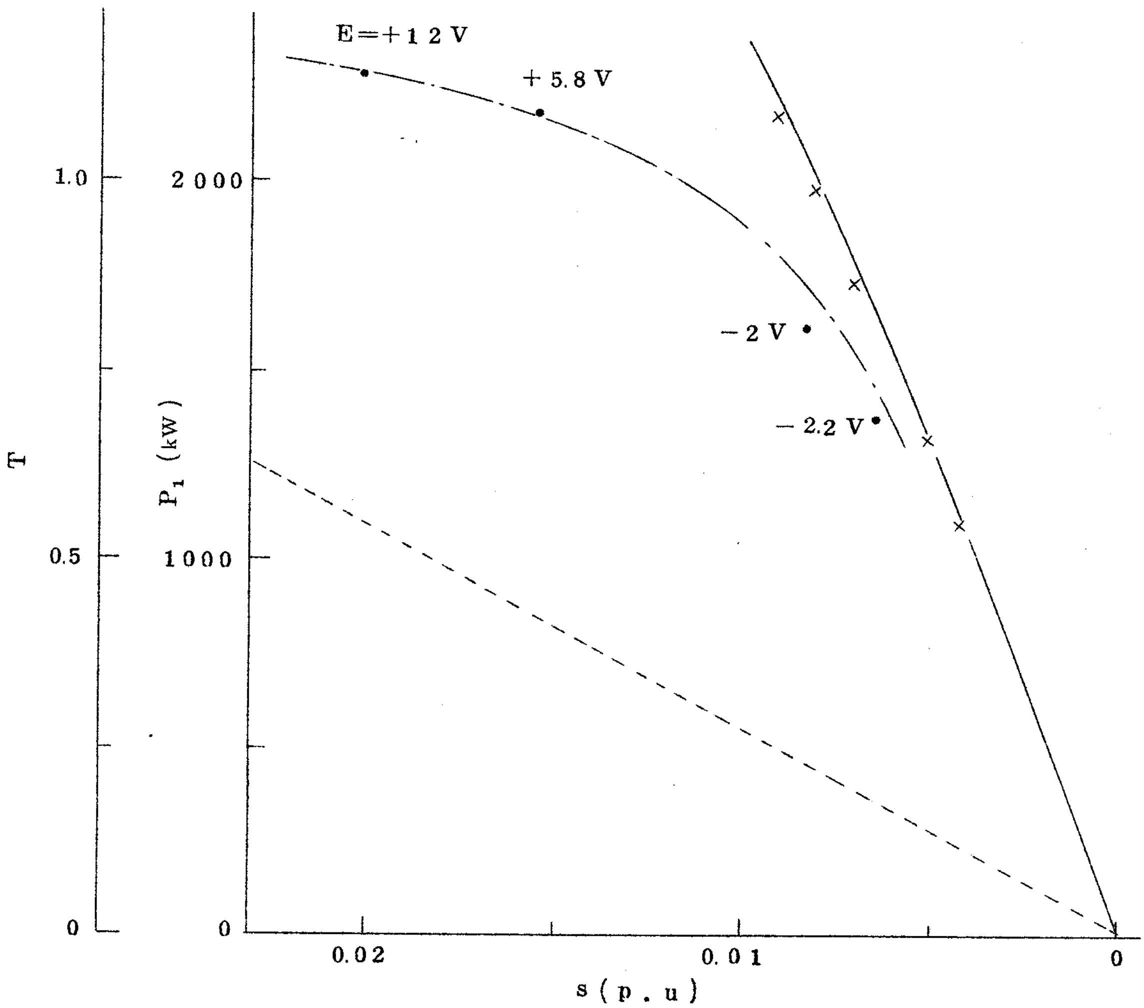
1.5.9　2次電圧調整方式の総合特性

図 1.2.4 に示した2次電圧調整方式について，誘導電動機2次側諸量を1次側に換算した等価回路をもとに，総合特性計算式を求める。

(1)　等価回路の換算係数

誘導電動機2次回路の電流を1次側へ換算するには，等アンペアターンの法則から，$1/a$ 倍すればよい。

2次回路の電圧を1次側へ換算するには a/s 倍すればよい。例えば，2次誘起電圧 sE_2 は，誘導電動機を等価変圧器におきかえる際 $1/s$ 倍され，巻線比を考慮して a 倍される。結局，a/s 倍されて1次側に換算される。



(a)　T と s の関係　（- - - - - - ：計算値）

(b)　P_1 と s の関係
——————　：IM単独運転時の特性計算値
×　：同上実測値
—・—・—　：2次電圧調整方式における特性計算値
•　：同上実測値

図 1.5.1 8　2100kW 機における入力およびTとすべりの関係

2次回路の抵抗やリアクタンス（インダクタンス）を1次側へ換算するには a^2/s 倍すればよい。たとえば，2次回路の洩れリアクタンス sX_2を1次側に換算する場合を考える。sX_2 両端の電圧降下 sX_2I_2 を1次側に換算するには，上の説明から a/s 倍すればよいから，

$$sX_2I_2\cdot(a/s)=sX_2\cdot(a^2/s)\cdot(I_2/a) \qquad (1.5.25)$$

(I_2/a) は1次換算値であるから，sX_2 を1次側に換算するには，換算係数 a^2/s が必要である。

以下図 1. 2. 4 の各方式について，2 次側諸量を 1 次側に換算した場合の等価回路をもとに総合特性計算式を求める。

(2) クレーマ方式の総合特性

図 1. 5. 1 9 にクレーマ方式の等価回路を示す。同図で R_{dl} は整流回路直流側の線路抵抗，R_d は直流電動機の内部抵抗，L_d は同じく内部インダクタンス，I_f は界磁電流，K は定数である。$KI_f(1-s)$ は直流電動機の逆起電力を意味する。

整流回路直流側では以下の諸式が成立する。

$$E+E_f=R_{dl}I_d+E_d=(R_d+R_{dl})I_d+KI_f(1-s) \quad \cdots\cdots (1.5.26)$$

$(E+E_f)$ を (1.5.19) 式に代入し，s を求めれば，

$$s=\{3I_2^2R_2+(R_d+R_{dl})I_d^2+KI_fI_d\}/(P_\tau+KI_fI_d) \quad \cdots\cdots (1.5.27)$$

直流電動機の出力 P_{od} は

$$P_{od}=KI_fI_d(1-s) \quad \cdots\cdots (1.5.28)$$

クレーマ方式における機械的出力 $\sum P_o$ は，直流電動機の出力と誘導電動機の出力を加えあわせて，

$$\begin{aligned}\sum P_o&=(1-s)P_\tau+KI_fI_d(1-s)\\&=(1-s)(P_\tau+KI_fI_d)\end{aligned} \quad \cdots\cdots (1.5.29)$$

(1.5.27) 式を (1.5.29) 式に代入して整理すれば，

$$\sum P_o=P_\tau-3I_2^2R_2-(R_d+R_{dl})I_d^2 \quad \cdots\cdots (1.5.30)$$

(1.5.30) 式から，クレーマ方式における出力は，直流電圧およびすべりに無関係となる。したがって，一般にクレーマ方式は定出力特性をもつといわれる。

クレーマ方式では，負荷がかかって速度が下がれば，直流電動機の逆起電力が小さく

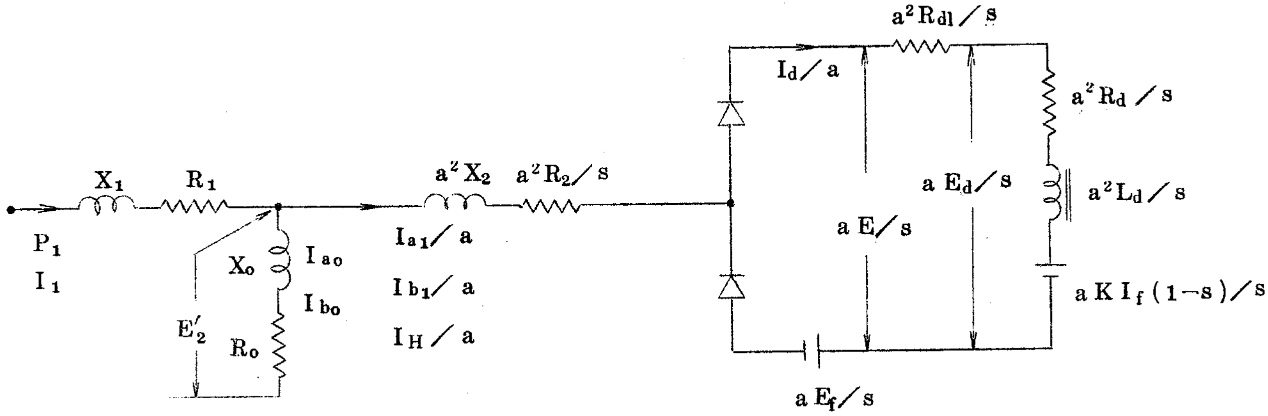


図 1. 5. 1 9 クレーマ方式の等価回路

なるが，誘導電動機の2次電圧は逆に大きくなるので，その結果電流がふえ，速度が下がるのをおさえようとする。すなわち，クレーマ方式は自己帰還性をもつので，セルビウス方式におけるよりは負荷に対する速度変動は小さくなる。

クレーマ方式の欠点は，速度制御範囲を広くとれば，低速度になるほど誘導電動機の2次電圧が高くなるので，直流電動機として低速度で高電圧のものが必要となることである。

(3) セルビウス方式の総合特性

図1.5.20にセルビウス方式の等価回路を示す。誘導電動機側（IM+REC.）は2次を1次に換算した等価回路で示し，変圧器側（T_1＋INV.）は2次を変圧器の1次に換算した等価回路で示す。両者は直流電力EI_dで結びつく。なお，変圧器側の各記号は，誘導電動機側の各記号に対応する。同図で，I_{AM}，I_{BM} は誘導電動機1次側1相当りの有効電流，無効電流，ΣI は系全体をみたときの電源側電流，ΣP は同じく電源側入力，I_A，I_B は電源側電流の有効電流，無効電流を意味する。

I_{AM}，I_{BM}は，

$$\left.\begin{aligned} I_{AM} &= P_1/3V = \{E_2'(I_{a0}+I_{a1}/a)+I_1^2R_1\}/V \\ I_{BM} &= -\sqrt{I_1^2-I_{AM}^2-(I_H/a)^2} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (1.5.31)$$

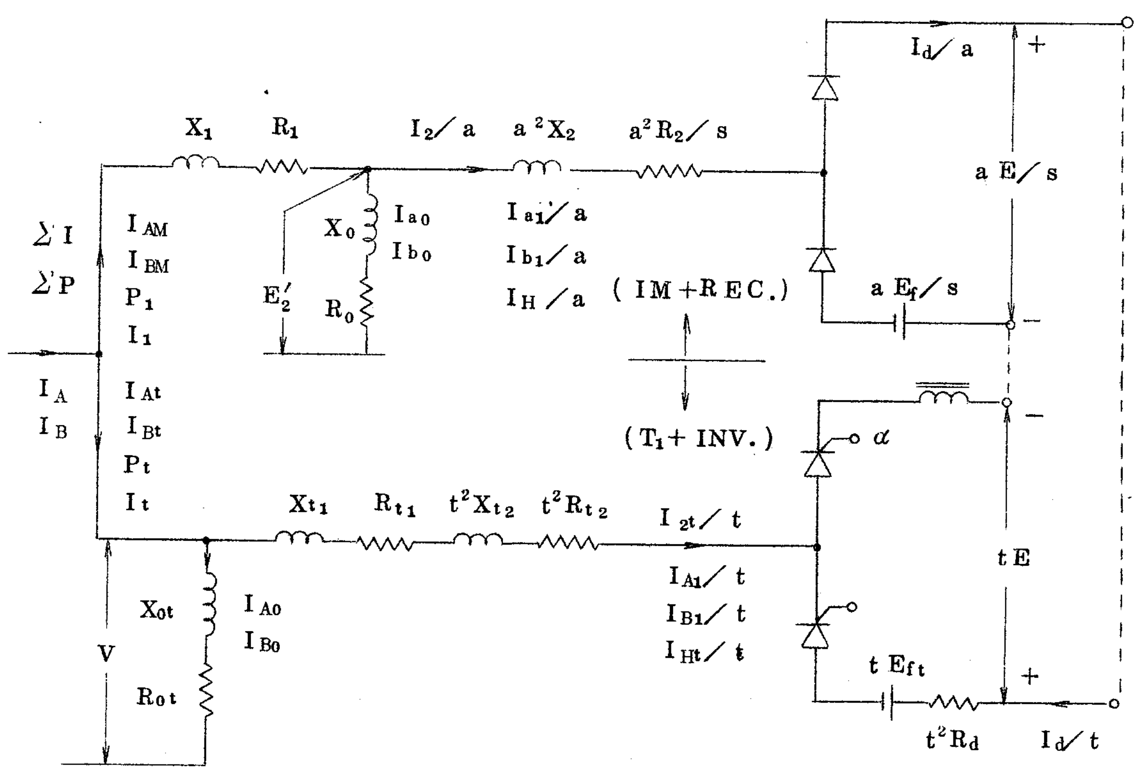


図1.5.20　セルビウス方式の等価回路

変圧器側のINV.の制御角αと変圧器2次電流の重なり角uの間には，

$$\cos(\alpha+u) = \cos\alpha - 2(X_{t1} + t^2 X_{t2}) I_d / \sqrt{6}\, tV \quad \cdots\cdots (1.5.32)$$

が成立する。I_{A1}，I_{B1}，I_{Ht}は，表1.3.1 Bで，$I_{A1} = I_{a1}$，$I_{B1} = I_{b1}$，$I_{Ht} = I_H$とおいて，(1.5.32)式のα，uを代入すれば求まる。

図1.5.20を参照して，

$$\left.\begin{aligned} I_{At} &= I_{A0} + I_{A1} / t \\ I_{Bt} &= I_{B0} + I_{B1} / t \\ I_t &= \sqrt{I_{At}^2 + I_{Bt}^2 + (I_{Ht} / t)^2} \\ I_{2t} &= \sqrt{I_{A1}^2 + I_{B1}^2 + I_{Ht}^2} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (1.5.33)$$

$$P_t = 3 V I_{At} \quad \cdots\cdots (1.5.34)$$

変圧器入力から励磁損と抵抗損を引いたものが直流側の出力となるから，

$$P_t - 3\{V I_{A0} + I_{2t}^2 (R_{t1} + t^2 R_{t2}) / t^2\} = (E + E_{ft}) I_d + I_d^2 R_d \quad \cdots\cdots (1.5.35)$$

(1.5.35)式を書き変えると，

$$E I_d = 3\{V I_{A1}/t - I_{2t}^2 (R_{t1} + t^2 R_{t2}) / t^2\} - I_d^2 R_d - E_{ft} I_d \quad \cdots\cdots (1.5.36)$$

(1.5.19)式を書き変えると，

$$E I_d = s P_\tau - E_f I_d - 3 I_2^2 R_2 \quad \cdots\cdots (1.5.37)$$

電動機側と変圧器側とは直流電圧が反対となるので，(1.5.36)，(1.5.37)式から，

$$\begin{aligned} &3\{V I_{A1} / t - I_{2t}^2 (R_{t1} + t^2 R_{t2}) / t^2\} - I_d^2 R_d - E_{ft} I_d \\ &\qquad = -(s P_\tau - E_f I_d - 3 I_2^2 R_2) \end{aligned} \quad \cdots\cdots (1.5.38)$$

となる。この式で，電動機側と変圧器側が結びつく。

系全体の電流ΣI，I_A，I_B，入力ΣPは

$$\left.\begin{aligned} I_A &= I_{AM} + I_{At} \\ I_B &= I_{BM} + I_{Bt} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (1.5.39)$$

$$\Sigma I = \sqrt{I_A^2 + I_B^2 + (I_H / a)^2 + (I_{Ht} / t)^2} \quad \cdots\cdots (1.5.40)$$

$$\Sigma P = 3 V I_A \quad \cdots\cdots (1.5.41)$$

(1.5.31)～(1.5.41)式からセルビウス方式における系全体の特性が計算できる。

セルビウス方式では，(1.5.16)式から，トルクがすべりとは無関係なので，一般に定トルク特性をもつといわれる。

(4) チョッパ方式の総合特性 [1.39)]

図 1. 5. 2 1 にチョッパ方式の等価回路を，図 1. 5. 2 2 にチョッパ回路の電流波形を示す。同図で，L_d は平滑リアクトル，R_{dl} は線路の抵抗，R_c は抵抗，CHO. はチョッパ回路である。

図 1. 5. 2 2 でチョッパ回路の動作を説明する。I_c を CHO. を流れる電流，I_R を R_c を流れる電流とする。CHO. で電圧 E を短絡すれば，直流電流 I_d は増加するが，CHO. の電流を零にすれば，I_d は R_c に流れ減少する。したがって，CHO. が動作する期間 $\beta_c t_c$ （t_c ：チョッパ周期，$f_c = 1 / t_c$ ：チョッパ周波数，$0 \leq \beta_c \leq 1$ ）を調整すれば直流電流が制御できる。いま，L_d が大きく，f_c が大きく，I_d に脈動が少ないとすれば，図 1. 5. 2 2 (a)で，直流側からチョッパ回路へ入る電力はすべて抵抗で消費されることから，

$$E I_d = R_{dl} I_d^2 + \int_0^{t_c} R_c I_R^2 \, dt / t_c \qquad (1.5.42)$$

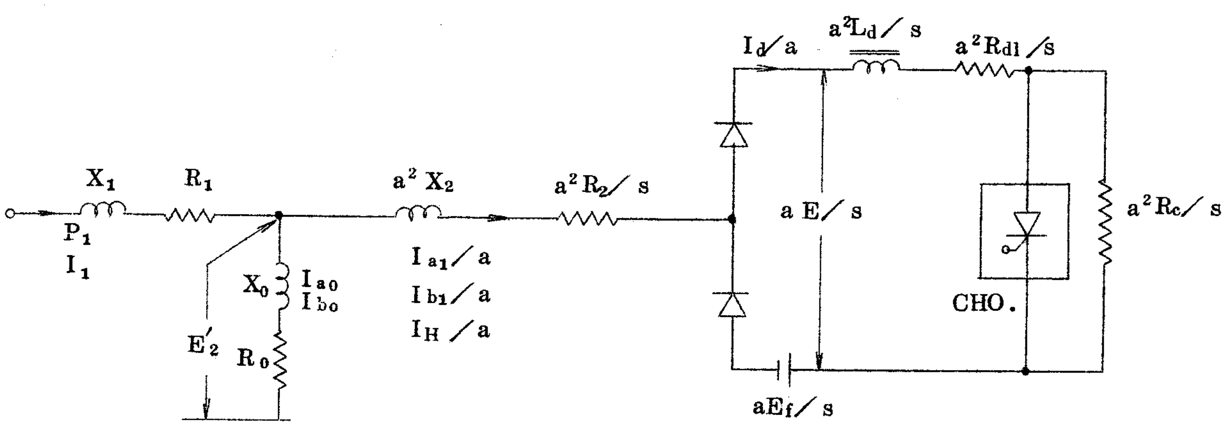
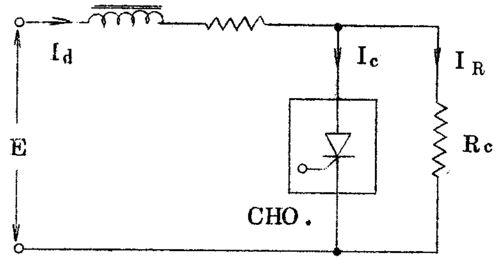
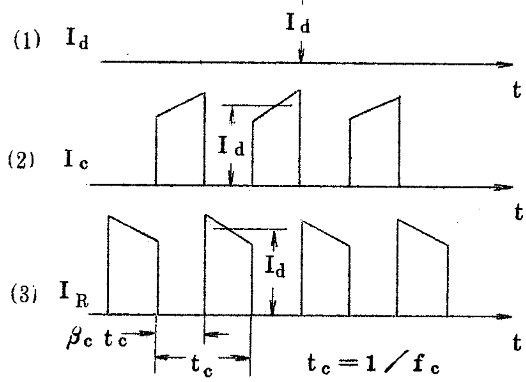


図 1. 5. 2 1　チョッパ方式の等価回路



(a) チョッパ回路



(b) 電流波形

図 1. 5. 2 2　チョッパ回路における電流波形

R_c に電流が流れる期間は $(1-\beta_c)t_c$ であるから，(1.5.42)式から，

$$EI_d = R_{dl}I_d^2 + (1-\beta_c)R_cI_d^2 \quad \cdots\cdots (1.5.43)$$

(1.5.43)式を(1.5.19)式に代入すれば，

$$s = \left[E_f I_d + I_d^2 \{R_{dl} + (1-\beta_c)R_c\} + 3I_2^2R_2 \right] / P_\tau \quad \cdots\cdots (1.5.44)$$

$\beta_c=1$，すなわち，チョッパ回路が常時導通状態のときは，整流回路直流側が短絡されたことになり，チョッパ方式の総合特性は，第1. 5. 6節で説明した特性に近づく。また，$\beta_c=0$，すなわち，チョッパ回路が常時非導通状態のときは，直流回路に大きな抵抗が入った場合の特性となる。R_c を大きくとればトルク調整範囲は広くなるが，チョッパ回路にかかる電圧 I_dR_c が高くなる。

(1.5.44)式で，$E_f=0$，$I_d=\sqrt{3/2}\ I_2\ (u=0)$ と仮定すれば，

$$P_\tau = 3I_2^2\{R_2 + R_{dl}/2 + (1-\beta_c)R_c/2\}/s \quad \cdots\cdots (1.5.45)$$

と表わせる。この式から，β_c を変えることは，2次抵抗を変えることと等価であることがわかる。すなわち，チョッパ方式は，誘導電動機の2次抵抗制御を無接点化した方式である。

以上，

2次に3相ブリッジダイオード整流回路を接続した誘導電動機の特性を無負荷から過負荷にわたって解析し，計算値と実測値がよく一致することを示した。この結果，励磁電流の多少にかかわらず，誘導電動機の特性が精度よく計算できるようになった。

同期速度近傍の特性を検討し，すべりの絶対値の最小値は，誘導電動機単独運転時のそれに一致できることを明らかにした。また，解析結果の妥当なことを大容量機で確認した。

1. 6　2次電圧調整方式における誘導電動機1次電流の脈動 [1.28)]

誘導電動機の2次回路に整流回路を接続した2次電圧調整方式においては，整流回路に基づく2次高調波電流が1次回路にあらわれ，種々の回転数において，1次基本波電流を脈動させる。

本章では，2つの異なる周波数をもつ波形を合成した場合に生ずる脈動周波数を求め，その結果を2次電圧調整方式に適用し，すべりと1次電流の脈動周波数の関係を解析し，実測値との比較を行なう。

1.6.1　異なる周波数をもつ2つの波形間に生ずる脈動周波数

(1)　回転磁界

すべりを s，電源周波数を f，誘導電動機の極数を 2p，固定子回転磁界の速度をN_0，回転子の速度をNとすれば，それらの関係は，

$$N_0 = 60f/p \quad (1.6.1)$$

$$N = (1-s)N_0 \quad (1.6.2)$$

と表わせる。

2次電圧調整方式においては，整流回路のために回転子回路（2次回路）に流れる電流はひずみ波形となる。この回転子電流は固定子電流と同様に回転磁界を作り，周波数が snf であれば，回転子に対して，

$$N' = snN_0 \quad (1.6.3)$$

なる速度で回転する。したがって，snf 周波数電流の回転磁界は，それが固定子のそれと同方向の場合には，

$$N + N' = \{1-(1-n)s\}N_0 \quad (1.6.4)$$

反対方向の場合には，

$$N - N' = \{1-(1+n)s\}N_0 \quad (1.6.5)$$

となって固定子回路（1次回路）へあらわれる。たとえば，基本波分（n=1）についてみれば，（1.6.4）式から，

$$N + N' = N_0 \quad (1.6.6)$$

となって，回転子速度に無関係に固定子回転磁界と同方向にまわる。

回転子高調波電流は，（1.6.4），（1.6.5）式で表わされる回転磁界となって固定子回路へあらわれ，基本波電流に基づく回転磁界N_0との間に脈動を生ずる。

(2)　異なる周波数をもつ2つの波形間に生ずる脈動周波数

周波数の異なる2つの波形を合成した場合に生ずる脈動周波数を求める。

図1.6.1に示すように，2つの波形をF_1，F_2とし，それぞれの周波数をf_1，f_2とする。F_1 1周期にF_2が最最（m+1/2）個，最低（m−1/2）個入る場合，同図から，

$$(m-1/2)/f_2 \leq 1/f_1 \leq (m+1/2)/f_2 \quad (1.6.7)$$

この式を書きかえると，

$$m-1/2 \leq f_2/f_1 \leq m+1/2 \quad (1.6.8)$$

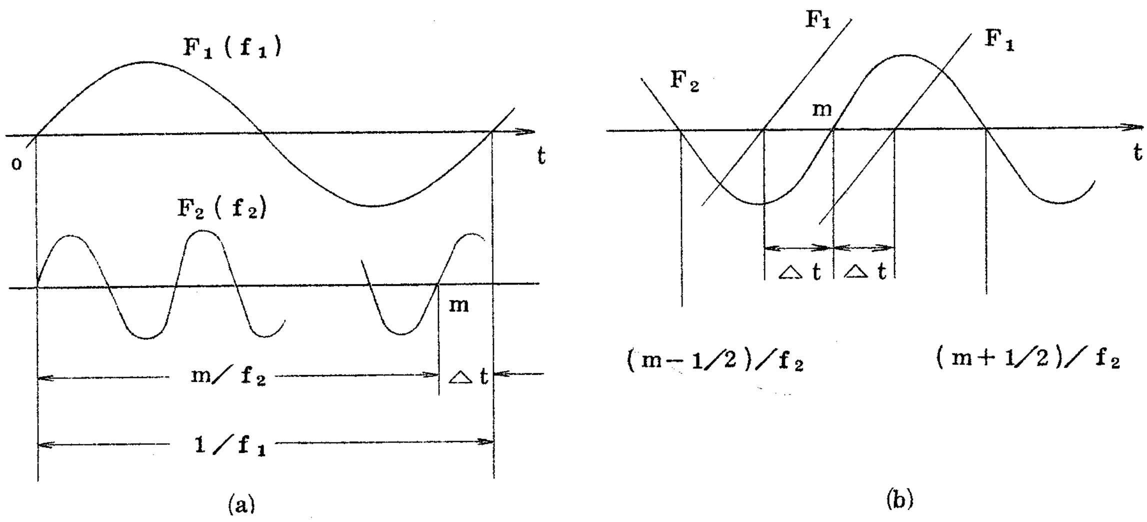


図 1.6.1　2つの波形間のずれ

ただし，$m=2, 3, \cdots$

なお，$m=1$ の場合は，図 1.6.2 に示すように，

$$-1/2f_1 \leq 1/f_1 - 1/f_2 \leq 1/2f_2 \quad \cdots\cdots (1.6.9)$$

この式を書きかえると，

$$2/3 \leq f_2/f_1 \leq 3/2 \quad \cdots\cdots (1.6.10)$$

ただし，$m=1$

(1.6.8)，(1.6.10) 式の範囲において，F_1 1周期ごとの F_1，F_2 間の相対的な時間のずれ$\triangle t$ は，

$$\triangle t = 1/f_1 \sim m/f_2 \quad \cdots\cdots (1.6.11)$$

時間がたつにつれ$\triangle t$ は大きくなるが，F_1 の q 周期目に$\triangle t$ が F_2 の最小 d サイクル分ずれて，$t=0$ におけると同じ状態になったとすれば，

$$q \cdot \triangle t = d/f_2 \quad \cdots\cdots (1.6.12)$$

したがって，脈動周波数 f_0 は，F_1 の q 周期が丁度1周期に相当するから，

$$f_0 = f_1/q \quad \cdots\cdots (1.6.13)$$

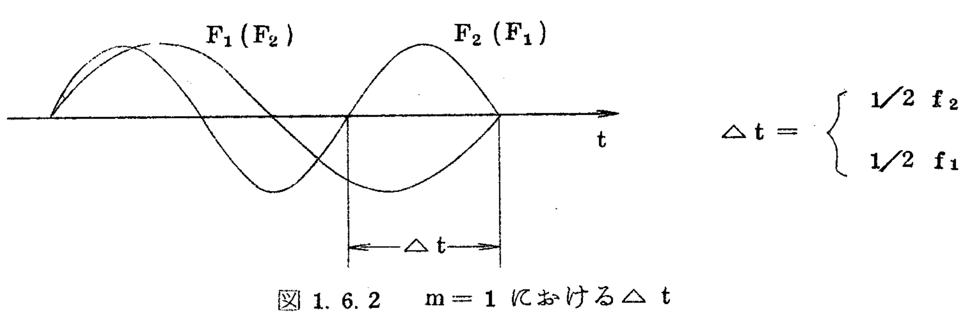


図 1.6.2　$m=1$ における$\triangle t$

(1.6.11)〜(1.6.13)式から，

$$f_0 = (f_2 \sim mf_1)/d \quad \cdots\cdots\cdots \quad (1.6.14)$$

(1.6.14)式から脈動周波数が求まるが，dという値は不定の整数である。たとえば，$m=1$，$f_2=5$ Hzの場合 $f_1=4$ Hz と仮定すれば，dの最小値は1，$q=4$ となり，$f_0=1$ Hzとなる。同様に，$f_1=4.1\dot{6}$ Hzとすれば，$d=1$，$q=5$ となり $f_0=0.8\dot{3}$ Hzとなる。$f_1=4.\dot{1}$ Hzとすれば，$d=8$，$q=37$ となり $f_0=0.\dot{1}$ Hzとなる。このように，$f_1=4.\dot{1}$ Hzでは，$d=8$ となるが，これよりわずかずれた点で $d=1$ を満足し，f_0 を有限な値とする f_1 の周波数は無限に考えることができる。同じことが $d=2, 3, 4 \cdots\cdots$ についてもいえる。このように，$4\,\mathrm{Hz} \leq f_1 \leq 4.1\dot{6}\,\mathrm{Hz}$ というせまい範囲をとってみても無限個の有限な値をもつ f_0 を考えることができると同時に，$f_0 \simeq 0$ $(d \to \infty)$ とする無限個の f_1 を考えることができる。しかし，実際には，脈動波形の山から山，谷から谷までを脈動周波数の1周期と考え，脈動周波数を連続的な値として取り扱っている。その結果，(1.6.14)式で，$d=1$ とおいた見かけ上最大の周波数を脈動周波数とみなしていることになる。したがって，以下の説明では，脈動周波数は，

$$f_0 = f_2 \sim mf_1 \quad \cdots\cdots\cdots \quad (1.6.15)$$

で与えられるものとする。

1.6.2　2次電圧調整方式における誘導電動機1次電流の脈動周波数

(1)　誘導電動機1次電流の脈動周波数

誘導電動機の2次回路に3相ブリッジ整流回路を接続すれば，2次回路には3の倍数を含まない奇数次高調波電流が流れる。その高調波電流に基づく回転磁界が，1次回路の回転磁界と同方向に回転するとき，1次回路へあらわれる高調波電流の周波数は，(1.6.4)式から，

$$\text{同方向の場合の周波数} = \{1 \sim (1-n)s\}f \quad \cdots\cdots\cdots \quad (1.6.16)$$

同様に，反対方向に回転するときは，(1.6.5)式から

$$\text{反対方向の場合の周波数} = \{1 \sim (1+n)s\}f \quad \cdots\cdots\cdots \quad (1.6.17)$$

となる。この周波数の電流が電源周波数の基本波電流を脈動させる（高調波電流相互間の脈動はここでは考えない）。(1.6.16)，(1.6.17)式から，(1.6.15)式に示した f_1，f_2 として，表1.6.1に示すように8通りの組み合わせを考えることができる。各組み合わせについて，(1.6.15)式から，脈動周波数 f_0 を生ぜしめるすべりsとその

表 1. 6. 1　周波数の組み合わせ

		f_1	f_2
同方向	A	$\{1-(1-n)s\}f$	f
	B	$\{(1-n)s-1\}f$	f
	C	f	$\{1-(1-n)s\}f$
	D	f	$\{(1-n)s-1\}f$
反対方向	E	$\{1-(1+n)s\}f$	f
	F	$\{(1+n)s-1\}f$	f
	G	f	$\{1-(1+n)s\}f$
	H	f	$\{(1+n)s-1\}f$

表 1. 6. 2　すべりと脈動周波数の関係

		s	s の 範 囲			
			m = 1		m = 2 , 3 , ・・・	
			上　限	下　限	上　限	下　限
同方向	A	$\frac{m-1}{m(1-n)} \pm \frac{f_0}{m(1-n)f}$	$\frac{1}{2(n-1)}$	$\frac{1}{3(1-n)}$	$\frac{3-2m}{(n-1)(2m-1)}$	$\frac{1-2m}{(n-1)(2m+1)}$
	B	$\frac{m+1}{m(1-n)} \pm \frac{f_0}{m(1-n)f}$	$\frac{5}{3(1-n)}$	$\frac{5}{2(1-n)}$	$\frac{2m+3}{(1-n)(2m+1)}$	$\frac{2m+1}{(1-n)(2m-1)}$
	C	$\frac{m-1}{n-1} \pm \frac{f_0}{(n-1)f}$	$\frac{1}{2(n-1)}$	$\frac{1}{3(1-n)}$	$\frac{2m-1}{2(n-1)}$	$\frac{2m-3}{2(n-1)}$
	D	$\frac{m+1}{1-n} \pm \frac{f_0}{(1-n)f}$	$\frac{5}{3(1-n)}$	$\frac{5}{2(1-n)}$	$\frac{2m+1}{2(1-n)}$	$\frac{2m+3}{2(1-n)}$
反対方向	E	$\frac{m-1}{m(n+1)} \pm \frac{f_0}{m(n+1)f}$	$\frac{1}{3(n+1)}$	$\frac{-1}{2(n+1)}$	$\frac{2m-1}{(n+1)(2m+1)}$	$\frac{2m-3}{(n+1)(2m-1)}$
	F	$\frac{m+1}{m(n+1)} \pm \frac{f_0}{m(n+1)f}$	$\frac{5}{2(n+1)}$	$\frac{5}{3(n+1)}$	$\frac{2m+1}{(n+1)(2m-1)}$	$\frac{2m+3}{(2m+1)(n+1)}$
	G	$\frac{1-m}{n+1} \pm \frac{f_0}{(n+1)f}$	$\frac{1}{3(n+1)}$	$\frac{-1}{2(n+1)}$	$\frac{3-2m}{2(n+1)}$	$\frac{1-2m}{2(n+1)}$
	H	$\frac{m+1}{n+1} \pm \frac{f_0}{(n+1)f}$	$\frac{5}{2(n+1)}$	$\frac{5}{3(n+1)}$	$\frac{2m+3}{2(n+1)}$	$\frac{2m+1}{2(n+1)}$

範囲を計算した結果を表 1.6.2 に示す。

誘導電動機においては，2 次回路の snf 周波数の電流のうち，

$$n = 6k + 1 \quad (k=1, 2, \cdots\cdots) \qquad (1.6.18)$$

は固定子回転磁界と同方向の回転磁界をつくり，

$$n = 6k - 1 \quad (k=1, 2, \cdots\cdots) \qquad (1.6.19)$$

は反対方向の回転磁界をつくる。したがって，表 1.6.2 から明らかなように，すべり s は高調波に基づく回転磁界が同方向の場合は（n−1），反対方向の場合は（n+1）の関数であるから，A と E，B と F，C と G，D と H は s＝0 に関して対称である。

(2) 5 倍高調波電流に基づく脈動周波数

整流回路として 3 相ブリッジ整流回路を用いると，高調波としては 5 倍高調波が最も大きな割合をしめ，7 倍高調波がこれに続く。図 1.6.3 に 5 倍調波について，表 1.6.2 から求めた（n=5，E〜H の各場合）計算結果を示す。同図から，1 次電流の脈動は全速度範囲にわたって存在することがわかる。

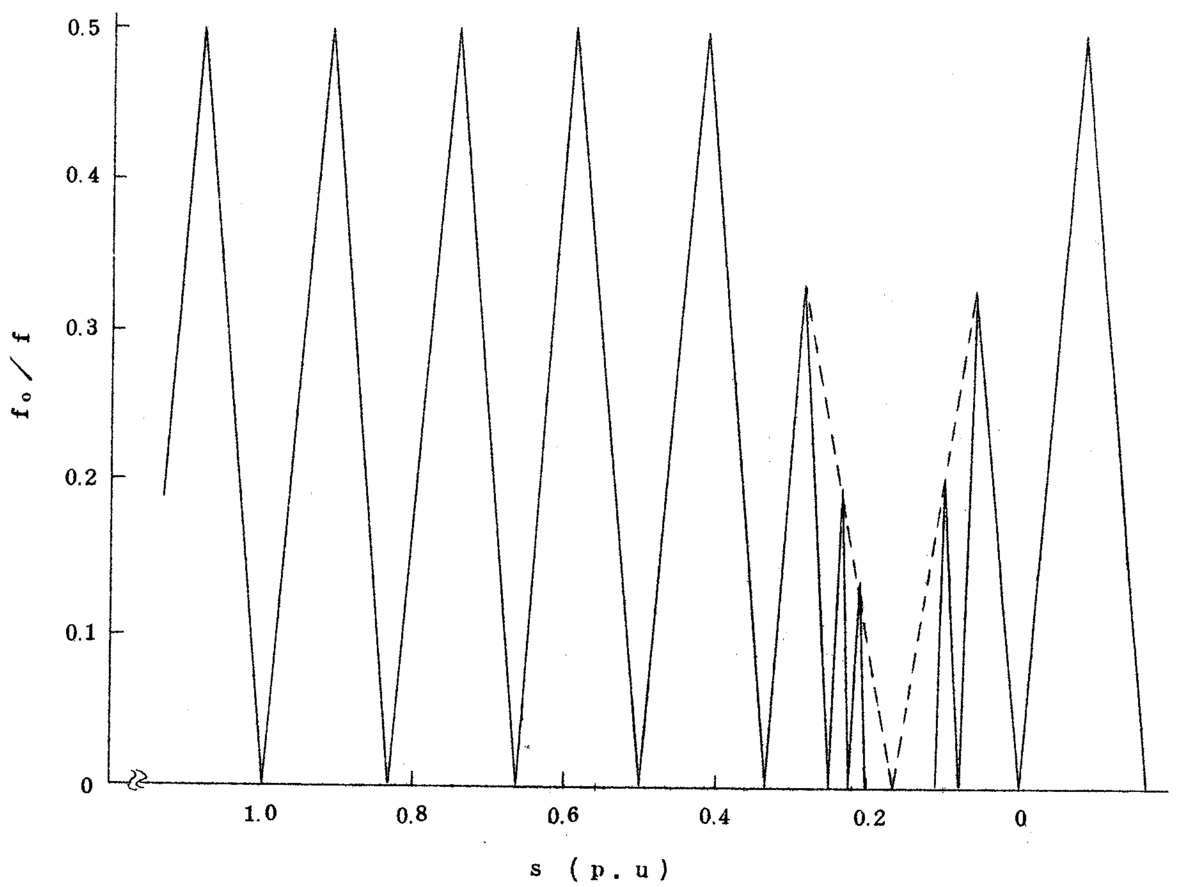


図 1.6.3　5 倍高調波に基づく脈動周波数とすべりの関係

2次電流の5倍高調波は，s＝1／3では基本波と同一の周波数成分となってあらわれその近傍で最も大きく脈動する（図1. 6. 6参照）。また，s＝1／6では表1. 6. 1から

$$(1-6s)f=0 \qquad (1.6.20)$$

となり，その近くでは，脈動周波数は見かけ上

$$f_0=(1\sim 6s)f \qquad (1.6.21)$$

となってあらわれる。

1. 6. 3　実験結果とその検討

実験回路は図1. 5. 2と同じもので，表1. 5. 1の誘導電動機を使用し，1次電流の脈動を測定した（測定時の1次電流はほぼ定格電流に等しい）。

図1. 6. 4～図1. 6. 9に1次電流の脈動波形と実測値から読みとった脈動周波数を示す。各図に示した脈動周波数を図1. 6. 3の計算値と比較すればよく一致していることがわかる。

s＝1／6 近傍では，（1. 6. 2 1）式に示した見かけの脈動周波数があらわれている。

s＝1／3 近傍では，5倍高調波が基本波と同一周波数となって1次回路へあらわれるため，脈動が最も大きくなっている。

以上，誘導電動機2次回路に3相ブリッジ整流回路を接続した2次電圧調整方式について，誘導電動機1次電流の脈動周波数を解析し，計算値と実測値を比較しよく一致することを示した。

1次電流の脈動は全速度範囲にわたって存在するが，トルクの脈動は実用上問題にならないほど小さいことが実験的に確かめられている（図示せず）。なお，1次電流の脈動が問題となるような場合には，整流回路を多相（１２相以上）にすればよい。

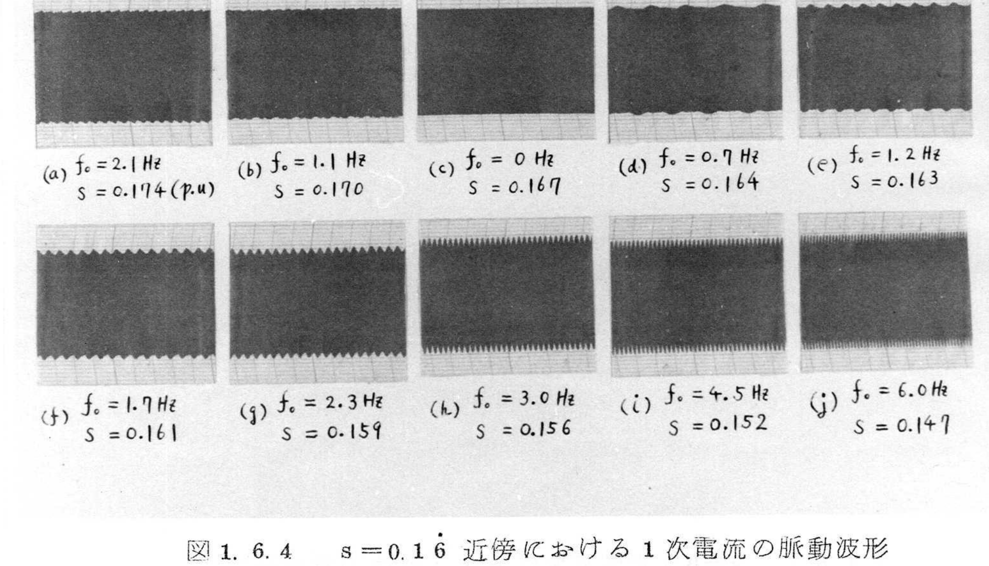


図1. 6. 4　s＝0.1$\dot{6}$ 近傍における1次電流の脈動波形

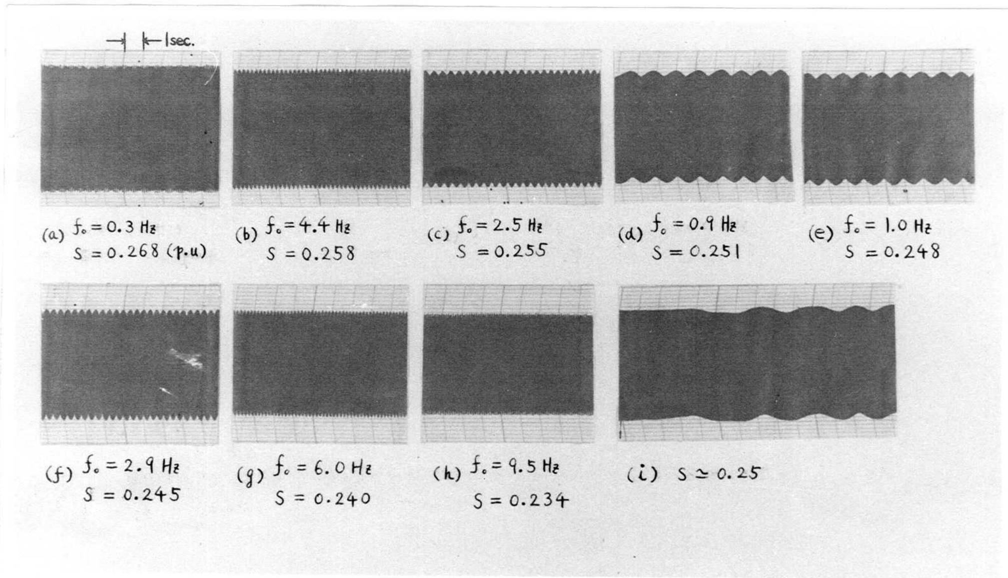


図 1. 6. 5　s＝0.2 5 近傍における 1 次電流の脈動波形

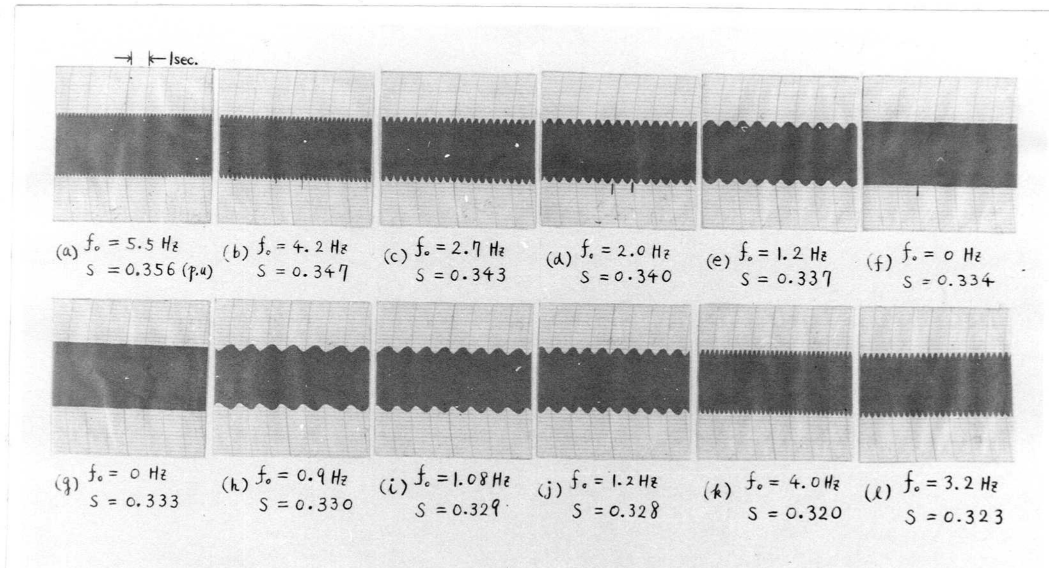


図 1. 6. 6　s＝$0.\dot{3}$ 近傍における 1 次電流の脈動波形

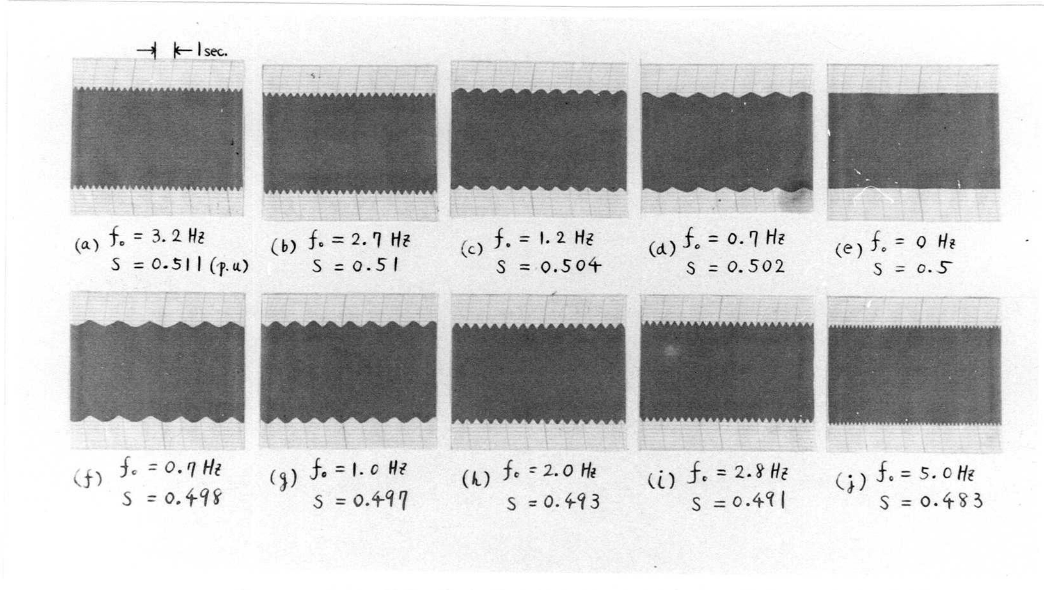


図 1. 6. 7　s＝0.5 近傍における 1 次電流の脈動波形

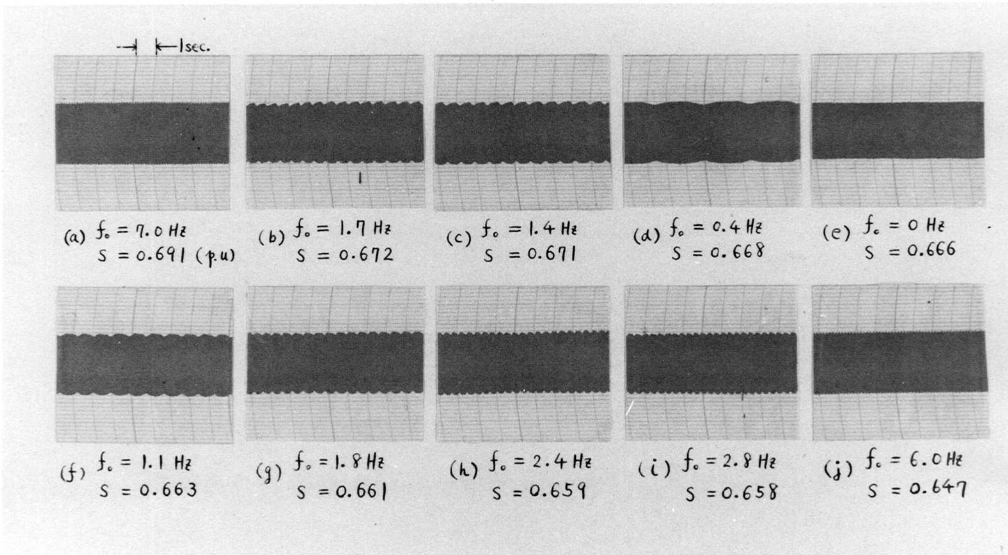


図 1. 6. 8　s＝0.6 近傍における 1 次電流の脈動波形

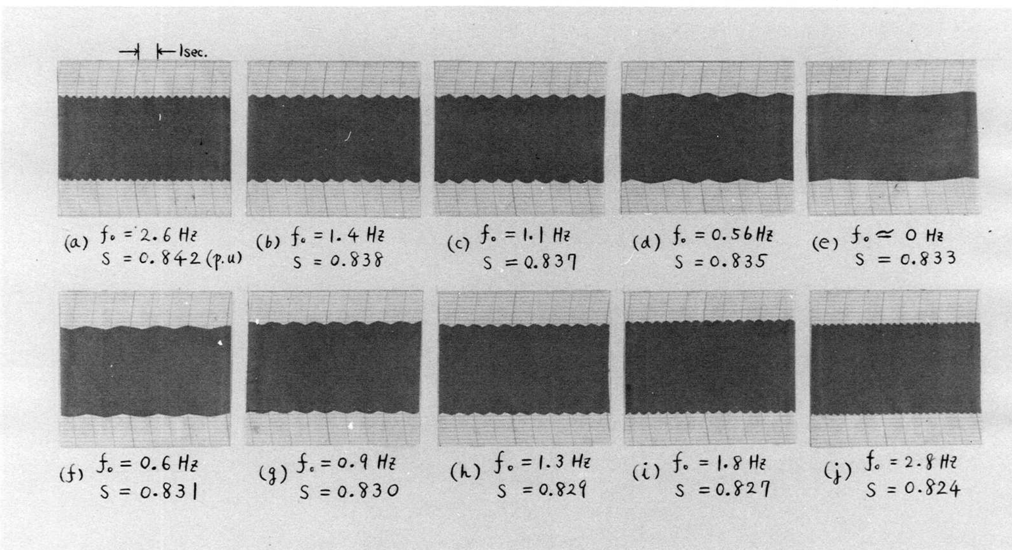


図 1. 6. 9　s＝0.83 近傍における 1 次電流の脈動波形

1. 7　2 次電圧調整方式における 3 相ブリッジサイリスタ整流回路の点弧回路 [1.31)〜1.35)]

1. 7. 1　3 相ブリッジサイリスタ整流回路とその点弧信号

誘導電動機の 2 次回路に接続される 3 相ブリッジサイリスタ整流回路を制御するには，誘導電動機の 2 次周波数に同期した信号で，しかも，図 1. 7. 1 に示すような 60°おきの方

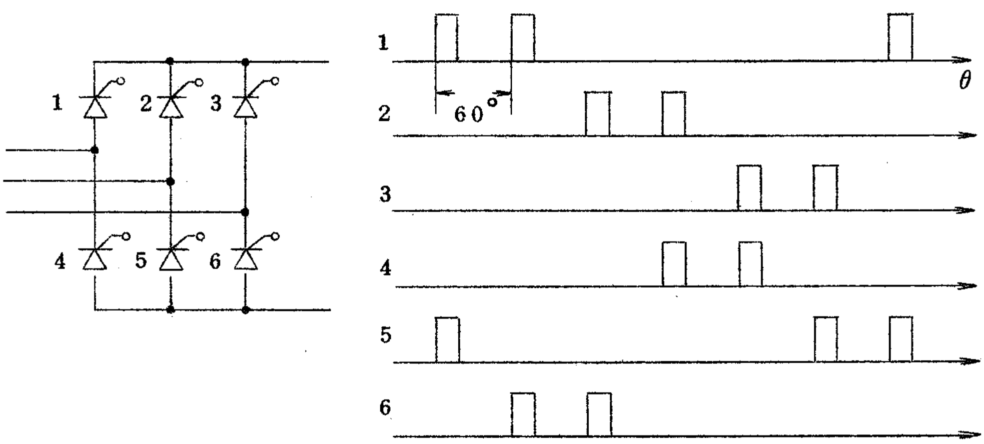


図 1.7.1　3相ブリッジサイリスタ整流回路とその点弧信号

形波信号が必要である。この信号を発生するには種々の方式が考えられるが，1つの方式として，磁気式周波数逓倍器（以下逓倍器と呼ぶ）を用いる方式を開発した。

本章では，逓倍器が正弦波電流励磁を受ける場合における鉄心の磁気特性曲線と，電圧，電流，巻線の関係を定量的に求め，設計方法について述べる。また，9倍器を用いたサイリスタ点弧回路について，実測値と計算値を比較検討する。

1.7.2　磁気式周波数逓倍器の原理

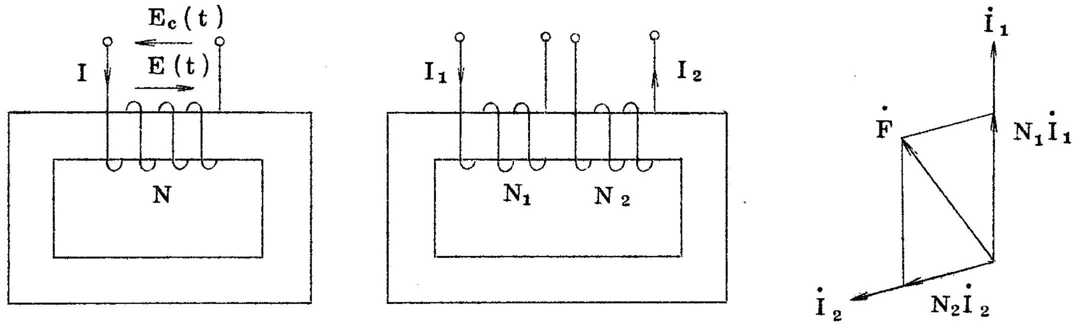
(1)　逓倍器の原理

逓倍器は1次巻線を1個以上もつ逓倍数の鉄心より構成され，鉄心内での起磁力の合成を利用して電源周波数を逓倍しようとするものである。なお，ここでいう逓倍器は，逓倍数が奇数倍あるいは偶数倍であるを問わず，鉄心の2次巻線にπ/m（m＝逓倍数＝3，4，5，・・・・・）の幅をもつ方形波電圧を誘起する磁気式機器をさすものとする。原理を説明するために，図1.7.2に示すように1次巻線N_1，N_2をもつ鉄心について考える。いま，おのおのの巻線に位相のずれた正弦波電流$\dot{I}_1$，$\dot{I}_2$が流れるとすれば，鉄心内で起磁力はベクトル合成され

$$\dot{F} = N_1\dot{I}_1 + N_2\dot{I}_2 \qquad (1.7.1)$$

なる起磁力を生じ，図1.7.3の磁気特性曲線（折線で近似した$\phi-F$曲線）から，鉄心はある幅の区間（π/m）だけ不飽和となり，電圧$E(t)$を誘起する。なお，(1.7.1)式で巻線N_2の極性がN_1と反対の場合は，N_2に負の符号をつけるものとする。

(1.7.1)式から，1次巻線の巻数と極性および電流値を変えることにより，起磁力の



(a)　1次巻線を1個もつ鉄心　　(b)　1次巻線を2個もつ鉄心　　(c)　起磁力の合成

図 1. 7. 2　起磁力の合成

位相を電流に対して任意に移相でき，また，図 1. 7. 3 から起磁力の大きさを変えることにより，電圧 E(t) の幅を任意に調整できることがわかる。逓倍器はこの原理を応用したもので，逓倍数m個の鉄心の1次巻線の巻数とその極性および電流値を変えることにより，おのおのの鉄心の起磁力を π/m ずつ移相し，2次巻線に π/m の幅の方形波電圧を得ている。ここでは，起磁力，電圧，磁束の関係をみるために，図 1. 7. 2 (a)に示すように，1次巻線の巻数がNでそれに正弦波電流 $\dot{I}$ が流れている鉄心を考える。その場合には，鉄心内の起磁力 $\dot{F}=N\dot{I}$ は図 1. 7. 3 に示すように正弦波となり，磁気特性曲線から，鉄心は半周期で π/m の区間だけ不飽和となり，その他の区間はほとんど飽和している。したがって，不飽和の区間では鉄心内の磁束 ϕ は

$$E_c(t) = -E(t) = N d\phi/dt \quad \cdots\cdots (1.7.2)$$

で表わされる割合で変化し，2次巻線に電圧（方形波で近似）を誘起する。磁気式m倍器では，1個の鉄心が磁束不飽和領域にあるのは π/m に相当する時間である。すなわち，磁束が ϕ_p から $-\phi_p$ まで時間にして

$$t = \frac{1}{2f\pi}\,\frac{\pi}{m} = \frac{1}{2fm} \quad (f = \text{周波数})$$

の間に変化するわけであるから，(1.7.2) 式の $d\phi$，dt にそれぞれ $d\phi \to 2\phi_p$，$dt \to 1/2fm$ を代入すれば，

$$E(t) = -4Nfm\phi_p \quad \cdots\cdots (1.7.3)$$

が成立する。すなわち，1巻数あたりの電圧vは

$$v = 4fm\phi_p \quad \cdots\cdots (1.7.4)$$

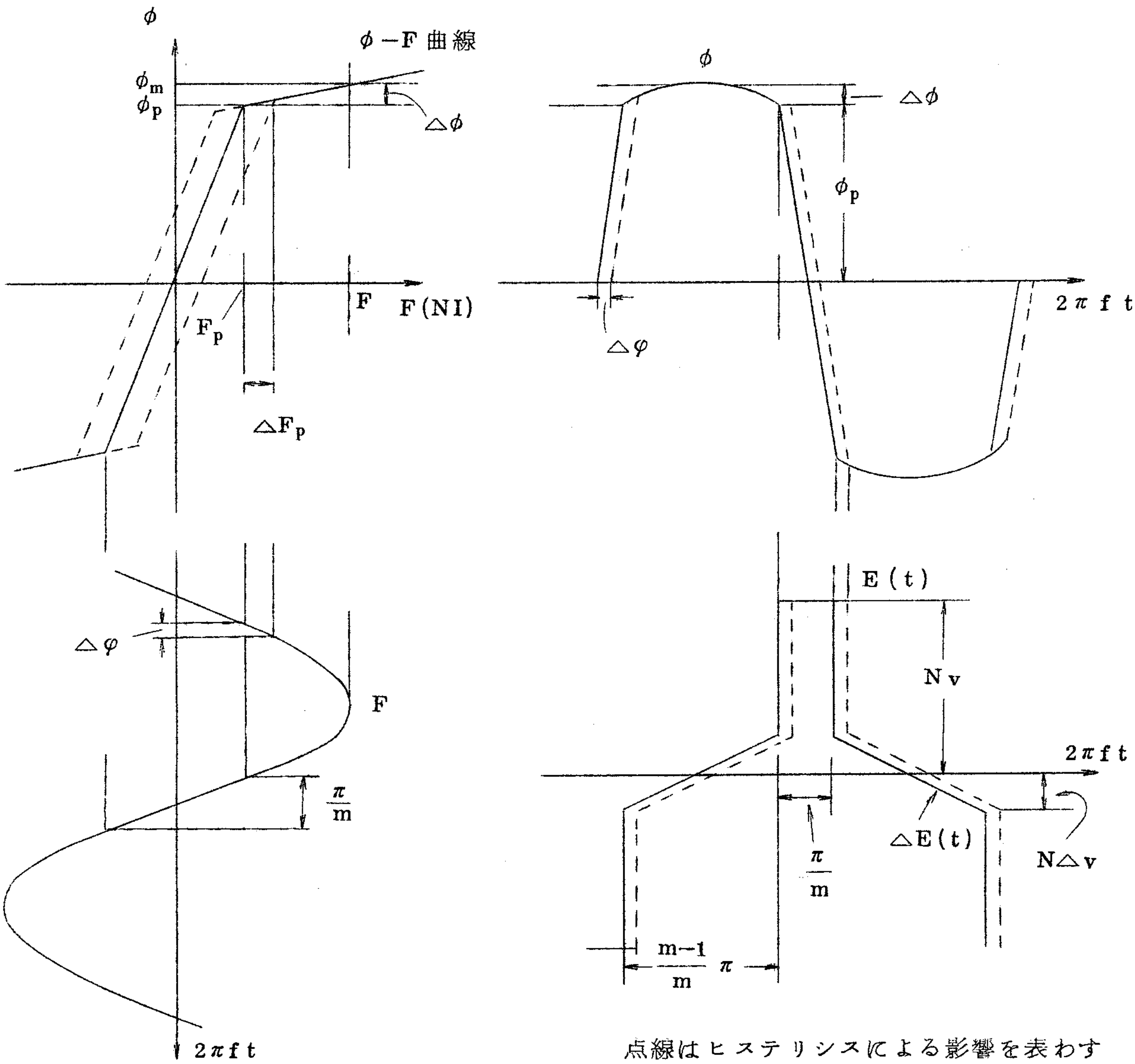


図 1. 7. 3　鉄心の起磁力と磁束ならびに誘起電圧

で与えられる。また，鉄心の磁束飽和領域での磁束変化により誘起する電圧 $\varDelta E(t)$ は，正確に式に表わすことはむずかしいが，図 1. 7. 3 に示すように直線的に変化するものと仮定し，磁束が不飽和領域に移行する点の $\varDelta E$ は，$(m-1)\pi/m$ に相当する時間に，磁束が $2\varDelta\phi$ 変化したとして求めた値で近似する。そうすれば

$$\varDelta E(t) = -N\varDelta v = -N\frac{2\varDelta\phi}{\dfrac{1}{2f\pi}\cdot\dfrac{(m-1)\pi}{m}} = -N4f\frac{m}{m-1}\varDelta\phi \qquad (1.7.5)$$

したがって，単位巻数あたりの電圧Δvは

$$\Delta v = 4 f \frac{m}{m-1} \Delta\phi \qquad (1.7.6)$$

次に起磁力について考える。磁束がϕ_pとなるのは，起磁力がF_pのときである。鉄心がπ/mの区間，磁束不飽和領域で動作するには，起磁力の最大値をFとして，F_pは，

$$F_p = F \sin \frac{\pi}{2m} \qquad (1.7.7)$$

を満足しなければならない。

(2) 鉄心のヒステリシスの起磁力に与える影響

鉄心にヒステリシスがある場合には，図1.7.3で点線で示したように，ヒステリシスはE(t)を遅らせるように作用する。ヒステリシスの幅を$2\Delta F_p$とし，そのためによって生ずる位相のずれを$\Delta\varphi$とすれば次式が成立する。

$$\left.\begin{aligned} F_p + \Delta F_p &= F \sin(\pi/2m+\Delta\varphi) \\ F_p - \Delta F_p &= F \sin(\pi/2m-\Delta\varphi) \end{aligned}\right\} \qquad (1.7.8)$$

(1.7.8)式から$\Delta\varphi$は

$$\sin\Delta\varphi = \Delta F_p / \{F\cos(\pi/2m)\} \qquad (1.7.9)$$

また，(1.7.8)式から$\Delta\varphi$を消去すれば，

$$F_p = \frac{F\sin(\pi/2m)}{\sqrt{1+\{\Delta F_p \tan(\pi/2m)/F_p\}^2}} \qquad (1.7.10)$$

すなわち，ヒステリシスのためにE(t)は(1.7.9)式で示される位相だけ起磁力に対して遅れる。また(1.7.7)式と(1.7.10)式を比較すればわかるように，同一のF_pに対してFの値が大きくなる。その分だけ電流を多く流さなければならない。しかし，実際の場合はその影響をほとんど無視できる。

(3) 漏れ磁束の電圧値に与える影響

漏れ磁束は定量的に計算により求めることはむずかしい。(1.7.4)式は鉄心内の磁束と単位巻数あたりの電圧値との関係を表わす式であるが，これを電源側の$E_c(t)$との関係でみれば，漏れ磁束があるために，実際には電源電圧$E_c(t)$は(1.7.3)式で表わされる値よりも大きくなければならない。ここでは，これをある一定の漏れ係数β_1，η_1(>1)で代表して表わす。すなわち，

$$E_c(t) = N\beta_1 v \quad \cdots\cdots (1.7.11)$$

$$\Delta E_c(t) = N\eta_1 \Delta v \quad \cdots\cdots (1.7.12)$$

β_1 は実験値より類推すれば約 1.1 前後の値である。また，η_1 の値は $E_c(t)$ に比べて $\Delta E_c(t)$ は小さいので，$\eta_1=\beta_1$ と仮定しても全体として大きな誤りはない。しかし，η_1 は磁束飽和領域の漏れ係数であるから β_1 の値よりは大きくなると考えられる。

1.7.3　磁気式周波数逓倍器の無負荷特性

鉄心に2個以上の1次巻線を巻き，それぞれに位相のずれた励磁電流を流すことにより起磁力を任意に移相できる。磁気式m倍器はこの原理を用いたもので，図 1.7.4 に示すように，鉄心Tをm個用い，それぞれに1次巻線 N_{kq} を1個以上巻き，各巻線に励磁電流 $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \cdots, \dot{I}_n$ を流すことによっておのおのの鉄心の起磁力を π/m づつ移相し，2次巻線に π/m の幅の方形波電圧を得ている。ここでは，正弦波電流源で励磁される逓倍器の起磁力，電流，巻数，電圧の関係を解析する。なお，逓倍器を構成するおのおのの鉄心は π/m の区間だけvに基づく電圧（方形波電圧）を有するものとする。

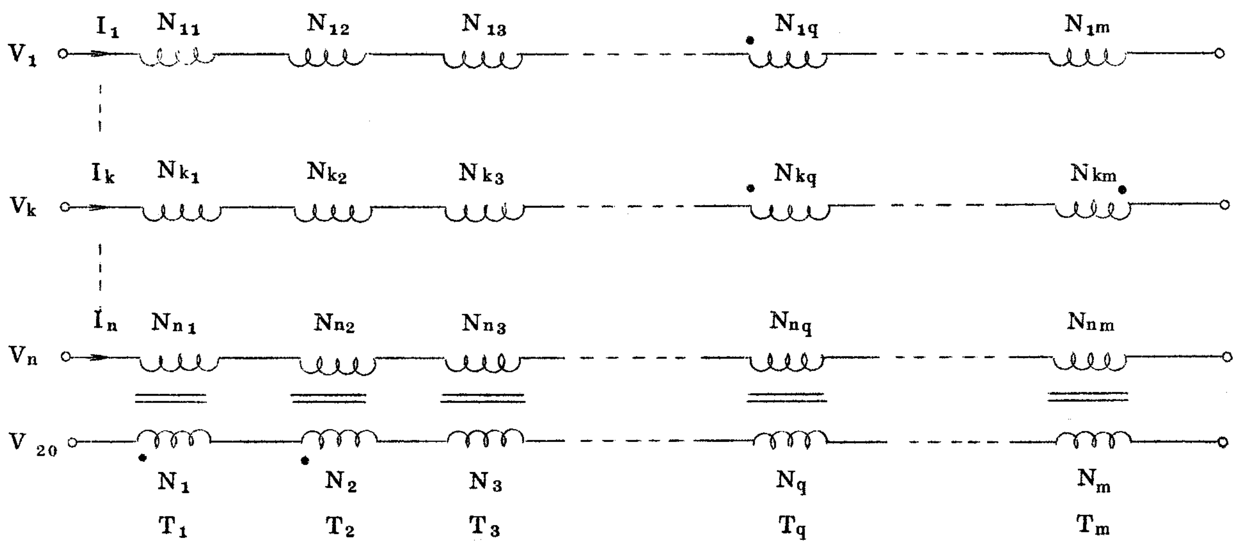


図 1.7.4　磁気式周波数m倍器

(1)　起磁力，電流，巻数の関係

おのおのの鉄心の起磁力は図 1.7.5 に示すように大きさが等しく，おのおの π/m の位相差をもつものとする。そうすれば，各鉄心の起磁力 $\dot{F}_1, \dot{F}_2, \cdots, \dot{F}_m$ は，

$$\dot{F}_1 = \dot{F}_2\,\varepsilon^{j\frac{\pi}{m}} \cdots = \dot{F}_q\,\varepsilon^{j\frac{q-1}{m}\pi} \cdots = \dot{F}_m\,\varepsilon^{j\frac{m-1}{m}\pi} \quad \cdots\cdots (1.7.13)$$

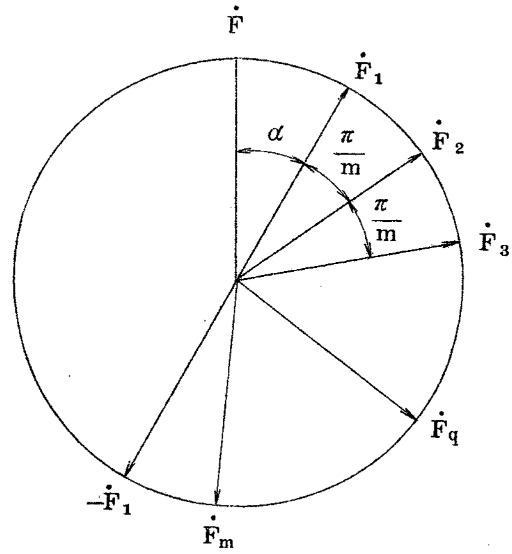


図 1. 7. 5　起磁力

一方，各巻線を流れる励磁電流（正弦波）は基準電流を $\dot{I}$ として（図 1.7.6 参照）

$$\dot{I}_1 = i_1\,\varepsilon^{j(\omega t-\varphi_1)},\quad \dot{I}_k = i_k\,\varepsilon^{j(\omega t-\varphi_k)},$$
$$\dot{I}_n = i_n\,\varepsilon^{j(\omega t-\varphi_n)} \quad \cdots\cdots (1.7.14)$$

おのおのの鉄心の起磁力は励磁電流 $\dot{I}_1$，$\dot{I}_2$，・・・，$\dot{I}_n$ によって作られるから

$$\left.\begin{aligned}
\dot{F}_1 &= N_{11}\dot{I}_1 + N_{21}\dot{I}_2 + \cdots\cdots \\
&\quad + N_{k1}\dot{I}_k + \cdots\cdots + N_{n1}\dot{I}_n \\
\dot{F}_q &= N_{1q}\dot{I}_1 + N_{2q}\dot{I}_2 + \cdots\cdots \\
&\quad + N_{kq}\dot{I}_k + \cdots\cdots + N_{nq}\dot{I}_n \\
\dot{F}_m &= N_{1m}\dot{I}_1 + N_{2m}\dot{I}_2 + \cdots\cdots \\
&\quad + N_{km}\dot{I}_k + \cdots\cdots + N_{nm}\dot{I}_n
\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (1.7.15)$$

（1.7.15）式で，鉄心 T_q の巻線 N_{kq}（$k=1$，2，・・・・，n）の極性は，N_{1q} を基準として，それと反対のものには負の符号をつけて考えるものとする。また，鉄心相互間では起磁力が π/m づつずれているから，たとえば鉄心 T_1，T_2 を例にとれば，2 次巻線 N_1 の両端には π/m の幅の方形波電圧が誘起し，続いて N_2 巻線の両端に π/m の幅の方形波電圧が誘起する。この N_1，N_2 両端の電圧が同方向の場合，等価的に巻線 N_1 と N_2 は同極性であると考え，図 1. 7. 4 の N_1，N_2 に示した極性で表わす。もし，2 次巻線 N_1，

N_2 , ・・・ , N_m の巻数を同じにとり，同極性に直列に接続すれば，2 次巻線両端の電圧 V_{20} は電源周波数の方形波電圧となる。したがって，奇数倍器の場合は奇数番目と偶数番目の 2 次巻線は極性が反対となる。図 1. 7. 4 では N_{1q} と N_{kq} は同極性，N_{kq} と N_{km} は反対極性であることを示す。

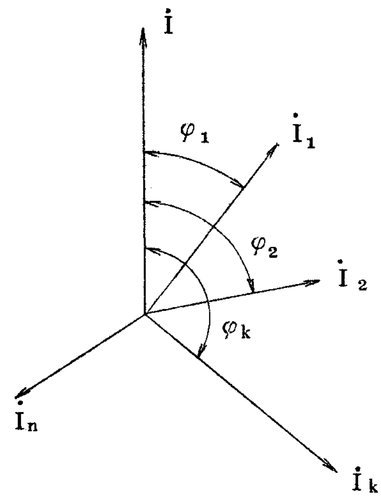


図 1. 7. 6　励磁電流

1 番目の鉄心の起磁力 $\dot{F}_1$ と基準電流 $\dot{I}$ との位相が α ずれているとすれば，起磁力の最大値を F として

$$\dot{F}_1 = F\varepsilon^{j(\omega t-\alpha)} \quad \cdots\cdots (1.7.16)$$

したがって，(1.7.1 3) ～ (1.7.1 6) 式から鉄心 T_q の起磁力 $\dot{F}_q$ は，

$$\dot{F}_q = \dot{F}_1\,\varepsilon^{-j\left(\frac{q-1}{m}\right)} = F\varepsilon^{j\left(\omega t-\alpha-\frac{q-1}{m}\pi\right)}$$

$$= \sum_{k=1}^{n} N_{kq}\dot{I}_k = \sum_{k=1}^{n} N_{kq}\, i_k\, \varepsilon^{j(\omega t-\varphi_k)}$$

ゆえに，

$$\sum_{k=1}^{n} N_{kq}\, i_k\, \varepsilon^{-j\varphi_k} = F\varepsilon^{-j\left(\alpha+\frac{q-1}{m}\pi\right)} \quad \cdots\cdots (1.7.17)$$

(1.7.1 7) 式が恒等的に成立するのは実数部と虚数部について

$$\left.\begin{aligned} \text{虚数部}\quad F\sin\left(\alpha+\frac{q-1}{m}\pi\right) &= \sum_{k=1}^{n} N_{kq}\, i_k \sin\varphi_k \\ \text{実数部}\quad F\cos\left(\alpha+\frac{q-1}{m}\pi\right) &= \sum_{k=1}^{n} N_{kq}\, i_k \cos\varphi_k \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (1.7.18)$$

が同時に成立するときである。したがって，

$$F = \sqrt{\left(\sum_{k=1}^{n} N_{kq}\, i_k \sin\varphi_k\right)^2 + \left(\sum_{k=1}^{n} N_{kq}\, i_k \cos\varphi_k\right)^2} \quad \cdots\cdots (1\ 7.19)$$

また

$$\tan\left(\alpha+\frac{q-1}{m}\pi\right) = \sum_{k=1}^{n} N_{kq}\, i_k \sin\varphi_k \Big/ \sum_{k=1}^{n} N_{kq}\, i_k \cos\varphi_k \quad \cdots\cdots (1.7.20)$$

(1.7.19) , (1.7.20) 式は巻数，電流，起磁力の関係を表わす式である。

(2) 電圧と巻数の関係

電圧としては，さきに図1.7.3で説明したように，v，Δvに基づく電圧，それに抵抗降下電圧がある。

(a) vに基づく電圧

巻線N_{kq}の電圧は，vに基づく電圧だけを考えれば，$\beta_1 vN_{kq}$の大きさで，幅がπ/mの方形波電圧であるから，図1.7.4でI_kが流れる巻線の電圧実効値V_kは各巻線の電圧の2乗平均値をとって，

$$V_k = \beta_1 v \sqrt{\sum_{q=1}^{m} N_{kq}^2 / m} \quad \cdots\cdots (1.7.21)$$

また，巻線が星形接続されていれば，巻線間の電圧実効値V_{kl}は

$$V_{kl} = \beta_1 v \sqrt{\sum_{q=1}^{m} (N_{kq} - N_{lq})^2 / m} \quad \cdots\cdots (1.7.22)$$

となる。(1.7.22) 式でN_{kq}，N_{lq}巻線の極性が反対方向であれば，$N_{kq} - (-N_{lq})$というように，N_{lq}に負の符号をつけるものとする。

(b) Δvに基づく電圧

磁束飽和領域の磁束変化に基づく誘起電圧を図1.7.7に示すように直線で近似する。同図でN_{kj}の左側をa side，右側をb sideとし，直線的に変化するN_{kj}巻線のΔvに基づく電圧をδ_{aj}，δ_{bj}とする。a sideでは電圧δ_{aj}は

$\theta = (j-1)\pi/m$ で $\eta_1 \Delta vN_{kj}$

$\theta = -(m-j)\pi/m$ で $-\eta_1 \Delta vN_{kj}$

であるから，

$$\delta_{aj} = \eta_1 \Delta vN_{kj} (2m\theta/\pi + m - 2j + 1)/(m-1) \quad \cdots\cdots (1.7.23)$$

同様に

$$\delta_{bj} = \eta_1 \Delta vN_{kj} (-2m\theta/\pi + m + 2j - 1)/(m-1) \quad \cdots\cdots (1.7.24)$$

(1.7.23) ，(1.7.24) 式でδ_{aj}，δ_{bj}が求まったが，これらはvに基づく電圧に加わり，電圧値を増加するように作用する。いま，

$\theta = (q-1)\pi/m + \pi/2m = (2q-1)\pi/2m$

(鉄心T_qがvに基づく電圧をもつ区間の中心の時点)におけるδ_{aj}，δ_{bj}の総和δ_{kq}

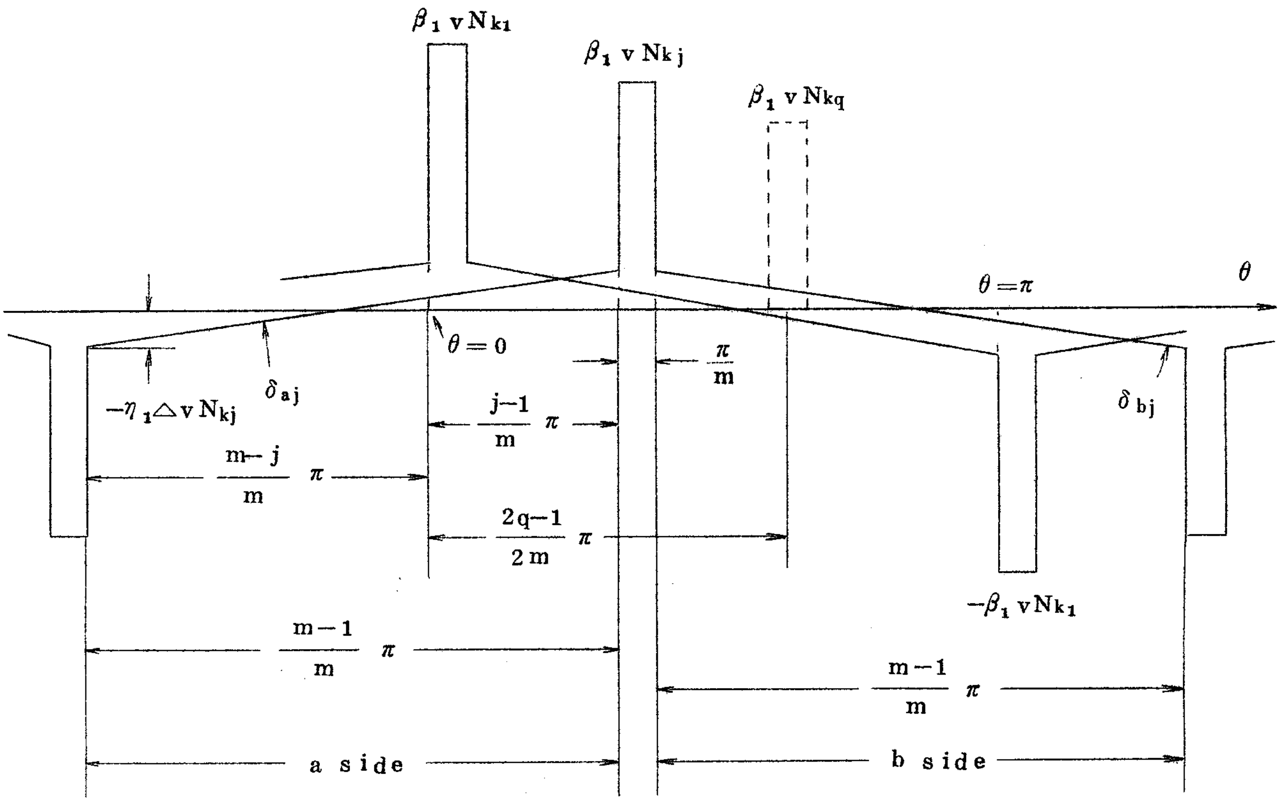


図 1.7.7　△vに基づく電圧

（k相における鉄心 T_q 以外の鉄心の $\varDelta v$ に基づく電圧の総和）を求める。（1.7.23），（1.7.24）式に $\theta=(2q-1)\pi/2m$ を代入し加え合わせると，

$$
\begin{aligned}
\delta_{kq} &= \sum_{j=q+1}^{m} \delta_{aj} + \sum_{j=1}^{q-1} \delta_{bj} \\
&= \eta_1 \varDelta v \left\{ \sum_{j=1}^{q-1} N_{kj}\,(m-2q+2j) \right. \\
&\quad \left. + \sum_{j=q+1}^{m} N_{kj}\,(m+2q-2j) \right\} \Big/ (m-1) \qquad \cdots\cdots (1.7.25)
\end{aligned}
$$

この δ_{kq} の値で鉄心 T_q が v に基づく電圧をもつ区間〔$(q-1)\pi/m<\theta<q\pi/m$〕における T_q 以外の鉄心の $\varDelta v$ に基づく k 相電圧を代表する。

(c)　抵抗降下電圧 v_{Rq}

抵抗降下電圧 v_{Rq} は巻線の抵抗に基づくもので，直列に接続されている巻線の全抵抗が関係してくる。なお，以下の説明では，v_{Rq} は $\theta=(2q-1)\pi/2m$ における k

相目の巻線の抵抗降下電圧を表わすものとし，この値で$(q-1)\pi/m<\theta<q\pi/m$における抵抗降下電圧を代表する。

(d) 要　約

$(q-1)\pi/m<\theta<q\pi/m$（鉄心T_qがvに基づく電圧をもつ区間）におけるk相目の巻線の電圧降下v_{kq}は，δ_{kq}，v_{Rq}を方形波で近似して，

$$v_{kq}=\beta_1 v N_{kq}+\delta_{kq}+v_{Rq} \qquad (1.7.26)$$

k相の電圧は，π/mの幅の方形波電圧v_{k1}，・・・，v_{kq}，・・・，v_{km}の連なったものであるから，電圧実効値V_kは，

$$V_k=\sqrt{\sum_{q=1}^{m} v_{kq}{}^2/m} \qquad (1.7.27)$$

となる。

(3) 2次電圧

逓倍器を図1.7.1に示したような3相ブリッジサイリスタ整流回路の点弧回路として使用するときは，図1.7.4で，鉄心の2次巻線は電気角で60度づつずれた方形波電圧を誘起する鉄心に巻けばよく，しかも，その2次巻線は，単独で使用されるので，2次巻線に誘起する電圧v_2は，vに基づくものだけを考えればよい。したがって，鉄心T_qの2次巻線に誘起する電圧は（$N_q=N$とおいて），

$$v_2=Nv \qquad (1.7.28)$$

(1.7.28)式のvは，鉄心の特性を折線で近似して求めた値であるが，実際の場合，鉄心の特性は折線とは少し異なるので，(1.7.28)式は，波高値でみると，係数を乗じて，

$$v_2=\beta_2 Nv \qquad (1.7.29)$$

となる。β_2は鉄心の特性からきまる経験値で，$\beta_2\simeq 1.1\sim1.3$である。

(4) 無負荷特性

(a) 1次無負荷特性

電圧，電流，巻数，起磁力の関係が求まったが，以上のことから逓倍器の1次無負荷特性が求まる。鉄心の磁気特性曲線からあるϕ_pを定めれば，その値に対するF_p，$\triangle F_p$，$\triangle\phi$，Fが求まり，v，$\varDelta v$，$\triangle\varphi$が計算される。(1.7.19)，(1.7.20)から巻数と電流の関係が求まり，また(1.7.27)式から巻数と電圧との関係が与えられるの

で，これらの式から，1 次電圧と励磁電流の関係（ 1 次無負荷特性 ）が求まる。

(b)　2 次無負荷特性

ϕ_p が定まれば，F_p に対応する 1 次電流が求まっているので，v を（1.7.29）式に代入し，2 次電圧と 1 次励磁電流の関係（ 2 次無負荷特性 ）が求まる。

(c)　励磁入力

励磁入力は無負荷状態において逓倍器に流れ込む有効電力で，励磁電流による抵抗損と鉄損を加え合わせたものである。抵抗損は，巻線の抵抗と電流値から計算でき，鉄損は鉄心の B − H 曲線から求まる値である。

1.7.4　磁気式周波数逓倍器の設計方法

設計方法は，逓倍器を電流源によって励磁するか，電圧源によって励磁するかによって考え方は全く異なったものとなる。前者による励磁では巻数の決定は非常に簡単であるが，後者による励磁では，逓倍器は電流励磁器であるので，電圧と電流，巻数と波形などが互いに関係してめんどうなものとなる。

(1)　電流源による励磁の場合の巻数決定法

電流源で逓倍器を励磁するときは，（1.7.7），（1.7.19），（1.7.20） 式から巻数が決定できる。まず，磁気特性曲線から F_p の値を定める。〔この値に対応する ϕ_p から（1.7.4），（1.7.29）式を用いて 2 次巻数 N が求まる〕そうすれば，（1.7.7）式から F の値が求まり，i_k，φ_k の値は電流源励磁であるから自動的に決まり，α は任意に定めることができるので，（1.7.19），（1.7.20） 式は巻数だけが未知数となる。ある q の値に対して，未知数として n 個の巻数があるのに，それを決定するための式として（1.7.19），（1.7.20）式の 2 つしかない。すなわち，（n−2）個の巻数は任意に定めることができる。このことは，たとえば図 1.7.8 に示すように，鉄心 T_q の起磁力 $\dot{F}_q$ を合成しようとする場合，（n−2）個の任意に定められた巻線に基づく起磁力 $\dot{F}_a$ が $\dot{F}_q$ に対してどのような大きさと位相を有していても

$$\dot{F}_q = \sum_{k=1}^{n} N_{kq}\dot{I}_k = \dot{F}_a + \dot{F}_b \quad \cdots\cdots (1.7.30)$$

を満足する起磁力 $\dot{F}_b$ を 2 つの巻線 N_{kq} と $N_{\overline{k-1}q}$ に基づく起磁力から合成できることからも理解できる。結局，逓倍器全体としては m（n−2）個の巻数は任意に定めることができる。また，電流源励磁の場合の設計は，励磁電流が正弦波であることを考えると，

電流源に与える波形のひずみの影響を最少にするために各相電圧波形が正弦波に近くなるようにm(n−2)個の巻数を決定することが望ましい。もちろん，電流源の容量がじゅうぶん大きければ，相電圧を正弦波に近づける努力も必要でなく，単に(1.7.19)，(1.7.20)式から，あるいは図1.7.8に示したような起磁力ベクトルの作図による手法を用いて巻数が決定できる。[1.43)]

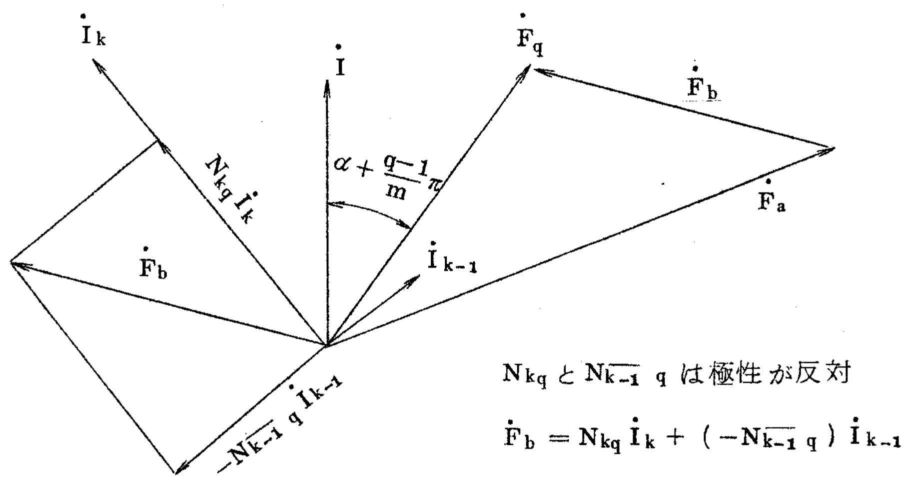


図1.7.8　起磁力の合成

(2)　平衡多相電圧源で励磁される逓倍器の巻数決定法

(a)　巻　数

一般の電気機器は電流源で励磁されることはまれで，電圧源で励磁されるのが普通である。したがって，正弦波電流源で励磁したと仮定して求めた逓倍器の無負荷特性を表わす式を，電圧源で励磁された逓倍器にそのまま適用するには，電圧源で励磁された逓倍器に流れ込む電流が正弦波となることが必要である。すなわち，逓倍器の逆起電力が正弦波に近くなるように逓倍器各鉄心の巻数が選ばれていなければならない。ここでは，n相平衡した電流源で励磁した逓倍器の逆起電力がn相平衡した正弦波電圧に最も近い電圧となる巻数を求める。

n相(n≧3)平衡電流源では(1.7.14)式のφ_k，i_kは

$$\varphi_k = 2(k-1)\pi/n\ ,\ i_k = i \qquad (1.7.31)$$

(1.7.13)，(1.7.14)，(1.7.16)式から電流$\dot{I}$，$\dot{I}_k$と，起磁力$\dot{F}_q$ならびにN_{kq}巻線両端のvに基づく方形波電圧$\beta_1 v N_{kq}$との位相関係は図1.7.9に示すようになる。

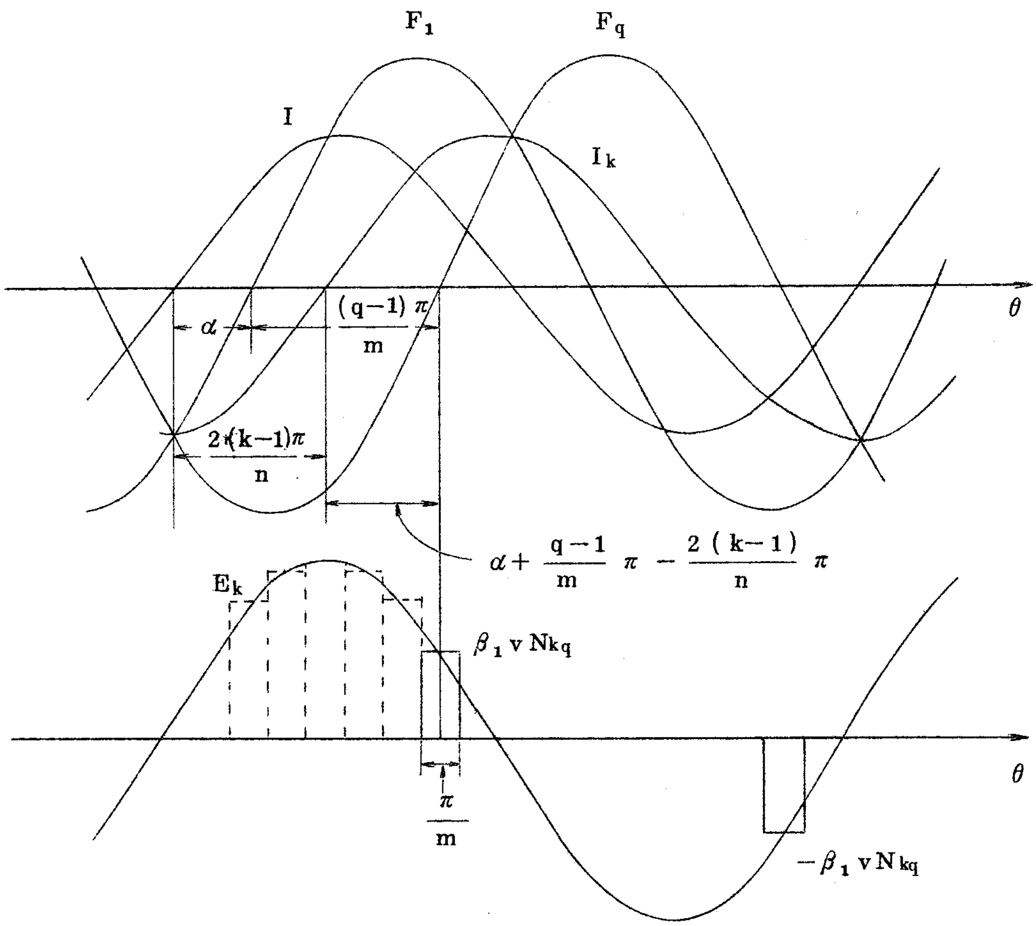


図 1. 7. 9　電圧，電流，起磁力の位相関係

いま k 相電流 I_k を

$$I_k = i \sin\theta \quad \cdots\cdots (1.7.32)$$

とすれば，k 相電圧 E_k は，v に基づく電圧だけを考慮すれば，(鉄心のヒステリシスによる位相のずれ $\Delta\varphi$ は無視する)

$$E_k = \sqrt{2}\ V_k \cos\theta = \beta_1 v\ N_0 \cos\theta \quad \cdots\cdots (1.7.33)$$

で近似できる。なお，(1.7.33) 式の N_0 は，N_{kq} 巻線中の最大の巻数値を表わす。

また，k 相電流 I_k と鉄心 T_q の起磁力 F_q との位相差 θ_d は，図 1. 7. 9 から，

$$\theta_d = \alpha - 2(k-1)\pi/n + (q-1)\pi/m \quad \cdots\cdots (1.7.34)$$

$\theta = \theta_d$ において，巻線 N_{kq} が v に基づく電圧をもつから (1.7.33) 式に $\theta = \theta_d$ を代入し，

$$E_k = \sqrt{2}\ V_k \cos\theta_d = \beta_1 v N_{kq}$$

$$= \beta_1 v N_0 \cos\{\alpha - 2(k-1)\pi/n + (q-1)\pi/m\} \quad \cdots\cdots (1.7.35)$$

（1.7.35）式から

$$N_{kq}=N_0\cos\{\alpha-2(k-1)\pi/n+(q-1)\pi/m\} \quad \cdots\cdots (1.7.36)$$

なお，N_{kq} が負となるときは，巻線の極性が正のものとは逆になることを意味する。（1.7.36）式を（1.7.17）式に代入して

$$\sum_{k=1}^{n} N_{kq}\, i_k\, \varepsilon^{-j\varphi_k} = nN_0\, i\, \varepsilon^{-j\left(\alpha+\frac{q-1}{m}\pi\right)}/2$$

$$= F\varepsilon^{-j\left(\alpha+\frac{q-1}{m}\pi\right)} \quad \cdots\cdots (1.7.37)$$

（1.7.36）式の巻数値は，n 相平衡電流が流れたとき，逆起電力が正弦波に最も近い波形となる巻数として求めた値であるが，この巻数は（1.7.37）式に示すように，逓倍器としての電流と起磁力の位相関係を満足する。したがって，（1.7.36）式の巻数は n 相平衡電流源で励磁される逓倍器の巻数となりうる。また，（1.7.36）式の巻数をもつ逓倍器を n 相平衡した電圧源に接続すれば，流れる電流は最も正弦波形に近くなる。

(b) 電　流

各相電流実効値 I_L は（1.7.7），（1.7.37）式から，

$$I_L=\frac{i}{\sqrt{2}}=\frac{\sqrt{2}F}{nN_0}=\frac{\sqrt{2}\;F_p}{nN_0\,\sin\dfrac{\pi}{2m}}$$

$$\simeq \frac{2\sqrt{2}\;mF_p}{n\pi N_0} \quad \cdots\cdots (1.7.38)$$

(c) 電　圧

（1.7.25）式の δ_{kq} は，N_{kj} に（1.7.36）式の巻数を代入して公式を用いて計算すれば[1.44]，

$$\delta_{kq}=\frac{\eta_1\Delta v}{m-1}\;\frac{N_{kq}}{\sin^2\dfrac{\pi}{2m}}\left(1-m\sin^2\frac{\pi}{2m}\right)$$

$$\simeq \eta_1\Delta v\, N_{kq}\,\frac{m}{m-1}\left(\frac{4m}{\pi^2}-1\right) \quad \cdots\cdots (1.7.39)$$

（1.7.39）式をみればわかるように，δ_{kq} は N_{kq} に係数のかかったものである。この

ことは，（1.7.35）式からわかるように，δ_{kq}はvに基づく電圧と同相であることを意味する。

（1.7.21）式は，（1.7.35）式から

$$V_k = \beta_1 v N_0 / \sqrt{2} = 2\sqrt{2}\ \beta_1\ f m \phi_p N_0 \quad \cdots\cdots (1.7.40)$$

となる。（1.7.40）式は電圧仕様を与えて巻数N_0を求める場合の目安となる。

（1.7.27）式はヒステリシスによる位相のずれを無視すれば，

$$V_k = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\{\beta_1 v + \frac{m}{m-1}\left(\frac{4m}{\pi^2}-1\right)\eta_1 \varDelta v\}^2 N_0^2 + (iR)^2} \quad \cdots\cdots (1.7.41)$$

$$\simeq \frac{N_0}{\sqrt{2}}\{\beta_1 v + \frac{m}{m-1}\left(\frac{4m}{\pi^2}-1\right)\eta_1 \varDelta v\} \quad \cdots\cdots (1.7.42)$$

（1.7.41）式でRは1相あたりの抵抗値を表わす。

逓倍器を設計する場合，与えられる定数としては鉄心の特性F_p，ϕ_p，逓倍数m，電圧源の数n，電源電圧V_k，許容励磁電流，電流と起磁力の位相α（この値は電源電圧に対してある定まった位相に方形波電圧を得ようとすれば重要な意味をもつ定数である）および結線法（三角，星形の別）などである。これら諸定数を電圧と巻数との関係を示す（1.7.40），（1.7.42）式に代入し，N_0を求める。このN_0を（1.7.38）式に代入し，求まった電流値が許容電流値以内であれば，さきに求めたN_0を（1.7.36）式に代入し，逓倍器の全1次巻数が求まる。また，2次巻数Nはv_2を与えて（1.7.29）式から求まる。

（1.7.38），（1.7.42）式をみればわかるように，電圧は巻数N_0に比例し，電流は巻数に反比例している。vは逓倍数に比例するので，逓倍数がふえれば巻数は少なくてすむが，電流はかえって増加する。電流を減らすには電源電圧を高く選び，巻数を多くしなければならない。

(d) 等価回路

（1.7.36）式の巻数を用いれば電圧，電流は各相平衡した正弦波形となるので，逓倍器を等価なインピーダンスでおきかえて考えることができる。1相あたりの等価リアクタンスωLは，（1.7.38），（1.7.42）式より，

$$\omega L = \frac{V_k}{I_L} = \frac{n\pi f N_0^2}{F_p}\{\beta_1 \phi_p + \frac{m}{(m-1)^2}\eta_1 \varDelta\phi\left(\frac{4m}{\pi^2}-1\right)\} \quad \cdots\cdots (1.7.43)$$

$$\simeq n\pi\beta_1 f N_0^2 \frac{\phi_p}{F_p} \quad\cdots\cdots (1.7.44)$$

逓倍器の１相あたりの等価回路は図１.７.１０のようになる。逓倍器は電流励磁器であるので，励磁電流には有効電流分が少なく，無効電流分がほとんどである。無効電流を補償するにはコンデンサを電源側に逓倍器と並列にそう入すればよい。これにより，電圧源の皮相容量を小さくできる。コンデンサＣの値は，（1.7.44）式を基にして，$\omega^2 LC \simeq 1$から計算できる。

以上，逓倍器の電圧，電流，巻数，鉄心の磁気特性の関係を求め，また，電圧源で励磁される逓倍器については，平衡ｎ相電圧源で励磁される場合に，逓倍器に流れる電流が正弦波となるような巻数を選び，電圧，電流の関係を簡単な式にまとめた。これらの式を基にサイリスタ点弧用９倍器を試作したので，その実験結果について次に報告する。

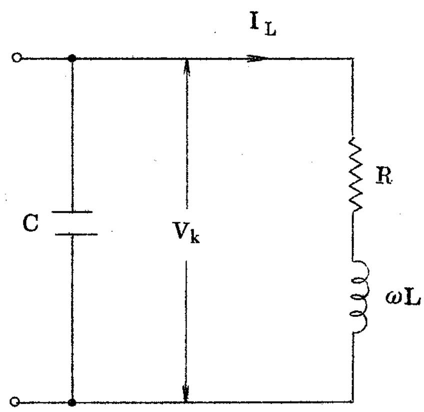


図１.７.１０　逓倍器の等価回路

1.7.5　３相ブリッジサイリスタ整流回路の点弧用９倍器の実験結果とその検討

(1)　サイリスタ点弧用９倍器

サイリスタ点弧用９倍器の１次巻線数を（1.7.36）式を用いて決定した。電源は平衡３相電圧源である。$n=3$，$m=9$，$\alpha=0$を（1.7.36）式に代入し，ｋ，ｑの値を与えて巻数が求まる。その結果を表１.７.１に示す。同表からわかるように，９倍器の１次巻線としては，（N_1，$2\times N_4$）を３個，（N_2，N_3，N_5）を６個巻けばよい。ここでは $N_0=62T$，$N=15T$にえらんだ。なお１次巻線は星形接続されている。

表１.７.１　サイリスタ点弧用９倍器の１次巻数表

k＼q	1	2	3	4	5	6	7	8	9		1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	N_{11}	N_{12}	N_{13}	N_{14}	N_{15}	N_{16}	N_{17}	N_{18}	N_{19}		N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	$-N_5$	$-N_4$	$-N_3$	$-N_2$
2	N_{21}	N_{22}	N_{23}	N_{24}	N_{25}	N_{26}	N_{27}	N_{28}	N_{29}	=	$-N_4$	$-N_5$	N_5	N_4	N_3	N_2	N_1	N_2	N_3
3	N_{31}	N_{32}	N_{33}	N_{34}	N_{35}	N_{36}	N_{37}	N_{38}	N_{39}		$-N_4$	$-N_3$	$-N_2$	$-N_1$	$-N_2$	$-N_3$	$-N_4$	$-N_5$	N_5

$N_1=N_0=62_T$，$N_2=N_0\cos 20^\circ=58_T$，$N_3=N_0\cos 40^\circ=47_T$

$N_4=N_0\cos 60^\circ=31_T$，$N_5=N_0\cos 80^\circ=11_T$

表中負の符号は巻線の極性が正のものに対して反対なることを表わす。

使用した鉄心はカットコアで，材質は方向性けい素鋼帯，大きさは，平均磁路長 $\ell=19.71\times10^{-2}$ m，有効断面積 $S=2.88\times10^{-4}\mathrm{m}^2$ である。50 Hz 交流で測定した鉄心のB－H曲線を図1.7.11に示す。この図からB，Hを読んで，ϕ_p，F_p が計算できる。

図1.7.12に，サイリスタ点弧用9倍器の1次巻線ならびに2次巻線の結線方式を示す。2次巻線は，鉄心 T_1，T_4，T_7 にのみ巻かれている。鉄心 T_1，T_4，T_7 の2次巻線に誘起する電圧はお互いに60°づつずれた方形波電圧である。同図(b)で端子1～6に誘起する電圧は，図1.7.1のサイリスタ1～6の点弧信号として使用できる。

以上，9倍器の巻数，鉄心の仕様，B－H曲線がわかったので，これらの値を第1.7.4節で求めた諸式に代入し，無負荷特性を計算する。

(2) 無負荷特性の計算

交流50 Hzで測定したB－H曲線をもとにして求めた9倍器の無負荷特性計算表を表1.7.2に示す。表中B，Hは図1.7.11のB－H曲線上の点である。同表について説明する。起磁力 $F_p=H\ell$，磁束 $\phi_p=BS$，v＝(1.7.4)式，$\triangle\phi=\phi_m-\phi_p$（図1.7.3），$\triangle v$＝(1.7.6)式，$I_L$＝(1.7.38)式，$\beta_1=\eta_1=1.1$（経験値），$\beta_2=1.24$（経験値），線間電圧 $V_{12}=\sqrt{3}\,V_1\rightarrow$(1.7.42)式，$v_2$＝(1.7.29)式，$R=1.3\,\Omega$ である。同表では F_p の値を広範囲にとっているが，鉄心のB－H曲線を図1.7.3の $\phi-F$ 曲線のように折線で近似できるのは，F_p の小さいほぼ $4\,\mathrm{O_e}<H<6\,\mathrm{O_e}$ の範囲である。Hが $6\,\mathrm{O_e}$ より大きい点を F_p にとれば，F_p に対応する ϕ_p は磁束の飽和した領域にあり，鉄心は $\pi/9=20°$ に相当する時間より短かい時間で飽和し，そのため，電圧，電流波形ともひずむが，同表では，電流が正弦波として求めた計算式の適用できる範囲をみるために，Hの大きな値まで計算値を示した。なお，ヒステリシスの幅 $\triangle H=1\,\mathrm{O_e}$ であり，F_p に対応するHの値は $4\,\mathrm{O_e}$ より大きな値なので，ヒステリシスの影響を無視した。

表1.7.2　9倍器無負荷特性計算値（f＝50 Hzの場合）

H	B	ϕ_p	F_p	$\triangle\phi$	v	$\triangle v$	I_L	V_{12}	v_2
$\mathrm{O_e}$	kG	$\times10^{-5}$Wb	AT	$\times10^{-5}$Wb	V/T	V/T	A	V	V
2	14.2	40.9	31.4	8.94	0.737	0.021	1.37	66.8	13.8
4	15.7	45.2	62.8	7.78	0.814	0.0175	2.74	72.6	15.3
6	16.4	47.2	94.1	6.34	0.850	0.0143	4.10	75.1	15.9
8	16.8	48.4	125.5	5.47	0.871	0.0123	5.47	76.8	16.3

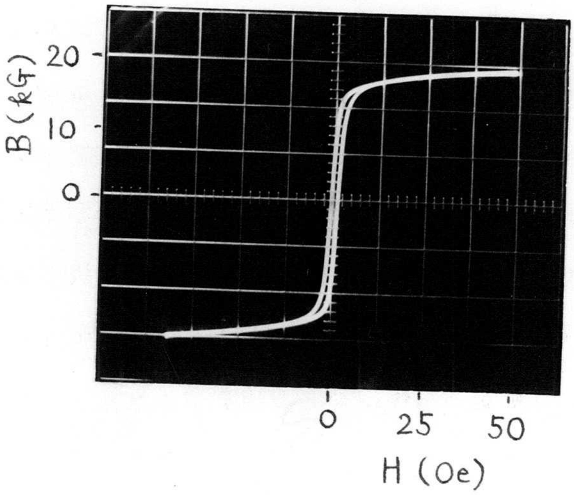
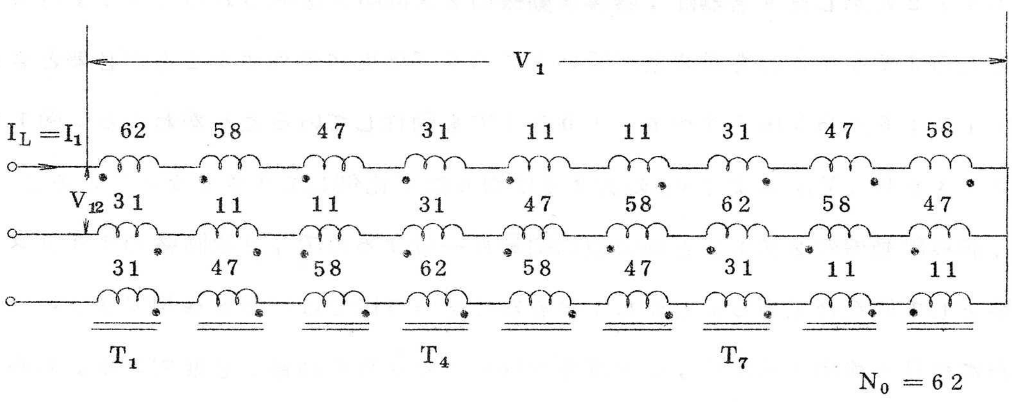
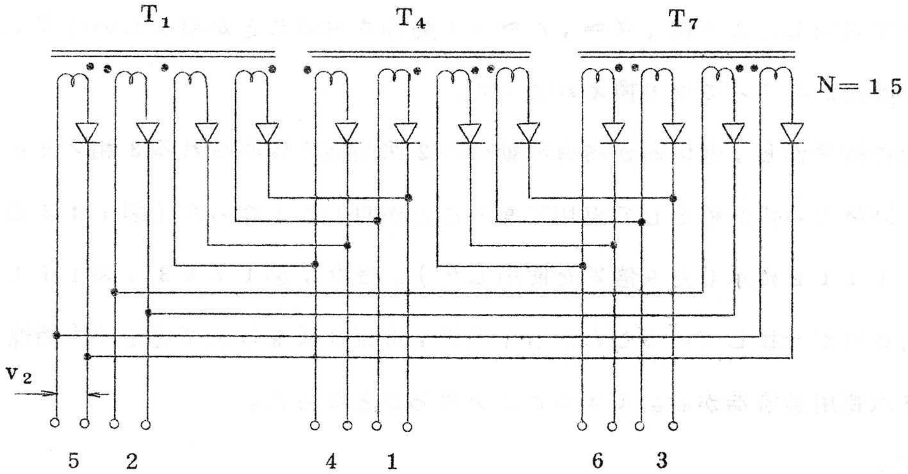


図 1. 7. 1 1　鉄心のＢ－Ｈ曲線



(a)　１次巻線



(b)　２次巻線

図 1. 7. 1 2　サイリスタ点弧用９倍器

(3) 実験結果とその検討

図 1. 7. 1 3 に，1 次線間電圧と 1 次電流の関係，図 1. 7. 1 4 に，2 次電圧と 1 次電流の関係を示す。実測値と計算値は電流の大きな（Hの大きな）範囲までよく一致している。

図 1. 7. 1 5 に，9 倍器の電源側にコンデンサを入れ，励磁電流を補償した場合の電流と電圧の関係を示す。コンデンサで励磁電流が補償される結果，$I_{L1} < I_L$ となっている。なお，$V_{12} \simeq 73V$ で I_{L1} が最小になっているが，この点では $\omega^2 LC \simeq 1$ が満足されている。

図 1. 7. 1 6 に，9 倍器を使用したサイリスタ点弧回路の電圧，電流波形を示す。各記号は図 1. 7. 1 2 のそれに対応している。電流には脈動が含まれているがほとんど正弦波形に近い。9 倍器は 5 Hz においても確実に動作している。

図 1. 7. 1 2 に示した 9 倍器は，誘導電動機の 2 次回路に接続されるので，すべりが小さいところまで，すなわち周波数が低いところまで確実に動作することが必要とされるが，図 1. 7. 1 6 から 5 Hz（すべりで 1 0 %）でも動作していることがわかる。図 1.7.1 3，図 1. 7. 1 4 から，V_{12} および v_2 の大きさは周波数に比例して小さくなっているが，これは，誘導電動機の 2 次電圧と周波数の関係に一致するので，2 次回路のサイリスタ点弧回路として好都合である。しかし，逓倍器はそれ自体では信号を移相できないので，連続的に信号を移相するには，交流電圧を移相するための回路が必要である。しかし実際には，誘導電動機の 2 次回路に接続される 3 相ブリッジサイリスタ整流回路は，第 1. 4. 4 節で説明したように，$\alpha \simeq$，$\gamma \simeq 0$ で動作させることが望ましいので，点弧信号を加速か減速かによって切り換えればよい。

以上の結果から，逓倍器が誘導電動機の 2 次回路に接続される 3 相ブリッジサイリスタ整流回路の点弧回路として実用できることが明らかとなった（図 1. 4. 2 の実験回路では，図 1. 7. 1 2 に示した 9 倍器を使用した）。また，図 1. 7. 1 3，図 1. 7. 1 4 で，実測値と計算値が一致していることから，電圧，電流仕様を与えて希望する特性をもつサイリスタ点弧用逓倍器が設計できることが明らかとなった。

以上，

磁気式周波数逓倍器を用いたサイリスタ点弧回路を開発した。

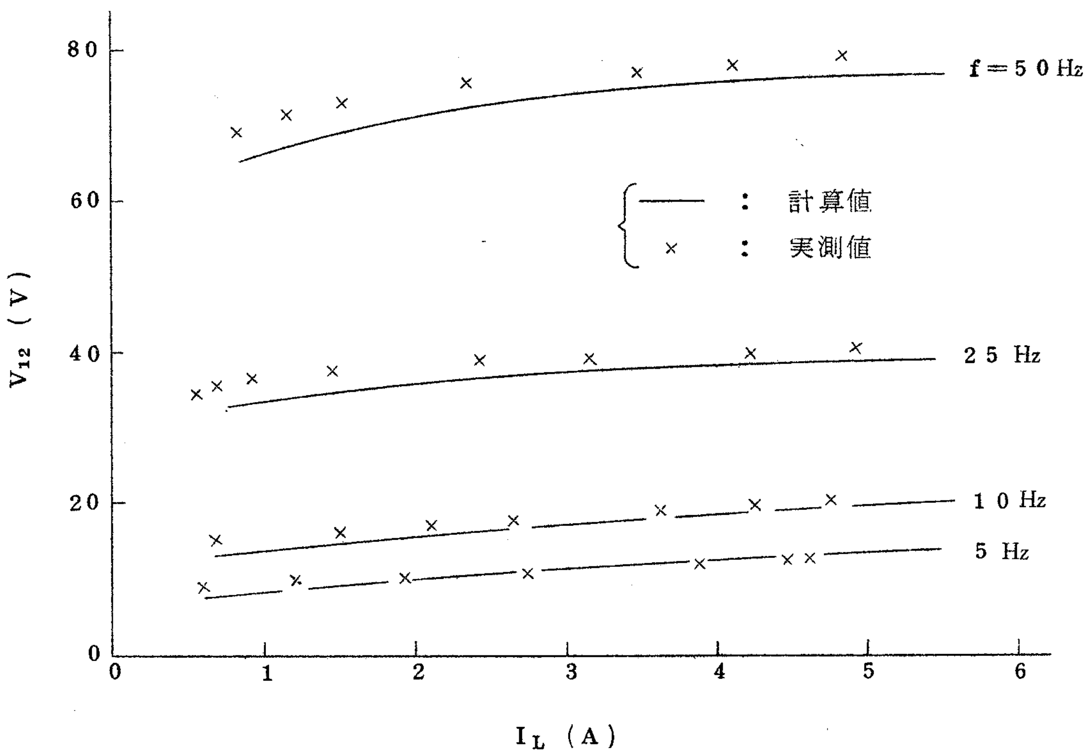


図 1. 7. 1 3　1 次線間電圧と 1 次電流の関係

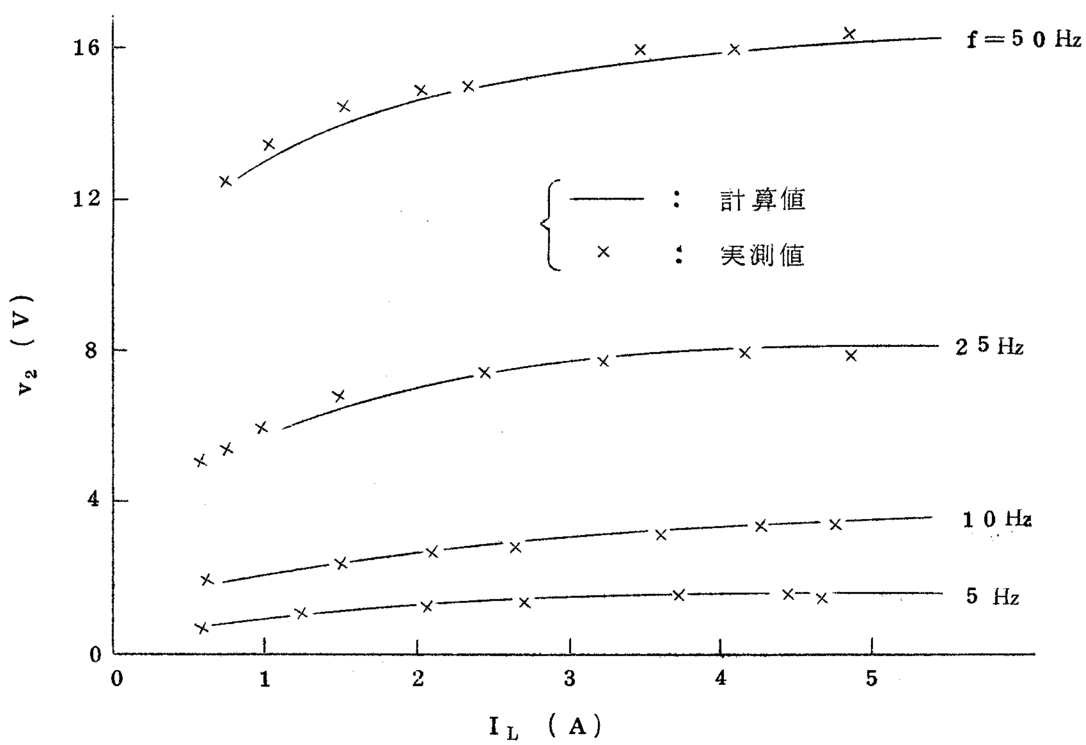


図 1. 7. 1 4　2 次電圧と 1 次電流の関係

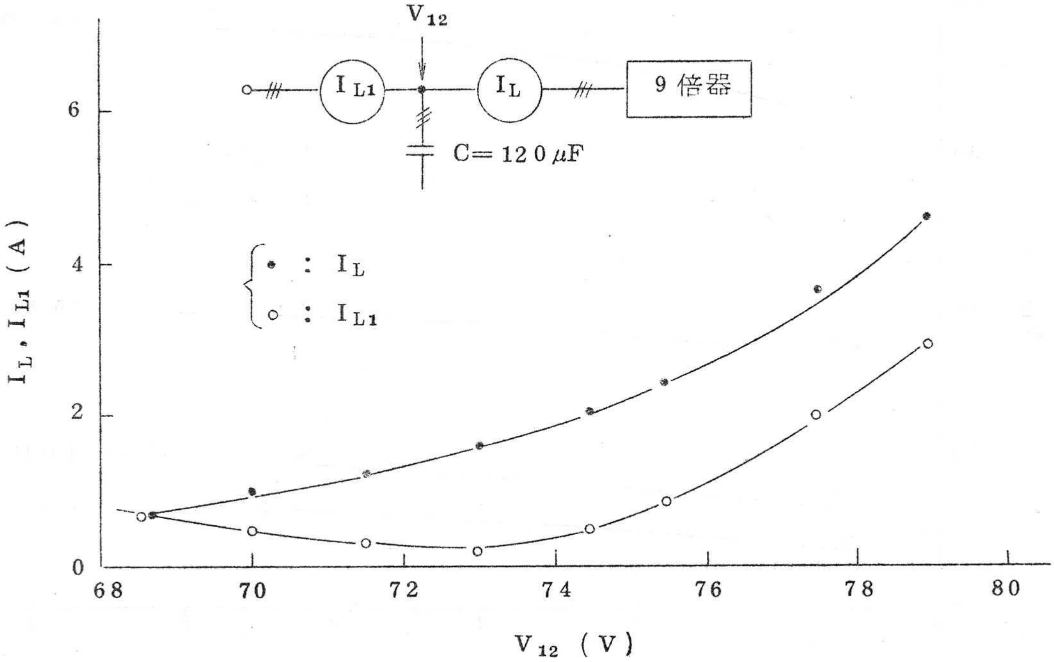


図 1. 7. 1 5　励磁電流補償用コンデンサを挿入した場合の電圧と電流の関係（ f = 5 0 Hzの場合）

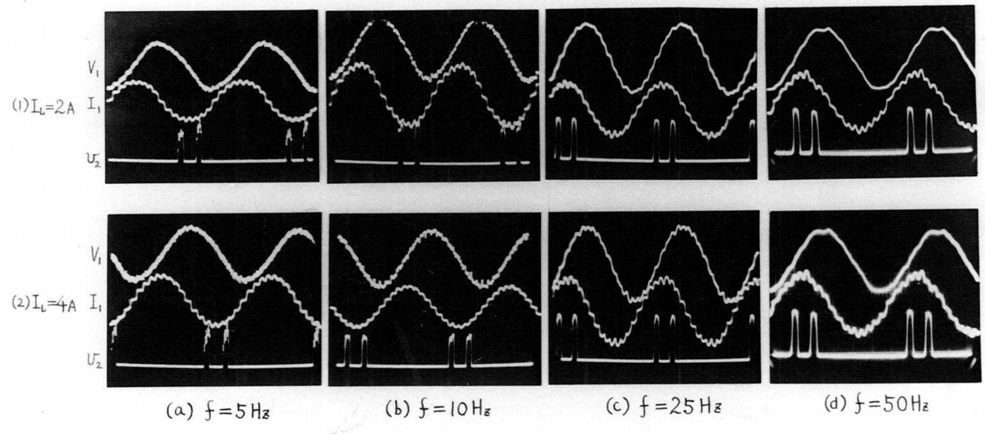


図 1. 7. 1 6　逓倍器を利用したサイリスタ点弧回路の電圧，電流波形

磁気式周波数逓倍器の無負荷特性を理論的に解析し，電圧，電流波形のひずみを少なくするような巻数の設計方法について述べた。また，3 相ブリッジ整流回路のサイリスタ点弧用 9 倍器について，電圧，電流波形を正弦波に近づけるような巻数を選び，無負荷特性を実測値と計算値について比較したところよく一致した。このことから計算式の正しいことが明らかとなり，逓倍器をサイリスタ点弧回路として使用する際の設計式が確立された。

磁気式周波数逓倍器を用いたサイリスタ点弧回路は，5Hzの低周波まで確実に動作することが確認できたので，2次電圧調整方式における3相ブリッジサイリスタ整流回路の点弧回路として充分実用できる。

1.8 結 言

以上，2次電圧調整方式における誘導電動機の特性を明らかにした。

2次電圧調整方式では，誘導電動機は整流回路の交流側に入っているので，誘導電動機の特性は整流回路の特性に依存する。そこで，他励式の3相ブリッジサイリスタ整流回路ならびに3相ブリッジダイオード整流回路の交流側での解析を行ない，有効電流，無効電流，各相電流実効値と重なり角の関係を簡単な式にまとめた。その結果を利用して，2次電圧調整方式における誘導電動機の入力，電流，力率，トルク，すべり等の関係を電動機領域から発電機領域にわたって解析し，計算値と実測値がよく一致することを示した。これにより，誘導電動機の特性が明確となった。

その他，2次電圧調整方式に関するものとして，

誘導電動機2次回路の整流回路に基づく高調波電流が1次基本波電流を脈動させる周波数を解析し，計算値と実測値がよく一致することを示した。これにより1次電流の脈動は全速度範囲にわたって存在することが明らかとなった。

誘導電動機2次回路のサイリスタ整流回路を点弧するための回路として，磁気式周波数逓倍器を用いる方式を開発した。磁気式周波数逓倍器の無負荷特性を理論的に解析し，電圧，電流波形のひずみを少なくするような巻数の設計方法を明らかにした。開発した設計式をもとに製作したサイリスタ点弧用9倍器について，電圧と電流の関係の計算値と実測値がよく一致すること，それが低周波まで確実に動作し，充分実用できることを示した。

ここで開発した2次電圧調整方式（ダイオード整流回路を用いる方式）における誘導電動機の特性計算式は1万kW級の大容量機の設計計算に実用中である。

第2編　1次電圧調整方式における誘導電動機の特性

2.1　緒言

誘導電動機の1次電圧調整方式として，従来から誘導電動機の1次側に可飽和リアクトルを入れ，その励磁電流を調整することによって，誘導電動機に加わる電圧を変え，速度を制御する方式が知られている。[2.1)〜2.4)]

最近になって，サイリスタ（以下SCRで示す）の小形，高信頼性，速応性と相まって，可飽和リアクトルの代りに，逆並列接続されたSCRを直列に挿入し，SCRの導通する期間を制御して，誘導電動機に加わる電圧を調整し，速度を制御する1次電圧調整方式（以下，この方式を1次サイリスタ制御方式と呼ぶ）が実用化されるようになってきた。[2.5)〜2.7),1.36)] しかし，この方式ではSCRのために，誘導電動機の1次電流には多くの高調波分が含まれる結果，適用は比較的小容量のものに限られている。

一方，第1編第1.3章では，3相ブリッジダイオード整流回路の交流側電流は，重なり角が大きくなるにしたがって高調波分が少なくなり，基本波分がほとんどを占めるようになることを明らかにしたが，この整流回路を誘導電動機の1次側に適用して，1次電流に含まれる高調波分を少なくするような新しい速度制御方式を開発した。[2.8)] この方式は，誘導電動機の1次巻線を各相分離し，一端を交流電源に，他端を整流回路に接続し，整流回路の直流電圧を変えて，誘導電動機に加わる電圧を調整し，速度を制御するようにした1次電圧調整方式（以下，この方式を中性点分離整流方式と呼ぶ）である。この方式は，1次電流に含まれる高調波分が少ないので，中，大容量機まで適用できる。

従来，1次サイリスタ制御方式における誘導電動機の特性解析は，2，3試みられてはいるが，[2.9)〜2.11)] 単相状態と3相状態が過渡的にくりかえす状態が定常状態となるので，現象の理論的把握がむずかしく，計算値と実測値の一致にはいたっていない。そこで，筆者は1次サイリスタ制御方式について，(1)SCRを点弧するための点弧基準電圧と，必要とされるSCR点弧信号の幅を明らかにし，(2)1相制御，2相制御，3相制御におけるSCRの点弧角と誘導電動機の特性（電流，トルク，力率の関係）を実測値をもとに正規化し，一般化した。[2.12),2.13)]

さらに，新しく開発した中性点分離整流方式について，(1)誘導電動機が抵抗とリアクタンスの直列回路で近似できることを明らかにし，(2)整流回路の解析結果を適用して，誘導電動機の特性（入力，電流，トルク，力率の関係）を解析し，計算値と実測値の比較検討を行なった。

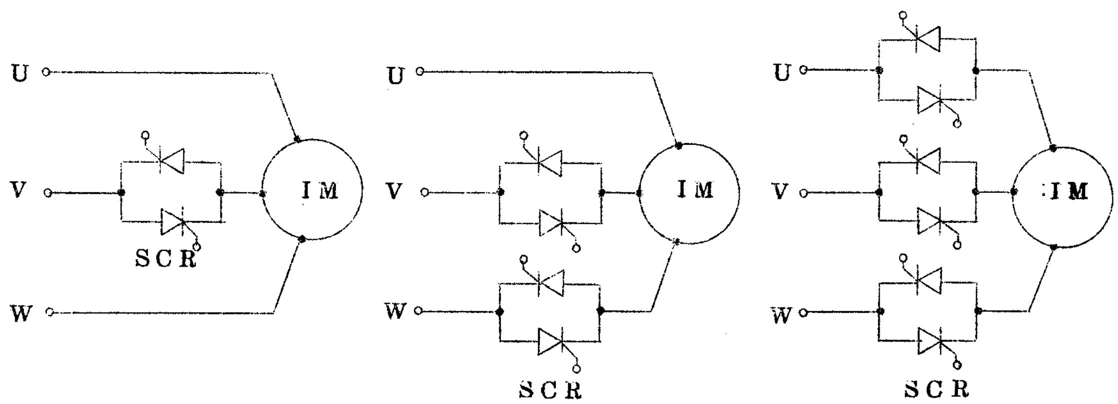
第2編では以上の研究結果について記述する。

2.2 1次サイリスタ制御方式における誘導電動機の特性

2.2.1 1次サイリスタ制御方式

(1) 1次サイリスタ制御方式

誘導電動機の1次側に逆並列接続されたSCRを入れ，その点弧角を調整することによって速度を制御する方式には，図2.2.1に示すように1相制御，2相制御，3相制御がある。



(a) 1 相 制 御　　(b) 2 相 制 御　　(c) 3 相 制 御

IM：誘導電動機　，SCR：サイリスタ

図 2.2.1　誘導電動機の1次サイリスタ制御方式

1相制御は，1相にのみSCRを入れるもので，誘導電動機のトルク調整可能範囲は，単相運転トルクと3相運転トルクの中間の範囲である。それに対し2相制御，3相制御では，零トルクから3相運転トルクまで制御できる（図2.2.2参照）。以下，図2.2.1の各方式について検討を進める。

(2) 誘導電動機の力率

誘導電動機の1次力率cos φは，すべりsによって図2.2.2のように変化する。すべりが大きいところで

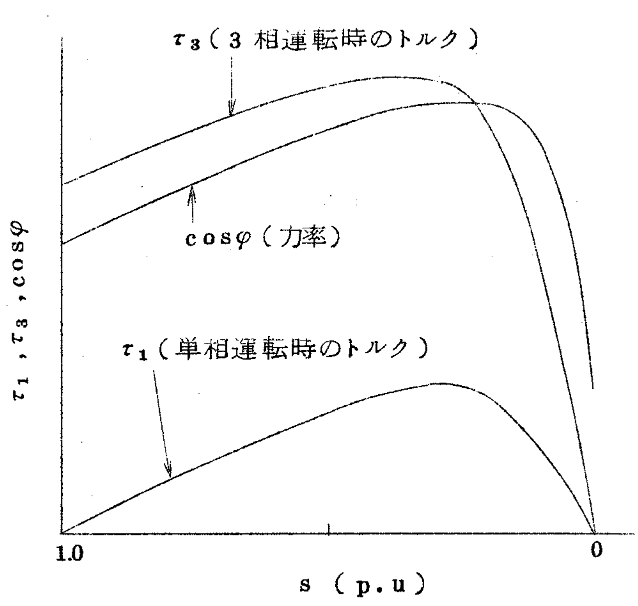


図 2.2.2　誘導電動機の特性

は力率が悪く，小さくなるにつれ力率がよくなり，あるすべりで最大となる。また，$s=0$ では励磁電流しか流れないので，力率は極めて悪い。

誘導電動機の1次側の1相，2相あるいは3相にSCRを入れた図2.2.1の回路では，誘導電動機の力率が図2.2.2に示したように，すべりによって大きく変化するので，SCRには特殊な点弧信号が必要である。最も簡単な例として，図2.2.3のSCRをもつR－L直列回路で，力率の変化を考慮したSCRの点弧方法を考察する。

2.2.2　1次サイリスタの点弧方式

誘導電動機では，すべりによって，力率が大きく変化するが，力率がどのように変化してもSCRを確実に点弧することが1次サイリスタ制御方式にとって必要である。

本節では，1次サイリスタの点弧方式を図2.2.3の回路をもとに考察し，SCRを点弧するための基準となる電圧（点弧基準電圧と呼ぶ）および，必要とされる点弧信号の幅を求める。

(1)　逆並列接続されたサイリスタをもつR－L直列回路

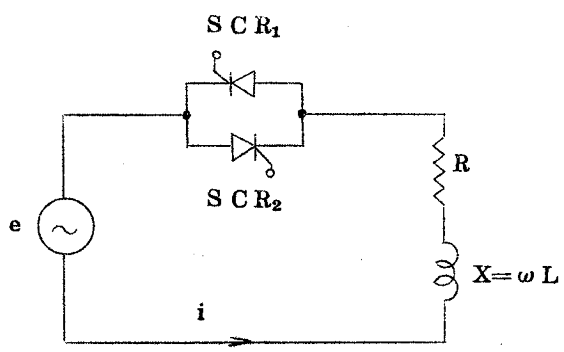


図2.2.3　逆並列接続したサイリスタをもつR－L直列回路

図2.2.3の回路で，逆並列のSCRをそれぞれ，SCR_1，SCR_2とし，SCR_1は電源電圧 e の正の半サイクル区間で点弧されるものとする。いま，SCR_1に $\theta=\alpha$（点弧角）で点弧信号が印加されたとすれば，SCRは導通し，R－L両端には電源電圧

$$e(\theta)=E_m\sin\theta \quad \cdots\cdots (2.2.1)$$

がくわわる。SCRが導通している区間では，流れる電流を i として次の微分方程式が成立する。

$$X\,di/d\theta+Ri=e \quad \cdots\cdots (2.2.2)$$

（2.2.2）式を $\theta=\alpha$ で $i=0$ としてとけば，

$$i(\theta)=E_m\cos\varphi\,\{\sin(\theta-\varphi)-\sin(\alpha-\varphi)\,\varepsilon^{-(\theta-\alpha)\cot\varphi}\}/R \quad \cdots\cdots (2.2.3)$$

ただし，

$$\tan\varphi=X/R \quad \cdots\cdots (2.2.4)$$

図 2. 2. 4 に示すように，SCR_1 の電流が $\theta=\beta$（消弧角）で零になったとすれば

（2. 2. 3）式で $i(\beta)=0$ とおき，

$$\sin(\beta-\varphi)=\sin(\alpha-\varphi)\,\varepsilon^{-(\beta-\alpha)\cot\varphi} \quad\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\quad (2.2.5)$$

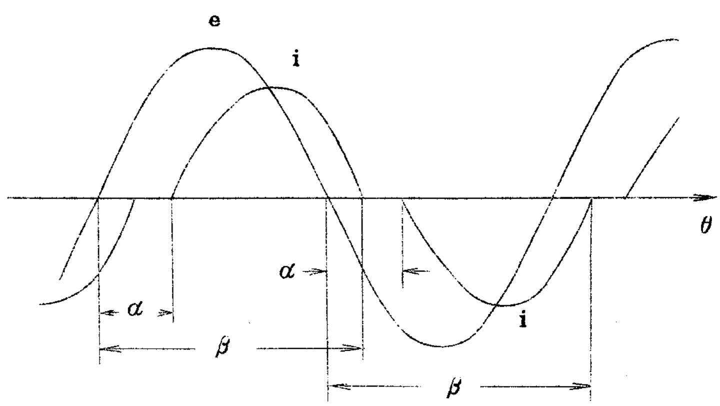
（2. 2. 5）式から点弧角 α が与えられると消弧角 β が求まる。SCR_1 の通流角は（$\beta-\alpha$）で，SCRで電流が制御できる条件は

$$0<\beta-\alpha\leq\pi \quad\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\quad (2.2.6)$$

通流角が π となるのは，（2. 2. 5）式に $\beta-\alpha=\pi$ を代入してとけば，$\alpha=\varphi$ のときである。したがって，α の範囲は，

$$\varphi\leq\alpha<\pi \quad\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\quad (2.2.7)$$

点弧角 α を（2. 2. 7）式が満足される範囲で制御すれば，電流を零から最大（$\beta-\alpha=\pi$）まで制御できる。誘導電動機では，この φ がすべりによって変化するので，1 次サイリスタの点弧方法がむずかしくなる。



α：点弧角，β：消弧角

図 2. 2. 4　α と β の定義

(2)　サイリスタの点弧基準電圧

SCRは逆電圧が加わっている状態でゲート信号が印加されても導通することはない。SCRを導通させるには，順方向電圧が加わっているときにゲートに信号を加えねばならない。すなわち，SCRが確実な動作を行なうには，点弧基準電圧とSCRにかかる電圧との位相関係が問題となる。これに対しては，SCRを確実に点弧させるための点弧基準電圧として，固定電圧を用いる方式と，浮動電圧を用いる方式とがある。

(a)　固定電圧を点弧基準電圧とする方式

固定電圧とは，負荷によって影響を受けない電圧で，電源電圧がそれに相当する。この方式では，ＳＣＲは電源電圧のある位相に対して点弧するような信号が加えられる。その場合，点弧角が（ 2. 2. 7 ）式を満足する範囲内にあるときは，点弧信号は幅のせまいパルス（ＳＣＲを点弧するに必要な最小の幅をもつパルス）でもＳＣＲを確実に点弧できるが，α が $0 \leq \alpha < \varphi$ の範囲では，点弧信号の幅がせまいと，例えば，最初のパルスでSCR_1が導通し，次に π だけ遅れてSCR_2に点弧信号が加えられても，そのときはまだSCR_1は導通しているので，SCR_2は点弧できない。SCR_1の電流が零になったとき，SCR_2に順電圧がかかるが，ゲートの信号はすでに零になっているため電流は流れず，その結果SCR_1だけが導通することになる。しかし，ある幅をもった点弧信号を用いれば，点弧角をどのように選んでもSCR_1，SCR_2とも導通させることができる。そのために必要な点弧信号の幅 δ を求める。

図 2. 2. 5 で，$\theta = \alpha$ の点でSCR_1を点弧したとする。それより π だけずれて，SCR_2に点弧信号が加えられてもSCR_1は導通したままなので，SCR_1の電流が零になってはじめてSCR_2は導通を開始する。SCR_2が導通するために必要とされる点弧信号の

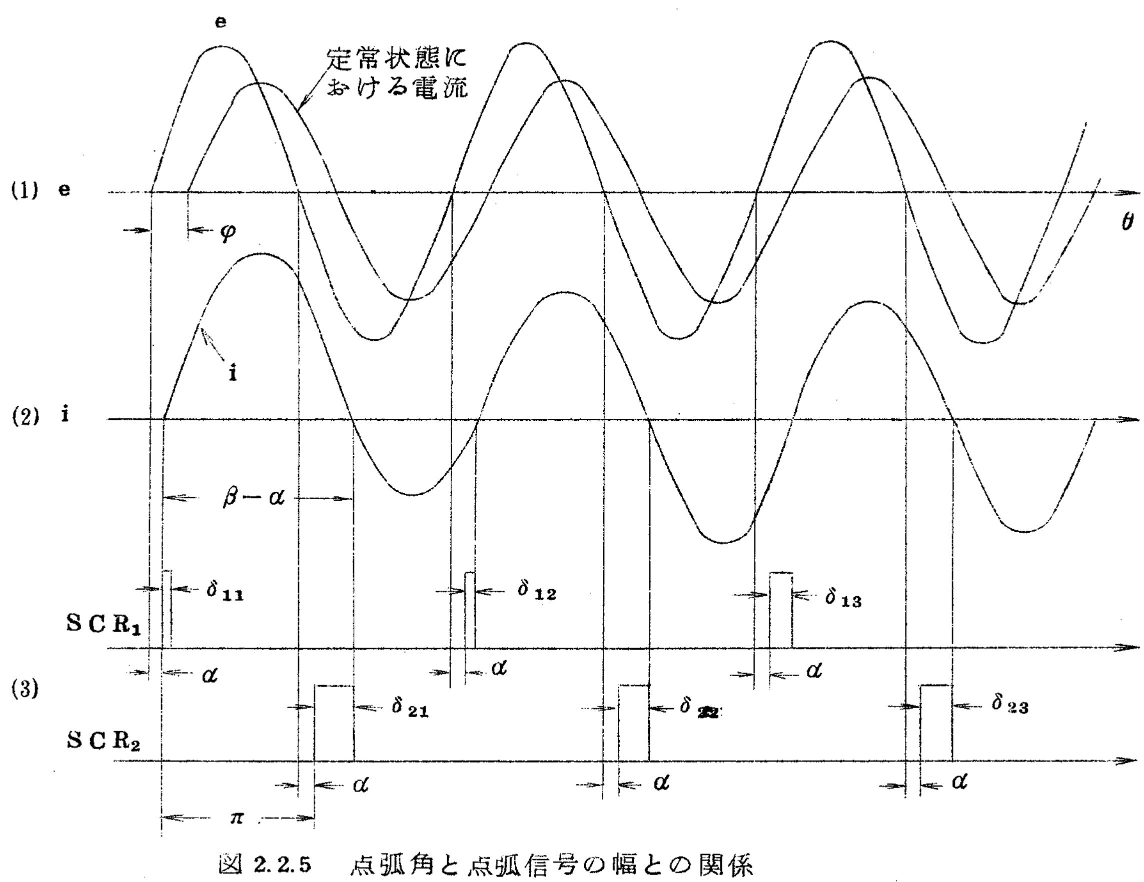


図 2.2.5　点弧角と点弧信号の幅との関係

幅の最小値は，同図からも明らかなように δ_{21} である。$\theta=\alpha$ で点弧された SCR_1 の電流は $\theta=\beta$ で零になるから，$\delta_{21}=\delta$ として，δ は

$$(\beta-\alpha)-\pi=\delta \quad \cdots\cdots (2.2.8)$$

で与えられる。(2.2.8) 式を (2.2.5) 式に代入し，β を消去すれば

$$\sin(\delta+\alpha-\varphi)+\sin(\alpha-\varphi)\,\varepsilon^{-(\pi+\delta)\cot\varphi}=0 \quad \cdots\cdots (2.2.9)$$

図 2.2.6 に必要とされる点弧信号の幅の最小値 δ と位相角 φ の関係を α を助変数として示す。φ が $\pi/2$ に近づくにつれ δ は大きくなる。δ が最も大きくなるのは $\alpha=0$，$\varphi=\pi/2$ のときで，この場合には，

$$\delta=\pi \quad \cdots\cdots (2.2.10)$$

となる。なお，図 2.2.5 で，δ_{1n}，δ_{2n} は定常状態 ($n\to\infty$) では ($\varphi-\alpha$) となる。

δ に，SCR を点弧するに必要な最小のパルス幅を加えた信号で，SCR_1，SCR_2 を点弧すれば，α が (2.2.7) 式からはずれても，SCR は確実に動作する。

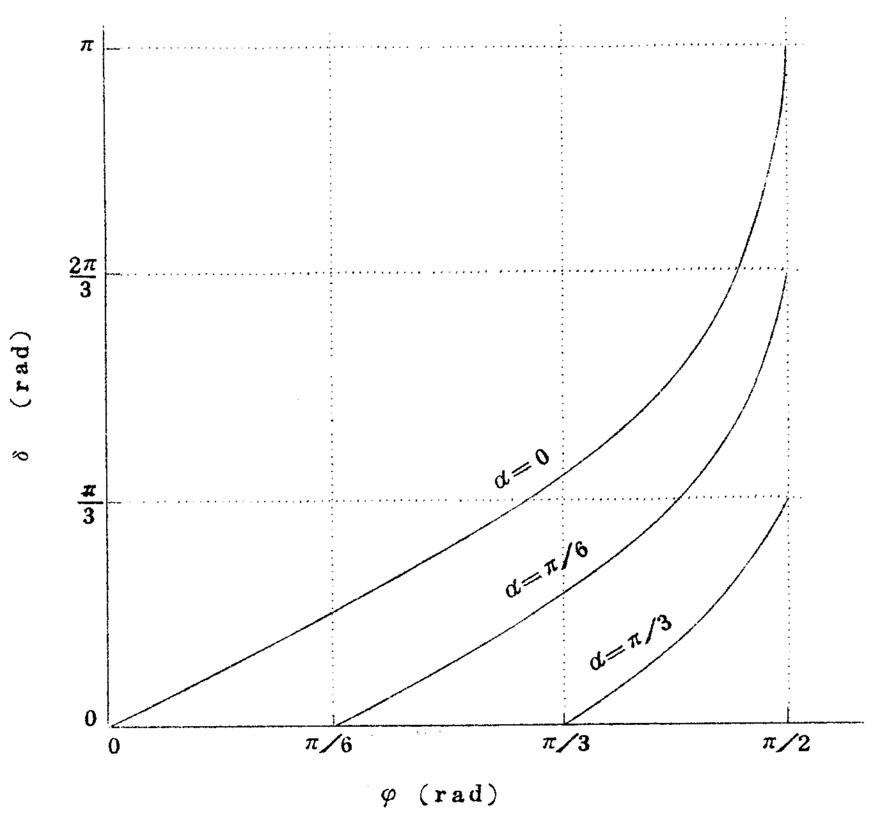


図 2.2.6 パルス幅と位相角の関係

(b) 浮動電圧を点弧基準電圧とする方式

浮動電圧とは，固定電圧に対して，負荷によって大きさや位相の変化する電圧である。図 2. 2. 3 の回路で，ＳＣＲ両端の電圧，および抵抗両端の電圧などがそれに相当する。これらの電圧を種々組み合わせることによって，点弧基準電圧をつくることができる。一例を図 2. 2. 7 に示す。同図で，v_1は正の電源電圧を波形整形した電圧，i_+は負荷抵抗両端の正の電圧（正の電流）を波形整形した電圧，v_+はＳＣR_1両端の正の電圧を波形整形した電圧，i_+とv_+を加えた電圧がv_{01}でv_gはＳＣR_1の点弧信号である。もし，電流が流れていなければ，v_+，v_{01}はv_1と同位相の電圧である。v_{01}をＳＣR_1の点弧基準電圧，v_{02}（v_{01}の否定電圧）をＳＣR_2の点弧基準電圧として用いれば，ＳＣＲには順方向電圧がかかっているときのみ点弧信号が加えられるので（例えば，ＳＣR_1には，図 2. 2. 7 (7)に示すように点弧基準電圧v_{01}が出ている期間に点弧

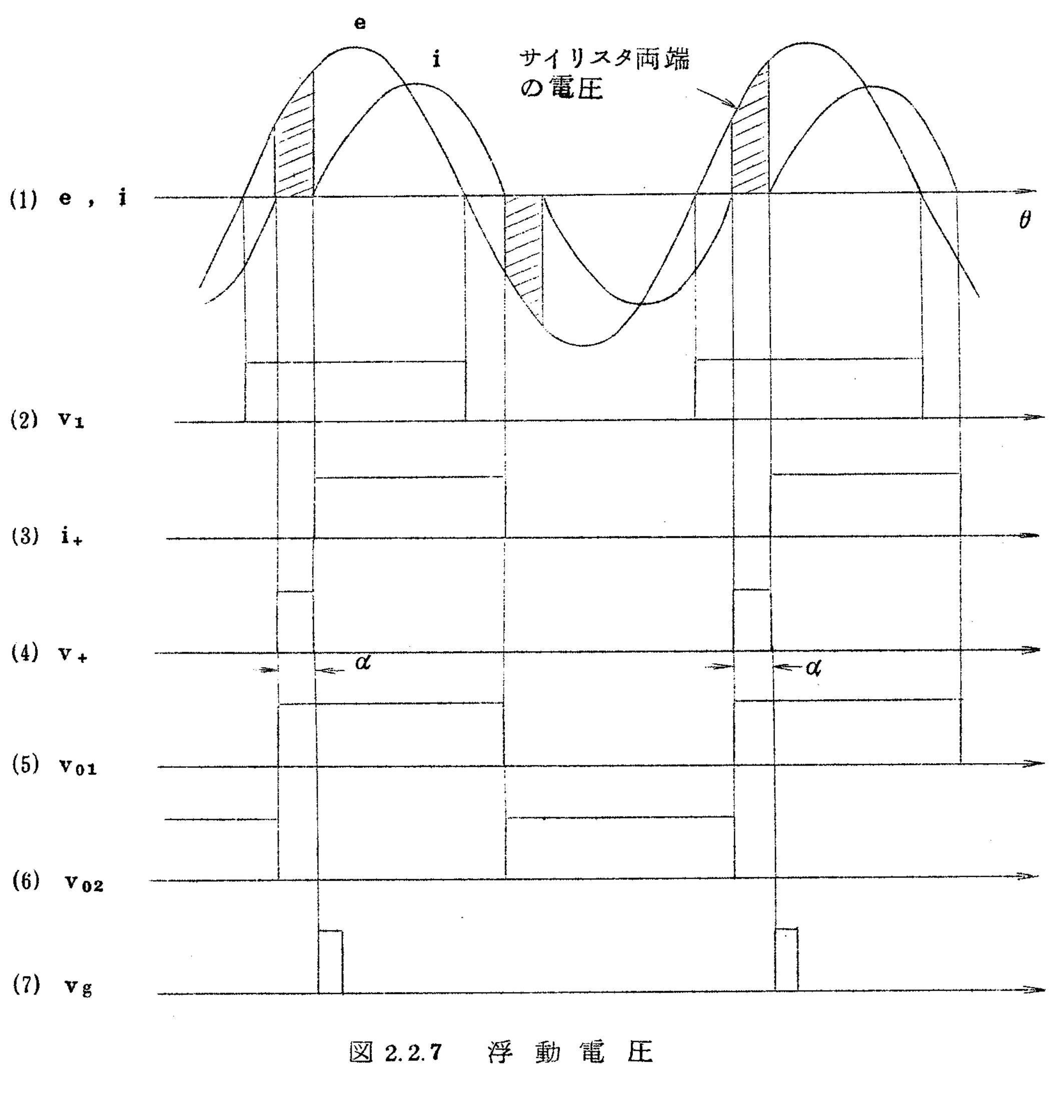
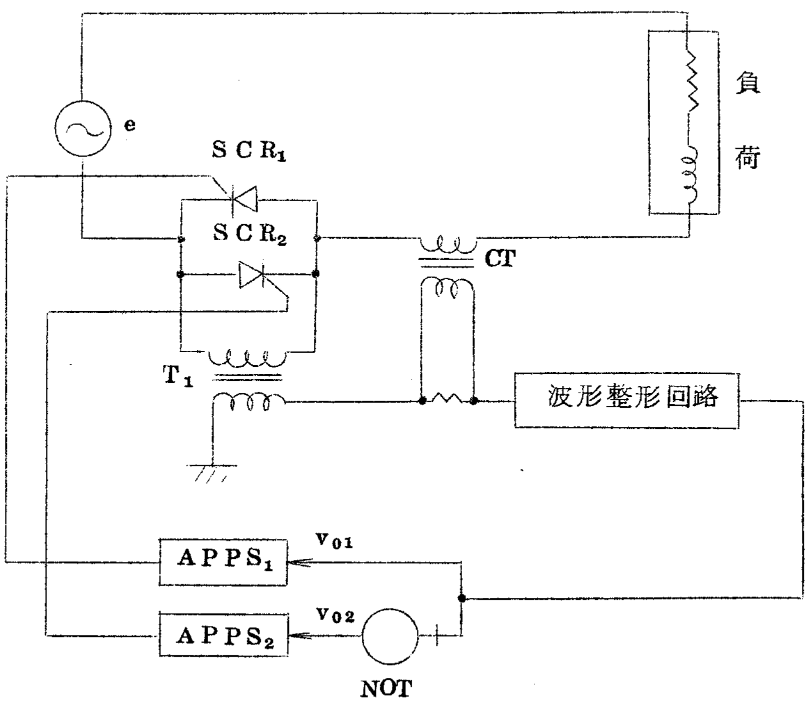


図 2.2.7　浮 動 電 圧

信号v_gが加わるので）力率にかかわらず点弧角をどのように選んでもＳＣＲを安定に動作させることができる。点弧角αはこの場合図 2. 2. 7 に示す値である。定常状態ではv_{01} ,v_{02}の幅はπであるので，点弧角がαということは，通流角は($\pi-\alpha$)であることを意味する。点弧角を変えることは通流角を変えることを意味する。すなわち，この方式は通流角を制御する方式である。また，この方式では，ＳＣＲに順方向電圧がかかっているときに，点弧信号が加えられるので，点弧信号の幅はせまくてよい。

図 2. 2. 8 に浮動電圧を検出する回路の一例を示す。変圧器T_1でＳＣＲ両端の電圧を，変流器ＣＴで電流を検出し，波形整形回路を通せば，浮動電圧v_{01}が得られ，v_{01}の否定信号からv_{02}が得られる。



T_1 ：変圧器，ＣＴ ：変流器，ＡＰＰＳ ：パルス移相器

図 2. 2. 8　浮動電圧信号発生回路

(3)　1 次サイリスタの点弧方式

図 2. 2. 3 に示したＲ－Ｌ直列回路に逆並列のＳＣＲが接続された回路について，ＳＣＲで負荷にかかる電圧（電流）を制御するための点弧基準電圧のとり方と，必要とされる点弧信号の幅について考察した。以上の説明からＳＣＲの点弧方式は次の 4 通り

に分類できる。すなわち，点弧基準電圧として，固定電圧と浮動電圧の2通りあり，また，ＳＣＲのゲートにかかる信号として，幅のせまいパルスと幅の広いパルスとがある。これら各方式を誘導電動機の1次サイリスタ制御方式の観点から評価すれば表2.2.1となる。

表2.2.1　サイリスタの点弧信号

基準電圧＼点弧信号	幅の広いもの	幅の狭いもの
浮動電圧	△	△
固定電圧	○	×

○：実用的である
△：あまり実用的でない
×：全く実用的でない

浮動電圧を用いれば，ＳＣＲの点弧は幅のせまいパルスで十分であるが，誘導電動機ではすべりによって電流が大きく変わり，また，ＳＣＲ両端の電圧も誘導電動機の2次電流にもとづく速度電圧（ＳＣＲの電流が零であっても，2次回路には電流が流れているので，1次巻線に回転速度に比例した電圧を誘起する。図2.2.14で，$I_V=0$ のときの V_{VU} 電圧が速度電圧である）によって変化するので，図2.2.8の検出回路では波形整形上問題があり，あまり実用的でない。

固定電圧で幅のせまいパルスを用いたのでは，すべりによって力率がかわるので，点弧角は，すべりによっては（2.2.7）式からはずれ，安定な制御はできない。結局，誘導電動機の1次側に接続されたサイリスタの点弧は，点弧基準電圧は固定電圧で，幅の広いパルスによらねばならない。幅の広いパルスをつくる点弧回路の一例を図2.2.9に示す。点弧回路は半波形磁気増幅器MA_1，MA_2を主体に構成されている。制御巻線C_1，C_2に流す制御電流I_Cを調整すれば，交流電源vに接続された交流巻線A_1，A_2の電流が変化し，抵抗R両端の電圧e_1，e_2が変わる。すなわち，I_Cを調整することによって，点弧角αを零からπまで変えることができる。なお，抵抗R両端の電圧は，点弧角αの点から，$v=0$になるまでの区間継続してあらわれる。

誘導電動機では，すべりが零（同期速度）近傍で力率が悪くなり，$\varphi=\pi/2$に近づき，必要とされるパルス幅は$\alpha=0$の場合，（2.2.10）式に示したようにπとなるが，図2.2.9の回路によれば，このような場合でも誘導電動機は安定に運転される。

以下の説明ではＳＣＲの点弧回路（移相器と呼ぶ）として図2.2.9の回路を採用する。

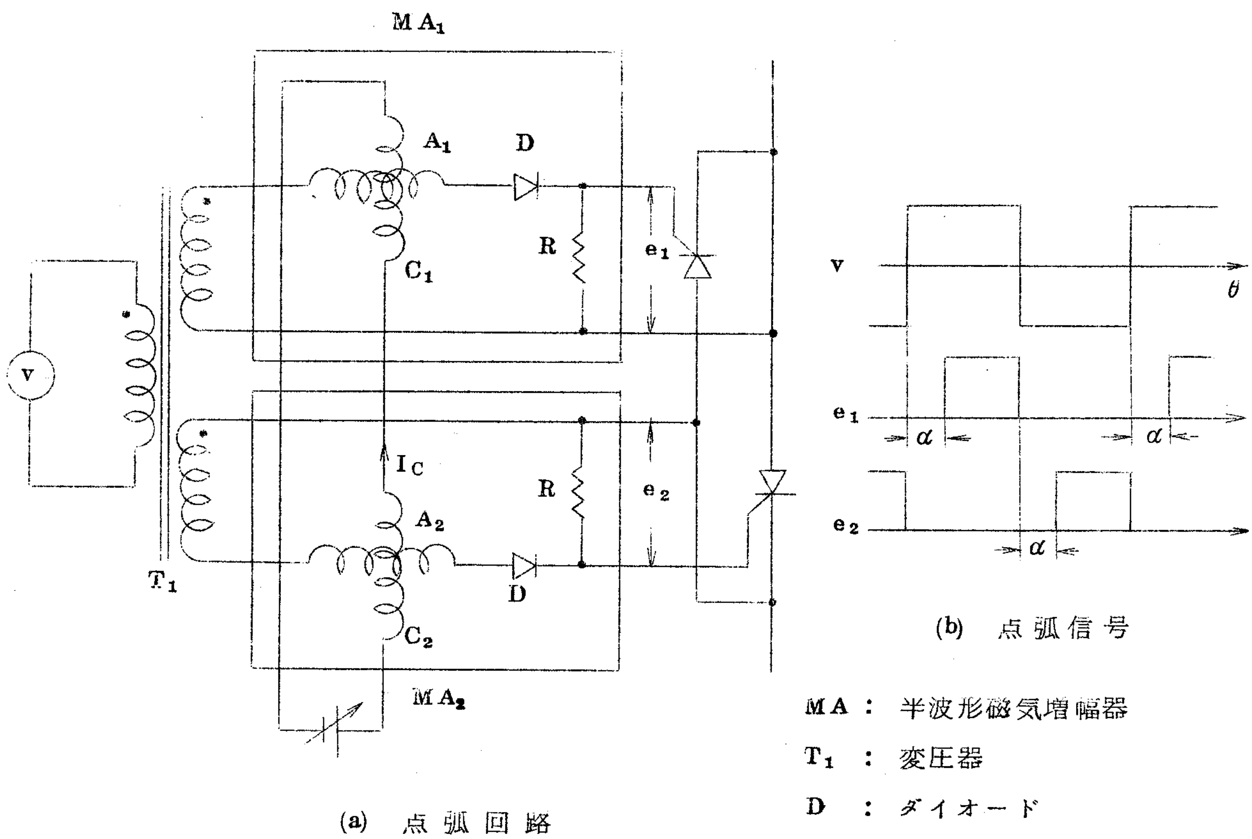


図 2. 2. 9 点弧回路と点弧信号（固定電圧信号）

2. 2. 3 1次サイリスタ制御方式における誘導電動機の特性

(1) 抵抗負荷における電流波形

1次サイリスタ制御方式で，点弧角と電流との位相関係をみるために，純抵抗負荷における各相電流波形を説明する。なお，ここでとり上げる回路は，図 2. 2. 1 で誘導電動機のかわりに抵抗Rが星形接続された回路である。

(a) 1相制御

1相制御では，U，W相はいつも電源に接続されているので，たえず抵抗を通して電流が流れる。いま，U，V，W相の相電圧の最大値を E_m とすれば，SCRが非導通状態のとき，U，W相に流れる電流の最大値 I_{m1} は，

$$I_{m1} = \sqrt{3}\ E_m / 2R \quad \cdots\cdots (2.2.11)$$

一方，V相のSCRが導通すれば，導通した途端，回路は3相となるので，各相電流最大値 I_{m3} は

$$I_{m3} = E_m / R \quad \cdots\cdots (2.2.12)$$

となる。（2.2.1 1），（2.2.1 2）式を比較すればわかるように，単相状態の方が，3相状態より，流れる電流の最大値は小さい。

1相制御では，V相SCRが非導通のとき，SCRにはV相電圧が印加している。したがって，V相SCRの点弧基準電圧としてV相電圧をとるものとする。V相SCRの移相器はV相電圧が正のとき負荷に電流を流しこむ方（入口と呼ぶ）の，負のときは電流が流れ出る方（出口と呼ぶ）のV相SCRを点弧する信号を発生する。その場合の各相の電流 i_u，i_v，i_w の波形を図2.2.1 0に示す。同図でU，V，Wは3相状態の電流を，UW，WUは単相状態の電流をあらわす。同図から，SCRが点弧されると，i_u，i_w は単相電流から3相電流に変わり，消弧すれば単相電流に変わっていることがわかる。

1相制御では，点弧角を零からπまで変えることによって，V相電流を零から最大まで制御できることがわかる。

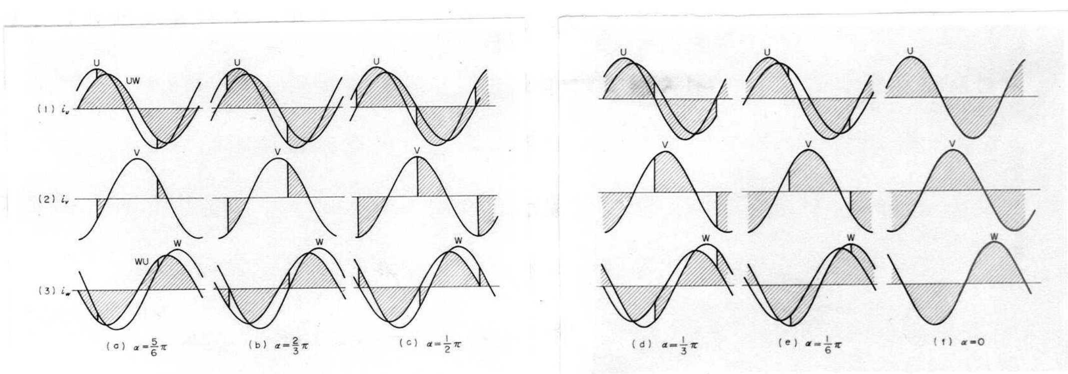


図2.2.1 0　1相制御における電流波形（抵抗負荷）

(b)　2相制御

V相，W相にSCRが入っているので，SCRが導通していないときには，回路に電流が流れず，V相のSCRには，線間電圧VU（V相電圧からU相電圧を引いた電圧）が，W相のSCRには線間電圧WUが印加している。したがって，点弧基準電圧として，V相のSCRは線間電圧VUを，W相のSCRは線間電圧WUをとるものとする。V相SCRの移相器は点弧基準電圧VUが正の区間では入口の，負の区間では出口のV相SCRを点弧する信号を発生する。同様に，W相SCRの移相器は点弧基準電圧WUが正の区間では入口の，負の区間では出口のW相SCRを点弧する信号を発生する。その場合の各相電流波形を図2.2.1 1に示す。同図から，$\alpha > 2\pi/3$ では，

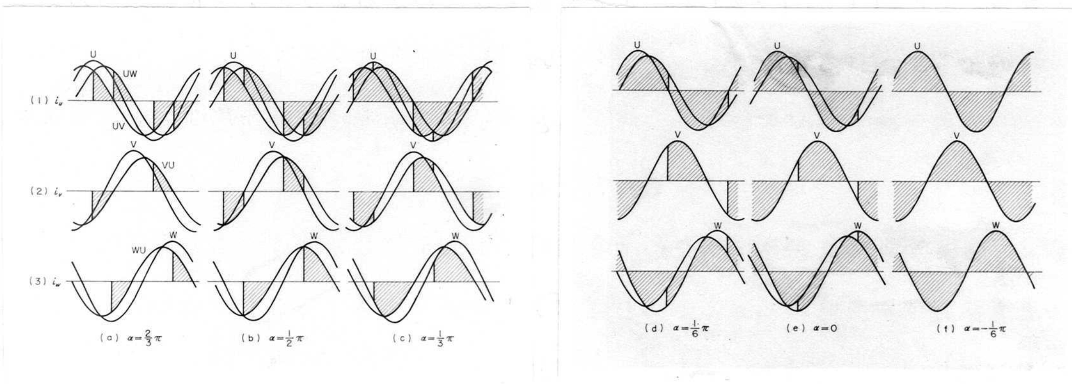


図 2.2.1 1　2 相制御における電流波形（抵抗負荷）

V 相ＳＣＲとW相ＳＣＲがそれぞれ単独に導通し，各相には単相電流が流れる。また，V 相のＳＣＲが導通しているとき，W相のＳＣＲが点弧する $2\pi/3 > \alpha > \pi/2$ では，各相とも 3 相電流が流れようとするが，3 相電流が流れるには，V 相のＳＣＲはいま導通していたＳＣＲとは逆方向のＳＣＲが導通しなければならない。しかし，逆方向のＳＣＲにはまだ点弧信号が加えられていないので，V 相のＳＣＲは消弧し，W相のＳＣＲが消弧するまで単相状態で動作する。$\alpha < \pi/2$ では，W相のＳＣＲが点弧すると同時に 3 相状態となり，V 相のＳＣＲが消弧した途端に単相状態となる。このように，2 相制御は 1 相制御にくらべ現象は複雑である。なお，同図から明らかなように，$\alpha = -\pi/6$ で各相電流は 3 相電流となる。したがって，抵抗負荷の場合，V 相ＳＣＲの点弧回路の移相角は $7\pi/6$ 必要である。

(c)　3 相制御

3 相制御では，ＳＣＲの点弧回路は，1 相制御，2 相制御の場合よりさらに複雑になる。例えば，U 相ＳＣＲを点弧しようとする場合，U 相ＳＣＲとV 相ＳＣＲ，あるいは，U 相ＳＣＲとW相ＳＣＲを同時に点弧しなければ電気的な閉回路はできない。したがって，U 相ＳＣＲの点弧基準電圧としては，線間電圧ＵＶと線間電圧ＵＷが必要である。線間電圧ＵＶを点弧基準電圧とした移相器は，点弧基準電圧ＵＶが正のとき入口のU 相ＳＣＲと，出口のV 相ＳＣＲを同時に点弧するための信号を発生し，線間電圧ＵＷを点弧基準電圧とした移相器は，点弧基準電圧ＵＷが正のとき入口のU 相ＳＣＲと，出口のW相ＳＣＲを同時に点弧するための信号を発生することが必要である。同様に，V 相ＳＣＲの点弧基準電圧としては，線間電圧ＶＷと，線間電圧ＶＵが，またW相ＳＣＲのそれとしては，線間電圧ＷＵと，線間電圧ＷＶが必要である。以上

述べた線間電圧を点弧基準電圧とした場合の各相電流波形を図 2.2.1 2 に示す。3 相制御では，各相の電流波形は同一である。同図から明らかなように，$\alpha=\pi/6$で各相電流は 3 相電流となっている。したがって，ＳＣＲ点弧回路の移相角は$5\pi/6$ でよい。

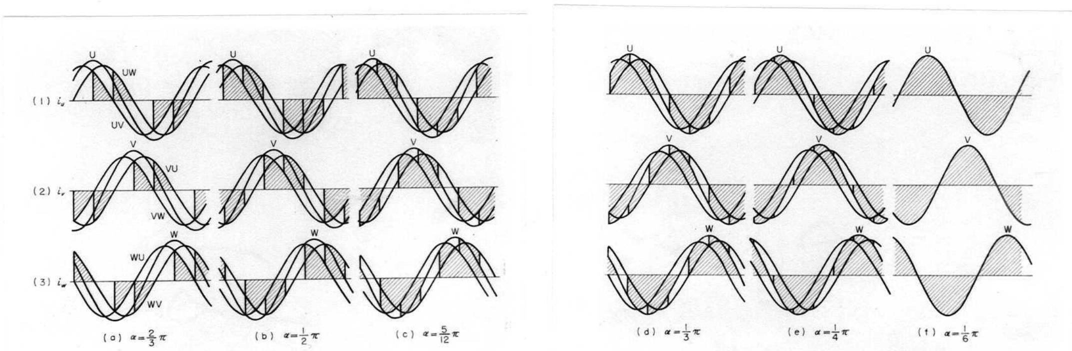


図 2.2.1 2　3 相制御における電流波形（抵抗負荷）

(2)　誘導電動機の特性

1 次サイリスタ制御方式では，過渡状態の連続してくりかえされる状態が定常状態であり，しかも，単相状態と 3 相状態が 1 サイクルの間に交互にくりかえす。このような断続回路の解析には，フーリエ級数を用いた重畳定理をそのまま適用することはできない。[2.14),2.15)] 新しい解析理論の発展が望まれる。そこで，ここでは，1 次サイリスタ制御方式で最も基本的なＳＣＲの点弧角と電流，トルクなどの関係（誘導電動機の特性）を数種の誘導電動機（供試機容量＝3～2 0 kW ）の実測値（点弧角を助変数とし，すべりに対する電流とトルクを実測したもの）をもとに正規化し，一般化することを試みた。なお，実験では 1 次ＳＣＲの点弧回路として，図 2. 2.9 の回路を用い，また，点弧基準電圧は本節第(1)項で説明したものを用いた。

(a)　1 相制御の特性

図 2.2.1 3に通流角と力率との関係を点弧角を助変数として示す。点弧角が同じ場合，力率がよくなるにつれ通流角が小さくなり，力率が悪くなれば，通流角は大きくなる。この傾向は（ 2. 2.5 ）式からも推察できる。参考のために，同図中に実線で（ 2.2.5 ）式の計算値を示した。$\alpha=\pi/3$では，$\cos\varphi=\cos\alpha=\cos(\pi/3)=0.5$ で通流角はπとなっている。

図 2.2.1 4に1 相制御における電圧，電流波形を示す。同図でV_{VU}は電動機のＶＵ線間電圧，I_V はＶ相電流，V_{SCR}はＳＣＲ両端の電圧を意味する。ＳＣＲが非導通の期

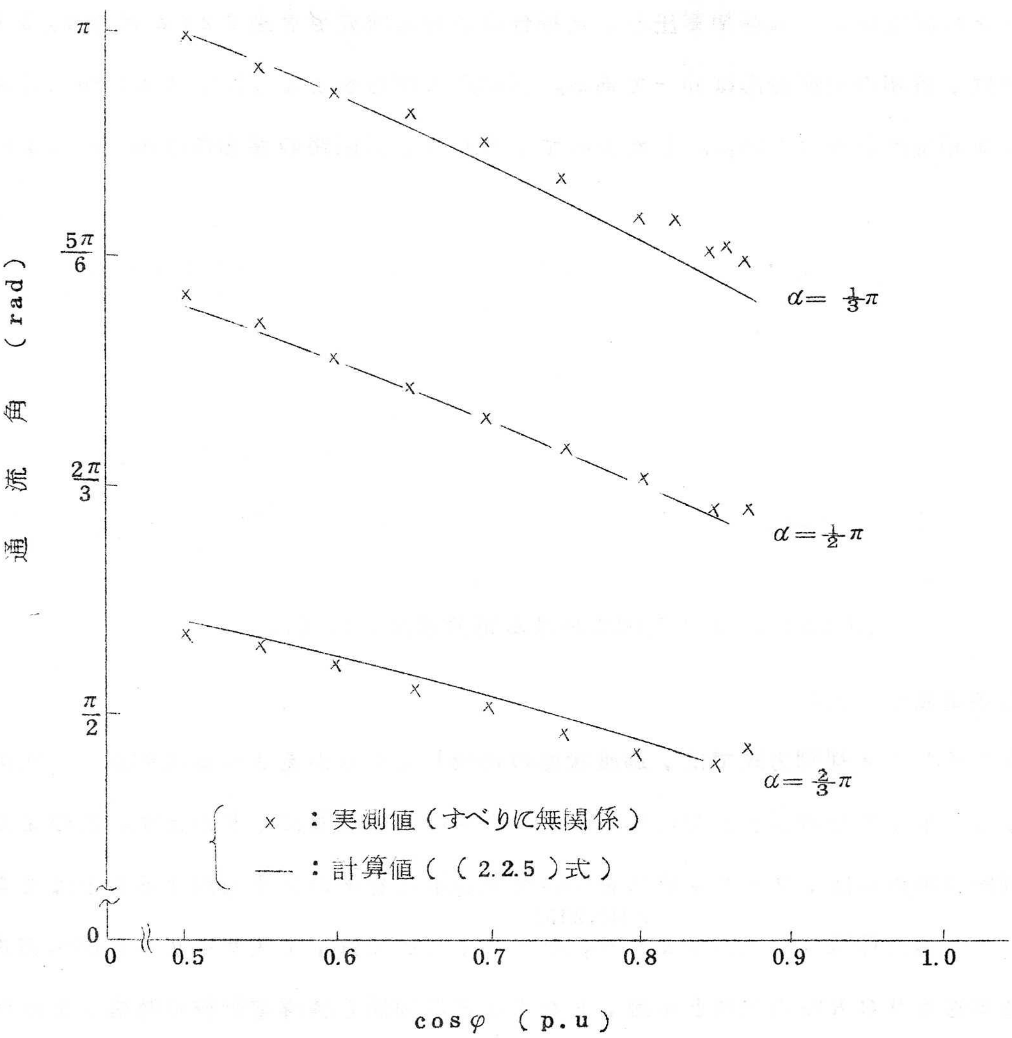


図 2.2.1 3　通流角と力率の関係（ 1 相制御）

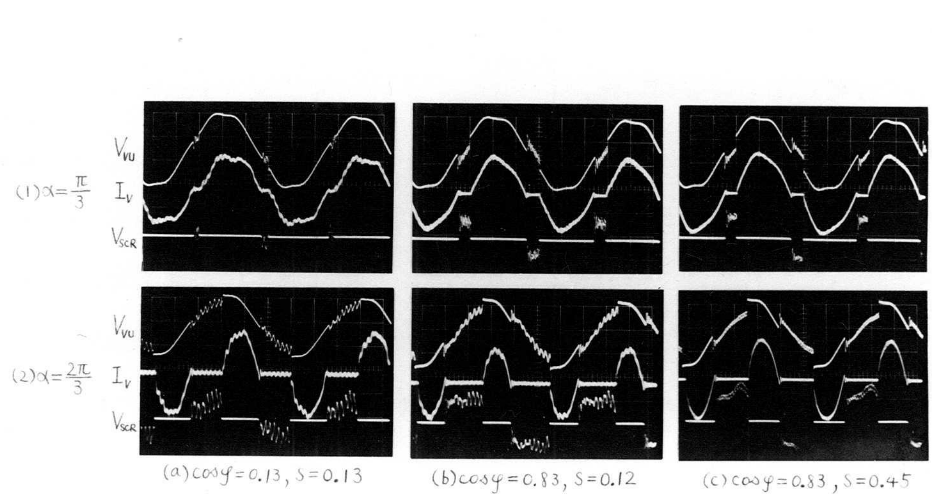


図 2.2.1 4　1 相制御における電圧，電流波形（ 2 0kW 機）

間のV_{VU}をみれば，誘導電動機の2次電流に基づく速度電圧が電動機端子にあらわれていることがわかる。同図(a)，(b)は，すべりがほぼ等しいが力率が異なる場合，(b)，(c)は，力率が等しいがすべりが異なる場合を示す。同図(b)，(c)から，すべりが異なっても力率が等しければ通流角（V_{SCR}が零になっている期間）はほぼ等しいこと，(a)，(b)から，点弧角が同一の場合，力率の小さい方が通流角が大きいことがわかる。これらのことは，図2.2.13の結果と一致する。

図2.2.15にV相電流値と点弧角の関係をすべりを助変数として示す。たて軸は，点弧角αにおけるV相電流I_Vを各すべりにおける3相正弦波運転状態の電流I_3で正規化したもので，横軸は点弧角である。なお，φは各すべりにおける3相正弦波運転状態の電圧，電流間の位相角を表わす。同図から，SCRの入っているV相電流の割合は，すべりが変化しても，同一の点弧角に対してあまり変化しないことがわかる。$\alpha=\varphi$では，通流角はπとなるので，$I_V/I_3=1$となっている。

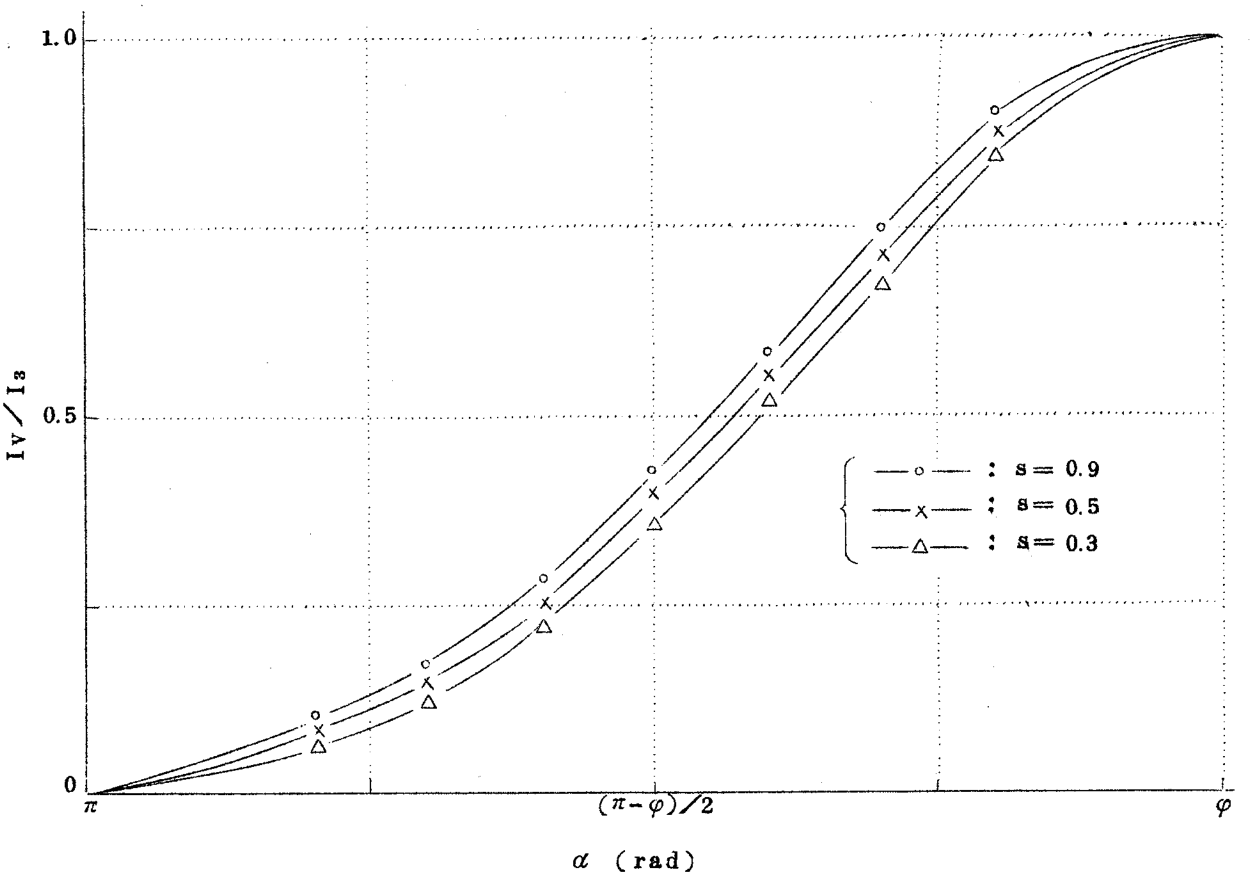


図2.2.15　1相制御におけるV相電流と点弧角の関係

図 2.2.1 6にトルクと点弧角の関係をすべりを助変数として示す。1 相制御では，トルク制御範囲は，単相トルク τ_1 と 3 相トルク τ_3 の間の範囲である。たて軸は，各すべりにおいて，任意の点弧角 α におけるトルク τ_α から，単相トルク τ_1 を引いた値を，3 相トルク τ_3 から単相トルク τ_1 を引いた値で正規化したものである。先の電流におけると同様，すべりが変わってもトルクの割合はあまり変化しない。

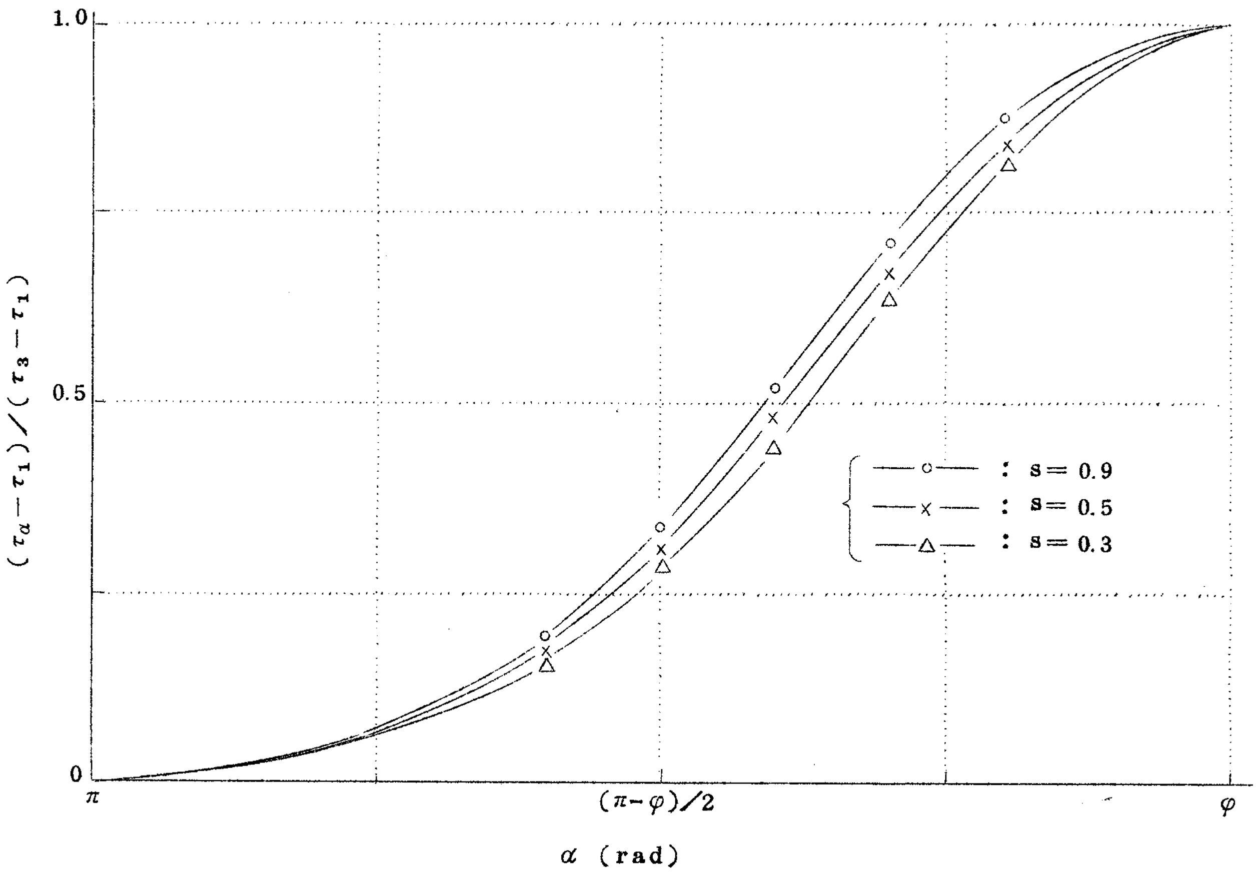


図 2.2.1 6　1 相制御におけるトルクと点弧角の関係

電動機がきまった場合，I_3 ,τ_1 ,τ_3 は計算で求まるので，図 2.2.1 5，図 2.2.1 6 から各すべりにおける任意の点弧角に対する電流とトルクの関係が求まる。

(b)　2 相制御の特性

図 2.2.1 7に2 相制御における電圧，電流波形を示す。V_{VW} は電動機のＶＷ線間電圧，I_V ,I_W はそれぞれＶ相，Ｗ相の電流を意味する。同図(a)，(b)は，すべりがほぼ等しいが，力率が異なる場合，(b)，(c)は，力率が等しいがすべりが異なる場合を示す。1 相制御では，同一の力率の点では，点弧角が同じであればすべりがかわっても通流角はほぼ同じであるといえたが，2 相制御では，現象がさらに複雑となり，この考えは

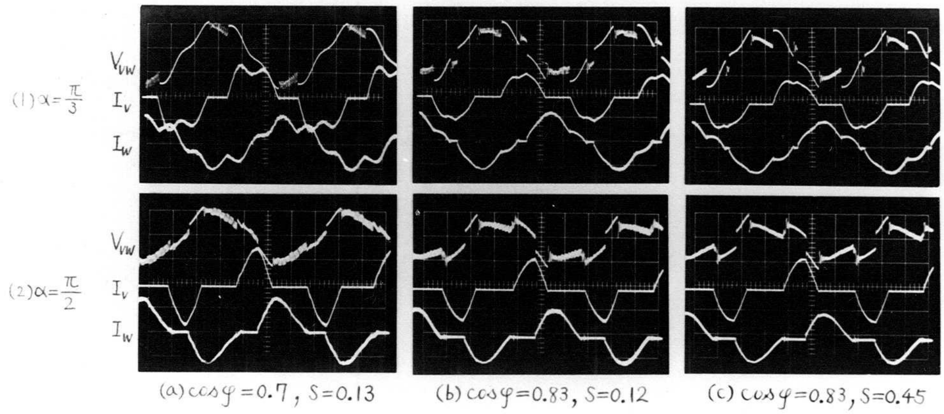


図 2.2.1 7　2 相制御における電圧，電流波形（ 2 0kW機 ）

あてはまらない。それは 2 相制御では，半サイクルの期間にU，V 相とU，W相の単相状態と 3 相状態がくり返すためで，すべりが変われば，3 相状態における力率が同一であっても，単相状態における力率が異なるためである。同図(a)，(b)から，点弧角が同一の場合，力率の小さい方が通流角が大きいこと，(b)，(c)から力率が等しくても，通流角が異なってくることがわかる（ $\alpha=\pi/3$の場合の I_W 参照）。

図 2.2.1 8，図 2.2.1 9 にV 相，W 相の電流値と点弧角の関係をすべりを助変数として示す。たて軸は，点弧角 α におけるV 相電流 I_V ，W 相電流 I_W をそれぞれ各すべりにおける 3 相正弦波運転状態の電流 I_3 で正規化したもので，横軸は点弧角である。図 2.2.1 8で，曲線が交叉するのはすべりによって，単相状態の電流と 3 相状態の電流の割合が異なるためと思われる。

図 2.2.1 1 からもわかるように ，W相ＳＣＲの通流角が π になれば，V 相ＳＣＲのみの 1 相制御となり，3 相状態となるのは $\alpha=-\pi/6$ のときであるから，図 2.2.1 8，図 2.2.1 9の横軸で，各相電流値が 3 相状態のそれになるのは，点弧角が（ $\varphi-\pi/6$）のときである。したがって，V 相ＳＣＲ点弧回路の移相角は $\{\pi-(\varphi-\pi/6)\}=(7\pi/6-\varphi)$ 必要である。しかし，実際 ，1 次サイリスタ制御方式の対象となる誘導電動機では，最大力率 $\cos\varphi_m$ は，$\cos\varphi_m=\cos(\pi/6)=\sqrt{3}/2$ 程度なので ，移相角は $(7\pi/6-\varphi_m)=\pi$ で十分で，図 2. 2.9 の点弧回路がそのまま適用できる。

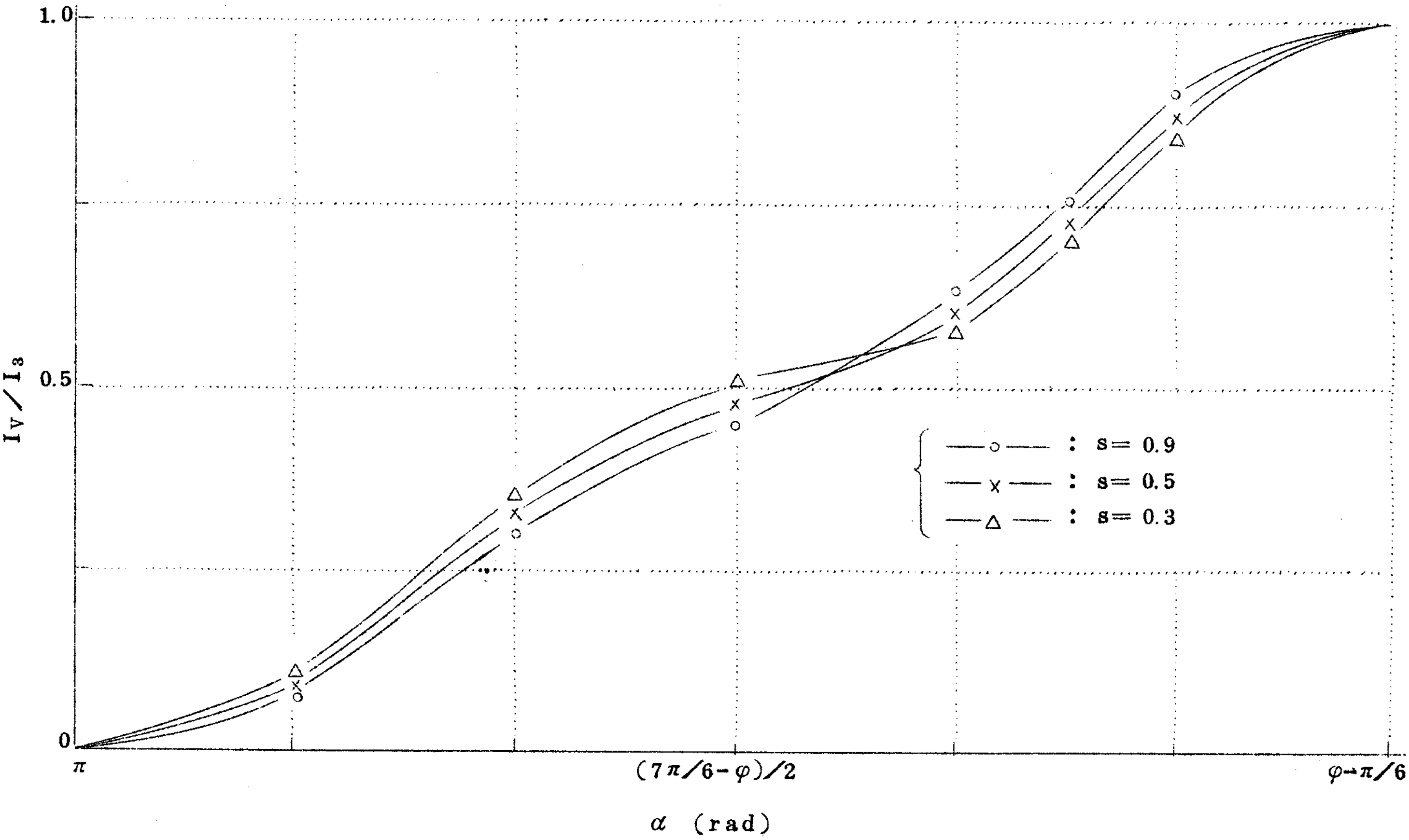


図 2.2.1 8　2 相制御におけるV 相電流と点弧角の関係

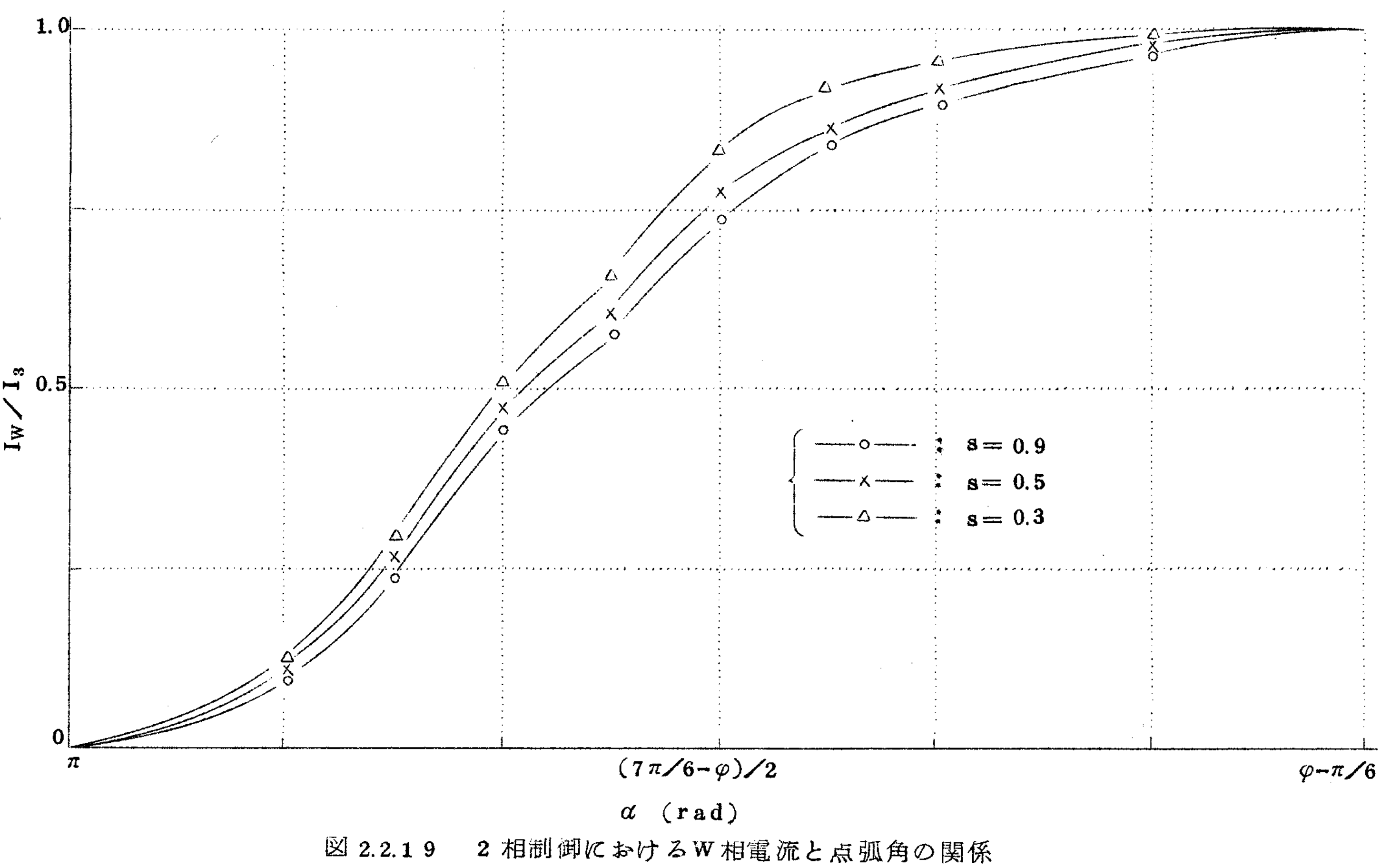


図 2.2.1 9　2 相制御におけるW 相電流と点弧角の関係

図 2.2.20 にトルクと点弧角の関係をすべりを助変数として示す。たて軸は，点弧角 α におけるトルク τ_α を 3 相正弦波運転状態のトルク τ_3 で正規化した値で，横軸は点弧角である。図 2.2.18 〜図 2.2.20 から，各すべりにおける任意の点弧角に対する電流とトルクの関係が求まる。

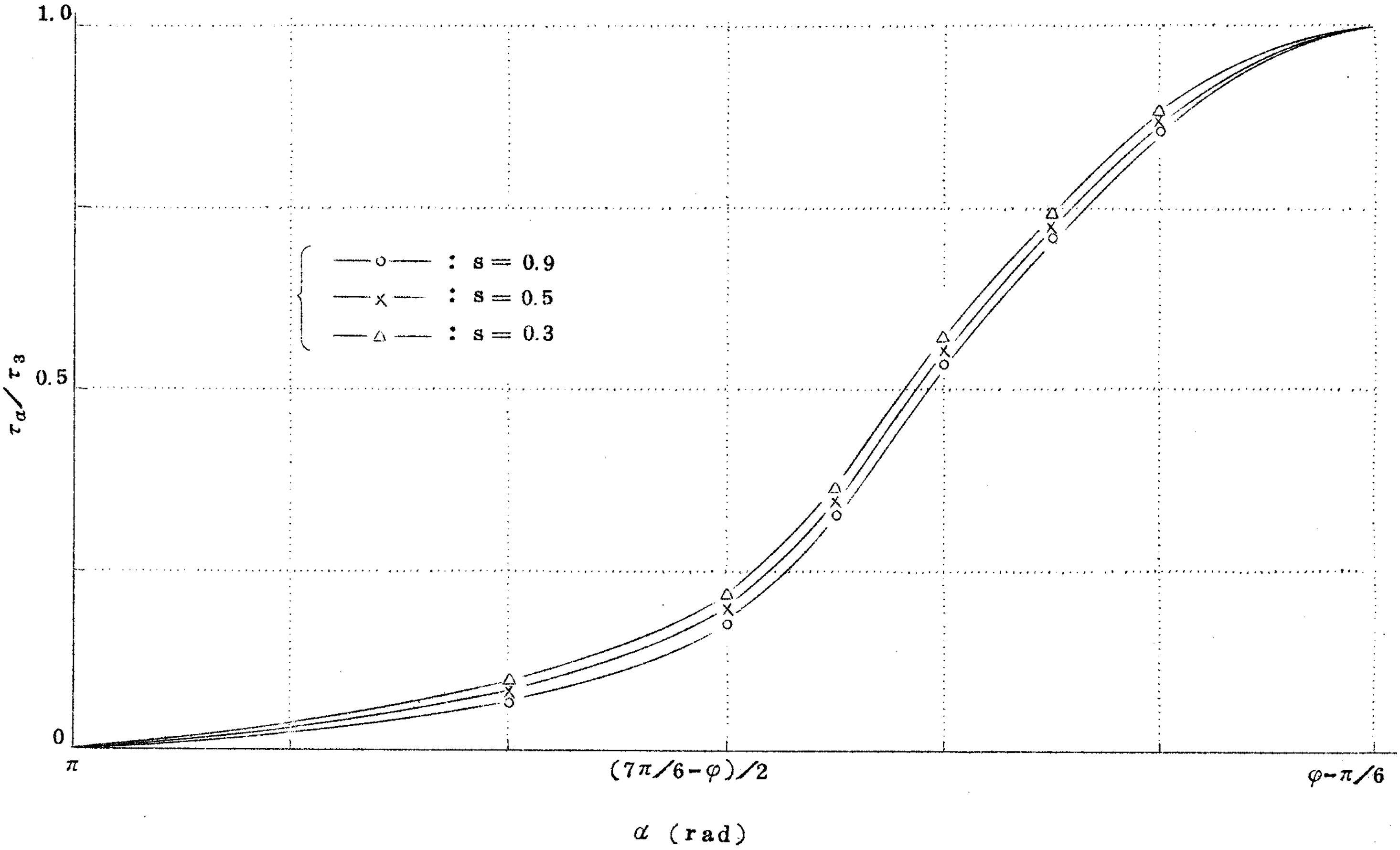


図 2.2.20　2 相制御におけるトルクと点弧角の関係

(c)　3 相制御の特性

図 2.2.21 に 3 相制御における電圧，電流波形を示す。V_{VW} は電動機の V W 線間電圧，I_V は V 相電流，V_{SCR} は S C R 両端の電圧を意味する。同図(a)〜(c)は力率もすべりも異るが，力率の小さいものほど同一の点弧角に対して，通流角が大きくなっていることがわかる。3 相制御では，電動機端子電圧ならびに電流は非常に複雑な波形をしている。

図 2.2.22 に 1 相当りの電流値と点弧角の関係をすべりを助変数として示す。たて軸は，点弧角 α における電流値 I_α を 3 相正弦波運転状態の電流 I_3 で正規化したもので，横軸は点弧角である。

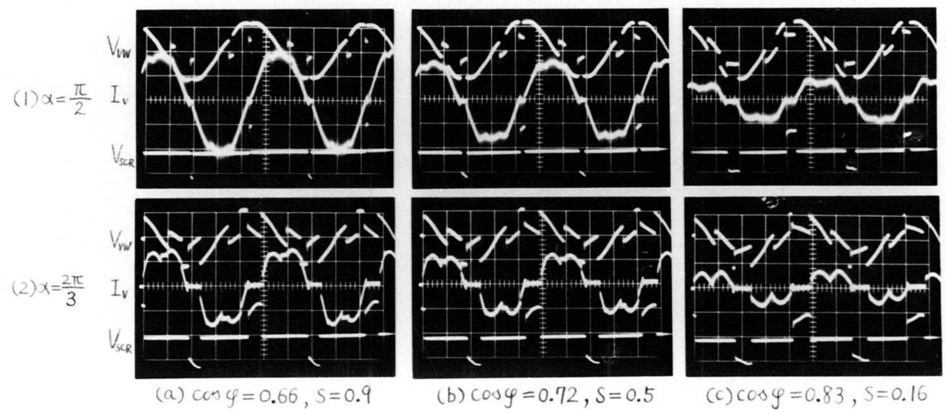


図 2.2.2 1　3 相制御における電圧，電流波形（ 2 0 kW 機 ）

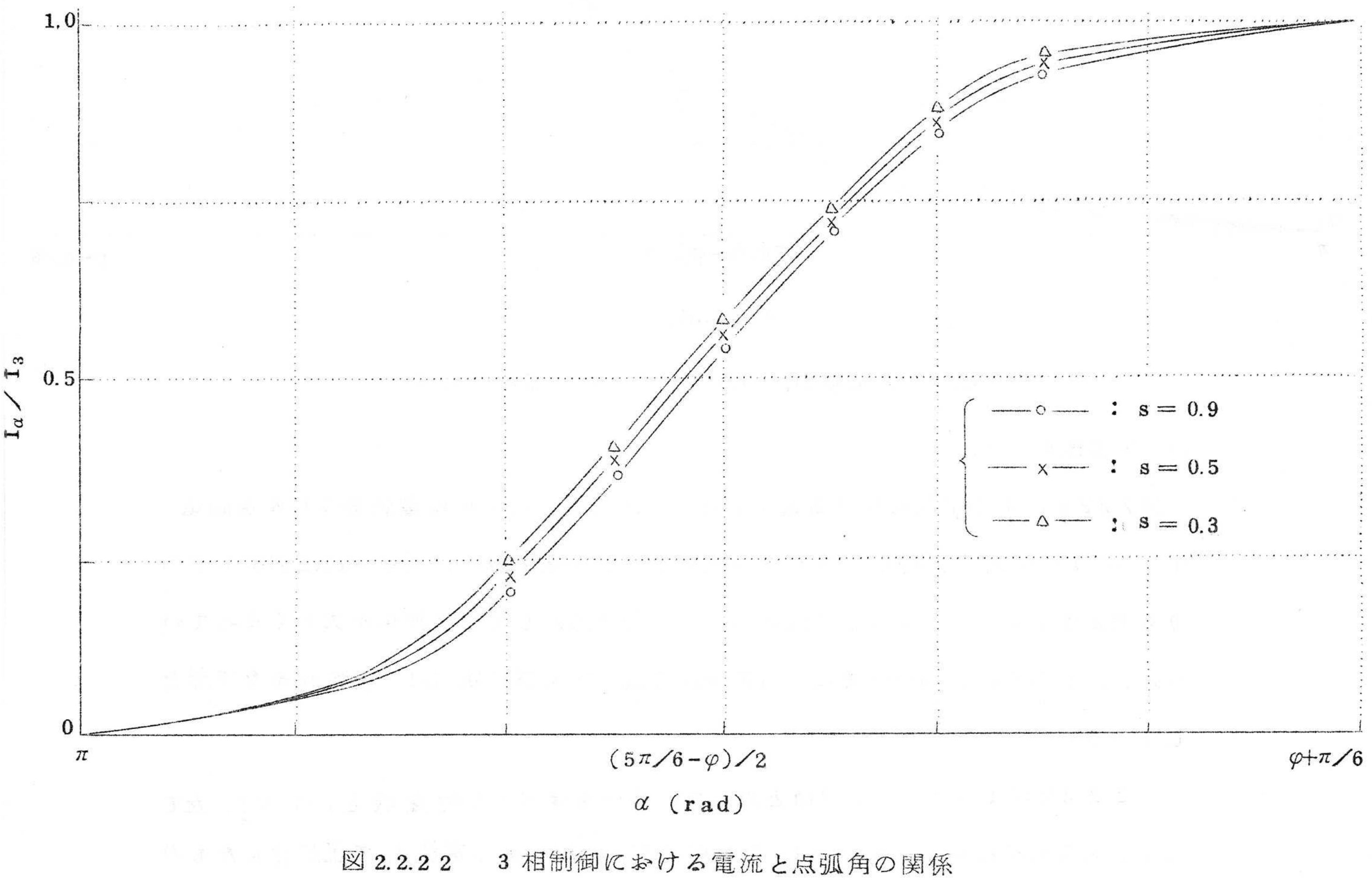


図 2.2.2 2　3 相制御における電流と点弧角の関係

図 2. 2. 2 3 にトルクと点弧角の関係をすべりを助変数として示す。たて軸は，点弧角 α におけるトルク τ_α を 3 相正弦波運転状態のトルク τ_3 で正規化したもので，横軸は点弧角である。図 2.2.2 2，図 2.2.2 3から，各すべりにおける任意の点弧角に対する電流とトルクの関係が求まる。

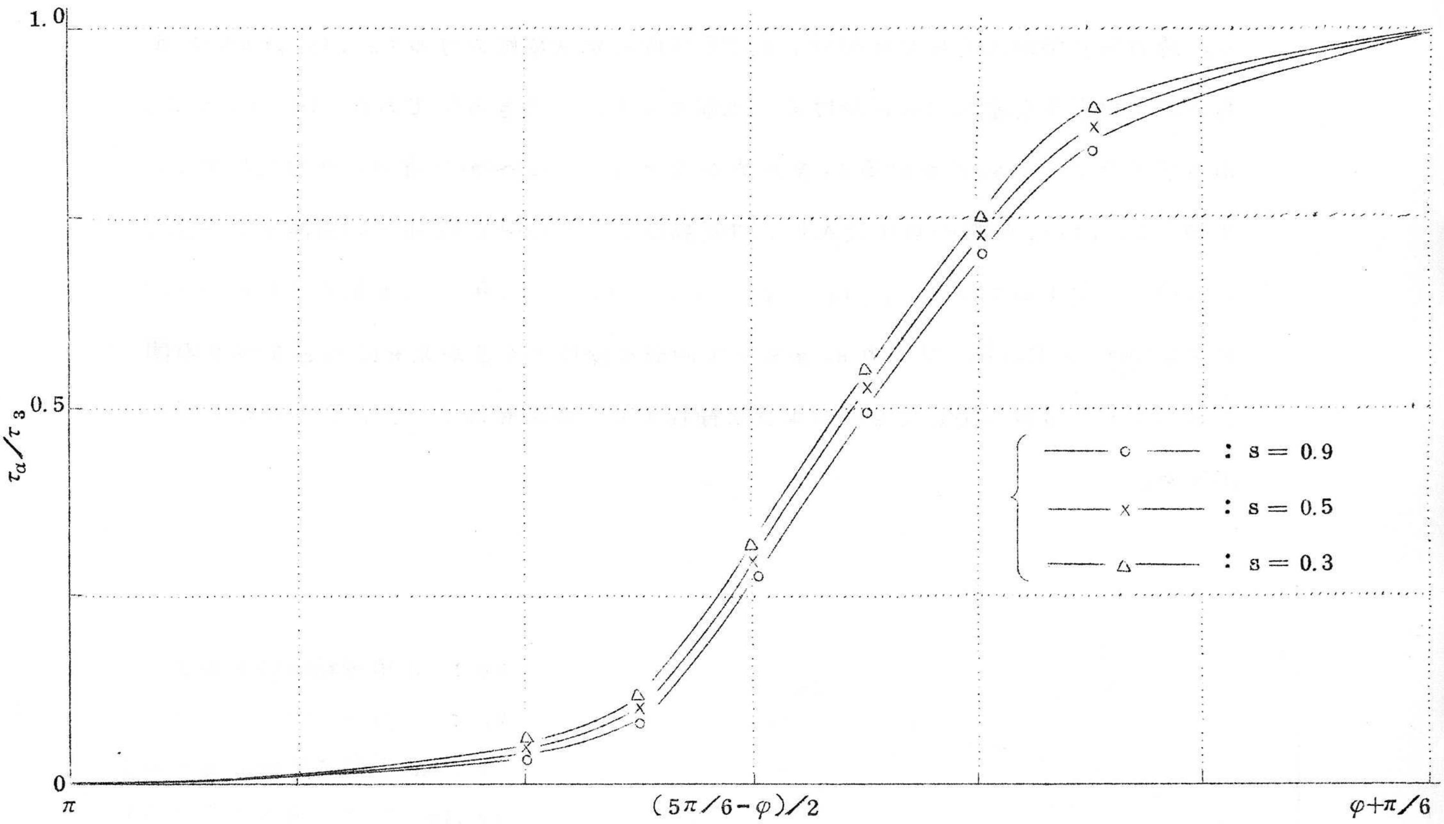


図 2.2.2 3　3 相制御におけるトルクと点弧角の関係

図2.2.2 2，図2.2.2 3では，図 2.2.1 2 から明らかなように，誘導電動機の力率を考慮すれば，点弧角が $(\varphi+\pi/6)$ のとき $I_\alpha / I_3 = 1$，$\tau_\alpha / \tau_3 = 1$ となる。

図2.2.2 2，図2.2.2 3で，任意の点弧角に対する (I_α / I_3) の 2 乗がその点弧角に対する (τ_α / τ_3) の値にほぼ一致していることから，3 相制御はほぼ正弦波電圧に

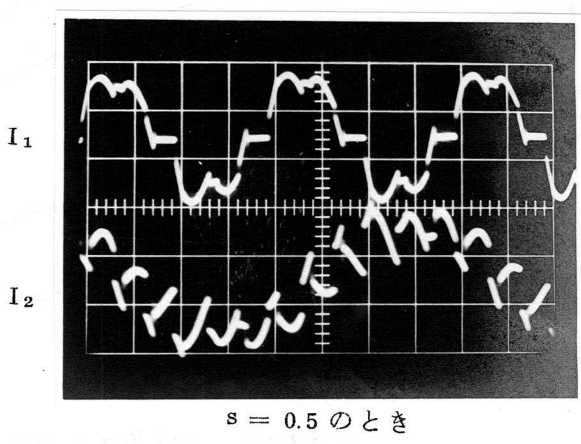
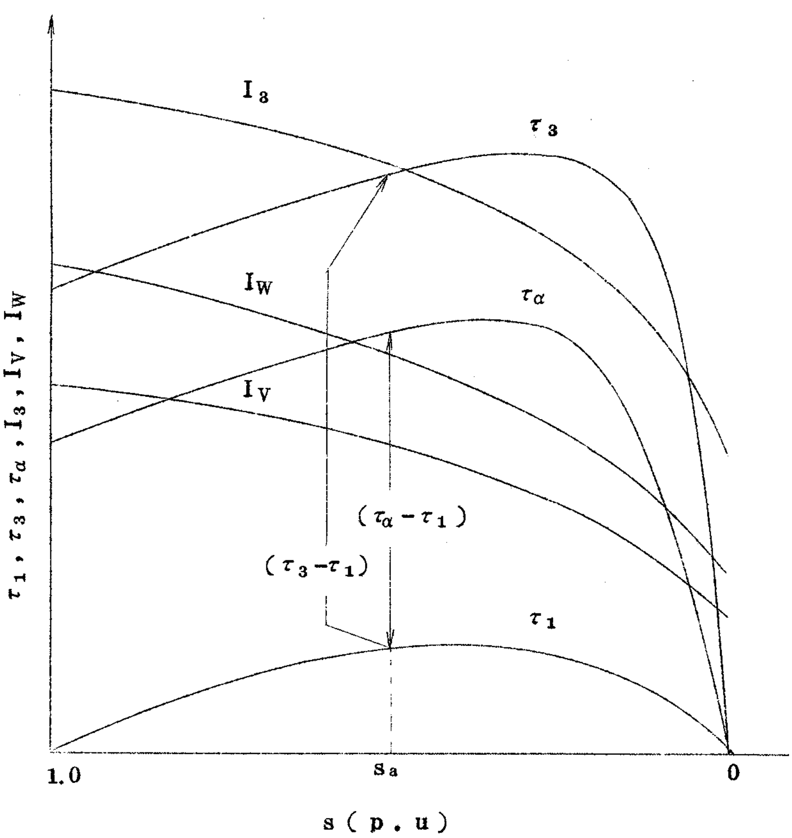


図 2.2.2 4　3 相制御における 2 次電流波形

よる１次電圧制御に近い特性をもっていることがわかる。このことは図 2.2.2 4に示すように，２次電流波形（I_2）に含まれる高調波分が比較的少ないことからもうなづける。

(d)　誘導電動機の特性計算法

ここでは１次サイリスタ制御方式における誘導電動機の特性計算法について説明する。誘導電動機が与えられた場合，３相正弦波運転状態における τ_3 ，I_3 ，$\cos\varphi$ ならびに単相正弦波運転状態における τ_1は前もって計算できる値である。図 2.2.2 5 で，ある任意のすべり s_a における τ_α を求める場合 ，本節(a)〜(c)で説明した特性図で，たて軸の τ_3 ，τ_1 ，横軸の φ を代入し，助変数のすべりの中で s_a に近い曲線をえらび，点弧角 α に対する τ_α / τ_3 ，$(\tau_\alpha - \tau_1)/(\tau_3 - \tau_1)$ を読み，τ_3 もしくは $(\tau_3 - \tau_1)$ を乗じて τ_α を求める。すべり s_a を変えて同様な操作をくりかえせば τ_αとすべりの関係が求まる。電流に関しても同じような操作をくりかえせば，I_α とすべりの関係が求まる。



τ_3 ：　３相運転時のトルク
τ_1 ：　単相運転時のトルク
τ_α ：　点弧角 α におけるトルク
I_V ,I_W ：点弧角 α におけるV相，W相電流（I_α）
I_3 ：　３相運転時の各相電流

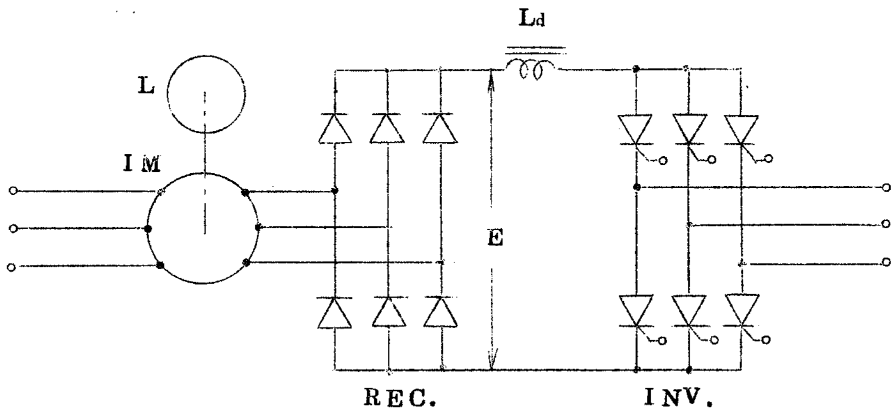
図 2.2.2 5　点弧角 α におけるトルクと電流の説明図

以上1次サイリスタ制御方式について，誘導電動機の電流，トルク，力率と点弧角の関係を実測値をもとに正規化し，一般化した。これにより，1次サイリスタ制御方式における誘導電動機の特性が明らかとなった。以上の特性図では，実測値をもとに特性を正規化したので，誘導電動機によっては，特性は図示した値より±10%程度ずれる可能性がある。

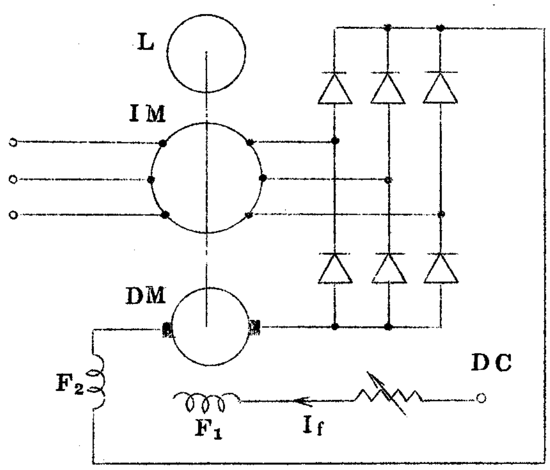
2.3 中性点分離整流方式における誘導電動機の特性

2.3.1 中性点分離整流方式

図 2.3.1 に誘導電動機の中性点分離整流方式を示す。この方式は，誘導電動機の1次巻線の中性点側を各相分離し，一端を交流電源側に，他端を順変換回路（整流回路）に接続し，順変換回路の出力電圧Eを逆変換回路（セルビウス形），あるいは直流電動機（誘導電動機と機械的に直結されている。クレーマ形）で調整し，誘導電動機の1次巻線に印加



(a) セルビウス形



IM : 誘導電動機
DM : 直流電動機
F_1 : 他励界磁巻線
F_2 : 直巻界磁巻線
REC. : 順変換回路
INV. : 逆変換回路
L : 負荷
Ld : 平滑リアクトル

(b) クレーマ形

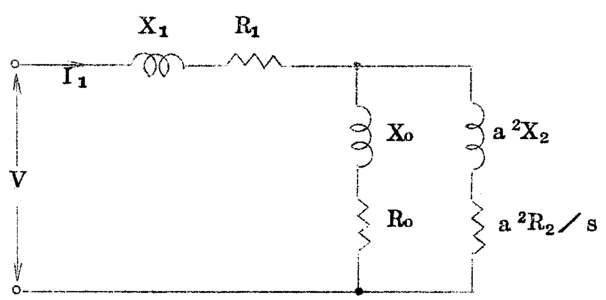
図 2.3.1 誘導電動機の中性点分離整流方式

する電圧を制御する方式である。この方式は，3相ブリッジダイオード整流回路の交流側インピーダンスが大きい場合，交流側に流れる電流は高調波分の少ない電流となることに着目して開発した新方式である。

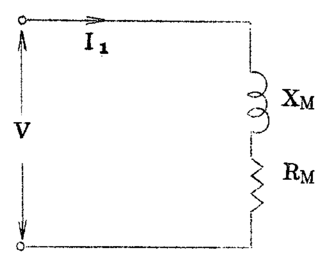
本章では，図2.3.1の中性点分離整流方式における誘導電動機の特性を解析する。まず，(1)誘導電動機が抵抗とリアクタンスの直列回路で近似できることを整流回路の重なり角をもとに確認し，(2)整流回路交流側の有効電流，無効電流，各相電流実効値の解析結果をもとに，誘導電動機の入力，トルク，電流とすべりの関係を明らかにする。

2.3.2　中性点分離整流方式における誘導電動機の等価回路

図2.3.2に誘導電動機の等価回路を示す。同図(b)は同図(a)の等価回路を抵抗 R_M とリアクタンス X_M の直列回路におきかえたもので変換等価回路と呼ぶ。



(a)　等価回路



(b)　変換等価回路

図2.3.2　誘導電動機の等価回路

誘導電動機の入力を P_1，1次電流を I_1，力率を $\cos\varphi$，1相当りの電圧を V とすれば，

$$P_1 = 3 V I_1 \cos\varphi \qquad (2.3.1)$$

と表わせるから，変換等価回路の R_M，X_M は，

$$R_M = P_1 / 3 I_1^2 = V \cos\varphi / I_1 \qquad (2.3.2)$$

$$X_M = \sqrt{(V/I_1)^2 - R_M^2} = V \sin\varphi / I_1 \qquad (2.3.3)$$

となる。

図2.3.2で，(a)から(b)への変換は誘導電動機が正弦波電源に接続されるとき成立するものであるが，これを整流回路のようなひずみ波形電流を流す回路に接続されるときにおいても成立すると仮定すれば，中性点分離整流方式における誘導電動機の等価回路は，

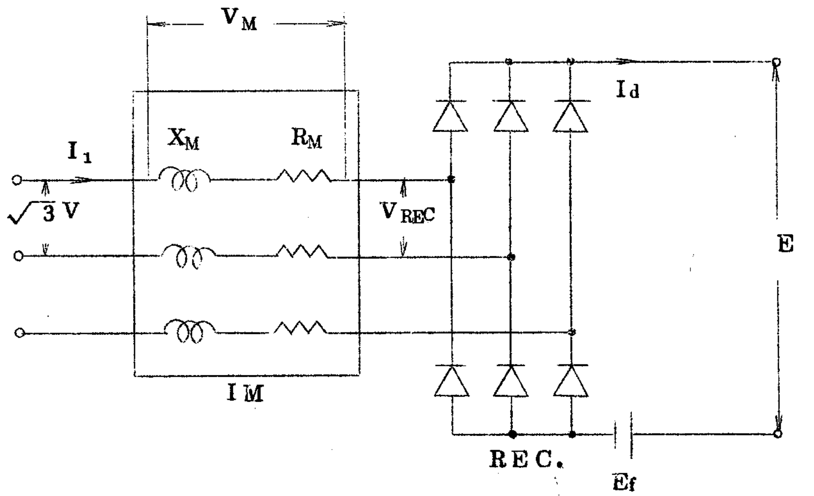


図 2.3.3　中性点分離整流方式における誘導電動機の等価回路

図 2. 3. 3 で表わされる。以下，図 2. 3. 3 の等価回路をもとに考察を進めるが，その前に図 2. 3. 3 の回路の妥当性を確認する。

交流側の抵抗分 R_M とリアクタンス分 X_M を考慮した 3 相ブリッジ整流回路の重なり角 u_0 は，

$$T = X_M / R_M \qquad (2.3.4)$$

$$I_{sm} = \sqrt{6}\ V / 2X_M \qquad (2.3.5)$$

とおけば，図 1.3.1 2 で与えられる。この図 1.3.1 2 の結果を図 2. 3. 3 の等価回路に適用する。

表 2. 3. 1 に図 2. 3. 1(a) の回路で実験したとき使用した供試誘導電動機Eの定数をまとめて示す。実験では，整流回路の現象を詳細に検討するために定格 1 次電圧 200V を 80V に降圧した。図 2. 3. 4 に，R_M，X_M，T について，表 2. 3. 1 をもとに求めた計算値と P_1，I_1 を実測して，(2. 3. 2) ～ (2. 3. 4) 式から求めた実測値を比較して示す。実測値と計算値は，すべりの全域にわたってほぼ一致しているので，以下，計算値を求めるときは誘導電動機の定数として，表 2. 3. 1 に示した値を採用する。

表 2. 3. 1　供試機Eの定数

定格電圧	3 相 2 0 0 (V)	X_0	5.2 3 (Ω)	R_0	0.4 6 0 (Ω)
極　数	2 p=6	X_1	0.1 9 8 (Ω)	R_1	0.0 9 4 1 (Ω)
巻線比	a = 2	a^2X_2	0.1 9 8 (Ω)	a^2R_2	0.1 8 6 (Ω)

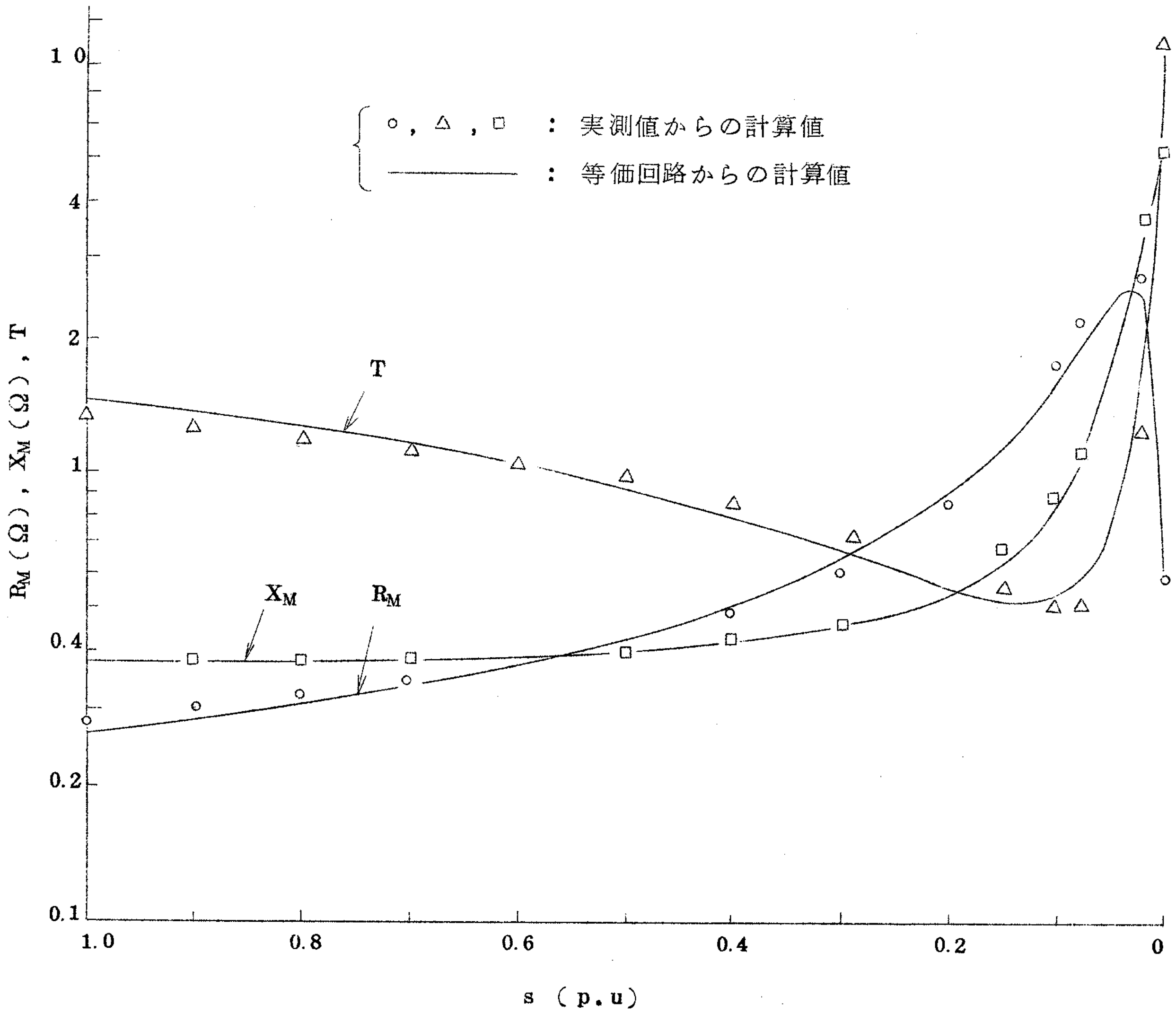


図 2. 3. 4　　R_M ,X_M , Tとすべりの関係

図 2. 3. 5 に3 相ブリッジ整流回路の動作が第1モードから第2モードへ変わる境界値（ $u_o = 60°$ となる点）ならびに第2モードから第3モードへ変わる境界値（ $u_o > 60°$ となる点）の計算値と実測値を比較して示す。計算値は（ 2. 3. 4 ），（ 2. 3. 5 ）式を図 1. 3. 1 2 に適用して求めたものである。計算値と実測値がほぼ一致していることから，中性点分離整流方式における誘導電動機の等価回路は，図 2. 3. 3 で近似できることがわかる。

図2. 3. 6 ，図2. 3. 7 に中性点分離整流方式における各部の電圧，電流波形を示す。各記号は図 2. 3. 3 のそれに対応している。図 2. 3. 5 と図 2. 3. 6 を対比してみれば，$I_d = 25$ A では $u_o < 60°$（第1モード），$I_d = 50$ A では $u_o = 60°$（第2モード），$I_d = 75$ A では $u_o = 60°$（第2モードから第3モードへ変わる境界値），$I_d = 100$A では $u_o > 60°$（第

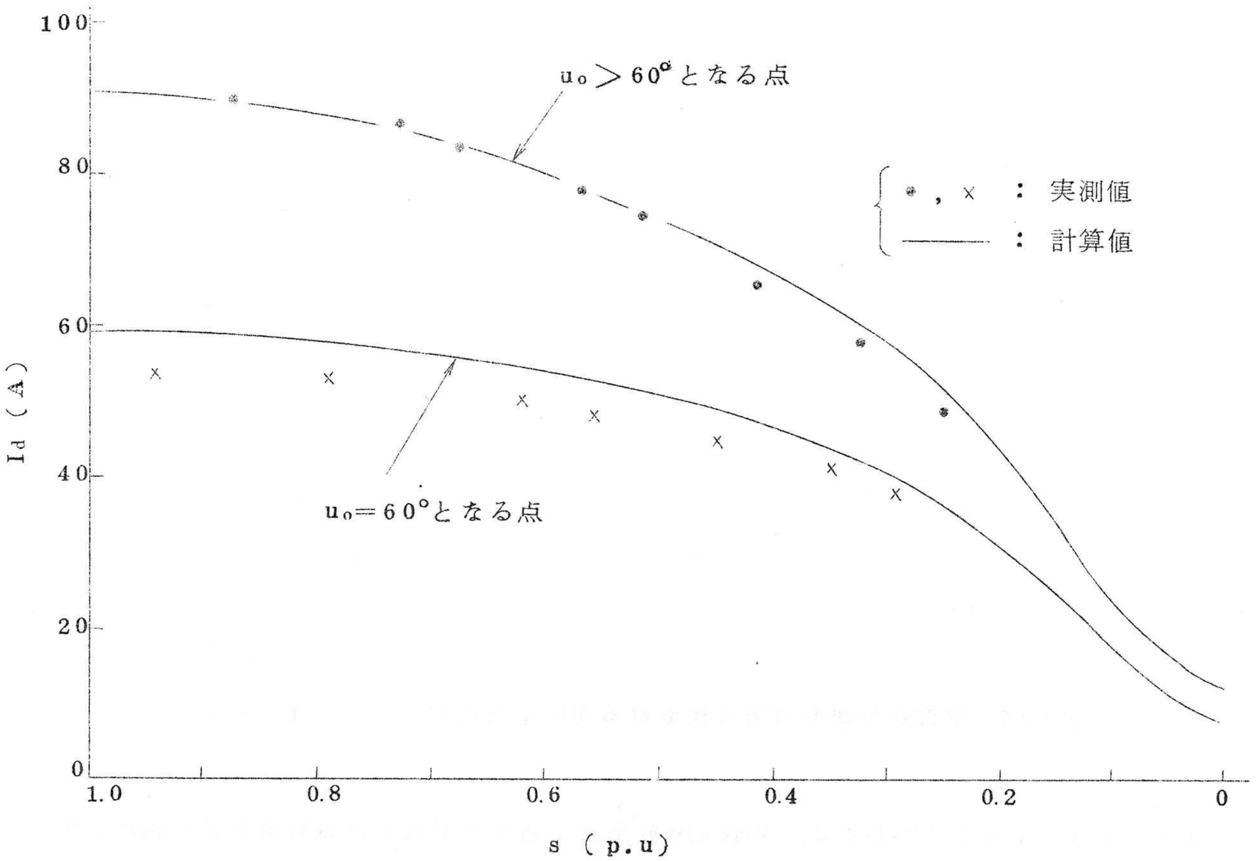


図 2. 3. 5 整流回路の動作モードが変わる境界値

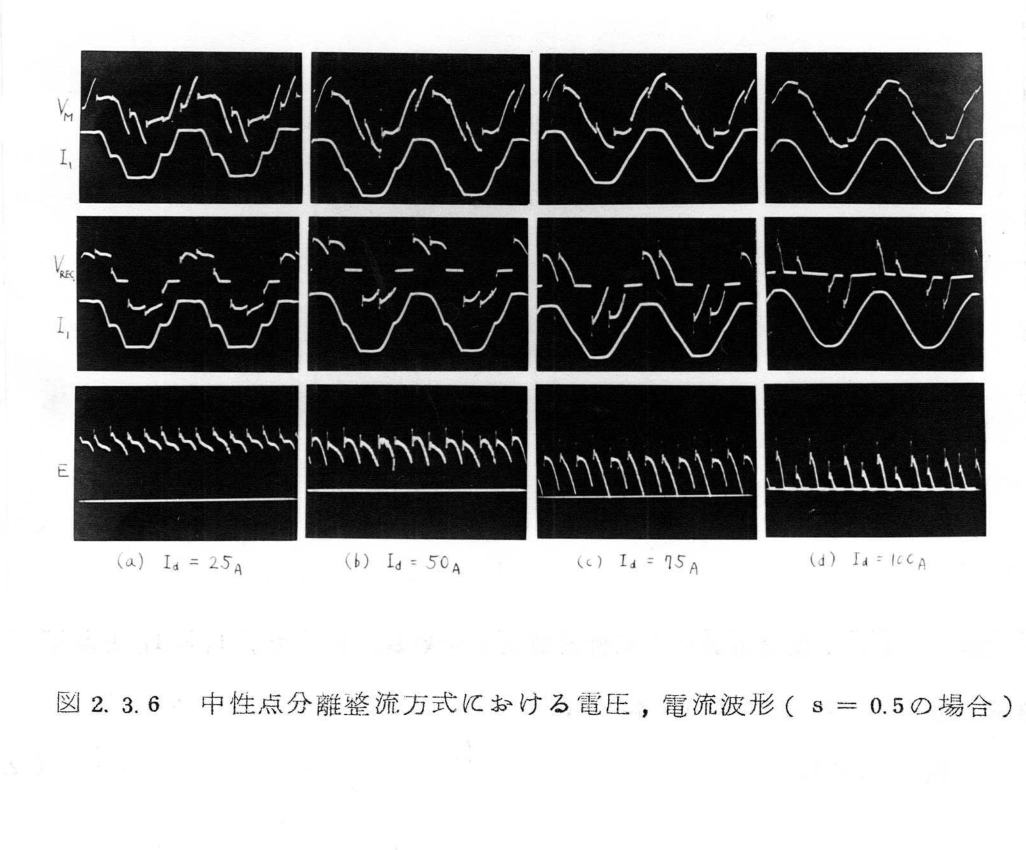


図 2. 3. 6 中性点分離整流方式における電圧，電流波形 (s = 0.5 の場合)

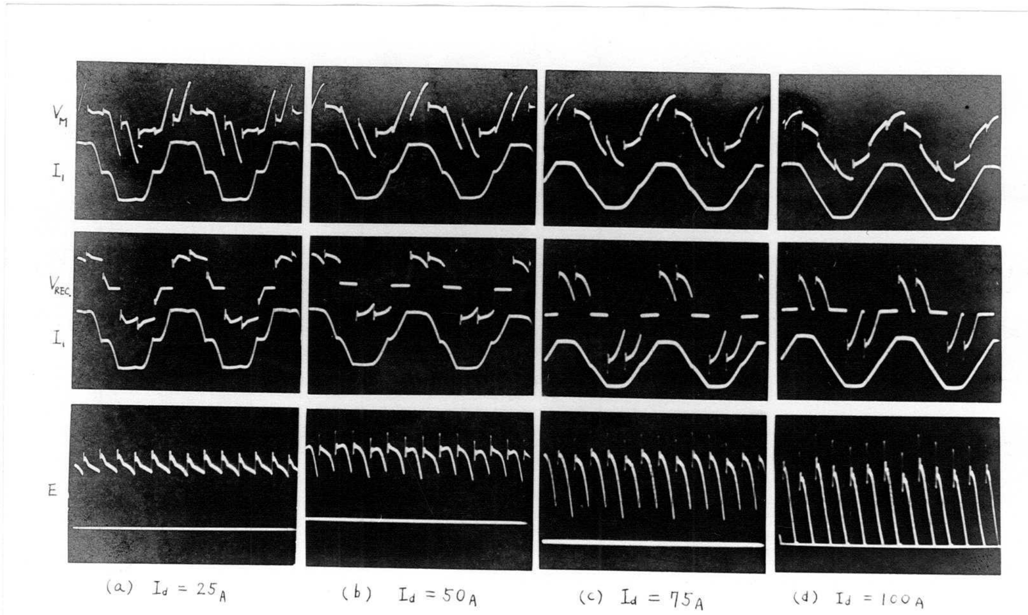


図2.3.7　中性点分離整流方式における電圧，電流波形（ s = 1 の場合）

3 モード）であることがわかる。V_{REC} の各波形は，各モードにおける特徴をよく表わしている。I_d が増加するにつれ，u_o が大きくなり，V_M は正弦波に近づく。図 2.3.6 と図 2.3.7 を比較すれば，電圧，電流波形は重なり角のちがいに基づく相異はあるが，ほぼ同じですべりのちがいに基づくものはほとんどみられない。このことは中性点分離整流方式における整流回路の現象は，T，R_M，X_M に着目すれば，誘導電動機を変換等価回路と考えてよいことを意味する。すなわち，図 2.3.2(a)の等価変圧器回路を変換して発展させた図 2.3.3 の等価回路をもとに，誘導電動機の特性が計算できることを意味している。

2.3.3　中性点分離整流方式における誘導電動機の特性

第 2.3.2 節で，中性点分離整流方式における誘導電動機の等価回路は，図 2.3.3 で近似できることを明らかにした。本節では，この結果をもとに中性点分離整流方式における誘導電動機の特性を解析する。

3 相ブリッジダイオード整流回路における交流電流の有効分 I_{a1}，無効分 I_{b1}，実効値 I_E と I_d / I_{sm} の関係は図 1.3.13～図1.3.15 に示した。この図の各記号を使って，図 2.3.3 の等価回路をもとに，誘導電動機の特性計算式を求める。ここで，$I_1 = I_E$ とおく。

誘導電動機の入力 P_1，力率 $\cos\phi_1$ は，

$$P_1 = 3 V I_{a1} \qquad \cdots\cdots (2.3.6)$$

$$\cos\phi_1 = P_1 / 3VI_1 = I_{a1} / I_1 \qquad (2.3.7)$$

(2. 3. 7) 式の $\cos\phi_1$ はひずみ波形電源で運転される場合の力率を意味する。入力から，誘導電動機の等価抵抗損 $3I_1^2R_M$ を引いたものが整流回路直流側の出力となるから，

$$P_1 - 3I_1^2R_M = (E + E_f) I_d \qquad (2.3.8)$$

1 次電流には，整流回路に基づく高調波電流が含まれる。したがって，誘導電動機のトルクの計算には，高調波電流に基づくものを考慮しなければならない。図 2. 3. 8 に第 n 次高調波に対する誘導電動機の等価回路を示す。同図から第 n 次高調波電流に基づくトルク（同期ワット）$P_{\tau n}$ は，

$$P_{\tau n} = 3I_{2n}^2 R_2 / s_n \qquad (2.3.9)$$

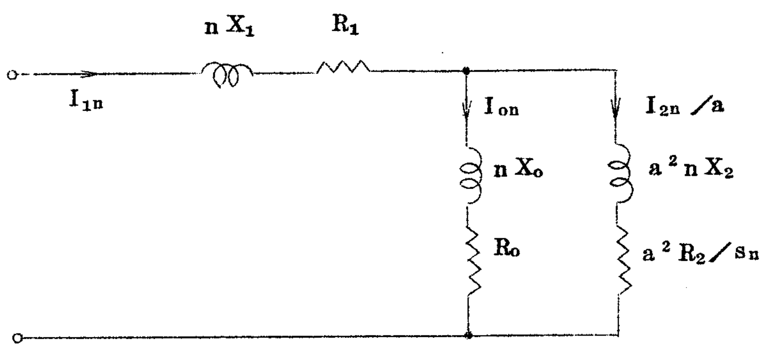


図 2. 3. 8　第 n 次高調波に対する等価回路

図 2. 3. 8 から次式が成立する。

$$\dot{I}_{1n} = \dot{I}_{0n} + \dot{I}_{2n} / a \qquad (2.3.10)$$

$$\dot{I}_{0n}(R_0 + jnX_0) = (a^2R_2/s_n + jna^2X_2)\dot{I}_{2n}/a \qquad (2.3.11)$$

(2.3.1 0)，(2.3.1 1) 式から，$\dot{I}_{0n}$，$\dot{I}_{2n}$ の実効値 I_{0n}，I_{2n} は，

$$I_{2n} = \frac{a\sqrt{R_0^2 + n^2X_0^2}}{\sqrt{(R_0 + a^2R_2/s_n)^2 + n^2(X_0 + a^2X_2)^2}} I_{1n} \qquad (2.3.12)$$

$$I_{0n} = \frac{\sqrt{(a^2R_2/s_n)^2 + (na^2X_2)^2}}{\sqrt{(R_0 + a^2R_2/s_n)^2 + n^2(X_0 + a^2X_2)^2}} I_{1n} \qquad (2.3.13)$$

となる。(2.3.1 2) 式を (2. 3. 9) 式に代入すれば 1 次電流の第 n 次高調波分に基づくトルクが計算できる。

3 相ブリッジ整流回路では，3 の倍数を含まない奇数次の高調波が発生するが，

$$n = 6k + 1 \qquad (k = 1, 2, \cdots\cdots) \qquad (2.3.14)$$

の次数の高調波は基本波と同方向の回転磁界をつくり

$$n = 6k - 1 \qquad (k = 1, 2, \cdots\cdots) \qquad (2.3.15)$$

の次数の高調波は基本波と反対方向の回転磁界をつくるから，n＝1の場合を基本波とすれば，誘導電動機のトルク（同期ワット）P_τは，各高調波分に基づくものを加え合わせて，

$$P_\tau = 3\left\{\sum_{\substack{k=0\\ n=6k+1}}^{\infty} I_{2n}^2 R_2 / s_n - \sum_{\substack{k=1\\ n=6k-1}}^{\infty} I_{2n}^2 R_2 / s_n\right\} \qquad (2.3.16)$$

となる。

（2.3.8）式で$I_1^2 R_M$は各高調波分に基づく損失を加え合わせたものであるから，

$$I_1^2 R_M = \sum_{n=1}^{\infty}\left\{ I_{1n}^2 R_1 + I_{0n}^2 R_0 + I_{2n}^2 R_2 / s_n \right\} \qquad (2.3.17)$$

1次電流に含まれる高調波分の割合は，図1.3.16に示すように少ないので，（2.3.12)〜（2.3.17）式は基本波分のみで近似して，

$$P_\tau \simeq 3\, I_{21}^2 R_2 / s_1 \qquad (2.3.18)$$

$$I_1^2 R_M \simeq I_1^2 R_1 + I_{01}^2 R_0 + I_{21}^2 R_2 / s_1 \qquad (2.3.19)$$

ここで，$$I_1 = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{1n}^2} \simeq I_{11} = \sqrt{I_{a1}^2 + I_{b1}^2} \qquad (2.3.20)$$

（2.3.8），（2.3.19）式を（2.3.18）式に代入し整理すれば，

$$P_\tau = 3 V I_{a1} - \{(E + E_f) I_d + 3(I_1^2 R_1 + I_{01}^2 R_0)\} \qquad (2.3.21)$$

となる。

中性点分離整流方式における誘導電動機の特性を計算するには，ある任意のすべりにおいて，R_M，X_M，T，I_{sm}を計算し，直流電流I_dを与えて，図1.3.13からI_{a1}を読み，（2.3.6）式からP_1を計算する。図1.3.15から$I_E = I_1$を読み，（2.3.8）式から（$E + E_f$）を計算する。（2.3.7）式から$\cos\phi_1$を計算する。図1.3.14からI_{b1}を読み，（2.3.18)〜（2.3.21)式からトルクを計算する。I_dならびにすべりを変えて，この操作をくりかえせばP_1，I_1，$\cos\phi_1$，P_τ，（$E + E_f$）とI_dならびにすべりの関係が求まる。

以上，中性点分離整流方式における誘導電動機の特性が求まったので，次に，計算値と実測値の比較を行う。

2.3.4　実験結果とその検討

図2.3.1(a)の実験回路で，EをINV.で一定に保ちながら誘導電動機の負荷を変えていったときにおける誘導電動機の入力 P_1 ，1次電流 I_1 ならびに整流回路の直流電流 I_d とすべり s を測定した。なお，実験に使用した整流回路の順方向降下電圧 E_f は 2.3 V で，誘導電動機の1次電圧は80Vに選定した。

図2.3.9に入力とすべりの関係を，図2.3.10に1次電流とすべりの関係を，図2.3.11に直流電流とすべりの関係を，Eを助変数として示す。Eを小さくして行けば，入力，電流は増加し，$E = -E_f$ とすれば誘導電動機単独運転時の特性に一致する。Eを変えることによって，零トルクから3相正弦波運転時のトルクまで制御できる。図2.3.9～図2.3.11で，実測値と計算値がほぼ一致することから，特性計算式が正しいことがわかる。したがって，中性点分離整流方式における誘導電動機の特性は，第2.3.3節の諸式から計算できる。

一次サイリスタ制御方式とは異なり，1次電流の半サイクル当りの通流角は180度に近いので（図2.3.6，図2.3.7参照）高調波電流の割合は少なく，誘導電動機の容量が大きくなっても，中性点分離整流方式の適用が可能である。

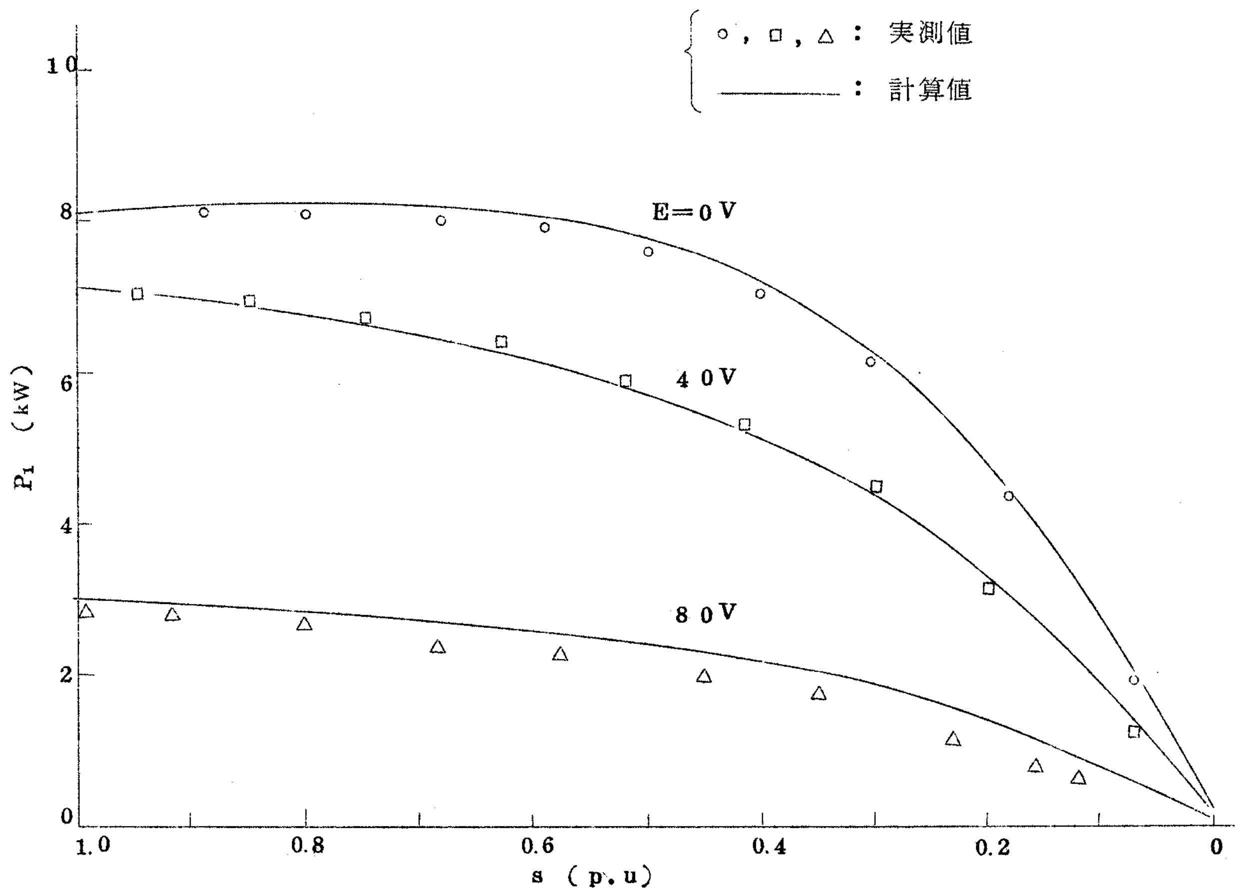


図2.3.9　入力とすべりの関係

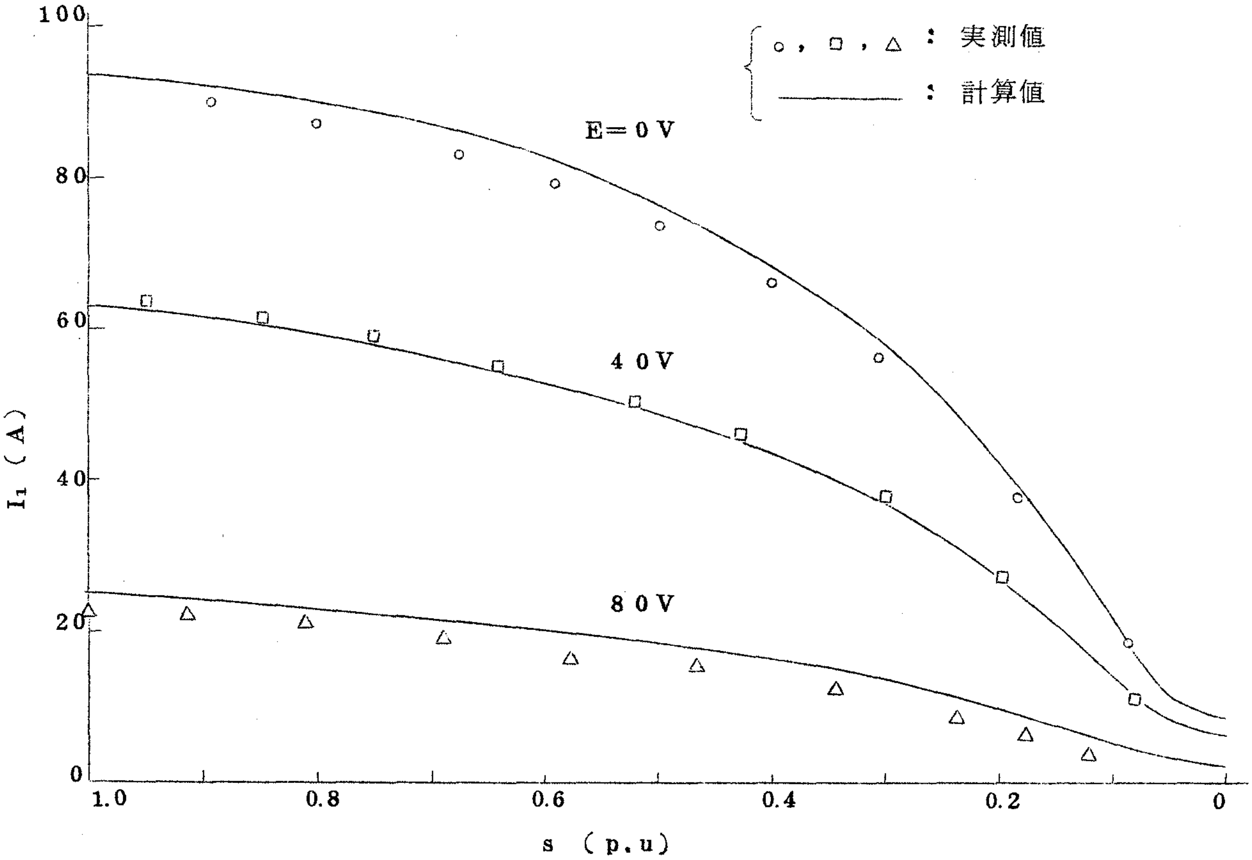


図 2.3.1 0　1 次電流とすべりの関係

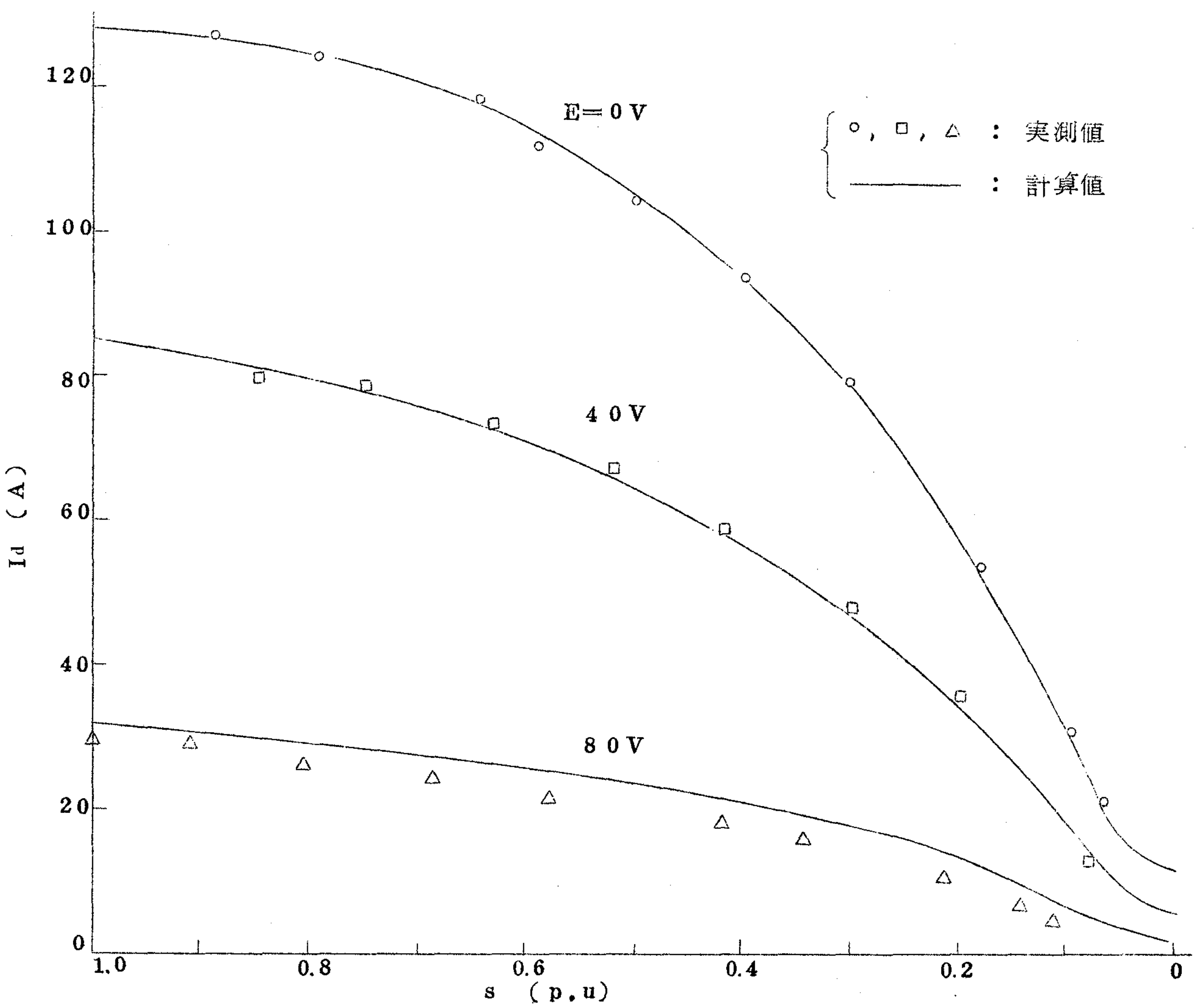


図 2.3.1 1　直流電流とすべりの関係

2.4　結言

以上，1 次電圧調整方式における誘導電動機の特性を明らかにした。

1 次サイリスタ制御方式に関しては，1 次サイリスタの点弧基準電圧は固定電圧で，点弧信号として，幅の広いパルスが必要であることを明らかにし，そのような点弧信号を用いて，サイリスタの点弧角と誘導電動機の電流，力率，トルクの関係を 1 相制御，2 相制御，3 相制御について，実測値をもとに正規化し一般化した。この結果，誘導電動機が与えられた場合，1 相制御，2 相制御，3 相制御について，1 次サイリスタ制御方式における誘導電動機の特性が前もって計算できるようになった。さらに，1 次サイリスタの電流容量の決定が容易になった。

中性点分離整流方式に関しては，誘導電動機は等価な抵抗とリアクタンスの直列回路とみなせることを整流回路の重なり角をもとに確認し，この回路に第 1 編第 1.3 章で解析した 3 相ブリッジダイオード整流回路における重なり角と有効電流，無効電流，各相電流実効値の関係を適用して，誘導電動機の入力，電流，力率，トルクとすべりの関係を解析し，実測値と計算値の比較検討を行ない，特性計算式の妥当なことを確認した。この結果，誘導電動機が与えられた場合，中性点分離整流方式における誘導電動機の特性が前もって計算できるようになった。中性点分離整流方式は，1 次サイリスタ制御方式にくらべ，誘導電動機の 1 次電流に含まれる高調波分が少ないことが特長である。

ここで開発した特性計算図式は，設計々算に実用中である。

あ　と　が　き

以上の2編において，2次電圧調整方式ならびに1次電圧調整方式における誘導電動機の特性に関する研究結果について述べた。その要旨については各編の終りに記したので省略する。

終りに臨み，全編を通じて，大阪大学西村教授には種々御検討を賜わり研究の指針とした。また，日立製作所日立工場電機設計部桜井部長，白木主任技師，広主任技師，同工場制御装置設計部岩田部長，岩城主任技師，市川主任技師ならびに日立研究所小林副所長，高林部長，前川室長に種々御指導を賜った。深甚な謝意を表する。

参　考　文　献

1. 第1編に関係のあるもの

1.1　電気学会：電気工学ハンドブック　p.611　（昭42）

1.2　大河内：電学誌62（647），299　（昭17-6）

1.3　M.Stoehr : Elektrotech.u.Maschinenbau (EuM) 58（17/18），177（1940-4）

1.4　山下他：第19回連大予稿集 №6－6　（昭16-9）

1.5　E.F.W.Alexanderson他：AIEE Trans. 57，343（1938-6）

1.6　麻生他：日立評論47（4），663（昭40-4）

1.7　入江他：明電舎時報 57，15　（昭39-10）

1.8　小寺他：富士時報 40（4），265（昭42-4）

1.9　神田他：三菱電機技報 42（6），873（昭43-6）

1.10　吉田他：安川電機31（3），448（昭42）

1.11　N.Onjanow : Electro-Technology (USA)，131（1960-12）

1.12　M.Meyer : Elektrotech.Z.（ETZ）－A 82（19），589（1961-11）

1.13　O.Goebel : Siemens Rev. XXX(3)，92（1963-3）

1.14　E.F.Christensen : AIEE Trans. 63，1048（1944）

1.15 R.L.Witzke : AIEE Trans. 72, 244 (1953-7)

1.16 F.Hoelters : Direct Current 5 (4), 112 (1961-3)

1.17 堀：昭38電気四学会連合大会講演論文集 No.695

1.18 堀：昭42電気学会東京支部大会講演論文集 No.120

1.19 堀：昭43電気学会東京支部大会講演論文集 No.150

1.20 堀：昭42電気四学会連合大会講演論文集 No.597

1.21 堀：第10回自動制御連合講演会論文集 No.214 （昭42）

1.22 堀：第7回日本自動制御協会学術講演会論文集 No.307 （昭38）

1.23 堀：第6回自動制御連合講演会論文集 No.320 （昭38）

1.24 堀：電学誌 87－9 (948) 1797 （昭42-9）

1.25 堀：昭44電気四学会連合大会講演論文集 No.512

1.26 堀：昭43電気四学会連合大会講演論文集 No.695

1.27 堀：電学誌 88－7 (958), 1293 （昭43-7）

1.28 堀：昭39電気四学会連合大会講演論文集 No.734

1.29 シーメンス：特許公報 昭14-130382, 昭14-130383

1.30 E.Friedlaender : Elektrotech.Z. (E.T.Z)－A 79 (4), 104 (1958-11)

1.31 堀：昭40電気学会東京支部大会講演論文集 No.189

1.32 堀：昭41電気四学会連合大会講演論文集 No.527

1.33 堀：電学誌 86－11 (938), 1919 （昭41-11）

1.34 堀：昭41電気学会東京支部大会講演論文集 No.45

1.35 堀他：制御工学 11 (7), 383 （昭42-7）

1.36 堀他：日立評論 49 (5), 517 （昭42-5）

1.37 数野：昭42電気四学会連合大会講演論文集 No.596

1.38 赤松他：昭42電気四学会連合大会講演論文集 No.599

1.39 堀：昭43電気関係学会関西支部連合大会講演論文集 No.3－16

1.40 電気学会：電気工学ハンドブック p.683 （昭42）

1.41 電気学会大学講座：誘導機 p.180 （昭40）

1.42 大富：電学誌 55 (562), 398 （昭10-5）

1.43 W.A.Geyger : Electronics 36 (18), 58 (1963-5)

1.4 4 森口他：数学公式Ⅱ，1 7 （昭32-10） 岩波書店

2. 第2編に関係のあるもの

2.1 W.Leonhard : AIEE Trans., 78 , 1.0 6 (-1959-5)

2.2 佐藤他：三菱電機技報 3 7 （11），1 3 0 8 （昭38-11）

2.3 桜井：日立評論 3 4 （11），1 2 9 7 （昭27-11）

2.4 藪：日立評論 4 6 （11），1 7 8 3 （昭39-11）

2.5 市川他：日立評論 4 7 （11），1 8 3 4 （昭40-11）

2.6 堀：第9回自動制御連合講演会論文集 No.3 0 6 （昭41）

2.7 細野：三菱電機技報 4 0 （2），3 0 9 （昭41-2）

2.8 堀：特許公報 昭43-29621，昭44-93

2.9 D.A.Paice : IEEE Trans. PAS-8 7 (2), 5 8 5 (1968-2)

2.1 0 W.Shepherd : IEEE Trans. IGA-4 (3), 3 0 4 (1968-5/6)

2.1 1 木幡他：昭4 2電気学会東京支部大会講演論文集 No.5 8 9

2.1 2 堀：第1 1回日本自動制御協会学術講演会論文集 No.3 1 1 （昭42）

2.1 3 堀：制御工学 1 1 （6），3 1 4 （昭42-6）

2.1 4 竹内：電学誌 8 3－1 0 （901），1788 （昭38-10）

2.1 5 竹内：電学誌 8 6－1 1 （938），1893 （昭41-11）