



Title	交流電気車両設計の基礎理論に関する研究
Author(s)	入江, 則公
Citation	大阪大学, 1972, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2682
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

交流電気車両設計の基礎理論に関する研究

入江 則公

論 文 目 録

大阪大学

報告番号乙第1142号

入 江 則 公

主論文 交流電気車両設計の基礎理論に関する研究

(主論文のうち印刷公表したもの)

1. 電気車両駆動電動機の列車運転における温度上昇予測計算法

電気学会雑誌第86巻第932号

昭和41年5月

1. 電鉄用单相整流回路の特性計算

電気学会雑誌第87巻第942号

昭和42年3月

1. 電鉄用单相整流回路の基準化特性

電気学会雑誌第87巻第950号

昭和42年11月

(主論文のうち未公表のもの)

な し

交流電気車両設計の基礎理論に関する研究

入 江 則 公

目 次

第1編 電鉄用単相整流回路の特性

	頁
まえがき	5
第1章 電気鉄道における単相整流回路の構成	6
1.1.1 一般	6
1.1.2 記号	7
1.1.3 負荷側（直流側）のインピーダンス	8
1.1.3.1 定常電流に対する主電動機の等価回路	8
1.1.3.2 平滑リアクトルの特性	18
1.1.3.3 整流器順方向電圧降下	19
1.1.4 電源側（交流側）のインピーダンス	20
1.1.4.1 饋電回路の構成	20
1.1.4.2 車両用主変圧器の特性	20
1.1.5 回路構成の標準パターンと基準化	21
第2章 デジタル計算機による回路特性の計算	23
1.2.1 回路方程式	23
1.2.2 初期値の決定と計算手順	24
1.2.3 計算結果の実例	26
第3章 数式計算による諸特性の基準化表示	28
1.3.1 一般	28
1.3.2 記号	28
1.3.3 回路の抵抗要素を考慮しない場合の計算	28
1.3.3.1 電流瞬時値，直流電流平均値，直流側起電力の算出	29
1.3.3.2 " " " の基準化表示	30
1.3.3.3 各種特性値の算出	31
1.3.3.4 自然転流開始角の算出	34
1.3.4 回路の抵抗要素を考慮した場合の計算	41
1.3.4.1 電流瞬時値，直流電流平均値，直流側等価起電力の算出	41
1.3.4.2 " " " の基準化表示	44
1.3.4.3 各種特性値の算出	47
1.3.4.4 自然転流開始角(δ)の算出	48
1.3.4.5 抵抗要素の影響とその省略	48
関連・参考文献	55

第2編 列車運転における主電動機の温度上昇予測と負荷算定

	頁
まえがき	57
第1章 車両用主電動機の標準温度上昇像	58
2.1.1 一般	58
2.1.2 比損失の算出	59
2.1.3 K_d, K_t, K_m の算出	59
2.1.4 比冷却係数	64
2.1.5 特性定数の決定と標準特性の選択	75
2.1.6 主電動機の標準温度上昇像	83
第2章 列車運転中の主電動機温度上昇計算	85
2.2.1 負荷条件を一定とした場合の温度上昇曲線	85
2.2.2 運転曲線計算と組合せた列車運転中の温度上昇計算	87
第3章 温度上昇の積算的等価換算	90
第4章 脈流運転における温度上昇計算	92
2.4.1 脈流運転による最終温度上昇の増加	92
2.4.2 列車運転中の温度上昇予測計算における脈流運転の取扱いについて	95
関連、参考文献	96

第3編 交流電気車両の粘着性能

	頁
まえがき	107
第1章 粘着係数と滑り摩擦係数	108
第2章 空転、再粘着のモードとその条件	113
3.2.1 基礎方程式とその解析	113
3.2.2 再粘着条件の物理的意味	119
3.2.3 実在車両における特性と各要素の影響	122

3.2.4 空転のモードと実用粘着力との関係.....	123
3.2.5 実地試験における空転, 再粘着.....	125
第3章 電子計算機による空転, 再粘着のシミュレーション	130
3.3.1 ま え が き.....	130
3.3.2 基 礎 方 程 式.....	130
3.3.3 計算結果の分析.....	134
関連, 参考文献.....	145

第1編 電鉄用单相整流回路の特性

まえがき

現在商用周波数交流電化の動力方式には殆んど例外なく整流器方式が用いられている。整流器を含む整流回路は完全な交流回路でも直流回路でもなく、半サイクル毎にスイッチング作用を繰返す特殊な電気回路で、整流器からみて電源側の回路（交流側回路）には歪みを含んだ交番電流が、整流器からみて負荷側の回路（直流側回路）には大きい脈動分を含む直流電流が流れる。

一般産業で使用される電力用整流回路は通常3相回路を構成し、单相の大電力整流回路は電気鉄道に限られている。3相の場合は波形歪や電流脈動が小さいので実用的見地から大きい問題とならないが、单相回路ではこれらが定量的に大きいので、回路特性解析や電動機回路設計には特殊な考慮が必要となる。

第1章は現用の電鉄用单相整流回路における回路の内容を把握するために、これを構成するインピーダンス要素とその特性を詳細に解析、調査し、かつ基準化を行なって相互の定量的な関係を整理したものである。

第2章ではデジタル計算機の中に電鉄動力回路の実体をそのまま再現し、整流器や電気車両の運転のシミュレーションを行なって、各部波形、各種特性値を精密に求める方法について述べ、算出結果を例示した。

第3章は基本的な回路構成について数式解析を行ない、基準化を導入して電気動力車の基本設計に必要な各種の特性を比較的少数のチャート上で直読できるような形態にまとめたものである。

第1章 電気鉄道における单相整流回路の構成

1.1.1 一般

交流電化方式による電鉄用单相整流回路の回路構成を示すと1.1図ようになる。入力側から見ると電力送電線の末端に鉄道変電所があり受電電圧を20～30 kVに降圧すると同時に3相→单相の相数変換が行なわれる。この相数変換には近年のものはスコット接続が用いられている場合が多いが結線方式の如何にかかわらず電鉄回路側から見れば送電線、変電所のインピーダンスは单相に換算した値を採る必要がある。以下すべてこれらのインピーダンスは单相換算値を用いている。

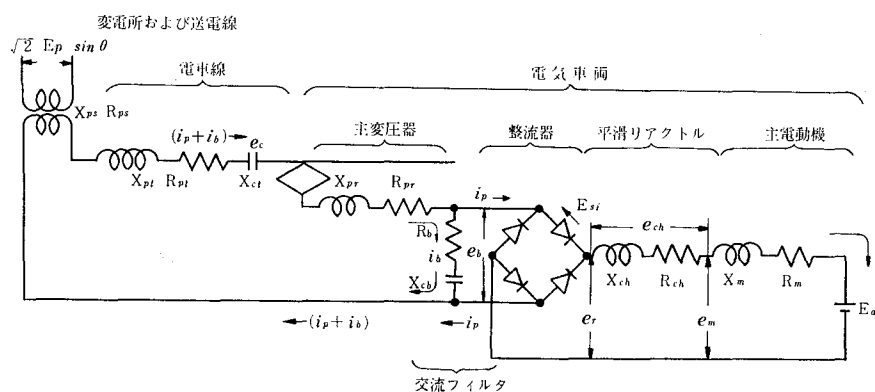
変電所は一般には約40 km間隔、新幹線では20 km間隔を標準として設置されており、この間の架空電車線のインピーダンスは地上固定設備の饋電回路全体の過半をしめるから、車両の存在位置の変電所からの距離に応じて交流側インピーダンスがかなり変動する。

架空電車線には電圧降下補償用の直列コンデンサが屢々挿入される。変電所出口にその変圧器のリアクタンスを補償する大きい容量が、また以下5～6 kmごとに架空電車線のリアクタンス補償用の容量が挿入されるのがこの場合の標準的な構成とされている。

パンタグラフ以降の車両内のインピーダンスのうち交流側回路に属するものの主要要素は主変圧器のインピーダンスである。車両用変圧器の構造と特性は速度制御のため2次側電圧を調節する必要から、速度制御装置と及びその方式との関連が密接で、巻線比は定格制御段では10～20程度であるが、低段制御段では非常に大きい値となり2次側から見た饋電回路の影響は微小なものとなる。また変圧器自体のインピーダンスも低段では一般に小さい値となる。

このように車両の走行位置及び制御段の位置によって転流リアクタンスがつねに大幅に変動することがこの回路の一つの特徴である。

1.1図 電 鉄 用 単 相 整 流 回 路



主変圧器2次側には高調波抑制用として、抵抗と容量からなるバイパスフィルタ回路が設けられることが多い。この回路インピーダンスは初期の交流車両ではかなり小さいものであったが、その実用上の効果との見合いから中期以降の車両では非常に大きいインピーダンスのものが用いられているので動力回路の特性を論ずる場合にはこの回路の影響は殆んどなくなったものと考えてよい。ただし最近に至って位相制御の活用拡大に伴い、再びフィルタ回路の挿入と構成が新たな観点から検討される傾向にあるので一応これを省略しないことにした。

負荷となる直流側回路の構成要素の主たるものは平滑リアクトルと主電動機である。整流器の存在は順方向電圧降下の代表する僅かな直流電圧の挿入によっておきかえることができる。

直流電流の脈動量に支配的な影響をもつ平滑リアクトルのリアクタンスは鉄心の飽和のため負荷電流の大きさによって大幅に変化する。

主電動機のインピーダンスは脈流を考慮する場合複雑な回路網を構成しているが、ここでは1.1図に示すように等価リアクタンス、等価抵抗、等価定電圧の三者の直列回路におきかえて表現している。これらの値は負荷電流に対し非直線性の特性をもっている。また電動機の逆起電力を代表する等価定電圧は電動機回転数によって変化する。

このように直流側回路のインピーダンスが負荷電流と電動機回転数、換言すれば車両のけん引力と運転速度によってつねに大きく変動し、その変化特性が非直線的であることがこの回路のもう一つの大きい特徴となっている。

以下電鉄用単相整流回路の解析を行なう前提として、まずその回路構成の内容と性格を調査し、この回路の特殊性に伴う問題点を理論的、実用的双方で解決できるような対照回路の構成法について検討した。

1.1.2 記号

第1章及び第2章における記号をつぎのとおりとする。

(a) 回路定数 (Ω)

$Z_p(X_p, R_p)$: 直流側からみた交流側回路の総合インピーダンス (リアクタンス, 抵抗)

$Z_t(X_t, X_{ct}, R_t)$: 車両用変圧器を除く、き電回路のインピーダンス (リアクタンス, 容量性リアクタンス, 抵抗)

$Z_{ps}(X_{ps}, R_{ps})$: 送電線および電鉄変電所の総合インピーダンス (リアクタンス, 抵抗)

$Z_{pt}(X_{pt}, R_{pt})$: 架空電車線の総合インピーダンス (リアクタンス, 抵抗)

$Z_{pr}(X_{pr}, R_{pr})$: 車両用変圧器のインピーダンス (リアクタンス, 抵抗)

$Z_d(X_d, R_d)$: 整流器出力端からみた直流回路の総合インピーダンス (リアクタンス, 抵抗)

$Z_m(X_m, R_m)$: 主電動機のインピーダンス (リアクタンス, 抵抗)

$Z_a(X_a, R_a)$: 主電動機電機子, 補極のインピーダンス (リアクタンス, 抵抗)

$Z_s(X_s, R_s)$: 主電動機界磁分路のインピーダンス (リアクタンス, 抵抗)

$Z_{ch}(X_{ch}, R_{ch})$: 平滑リアクタンスのインピーダンス (リアクタンス, 抵抗)

$Z_b(X_{cb}, R_b)$: 交流フィルタのインピーダンス (容量性リアクタンス, 抵抗)

直流回路のインピーダンスは電源周波数の2倍調波に対する値が用いられることが多い。この場合は上記の記号に*印を付して区別することとする。

(b) 電圧 (V), 電流 (A), 位相角 (rad)

$E_p(e_p)$: 電源電圧	$I_p(i_p)$: $I_d(i_d)$ に対応する交流電流
$E_c(e_c)$: 直列コンデンサ端子電圧	$I_f(i_f)$: 主電動機界磁電流
$E_b(e_b)$: 交流フィルタ端子電圧	$I_b(i_b)$: 交流フィルタ電流
E_{si} : 整流器順方向電圧降下 (1 アームあたり)	$I_{pl}(i_{pl})$: 架空電車線合成電流
$E_m(e_m)$: 主電動機端子電圧	$I_{pf}(i_{pf})$: 架空電車線基本波電流
E_d : 主電動機逆起電力相当等価電圧	$I_{pn}(i_{pn})$: 架空電車線第 n 調波電流
$E_r(e_r)$: 直流出力電圧	θ_1 : 転流開始角
E_{2f} : 直流出力中の 2 倍調波電圧	θ_2 : 転流終了角
$I_d(i_d)$: 主電動機回路電流	u : 重り角

電圧, 電流の大文字は交流側回路では実効値, 直流側回路では平均値を表わす。

θ_1, θ_2 に対応する瞬時値には 1, 2 なる添字を付す。

c) そのほかの特性値

μ_{p1}, μ_{p2} : 波高値脈流率	$\cos \phi_t$: 送電端総合力率
μ_e : 実効値脈流率	$\cos \phi_p$: パンタ点力率
	$\cos \phi_f$: 基本波力率

1.1.3 負荷側 (直流側) のインピーダンス

回路の構成要素のうち直流側の負荷を構成する主電動機と平滑リアクトルの特性は, 電気車両回路の性格を特徴づけるものであり, また電流に対して非直線特性をもつ要素なので, 以下では特にこの両者の特性について考察を加える。

1.1.3.1 定常電流に対する主電動機の等価回路

車両用単相整流回路の主要負荷は主電動機で, その電圧降下の主成分は逆起電力である。脈動電流で運転される主電動機の構造は, 通常の直流直巻電動機に若干の脈流対策を施したものであるが, 逆起電力のもととなる主界磁束に飽和特性があり, さらに磁気わくには非積層のソリッドヨークが用いられることが多いので, その中に生ずるうず電流のために界磁束は電動機電流の脈動に忠実に追従しない。また, 主界磁電流中の脈動を抑制するためと界磁制御のために主界磁に通常分流回路が設けられる。以下これらの要素をすべて考慮に入れた主電動機の等価回路について考察する。

磁気回路中に生ずるうず電流による鉄損の存在を主界磁に対する分路インピーダンスで表現するものとする。

また, 分路抵抗のうち脈流抑制分路には交流分に対するインピーダンスを極力おさえるために純抵抗が用いられ, 非積層ヨークの場合 2 ~ 3 %, 積層して高脈流率で使うときは 10 % 程度の直流電流が分流するような抵抗値が選ばれている。これに対して速度制御のための弱界制御用のものは, 投入時の過渡突入電流抑制のため通常誘導抵抗がそう入され, 最大 60 % 程度までの界磁電流直流分を分流するような抵抗が用いられる。これらの条件を入れて主電動機回路を表わすと 1.2 図(a)のようになる。図において主界磁巻線を流れる電流 i_f によって主極磁束 Φ が生じ, 電機子にこれに対応する速度起電力が発

生ずる。

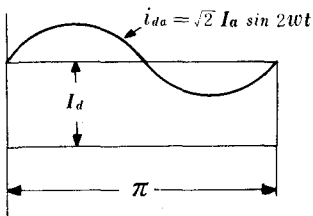
X_{fc}^* , $X_{f\ell}^*$ は主界磁巻線の主磁束に対応するリアクタンスおよび漏れリアクタンスを、また R_{fc} は同じく抵抗を表わす。 R_{fs} は永久分路抵抗、 X_{ss}^* , R_{ss} は弱界磁制御のための誘導抵抗および抵抗を表わしている。この複雑な回路をそのままの姿で回路に組み込んで計算を行なうことは困難なので、極力簡単な形の等価インピーダンスに換算することが必要となる。

ここで取り扱う現象を定常状態の電圧、電流に限定し、過渡現象を対象から除外することとすれば、電圧、電流は1サイクルごとの繰返し波形となることが明らかであるから、直流および電源周波数の偶数調波だけで構成される。この条件のもとに最も簡単な等価インピーダンスを求めると以下のとおりとなる。

最初に1.3図のように負荷電流が直流分と基本波成分とだけから構成されているものと考え、この負荷電流に対する1.2図(a)の等価回路に

ついて考慮する。すなわち i_d を負荷電流とすれば、 $i_d = I_d + i_{da}$, $i_{da} = \sqrt{2} I_a \sin 2\omega t$ で表わせ、さらに主電動機インピーダンスを直流分 I_p に対応するものと、交流分 i_{da} に対応するものと別個に考え、最初に i_{da} に対するインピーダンスの値を決定し、これに直流分が重なったときに端子電圧が所定値となるように一定逆起電力の値を選定する。

1.3図 直流側電流の近似波形

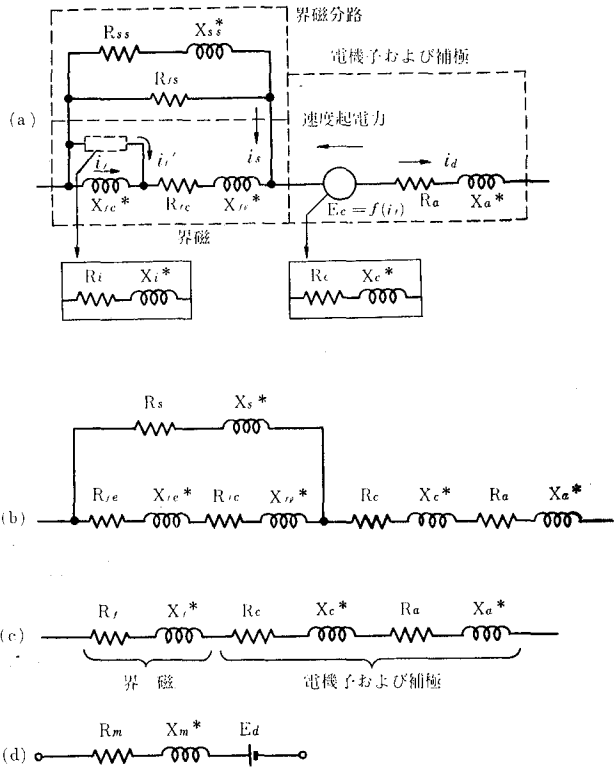


$$\left. \begin{aligned} \frac{\Phi}{\Phi_0} &= \frac{2}{\alpha t(1+j)} \tan h \left\{ \frac{\alpha t}{2} (1+j) \right\} \\ \alpha &= \sqrt{\frac{w \mu \beta}{\rho}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.1)$$

(三菱電機技報 第38巻 第3号 p 17~18 参照)

ただし単位系はM. S. K単位で、 w は交番電流の角速度 (rad), β は非積層部の長さが全磁気回路長中に占める割合 (無次元), ρ は非積層部の固有抵抗 (Ωm), t は非積層部ヨークの厚さ (m) である。

1.2図 主電動機の等価回路



μ は磁気回路全体を均質媒質と考えた場合の透磁率で磁束密度 $B(W_b/m^2)$ と磁界の強さ $H(AT/m)$ の比として与えられる。

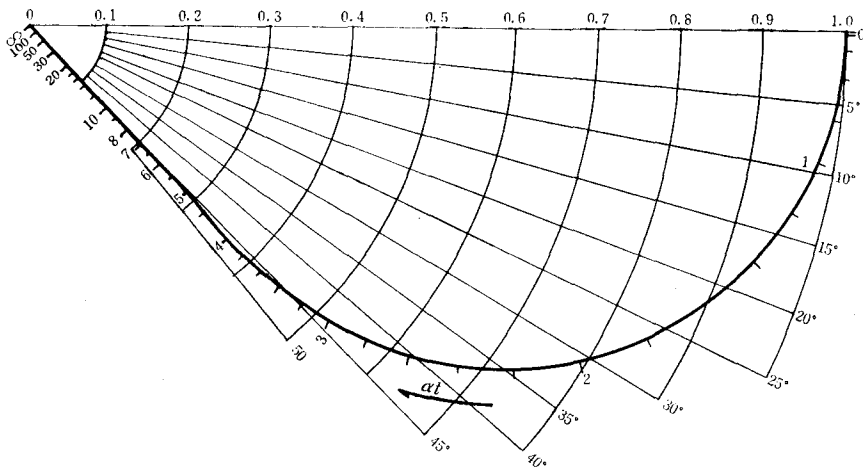
μ は飽和のため界磁電流の大きさによって変化するが交番電流による1サイクル中の変化は小さいので直流電流の値に対応する飽和曲線の傾斜（傾斜透磁率 μ_i 1.7 図参照）の値をとればよい。磁束密度の単位をガウス磁路長の単位を cm にとり、 f を交番電流の周波数とすれば ρ は鋼板の場合約 $15 \times 10^{-8} \Omega m$ であるから $\alpha = \sqrt{20.9 \cdot f \cdot \mu_i}$ となる。

(1.1) 式より Φ/Φ_0 は一般につぎの形で表せる

$$\left. \begin{aligned} \Phi_0/\Phi &= a - jb \\ a &= q/p, \quad b = r/p \\ q &= h'(1 - hh') + h(1 + hh') \\ r &= h'(1 + hh') - h(1 - hh') \\ p &= (\alpha t/2) \{ (1 - hh')^2 + 1 + (hh')^2 \} \\ h &= \tan(\alpha t/2), \quad h' = \tan h(\alpha t/2) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.2)$$

αt をパラメータとして (1.1) 式の Φ_0/Φ の軌路を画くと 1.4 図のようになる。

1.4 図 Φ/Φ_0 のベクトル軌跡

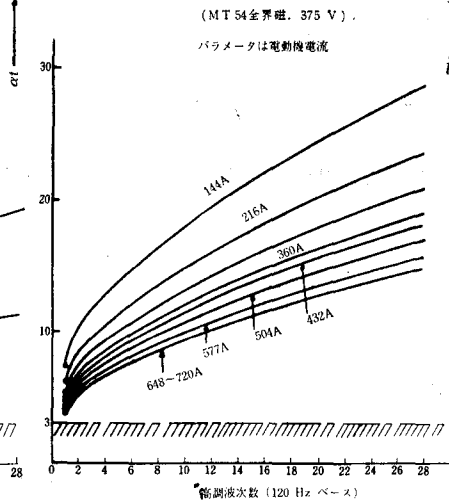
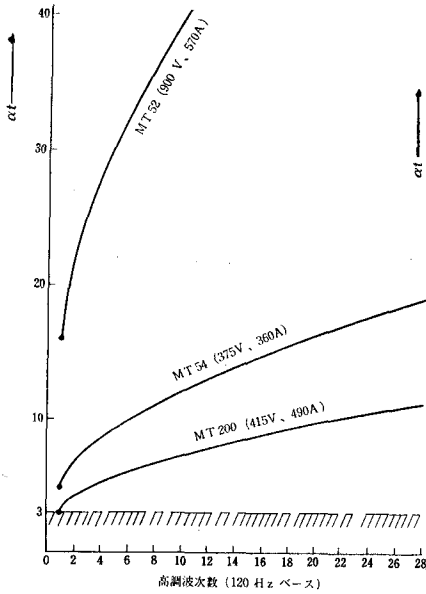


1.5 図は現用電動機の αt の値とその周波数特性であるが、 $\alpha t \geq 3$ となりこの領域では $\tan h \alpha t \doteq 1$ 従って

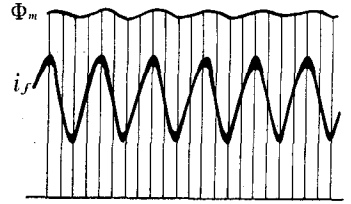
$$\left. \begin{aligned} \Phi/\Phi_0 &\doteq (1-j)/(\alpha t) = a - jb \\ a &= b = (\alpha t)^{-1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.4)$$

となり、主磁束の脈動はうず電流のない場合に比べ、絶対値が $\sqrt{2}/(\alpha t)$ 倍となり、電流に対し 45° の遅れを生ずることを示している。1.6 図は界磁電流と主磁束の脈動をホールジェネレータで観測した実例で、上記の関係をよく示している。

1.5 図 αt の 周 波 数 特 性



1.6 図 主界磁電流と
主磁束との関係



(1.1) 式ないし (1.4) 式より 1.2 図(a)の分路インピーダンスの構成はつぎの R_i , X_i^* の直列回路として決定できる。

$$\left. \begin{aligned} R_i &= X_{fc}^* b / \{(1-a)^2 + b^2\} \\ X_i^* &= X_{fc}^* \{a(1-a) - b^2\} / \{(1-a)^2 + b^2\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.5)$$

(2) 界磁分流通路の影響

界磁の分流率すなわち弱界磁率は直流分に対する主界磁アンペア回数の比率で呼ばれている。いま分流回路が永久分路抵抗だけのとき（すなわち全界磁の場合）を考えると、分流抵抗 $R_s = R_{fs}$ で界磁率を S_0 とすれば

$$R_{fs} = R_{fc} S_0 / (1 - S_0) \dots\dots\dots (1.6)$$

で与えられる。

弱界磁制御段では誘導抵抗をもつ回路がこれと並列に接続されるので、このときの界磁弱め率を S とすれば合成インピーダンス Z_s は

$$\left. \begin{aligned} Z_s^* &= R_s + jX_s^* \\ R_s &= \frac{q}{p} \frac{S_0}{1 - S_0} R_{fc} \\ X_s^* &= R_{fc} \cdot \gamma / p \\ p &= S_0^4 (1 - S)^2 R_{fc}^2 + (1 - S_0)^2 (S_0 - S)^2 (X_{ss}^*)^2 \\ q &= S_0^3 S (1 - S) (1 - S_0) R_{fc}^2 + (1 - S_0)^2 (S_0 - S)^2 (X_{ss}^*)^2 \\ \gamma &= S_0^2 (S_0 - S)^2 X_{ss}^* R_{fc} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.7)$$

(1.6) 式または (1.7) 式により界磁インピーダンスは 1.2 図(b)のように置き換えられる。

(3) 逆起電力に関する換算

主界磁の分流によって主界磁電流中の交番電流 i_{da} は分路がないときの値 i_{da0} に対し、次のように弱められ位相のずれを生ずる。

$$\left. \begin{aligned} i_{da}/i_{da0} &= c - jd \\ c &= \frac{R_s(R_s + R_{f0}) + X_s^*(X_s + X_{f0}^*)}{(R_s + R_{f0})^2 + (X_s^* + X_{f0}^*)^2} \\ d &= \frac{R_s(X_s^* + X_{f0}^*) - X_s^*(R_s + R_{f0})}{(R_s + R_{f0})^2 + (X_s^* + X_{f0}^*)^2} \\ X_{f0}^* &= X_{fe}^* + X_{f\ell}^*, \quad R_{f0} = R_{fe} + R_{fe} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.8)$$

ここに、 R_{fe} 、 X_{fe}^* はうず電流損相当回路の R_i 、 X_i と主界磁リアクタンス X_{fc}^* との合成インピーダンスで、

$$\left. \begin{aligned} R_{fe} &= \frac{R_i(X_{fc}^*)^2}{R_i^2 + (X_{fc}^* + X_i^*)^2} \\ X_{fe}^* &= \frac{X_{fc}^* \{R_i^2 + (X_i^*)^2 + X_{fc}^* X_i^*\}}{R_i^2 + (X_{fc}^* + X_i^*)^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.9)$$

で与えられる。

(1.8) 式の i_{da} に対応する主磁束を Φ_0 とすれば、うず電流が存在するため (1.1) 式に従って実際に生ずる磁束は弱められ位相がずらされる。

したがって分流もなく、うず電流も生じないときに界磁巻線を通る交番電流 $i_{da0} = \sqrt{2} I_a \sin 2\omega t$ によって生ずるはずの磁束 Φ_{00} に対し、実際に生ずる交番磁束 Φ は、

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Phi}{\Phi_{00}} = \frac{i_{da}}{i_{da0}} \frac{\Phi}{\Phi_0} &= (c - jd)(a - jb) = A - jB \\ A &= ac - bd, \quad B = ad + bc \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.10)$$

だけ弱められ、位相がずれる。

電機子の速度起電力の交流分を E_{ma} とすれば、 E_{ma} は磁束と同相であるから、うず電流の影響のないときは界磁電流と同相であり、分流抵抗のないときは i_{da0} と同相になる。したがってこの場合の E_{ma} を E_{ma0} とすれば、

$$\left. \begin{aligned} E_{ma0} &= i_{da0} R_k \\ R_k &= KN \frac{d\Phi}{dI_d} \quad (K: \text{定数}, N: \text{回転数}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.11)$$

として表わすことができる。

しかるに、(1.10) 式に示すように実際の磁束は $\Phi/\Phi_{00} = A - jB$ なる比率で減少し、位相がずらされる。したがってこの場合の E_{ma} は

$$E_{ma} = (A - jB)E_{ma0} = (A - jB)i_{da0} \cdot R_k \dots\dots\dots (1.12)$$

で表わされる。

$$R_c = AR_k, \quad X_c^* = BR_k \dots\dots\dots (1.13)$$

とおけば、 R_c 、 X_c^* なる抵抗およびリアクタンスの直列回路をもって交流に対する逆起電力相当のインピーダンスを表現できる。 R_k の値は電動機電流（直流値）と回転数から定まり、特性曲線から決定できる。

(4) 界磁インピーダンスの合成

1.2 図(b)の界磁インピーダンスの合成値 Z_f は次のように算出できる。

$$\left. \begin{aligned} Z_f^* &= R_f + jX_f \\ R_f &= \frac{R_s \{R_{f0}^2 + (X_{f0}^*)^2\} + R_{f0} \{R_s^2 + (X_s^*)^2\}}{(R_s + R_{f0})^2 + (X_s^* + X_{f0}^*)^2} \\ X_f^* &= \frac{X_s^* (R_{f0}^2 + X_{f0}^{*2}) + X_{f0}^* \{R_s^2 + (X_s^*)^2\}}{(R_s + R_{f0})^2 + (X_s^* + X_{f0}^*)^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.14)$$

以上により交流分に対する電動機インピーダンスは1.2 図(c)のような形となり、けっきょくつぎの R_m 、 X_m^* の直列回路となる。

$$\left. \begin{aligned} R_m &= R_f + R_c + R_a \\ X_m^* &= X_f^* + X_c^* + X_a^* \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.15)$$

なお、(1)項～(4)項における抵抗の値は、表皮効果を考慮して直流抵抗を補正した交流抵抗値を用いる。

(5) 脈動電流に対するインピーダンス

直流と交流が重なっている負荷電流に対しては、直流平均値 I_d において端子電圧が E_m になるよう、つぎのような一定逆電圧を付加する必要がある。

$$E_d = E_m - I_d R_m \dots\dots\dots (1.16)$$

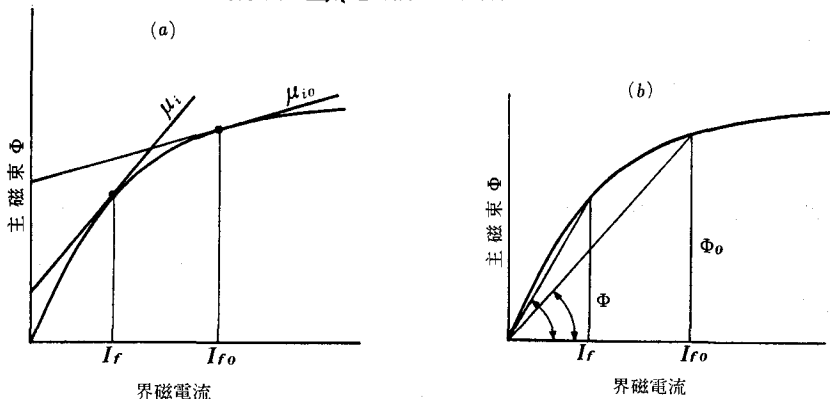
したがって、主電動機の等価回路は1.2 図(d)に示すように抵抗、リアクタンスおよび一定逆電圧の3者の直列回路で表現することができる。

(6) 電動機インピーダンスの電流特性

上記の回路要素のうち X_{fc}^* 、 X_{fe}^* 、 X_a^* は磁気回路の飽和のため電流によって変化し、その関数として定められる。ここではこれらの特性をそれぞれの性格によって次のように想定した。

(a) X_{fc}^* は鉄心の無負荷飽和曲線の傾斜に正比例する。(1.7 図(a)参照)

1.7 図 主電動機の飽和特性とリアクタンス



すなわち

$$X_{fc}^*/X_{fco}^* = \mu_i/\mu_0 \quad \dots\dots\dots(1.17)$$

(b) $X_{f\theta}^*$ 及び X_a はともに主磁束と界磁電流の比に正比例する。(1.7 図(b)参照)

すなわち

$$\frac{X_{f\theta}^*}{X_{f\theta 0}^*} = \frac{X_a^*}{X_{a0}^*} = \left(\frac{\Phi}{I_f} \right) / \left(\frac{\Phi_0}{I_{f0}} \right) \quad \dots\dots\dots(1.18)$$

以上の方法により算出した代表的な電動機のインピーダンスを 1.1 表及び 1.8 図に掲げた。1.1 表は定格負荷条件におけるインピーダンスと構造上の種別を示し、1.8 図はその電流特性を示している。同図には比較のため実測結果を併記してあるが、この実測値は負荷状態における電動機電流と端子電圧の波形分析を

1.1 表 代表的な主電動機の等価インピーダンス (定格条件)

形 式 名		MT 5 2	MT 2 0 0	MT 5 4
使 用 車 種	機 関 車	機 関 車	新幹線電車	一 般 電 車
磁 気 ワ ク	非 積 層	非 積 層	非 積 層	非 積 層
界 磁 分 路	2 % 分 路	10 % 分 路	10 % 分 路	分 路 な し
イン ピ ー ダ ン ス	等 価 抵 抗 (R_m)	0.394 Ω	0.246 Ω	0.539 Ω
	等 価 リ ア ク タ ン ス (X_m^*)	1.496 Ω	0.415 Ω	0.638 Ω
	等 価 速 度 起 電 力 (E_d)	675.8 V	294.5 V	181.0 V
	端 子 電 圧 (E_m)	900 V	415 V	375 V

行ない、基本波を抽出してその絶対値と電圧、電流の位相差から算出したもので、計算と実測とは完全ではないが近接した値を示している。

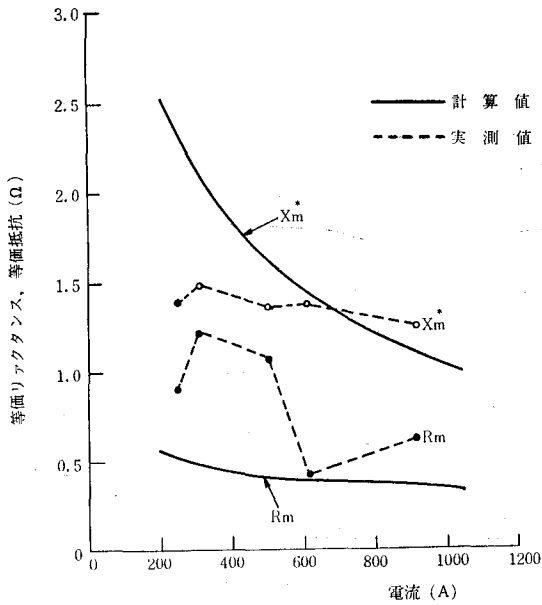
(7) 高次調波に対するインピーダンス

1.2 図(d)の等価回路は、基本波に対して求めたもので、負荷電流中に含まれる 2 倍調波以上の高調波に対しては正確には等価性をもっていないので、同図(a)の周波特性と差異について検討した。すなわち、(1.3), (1.5), (1.7), (1.9) 式において、 f の代わりに nf (n は 120 H_z ベースの高調波次数で $n=2, 3, 4, \dots$) を用いて各高調波に対する 1.2 図(a)の周波数特性を求めたものと、(1.15) 式において X_m^* の代わりに nX_m^* とおいたものとを比較すると、1.9 図のようになる。なお前者に対しては抵抗分についても表皮効果の周波数特性として、抵抗値が $\sqrt{n}$ に比例して増大するものとして計算を行なった。1.9 図に示すように高次高調波に対しては 1.2 図(a)と(b)との間には若干の差異が生ずるが、その合成インピーダンスを比較すると 1.10 図のようになり、両者の絶対値と位相はともに非常に近似したものとなる。さらに高調波成分の含有率をあわせ考えると、この差は実用的見地からは完全に無視できることがわかる。

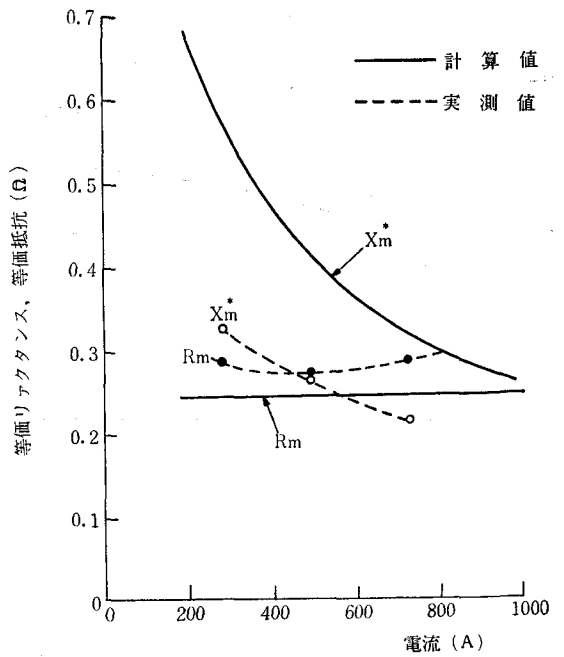
すなわち、1.11 図にその一例を示すように、直流出力電圧波形を周波数分析をして 4 倍調波以上の成分の基本波に対する割合を求めると高調波次数とともに急激に減少している。この電圧の各調波成分に対し、標準的な平滑リアクトルがそう入されているものとして、1.2 図に相当するインピーダンスを用いて電流値を算出すると同図中の電流 (実線) のようになり同様に(d)図に相当電流する電流値を算出すると (点線) のようになる。このように定量的にほとんど両者を弁別できない。また、1.12 図に二、三の電動機における実測結果を示す。このように回路計算においては、上記のように

第1章 電気鉄道における単相整流回路の構成

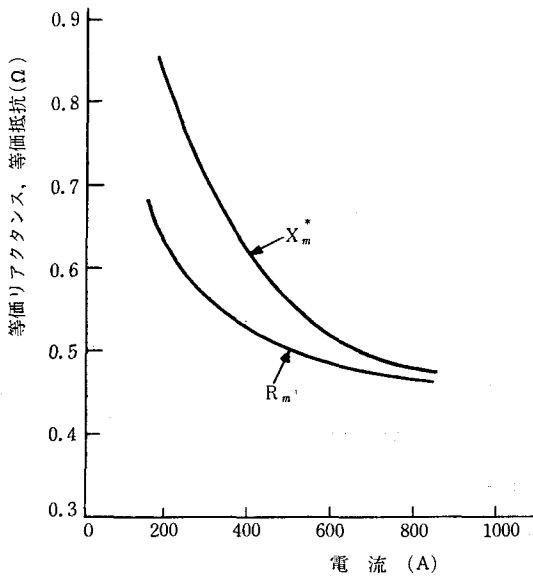
1.8 図 主電動機等価回路の電流特性



(a) MT 52



(b) MT 200



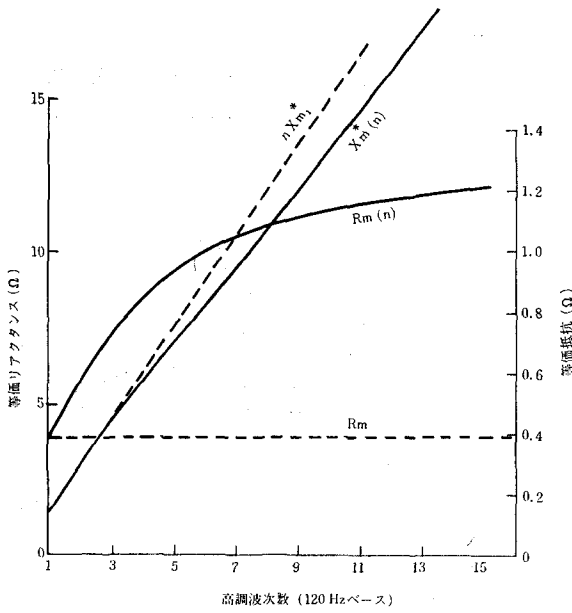
(c) MT 54

	負 荷 電 流		等価リアクタンス		等 価 抵 抗	
	A	%	Ω	%	Ω	%
MT 52	285	50	2.200	147.2	0.520	134.0
	425	75	1.780	119.0	0.440	111.9
	570	100	1.496	100.0	0.394	100.0
	712.5	125	1.298	86.7	0.394	100.0
	855	150	1.160	77.5	0.380	96.5
	1025	180	1.022	68.5	0.350	88.9
MT 54	180	50	0.870	136.2	0.638	118.2
	270	75	0.725	113.6	0.570	106.0
	360	100	0.638	100.0	0.537	100.0
	450	125	0.576	90.3	0.510	94.8
	540	150	0.535	83.8	0.493	91.7
	648	180	0.499	78.2	0.479	89.0
MT 200	207.5	50	0.648	141.0	0.246	100.0
	311.5	75	0.540	117.2	"	"
	415	100	0.460	100.0	"	"
	519	125	0.396	86.0	"	"
	622	150	0.350	76.0	"	"
	746	180	0.310	67.5	"	"

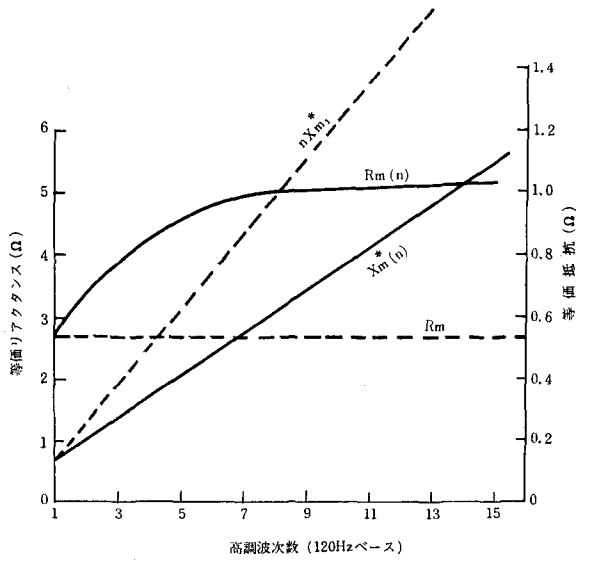
して求めた1.2 図 (d) の等価回路が高調波分を含む脈動電流に対し、じゅうぶんな精度で等価性をもっているといえる。

第1編 電鉄用单相整流回路の特性

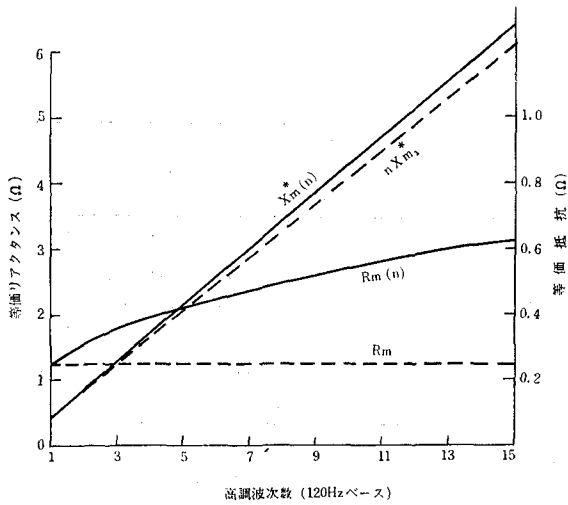
1.9図 主電動機等価回路の周波数特性



(a) MT 52形 主電動機 (900V, 570A)

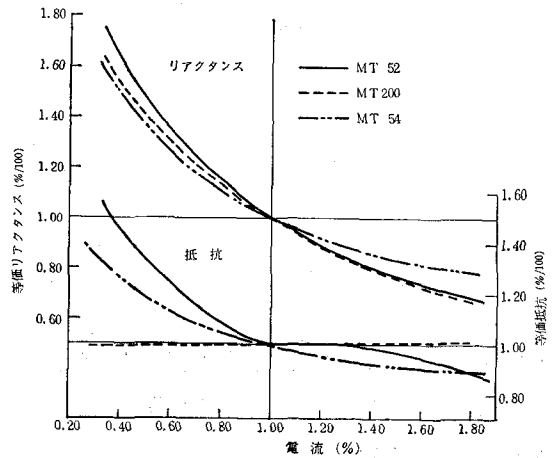


(c) MT 54形 主電動機 (375V, 360A)

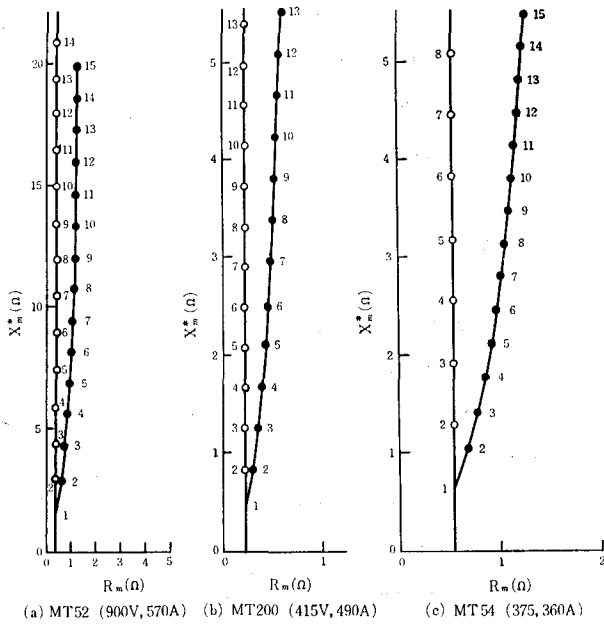


(b) MT 200形 主電動機 (415V, 490A)

1.8図 (d) 主電動機等価回路の基準化特性

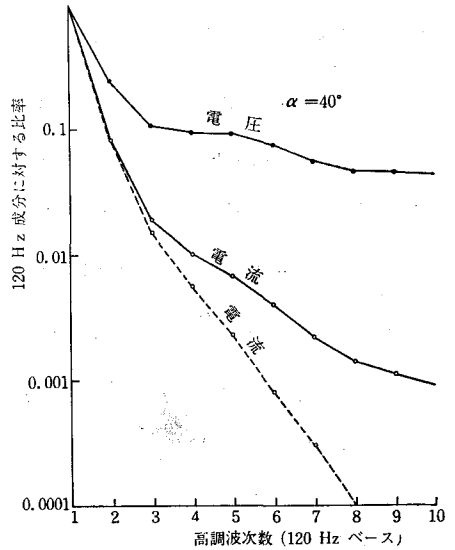
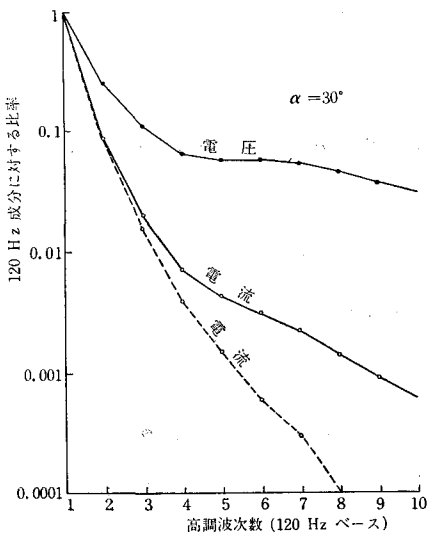
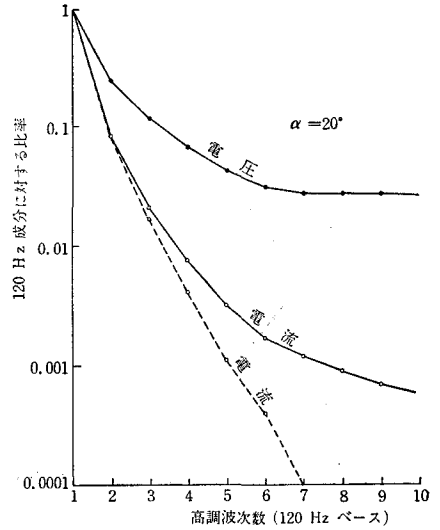


1.10 図 主電動機等価インピーダンスの高次調波に対するベクトル軌跡

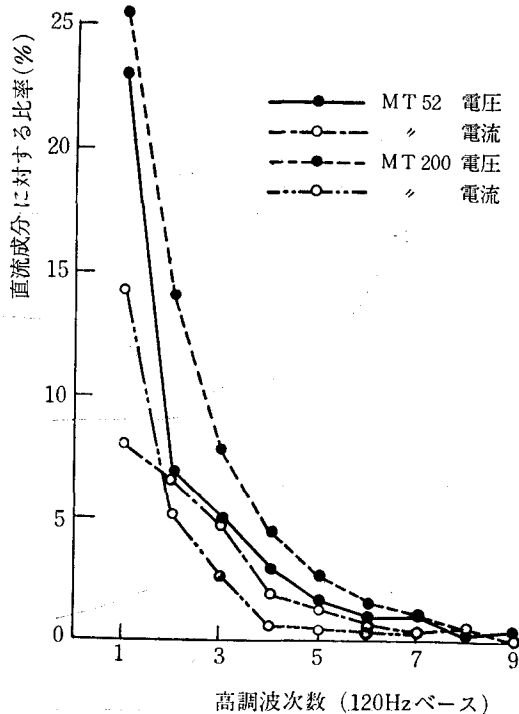


- 注 1. —●— 1.9 図の実線に対応するベクトル軌跡
 —○— 1.9 図の点線に対応するベクトル軌跡
 2. 軌跡上の数字は高次調波次数 (120 Hz ベース) を表す

1.11 図 直流出力電圧, 電流中の高次調波成分 (計算値)



1.12 図 直流出力電圧、電流中の高調波成分(実測値)



1.1.3.2 平滑リアクトルの電流特性

平滑リアクトルのリアクタンスは直流側回路全リアクタンスの大部分をしめるもので、脈流運転特性に支配的な影響をもっている。従って、^{電流}負荷電流の全領域にわたって必要かつ十分な平滑効果をもつものを最小の重量、スペースでまとめることに設計の重点がおかれる。

鉄心リアクトルの脈動交流に対するリアクタンスは直流電流の重量による飽和のために負荷電流の大きい領域で著しく低下する。従って通常磁路中に空隙を設けるがあるいはオープン・コア・タイプとして飽和を抑制し、大電流領域での垂下特性を緩和して所要特性に近づける。

下記のようにリアクタンスの負荷電流特性が $X_{ch} \cdot I_d = \text{一定}$ 、即ち双曲線特性をもち得れば脈流率を全電流領域で一定に保ちうるので大電流域でも可及的にこの特性を保持することが設計の目標となる。

実際には小電流域では空隙の存在のため、大電流域では飽和の影響のため、いずれも双曲線特性より下まわり、結果として脈流率電流特性は幾分に凹の形となる。

脈流率は脈動交流の基本波のみに着目すれば近似的に次式で表わせる。

$$\mu \approx \sqrt{2} E_{2f} / (Z_d \cdot I_d) \approx V_{ps} F(\alpha + u) / (X_d \cdot I_d) \quad \dots\dots\dots (1.19)$$

ここに V_{ps} は無負荷交流電圧の2次側換算値、 $F(\alpha + u)$ は制御角 α 、重り角 u における直流出力電圧の基本波含有率を表わす関数で (1.13 図参照)

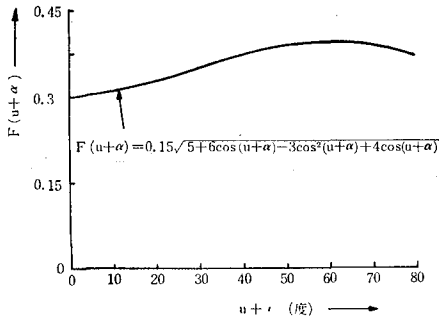
$$F(\alpha + u) = 0.15 \{ 5 + 6 \cos(\alpha + u) - 3 \cos^2(\alpha + u) - 4 \cos^3(\alpha + u) \}^{1/2} \quad \dots\dots\dots (1.20)$$

$\alpha + u$ の実用範囲 ($0 \sim 80^\circ$) では上式は次式によって高い精度で近似できる。

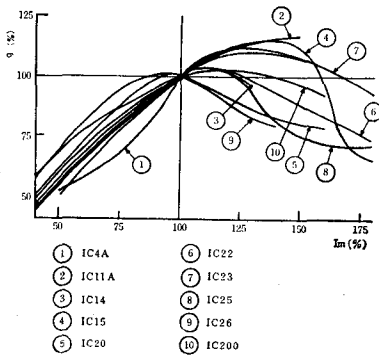
$$F(\alpha + u) = 0.347 - 0.0428 \cos 3(\alpha + u) \quad \dots\dots\dots (1.21)$$

上式の第2項は第1項に比べて小さいから $F(\alpha + u)$ をほぼ一定と見做すこととすれば μ は V_{ps} に比例し、 I_d に反比例することが分る。したがって一定電圧では $I_d X_d$ を一定値以上に保てば μ をほぼ一定以下の値におさえることができる。

1.13 図 $F(u+\alpha)$ の特性



1.14 図 平滑リアクトルのリアクタンス電流特性



1.14 図は実在の平滑リアクトルについて

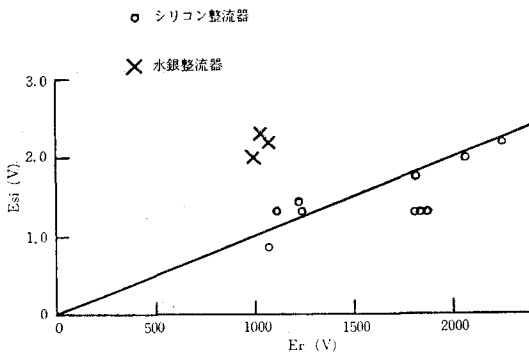
$$q = (X_{ch}^*/X_{cho}^*) (I_d/I_{d0}) \dots (1.22)$$

の値と I_d/I_{d0} の関係を百分率で表示したものである。
 I_{d0}, X_{cho}^* は定格電流及びこれに対応するリアクタンス、 q は双曲線特性を表わす関数で、同図に示すように小電流域と電流のとくに大きい領域を除けば常用範囲では大略電流特性は $X_{ch}^* \simeq X_{cho}^* I_{d0}/I_d$ で近似できる。

1.1.3.3 整流器順方向電圧降下

整流器における順方向電圧降下は電流に関せずほぼ一定と見なすことができ、その大きさは1.15図に示すように水銀整流器の場合回路電圧の2%，シリコン整流器の場合同じく1%前後である。

1.15 図 整流器順方向電圧降下



1.1.4 電源側（交流側）のインピーダンス

1.1.4.1 饋電回路の構成

パンタグラフまでのき電回路は送電網、変電所、架線から構成され、そのインピーダンスは1.2表に示すとおりである。

1.2表 饋電回路インピーダンスの実例

		日 本		フ ラ ン ス	イ ン ド	記 事
		狭軌 (50, 60 Hz)	新幹線 (60 Hz)	標準軌 (50 Hz)	広 軌 (50 Hz)	
送 電 系 統 (Ω)		j 1.1~j 4.9	j 0.5~j 5.9	j 0.5~j 12.5	j 0.9~j 2.1	電車線よりみた 単相の値に換算
変 電 所	単位容量 (MVA)	3~6 (5)	30	10	10~12.5	() は標準的 なもの *1 5 MVA の 場合
	電圧基準 (kV)	22	25		25	
	% インピーダンス	7.5	4.0	8	10	
	実オーム換算値 (Ω)	j 7.26*1	j 2.5		j 6.25	
架 空 電 車 線	抵 抗 (Ω/km)	0.23~0.26	0.18	0.16 (単 線) 0.09 (複 線)	0.179 (単線) 0.107 (複線)	
	リアクタンス (Ω/km)	0.66~0.76	0.77	0.45 (単 線) 0.28 (複 線)	0.485 (単線) 0.30 (複線)	

直列コンデンサの実用されているのは吾国の狭軌電化の場合で、変電所の出力端に 5~6 Ω 、架空電車線では 6 km~10 km ごとに 5 Ω を挿入するのが標準的な構成となっている。

1.1.4.2 車両内主変圧器のインピーダンスとその特性

車両内の主変圧器のリアクタンスは転流リアクタンスの過半を占める要素なので特性全般に及ぼす影響が大きい。また速度制御の必要から一般に次側電圧の切換えが行なわれ、巻得比がつねに変化する状態で使用される。

車両特性の点から一般には主変圧器のインピーダンスは極力小さくすることが要求される。しかし高周波電流成分の抑制のため、あるいは後述のようなノッチ渡りの尖頭電流抑制のため、人為的にある程度のインピーダンスをもたせる必要が生ずる場合もある。いずれにしても 2 次側電圧の制御範囲全域にわたって車両性能との関連からそのインピーダンス特性につき、きびしい制約をうけることが車両用変圧器の適用法、設計上の特徴の 1 つとなっている。

2 次電圧の切換えに伴うインピーダンスの変化特性は電圧切換えが高圧側で行なわれるか、低圧側で行なわれるかによって 2 つに大別できる。

1.16 図 はいままで製作された種々の主変圧器の速度制御段によるインピーダンス変化の様相を示すものである。

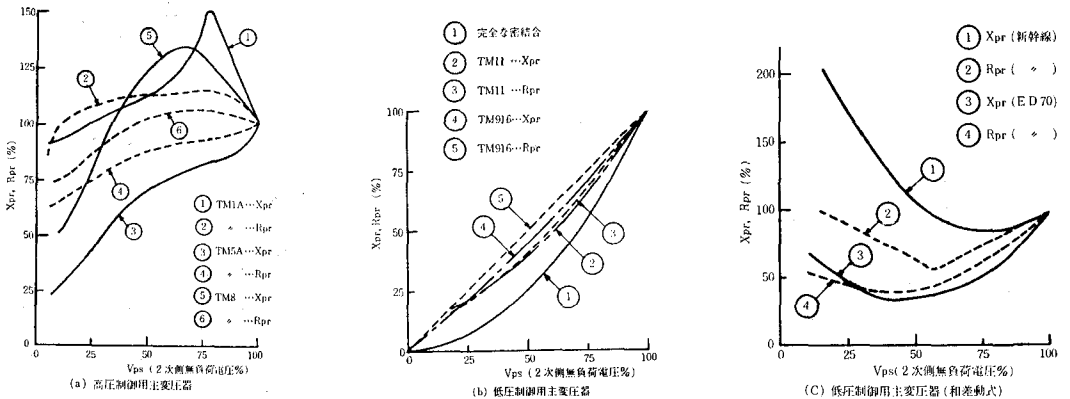
高圧側タップ切換の場合のインピーダンスは整流器変圧器による固定分とタップ位置によって異なる単巻変圧器による可変分の和となり、この特性は単巻変圧器巻線の使用範囲によって略定まる。整流器変圧器の最高タップ

第1章 電気鉄道における単相整流回路の構成

電圧は自己容量を節減する立場からは単巻変圧器巻線のなるべく高圧位置より、また絶縁上の見地からはある程度低い位置からとりたいという相矛盾する要求があり、両者の妥協点として最高電圧の $\frac{2}{3}$ 程度からとるのを原則としているが、ここに至る過程に種々の設計が行なわれたため現用のものでは1.16図(a)に示すようにタップ電圧～インピーダンス特性には相当のバラツキがある。

低圧制御の場合は通常タップ電圧に略比例してインピーダンスが増加する傾向をもつ。1.16図(b)は低圧制御用変圧器の特性で点線のようにタップ間の各巻線の結合度が完全に疎なる場合は直線的に、完全に密なる時は2

1.16図 主変圧器インピーダンスと2次側出力電圧との関係



次曲線となり実在のものはその両極端の中間に来る。1.16図(c)は故意に特殊なインピーダンス特性をもたせた例で上二者とは別の範ちゅうに属するものである。即ち新幹線電車の場合はノッチ渡りに際して尖頭電流を抑制するために低圧領域で大きいインピーダンスを得るのを主目的として、またED70形機関車では少数のタップ数で多数のノッチを得る目的で、それぞれ巻線区分の和差動組合せを用いているため、低圧制御でも標準的なものから離れた特性となっている。

1.1.5 回路構成の標準パターンと基準化

回路の特性を検討し、これを普遍化するうえに個々のケースについての計算のみに頼らず、電鉄用単相整流回路としての標準的なパターンを見つけておくことが望ましい。

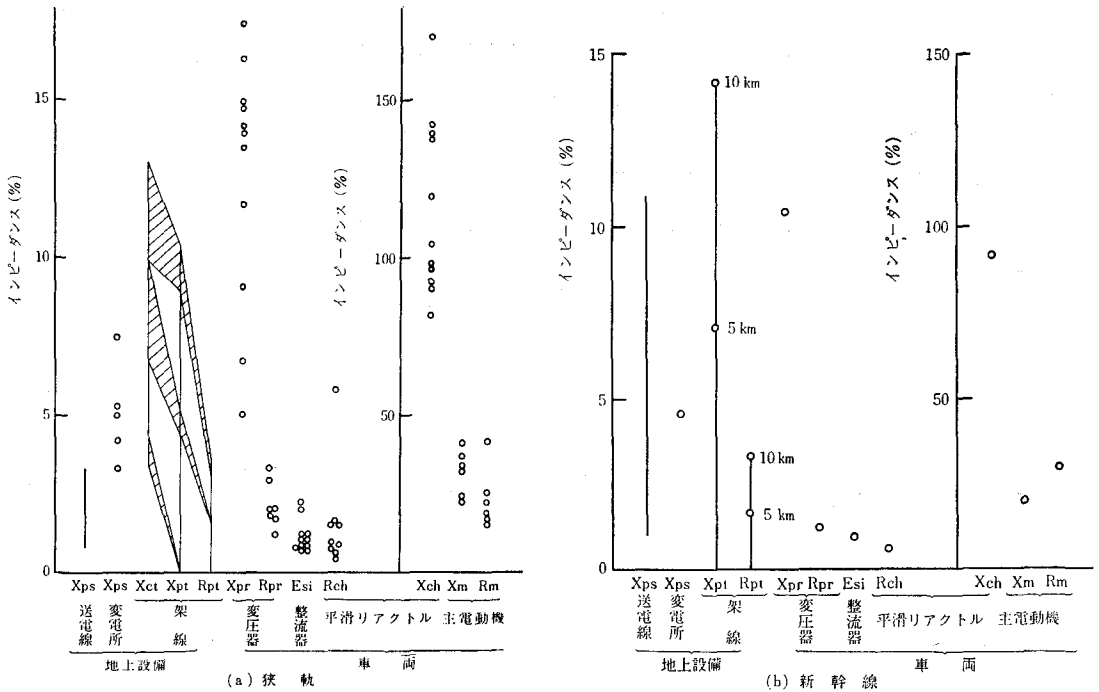
車両側回路の回路電圧は例えばわが国の場合、機関車においては1,200V程度、交直電車、新幹線電車では1,700V程度であるが、形式毎に相当の偏差がある。しかしこれらの回路インピーダンスは基準化の思想を取り入れて一貫した考え方で整理するとほぼ共通的な像に集約できる。

車両の標準パターンとして入力電力基準として狭軌の場合3,300kVAをとるものとすれば、1単位が機関車1両、交直電車4両(編成として8両ないし10両)に相当し、新幹線の場合は電力基準をその5倍の16,500kVAとすれば12両編成の1列車にほぼ相当する。この条件で代表的な形式の車両と、き電回路のインピーダンスを電源周波数(50, 60Hz)をベースとして百分率表示を行なうと1.17図に示すような分布となる。基準電圧は車両の定格タップに対応する無負荷交流電圧をとっている。1.17図より最も標準的と思われる回路常数の組合せを抜粋すると1.3表のような値が得られる。

1.17図において直流側回路の X_{ch} はしばしば100%をこす値となるが、これは脈流回路の特殊条件に基づくもので、(1.19式)から分るように100%のリアクタンスとは負荷電流中の脈動成分を直流出力電圧中に含まれる

第1編 電鉄用単相整流回路の特性

1.17 図 回路インピーダンス構成の百分率表示



1.3 表 標準的な回路常数の構成 (%)

	狭軌	新幹線
X_{ps1} *1	2.0	5.0
X_{ps2} *2	5.0	4.6
X_{pt}	5.0 *2	7.0 *3
R_{pt}	1.7 *2	1.7 *3
X_{ct}	8.0 *2	—
X_{rp}	8.0	10.0
R_{pr}	2.0	1.2
E_{si}	1.0	1.0
X_{ch}	120.0	90.0
R_{ch}	0.8	0.6
X_m	32.0	30.0
R_m	20.0	20.0

*1 X_{ps} は送電線, X_{ps2} は変電所を表す

*2 変電所からの距離 10 km の場合を想定

*3 " " 5 km " "

電圧脈動の約 $\frac{1}{2}$ に抑制するに必要なリアクタンスを意味している。

主電動機の逆起電力に相当する一定直流電圧 E_a は列車の運転速度によって変化するが、基準電圧及び電流において狭軌の場合 30~60 %, 新幹線で約38%となる。

基準電流以外の負荷電流に対しては 1.8 図, 1.14 図に示すような特性を考慮して X_{ch} , X_m , R_m を修正しなければならない。

定格ノッチ以外の制御段については基準電流の値はそのまま保持し、無負荷交流電圧に比例して電力基準値を増減するものとする。この場合下記の補正を施せば上記のインピーダンス構成がそのまま準用できる。

(1) X_{ps} , X_{ct} , X_{pt} , R_{pt} は $(V_p/V_{p0})^2$ 倍する。た

だし、 V_p , V_{p0} はそれぞれ求めるノッチ及び定格ノッチにおける無負荷交流電圧である。

(2) X_{pr} , R_{pr} は 1.15 図に示すような特性により補正を行なう。

第2章 デジタル計算法による回路特性の計算

1.2.1 回路方程式

1.1 図に対応するインピーダンスをまとめてつぎのようにおきかえる。

$$\left. \begin{aligned} X_t &= X_{pt} + X_{ps}, & X_p &= X_t + X_{pr} \\ X_d &= X_{ch}(i_d) + X_m(i_d) \\ R_t &= R_{ps} + R_{pt}, & R_p &= R_t + R_{pr} \\ R_d &= R_{ch} + R_m(i_d) \\ R_y &= R_p + R_b \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.23)$$

転流期間では直流側出力端は短絡と等価になるので、交流側と直流側の電流は別個の方程式により次のように変化する。

$$\sqrt{2} E_p \sin \theta = X_p d(i_p + i_b)/d\theta + R_p(i_p + i_b) + X_{ct} \int_{\theta_1}^{\theta} (i_p + i_b) d\theta + e_{c1} \dots\dots\dots (1.24)$$

$$R_b i_b + X_{cb} \int_{\theta_1}^{\theta} i_b d\theta + e_{b1} = 0 \dots\dots\dots (1.25)$$

$$2E_{si} + X_d + i_d R_d + E_d = 0 \dots\dots\dots (1.26)$$

転流開始点では、1.18 図に示すような期間をとれば最初の半サイクルでは $i_p = -i_d$ で、 $i_p = i_d$ に至って転流が終わり、次の半サイクルでは $i_p = i_d$ から転流にはいり、 $i_p = -i_d$ に至って終わる。

整流中は主電動機回路と交流フィルタ回路が並列に動作して、次のような関係が成立する。

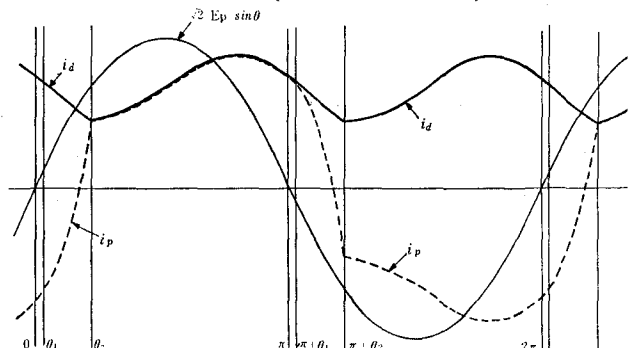
$$\begin{aligned} \sqrt{2} E_p \sin \theta &= (X_p + X_d) di_p/d\theta + (R_p + R_d) i_p + X_{ct} \int_{\theta_2}^{\theta} (i_p + i_d) d\theta \\ &\quad + X_p + R_p i_b + e_{c2} + E_d + 2E_{si} \dots\dots\dots (1.27) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sqrt{2} E_p \sin \theta &= X_p d(i_p + i_b)/d\theta + R_p i_p + R_y i_b + X_{ct} \int_{\theta_2}^{\theta} i_p d\theta \\ &\quad + (X_{ct} + X_{cb}) \int_{\theta_2}^{\theta} i_b d\theta + e_{c2} + e_{b2} \dots\dots\dots (1.28) \end{aligned}$$

整流中 i_d は 1.18 図に示すような期間をとれば最初の半サイクルでは i_p と一致し次の半サイクルでは $i_p = i_d$ となる。また、整流中逆流を阻止しているシリコン整流器のアームに加わる逆電圧は

$$\begin{aligned} v_r &= \sqrt{2} E_p \sin \theta - X_p d(i_p + i_b)/d\theta \\ &\quad + R_p(i_p + i_b) + X_{ct} \int_{\theta_2}^{\theta} (i_p + i_b) d\theta + e_{c2} \\ &\dots\dots\dots (1.29) \end{aligned}$$

1.18 図 単相整流回路の電圧電流波形
(ダイオードブリッジ)



で、 v_r が反転してえん層電圧を超過すると転流が始まり、整流期間が終了する。えん層電圧と順方向電圧降下が等しいと考えてこの条件は次式で表わせる。

$$v_r \leq E_{si} \quad \dots\dots\dots(1.30)$$

$i_d, i_b, e_{c1}, e_{b1}, \theta_1$ に適当な初期値を与えて (1.24) 式～ (1.30) 式の逐次計算を行ない、1 サイクル後の終期値が初期値に合致するまで繰返し計算を行なう。

1.2.2 初期値の決定と計算手順

繰返し計算の回数を節約するため、初期値は下記のように極力最終安定値に近い値を選定する。また周期ごとに収束を促進するような修正を行なう。

- (a) I_d : 計算にあたって最初に求めようとする I_d を設定する。 I_d は最終的には計算より定められるものであるが、実際には最初に選択した値と近接した値となる。
- (b) i_{d1}, i_{p1} : 転流開始点における i_d は通常直流平均値 I_d に近い値となるので、 $i_{d1} \simeq I_d, i_{p1} \simeq -I_d$ とおいて計算にはいる。
- (c) E_m : 電動機端子電圧は次式により概算できる。

$$\left. \begin{aligned} E_m &= 0.9E_p - I_d X_p' / \pi - I_d (R_p + R_d) - 2E_{si} \\ X_p' &= X_p - X_{cl} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.31)$$

- (d) θ_1 : 転流開始角 θ_1 は次式により略算できる。

$$\theta_1 = \sin^{-1} \{ X_p' E_d / (\sqrt{2} E_p X_d) \} \quad \dots\dots\dots(1.32)$$

- (e) e_{c1} : i_p の波形として直流側インダクタンス無限大の場合に得られる 1.19 図のようなものを仮定すれば、 $e_{c1} = -e_{c1}'$ の条件より

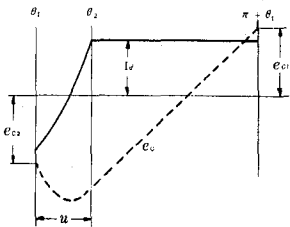
$$\left. \begin{aligned} e_{c1} &= -X_{cl} \left\{ \frac{E_p}{\sqrt{2} X_p'} (\theta_2 - \sin \theta_2) + i_{p1} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_2 \right) \right\} \\ \theta_2 &= \cos^{-1} (1 - \sqrt{2} i_{p1} X_p' / E_p) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.33)$$

- (f) e_{b1}, i_{b1} : 簡単のため交流フィルタの両端子に電源電圧がそのまま加えられるものと仮定し、 $\theta=0$ のときの e_b, i_b をもって、 e_{b1}, i_{b1} の近似解とみなせば

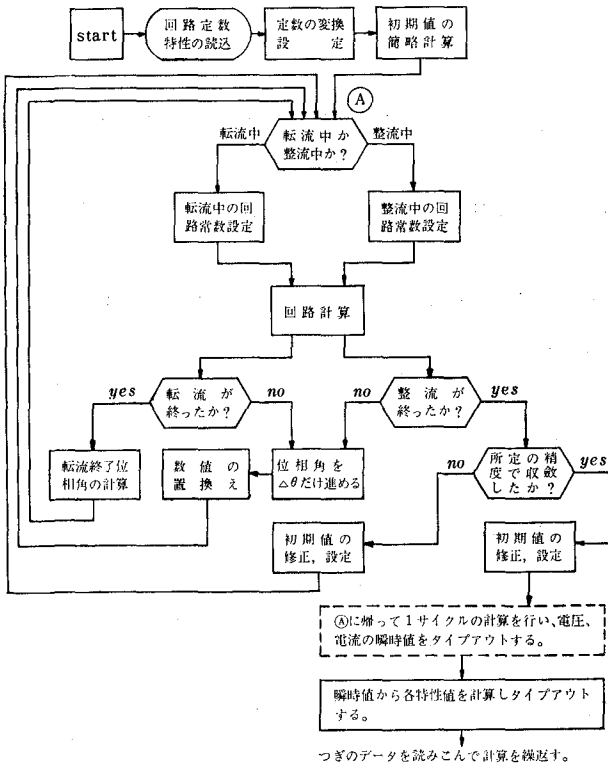
$$\left. \begin{aligned} e_{b1} &= -\sqrt{2} E_p X_{cb} R_b / (R_b^2 + X_{cb}^2) \\ i_{b1} &= \sqrt{2} E_p X_{cb} / (R_b^2 + X_{cb}^2) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.34)$$

繰返し計算は $\theta = \theta_1$ のところから開始し、 $i_p = i_d$ に至って整流にはいり、 $v_r \leq E_{si}$ の条件で転流にもどる。転流開始角における初期値と整流終了角における終期値とが一致しない間は、両者の平均値をとって初期値におきなおし、0.01% の精度において両者が一致するまで繰り返す。これら一連の計算過程を要約すると 1.20 図のようになる。初期値を適正に選定すれば通常 3～5 回、最大 10 回程度で収束が完了する。

1.19 図 直列コンデンサ端子電圧



1.20図 特性計算フローチャート



波形が安定し、定常状態に達すると、その状態で初期値を固定し、所要の波形及び特性値の算出に入る。

計算対象となる項目には下記のものがある。

1.4表 算出対象項目

波 形	饋電回路側	電 流 電 圧	架 線 電 流 送電端電圧, 直列コンデンサ端子電圧
	車 両 側	電 流 電 圧	主電動機回路電流, フィルタ回路電流 パンタ点電圧, 直流側出力電圧, 主電動機端子電圧, 平滑リアクトル端子電圧
持 性 値	饋電回路側	電 流 電 力 力 率 効 率	架線電流実効値, 同基本波実効値, 同高次調波実効値 送電端実効電力, 同皮相電力 送電端総合力率, 同基本波力率 送電端効率, 饋電効率
	車 両 側	電 流 電 圧 電 力 力 率 効 率 効 率 脈 流 率	主電動機電流平均值, フィルタ電流実効値 パンタ点電圧実効値, 直流出力電圧平均值, 主電動機端子電圧平均值 パンタ点実効電力, 同皮相電力, 主電動機入力実効電力, 同直流電力 パンタ点総合力率, 同基本波力率 車 両 効 率 波高値脈流率, 実効値脈流率

*₁ の定義については1.3.4.5(p.58) 参照

*₂ 脈流率の定義については1.3.3.3(c)(p.38) 参照

このように全系統の特定の箇所の波形または途中までの特性などを必要に応じ任意に抽出観測できることがシミュレーション法の長所である。

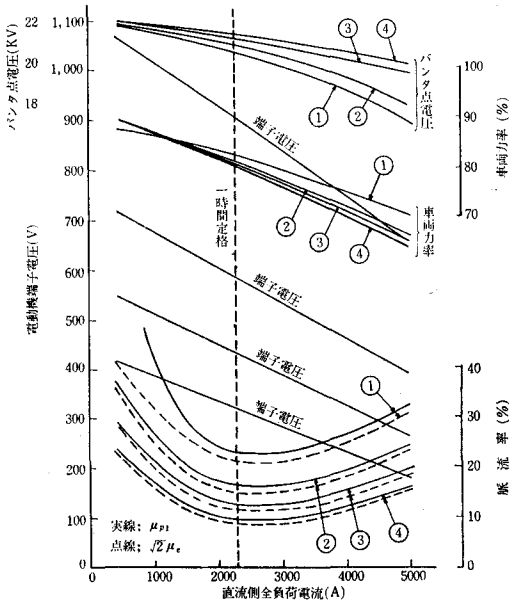
1.2.3 計算結果の実例

1.21図は計算結果の2, 3の例を示したもので同図(a)は饋電回路に直列コンデンサのない場合, (b)図は直列コンデンサ $X_{cl}=16.3\Omega$ が挿入された場合を表し, (c)図は(b)図に対応する波形を示す。

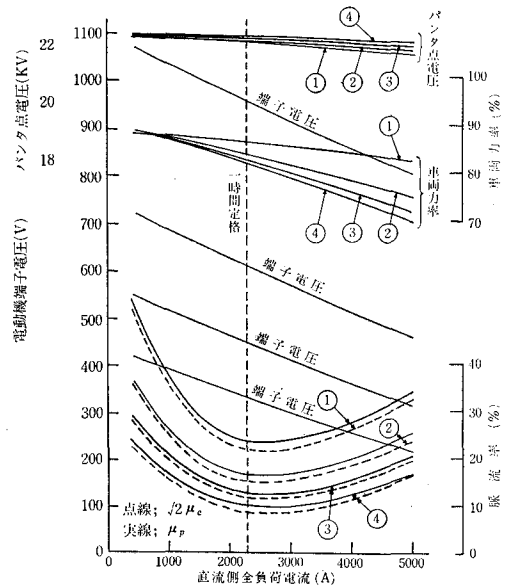
参考のため, 線路走行中の性能試験によって得られた電圧特性および電圧, 電流波形の実測例を1.22図に掲げた。

1.23図は直列コンデンサの挿入の程度と電圧補償効果の関係を求めたもので, 図中の点線は X_p の代りに(1.31)式の X_p' を用い, $X_{cl}=0$ とおいて計算した場合を示す。この場合パンタ点電圧はやや低めになるが, 主電動機端子における電圧補償効果は反対に実際の約2倍程度に算出される。また重り角の算出において誤差が大きく表われている。同図(b)は定格負荷電流(2040A)における交流側リアクタンスの補償率と電圧降下補償効果の関係を示すものである。

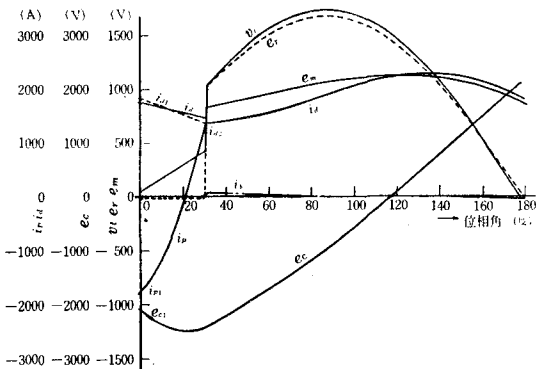
1.21図 特性および波形算出結果の実例 (ED74型交流機関車)



(a) 特性(その1)直列コンデンサなし



(b) 特性(その2)直列コンデンサ挿入

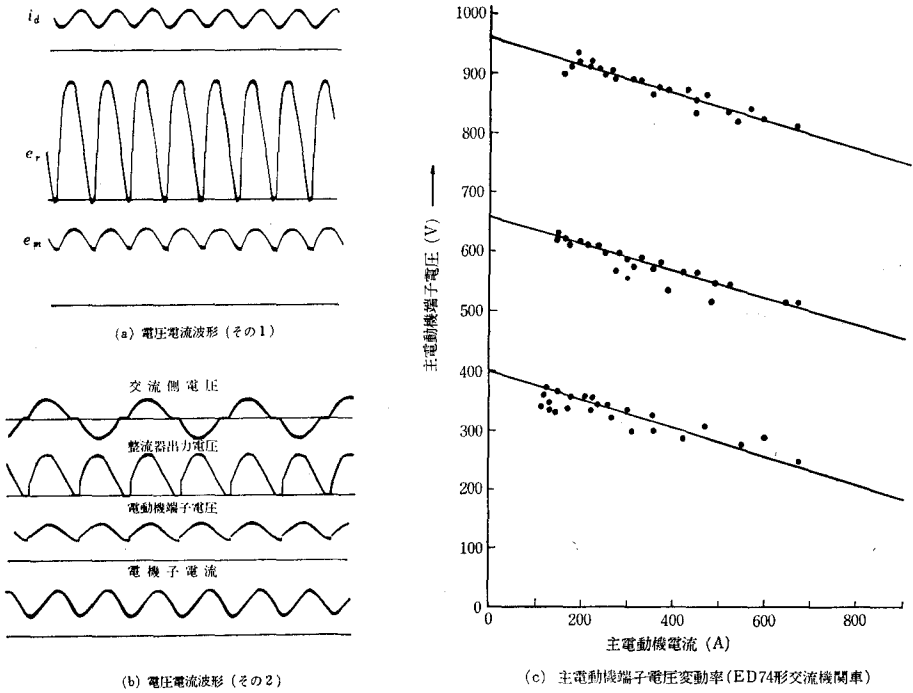


(c) 電圧電流波形

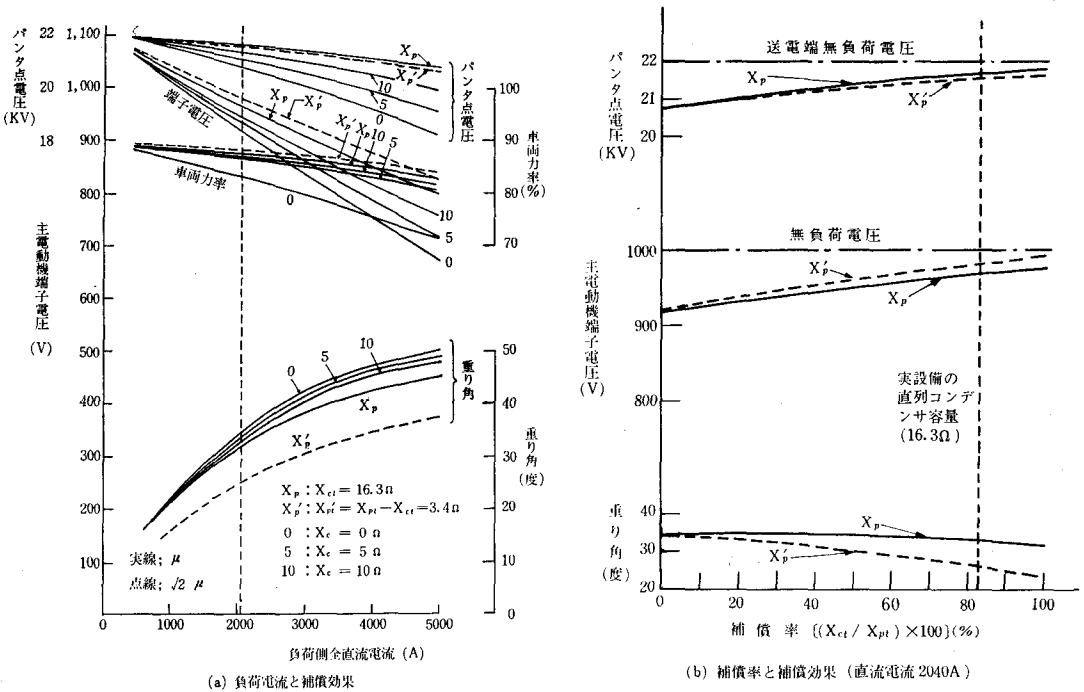
回路条件

饋電回路	変電所, 送電線	$X_{ps}=8.20\Omega, R_{ps}=0.80\Omega$	1次側 実オーム
	架空電車線	$X_{pl}=11.50\Omega, R_{pl}=3.50\Omega$	
車両主変圧器	巻数比	X_{pr}	R_{pr}
	① 17.85	0.0420Ω	0.0104Ω
	② 26.23	0.0558Ω	0.0111Ω
	③ 34.30	0.0531Ω	0.0108Ω
	④ 44.60	0.0467Ω	0.0102Ω
その他	主電動機	MT52 (4並列)	1.9図(a), (b)参照
	平滑	IC22 (4並列)	$X_{ch}=0.784\Omega$
	リアクトル	$R_{ch}=0.0285\Omega$	1.14図⑥参照
	交流フィルタ	$X_{cb}=1.43\times 10^{-3}\Omega$	$R_b=20\Omega$

1.22 図 現車に於ける波形・特性の実例



1.23 図 直流コンデンサの電圧降下補償効果



第3章 数式計算による諸特性の基準化表示

1.3.1 一般

シミュレーションによる特性計算は精度の高いこと、電鉄回路の实在の姿をほぼ完全に再現できること、必要に応じて任意の特性値を取捨選択して算出できる等の長所があるが、反面計算の都度かなりの手数と費用を要する不便さが伴う。

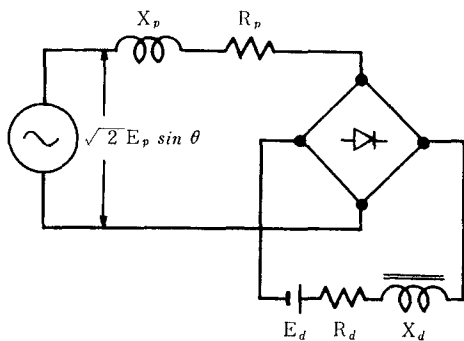
直流側負荷電流の脈動を考慮に入れて整流回路を数式的に解析することはこれまでも度々試みられたところであるが、一般に非常に複雑な形態となるため応用面での実用性を欠く憾みがあった。かつ解析を可能にするため、回路条件に大きい仮定が導入されることが多く、現実から遊離したものになりがちであった。

この双方の欠点を同時に解決して实在回路に忠実かつ実用的な形態の解析法を求めるため、種々の面から考究した結果下記のような結論に到達した。

第1章で検討した単相整流回路において、インピーダンスの大きいフィルタ分路を省略し、また整流器順電圧降下 E_{si} を等価電圧 E_d の一部と見做す等の整理を行なうと1.24図のように表現できる。したがって E_d を含む⁵つのインピーダンス、送電端電圧、および位相制御角が定まれば電圧、電流の波形は一義的に定められるので、算出手順と任意性のある構成要素の導入法を適切なものとすることによって電鉄の饋電回路および車両回路の基礎設計、計画に必要な諸特性を比較的少数の図表にまとめ整理集約し、計算を経ずに直読できるようにすることが可能である。

整流回路の整流モードには以下ここで扱う単純な電流連続の場合のほかにも電流が断続するモードも存在する。しかし電鉄の動力主回路では主として主電動機の整流上の要求から電流が断続するような回路条件は実用できないので、ここでは対照を電鉄用動力回路に限るという条件のもとに電流連続の場合だけを解析しており、連続領域の限界、すなわちこの計算が適用できる領域を図表中に明示している。

1.24 図 電鉄用単相整流回路簡略図



1.3.2 記号

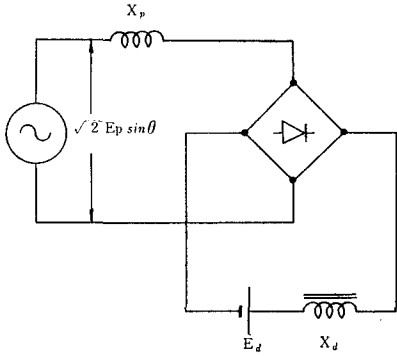
第3章における記号をつぎのとおりとする。

1.24図において X_p , R_p は送電網、地上変電所、架空電車線、車両用変圧器のリアクタンス、抵抗を、 X_d , R_d は平滑リアクトル、主電動機の合成リアクタンス、抵抗を、 E_d は主電動機の起電力、整流装置の順方向電圧降下よりなる等価電圧を表わしている。

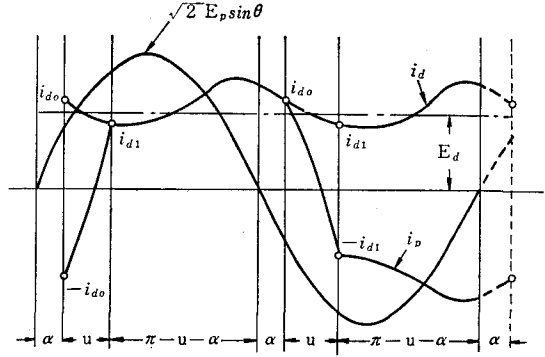
電流を i 、電圧を e で表わし、交流回路の量には p 、直流回路の量には d なる添字を付す。小文字は瞬時値、大文字は積算値、平均値などを表わす。位相角は θ 、制御位相角は α で表わし、転流開始角、同終了角に対応する値にはそれぞれ ω_1 なる添字を付す。また無次元化された量はゴシック体を用いて絶対値と区別する。

1.3.3 回路の抵抗要素を考慮しない場合の計算

1.25 図 電鉄用単相整流回路簡略図



1.26 図 単相整流回路の電圧、電流波形



最初に $R_p=R_d=0$ なる場合を考えると 1.24 図の回路は 1.25 図のようになる。実際の回路のインピーダンスはこれに近い構成が多いので、特殊な場合を除き、この条件で扱っても大きい誤差が生じないことを後に証明する。

近年回生ブレーキの使用や力行時の端子電圧制御のために位相制御が屢々使用され、またこれを行わない場合も転流は電源電圧が若干正になった位相で始まるから数式上は位相制御の特別な場合として取扱える。従って以下すべて位相制御角 α のある場合として計算を進めることとする。

1.26 図にこの場合の一般的な転流、整流期間中の電圧、電流波形と位相角の関係を示す。 u を重り角 E_p は電源電圧実効値である。

1.3.3.1 電流瞬時値、直流電流平均値、直流側起電力の算出

転流期間 ($\theta=\alpha\sim\alpha+u$) では

$$\text{直流側 } E_d + X_d(di_d/d\theta) = 0 \quad \dots\dots\dots(1.35)$$

$$\text{交流側 } \sqrt{2} E_p \sin \theta - X_p(di_p/d\theta) = 0 \quad \dots\dots\dots(1.36)$$

境界条件として

$$\left. \begin{array}{l} \theta = \alpha \quad ; \quad i_d = i_{d0}, \quad i_p = -i_{d0} \\ \theta = \alpha + u \quad ; \quad i_p = i_{d1} \end{array} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.37)$$

$$(1.35)\text{式より} \quad i_d = i_{d0} - (E_d/X_d)(\theta - \alpha) \quad \dots\dots\dots(1.38)$$

$$(1.36)\text{式より} \quad i_p = -i_{d0} + \sqrt{2} (E_p/X_p)(\cos \alpha - \cos \theta) \quad \dots\dots\dots(1.39)$$

$$(1.37), (1.38)\text{式より} \quad i_{d1} = i_{d0} - (E_d/X_d) \cdot u \quad \dots\dots\dots(1.40)$$

(1.37), (1.39)式より

$$i_{d1} = -i_{d0} + (\sqrt{2} E_p/X_p) \{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \} \quad \dots\dots\dots(1.41)$$

(1.40), (1.41)式より

$$\left. \begin{array}{l} i_{d0} = 1/2 [(\sqrt{2} E_p/X_p) \{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \} + (E_d/X_d)u] \\ i_{d1} = 1/2 [(\sqrt{2} E_p/X_p) \{ \cos \alpha - \cos(\alpha + u) \} - (E_d/X_d)u] \end{array} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.42)$$

整流期間 ($\theta=\alpha+u\sim\pi+\alpha$) については

$$\sqrt{2} E_p \sin \theta = E_d + (X_p + X_d) di_p/d\theta \quad \dots\dots\dots(1.43)$$

境界条件として

$$\left. \begin{aligned} \theta &= \alpha + u; & i_d &= i_{d1} \\ \theta &= \pi + \alpha; & i_d &= i_{d0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.44)$$

(1.43)式より

$$\begin{aligned} i_d &= i_{d1} + \{\sqrt{2} E_p / (X_p + X_d)\} \{\cos(\alpha + u) - \cos \theta\} \\ &+ \{E_d / (X_p + X_d)\} (\alpha + u - \theta) \end{aligned} \dots\dots\dots (1.45)$$

(1.43) 式を $(\alpha + u) \sim (\pi + \alpha)$ で積分して整理すると

$$\sqrt{2} E_p \{\cos \alpha + \cos(\alpha + u)\} - E_d (\pi - u) = (X_p + X_d) (i_{d0} - i_{d1})$$

(1.40) 式を用いて上式を整理すると

$$E_d = \frac{\sqrt{2} E_p \{\cos \alpha + \cos(\alpha + u)\}}{\pi \{1 + (X_p / X_d)(u / \pi)\}} \dots\dots\dots (1.46)$$

つぎに $\alpha \sim \pi + \alpha$ の期間における i_d の平均値 I_d を求める。

$$I_d = \frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\alpha+u} i_d d\theta + \int_{\alpha+u}^{\pi+\alpha} i_d d\theta \right) \dots\dots\dots (1.47)$$

右辺 () 内第1項は

$$1/2 (i_{d0} + i_{d1}) u = 1/\sqrt{2} (E_p / X_p) \{\cos \alpha - \cos(\alpha + u)\} \cdot u \dots\dots\dots (1.48)$$

また (1.45) 式より第2項は

$$\begin{aligned} &1/2 [(\sqrt{2} E_p / X_p) \{\cos \alpha - \cos(\alpha + u)\} - (E_d / X_d) \cdot u] (\pi - u) \\ &+ \{\sqrt{2} E_p / (X_p + X_d)\} \{(\pi - u) \cos(\alpha + u) + \sin \alpha + \sin(\alpha + u)\} \\ &- 1/2 \{E_d / (X_p + X_d)\} \cdot (\pi - u)^2 \end{aligned} \dots\dots\dots (1.49)$$

(1.46), (1.47), (1.48), (1.49) 式より

$$\left. \begin{aligned} I_d &= E_p \{a_1 / (X_p + X_d) + a_2 / X_p + a_3 / X_d\} \\ a_1 &= \sqrt{2} \{(\pi - u) / \pi\} \cos(\alpha + u) + (\sqrt{2} / \pi) \cdot \{\sin \alpha + \sin(\alpha + u)\} \\ &- (1/\sqrt{2}) \cdot \{(\pi - u) / \pi\}^2 \cdot \{\cos \alpha + \cos(\alpha + u)\} / \{1 + (X_p / X_d)(u / \pi)\} \\ a_2 &= 1/\sqrt{2} \{\cos \alpha - \cos(\alpha + u)\} \\ a_3 &= -(1/\sqrt{2}) \cdot (u / \pi) \cdot \{(\pi - u) / \pi\} \cdot \{\cos \alpha + \cos(\alpha + u)\} / \{1 + (X_p / X_d)(u / \pi)\} \end{aligned} \right\} \dots\dots (1.50)$$

1.3.3.2 電流瞬時値, 直流電流平均値, 直流側起電力の基準化表示

ここで $X_p / X_d = \kappa$, $u / \pi = u$, $\alpha / \pi = \alpha$, $E_d / E_p = E_d$ とおく。すなわち κ は交流側, 直流側のリアクタンス比を, u , α は重なり角, 位相制御角の半サイクル中に占める割合を表わしている。これによって

(1.46) 式は

$$E_d = E_a/E_p = (\sqrt{2}/\pi) \{ \cos \alpha \pi + \cos(\alpha + u)\pi \} / (1 + \kappa u) \quad \dots\dots\dots(1.51)$$

おなじく κ , u , α を (1.50) 式に代入して X_d , u , α を消去して整理すると

$$I_d = (E_p/X_p) \{ (1 + \kappa u) \{ \cos \alpha \pi - \cos(\alpha + u)\pi \} \\ + (2/\pi) \cdot \kappa \cdot \{ \sin \alpha \pi + \sin(\alpha + u)\pi \} \} / \{ \sqrt{2}(1 + \kappa) \} \quad \dots\dots\dots(1.52)$$

$E_p/X_p = I_s$ とおけば I_s は整流装置入力端における短絡電流を表わす。

この値を基準として正規化した形で負荷電流, 電圧などを表わすこととする。

(1.52) 式より

$$I_d = \{ (1 + \kappa u) \{ \cos \alpha \pi - \cos(\alpha + u)\pi \} \\ + (2/\pi) \cdot \kappa \cdot \{ \sin \alpha \pi + \sin(\alpha + u)\pi \} \} / \{ \sqrt{2}(1 + \kappa) \} \quad \dots\dots\dots(1.53)$$

I_d と同様にして i_{d0} , i_{d1} を (1.42) 式から求めれば

$$\left. \begin{aligned} i_{d0} &= \{ (1 + 2\kappa u) \cos \alpha \pi - \cos(\alpha + u)\pi \} / \{ \sqrt{2}(1 + \kappa u) \} \\ i_{d1} &= \{ \cos \alpha \pi - (1 + 2\kappa u) \cos(\alpha + u)\pi \} / \{ \sqrt{2}(1 + \kappa u) \} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.54)$$

瞬時
転流中の電流瞬時値 i_d , i_p は (1.38), (1.39) 式より

$$i_d = b_1 - b_2 \theta$$

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= \{ [1 + 2\kappa(\alpha + u)] \cos \alpha \pi + (2\kappa\alpha - 1) \cos(\alpha + u)\pi \} / \{ \sqrt{2}(1 + \kappa u) \} \\ b_2 &= 2\kappa \{ \cos \alpha \pi + \cos(\alpha + u)\pi \} / \{ \sqrt{2}(1 + \kappa u) \} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.55)$$

$$i_p = c_1 - c_2 \cos \theta \pi$$

$$\left. \begin{aligned} c_1 &= \{ \cos \alpha \pi + \cos(\alpha + u)\pi \} / \{ \sqrt{2}(1 + \kappa u) \} \\ c_2 &= \sqrt{2} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.56)$$

整流中の $i_d (= i_p)$ は (1.45) 式より

$$i_d = d_1 - d_2 \cos \theta \pi - d_3 \theta$$

$$\left. \begin{aligned} d_1 &= \{ [1 + \kappa + 2\kappa(\alpha + u)] \cos \alpha \pi \\ &\quad + (\kappa - 1 + 2\kappa\alpha) \cos(\alpha + u)\pi \} / \{ \sqrt{2}(1 + \kappa u)(1 + \kappa) \} \\ d_2 &= \sqrt{2} \kappa / (1 + \kappa) \\ d_3 &= \sqrt{2} \kappa \{ \cos \alpha \pi + \cos(\alpha + u)\pi \} / \{ (1 + \kappa u)(1 + \kappa) \} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.57)$$

(1.55), (1.56), (1.57) 式によって電流の瞬時値が基準化された形態で表現できる。

1.3.3.3 各種特性値の算出

前項の瞬時値をもととして車両設計計画に必要な下記の諸特性を求める。

瞬

(a) 直流出力電流実効値 (I_e)

$$I_e = \frac{1}{I_s} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_d^2 d\theta} = \sqrt{\int_{\alpha}^{\alpha+u} i_d^2 d\theta + \int_{\alpha+u}^{1+\alpha} i_d^2 d\theta} \quad \dots\dots\dots (1.58)$$

(1.55) 式および (1.57) 式を積分することによって I_e は (1.59) 式の如く求められる。

$$\begin{aligned} I_e = & \left[\left(\frac{\kappa}{1+\kappa} \right)^2 (1-u) + \left\{ \frac{1}{2} u + \frac{1}{6} \frac{1-u+\kappa^2 u^3}{(1+\kappa u)^2} + \frac{1}{3} \frac{(1-u)(1-\kappa+2\kappa u)}{(1+\kappa)^2(1+\kappa u)} \right\} \{\cos \alpha \pi \right. \\ & - \cos(\alpha+u)\pi\}^2 + \frac{2}{3} \left(\frac{\kappa}{1+\kappa u} \right)^2 \left\{ \frac{(1-u)^3}{(1+\kappa)^2} + u^3 \right\} \cos \alpha \pi \cdot \cos(\alpha+u)\pi \\ & + \frac{2\kappa}{\pi(1+\kappa)(1+\kappa u)} \sin u\pi + \frac{\kappa(\kappa^2 u + 4\kappa u - \kappa + 2)}{\pi(1+\kappa)^2(1+\kappa u)} \{\sin \alpha \pi \cos \alpha \pi - \sin(\alpha+u)\pi \cos(\alpha+u)\pi\} \\ & \left. - \left\{ \frac{2\kappa}{\pi(1+\kappa)} \right\}^2 \cdot \frac{1}{1+\kappa u} \cdot \{\cos \alpha \pi + \cos(\alpha+u)\pi\}^2 \right]^{1/2} \quad \dots\dots\dots (1.59) \end{aligned}$$

(b) 交流入力電流実効値 (I_p)

$$I_p = \frac{1}{I_s} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_p^2 d\theta} = \sqrt{\int_{\alpha}^{\alpha+u} i_p^2 d\theta + \int_{\alpha+u}^{1+\alpha} i_p^2 d\theta} \quad \dots\dots\dots (1.60)$$

右辺平方根内第1項は (1.56) 式より、第2項は (1.57) 式より求められる。これを計算して整理すると (1.61) 式を得る。

$$\begin{aligned} I_p = & \left[\frac{\kappa^2 + u + 2\kappa u}{(1+\kappa)^2} \left\{ \frac{1}{2} - \frac{\kappa(1-u)^2(3+2\kappa u+\kappa)}{3(1+\kappa)^2} \right\} \left\{ \frac{\cos \alpha \pi - \cos(\alpha+u)\pi}{1+\kappa u} \right\}^2 \right. \\ & + \frac{\{6u(1+\kappa)^2 + 2\kappa(1-u)^3\} \cos \alpha \pi \cdot \cos(\alpha+u)\pi}{3(1+\kappa)^2(1+\kappa u)^2} - \frac{2 \sin u\pi}{\pi(1+\kappa)(1+\kappa u)} \\ & + \frac{(2\kappa^2 u + 4\kappa - \kappa u + 1) \{\sin \alpha \pi \cos \alpha \pi - \sin(\alpha+u)\pi \cos(\alpha+u)\pi\}}{\pi(1+\kappa)^2(1+\kappa u)} \\ & \left. - \frac{4\kappa^2}{1+\kappa u} \left\{ \frac{\cos \alpha \pi + \cos(\alpha+u)\pi}{\pi(1+\kappa)} \right\}^2 \right]^{1/2} \quad \dots\dots\dots (1.61) \end{aligned}$$

(c) 直流電流脈流率 (μ)

直流側負荷電流の脈流率の定義にはつぎのようなものが実用されている。

① 波高値脈流率 (μ_p)

$$\left. \begin{aligned} \mu_{p1} &= (i_{d \max} - i_{d \min}) / (i_{d \max} + i_{d \min}) \\ \text{あるいは } \mu_{p2} &= (i_{d \max} - i_{d \min}) / (2I_d) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (1.62)$$

$i_{d \max}$, $i_{d \min}$ は直流電流の半サイクルにおけるそれぞれ最大、最小値を表わす。

② 実効値脈流率 (μ_e)

$$\mu_e = \left\{ \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} (i_d - I_d)^2 d\theta \right\}^{1/2} / I_d \quad \dots\dots\dots (1.63)$$

④ 波高値脈流率の計算

電源電圧と直流平均電圧とが等しくなる位相角 θ_a を求めると (1.51) 式より

$$\theta_a = \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left\{ \frac{\cos \alpha \pi + \cos(\alpha + u)\pi}{\pi(1 + \kappa u)} \right\} \quad \dots\dots\dots (1.64)$$

(1.64) 式を満足する θ_a の値は半サイクルの間に 2 つあり、小さい方を θ_{a1} 、大きい方を θ_{a2} とすれば $\theta_{a2} = 1 - \theta_{a1}$ なる関係がある。1.26 図より明らかなように $i_{d \max}$ はつねに θ_{a2} において生ずるが、 $i_{d \min}$ は $\alpha + u < \theta_{a1}$ であれば θ_{a1} で、 $\alpha + u \geq \theta_{a1}$ であれば $\alpha + u$ で生じる。これに対応する i_d の値は 1.5 表のとおりである。

1.5 表 直流側負荷電流の最大、最小値

	$\alpha + u < \theta_{a1}$	$\alpha + u \geq \theta_{a1}$
$i_{d \min}$	$i_d(\theta_{a1}) = d_1 - d_2 \cos \theta_{a1} \pi - d_3 \theta_{a1}$	$i_d(\alpha + u) = i_{d1}$ (1.56 式)
$i_{d \max}$	$i_d(\theta_{a2}) = d_1 + d_2 \cos \theta_{a1} \pi - d_3(1 - \theta_{a1})$	

これらの値より波高値脈流率を求めると (1.65), (1.66) 式のとおりとなる。

$$\left. \begin{aligned} \mu_{p1} &= \frac{2 \{ \cos \theta_{a1} \pi + (\pi/\sqrt{2}) E_d (\theta_{a1} - 1/2) \}}{\frac{1+\kappa}{\kappa} \cos \alpha \pi - \frac{1-\kappa}{\kappa} \cos(\alpha + u)\pi + \frac{\pi}{\sqrt{2}} E_d \{ 2\alpha + (1-\kappa)u - 1 \}} \\ \mu_{p2} &= \frac{1}{1 + \kappa u} \cdot \frac{\cos \theta_{a1} \pi + (\pi/\sqrt{2}) E_d (\theta_{a1} - 1/2)}{(2\kappa)^{-1} \{ \cos \alpha \pi - \cos(\alpha + u)\pi \} + (1/\pi) \{ \sin \alpha \pi + \sin(\alpha + u)\pi \}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.65)$$

$$\left. \begin{aligned} \mu_{p1} &= \frac{\cos(\alpha + u)\pi + \cos \theta_{a1} \pi + (\pi/\sqrt{2}) E_d \{ \alpha + u - (1 - \theta_{a1}) \}}{\{(1+\kappa)/\kappa\} \cos \alpha \pi - \{(1/\kappa) \cos(\alpha + u)\pi + \cos \theta_{a1} \pi + (\pi/\sqrt{2}) E_d \{ \alpha - \kappa u - (1 - \theta_{a1}) \} \}} \\ \mu_{p2} &= \frac{1}{1 + \kappa u} \cdot \frac{\cos(\alpha + u)\pi + \cos \theta_{a1} \pi + (\pi/\sqrt{2}) E_d \{ \alpha + u - (1 - \theta_{a1}) \}}{(\kappa^{-1}) \{ \cos \alpha \pi - \cos(\alpha + u)\pi \} + (2/\pi) \{ \sin \alpha \pi + \sin(\alpha + u)\pi \}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.66)$$

⑤ 実効値脈流率の計算

(1.65) 式のうち分子の平方根の中は

$$\int_{\alpha}^{1+\alpha} (i_d - I_d)^2 d\theta = \int_{\alpha}^{1+\alpha} i_d^2 d\theta - 2I_d \int_{\alpha}^{1+\alpha} i_d d\theta + I_d^2 \int_{\alpha}^{1+\alpha} d\theta = I_e^2 - I_d^2 \quad \dots\dots\dots (1.67)$$

$$\text{したがって } \mu_e = (I_e^2 - I_d^2)^{1/2} / I_d \quad \dots\dots\dots (1.68)$$

(d) 直流電圧瞬時値 (e_r)

整流器順方向電圧降下を直流電圧の一部として扱うものとすれば、転流期間中の直流電圧は 0 である。整流期間中は 1.26 図より

$$e_r = \sqrt{2} E_p \sin \theta - X_p (di_d/d\theta) = E_d + X_d (di_d/d\theta) \quad \dots\dots\dots (1.69)$$

$di_d/d\theta$ を消去して

$$e_r = \{X_d/(X_p + X_d)\} \sqrt{2} E_p \sin \theta + \{X_p/(X_p + X_d)\} E_d \quad \dots\dots\dots(1.70)$$

$X_d/(X_d + X_p) = 1/(1 + \kappa)$, $X_p/(X_p + X_d) = \kappa/(1 + \kappa)$, $e_r = e_r/E_p$ を代入すると

$$e_r = (\sqrt{2} \sin \theta \pi + \kappa E_d)/(1 + \kappa) \quad \dots\dots\dots(1.71)$$

(e) 直流電圧実効値 (V_e)

$$V_e = \sqrt{\int_{\alpha+u}^{1+\alpha} e_r^2 d\theta} \quad \dots\dots\dots(1.72)$$

(1.71) 式を用いて V_e を計算すると (1.73) 式を得る。

$$V_e = (1 + \kappa)^{-1} \{ (1 - u) \{1 + (\kappa E_d)^2\} + \{\sin 2(\alpha + u)\pi - \sin 2\alpha\pi\} / (2\pi) \\ + (2\sqrt{2}\kappa/\pi) \cdot E_d \{\cos \alpha\pi + \cos(\alpha + u)\pi\} \}^{1/2} \quad \dots\dots\dots(1.73)$$

(f) 直流電圧平均値 (E_d) (1.51) 式による。

(g) 入力実効値 (W_p), 出力実効値 (W_d)

$$W_p = \int_{\alpha}^{1+\alpha} \sqrt{2} \sin \theta \pi \cdot i_p d\theta, \quad W_d = \int_{\alpha+u}^{1+\alpha} e_r i_d d\theta \quad \dots\dots\dots(1.74)$$

回路に抵抗要素のない場合の値は

$$W_p = W_d = I_d \cdot E_d \quad \dots\dots\dots(1.75)$$

(h) 交流電流の高調波含有率 (q_n)

交流電流中に含まれる各高次調波実効値は n を高調波次数とすれば

$$\left. \begin{aligned} I_{pn} &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} / \sqrt{2} \\ a_n &= \int_{\alpha+u}^{1+\alpha} i_p \cos n\theta \pi d\theta + \int_{1+\alpha}^{1+\alpha+u} i_p \cos n\theta \pi d\theta \\ b_n &= \int_{\alpha+u}^{1+\alpha} i_p \sin n\theta \pi d\theta + \int_{1+\alpha}^{1+\alpha+u} i_p \sin n\theta \pi d\theta \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.76)$$

したがって高調波含有率は

$$q_n = I_{pn}/I_p = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} / (\sqrt{2} I_p) \quad \dots\dots\dots(1.77)$$

(i) 綜合力率, 基本波力率 ($\cos \varphi_t$, $\cos \varphi_f$)

力率として入力/(電圧実効値×電流実効値)のほか基本波力率が用いられることがある。

すなわち

$$\begin{aligned} \cos \varphi_t &= W_p/I_p = I_d \cdot E_d/I_p \\ \cos \varphi_f &= |b_1|/(a_1^2 + b_1^2)^{1/2} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(1.78)$$

1.3.3.4 自然転流開始角 (δ) の算出

点弧位相の制御を行なわない場合の自然転流開始角 δ はつぎのようにして求められる。

整流中の電圧方程式として

$$\sqrt{2} E_p \sin \theta = X_p(di_p/d\theta) + X_d(di_p/d\theta) + E_d \quad \dots\dots\dots(1.79)$$

また転流中の条件として (1.36) 式が成立する。位相角 δ においては (1.79) 式と (1.36) 式が同時に成立するから $di_p/d\theta$ を消去して

$$\sin \delta = -(X_p/X_d) \cdot \{E_d/(\sqrt{2} E_p)\} \quad \dots\dots\dots(1.80)$$

$$\therefore \delta\pi = \sin^{-1}(\kappa E_d/\sqrt{2}) \quad \dots\dots\dots(1.81)$$

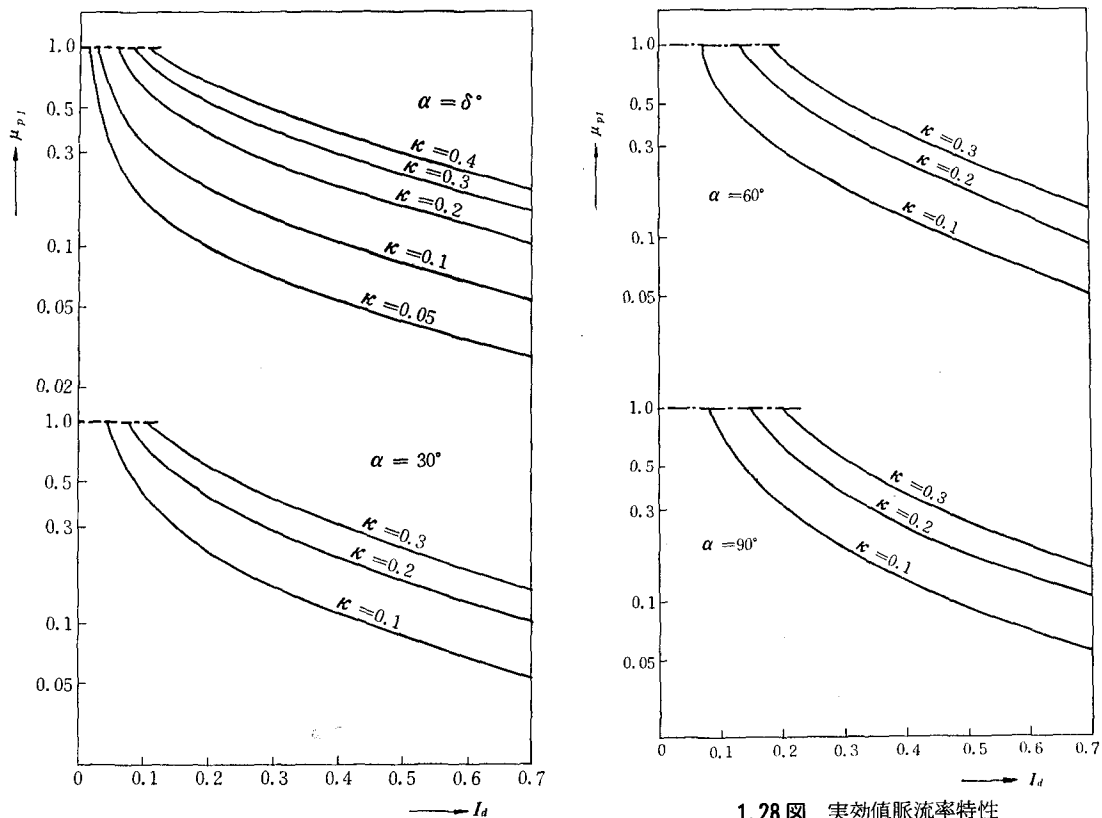
(1.51) 式と (1.79) 式とから $\delta\pi$ を求めると

$$\delta\pi = \tan^{-1} \left\{ \frac{\kappa(1 + \cos u\pi)}{\pi(1 + \kappa u) + \kappa \sin u\pi} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.82)$$

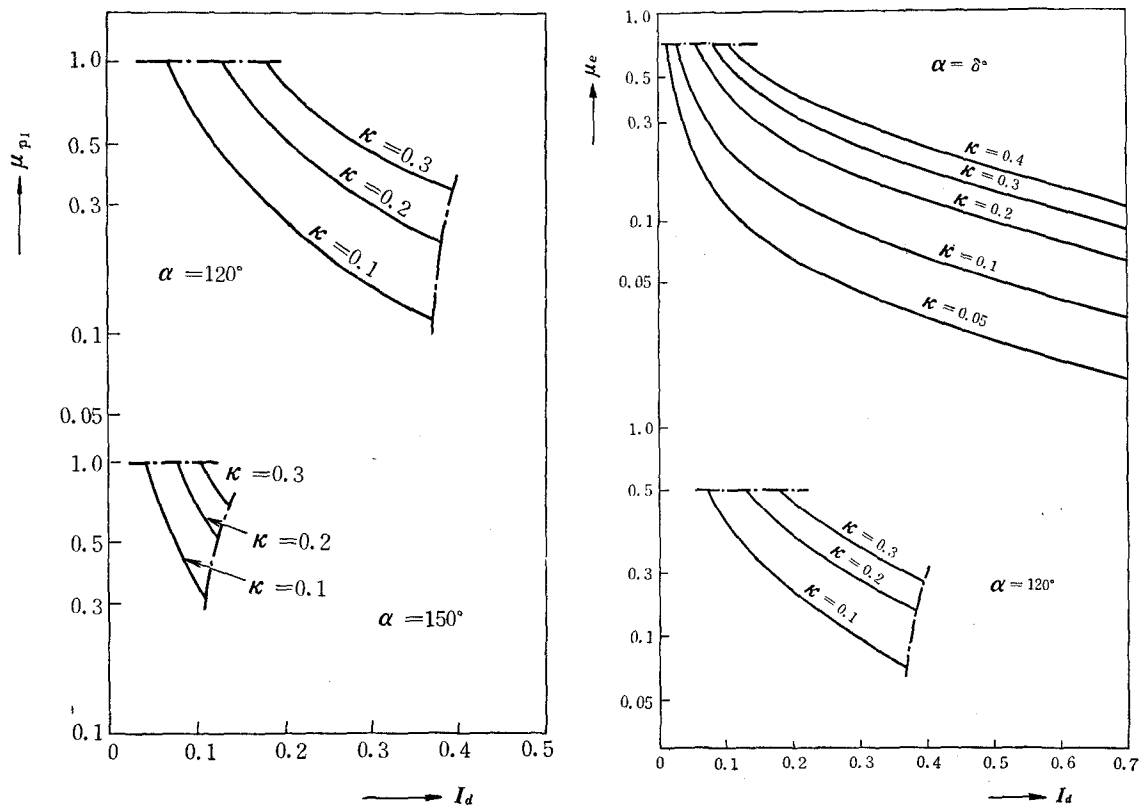
以上のように I_d 及び電圧，電流主要特性値がすべて κ をパラメータとし， u の関数として与えられるから，結局 u を含めてすべての量を I_d を変数として図表上に表現できる。

この結果の代表的なものを 1.27～1.40 図にまとめてあるが，任意の I_d に対応して平滑リアクトルと主電動機のリアクタンスが決定され，タップ位置を指定すれば X_p を決定できるので κ の値が定まり，これらの表より所要特性値を直読することができる。また u の値も定まるので，電流，電圧波形も一義的に定められる。

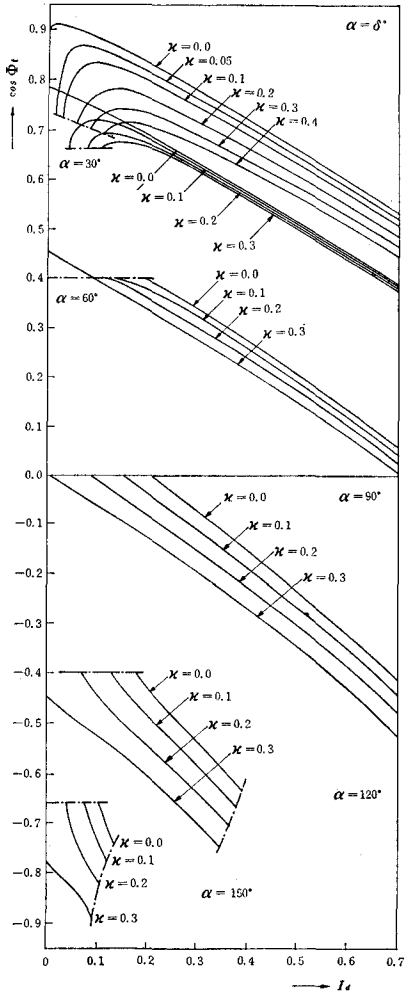
1.27図 波高値脈流率特性



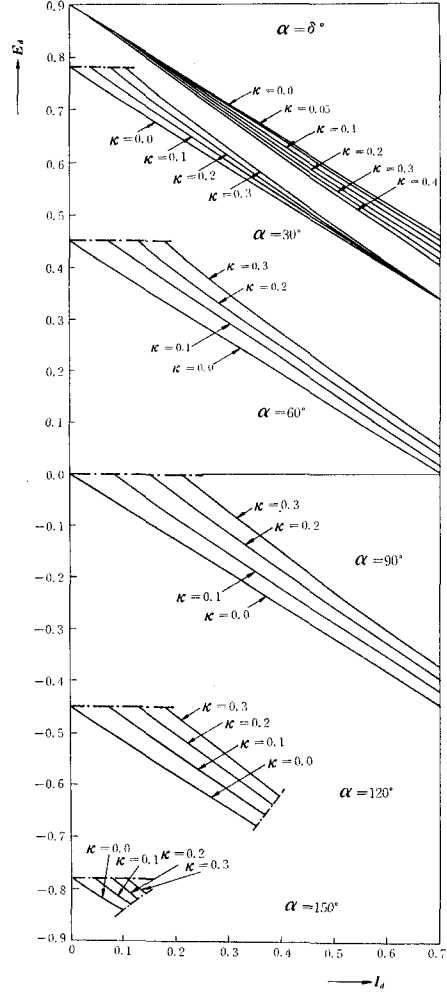
1.28図 実効値脈流率特性



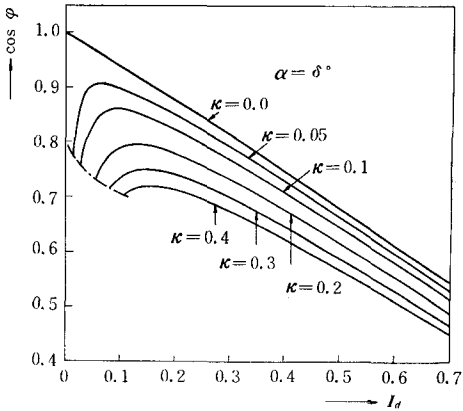
1.29 図 総合力率特性



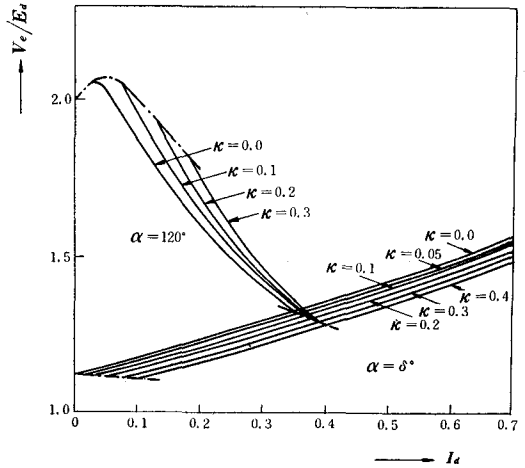
1.30 図 直流電圧特性



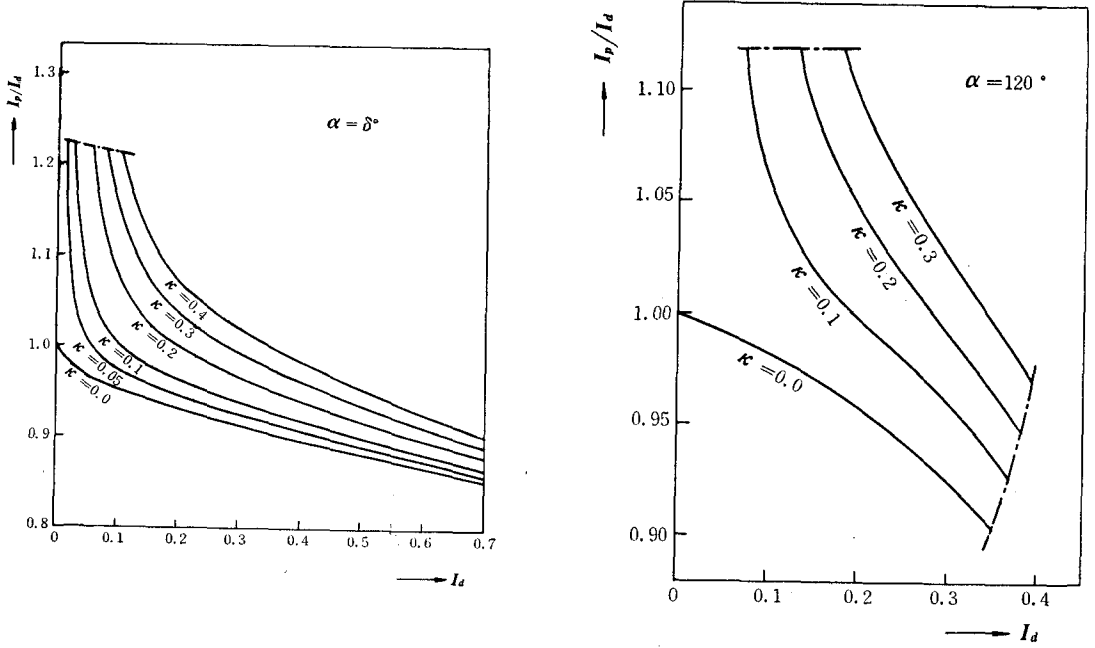
1.31 図 変位力率特性



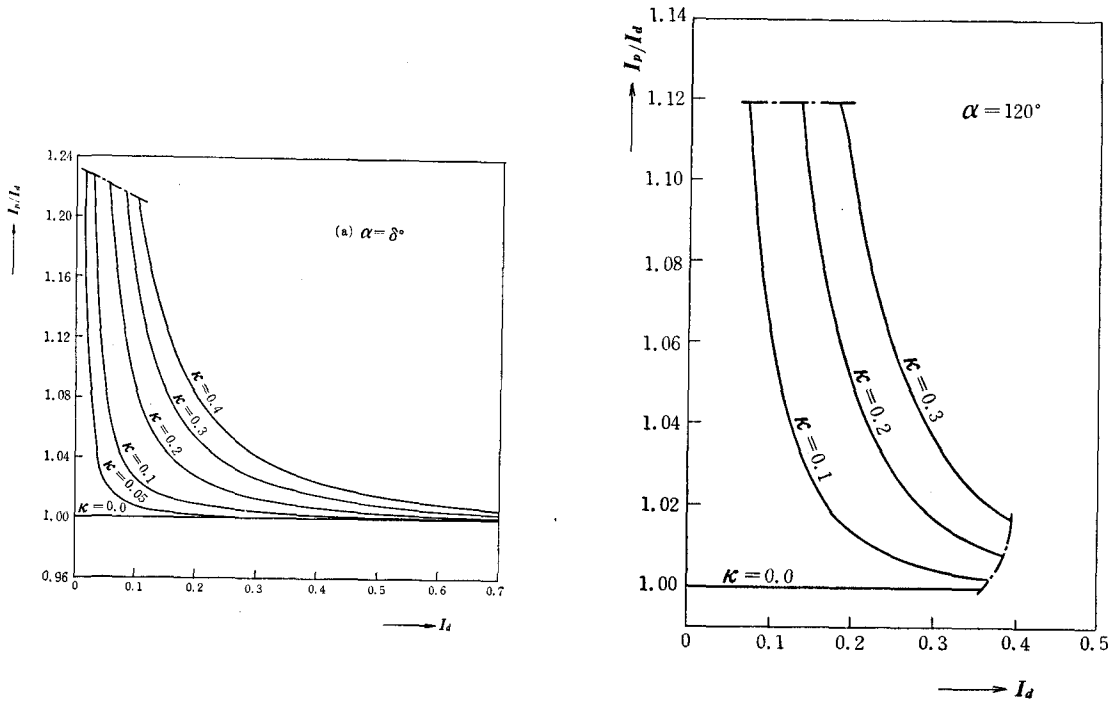
1.32 図 直流電圧実効値特性



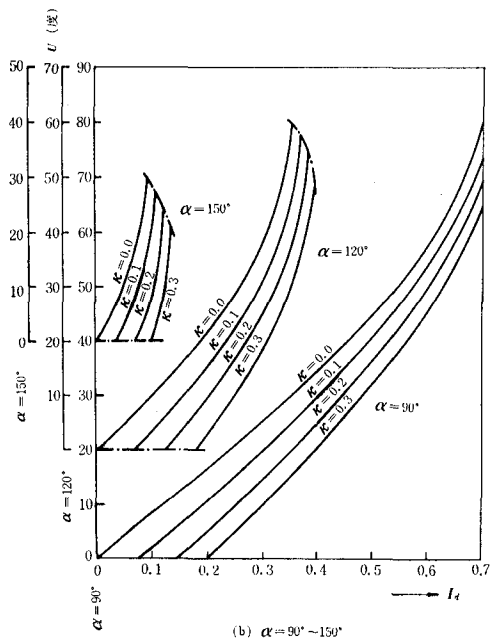
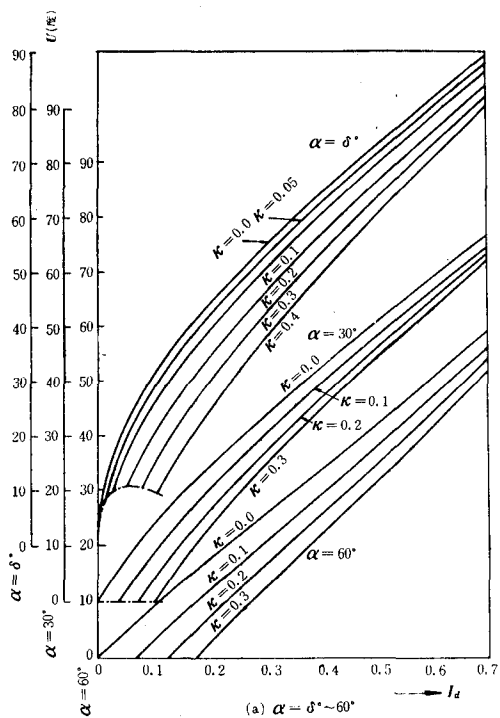
1.33 図 交流電圧実効値特性



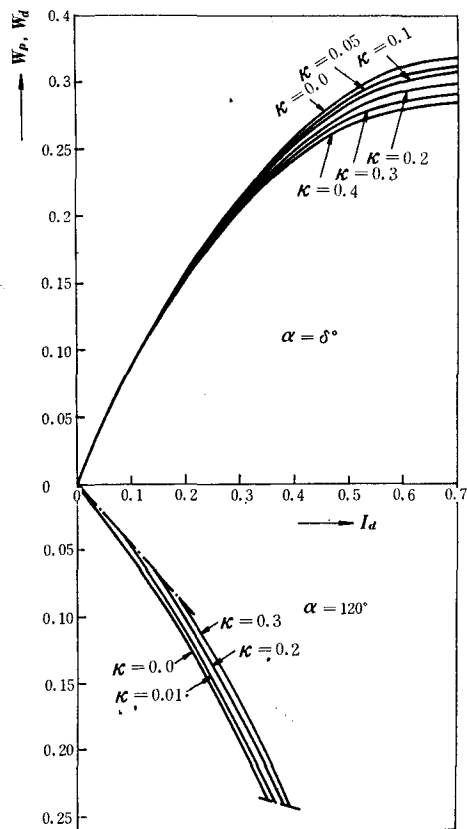
1.34 図 直流電流実効値特性



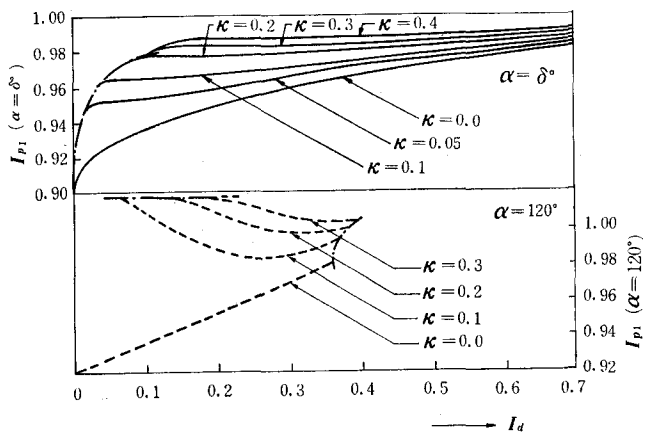
1.35 図 重り 角 特 性



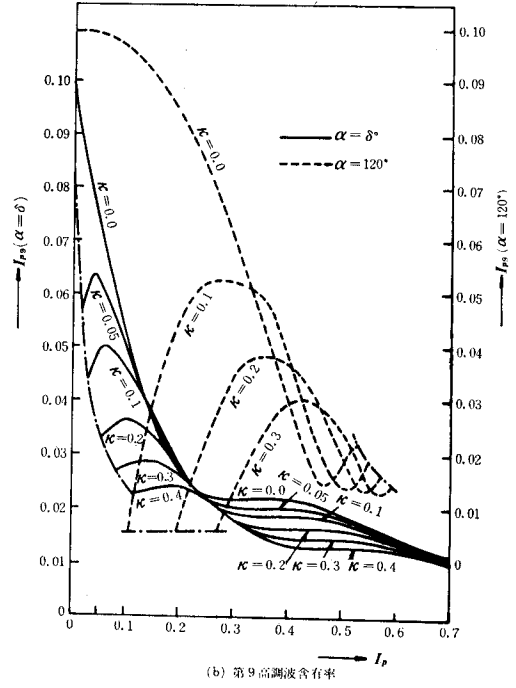
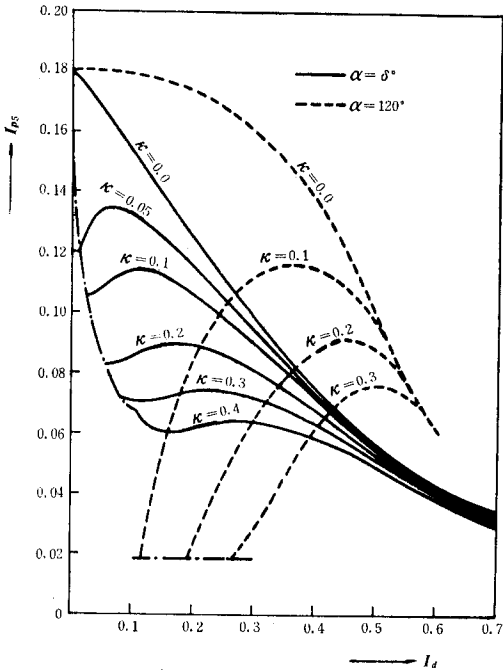
1.36 図 入力, 出力電力特性



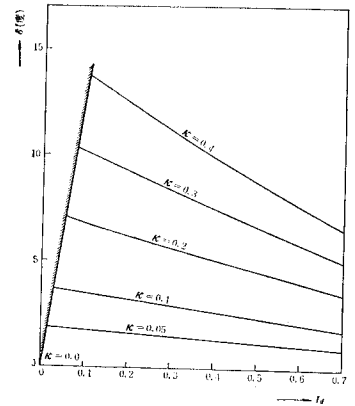
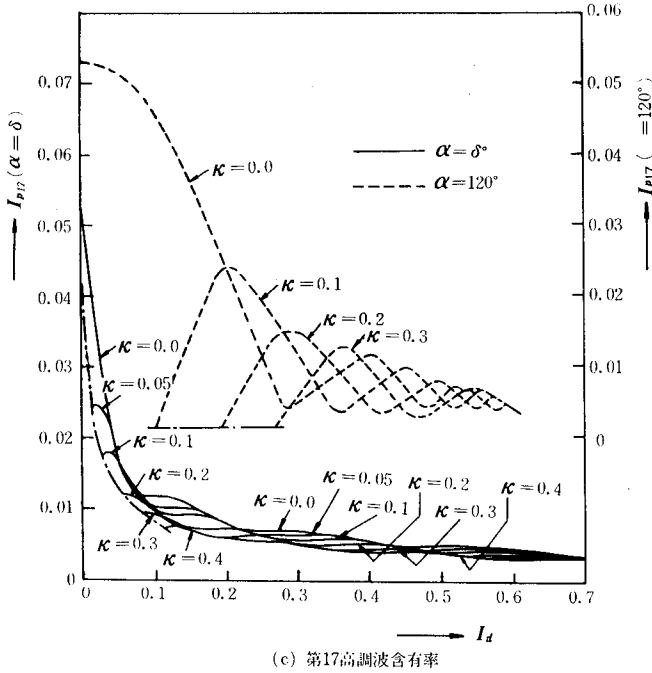
1.37 図 基本波電流含有率



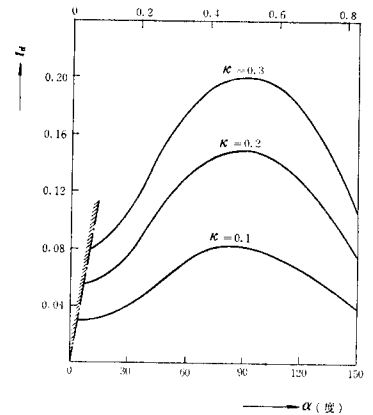
1.38 図 高 調 波 含 有 率



1.39 図 自然転流開始角



1.40 図 最小限界電流と位相制御角



1.3.4 回路の抵抗要素を考慮した場合の計算

1.24 図の回路について前節と同様な経過で計算を進めるのであるが階数の増加とともに内容が格段と複雑となるので、これを緩和するため計算順序に特別の技巧が必要となる。

1.3.4.1 電流瞬時値，直流電流平均値，直流側等価起電力の算出

1.3.4.1.1 転流期間における電流の算出転流期間 ($\theta=\alpha\sim\alpha+u$) の電圧方程式より

直 流 側

$$E_d + R_d i_d + X_d (di_d/d\theta) = 0 \quad \dots\dots\dots(1.83)$$

交 流 側

$$\sqrt{2} E_p \sin \theta = R_p i_p + X_p (di_p/d\theta) \quad \dots\dots\dots(1.84)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{境 界 条 件} \quad \theta = \alpha \quad ; \quad i_d = i_{d0}, \quad i_p = -i_{d0} \\ \quad \quad \quad \theta = \alpha + u ; \quad i_d = i_p = i_{d1} \end{array} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.85)$$

(1.83) 式より

$$i_d = -\frac{E_d}{R_d} + \left(i_{d0} + \frac{E_d}{R_d} \right) \exp \left\{ -\frac{E_d}{X_d} (\theta - \alpha) \right\} \quad \dots\dots\dots(1.86)$$

(1.84) 式より

$$\begin{aligned} i_p = & -i_{d0} \exp \left\{ -\frac{R_p}{X_p} (\theta - \alpha) \right\} + \frac{\sqrt{2} E_p}{X_p^2 + R_p^2} \left[(R_p \sin \theta - X_p \cos \theta) \right. \\ & \left. - (R_p \sin \alpha - X_p \cos \alpha) \exp \left\{ -\frac{R_p}{X_p} (\theta - \alpha) \right\} \right] \quad \dots\dots\dots(1.87) \end{aligned}$$

(1.85), (1.86) 式より

$$i_{d1} = -\frac{E_d}{R_d} + \left(i_{d0} + \frac{E_d}{R_d} \right) \exp \left(-\frac{R_d}{X_d} u \right) \quad \dots\dots\dots(1.88)$$

(1.85), (1.87) 式より

$$\begin{aligned} i_{d1} = & -i_{d0} \exp \left(-\frac{R_p}{X_p} u \right) + \frac{\sqrt{2} E_p}{X_p^2 + R_p^2} \left[(R_p \sin(\alpha + u) - X_p \cos(\alpha + u)) \right. \\ & \left. - (R_p \sin \alpha - X_p \cos \alpha) \exp \left(-\frac{R_p}{X_p} u \right) \right] \quad \dots\dots\dots(1.89) \end{aligned}$$

(1.88), (1.89) 式より

$$i_{d0} = \left\{ \exp\left(-\frac{R_d}{X_d}u\right) + \exp\left(-\frac{R_p}{X_p}u\right) \right\}^{-1} \left[\frac{\sqrt{2} E_p}{X_p^2 + R_p^2} \left\{ R_p \sin(\alpha+u) - X_p \cos(\alpha+u) \right. \right. \\ \left. \left. - (R_p \sin \alpha - X_p \cos \alpha) \exp\left(-\frac{R_p}{X_p}u\right) \right\} + \frac{E_d}{R_d} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R_d}{X_d}u\right) \right\} \right] \quad \dots\dots\dots(1.90)$$

(1.89), (1.90) 式より

$$i_{d1} = \left\{ \exp\left(-\frac{R_d}{X_d}u\right) + \exp\left(-\frac{R_p}{X_p}u\right) \right\}^{-1} \left[\frac{\sqrt{2} E_p}{(X_p^2 + R_p^2)} \exp\left(-\frac{R_d}{X_d}u\right) \right. \\ \left. \left\{ R_p \sin(\alpha+u) - X_p \cos(\alpha+u) - (R_p \sin \alpha - X_p \cos \alpha) \exp\left(-\frac{R_p}{X_p}u\right) \right\} \right. \\ \left. - \frac{E_d}{R_d} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R_d}{X_d}u\right) \right\} \exp\left(-\frac{R_p}{X_p}u\right) \right] \quad \dots\dots\dots(1.91)$$

1.3.4.1.2 整流期間の電流算出

整流期間 ($\theta = \alpha + u \sim \pi + \alpha$) では $i_p = i_d$ で交流側, 直流側を通じ

$$\sqrt{2} E_p \sin \theta = E_d + (R_p + R_d)i_d + (X_p + X_d)(di_d/d\theta) \quad \dots\dots\dots(1.92)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{境界条件 } \theta = \alpha + u ; i_d = i_{d1} \\ \theta = \pi + \alpha ; i_d = i_{d0} \end{array} \right\} \quad \dots\dots\dots(1.93)$$

(1.92) 式から

$$i_d = i_{d1} \exp\left\{ -\frac{R_p + R_d}{X_p + X_d}(\theta - \alpha - u) \right\} - \frac{E_d}{(R_p + R_d)} \left[1 - \exp\left\{ -\frac{R_p + R_d}{X_p + X_d}(\theta - \alpha - u) \right\} \right] \\ + \frac{\sqrt{2} E_p}{(X_p + X_d)^2 + (R_p + R_d)^2} \left[\{(R_p + R_d) \sin \theta - (X_p + X_d) \cos \theta\} - \{(R_p + R_d) \sin(\alpha + u) \right. \\ \left. - (X_p + X_d) \cos(\alpha + u)\} \cdot \exp\left\{ -\frac{R_p + R_d}{X_p + X_d}(\theta - \alpha - u) \right\} \right] \quad \dots\dots\dots(1.94)$$

1.3.4.1.3 直流平均電流 (I_d) の算出

I_d の構成要素を 1.41 図のように転流中の電流による平均電流 (I_{d1}) と整流中の電流による平均電流 (I_{d2}) に分離して考える。

$$I_d = I_{d1} + I_{d2} = \frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\alpha+u} i_d d\theta + \int_{\alpha+u}^{\pi+\alpha} i_d d\theta \right) \quad \dots\dots\dots(1.95)$$

(1.83) 式を $\alpha \sim \alpha + u$ で積分することにより I_{d1} を求め得る。

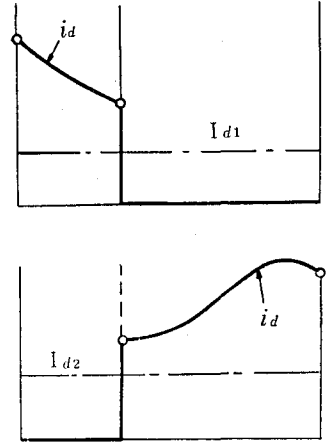
$$E_d \int_{\alpha}^{\alpha+u} d\theta + R_d \int_{\alpha}^{\alpha+u} i_d d\theta + X_d \left[i_d \right]_{\alpha}^{\alpha+u} = E_d u + \pi I_{d1} R_d + X_d (i_{d1} - i_{d0}) = 0$$

$$\therefore I_{d1} = \frac{1}{R_d \pi} \{X_d(i_{d0} - i_{d1}) - E_d u\} \dots\dots\dots(1.96)$$

(1.92) 式を $\alpha + u \rightarrow \pi + \alpha$ で積分することにより I_{d2} を得る。

$$\begin{aligned} & \int_{\alpha+u}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} E_p \sin \theta d\theta - \int_{\alpha+u}^{\pi+\alpha} E_d d\theta - (R_p + R_d) \int_{\alpha+u}^{\pi+\alpha} i_d d\theta \\ & - (X_p + X_d) |i_d|_{\alpha+u}^{\pi+\alpha} = \sqrt{2} E_p \{\cos \alpha + \cos(\alpha + u)\} - E_d(\pi - u) \\ & - \pi I_{d2}(R_p + R_d) - (X_p + X_d)(i_{d0} - i_{d1}) = 0 \\ I_{d2} &= \frac{1}{\pi(R_p + R_d)} [\sqrt{2} E_p \{\cos \alpha + \cos(\alpha + u)\} \\ & - E_d(\pi - u) - (X_p + X_d)(i_{d0} - i_{d1})] \dots\dots\dots(1.97) \end{aligned}$$

1.41 図 転流中および整流中の直流電流



(1.88) 式より $i_{d0} - i_{d1}$ を求めると

$$i_{d0} - i_{d1} = (i_{d0} + E_d/R_d) \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R_d}{X_d} u\right) \right\} \dots\dots\dots(1.98)$$

(1.95) ~ (1.97) 式より

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{1}{\pi} [\sqrt{2} E_p \{\cos \alpha + \cos(\alpha + u)\} / (R_p + R_d) - E_d \{(\pi - u) / (R_p + R_d) + u / R_d\} \\ & + (i_{d0} - i_{d1}) \{X_d / R_d - (X_p + X_d) / (R_p + R_d)\}] \dots\dots\dots(1.99) \end{aligned}$$

右辺第3項の $(i_{d0} - i_{d1})$ を (1.98) 及び (1.90) 式を使って消去すると

$$\begin{aligned} I_d &= \sqrt{2} (E_p \Theta_1 + E_d \Theta_2) / \pi \\ \Theta_1 &= \frac{\{\cos \alpha + \cos(\alpha + u)\}}{R_p + R_d} + \frac{1}{X_p^2 + X_d^2} \left\{ \frac{X_d}{R_d} - \frac{X_p + X_d}{R_p + R_d} \right\} \\ & \quad \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R_d}{X_d} u\right) \right\} \left\{ \exp\left(-\frac{R_d}{X_d} u\right) + \exp\left(-\frac{R_p}{X_p} u\right) \right\}^{-1} \\ & \quad \cdot \left[R_p \sin(\alpha + u) - X_p \cos((\alpha + u) - (R_p \sin \alpha - X_p \cos \alpha) \exp\left(-\frac{R_p}{X_p} u\right)) \right] \\ \Theta_2 &= \frac{1}{R_d} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R_d}{X_d} u\right) \right\} \left\{ \frac{X_d}{R_d} - \frac{X_p + X_d}{R_p + R_d} \right\} \\ & \quad \left[1 + \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R_d}{X_d} u\right) \right\} \left\{ \exp\left(-\frac{R_d}{X_d} u\right) + \exp\left(-\frac{R_p}{X_p} u\right) \right\}^{-1} \right] - \frac{1}{R_d} \left(u - \frac{\pi - u}{1 + R_p/R_d} \right) \end{aligned} \quad (1.100)$$

1.3.4.1.4 等価直流電圧 (E_d) の算出

(1.93), (1.94) 式より

$$i_{d0}=i_{d1} \exp \left\{ -\frac{R_p+R_d}{X_p+X_d}(\pi-u) \right\} - \frac{E_d}{(R_p+R_d)} \left[1 - \exp \left\{ -\frac{R_p+R_d}{X_p+X_d}(\pi-u) \right\} \right] \\ - \frac{\sqrt{2} E_p}{(X_p+X_d)^2+(R_p+R_d)^2} \left[(R_p+R_d) \sin \alpha - (X_p+X_d) \cos \alpha + \{(R_p+R_d) \sin(\alpha+u) \right. \\ \left. - (X_p+X_d) \cos(\alpha+u)\} \exp \left\{ -\frac{R_p+R_d}{X_p+X_d}(\pi-u) \right\} \right] \dots\dots\dots(1.101)$$

i_{d0} は (1.90) 式に, i_{d1} は (1.91) 式により, それぞれ E_p と E_d の独立した項のみで表せるから (1.101) 式に代入し, 整理すると E_p と E_d の関係を得る。

$$E_d \Psi_1 = E_p \Psi_2 \text{ あるいは } E_d/E_p = \Psi_2/\Psi_1$$

$$\left. \begin{aligned} \Psi_1 &= \frac{1}{R_d} \left[\left\{ 1 - \exp \left(-\frac{R_d}{X_d} u \right) \right\} \cdot \exp \left\{ -\frac{R_p+R_d}{X_p+X_d}(\pi-u) \right\} \right. \\ &\quad + \left\{ \exp \left(-\frac{R_d}{X_d} u \right) + \exp \left(-\frac{R_p}{X_p} u \right) \right\}^{-1} \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{R_d}{X_d} u \right) \right\} \\ &\quad \left. \left[1 - \exp \left(-\frac{R_d}{X_d} u \right) \exp \left\{ -\frac{R_p+R_d}{X_p+X_d}(\pi-u) \right\} \right] \right] \\ &\quad + \frac{1}{R_p+R_d} \left[1 - \exp \left\{ -\frac{R_p+R_d}{X_p+X_d}(\pi-u) \right\} \right] \\ \Psi_2 &= \frac{\sqrt{2}}{(X_p+X_d)^2+(R_p+R_d)^2} \left[(X_p+X_d) \cos \alpha - (R_p+R_d) \sin \alpha \right. \\ &\quad + \{(X_p+X_d) \cos(\alpha+u) - (R_p+R_d) \sin(\alpha+u)\} \cdot \exp \left\{ -\frac{R_p+R_d}{X_p+X_d}(\pi-u) \right\} \left. \right] \\ &\quad - \frac{\sqrt{2}}{X_p^2+R_p^2} \left\{ \exp \left(-\frac{R_d}{X_d} u \right) + \exp \left(-\frac{R_p}{X_p} u \right) \right\}^{-1} \\ &\quad \left[1 - \exp \left(-\frac{R_d}{X_d} u \right) \cdot \exp \left\{ -\frac{R_p+R_d}{X_p+X_d}(\pi-u) \right\} \right] \\ &\quad \left. \left\{ R_p \sin(\alpha+u) - X_p \cos(\alpha+u) - (R_p \sin \alpha - X_p \cos \alpha) \exp \left(-\frac{R_p}{X_p} u \right) \right\} \right] \end{aligned} \right\} \dots\dots(1.102)$$

1.3.4.2 電流瞬時値, 直流電流平均値, 直流側等価起電力の基準化表示

前項の結果を $X_p/X_d=\kappa_x$, $R_p/R_d=\kappa_r$, $X_d/R_d=\tau$ において基準化する。

1.3.4.2.1 I_d 及び E_d

(1.102) 式より (1.103) 式を得る。

$$I_d = \frac{\tau \kappa_x}{1+\kappa_r} \{ \sqrt{2} \lambda_1 + E_d \lambda_2 \}$$

$$E_d = \sqrt{2} (\Psi_2/\Psi_1)$$

$$\left. \begin{aligned}
 \lambda_1 &= \frac{1}{\pi} \left[\cos \alpha \pi + \cos(\alpha + u) \pi + \frac{\tau(\kappa_r - \kappa_g)}{\kappa_r^2 + (\tau \kappa_g)^2} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \right\} \cdot \right. \\
 &\quad \left\{ \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r}{\tau \kappa_g} u \pi\right) \right\}^{-1} \cdot \left\{ \kappa_r \sin(\alpha + u) \pi - \tau \kappa_g \cos(\alpha + u) \pi \right. \\
 &\quad \left. \left. - (\kappa_r \sin \alpha \pi - \tau \kappa_g \cos \alpha \pi) \exp\left(-\frac{\kappa_r}{\tau \kappa_g} u \pi\right) \right\} \right] \\
 \lambda_2 &= \frac{1}{\pi} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \right\} \tau(\kappa_r - \kappa_g) \left[1 + \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \right\} \cdot \right. \\
 &\quad \left. \left\{ \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r}{\tau \kappa_g} u \pi\right) \right\}^{-1} - u \pi \right] - (1 + \kappa_r u) \\
 \psi_1 &= \left[\left\{ 1 - \exp\left(\frac{u\pi}{\tau}\right) \right\} \exp\left\{ -\frac{1 + \kappa_r}{(1 + \kappa_g)\tau} (1 - u) \pi \right\} \right. \\
 &\quad \left. + \left\{ \exp\left(-\frac{u}{\tau} \pi\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r}{\tau \kappa_g} u \pi\right) \right\}^{-1} \cdot \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \right\} \cdot \right. \\
 &\quad \left. \left[1 - \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \cdot \exp\left\{ -\frac{(1 + \kappa_r)}{(1 + \kappa_g)\tau} \cdot (1 + u) \pi \right\} \right] \right. \\
 &\quad \left. + (1 + \kappa_r)^{-1} \left[1 - \exp\left\{ -\frac{1 + \kappa_r}{(1 + \kappa_g)\tau} (1 - u) \pi \right\} \right] \right] \\
 \psi_2 &= \{(1 + \kappa_r)^2 + \tau^2(1 + \kappa_g)^2\}^{-1} \left[(1 + \kappa_g) \tau \cos \alpha \pi - (1 + \kappa_r) \sin \alpha \pi \right. \\
 &\quad \left. + \{(1 + \kappa_g) \tau \cos(\alpha + u) \pi - (1 + \kappa_r) \sin(\alpha + u) \pi\} \cdot \exp\left\{ -\frac{1 + \kappa_r}{(1 + \kappa_g)\tau} (1 - u) \pi \right\} \right] \\
 &\quad - \{(\tau \kappa_g)^2 + \kappa_r^2\}^{-1} \left\{ \exp\left(-\frac{u}{\tau} \pi\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r}{\tau \kappa_g} u \pi\right) \right\}^{-1} \\
 &\quad \left[1 - \exp\left(-\frac{u}{\tau} \pi\right) \cdot \exp\left\{ -\frac{1 + \kappa_r}{(1 + \kappa_g)\tau} (1 - u) \pi \right\} \right] \\
 &\quad \cdot \left\{ \kappa_r \sin(\alpha + u) \pi - \tau \kappa_g \cos(\alpha + u) \pi - (\kappa_r \sin \alpha \pi - \tau \kappa_g \cos \alpha \pi) \exp\left(-\frac{\kappa_r}{\tau \kappa_g} u \pi\right) \right\}
 \end{aligned} \right\} \quad (1.103)$$

1.3.4.2.2 i_{d0} 及び i_{d1}

(1.89), (1.90) 式より (1.104), (1.105) 式を得る。

$$\left. \begin{aligned}
 i_{d0} &= \tau \kappa_g \left\{ \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r u \pi}{\tau \kappa_g}\right) \right\}^{-1} (\xi_1 + \zeta_1 E_d) \\
 \xi_1 &= \frac{\sqrt{2}}{\kappa_r^2 + \tau^2 \kappa_g^2} \left\{ \kappa_r \sin(\alpha + u) \pi - \tau \kappa_g \cos(\alpha + u) \pi \right. \\
 &\quad \left. - (\kappa_r \sin \alpha \pi - \tau \kappa_g \cos \alpha \pi) \exp\left(-\frac{\kappa_r u \pi}{\tau \kappa_g}\right) \right\} \\
 \zeta_1 &= 1 - \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right)
 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.104)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{d1} &= \tau \kappa_{\theta} \left\{ \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r u\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right) \right\}^{-1} (\xi_2 + \zeta_2 E_d) \\ \xi_2 &= \frac{\sqrt{2}}{\kappa_r^2 + \tau^2 \kappa_{\theta}^2} \cdot \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \left\{ \kappa_r \sin(\alpha + u)\pi - \tau \kappa_{\theta} \cos(\alpha + u)\pi \right. \\ &\quad \left. - (\kappa_r \sin \alpha \pi - \tau \kappa_{\theta} \cos \alpha \pi) \exp\left(-\frac{\kappa_r u\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right) \right\} \\ \zeta_2 &= - \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \right\} \cdot \exp\left(-\frac{\kappa_r u\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.105)$$

1.3.4.2.3 i_d 及び i_p

(1.86), (1.87) 式により転流中の電流瞬時値として (1.106), (1.107) を得る。

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \tau \kappa_{\theta} (\xi_3 + \zeta_3 E_d) \\ \xi_3 &= \frac{\sqrt{2}}{\kappa_r^2 + \tau^2 \kappa_{\theta}^2} \left\{ \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r u\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right) \right\}^{-1} \exp\left\{-\frac{(\theta - \alpha)\pi}{\tau}\right\} \cdot \\ &\quad \left\{ \kappa_r \sin(\alpha + u)\pi - \tau \kappa_{\theta} \cos(\alpha + u)\pi - (\kappa_r \sin \alpha \pi - \tau \kappa_{\theta} \cos \alpha \pi) \cdot \exp\left(-\frac{\kappa_r u\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right) \right\} \\ \zeta_3 &= \exp\left\{-\frac{(\theta - \alpha)\pi}{\tau}\right\} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \right\} \left\{ \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r u\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right) \right\}^{-1} \\ &\quad - \left[1 - \exp\left\{-\frac{(\theta - \alpha)\pi}{\tau}\right\} \right] \end{aligned} \right\} (1.106)$$

$$\left. \begin{aligned} i_p &= \tau \kappa_{\theta} (\xi_4 + \zeta_4 E_d) \\ \xi_4 &= \frac{\sqrt{2}}{\kappa_r^2 + \tau^2 \kappa_{\theta}^2} \left[\kappa_r \sin \theta \pi - \tau \kappa_{\theta} \cos \theta \pi - (\kappa_r \sin \alpha \pi - \tau \kappa_{\theta} \cos \alpha \pi) \right. \\ &\quad \cdot \exp\left\{-\frac{\kappa_r(\theta - \alpha)\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right\} - \left\{ \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r u\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right) \right\}^{-1} \\ &\quad \cdot \exp\left\{-\frac{\kappa_r(\theta - \alpha)\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right\} \left\{ \kappa_r \sin(\alpha + u)\pi - \tau \kappa_{\theta} \cos(\alpha + u)\pi \right. \\ &\quad \left. \left. - (\kappa_r \sin \alpha \pi - \tau \kappa_{\theta} \cos \alpha \pi) \exp\left(-\frac{\kappa_r u\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right) \right\} \right] \\ \zeta_4 &= - \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \right\} \exp\left\{-\frac{\kappa_r(\theta - \alpha)\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right\} \left\{ \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r u\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right) \right\}^{-1} \end{aligned} \right\} (1.107)$$

(1.94) 式より整流中の電流として (1.108) 式を得る。

$$\left. \begin{aligned} i_d &= i_p = \tau \kappa_{\theta} (\xi_5 + \zeta_5 E_d) \\ \xi_5 &= \left\{ \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r u\pi}{\tau \kappa_{\theta}}\right) \right\}^{-1} \left[\frac{\sqrt{2}}{\kappa_r^2 + \tau^2 \kappa_{\theta}^2} \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \right. \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned}
 & \cdot \left\{ \kappa_r \sin(\alpha + u)\pi - \tau \kappa_\ell \cos(\alpha + u)\pi - (\kappa_r \sin \alpha \pi - \tau \kappa_\ell \cos \alpha \pi) \cdot \exp\left(-\frac{\kappa_r u \pi}{\tau \kappa_\ell}\right) \right\} \\
 & \cdot \exp\left\{-\frac{(1+\kappa_r)\pi}{(1+\kappa_\ell)\tau}(\theta - \alpha - u)\right\} \\
 & + \frac{\sqrt{2}}{(1+\kappa_r)^2 + (1+\kappa_\ell)^2 \tau^2} \left[(1+\kappa_r) \sin \theta \pi - (1+\kappa_\ell) \tau \cos \theta \pi \right. \\
 & \left. - \{(1+\kappa_r) \sin(\alpha + u)\pi - (1+\kappa_\ell) \tau \cos(\alpha + u)\pi\} \cdot \exp\left\{-\frac{(1+\kappa_r)\pi}{(1+\kappa_\ell)\tau}(\theta - \alpha - u)\right\} \right] \\
 \zeta_5 = & - \left\{ \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) + \exp\left(-\frac{\kappa_r u \pi}{\tau \kappa_\ell}\right) \right\}^{-1} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{u\pi}{\tau}\right) \right\} \cdot \exp\left(-\frac{\kappa_r u \pi}{\tau \kappa_\ell}\right) \\
 & \cdot \exp\left\{-\frac{(1+\kappa_r)\pi}{(1+\kappa_\ell)\tau}(\theta - \alpha - u)\right\} - \frac{1}{1+\kappa_r} \left[1 - \exp\left\{-\frac{(1+\kappa_r)\pi}{(1+\kappa_\ell)\tau}(\theta - \alpha - u)\right\} \right]
 \end{aligned} \right\} \quad (1.108)$$

1.3.4.3 各種特性値の算出

以上のように直流電流の平均値，等価逆電圧，及び電流の瞬時値，特定値は， α ， u ， κ_ℓ ， κ_r ， τ を用いて基準化された形態で表現できるが，非常に複雑な形となる。一連の他の特性値はさらに複雑となり，数式表示が困難，かつ殆んど無意味なものとなるが，電流瞬時値と基本特性値からデジタル計算機を用いて積算し，その結果を求めることはそれほど困難でない。以下前節に倣ってその算出経過を述べる

(a) 直流出力電流実効値 (I_e) (1.58) 式を演算

(b) 交流入力電流実効値 (I_p) (1.60) 式を演算

(c) 直流電流脈流率 (μ)

① 波高値脈流率 (μ_{p1}, μ_{p2}) (1.62) 式より算出する。ただし抵抗要素のある場合は $i_{d \max}$ ， $i_{d \min}$ は1.5表のように θ_{a1} あるいは $\alpha + u$ で得られるとは限らないので (1.65)，(1.66) 式は使用できない。(1.106)，(1.107)，(1.108) 式から数式表示することも不可能でないが， i_d の計算過程において計算機によってその最大，最小値を数値的に摘出する方が实际的である。

② 実効値脈流率 (μ_e) (1.68) 式を演算

(d) 直流側電圧瞬時値 (e_r)

整流中の電圧方程式として

$$e_r = \sqrt{2} E_p \sin \theta - i_d R_p - X_p (di_d/d\theta) = E_d + R_d i_d + X_d (di_d/d\theta) \quad \dots\dots\dots (1.109)$$

(1.109) 式から $di_d/d\theta$ を消去すると

$$\begin{aligned}
 e_r &= \{X_d/(X_p + X_d)\} \sqrt{2} E_p \sin \theta + \{(X_p R_d - X_d R_p)/(X_p + X_d)\} i_d + \{X_p/(X_p + X_d)\} E_d \\
 &= (1 + \kappa_\ell)^{-1} \sqrt{2} E_p \sin \theta + (\kappa_\ell - \kappa_r) \cdot \{(1 + \kappa_\ell) \tau \kappa_\ell\}^{-1} X_p i_d \\
 &\quad + \kappa_\ell E_d / (1 + \kappa_\ell) \quad \dots\dots\dots (1.110)
 \end{aligned}$$

$e_r = e_r/E_p$ ， $i_d = i_d/I_s$ ， $E_d = E_d/E_p$ を代入して整理すると

$$e_r = \frac{1}{1+\kappa_g} \left\{ \sqrt{2} \sin \theta \pi + \kappa_g E_d + \frac{(\kappa_g - \kappa_r)}{\tau \kappa_g} i_d \right\} \quad (u + \alpha \leq \theta \leq 1 + \alpha)$$

$$= 0 \quad (\alpha \leq \theta \leq u + \alpha) \quad \dots\dots\dots(1.111)$$

(e) 直流電圧実効値 (V_e) (1.72) 式を演算

(f) 直流電圧平均値 (E_r)

抵抗のない場合は一定逆電圧 E_d と同じであったが、この場合は異った値となる。下記により算出する。

$$E_r = \int_{\alpha+u}^{1+\alpha} e_r d\theta \quad \dots\dots\dots(1.112)$$

(g) 入力実効値 (W_p), 出力実効値 (W_d) (1.74) 式を演算

(h) 交流電流の高調波含有率 (q_n) (1.76, 1.77) 式を演算

(i) 総合力率, 基本波力率 ($\cos \varphi_t, \cos \varphi_f$)

$$\cos \varphi_t = W_p / I_p$$

$$\cos \varphi_f = |b_1| / (a_1^2 + b_1^2)^{1/2}$$

1.3.4.4 自然転流開始角 (δ) の算出

整流器ブリッジ間の交流電圧の瞬時値は (1.111) 式で与えられ, $\theta = 1 + \delta$ において

$e_r = 0, i_d = i_{d0}$ となる。従って

$$-\sqrt{2} \sin \delta \pi + \kappa_g E_d + \{(\kappa_g - \kappa_r) / (\tau \kappa_g)\} i_{d0} = 0 \quad \dots\dots\dots(1.113)$$

を満足する位相角 δ を求めればよい。 E_d, i_{d0} は (1.103) 式及び (1.104) 式によって α, u を与えれば定められる。 u の一定値に対し, δ に適当な初期値を与え, E_d, i_{d0} を求め, (1.113) 式の右辺がに収斂するよう, δ の値を変化させて逐次計算によって u の値に対応する δ の値を決定する。

1.3.4.5 抵抗要素の影響とその省略

抵抗要素を考慮することによって任意性のあるインピーダンス要素が交流側リアクタンス, 抵抗 (X_p, R_p), 直流側リアクタンス, 抵抗 (X_d, R_d) の4者となり, 前述のように $\tau = X_d / R_d, \kappa_g = X_p / X_d, \kappa_r = R_p / R_d$ としてインピーダンス比の形で表現した場合でもなお三つのパラメータが残留することになる。その他 α, I_d の変数があるので各種特性値を少数の図表群に表現し実用上簡便な形態として集録することが困難である。

しかし電鉄回路の実際においてこれらのインピーダンス比の値及びその組合せのとり得る領域はある範囲に限られているので, この範囲における抵抗要素の影響を定量的に調査してみると, これを省略してもあまり大きい誤差が生じないことが分る。

まず実在の電鉄回路についてインピーダンス比の範囲を考えてみると以下のようなになる。主電動機が力行側に使われている時は直巻電動機として接続され, そのインピーダンスは抵抗, リアクタンス, 一定起電力の直列回路として近似的に代表できるが, この各要素は脈流による主磁束の脈動を考慮して

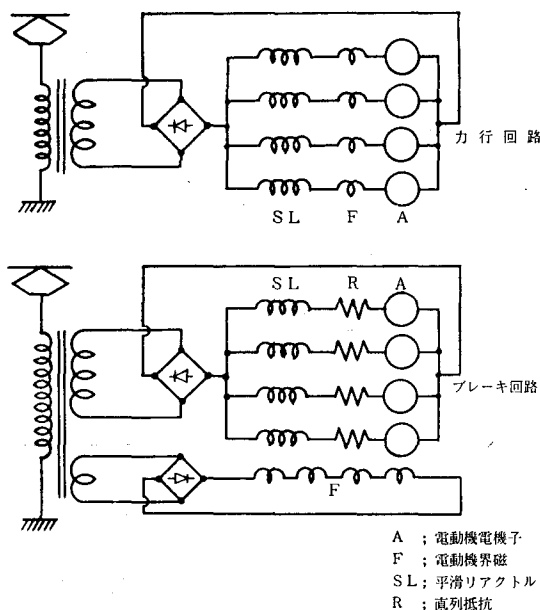
等価的に換算したもので、この場合の等価抵抗は電動機の実抵抗の7～9倍の値となる。

この等価インピーダンスを用いると実在の電鉄回路で τ は5～15, κ_r は0.1～0.3, κ_g は0.05～0.3程度の範囲にある。従ってこれらの領域から著しく離脱したものは実用面では考慮する必要がない。ただし電力回生ブレーキの領域に入ると電機子の極性が反転し、かつ速度制御上の要求から通常全電動機の界磁が一括して直列に接続され、他励界磁として励磁されるので、上記の等価回路設定にあたっての前提条件が変わってくる。

1.42図に力行側、回生側の結線略図を示すが、電力回生の場合は電機子回路に大きい安定抵抗が挿入される。また界磁電流は直巻の場合よりも平滑化されるので、磁気わくの渦流効果

も伴って主磁束の脈動はの場合殆んど無視できる。従って主磁束平滑の前提のもとに電動機のインピーダンスとして電機子の実抵抗、実リアクタンスをとるものとすればその数値は1.6表に示すようになり、 X_d , R_d の合成値は力行側回路と略同程度となる。以上のように力行領域と回生領域とでは等価回路の設定も結線方式も変わるけれども τ , κ_g , κ_r などのあり得る範囲は略同等に考えることができる。

1.42図 整流器式電気車両結線略図



1.6表 電気車両の直流回路インピーダンスの1例 (ED75系列交流機関車)

回路要素	力 行 側		回 生 側	
	$X_d (\Omega)$	$R_d (\Omega)$	$X_d (\Omega)$	$R_d (\Omega)$
平滑リアクトル	1.57～4.46	0.035	1.57～4.46	0.035
主電動機	0.51～1.10	0.350～0.520	0.83	0.038
安定抵抗	—	—	—	0.200
計	2.08～5.56	0.385～0.555	2.40～5.29	0.273

註：範囲を添付したものは負荷電流による変化を示す。

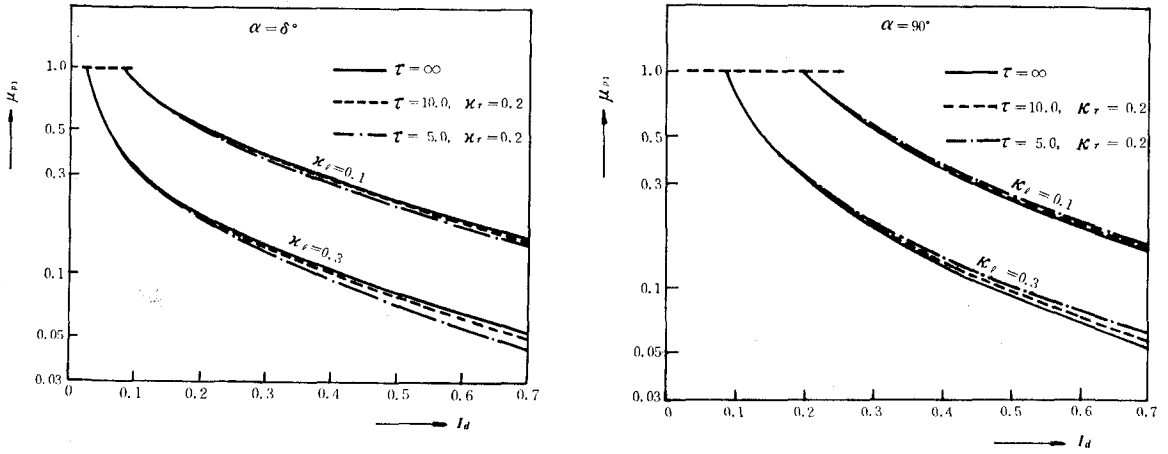
1.43図～1.46図は上記のインピーダンス比を用いて代表的な特性を算出し、かつ抵抗のない場合と比較したものである。

τ の値の標準値として10, 最小値として5を選択し、影響の小さい κ_r の値は0.2一定の場合をとった。曲線群の添字は κ_g の値を表している。

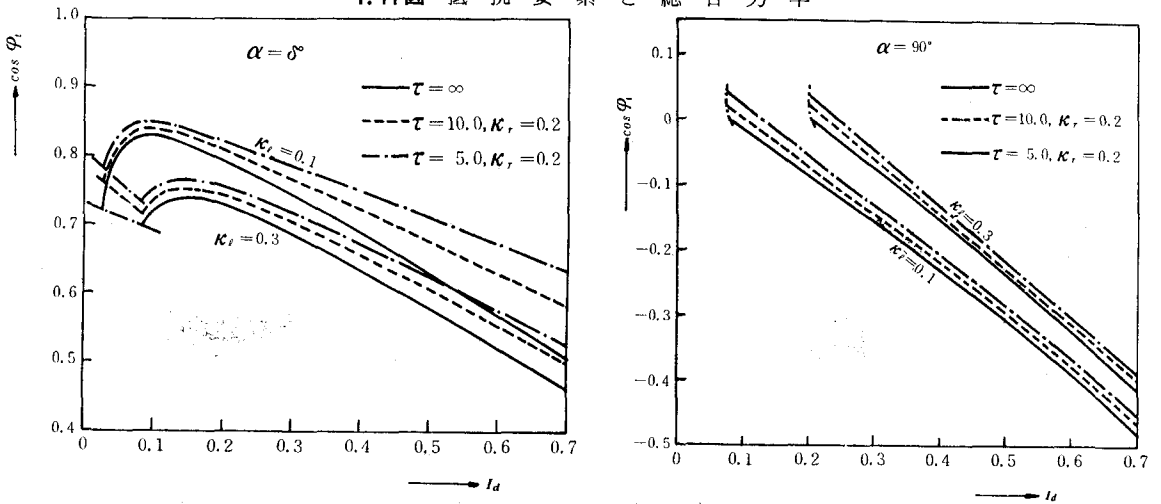
ここに掲げた以外の制御角についてもほぼ類似の傾向を示すが、これらの結果から分るように一般に抵抗要素の影響は小さい。とくに脈率、交流、直流実効値など波形に直結する特性についての誤差は実側の分解能以下と云えるので、負荷電流(I_d)の実用範囲が0.4以下であることと併せ考えれば実用的には抵抗要素を省略した計算によってならん支障はないであろう。

ただ力率、重り角については条件の組合せによっては差異がある程度表れる。

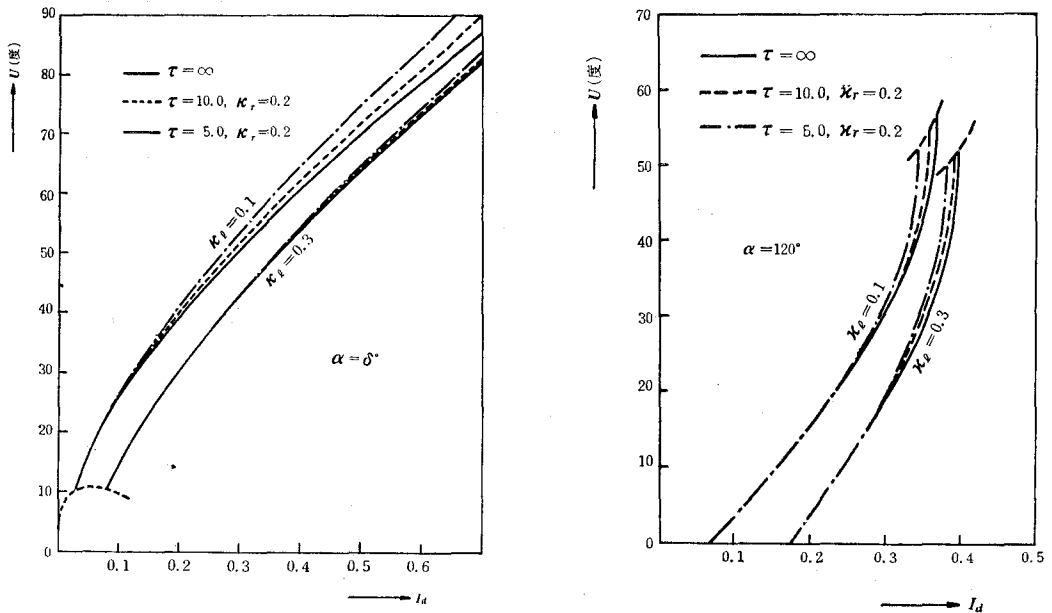
1.43図 抵抗要素と波高値脈流率



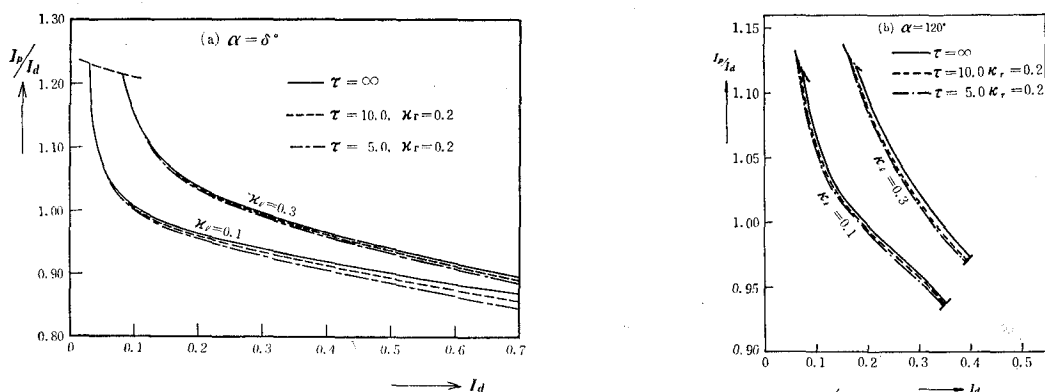
1.44図 抵抗要素と総合力率



1.45図 抵抗要素と重り角



1.46 図 抵抗要素と交流電流実効値



力率は抵抗要素の存在によって若干高い値となり、抵抗なしの条件は最低値を表している。その差異は重負荷で κ_g の小さい場合で最大 4 % 前後、通常の場合は 2 % 程度のものである。

重り角も抵抗要素の存在によって若干大きくなるが、その差異は通常の使用条件では殆んど無視でき、大きくても約 3° 以下である。特別の場合として位相制御角が極端に大きくなった時、大電流域で転流限界に近くなるとその差異が大きくなり数度以上に及ぶことがある。

電動機端子電圧とその変動率及び効率については抵抗要素を省略してよいとは云い切れない。以下この 2 者について考察する。

(1) 主電動機端子電圧

ここまででは直流側出力電圧として便宜上整流器出力端電圧をとって来たが電気車両設計の実際では主電動機の端子電圧を尺度として速度特性の算出、粘着特性の検討等が行われている。

抵抗要素を無視した場合には直流側出力電圧平均値 E_r と等価回路としての定電圧 E_d 及び電動機端子電圧 E_m の 3 者は同一のものになるが、抵抗要素を算入すると E_m は E_r および E_d とは異なった値となり

$$\left. \begin{array}{ll} \text{力行の場合} & E_m = E_r - I_d \gamma_r / (\tau \cdot \kappa_g) \\ \text{あるいは} & = E_d + I_d (1 - \gamma_r) / (\tau \cdot \kappa_g) \\ \text{回生の場合} & E_m = E_d + I_d \gamma_a / (\tau \cdot \kappa_g) \end{array} \right\} \dots\dots\dots (1.114)$$

で与えられる。ここで γ_r , γ_a は平滑リアクトル及び電動機電機子の抵抗が全直流回路抵抗 (R_d) 中に占める割合である。

(2) 効 率

回路に抵抗のない場合は交流入力即直流出力となり、効率は 100 % という形となる。整流器損失を考慮すれば 98.5 ~ 99 % になるが、この損失は全損失の一部にすぎないので、これだけを算入しても殆んど実質的な意味をもたない。

抵抗要素を考慮して始めて効率の意義が生れてくる。効率の定義としては実用上の用途と関連してつぎのようなものが対照となる。

(a) 送電端から車両主電動機入力迄をまとまった変換装置と見做しその電力効率を対象とする場合
 この考え方は電気車両の性能算定が主電動機の使用法を中心に構成されているため、他の動力

方式との比較などからも実際的である。出力として電動機の直流入力電力 (W_d) を対象とするか、脈動電力を含む総合電力 (W_m) を対象とするかによってつぎの2とおりの定義ができるが前者は車両性能の立場に重点をおいた考え方、後者は変換装置の立場に主体をおいた考え方といふことができる。

力行の場合

$$\left. \begin{aligned} \eta_d &= \frac{\text{電動機直流入力}}{\text{交流入力}} = \frac{W_d}{W_p} \\ \eta_w &= \frac{\text{交流入力}-\text{損失}}{\text{交流入力}} = \frac{W_p - W_\ell}{W_p} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(1.115)$$

回生の場合

$$\left. \begin{aligned} \eta_d &= \frac{\text{交流入力}}{\text{電動機直流出力}} = \frac{W_p}{W_d} \\ \eta_w &= \frac{\text{交流入力}}{\text{交流入力}+\text{損失}} = \frac{W_p}{W_p + W_\ell} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(1.116)$$

損失 W_ℓ は饋電回路及び車両変圧器、平滑リアクトル (直列抵抗) における抵抗損失の合計で

$$\left. \begin{aligned} \text{力行の場合} \quad W_\ell &= (I_p^2 \cdot \kappa_r + I_e^2 \gamma_r) / (\tau \cdot \kappa_\ell) \\ \text{回生の場合} \quad W_\ell &= (I_p^2 \kappa_r + I_e^2 (1 - \gamma_a)) / (\tau \cdot \kappa_\ell) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(1.117)$$

電動機直流入力 (出力) は $W_d = E_m \cdot I_d$, ($W_d = -E_m I_d$), 交流入力は $I_p \cos \varphi_t$ で表せるから

$$\left. \begin{aligned} \eta_d &= \frac{E_m}{\cos \varphi_t} \cdot \frac{1}{(I_p / I_d)} \dots\dots\dots \text{力 行} \\ &= \frac{\cos \varphi_t}{E_m} \cdot (I_p / I_d) \dots\dots\dots \text{回 生} \\ \eta_w &= 1 - (I_p^2 \kappa_r + I_e^2 \gamma_r) / (\tau \cdot \kappa_\ell \cdot I_p \cdot \cos \varphi_t) \dots\dots\dots \text{力 行} \\ &= \frac{I_p \cos \varphi_t}{I_p \cos \varphi_t + (I_p^2 \cdot \kappa_r + I_e^2 (1 - \gamma_a)) / (\tau \cdot \kappa_\ell)} \dots\dots\dots \text{回 生} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(1.118)$$

(b) 送電端から見た電氣的入力と車両の動輪周出力との比としてエネルギーの全変換効率を考える場合

$$\eta_t = \eta_d \cdot \eta_m \cdot \eta_g \dots\dots\dots(1.119)$$

ただし η_m : 主電動機効率 92~94%

η_g : 歯車を主体とする動力伝達装置の効率 97.5~98.5%

(c) 地上設備の饋電効率を考える場合

パンタグラフで切り離して饋電回路と車両を別個に取扱う必要のある時は

$$\eta_f = 1 - \frac{\kappa_r \cdot \varepsilon}{\tau \cdot \kappa_\ell \cos \varphi_t} \frac{I_p}{\dots\dots\dots} \dots\dots\dots(1.120)$$

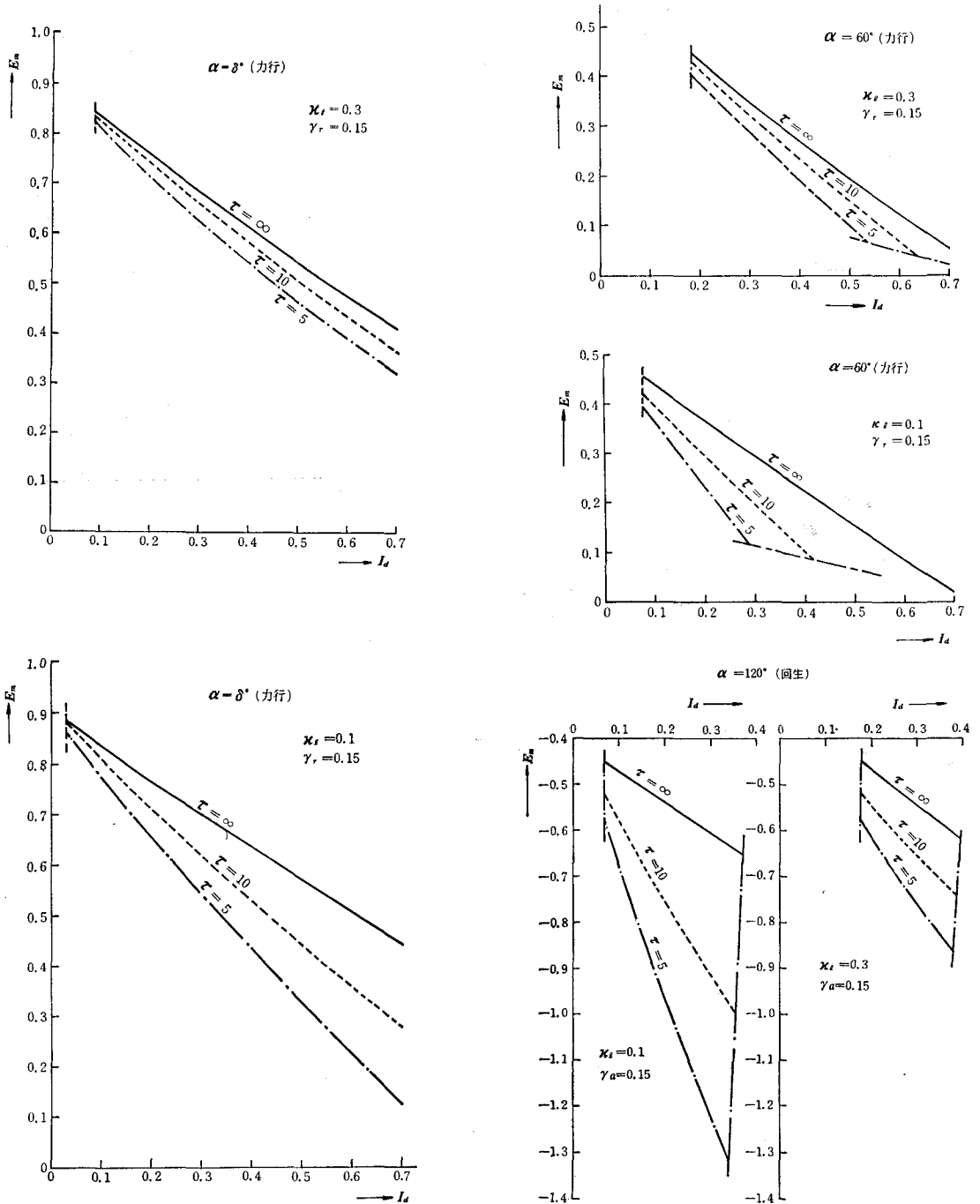
ただし ε は送電網、変電所変圧器、及び架空電車線の合計抵抗が R_p 内に占める割合である。

1.47, 1.48 図は主電動機端子電圧及び効率の算出例である。

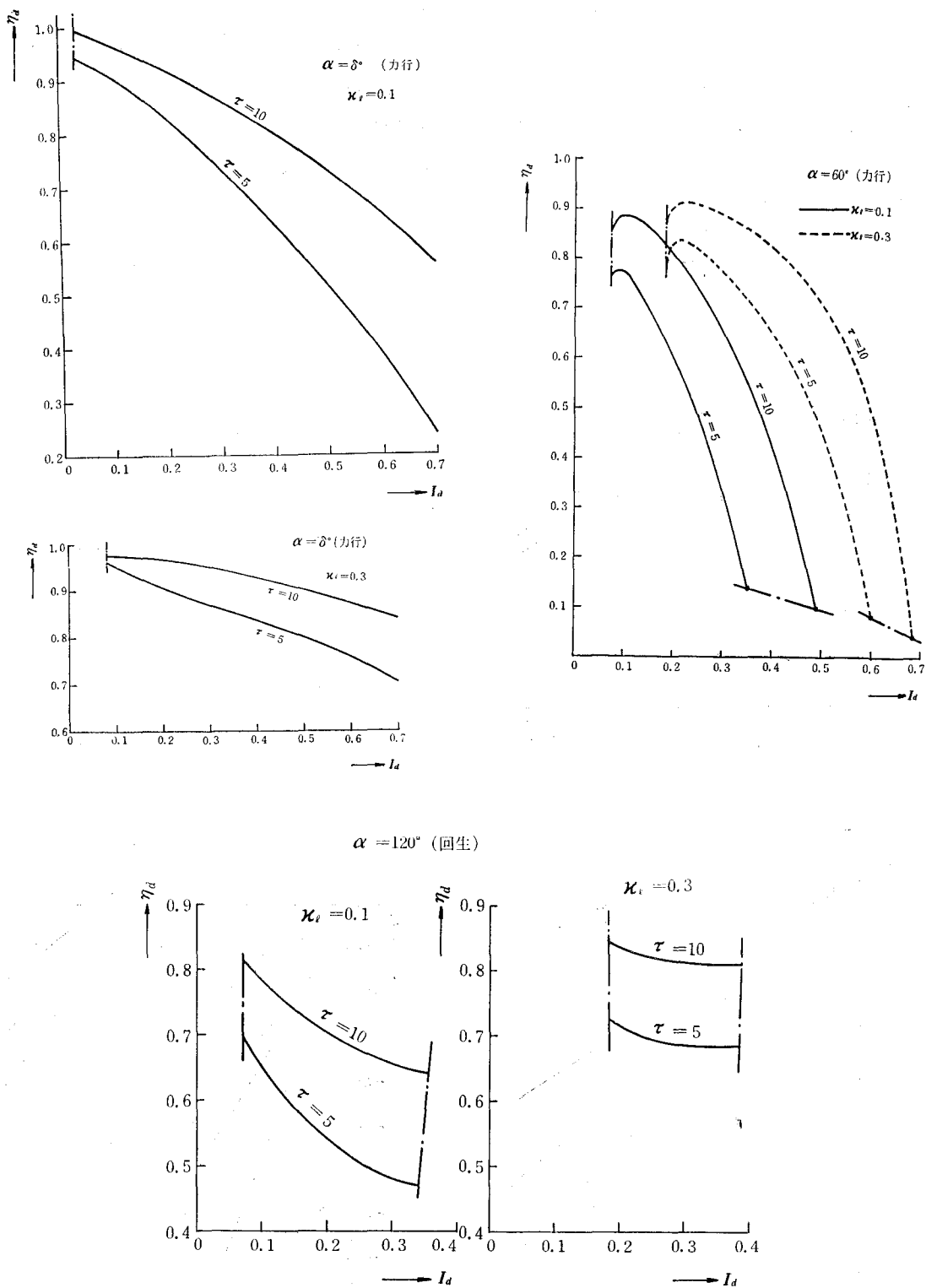
1.47 図に示すように電圧変動率については抵抗の存在がかなり大きく影響する。 $\alpha=60^\circ$ における大電流側の限界は電動機内の抵抗電圧降下 E_m と合致するところを示している。

1.48 図は 1.47 図に対応して (1.115) 式における η_d の値を示したものである。

1.47 図 抵抗要素と電圧変動率



1.48図 抵抗要素と電力効率



関 連 文 献

- 入江則公, 川添雄司, 河村寿三 電鉄用単相整流回路の特性計算
電気学会雑誌 第87巻 第942号 pp 99~108 (昭和42年3月)
- 入江則公, 山崎泰弘 電鉄用単相整流回路の基準化特性
電気学会雑誌 第87巻 第950号 pp 208~217 (昭和42年11月)
- 入江則公 交流電気の進歩 (技術綜説)
電気学会雑誌 第83巻 第895号 pp 13~22 (昭和38年4月)
- 単相整流回路の研究
電鉄用整流器研究委員会単相整流器回路専門委員会報告 (鉄道電化協会)
N 67-7 pp 177~196 (昭和38年3月)
N 63-15 pp 7~84 (昭和42年3月)
- 車両用単相整流回路の解析
車両用 S. C. R 研究委員会報告 (鉄道電化協会)
N 65-10 pp 67~110 (昭和41年3月)
N 66-13 pp 81~90 (昭和42年3月)

参 考 文 献

- 岩田幸二 交流側インピーダンスの大きい単相全波整流回路
日立評論 第42巻 第12号 pp 9~15 (昭和35年12月)
- 阿部久康, 平塚篤 イグナイトロン電気機関車の交流側高調波電流
三菱電機 第32巻 第10号 pp 1~11 (昭和33年10月)
- 河村寿三 東海道新幹線量産用主電動機附録
三菱電機技報 第38巻 第3号 pp 16~17 (昭和39年3月)
- A. Mandel : Single-phase 50 c/s A. C. Traction using a rectifier P. I. E. E.
June 1955 pp 339-348
- R. D. Charlton : Graphic Aid for Calculating Rectifier Locomotive Performance
Transaction A. I. E. E. July 1955 pp 189-194
- I. E. C. Document 22-1 (U. S. S. R.) 1960/4 Proposal from U. S. S. R. National Committee on draft
recommendation for static power converters intended for railway.
- W. Holfert und W. Wendt : Strom-und Spannungsverhältnisse von Zweiphasen-Gleichrichterschaltungen
bei endlicher Glättung und bei Belastung auf Gegenspannung unter
Beachtung der Anwenbung für Gleichrichterlokomotiven ELEKTRIE
Heft 6 (1960)
- Gerhard CALVI, Jürgen KUHLOW : Der Bahnmotor bei Gleichrichter-speisung Elektrische Bahnen
Heft 10, 1963 pp 218-229

第2編 列車運転における主電動機の

温度上昇予測と負荷算定

まえがき

電気車両は複雑な総合機械であるが、その性能の基本となるのは主電動機で、搭載する電動機の容量に対応して電気車両の規模、重量、性能、価格の大綱が決定され、細部の構造が採択される。従って使用目的に対して必要かつ十分な主電動機の所要出力を決定することが電気車の基本計画、設計の出発点となる。

電動機の容量を定める基本となるのは温度上昇であるが、車両用主電動機は負荷電流と回転速度が大幅に、かつ不規則に、つねに変化する状態で使用され、負荷の変動が温度上昇の変化になって表われるまでにある程度の時間おくれが伴うので所要の運転計画に対応した電動機の最高温度、^算通等価負荷などを推定することに非常に困難である。

さらに電動機自体自体の構造も非常に複雑で、かつ温度上昇の原因となる各種の損失の生起もまちまちなので、たとえ一定負荷条件のもとであっても、その温度上昇とその過程を計算することは容易でなく、厳密を期するならば際限なく複雑な解析を行なわねばならない。

従って電気車両の新計画あるいは既存車両の新線区^{その}運転用などに当っては必要容量の算定の問題が難解な課題として今日までに持越されて来た。

本編は特定形式の主電動機個々の温度上昇機構の細部検討ではなく、車両新計画段階での主電動機容量算定に用いることを主目的として車両電動機に共通に適用できる温度上昇計算法を研究したものである。

第1章においては主電動機の各損失と冷却特性を分析し、損失の扱い方に特殊な手法を適用することによって元来複合時定数体の電動機の温度上昇を均質単一物体のそれにおきなおし、負荷電流と回転数が種々に変化する場合のそれぞれの最終温度上昇値を求める方法をのべ、標準的な最終温度上昇像を設定した。

第2章においては最終温度に至るまでの過渡段階の算出について検討し、運転曲線計算プログラムと組合せ、列車運転中の負荷変動に応じた温度上昇算出法についてのべ、中央線で行なわれた運転試験における温度上昇をシミュレートした。

第3章では列車運転中の変動温度上昇が電動機の寿命に及ぼす定量的な影響を検討し、累積劣化の見地から等価温度上昇値なるものを設定した。

第4章では交流車両における脈流運転が温度上昇に及ぼす影響を分析し、実測値を基礎として各巻線別に温度上昇補正値を推定した。

なお電機子コイルにおける渦流による銅損増加と回転数の関係についての計算を参考のため附録として記録した。

第1章 車両用主電動機の標準温度上昇像

2.1.1 一般

均質物体の短時間内の温度変化は次の式で表わせる。

$$\theta = \theta_m \{1 - \exp(-\Delta t / \tau)\} + \theta_0 \exp(-\Delta t / \tau) \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

θ_m : Δt 分中の負荷条件における最終温度上昇 (°C)

τ : Δt 分中の負荷条件における熱時定数 (min)

θ_0 : Δt 分の最初における温度上昇 (°C)

θ : Δt 分の最後における温度上昇 (°C)

運転曲線計算プログラムより時々刻々の負荷条件（電流，回転数，界磁率など）が与えられるので，その負荷条件に応じて θ_m ， τ を求めることができれば，列車の運転中の電動機温度の変動を算出してゆることができる。

以下の手法においては解析を容易にするとともに，温度上昇のイメージを標準化するために，すべての量を単位化した姿で扱ってゆく。すなわち，ある標準的な負荷条件（通常定格値を選ぶ）における負荷電流，回転数，全損失，冷却効果，最終温度上昇をそれぞれ1とし他の条件におけるこれらの値を基準点に対する比率で表現する。熱時定数も同様であるが，この場合は別に基準点における時定数だけは絶対量 (min) で与える必要がある。このように単位化された諸量を便宜上比損失，比冷却係数と呼ぶことにする。最終温度上昇は比損失/比冷却係数，比時定数は比冷却係数の逆数の形で表現できるので， θ_m ， τ を算出することは負荷条件に応じた比損失と比冷却係数を算出することに帰一する。

以下このようにして基準化された量をゴシック体で表わし絶対量と区別する。

2.1.2 比損失の算出

電機子の比損失は次の形で表わすことができる。

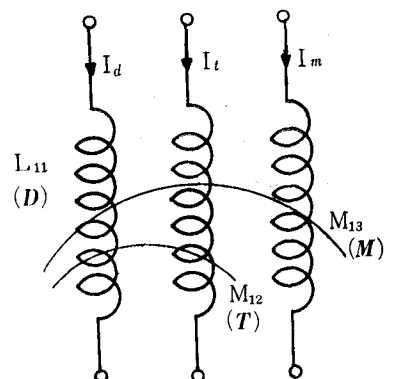
$$W_a = D + T + M \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

ここに， D ， T ， M は任意の負荷条件において銅損，鉄損，機械損がコイルの温度上昇に及ぼす影響度を表したもので，基準負荷条件におけるこれらの値をそれぞれ D_0 ， T_0 ， M_0 とすれば

$$\begin{aligned} W_a &= K_d D_0 + K_t T_0 + K_m M_0 \\ &= K_d D_0 + K_t T_0 + K_m (1 - D_0 - T_0) \quad \dots\dots\dots (2.3) \end{aligned}$$

すなわちこの損失の考え方は2.1図に示すように，自己および相互インダクタンスの像で表現することができ，損失の発生部分について

2.1図 電機子損失の等価回路



の多時定数体の姿を表現していることになる。

2.1.3 K_d , K_l , K_m の算出

K_d ; 銅損算定には定量的に温度による抵抗変化, さらに電機子の場合には回転によるうず電流損を無視できない。コイルの直流抵抗の温度による補正係数 K_a は周囲温度を 25°C , 抵抗値算出の基準とした温度上昇値を θ_{a0} , 標準負荷におけるその電機子の温度上昇を θ_{a0} とすれば

$$K_a \simeq \{260 + \theta_a \cdot \theta_{a0}\} / (260 + \theta_{a0}) = a + b\theta_{a0}\theta_a \quad \dots\dots\dots(2.4)$$

で表わせる。 a , b は θ_{a0} の取り方によって若干変化するが, ここでは抵抗の標準値は $110^{\circ}\text{C}(\theta_{a0}=85^{\circ}\text{C})$ の値をとることとしているので, この場合は $a=0.7565$, $b=0.2898 \times 10^{-2}$ となる。

これに対しうず電流損は反対に抵抗値の増加に比例して, すなわち温度上昇とともに減少する性質をもっている。

回転によるうず電流損を考慮した銅損算出については, 電機子コイルを流れる矩形波交流を周波数分析し, 各調波についてうず電流による損失増加を算出し, その合計として求めたものがすでに発表されているが, 非常に複雑な形となる。ただし, この結果は車両用主電動機の電機子周波数, スロット内コイル配置, 導体高さの組合せの範囲では附録に詳述したとおり, 高い近似値をもって次のように簡略化した形に誘導できる。

$$W_c = I_a^2 R_a (1 + \sigma N^2 / K_a^2) \quad \dots\dots\dots(2.5)$$

ここに W_c は総合銅損, N は回転数, R_a は電機子コイル抵抗を表わす。右辺の () 内第2項はうず電流の存在による付加損失を表わし, σ は電機子スロット幅, スロット内コイル配置 (コイル層数, 並列数, 導体高さ) および鉄心積厚とコイル全長との比率によって定まる定数で, σN^2 が温度 θ_{a0} におけるうず電流損を表わす項である。前述のように, うず電流損はコイルの抵抗に反比例するので, 温度の変化に伴って $1/K_a$, すなわち R_a/K_a^2 に比例して変化する。

一方, 標準負荷条件における値を添字0を付して表わせば, このときの総合銅損は,

$$W_{c0} = I_{a0}^2 R_{a0} (1 + \sigma n_0^2 / K_{a0}^2) \quad \dots\dots\dots(2.6)$$

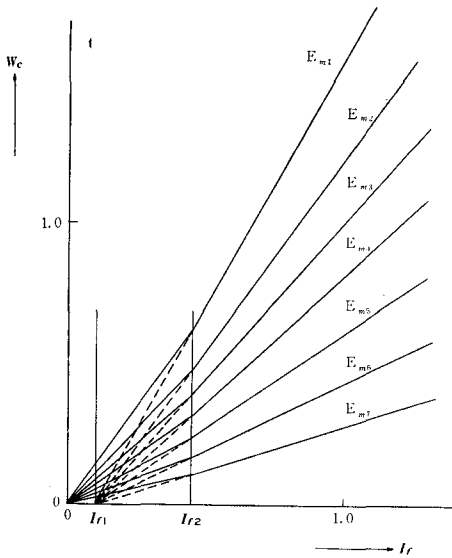
(2.5), (2.6) 式から基準化を行なうと

$$\left. \begin{aligned} K_a &= W_c / W_{c0} = I_a^2 \cdot R_a' \\ R_a' &= \frac{R_a(1 + \sigma N^2 / K_a^2)}{R_{a0}(1 + \sigma N_0^2 / K_{a0}^2)} \\ &= \frac{(K_a + \sigma N^2 / K_a^2)}{(K_{a0} + \sigma N_0^2 / K_{a0}^2)} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(2.7)$$

R_a' はうず電流および温度を考慮した電機子コイル抵抗の補正係数である。 σ は電動機固有の定数であるが実用電動機ではスロット内コイルの縦配列のものと重ね配列のものによって0.15~0.25および0.03~0.05の二つのグループに大別できる (2.4表参照)

K_l ; 鉄損は界磁電流と回転数の双方によって変化するので, その近似式として $I_f^a \cdot N^b$ の形で表わ

2.2図 鉄損の図式表示



す方法や I_f , N の低次多項式で表現する方法等について検討したが実在の主電動機については、少くとも I_f , N の組合範囲を数個に分割して常数を変えないと実用性のある近似度が得られないので甚だ複雑な形となる。

しかし2.2図のように端子電圧をパラメータにとると鉄損は界磁電流に直線比例した形でほぼ完全に近似表示ができることが分った。なお多くの場合二つの折線として近似した方がより高い精度が得られる。

したがって K_i は

$$\left. \begin{aligned} K_i &= \frac{I_f - I_{f2}}{1 - I_{f2}} \cdot \alpha & I_f > I_{f1} \\ &= I_f(1 - I_{f2}/I_{f1}) \cdot \alpha & I_f < I_{f1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.8)$$

で定めることができる。

ここに I_{f1} , I_{f2} は2.2図のようにそれぞれ2折線の境界線、および大電流域における特性が損失0に集中する点の界磁電流値を定格界磁電流値に対する比率で表わしたものである。

α は基準界磁電流における鉄損を表す係数で折線群の傾斜に相当し、電動機端子電圧の関数として2次曲線に近い形で表わすことができる。

端子電圧 E_m はほぼ回転数に比例し下記によって与えられる。

$$E_m = eN + I_a R_m \dots\dots\dots (2.9)$$

e は基準化された飽和特性を表し任意の比界磁電流 I_f における速度起電力と、これと同回転数で標準界磁電流における速度起電力との比率であり、 I_f の関数として与えられる。

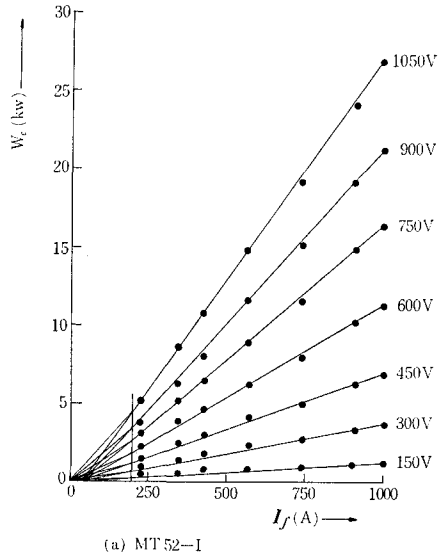
R_m は標準負荷条件において電動機抵抗電圧降下が定格端子電圧 (E_{m0}) 中に占める割合を表す(2.4表参照)。このような方法に適用して7つの異った発電機の鉄損を無負荷損失測定試験結果から分析した。

2.3図~2.5図はその結果を示すもので2.3図は各電動機の無負荷損から機械損を差引いたものを2.2図のように端子電圧をパラメータとし、界磁電流を横軸として整理したものである。

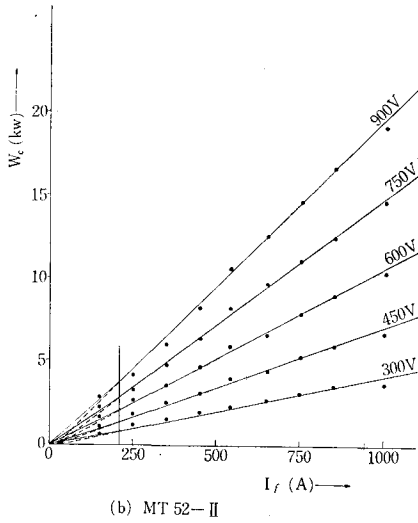
いずれの場合も殆んど完全に直線近似が行なえる。2.4図はこれら直線の傾斜の電圧特性を得るため一定界磁電流における鉄損と端子電圧との関係を調査したもの、さらに2.5図は1回転数あたりの速度起電力と界磁電流の関係を調査した結果の例である。これらの特性の絶対値は当然形式によって異りまた同形式でも製作者により、同一製作者でも測定の条件によりある程度の相違があるが、これを基準化して百分率特性の形で表現する場合は2.6図及び2.7図のように相互の偏差はきわめて少く実用上は共通の特性をもつものと見做すことができる。

R_m ; 一般に機械損 W_m は回転数の関数として(2.10)式のような形で高い精度で近似できる。

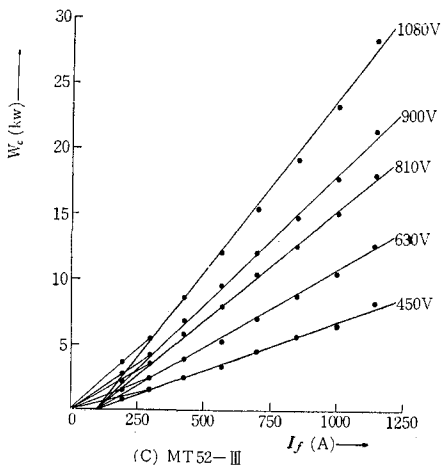
2.3図 各種電動機の鉄損



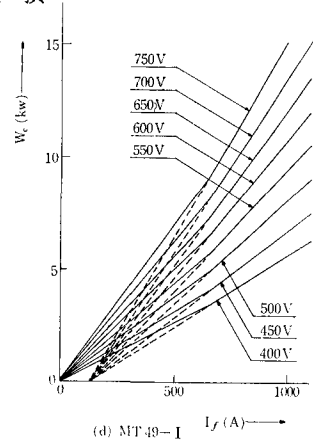
(a) MT 52-I



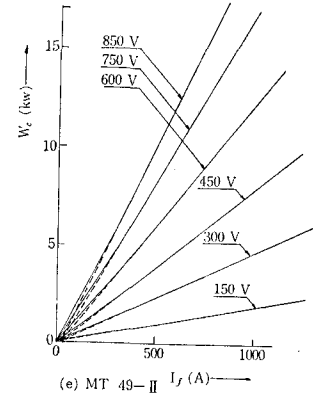
(b) MT 52-II



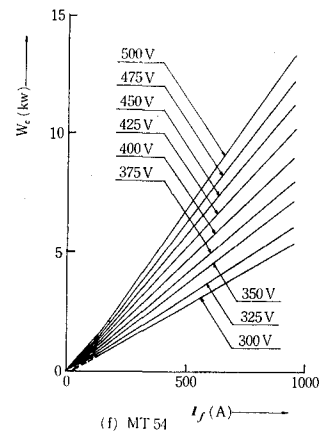
(c) MT 52-III



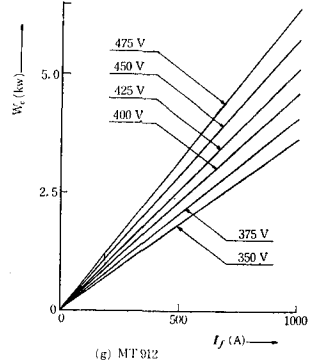
(d) MT 49-I



(e) MT 49-II

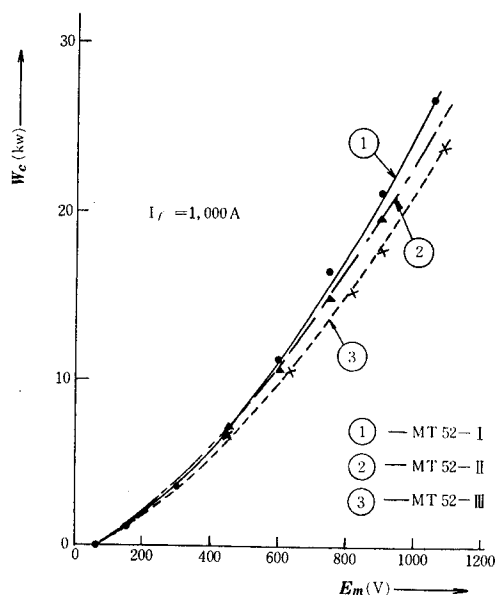


(f) MT 54

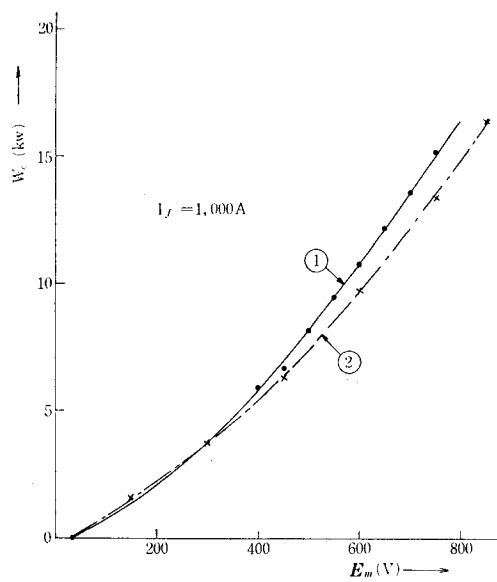


(g) MT 912

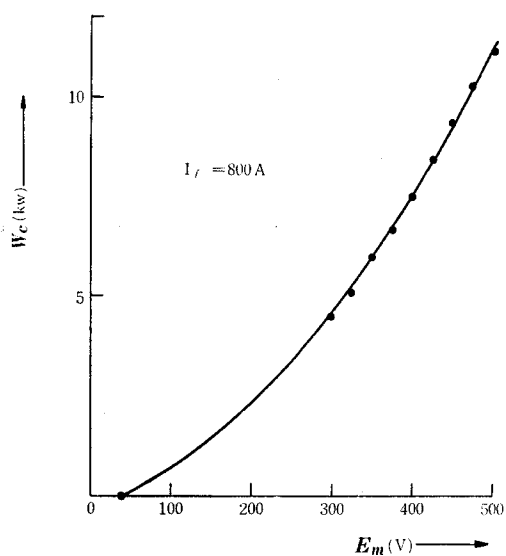
2.4 図 鉄 損 特 性 の 傾 斜



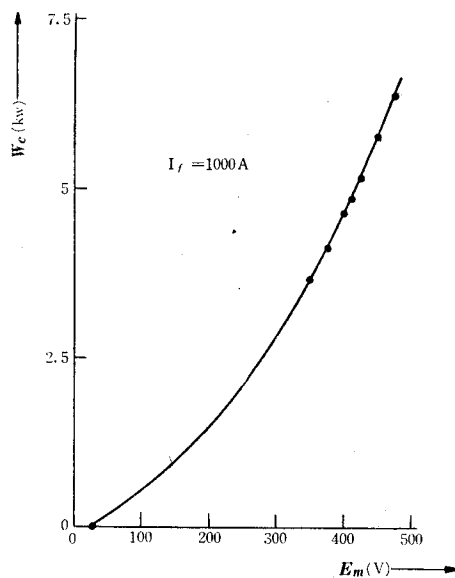
(a) MT 52



(b) MT 49



(c) MT 54

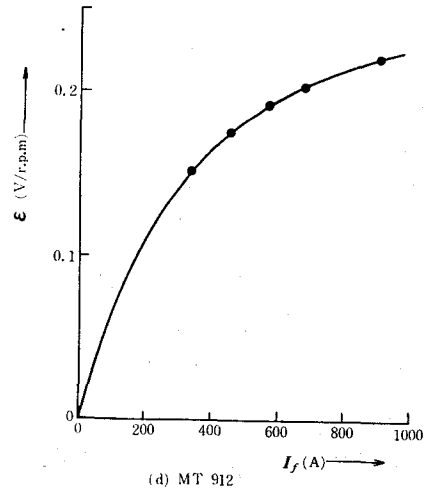
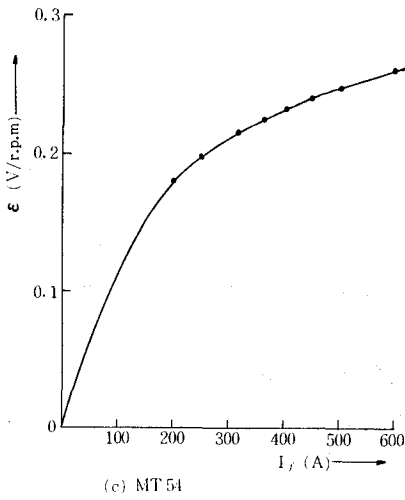
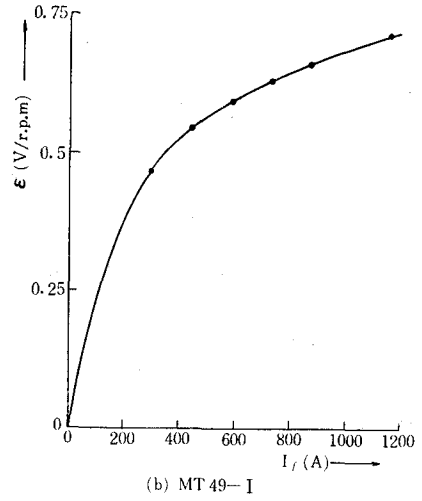
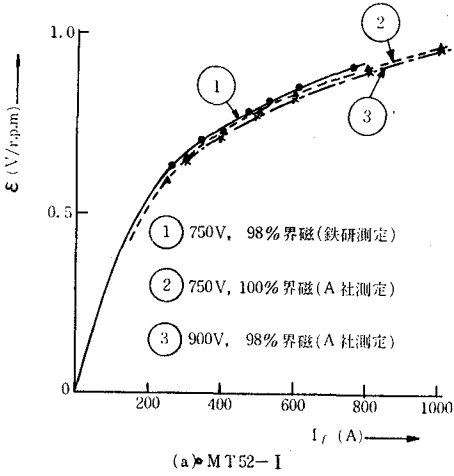


(d) MT 912

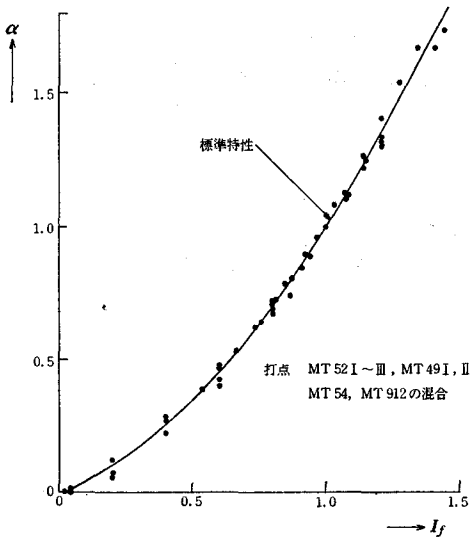
$$W_m = \beta_1 N + \beta_3 N_3 \dots \dots \dots (2.10)$$

機械損を構成するものはブラシ摩擦損、風損、軸受摩擦損などであるが、風損はコイルの温度上昇には無関係とみなしうるし、軸受損失の影響も定量的に無視してさしつかえないから、結局この場合はブラシ摩擦損だけがおもなる対象となる。摩擦係数は一定と考えてよいから⁽²⁾、その値は回転数に比例し(2.10)式の第1項をとればよいこととなる。したがって

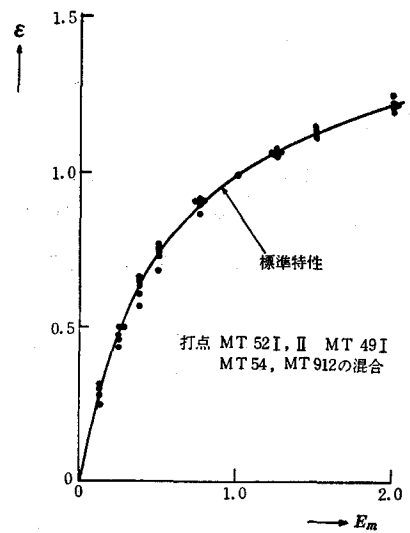
2.5 図 回転数あたりの速度起電力と界磁電流



2.6 図 鉄損特性係数 (α)



2.7 図 速度起電力係数 (ϵ)



$$K_m = N \dots\dots\dots(2.11)$$

と定めて扱ってゆくことにした。

界磁の損失はコイル内の銅損だけと考えてよいから

$$W_f = K_f I_f^2 / K_{f0} \dots\dots\dots(2.12)$$

K_f は温度上昇による界磁コイル抵抗の補正係数で、 K_a と同様にして θ_f により次式で定められる。

$$K_f = a + b \cdot \theta_{f0} \cdot \theta_f \dots\dots\dots(2.13)$$

2.1.4 比冷却係数

電動機の冷却風による種々の条件における冷却効果、あるいはその逆数として与えられる熱時定数を、一般的に解析したり定量的に計算することはむずかしい問題であるが、この場合は前述のように単位化によって比冷却係数と標準条件における時定数の二要素に集約して考えてゆけばよい。

冷却の效果に影響する支配的な要因は回転数の変化なので、比冷却係数は回転数だけの関数として取扱ってよいと考えられ、実測結果によってもこれを裏づけることができる。回転体の空気流による冷却効果はある種の仮定のもとに解析した二、三の研究が発表されている。たとえば回転している電機子の表面から冷却空気中への熱放散を、電機子、界磁鉄心で形成される平行平板の間を空気が完全な乱流状態で流れるものとして計算したもの⁽³⁾、あるいは内管が回転する二重心円筒の熱伝達として実験的に整理したもの⁽⁴⁾などで、これらの結果から直流電動機の場合、冷却風の効果は冷却表面における相対流速の n 乗に比例し、 n は 0.6~0.8 の間にあることが推定される。

これらの仮定下における理論または模型による実験式の結果がどの程度現実の電動機に適用できるかを検討し、さらにその定量的特性を定めるため、次のような方法で数種の電動機の温度上昇曲線群を分析して、冷却効果、あるいは時定数の変化を推定した。

・(a) 熱時定数の変化より求める方法

(1) 単一時定数体としての等価時定数から求める場合

実用的には電動機を単一時定数体として扱っても大きい誤差はないので、一定条件下で温度上昇がその 63.2% 最終値になるまでの時間をその電動機の熱時定数と見做して回転数の変化に伴なうこの値の変化を求める。

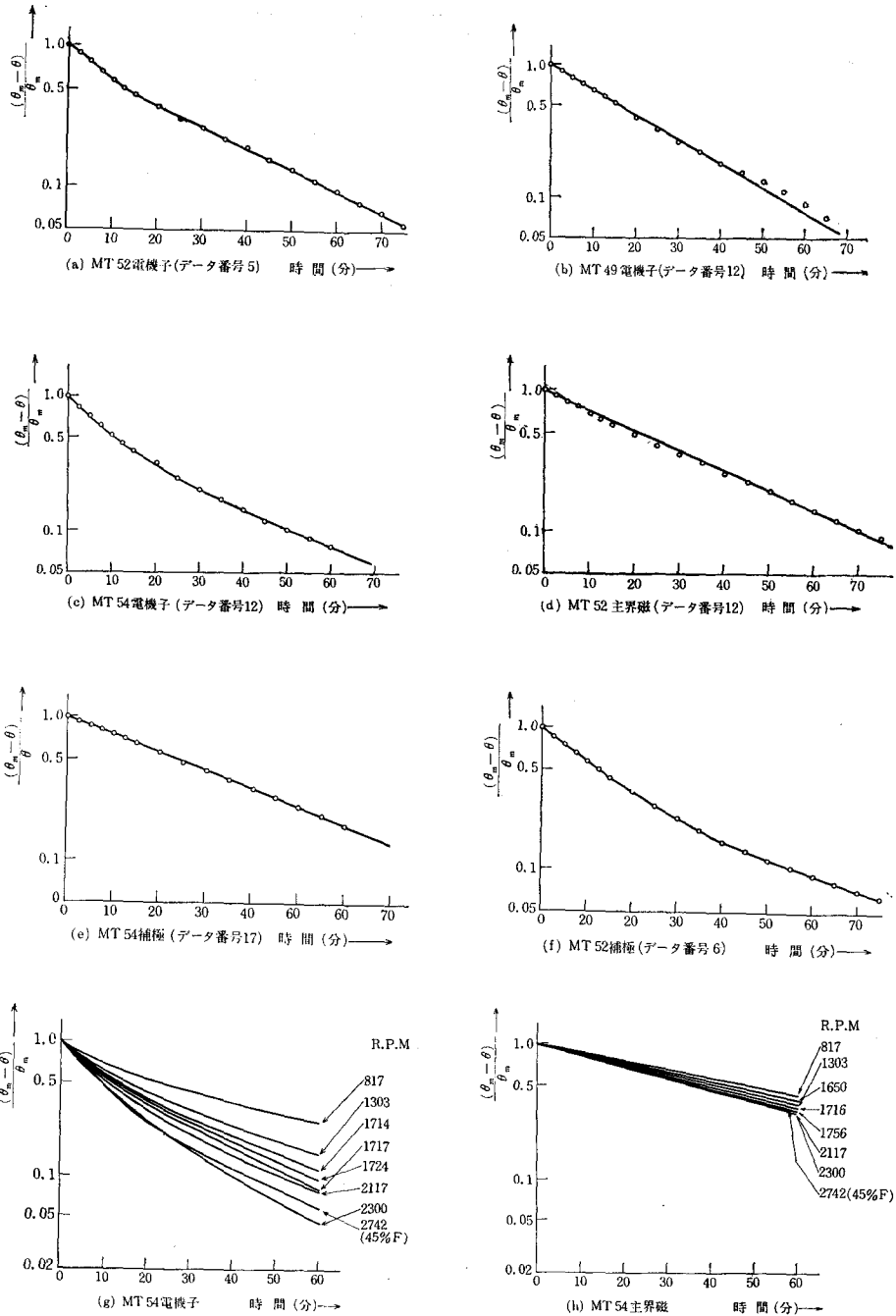
(2) 温度上昇の傾斜から求める方法

温度上昇実測結果より経過時間と各時間に対応する $\log_{10} \{(\theta_m - \theta) / \theta_m\}$ の関係を求め、その傾斜から (2.14) 式により種々の回転数における時定数ないしは比冷却係数を求める。

$$\tau = - \frac{t}{2.3026 \log_{10} \{(\theta_m - \theta) / \theta_m\}} \dots\dots\dots(2.14)$$

一般には $\log_{10} \{(\theta_m - \theta) / \theta_m\}$ と時間とはほぼ直線的関係を示すが、正確には 10~20 分までの短時間内の傾斜の方がそれ以後の傾斜よりも大きくなる場合が少くない。電機子には多少でもこの変曲が表われる場合が多く、界磁についてはその両者が分離できない場合が多い。2.8 図はこの傾斜法により準度上昇経過を分析した多数のデ

2.8図 温度上昇曲線の傾斜



ータから数例を例示したもので、(b)(d)(e)のは殆んど完全に直線の変化をする場合(a)は二つの折線よりなることが比較的明瞭に表われた場合であるが、このほか(f)のように三つの部分に分離できる場合や(c)のように変化が徐々に生じ多数の複合時定数体の様相も示す場合もある。(g)(h)は MT 54 について回転数変化によるこの特性の変化模様を表わしたものであるが、この電動機の場合は電機子は(c)のような形をとるものが多く、界磁は殆んど完全な直線形を示す。

2.2表および2.9図に上記の二法により4種の電動機の熱時定数を調査した結果をまとめてある。

2.2表 熱時定数算出結果一覧

	データ 番号	条 件			熱 時 定 数 (分) (0.632 θ_m)					
		比 回 転 速 度 N	相対冷却風速 V_r		電 機 子				主 界 磁	補 極
			電 機 子	界 磁	1	2	3	平 均		
M T 5 2	3	1.000	1.000	1.000	20.0	25.8	17.5	21.1	33.0	26.2
	4	"	"	"					32.1	24.5
	5	1,032	1.017	"	20.5	26.0	17.5	21.3	33.0	22.3
	6	"	"	"					30.0	19.5
	7	1.176	1.080	"					25.0	17.8
	9	1.310	1.140	"	20.5	23.5	13.5	19.2	30.0	22.5
	11	1.253	1.110	"	20.5	25.5	16.5	20.8	31.0	20.0
	12	0.679	0.882	"	20.2	26.5	17.0	21.2	29.0	18.9
	13	1.040	0.734	0.429	32.1	41.0	24.5	32.5	47.5	32.9
	16	0.312	1.175	1.000	21.2	30.5	20.0	23.9	31.8	20.5
	17	1.720	1.340	"	16.0	21.5	13.1	16.9	28.5	18.0

	データ 番号	条 件			熱 時 定 数 (分) (0.632 θ_m)					
		比 回 転 速 度 N	相対冷却風速 V_r		電 機 子				主 界 磁	
			電 機 子	界 磁	1	3	5	平 均		
M T 4 9	1	1.029	1.026	1.000	16.8	19.1	13.5	16.5	41.0	
	2	1.070	1.058	//	15.0	16.8	12.0	14.6	44.5	
	3	1.160	1.128	//	16.5	19.8	13.3	16.5	44.0	
	4	1.320	1.254	//	15.0	17.0	12.8	14.9	46.5	
	5	0.219	1.172	//	15.5	18.0	12.8	15.4	43.0	
	6	0.923	0.947	//	16.5	19.0	12.5	16.0	44.5	
	7	1.516	0.652	//	17.0	25.0	15.7	19.2	50.0	
	8	1.070	1.158	1.429	14.0	16.0	11.5	13.8	42.5	
	9	//	1.603	0.714	17.0	18.5	12.1	15.9	47.2	
	10	//	0.972	0.429	16.0	20.5	11.5	16.0	58.5	
	11	//	0.950	0.143	55.0	37.5	32.0	41.1	94.0	
	12	1.160	1.023	0.000	22.0	30.5	17.1	23.2		
	13	1.745	1.605	1.000	12.6	13.2	10.9	12.2	45.0	
	14	1.070	1.058	//	17.0	20.5	20.0	19.2	43.0	
	15	1.000	1.000	//	17.3	16.8	13.2	15.8	49.5	

- 註 (1) Sは10~15minまでの温度上昇傾斜から、Lはそれ以後の傾斜から算出した見かけの熱時定数。Mは全体としての平均的な傾斜を基礎とした値である。
- (2) S、L欄の値が記入していないのは傾斜に変化のないことを示す。M、LあるいはS、M欄にまたがっているのはこの間の変化に明確な分岐点が認められず、見方によって幅のある値となることを示す。とくに→のついているのはこのバンド内では判別がつけがたいことを表している。
- (3) ()付のものはこの値の傾斜の持続時間が短い等の理由で、他の数値に比べると重要度の低いものである。
- (4) 右欄電機子における1はコイルエンド部、3は鉄心内コイル、5は整流子側コイルを示す。

第1章 車両用主電動機の標準温度上昇係

熱 時 定 数 (分) (傾 斜 法)

電 機 子			主 界 磁			補 極		
S	M	L	S	M	L	S	M	L
19.5	27.4 →	29.1		34.4		21.0	25.3 →	25.6
				32.0			21.4 →	(22.8)
19.2	25.7 →	26.5		32.0		21.4	24.3	
			29.0 →	31.4		18.7	24.5	
				24.7		(16.5)	17.9	
	18.4			27.8		15.7	21.9	
20.0	26.1	29.8		31.0		19.1	23.6 →	25.1
18.4	27.6	32.1	26.7 →	31.6			21.2	(24.6)
26.5	38.4	44.4		47.7			24.2	(42.9)
20.4	29.1	33.6		22.1			24.0	(24.9)
17.7	23.4			27.3			17.8	

熱 時 定 数 (分) (傾 斜 法)

電 機 子			主 界 磁					
S	M	L	S	M	L			
17.4	22.2	29.7		39.5				
16.3	19.7	22.6		43.8				
16.9	22.1	28.3		43.8				
16.3	20.0	26.2		44.3				
16.5	21.1	27.4		43.4				
17.7	22.8	29.4		44.3				
19.2	24.8	34.1		46.9				
15.7	18.0	20.6		42.5				
16.5	20.4	24.1		47.1				
16.4	19.8	24.6		57.7				
27.4	41.2	60.3		95.5				
22.1	23.9	25.2						
12.9	16.8	20.8		46.6				
15.8	18.9	23.0		67.0				

	データ 番号	条 件			熱 時 定 数 (分) (0.632 θ_m)					
		比 回 転 速 度 N	相 対 冷 却 風 速 V_r		電 機 子				主 界 磁	補 極
			電 機 子	界 磁	1	3	5	平 均		
M T 5 4	1	0.962	0.962	0.962					74.0	47.2
	2	1.340	1.340	1.340	21.0	14.0	18.7	17.7	63.1	51.8
	3	1.161	1.161	1.161	14.7	16.5	9.5	13.6	50.5	40.0
	5	1.000	1.000	1.000	20.4	19.5	15.0	18.3	55.3	46.0
	6	"	"	"	21.2	20.5	16.5	19.4	53.1	45.3
	7	0.932	0.932	0.932						
	8	0.922	0.922	0.922						
	9	1.022	1.022	10.22	20.8	20.5	17.5	19.6	55.0	46.0
	10	1.005	1.005	1.005	20.0	19.5	15.5	18.3	50.0	43.5
	11	0.646	0.646	0.646	36.0	32.5	22.0	30.2	61.3	51.0
	12	1.242	1.242	1.242	18.0	17.5	19.5	18.0	50.5	42.2
	13	0.760	0.760	0.760	27.0	26.5	25.0	26.2	58.5	51.0
	14	0.476	0.476	0.476	43.5	42.8	28.5	38.3	70.0	63.1
	15	1.000	1.280	1.280	19.8	19.0	15.0	18.0	48.5	41.0
	16	1.000	0.510	0.510	28.5	26.0	22.0	25.5	63.0	57.1
	17	1.599	1.599	1.599	14.2	13.9	10.8	13.0	51.2	33.8

	データ番号	条 件			熱 時 定 数 (分) (0.632 θ_m)					
		比 回 転 速 度 N	相 対 冷 却 風 速 V_r		電 機 子				主 界 磁	補 極
			電 機 子	界 磁	1	3	5	平 均		
M T 9 1 2	2	0.912	0.912	0.912		17.1		17.1	31.8	22.0
	3	1.000	1.000	1.000		16.0		16.0	31.0	28.0
	5	〃	1.000	1.000						
	7	0.500	0.500	0.500		35.0		35.0	43.8	39.8
	9	1.361	1.361	1.361		12.5		12.5	26.0	23.0
	10	1.000	0.448	0.448		24.0		24.0	44.0	41.0
	12	〃	1.282	1.282		16.0		16.0	28.0	24.5
	13	〃	1.000	1.000		19.1		19.1	32.0	28.0

第1章 車両用主電動機の標準温度上昇係

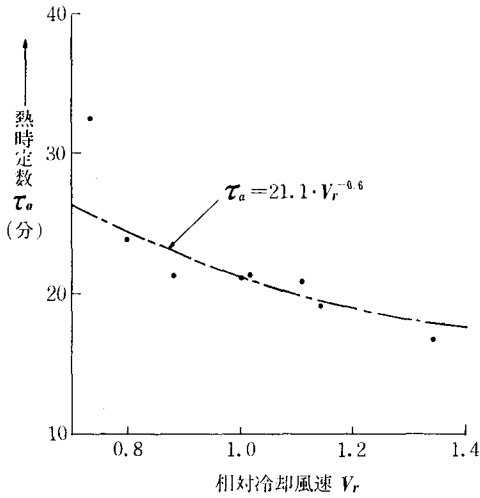
熱 時 定 数 (分) (傾 斜 法)

電 機 子			主 界 磁			補 極		
S	M	L	S	M	L	S	M	L
14.8	16.2	21.0		50.7			39.1	
17.8	25.2	35.0		54.2			46.8	
20.0	24.8	33.6		53.4			45.6	
14.9	25.7	32.8		64.2			52.0	
15.2	19.5	22.0						
18.9	23.6	25.8		55.5			46.6	
19.3	24.4	25.8		49.2			43.4	
16.3	21.3	26.0		50.8			42.5	
21.2	26.7	35.1		58.4			51.6	
27.0	41.0	52.6		69.0			62.0	
18.2	23.0	26.4		49.5			41.2	
22.5	29.8	40.6		64.6			56.4	
14.2	19.0	26.4		52.9			38.8	

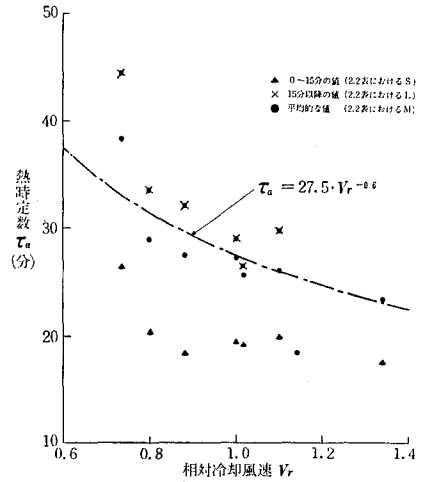
熱 時 定 数 (分) (傾 斜 法)

電 機 子			主 界 磁			補 極		
S	M	L	S	M	L	S	M	L
15.4	21.6	24.2		31.9		27.7	30.2	32.8
15.2	20.2 →	22.0	30.4	34.2	36.9	25.2	30.5	33.3
	21.0		20.8	28.0	31.8	17.1	21.5	27.4
27.9	36.4	42.5	38.6	41.7	50.1	35.2	41.8	47.5
13.3	16.1	17.0		27.8		24.8	25.5	27.8
22.4	27.7	30.2		44.0		36.6	43.5	46.6
16.6	18.7			28.9		24.5	27.2	28.2
18.4	22.8	25.2	(31.2)	34.8	(37.9)	(27.4)	31.1	(34.6)

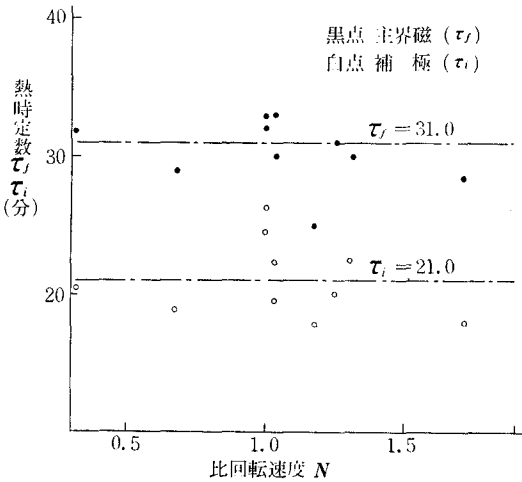
2.9表 各種電動機の熱時定数



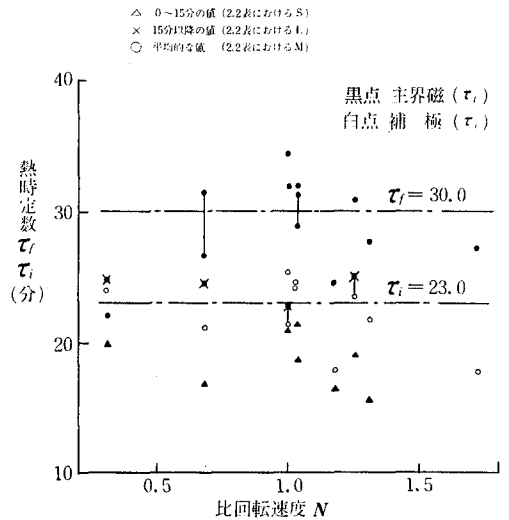
(a) MT 52 電機子 (0.632 θ_m)



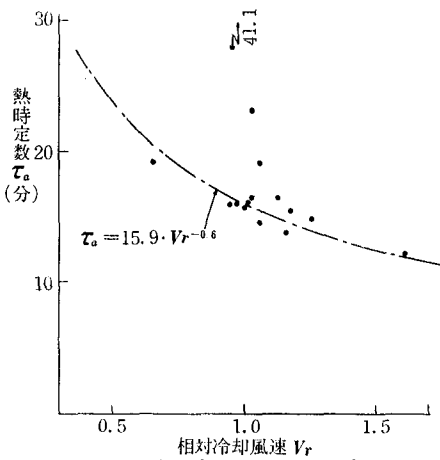
(b) MT 52 電機子 (傾斜法)



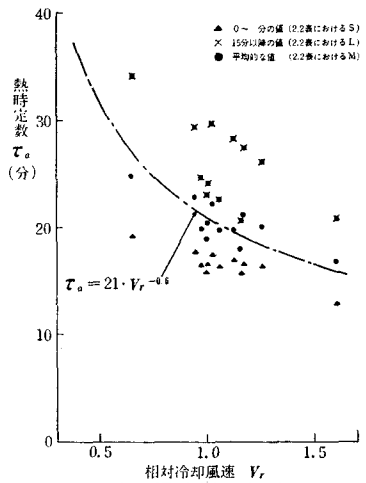
(c) MT 52 界磁 (0.632 θ_m)



(d) MT 52 界磁 (傾斜法)

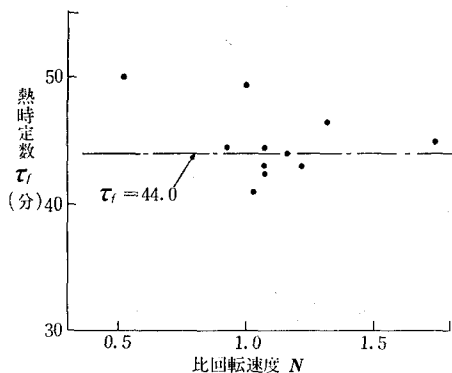


(e) MT 49 電機子 (0.632 θ_m)

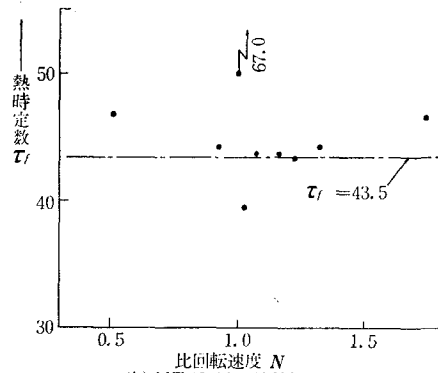


(f) MT 49 電機子 (傾斜法)

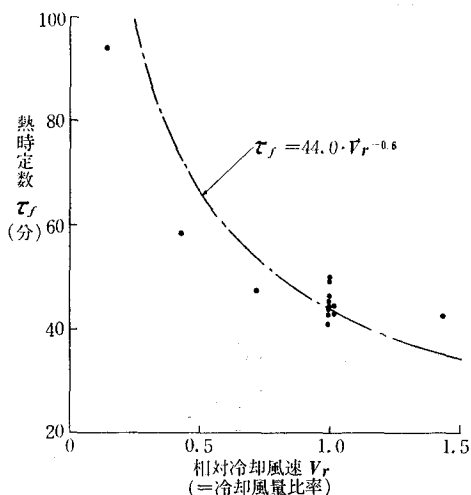
2.9図 各種電動機の熱時定数



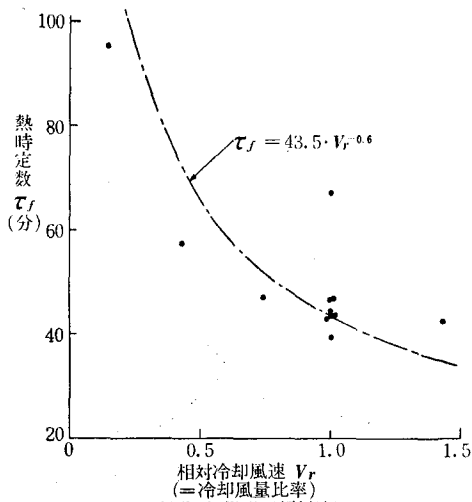
(g) MT 49 界磁 ($0.632 \theta_m$)



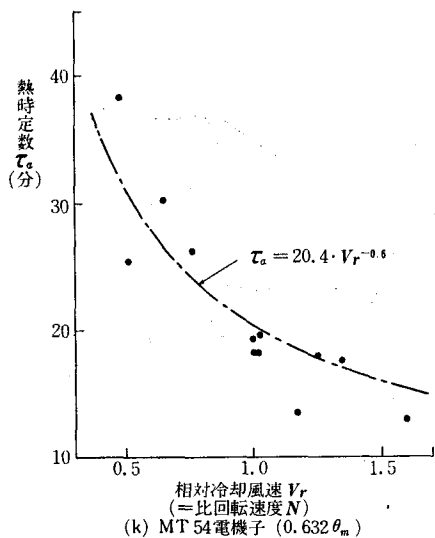
(h) MT 49 界磁 (傾斜法)



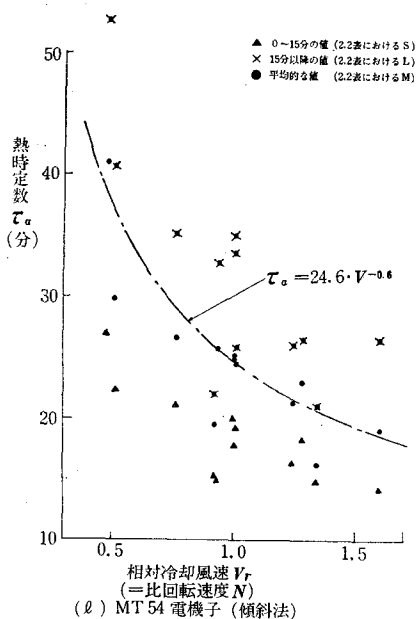
(i) MT 49 界磁 ($0.632 \theta_m$)



(j) MT 49 界磁 (傾斜法)

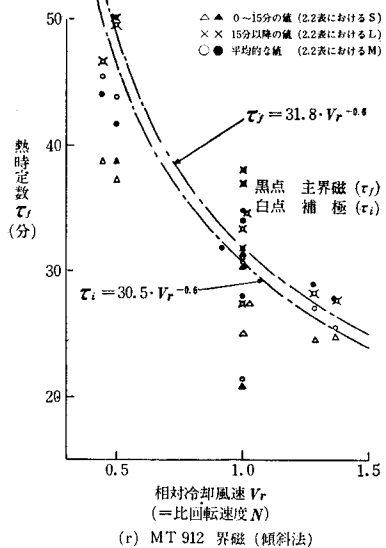
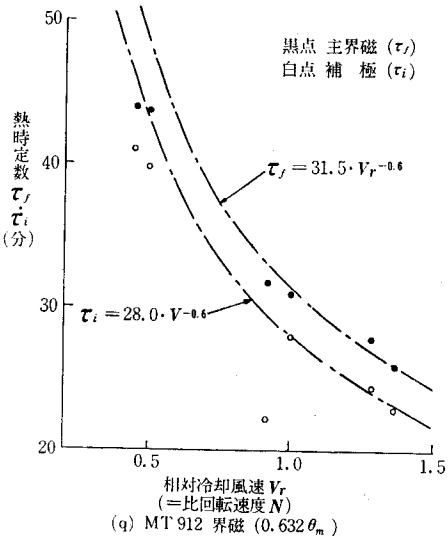
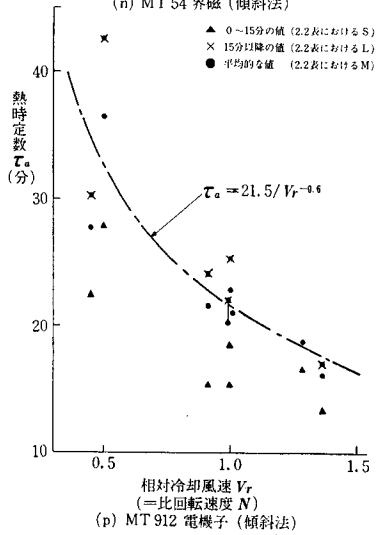
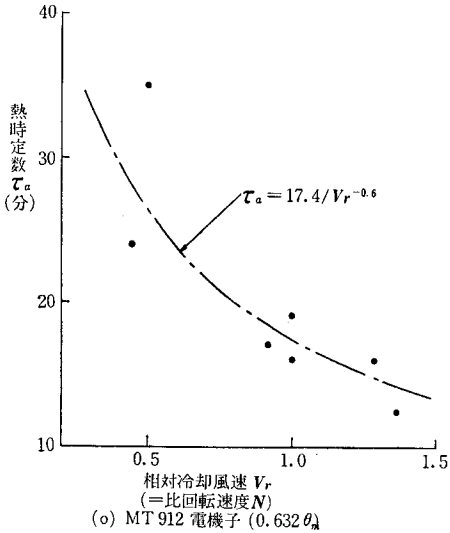
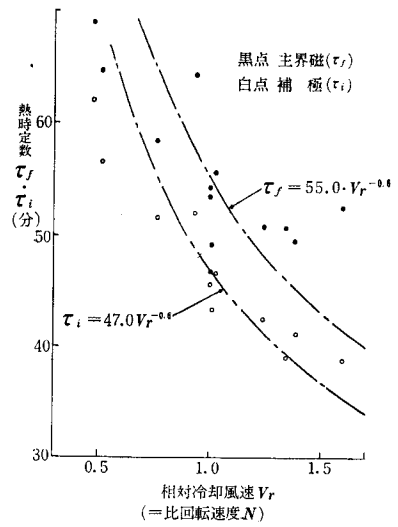
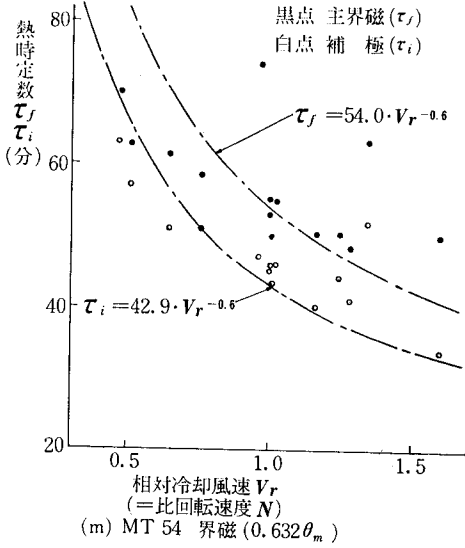


(k) MT 54 電機子 ($0.632 \theta_m$)



(l) MT 54 電機子 (傾斜法)

2.9図 各種電動機の熱時定数

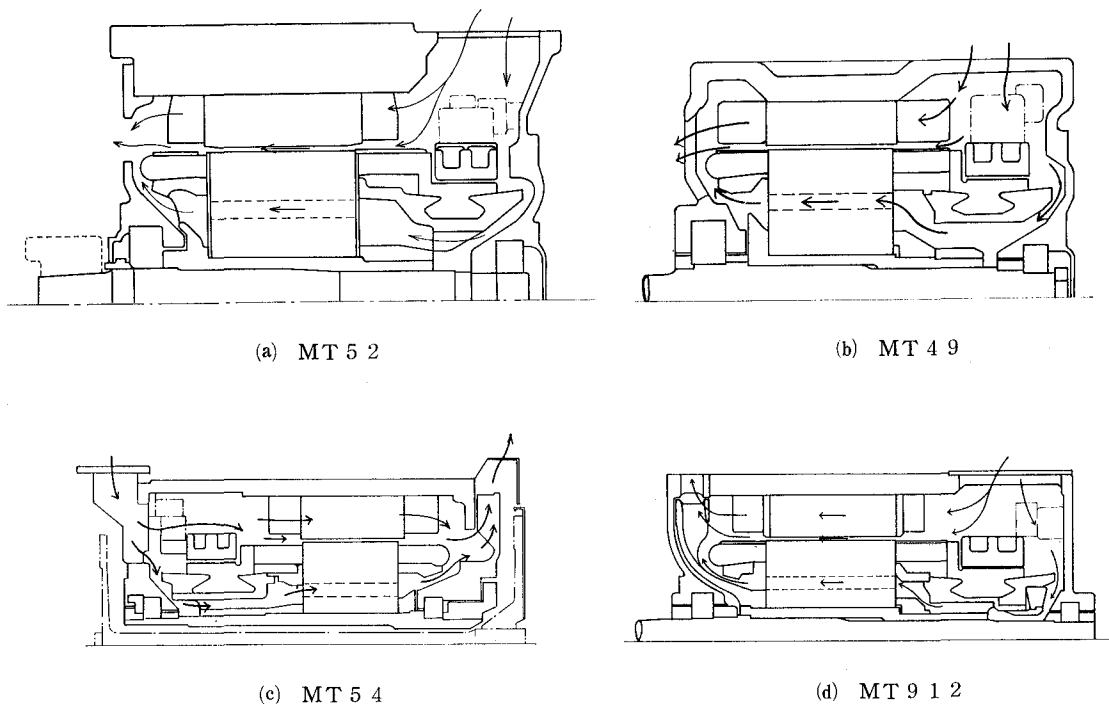


(b) 最終温度上昇値から求める方法

温度上昇のデータ群から損失が一定になる条件のものを抽出し、最高温度と回転数（または相對速度）の關係を求める。この方法は比較的ばらつきの少ない結果が得られるが、実際には条件に適合するデータ数の点で制約を受ける場合が多い。

比冷却係数は冷却風の被冷却表面との相對流速（ V_r ）の関数と考えることができる。

2.9 付図 供試電動機の構造略図と冷却風通路



相対冷却風速と電動機回転速度との関係には冷却方式，被冷却部位の別によってつぎのような相違がある。

(1) 電 機 子

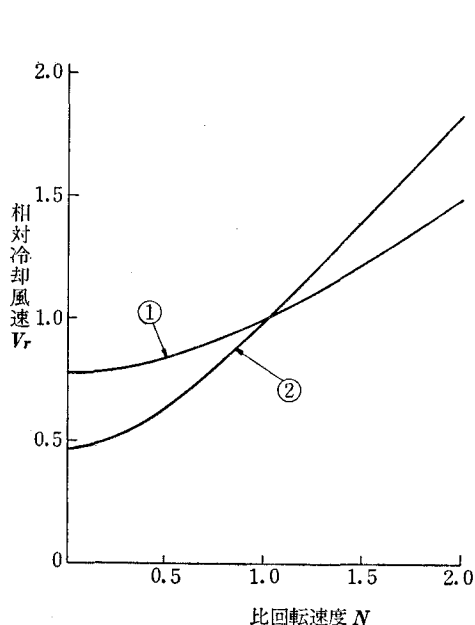
強制通風の場合，軸方向風速 (V_t) と回転による電機子周辺速度 (V_p) とのベクトル和として下記により与えられる。

$$V_r = \frac{(V_t^2 + V_p^2)^{1/2}}{(V_{t0}^2 + V_{p0}^2)^{1/2}} \quad \dots\dots\dots(2.15)$$

軸方向風速は電機子鉄心部における通風断面積と風量の比として算出する。

2.10 図は電動機回転数と相対流速との関係を例示したものである。

2.10 図 相対冷却風速 (強制通風方式)



① MT 52

通 風 面 積	382 cm ²
70 m ³ /min における 軸方向風速 V_{t0}	1833 m/min
885 r. p. m における 周辺速度 V_{p0}	1501 m/min
70 m ³ /min, 885 r. p. m における相対速度	2375 m/min

② MT 49

通 風 面 積	616 cm ²
70 m ³ /min における 軸方向風速 V_{t0}	1135 m/min
1280 r. p. m における 周辺速度 V_{p0}	2130 m/min
70 m ³ /min, 1280 r. p. m における相対速度	2418 m/min

自己通風の場合，既存電動機における測定結果よりみれば例外なく通風量は回転数に正比例しているので軸方向風速も周辺速度もともに回転数に正比例し下式の如く単純に表現できる。

$$V_r = N \quad \dots\dots\dots(2.16)$$

(2) 界 磁 対

冷却方式の別なく相対流速は風量に比例するものと考えてよいから強制~~系~~通風の場合は故意に通風条件をかえないかぎり回転数に無関係に 1，自己通風の場合は電機子とおなじく回転数比例即ち $V_r = N$ と見做すことができる。

ただし，界磁コイルからの熱放散はコイルから直接および界磁鉄心の表面を通して冷却風に放出される経路のほか，界磁鉄心から磁気わくを通して外気に至る通路が大きい役割をなしている。したがって，その総合比冷却効果は冷却風の相対速度の関与する部分と，これに無関係に一定とみなされる部分との和から構成されるものと考えねばならない。2.9 図には標準特性として $V_r^{0.6}$ に比

例する比冷却特性を記入してあるが、界磁の場合一般にこの特性よりも回転数による変化量が鈍化された傾向を示しているのはこの事情に基づくものであらうと思われる。

いま磁気わくを経由する冷却路即ち内部通風量に無関係な部分の割合を P 、コイル表面より直接冷却風に放出される経路の割合を $1-P$ とすれば比冷却効果は

$$\lambda = P + (1-P) V_r \dots\dots\dots (2.17)$$

で表わせる。2.1.5 項にのべるように温度上昇実測データから逆に分析した結果では 35 ~ 45 % 程度の熱量が磁気わくを通じ直接大気に放出されていると推定できる。

以上のような方法による比冷却係数比速度の算出法は、いずれも単独では近似的特性を推定しうるととどまり、最終的に定量化するためには信頼性がじゅうぶんでないので、数種の電動機について種々の方法を併用して通則を見つけ、また最終段階でこの特性によって与えられた定数の組合せから、温度上昇の実測値群を最もよく再現できるという点も含めて考慮し、後述のような特性を選定している。

2.1.5 特性定数の決定と標準特性の選択

前節のようにして合理的な D_0 , T_0 , M_0 , $\alpha(E_m)$ などを決定すれば温度上昇の像を定量化できる。これら定数の決定はじゅうぶん詳細に、また計画的に温度上昇試験を行なってある既存電動機における実測結果から分析、分離することとした。この場合上記の理論が多くの異なった電動機に適用できるものか、また、これらの特性定数の間にある程度の共通性が存在していて標準像を作ることが可能であるかを検討するため、なるべく多数の電動機を対象とすることが望ましい。ここでは2.3表のように、實在の主電動機のうち容量、使用車種、通風方式の異なった四つの電動機を代表として取り上げ、それぞれにつれて併行的に検討を進めた。

これらの各形式について鉄道技術研究所において、次のような方針のもとに一連の温度上昇測定が行な

2.3 表 検討対照電動機の主要目

電動機形式	MT 52	MT 49	MT 54	MT 912
用 途	狭軌機関車用 (交流, 直流)	狭軌機関車用 (直 流)	狭軌電車一般 (交直流, 直流)	新幹線試作車 (交 流)
	直流 脈流	直 流	直流 脈流	脈 流
出 力(kW)	425 475	400	120 120	170
電 圧(V)	750 900	750	375 375	415
電 流(A)	615 570	575	360 360	450
回転数(m.p.r)	850 1070	1280	1630 1680	2270
界磁率(%)	100 98	90	100 90	98
界磁制御範囲	100~40 98~60	100~40	100~40 100~40	98
極 数	4	6	4	4
冷 却 方 式	強 制 通 風	強 制 通 風	自 己 通 風	自 己 通 風
装 荷 方 式	釣 掛 式	台 車 装 荷	台 車 装 荷	台 車 装 荷
R_m	0.0406	0.0352	0.0388	0.0321
σ	0.032	0.167	0.156	0.045

注 直流、脈流の二重定格のある場合、温度上昇試験及び基準化の基準は直流定格によっている。

2.4 表 温度上昇実測結果総括

	データ番号	負 荷 条 件					
		端子電圧 E_m (V)	電機子電流 I_a (A)	界磁電流 I_f (V)	回 転 数 N (R. P. M)	風 量 V (m ³ /min)	界 磁 率 (%)
M	3	750	540	529	885	70	98
	4	"	"	"	"	"	"
	5	"	486	476	915	"	"
	6	"	"	"	"	"	"
T	7	"	351	344	1,040	"	"
	8	"	"	"	"	"	"
	9	"	270	265	1,160	"	"
5	10 ^{*3a}	0	0	0	915	"	"
2	11	900	486	476	1,110	"	"
	12	500	"	"	600	"	"
	13	750	"	"	920	30	"
	14	"	"	"	915	50	"
	15	"	"	"	"	88	"
	16	250	"	"	276	70	"
	17	750	"	194	1,520	"	40
	18	"	"	243	1,275	"	50
	19	"	"	340	1,074	"	70

	データ番号	負 荷 条 件					
		端子電圧 E_m (V)	電機子電流 I_a (A)	界磁電流 I_f (A)	回 転 数 N (R. P. M)	風 量 V (m ³ /min)	界 磁 率 (%)
M	1	750	520	468	1,317	70	90
	2	"	460	414	1,370	"	"
	3	"	374	337	1,485	"	"
	4	"	288	259	1,690	"	"
T	5	850	460	414	1,560	"	"
	6	650	"	"	1,180	"	"
	7	375	"	"	660	"	"
4	8	750	"	"	1,370	100	"
9	9	"	"	"	"	50	"
	10	"	"	"	"	30	"
	11	"	"	"	"	10	"
	12	"	288	259	1,485	0	"
	13	"	460	184	2,235	70	40
	14 ^{*3b}	"	0	414	1,370	"	—
	15	"	575	518	1,280	"	90

注 *1 直接の測定データではなく近傍の結果から推定したもの

*2 時定数が長いために最終温度の確定値が得られず、上昇経過から外挿法によって求めたもの

*3 特殊試験

*3a は無通電で回転し機械損による温度上昇を測定したもの

*3b はブラシをあげて界磁だけを励磁し無負荷損による温度上昇を測定したもの

第1章 車両用主電動機の標準温度上昇像

温 度 上 昇 (°C)								
電 機 子					主 界 磁		補 極	
1	3	5	平 均	抵 抗 法	熱 電 対	抵 抗 法	熱 電 対	抵 抗 法
154.5	106.5	110.0	124.0	128.5*1	128.0	122.0	97.0	99.5
150.5	102.5	107.0*1	120.0	124.5	130.0	116.5	99.0	100.5
125.0	87.5	93.0	101.8	99.0	95.5	88.5	73.5	75.5
124.0	88.0	93.0*1	101.7	98.0	99.0	88.0	76.0	76.0
69.0	53.5	60.0*1	60.8	61.0	44.0	42.0	34.5	36.0
71.0	54.5	58.0	60.6	—	—	—	—	—
47.5	39.5	44.0	43.7	46.0	22.0	30.0	16.5	20.0
4.5	5.5	13.0	7.8	—	—	—	—	—
138.5	100.5	100.0	113.0	101.5	97.6	90.5	73.4	77.0
104.0	70.0	79.5	84.5	86.0	96.5	87.5	75.0	74.5
165.5	125.2	123.0	137.9	137.2	140.0	129.5	106.5	111.0
136.9	102.0	102.0	113.0	114.0	110.0	104.3	83.0	88.7
116.5	79.5	86.0	94.0	91.0	90.5	84.4	68.5	70.6
87.9	55.0	68.0	70.3	67.0	93.0	86.2	72.0	74.0
114.5	80.0	89.5	94.5	97.0	18.0	20.0	72.0	74.0
114.0	80.5	88.5	94.3	97.0	23.5	28.1	72.0	73.2
118.0	82.5	88.0	96.2	97.4	44.5	50.4	72.2	76.2

温 度 上 昇 (°C)								
電 機 子					主 界 磁		補 極	
1	3	5	平 均	抵 抗 法	熱 電 対	抵 抗 法	熱 電 対	抵 抗 法
148.0	129.5	128.0	135.2		102.0			
114.0	102.2	103.4	106.5		79.4			
84.0	80.5	83.2	82.6		53.2			
55.0	55.0	63.0	57.7		31.0			
125.5	117.5	117.5	120.2		81.0			
108.0	94.0	96.5	99.5		79.0			
84.5	67.5	75.0	75.7		83.0			
108.0	95.8	97.0	100.3		75.5			
122.0	111.0	111.0	114.7		89.5			
125.0	117.0	106.0	106.0		102.0			
180.0*2	160.0*2	169.0*2	169.7*2		180.5*2			
43.0*2	69.0*2	74.8*2	62.3*2		—			
105.0	99.0	109.0	104.3		20.5			
41.0	45.0	32.5	39.5		84.2*2			
178.5*2	140.5*2	140.5*2	153.2*2		132.5*2			

*4 抵抗法のデータは若干条件が異なる

*4a 回転数 1,135 r. p. m

*4b // 1,710 //

*4c 風 量 7.5 m³/min

*4d // 14.5 m³/min

第2編 列車運転における主電動機の温度上昇予測と負荷算定

	データ番号	負 荷 条 件					
		端子電圧 E_m (V)	電機子電流 I_a (A)	界磁電流 I_f (A)	回 転 数 N (R.P.M)	風 量 V (m³/min)	界 磁 率 (%)
M	1 ^{*3a}	0	0	0	1,650	9.45	100
	2	375	175.5	175.5	2,300	13.2	"
	3	"	205.0	205.0	1,995	11.4	"
	4	"	283.5	283.5	1,730	9.9	"
T	5	"	284.0	284.0	1,716	9.7	"
	6	"	"	"	1,714	9.7	"
	7	"	315.0	315.0	1,615	9.2	"
	8	"	360.0	360.0	1,580	9.05	"
5	9	400	315.0	315.0	1,756	10.0	"
	10	288	157.5	157.5	1,724	9.8	"
	11	188	"	"	1,108	6.35	"
	12	460	284.0	284.0	2,117	12.1	"
4	13	288	"	"	1,303	7.45	"
	14	188	"	"	817	4.65	"
	15	375	"	"	1,717	12.4	"
	16	"	"	"	1,715	4.95	"
	17	"	"	128.0	2,742	15.1	45
	18	"	315.0	126.0	2,780	15.7	40

	データ番号	負 荷 条 件					
		端子電圧 E_m (V)	電機子電流 I_a (A)	界磁電流 I_f (A)	回 転 数 N (R.P.M)	風 量 V (m³/min)	界 磁 率 (%)
M	2	415	560	549	2,070	17.3	98
	3	"	450	441	2,270	19.0	"
	4	353	383	375	"	"	"
	5	270	225	221	"	"	"
T	6 ^{*3a}	0	0	0	"	"	"
	7	218	450	441	1,132 ^{*4a}	11.0	"
	8	312	"	"	1,703 ^{*4b}	15.1	"
	9	562	"	"	3,090	26.6	"
2	10	415	"	"	2,270	8.5 ^{*4c}	"
	11	"	"	"	"	14.3 ^{*4d}	"
	12	"	"	"	"	24.4	"
	13	"	"	"	"	19.0	"
	14	"	540	529	"	"	"

第1章 車両用主電動機の標準温度上昇係

温 度 上 昇 (°C)								
電 機 子					主 界 磁		補 極	
1	3	5	平 均	抵 抗 法	熱 電 対	抵 抗 法	熱 電 対	抵 抗 法
11.0	13.0	23.0	15.7	17.0	0	0	0	0
46.0	44.5	47.5	46.0	47.0	37.5	31.0	27.0	27.0
61.0	61.0	59.0	60.3	61.0	63.0	54.2	48.0	49.0
101.0	96.5	88.0	95.2	92.0	131.0	111.7	103.5	91.2
106.0	103.0	96.0	101.7	99.5	131.0	119.0	105.0	85.5
104.0	101.5	93.0	99.5	93.5	129.5	114.5	103.2	84.0
120.5	102.0	114.5	112.4	107.4	174.5	144.0	134.0	114.0
—	—	—	130.2*2	120.0	275.0*2	203.5	176.0	141.5
128.5	123.5	110.0	120.7	117.5	164.0	146.5	131.0	105.0
46.0	47.0	54.0	49.0	45.8	39.5	38.0	33.0	27.5
42.0	43.0	51.5	45.5	—	42.0	—	35.0	—
112.0	110.0	97.5	106.5	100.5	126.0	111.4	98.5	78.6
101.5	97.0	95.0	97.8	95.0	136.0	120.5	112.0	91.0
107.0	99.0	100.0	102.0	98.5	154.5	135.5	131.5	104.5
98.0	96.6	90.0	94.9	92.5	120.0	118.5	96.6	77.0
123.0	120.0	110.0	117.7	115.0	157.5	137.0	132.0	104.5
85.0	82.8	80.8	82.6	76.0	34.5	30.4	86.0	68.5
97.5	92.3	86.5	92.1	87.5	28.0	30.5	107.0	93.5

温 度 上 昇 (°C)								
電 機 子					主 界 磁		補 極	
1	3	5	平 均	抵 抗 法	熱 電 対	抵 抗 法	熱 電 対	抵 抗 法
	119.0		119.0	—	127.5	124.0	132.0	118.0
	80.8		80.8	76.0	80.0	73.0	78.5	71.0
	58.0		58.0	58.5	57.0	55.0	55.5	53.0
	30.9		30.9	35.0	21.0	24.5	19.0	21.0
	9.0		9.0	0	0	0	0	0
	85.8		85.8	82.5	100.5	92.5	104.0	93.0
	78.5		78.5	74.0	87.8*2	79.5	87.8*2	78.0
	85.0		85.0	79.0	72.0	68.0	69.1	63.5
	100.0		100.0	96.0*2	104.5	98.5	108.0	97.0
	80.0		80.0	75.0	87.2*1	78.5	87.8*2	76.0
	72.0		72.0	69.0	70.8	65.0	70.0	63.0
	79.3		79.3	—	77.0	—	77.4	—
	—		—	107.0	—	110.0	—	108.0

われている。温度測定は電機子、界磁ともに熱電対法によるものである⁽⁶⁾。

- (1) 端子電圧、界磁率を一定に保ち、負荷電流、回転数を大幅に変化したとき。
- (2) 負荷電流、界磁率を一定に保ち、端子電圧、回転数を大幅に変化したとき。
- (3) 負荷電流、端子電圧を一定に保ち、界磁率と回転数を大幅に変化したとき。
- (4) 負荷電流、回転数、界磁率を一定に保ち、通風量を大幅に人為的に変えたとき。
- (5) 特異点、たとえば電流を無負荷とし、ブラシを下したまま定格回転数で外部から回転する。あるいはブラシを上げ、界磁電流を定格値に保って外部から定格回転で駆動する。

上記の各シリーズにそれぞれ4、5点の測定が行なわれているので、17～18個の一連のデータ群が得られる。2.4表にこれらの温度上昇測定シリーズからこの解析に使用できる結果をできるだけ広範囲に集録した。

電機子コイルは通常鉄心内コイル部、コイルエンド部、ライザ側のそれぞれでかなりの温度差があり、この測定では各部の温度上昇経緯が独立して測定されている。以後の解析では、コイルを一体と考えてこれらの3点の値の平均値をもって電機子コイルの温度とみなすこととした。

また各、測定条件に対応する抵抗法による測定結果を参考のため併記してある。熱電対法と抵抗法との間にはかなりの差異があるものも少くないが以下熱電対法の結果を正規のものとしてこれに基づいて解析を行なっている。

以下鉄損の係数については損失の測定結果から、比冷却係数、時定数については(2.1.4)節に記した経路を経て、それぞれ定数や特性を求め、最後に各電動機の最終温度上昇群より、その結果を最もよく再現できるような D_0 、 T_0 、 M_0 の配分率を決定する。

(1) 鉄 損 係 数

2.4、2.6図のような鉄損特性を基準化すると2.5表のように非常に近接した結果が得られる。 I_{f1} 、 I_{f2} の値にはかなりの偏差が表われているが、この値の差は鉄損自体にあまり影響を及ぼさないものである。その他の偏差も測定分離誤差と同程度のものなので α の共通の特性として最下欄のような標準特性を選定した。

2.5表 鉄 損 特 性 係 数 α

E_m	0.20	0.40	0.60	0.80	1.00	1.20	I_{f1}	I_{f2}
MT 52-I	0.072	0.225	0.425	0.697	1.00	1.340	0.368	0.066
MT 52-II	0.080	0.265	0.483	0.725	1.00	1.330	0.378	0.047
MT 52-III	0.105	0.281	0.493	0.736	1.00	1.301	0.568	0.189
MT 49-I	0.079	0.236	0.455	0.713	1.00	—	1.257	0.252
MT 49-II	0.115	0.284	0.473	0.723	1.00	1.345	0.580	0.048
MT 54	0.071	0.236	0.428	0.686	1.00	1.390	0.476	0.095
MT 912	0.085	0.235	0.431	0.686	1.00	1.420	0.000	0.000
標 準	0.095	0.255	0.460	0.705	1.00	1.350	0.450	0.100

E_m を定めるための速度起電力特性についても同様に2.5、2.7図等から2.6表に示すように、各種電動機について近接した基準化特性が得られるので同表最下欄のような標準特性を設定した。

2.6表 速度起電力係数 e

I_f	0.125	0.250	0.375	0.500	0.750	100.0	125.0	1.500	2.000
MT 52-I	0.281	0.504	0.665	0.776	0.910	1.00	1.070	1.125	1.213
MT 52-II	0.264	0.471	0.645	0.758	0.906	1.00	1.068	1.142	1.220
MT 49	0.313	0.505	0.654	0.771	0.914	1.00	1.062	1.115	1.201
MT 54	0.290	0.478	0.618	0.744	0.902	1.00	1.078	1.139	1.229
MT 912	0.248	0.431	0.568	0.680	0.865	1.00	1.078	1.156	1.253
標準	0.279	0.478	0.630	0.746	0.900	1.00	1.071	1.135	1.223

(2) 比冷却効果

(2.1.4) 節のような手法で時定数を推定し、かつ種々の試行錯誤的計算を経て範囲をせばめた結果、 $\lambda=N_r^{0.6}$ を用いれば実情に合致するとともに特性を単純化、標準化できるという結論に達した。ただしこの方法では自己通風の場合、停止時には通風量零、したがって冷却効果零となるが、種々のデータから速度零の付近の冷却効果は定格状態のその $1/4 \sim 1/3$ と推定されるので、このような若干の補正を行ない 2.11 図のような標準的な冷却特性を設定した。

また界磁については冷却条件の異ったデータ群から最小自乗法によって P の値を求めた結果は 2.7 表のとおりでデータ数は十分とはいえないが標準的なものを選ぶと最下欄に示すような値となる。

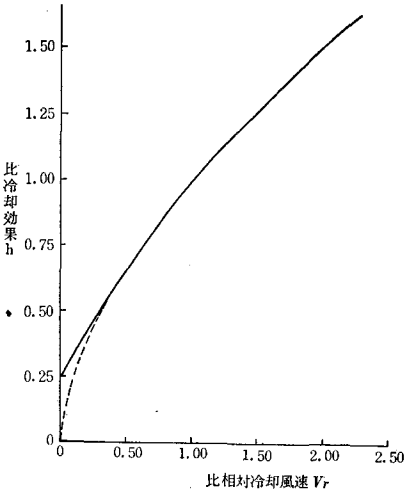
2.7表 界磁冷却配分率 P

	主 界 磁	補 極
MT 54	0.452	0.469
MT 912	0.450	0.400
MT 52	0.397	0.348
MT 49	0.446	—
標準	0.44	0.40

(3) 時 定 数

2.9 図等の分析結果から得た標準回転数における時定数は 2.8 表のとおりで、各部位によってだいたいの範囲を推定することはできるが、精密には必ずしも定格出力、定格トルクなどとの相関性を見出すことはできない。時定数の絶対値に及ぼす要因のうち絶縁法による冷却効果の差が大きい役割を占めていると考えられ、これらの点については今後の検討に残している。

2.11 図 比冷却効果と比風速との関係



2.8表 温度上昇曲線より求めた熱時定数 (分)

	電 機 子		主 界 磁		補 極	
MT 52	21.1	27.5	31.0	30.0	21.0	23.0
MT 49	15.9	21.0	44.0	43.5	—	—
MT 54	20.4	24.6	54.0	55.0	42.9	47.0
MT 912	17.4	21.5	31.4	31.8	28.0	30.5
範 囲	16~21	21~28	31~54	30~55	21~43	23~47

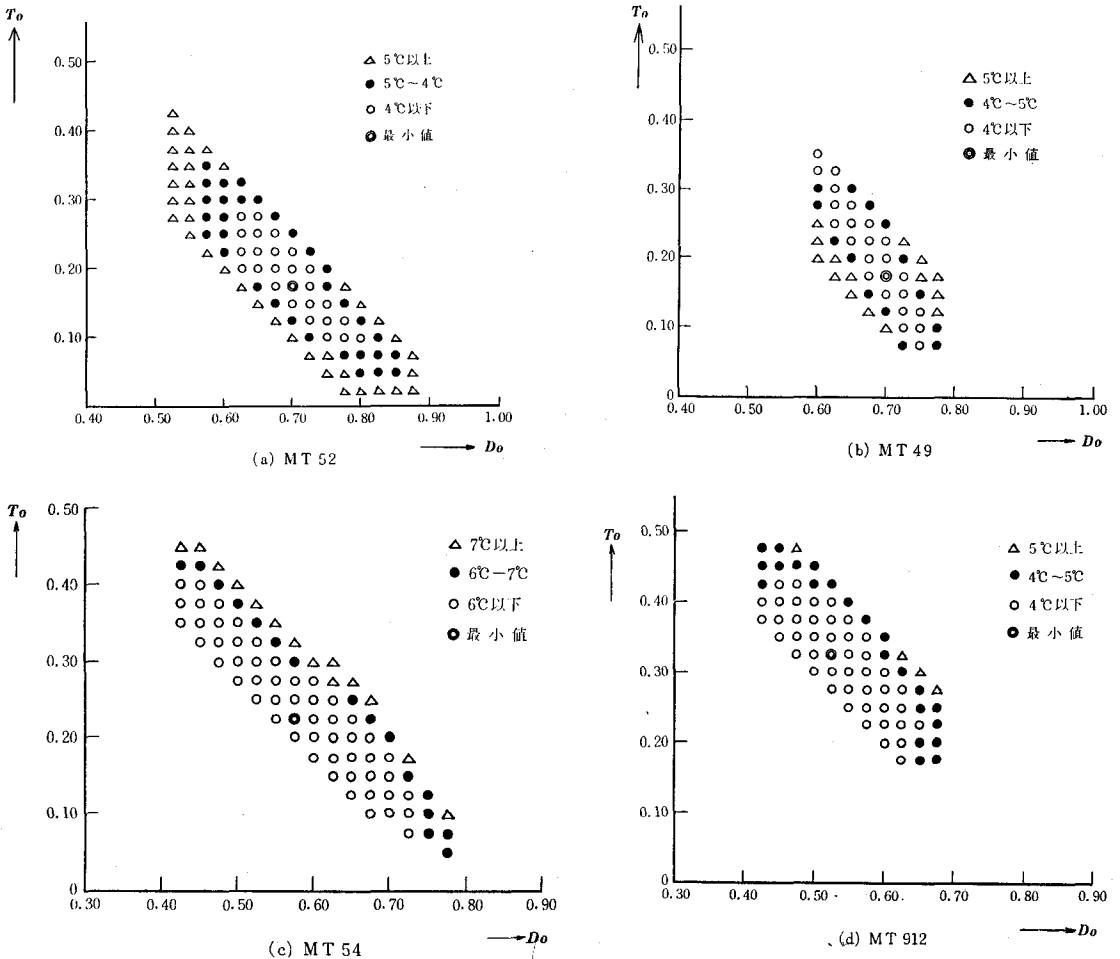
注 左側は $0.632 \theta_m$ になるまでの時間、右側は温度上昇の傾斜から求めた標準回転数における時定数

(4) D_0 , T_0 , M_0 の配分

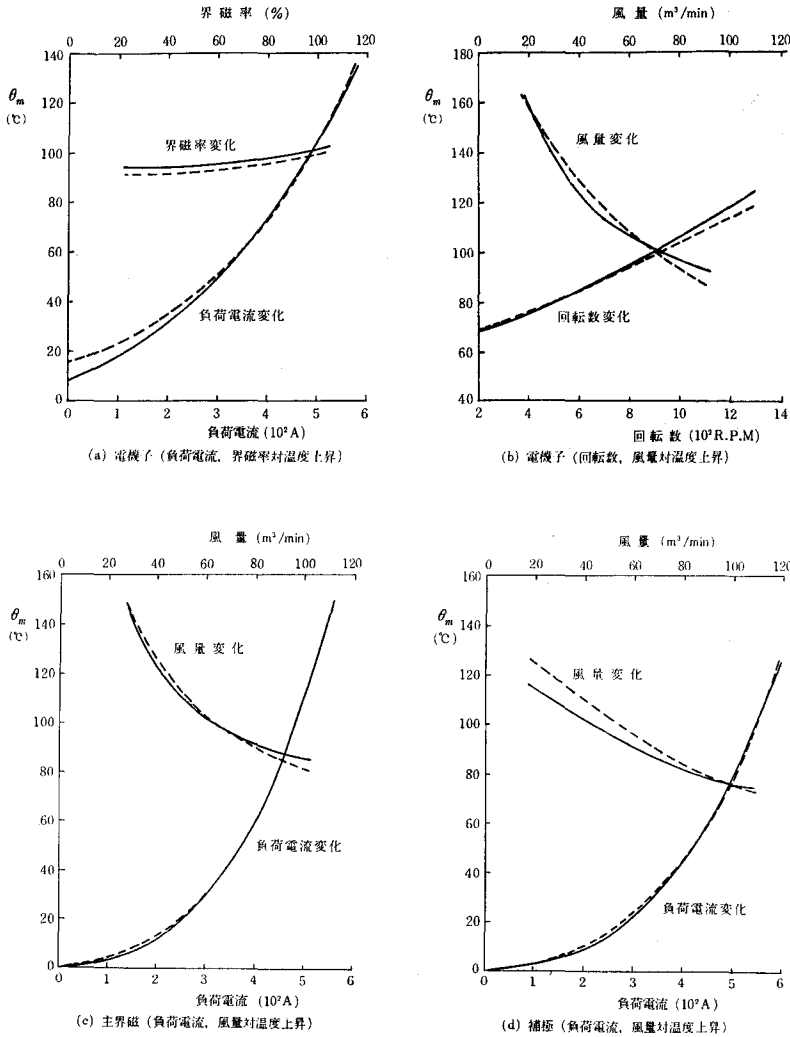
上記の定数を用いて D_0 , T_0 , M_0 の最適値を求めるような場合には最小自乗法が通常用いられるが、温度上昇の測定値にはもともと 5°C 程度の総合誤差（測定誤差自体のほかに完全に指定の負荷条件におくことのむずかしさなどを包含した誤差）を伴うものであり、また極小値近傍の近似度の変化が非常に小さいので、この程度の有限のデータから得た計算上の極値が必ずしも実際の最適値であるとは断じ切れない。したがって、ここでは任意の D_0 , T_0 （したがって M_0 ）の組合せをあらかじめ与えて、温度上昇を算出して実測結果との偏差の平均値または自乗平均平方根を走査し、この値が上記総合誤差程度以内の小さい値に保たれるような D_0 , T_0 の領域を求める方法をとった。2.12 図に平均値としての偏差分布状態を示したが、自乗平方根をとってもほぼ同じ結果が得られる。

いずれの場合も通常の損失測定や計算で出される損失の比率に比較すれば銅損が大きく拡大され、これに反し鉄損と機械損が縮小された領域に最適領域が移動している。2.13 図はこのようにして求められた D_0 , T_0 , M_0 を使った計算値と実測値の比較の一例を示し、この方法による実体の再

2.12 図 温度上昇の計算値と実測値の差の平均値分布



2.13 図 温度上昇計算値（点線）と測結果（実線）との比較

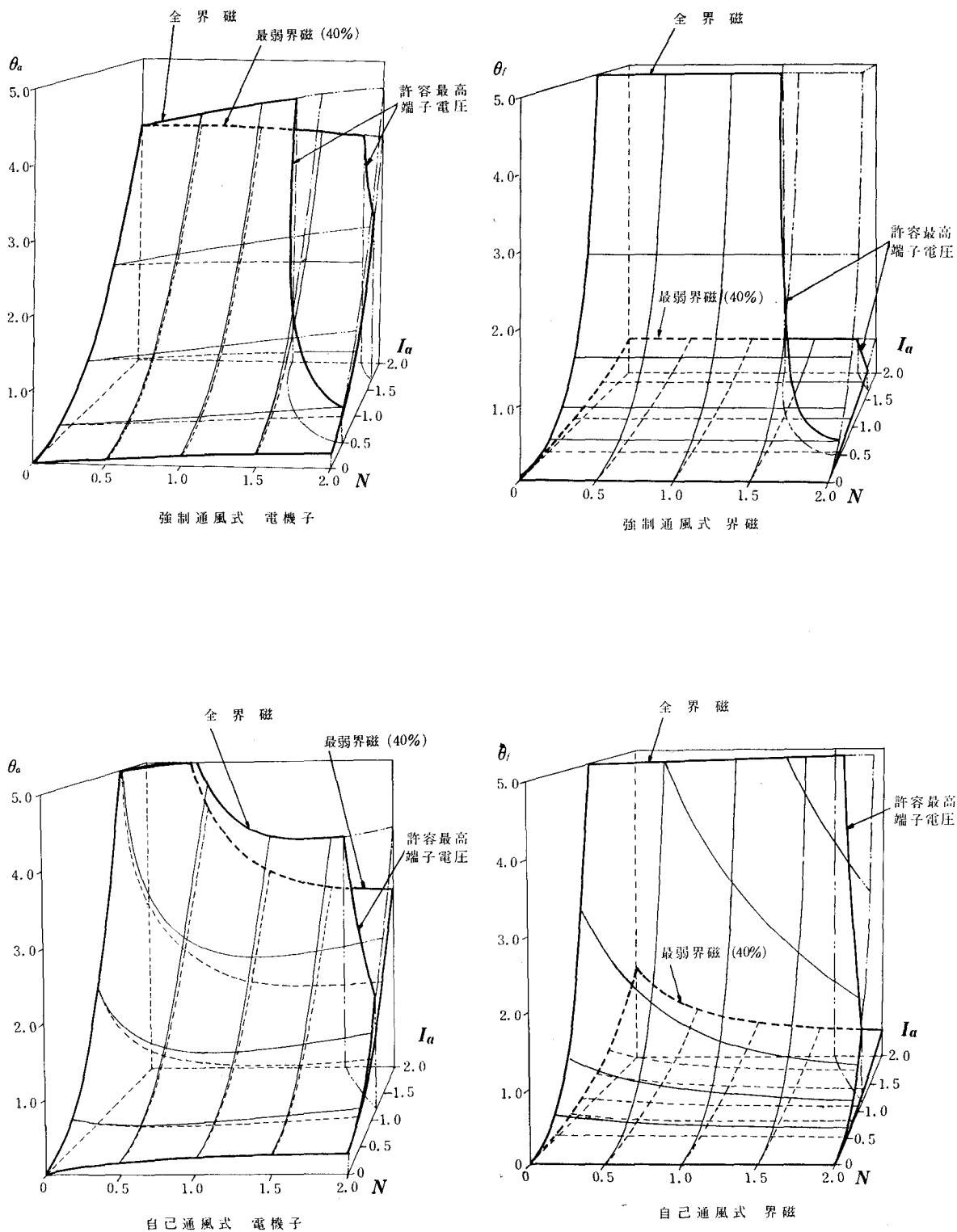


現性の程度を示している。なお、ここで検討した範囲のものでは強制通風式のものと自己通風式のものとの間に若干最小偏差領域のずれが見られる。したがって、冷却条件の扱い方などになお今後検討の余地があるように思われる。しかし最小偏差領域として、かりに平均偏差 4°C 以下の領域をとるものとすれば、たとえば $D_0=0.62\sim0.65$, $T_0=0.215\sim0.270$, $M_0=0.08\sim0.13$ の範囲では電動機共通の領域が得られ、しかもそれぞれの領域内での近似度優位差は非常に小さいので、実用上はこの共通領域を D_0 , T_0 , M_0 配分率の標準値として取り扱ってゆくことができる。この共通領域の代表値としてたとえば $D_0=0.635$, $T_0=0.250$, $M_0=0.115$ の組合せがあげられる。

2.1.6 主電動機の標準温度上昇像

上記のようにして求めた標準値を用いて主電動機の使用全領域にわたる最終温度上昇を求めると、2.14 図のように通風方式、電機子界磁の別によってその像は相当違ったものとなる。ことに自己通風式の場合、定格点以外の領域における温度上昇増大が著しいので使用条件に注意を要することがわかる。

2.14 図 主電動機の標準温度上昇像



第2章 列車運転中の主電動機温度上昇計算

2.2.1 負荷条件を一定とした場合の温度上昇曲線

車両用電動機は温度上昇の過渡状態で常用されるので、最終温度に至るまでの温度上昇過程の算出法が重要な課題の1つとなる。以下まず負荷条件、即ち負荷電流、回転数、界磁率、冷却条件を一定にした場合の温度上昇経過について考察する。

この条件では近似的に均質単一体の単純な温度上昇と見做すことができ、この場合の熱時定数 τ は(2.1.4)式で与えられるが、実際結果を実際にプロットしてみると前章に記したように必ずしも完全な直線とはならない。またその傾斜は物理的な熱時定数に対応するものよりゆるやかになり性質をもっている。

以下これらの点について考察を加えると

- (1) 電動機の銅損は温度上昇中のコイルの抵抗値の変化によって同一負荷状態下でも次第に増加して行く。従って損失が一定であると考えて均質物体の温度上昇を扱った理論から出発した $0.632 \theta_m$ 法とか温度上昇曲線の傾斜から求めた時定数をそのまま (2.1) 式にあてはめて温度上昇経過を算出すると等価的に時定数が延長された形となり、短時間過負荷に対して大きい誤差を生ずる。

即ち一般に上記のような方法で求めた見掛けの時定数は熱容量と冷却係数の比率としての時定数よりかなり大きいものであり、予め修正を施しておかねばならない。

この修正量を試算するとつぎのようになる。

最終温度上昇 θ_m における銅損が、この時の全損失に占める割合を $\omega\%$ とする。

任意の温度における銅損の値 (D) と最終温度における銅損の値 (D_m) の比率は、

$$\frac{D}{D_m} = \frac{0.7533 + 0.002903\theta}{0.7533 + 0.002903\theta_m} = a + b\theta \quad \dots\dots\dots(2.18)$$

故に全損失 (W) の温度による変化を考えると

$$W/W_m = (a + b\theta)\omega + (1 - \omega) = 1 - (1 - a)\omega + b\theta\omega \quad \dots\dots\dots(2.19)$$

$A = 1 - (1 - a)\omega(\%)$, $B = b\omega(\%/deg)$ とおけば

$$W = (A + B\theta)W_m$$

$$\therefore dt = (A + B\theta)W_m = C d\theta + h\theta dt$$

C : 熱容量, h : 冷却係数

$$AW_m + (BW_m - h)\theta = \exp\{-(h - BW_m)t/C\} \cdot K_0 \quad \dots\dots\dots(2.20)$$

$$t=0, \quad \theta=0 \text{ とおけば } K_0 = AW_m$$

$$\therefore AW_m + (BW_m - h)\theta = AW_m \exp\{-(h - BW_m)t/C\}$$

また $\theta = \theta_m$, $t = \infty$ とすれば

$$h\theta_m = AW_m + BW_m \theta_m \dots\dots\dots(2.21)$$

(2.20), (2.21) 式より

$$\theta = \theta_m [1 - \exp\{-(h - BW_m)t/C\}] \dots\dots\dots(2.22)$$

$(h - BW_m)/C = 1/\tau_a$, $h/C = 1/\tau_t$ とすれば, $W_m = \theta_m h$ であるから

$$\tau_t/\tau_a = (h - BW_m)/h = 1 - \theta_m B = 1 - q \dots\dots\dots(2.23)$$

ただし $q = \theta_m B = \theta_m b\omega$

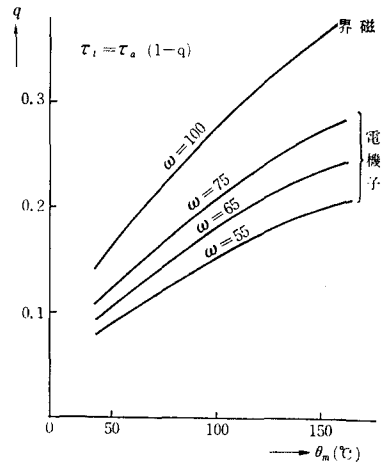
すなわち見掛けの熱時定数 τ_a に対し物理的時定数 τ_t は $(1 - q)$ 倍の値となる。

ω の範囲は電機子の場合 55~75 %, 界磁の場合 100 % であるから, この範囲で補正項を求めると 2.9 表のようになり, 電機子では q の値は 15~25 %, 界磁では 20~35 % の量に及ぶ。2.15 図は θ_m に対する q の値の変化を示す。

2.9 表 熱時定数補正率
 $q = \theta_m b\omega(\%)$

$\omega(\%)$ $\theta_m(^{\circ}\text{C})$	55	65	75	100
50	8.9	10.52	12.3	16.2
100	15.3	18.15	20.82	27.8
150	20.2	23.82	27.25	36.8

2.15 図 見掛け熱時定数の修正率



(2) 前述のように温度上昇曲線の傾斜が温度上昇途上で屢々折れまがり点を示し, 二つ以上の値となるケースがある。この原因はコイルの時定数と電機子鉄心を含めた電機子全体 (界磁にあってはコイル, 磁極, 磁気わくを含めた界磁全体) との時定数に相違があるためで, 一般論としてまずコイルが温度上昇し, コイルと鉄心間にある程度の温度差が確立されたのち電機子および界磁全体としての温度上昇が始まるためであろうと考えられる。

(1)によって修正を行なった熱時定数を使用して温度上昇過程を計算すれば, 微小時間区分ごとにその時々温度に対応してコイル抵抗値が補正されて行くので (2.16 図参照), 結果として見掛け時定数による上昇経過が再現されることになる。(2)に基づく影響はこの計算法が電機子, 界磁をそれぞれ単一時定数体と見做して取扱っているかぎりさけられないもので, かりに負荷条件を一定に保って温度上昇経過を追跡すると, 上昇過程の中間帯である程度実測値との差が表われる場合もあるが, 列車運転の実際には負荷条件がつねに変動しているため殆んど具体的な影響が表われない。次項の中央線実地試験との照合計算でも(1)の修正を省略した時の誤差は大きい(2)の影響は結果には殆んど影響がないことが実証されている。

2.2.2 運転曲線計算と組合せた列車運転中の温度上昇計算

2.2.2.1 主電動機温度上昇計算プログラム

列車運転曲線計算は鉄道における電子計算機によるシミュレーションの代表例として屢々例示され、種々の研究が行なわれている。筆者らの方式⁽⁶⁾もその1例であるが、この運転曲線計算に伴って時々刻刻の列車運転速度と引張力、即ち電動機電流、回転数、界磁率の組合せのシリーズがタイプアウトされて行く。

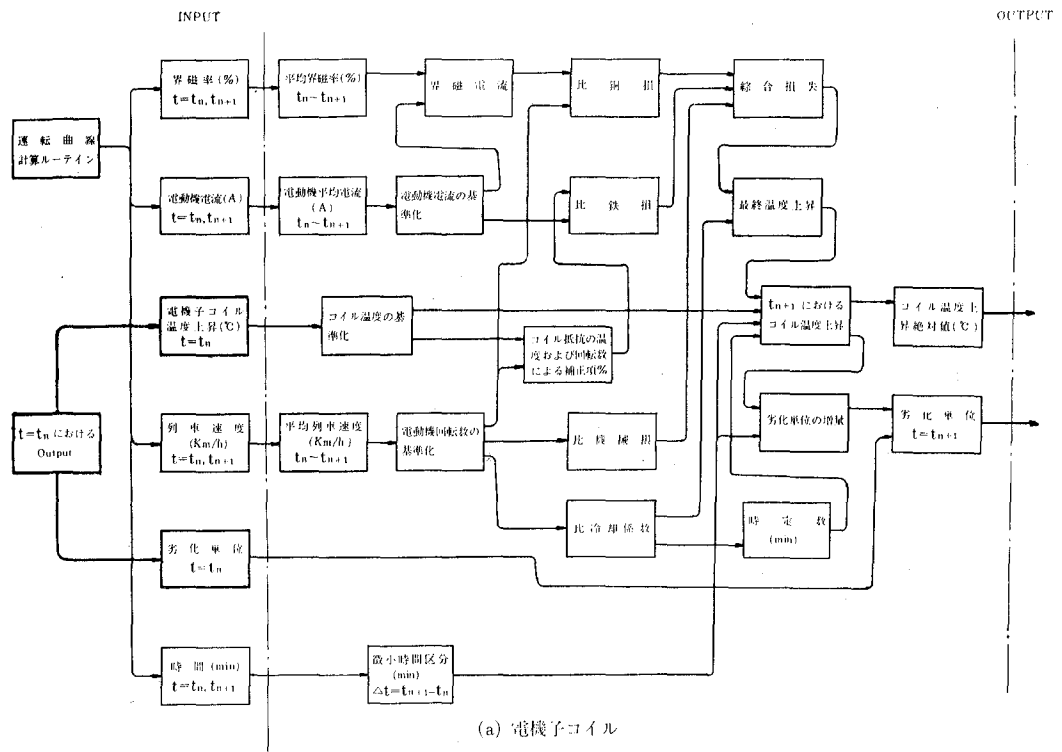
この負荷条件の変動を迫りかけて電動機の温度上昇を積算してゆくわけであるが、能率化のため電動機の熱時定数を考慮して通常、長い区間を通しての運転の場合は30秒～1分、こう配起動などの特定の条件のときは10秒程度ごとにR.M.S値、あるいは平均値の形にまとめて負荷条件を与える。爾後の温度上昇及び劣化単位算出の結果をフローチャートの形でまとめると2.16図のようになる。

使用電動機の諸定数があらかじめ算出されているときはこれを用いるが、新しい計画にあたって使用条件と車両形態の関連を走査するときなどは使用電動機を確定できない場合が少なくない。この場合でも一部の定数を想定すれば、大部分の主要な特性は標準化されたものをそのまま共通に適用できる。

2.2.2.2 現車試験における実測結果と計算結果の比較

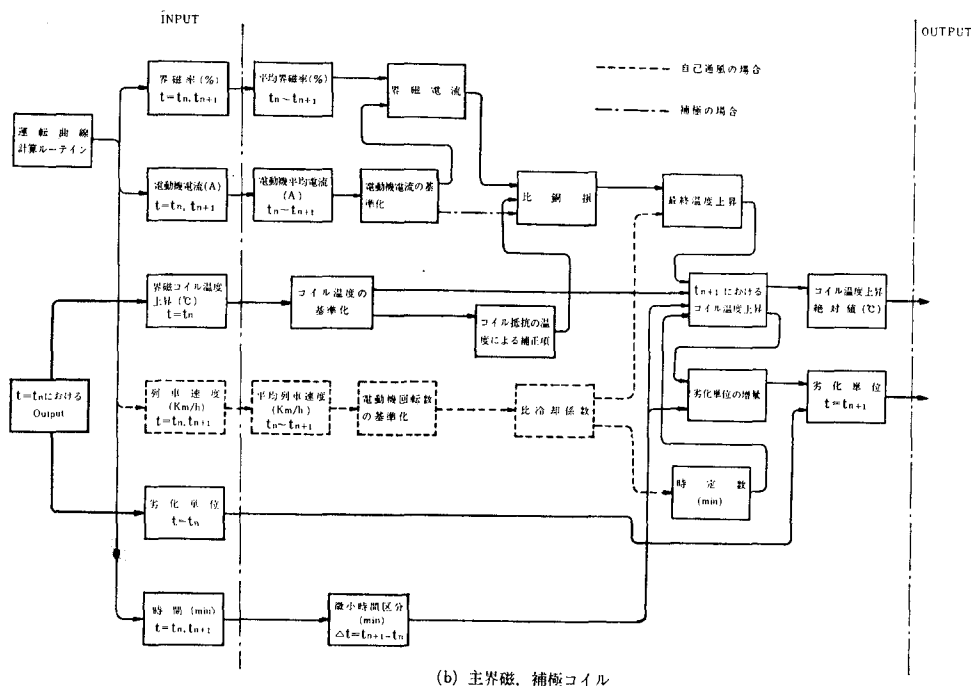
このようにして算出した温度上昇変化の信頼度を検討するために、直流機関車ED 61形を用いて中央線で行なわれた運転試験における負荷条件を迫りかけて、主電動機の温度上昇推移を算出した結果と、この試験における温度上昇の実測結果とを比較照合した。

2.16図 列車運行における温度上昇計算フローチャート



第2編 列車運転における主電動機の温度上昇予測と負荷算定

2.16 (b) 図 列車運行に於ける温度上昇計算フローチャート



温度測定が行なわれた列車の運転条件と温度上昇の主要値は2.10表中に示すとおりで、普通列車においては故意に全界磁運転だけが使われているに対し、急行列車では40%弱界磁段運転がひんばんに使われ負荷が電機子にかたよっている。

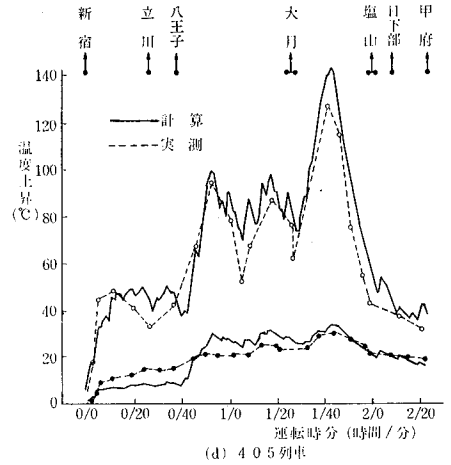
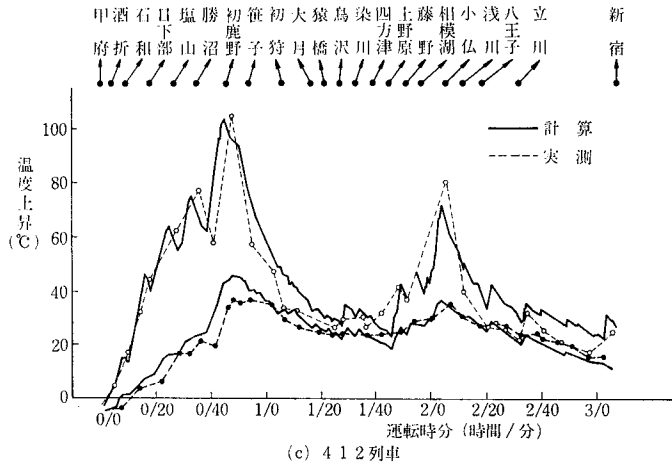
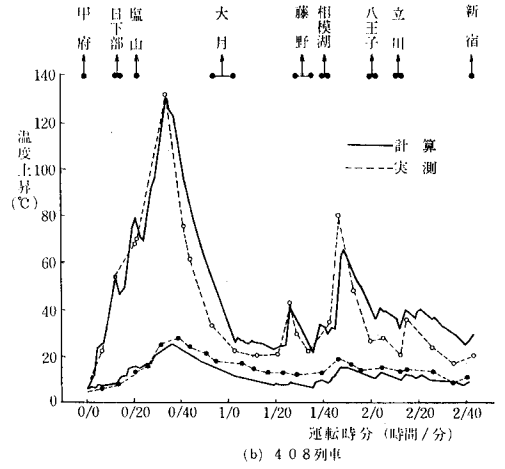
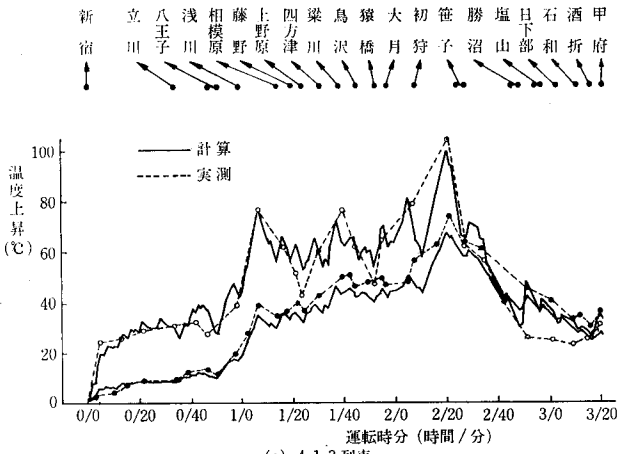
負荷条件は列車速度と負荷電流の実測チャートから30秒ピッチにその平均値をだし等価負荷とした。なお、界磁率は駅区間ごとの平均パンタ点電圧を考慮にいれ列車速度、負荷電流の値から算出した。この結果は2.17図、2.10表に示すとおりで、運転条件の相違にかかわらずほぼ満足な近似結果が得られている。局部的には実測結果との相違がかなり現われているところがあるが、この場合は実際の負荷条件や測定時点を計算の場合に再現することにも相当の困難があり、今後じゅうぶんに準備のもとに試験を行なえば、さらに高度な近似が得られるのではないかと考えている。

2.10表 運転試験の条件と実測、計算の比較

	列 車 番 号		(a) 413	(b) 408	(c) 405	(d) 412
運 転 条 件	年 月 日		35-11-17	35-11-16	35-11-16	35-11-15
	列 車 種 別		普 通 旅 客	急 行 旅 客	急 行 旅 客	普 通 旅 客
	荷 重 (ト ン)		356.59	327.14	327.44	356.69
	運 転 区 間		新 宿 → 甲 府	甲 府 → 新 宿	新 宿 → 甲 府	甲 府 → 新 宿
	到 達 時 間		169分18秒	141分57秒	131分33秒	167分 5秒
温 度 上 昇	電 機 子	θ_{max} (計算)	100.2 °C	130.5 °C	142.5 °C	104.2 °C
		θ_{max} (実測)	104.5 °C	131.2 °C	126.0 °C	104.0 °C
		θ_e (計算)	66.7 °C	90.3 °C	105.4 °C	70.3 °C
	界 磁 (主 極)	θ_{max} (計算)	67.3 °C	24.9 °C	33.3 °C	46.4 °C
		θ_{max} (実測)	74.5 °C	27.0 °C	30.0 °C	36.5 °C
		θ_e (計算)	45.0 °C	14.8 °C	24.0 °C	29.7 °C

第2章 列車運転中の主電動機温度上昇計算

2.17図 現車試験における実測結果と計算結果との比較



第3章 温度上昇の積算的等価換算

主電動機にとって温度上昇の影響は、コイル絶縁物の劣化のように積算的負担として寿命に関連すると考えられるもの、整流子片間やバインド線に用いられるはんだのように最高温度が直ちに故障につながるもの⁽⁷⁾との二つの性格をもっている。

実用面では原則として車両の最大負荷の場合に、この許容温度上昇をこえないよう容量を選定することが望ましいが、たとえば編成電車におけるユニット開放時のように、例外的なケースに対して一時的に温度上昇限度を超過してもよいとされている⁽⁷⁾。また最高温度上昇が同一でも平均的な負荷の軽重により寿命が異なることが、統計的、体験的にも知られているので、最高値のほかに寿命に関与する積算的な負荷の等価値を考慮する必要がある。絶縁物の寿命については、車両用の場合、ワニス被膜の経年劣化のほか振動や冷熱の繰返しによる比較的短い劣化要素を考慮する必要があるが、現在のところその定量的評価法は明らかにされていない。一般的に絶縁物の疲労度を推定する一つの尺度として実用温度範囲内で、絶縁物の寿命 t とその絶対温度 T との間には次の関係があることが認められている⁽⁸⁾。

$$\log t = \gamma_1/T + \gamma_2 \quad \dots\dots\dots(2.24)$$

ただし、 γ_1, γ_2 は定数である。いま、標準温度 T_0 における寿命を t_0 とし、任意の温度 T における寿命 t と t_0 との比率をとると (2.24) 式から

$$t/t_0 = \exp[\gamma_1(1/T_0 - 1/T)] \quad \dots\dots\dots(2.25)$$

運転条件によって定まる温度上昇を寿命の逆数として積算すると、次のような劣化単位 A を設定することができる。

$$A = \int \exp[\gamma_1(1/T_0 - 1/T)] d_t / \int dt \quad \dots\dots\dots(2.26)$$

2.11 表 絶縁種別による許容温度上昇と劣化係数

絶縁種別	γ_1		許容温度上昇 $\theta r (^{\circ}\text{C})$	絶対温度 $T_0 (^{\circ}\text{C})$
F 種	6.4×10^3	電機子	140	438
		界磁	155	453
H 種	6.9×10^3	電機子	160	458
		界磁	180	478

γ_1 は絶縁物の寿命の使用温度依存度を表わすもので、たとえば寿命の減少割合を含浸ワニス皮膜の重量減少率と温度上昇から判定した加熱劣化実験の結果によれば、2.11 表に掲げるように F 種絶縁の場合 6.4×10^3 、H 種絶縁の場合 6.9×10^3 、という

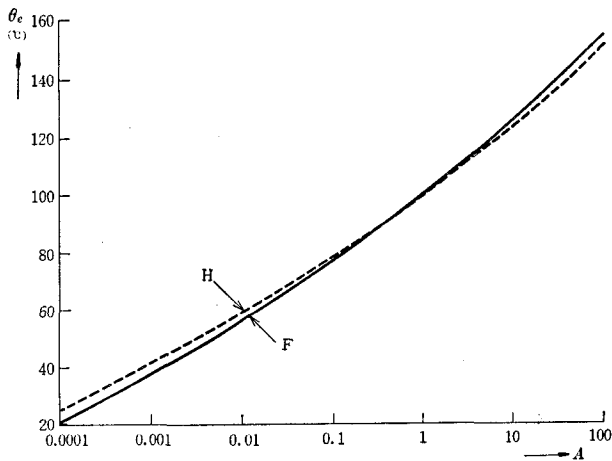
値が実験的に得られている⁽⁹⁾。(2.26) 式において、周囲温度を 25°C 、標準温度上昇値を θ_0 とすれば、 $T_0 = 298 + \theta_0$ 、 $T = 298 + \theta$ となる。いま、あらかじめ適当な標準温度上昇値 θ_0 を与え、列車運転中の変動負荷に対する A の値を算出したものとすれば、次式により A が 1 になるような温度上昇値 θ_0 を求めることができる。

$$\theta_e = \frac{1}{1/(298 + \theta_0) - \log_e A / \gamma_1} - 298(^{\circ}\text{C}) \quad \dots\dots\dots(2.27)$$

θ_e は絶縁物の寿命の点からみて、この運転負荷と等価な一定負荷による温度上昇値とみなすことができる。 $\theta_0=100^{\circ}\text{C}$ とした場合の A の値と θ_e との関係を示すと 2.18 図のようになる。

車両用電動機の許容温度上昇限度は直流機一般の水準からみるとかなり高いが⁽¹⁰⁾、 θ_e の最高値は 2.10 表に示すように通常 100°C 程度にとどまり、JIS 4004 で規定されている限度とほぼ同等の値となる。このように θ_e の値をもって負荷の大きさの判定の一つの目安とすることができるが、劣化単位なり等価温度上昇の考え方は現在これをもって等価負担量の最終的な基準とするにはまだじゅうぶんな実用上の裏づけに乏しいので、所要容量判定の補助手段として最高許容温度上昇と併用する程度にとどめている。ほんだに対しては、実用上温度上昇限度を 150°C 程度に押える必要があり、運転中の電機子温度が短時間でこの限度をこえないように負荷条件を保たなければならない。この点から電機子の H 種絶縁の場合はライザ部のろう付などの対策を伴わなければ許容温度上昇まで実用できないのが現状である。

2.18 図 劣化単位 A と等価温度上昇 θ_e の関係



第4章 脈流運転における温度上昇計算

2.4.1 脈流運転による最終温度上昇の増加

脈流によって駆動されるときは損失が増加し、直流運転の場合より温度上昇が増大するので交流電気車両においてはこの影響を考慮しておかねばならない。

損失増大の原因はつぎの4つの要因に分離して考えることができる。即ち

- (ア) コイル電流に脈動分が重畳するための実効値の増加分。
- (イ) コイル電流の脈動により交番漏れ磁束が生じ、コイル内にうず電流が発生することによる銅損の増加。
- (ウ) 同じく交番もれ磁束の発生により鉄心内におこる渦流損の増加。
- (エ) 主磁束の脈動に伴う鉄心内渦流損の増加。

これらの附加損失の発生がコイル温度上昇に及ぼす影響度は電機子、主界磁、補極の別により、またそのそれぞれの構造により差異がある。以下これに関連する諸要素について考察する。

- (1) (ア)項、実効値の増加はつぎのように略算できる。

I_d を直流分、 I_a を脈動電流に等価な正弦波電流のピーク値とすれば両者を重畳した電流の実効値は

$$I_e = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\int_0^{2\pi} (I_d + I_a \sin \theta)^2 d\theta} = \sqrt{1 + \frac{1}{2} \mu^2} I_d \quad \dots\dots\dots (2.28)$$

ただし $\mu = I_a / I_d$

従って損失増加率は $\mu^2/2$ となる。

界磁コイルの電流は直流運転の場合は完全に直流であるから上記の損失増加率がそのままあてはまるが、電機子コイルについては直流運転の場合も矩形に近い梯形波電流が流れており、かつその周波数が脈流運転の場合の電源周波数と同程度のものなので、両者が混合されて、脈流が重畳するための実効値の増加は (2.28) 式に示す値より相当低いものとなる。

また界磁コイルについても、主界磁コイルには脈流運転の場合、整流改善の要求から通常、直流分を2~10%程度分流するようなバイパス抵抗回路が接続される。この程度の分流によっても脈動電流の大部分が分路側を流れるので、コイル電流の脈流率は電動機電流全体のそれより相当低くなる。従って一般に主界磁コイル電流の実効値の増加率は (2.28) 式に示す割合よりも低くなり、その程度は分流率に大きく支配される。即ち分流率の小さいものでは補極コイルと大差はないが、大きいものでは電機子と同程度まで低下する。補極コイルについてはこのような事情がないため、もっとも直接的に脈流率の影響を受ける。

- (2) (イ)項の損失はその生起の現象が複雑で、正確な計算は困難であるが、ある程度条件を簡略化して理論計算を行なった結果⁽¹¹⁾、よりみても定性的には μ^2 に比例して増加するものと見做すことができる。電機子、主界磁、補極についての影響度の相違という点では(ア)項のものより大きく、実質的

に4種の損失のうちコイル温度上昇には最も大きく影響する。

- (3) (ウ)項の損失は特性的には(イ)項と同様であるが、鉄心中の損失であるからコイル温度上昇に及ぼす影響はきわめて小さい。
- (4) (エ)項の損失も(イ)(ウ)と同様正確な計算は困難であるが、一応の理論計算を行なった結果⁽¹²⁾より推論しても近似的に μ^2 に比例する特性をもっている。

主電動機の磁気わくは従来ソリッドヨークとして形成されていたが、近年の高脈流運転用のものでは一部または全部が積層鉄板で形成されたものも使われている。ソリッドヨークの場合は磁気わく内の渦流損の発生に基づく間接的な界磁コイル温度上昇の影響が無視できない反面、このために主磁束自体の脈動が減少するので磁極や電機子等既に積層されている鉄心部での損失発生は緩和される。反対に積層ヨークが用いられる時はヨーク内の損失は著しく減少するが主磁束の脈動は減少しないから積層部全体としての損失はやや大となる。いずれにしても積層されている部分（電機子鉄心、界磁鉄心）の損失増加は定量的に小さいからヨークを積層して界磁温度上昇を緩和する効果の方が大きい。

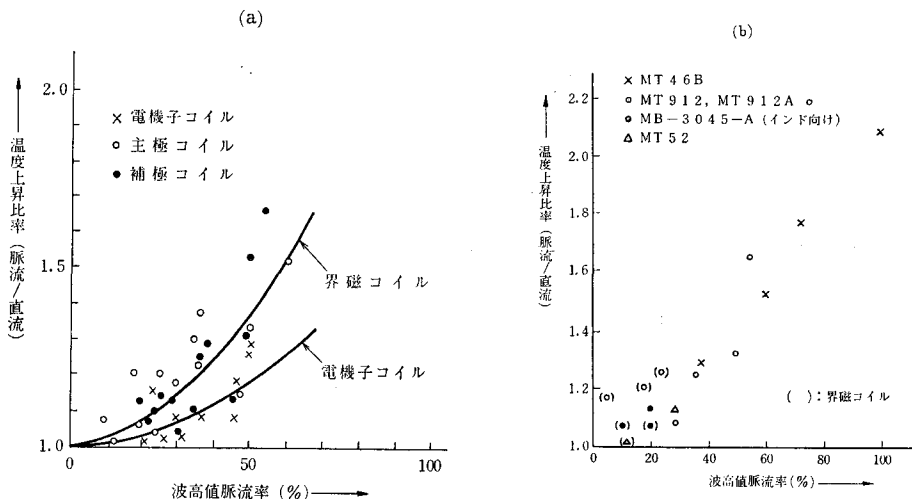
補極鉄心も脈流用のものは一般に積層されることが多いが、ヨークの積層と同じような事情が成立し、補極コイル温度上昇の緩和に役立つ。

以上のように脈流運転がコイル温度上昇に及ぼす影響は複雑で、各要因がそれぞれに特性化することが難しいものであり、ましてこれらを合成加算することは非常に困難であるが、各要素ともに脈流率 μ^2 に比例するか、またはこれに近い特性をもっているため、総合的にその損失増加率、(従って温度上昇増加率)を $\kappa\mu^2$ として近似推算することができる。この場合 μ として電動機電流全体に対する脈流率をとるものとすれば電機子、主界磁については上記のようにそれぞれ損失増加率を緩和する要因があるが、補極コイルは直接的にその影響を受けるので補極の温度上昇増加によって脈流運転の限界が定められる。

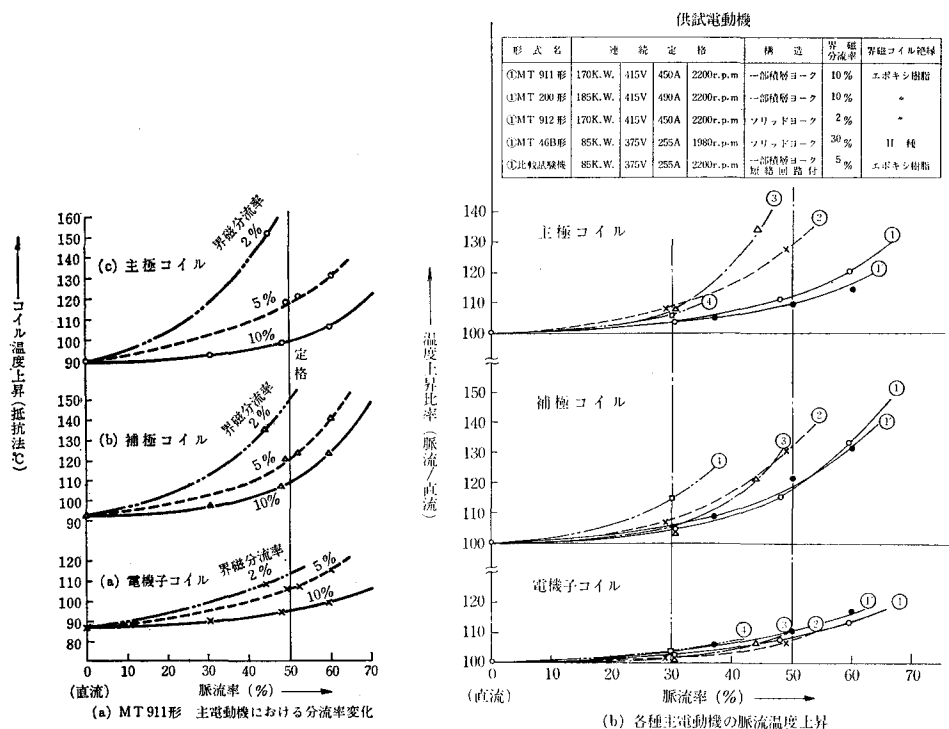
以上の論議より損失増加率 $\kappa\mu^2$ 中の κ の値は電機子、主界磁、補極の別によって異なり、また理論的な加算は困難であるが、実測値の結果よりその傾向を把握することはできるので、なるだけ多数の電動機について実測結果の比較を行なった。

2.19(a)図は MT 46 B 形（電車用標準電動機）における初期の実測値をまとめたもので、横軸に脈流

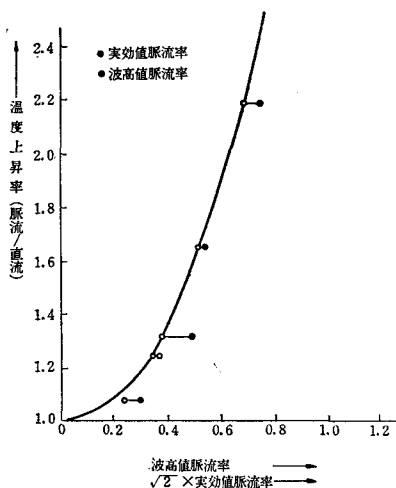
2.19図 直流および脈流温度上昇の比較



2.20 図 脈流率、界磁分流量と定格温度上昇の関係



2.21 図 波高値及び実効値脈流率と温度上昇増加率との関係 (MT 912, 912 A 補極)



率、縦軸に脈流運転による温度上昇増加率を表わしている。このデータは7社での実測結果を集録したものであるから、脈流率の算出法、温度測定法など、試験条件の具体的な面における相違があるためか、実測結果が相当のバラツキをもっているが、大体の傾向を知ることができる。

同図(b)は同一社で行なわれた数種の電動機に対する実測値を集録したものである。2.20 図は他の同一社で行なった実測シリーズをまとめたもので、これらの結果より前述のような磁気ワクの構造、界磁分流量と温度上昇の相関関係を定量的に知ることができる。

これらの実測データでは測定の便宜上、脈流率として波高値脈流率が用いられているが、波高値脈流率は電源側インピーダンスの大小によって影響をうけやすいので、理論的には明らかに実効値脈流率を用いるのが合理的であり、実測面でもこのこ

とが証明されている。

2.21 図は補極について温度上昇率を波高値脈流率を用いて表現したものと $\sqrt{2} \times$ 実効値脈流率を用いて表現したものとの比較を示す。前者では相当のバラツキがあるが後者では完全に特性化された曲線で表現されている。これによっても明かなように脈流率と付加温度上昇との関係を論ずる時は事情の許すかぎり実効値脈流率を基本とした方が正確な特性が得られる。

以上の理論的考察及び実測結果より総合判断し、脈流運転による温度上昇増加率 ε は一般論として

$$\varepsilon = \kappa \mu e^2$$

ただし

電機子コイルに対し	$\kappa = 0.6 \sim 0.9$	}(2.29)
主界磁コイルに対し	$\kappa = 1.0 \sim 1.8$	
補極コイルに対し	$\kappa = 2.0 \sim 3.0$	

として推算することができる。具体的な数値の選択は各電動機の構造、使用法と関連して行なわれなければならない。

2.4.2 列車運転中の温度上昇予測計算における脈流運転の取扱いについて

以のように同一電動機についても脈流率 μ によって付加温度上昇率が異なるので運転曲線と組合せた温度上昇予測計算においても各時間区分ごとにその最終温度上昇値を μ の値に応じて修正する必要がある。

実際には熱時定数がかなり長いので各時間区分ごとの温度変化量は僅かであり、かつ補正量の精度も完全なものではないから、その都度補正を加えることの実質的効果は殆んどない。かつ運転曲線から μ を算出することも、これに応じて補正量を決定することも相当複雑なプロセスを要し、これに見合うだけの実用的な効果は得られない。

むしろ全運転時間を通じた脈流率の実効値を求めるか、あるいはさらに簡略化して代表的な運転条件における脈流率を求め、一方直流運転として算出した等価温度上昇、最高温度上昇をこれによって補正し、判断の基準とする程度が、その精度と実用性の双方から考えて実施上の限度であろうと思われる。

関 連 文 献

- (1) 入江則公, 北川和人 電気車両駆動電動機の列車運転における温度上昇予測計算法
電気学会雑誌 第86巻 第932号 pp 127~135 (昭和41年5月)
- (2) 例えば, 電気学会・電気機械概論・直流機 p 189
- (3) 久我 修 鉄道技研中間報告・主電動機温度上昇の一推定法 No. 6-14 (昭和30年4月)
- (4) 橋 藤雄, 福井資夫, 三ツ村久雄 軸方向流れのある回転二重円管の熱伝達
機械学会論文集 第29巻 第204号 (昭和38年8月)
- (5) 山村竜男, 山崎正悟 鉄道技研速報 No. 59-95 (昭和34年3月), No. 61-41 (昭和36年2月), No. 61-65
(昭和36年2月), その他
- (6) 入江則公, 北川和人 コロナプログラムシリーズ No. 9 電気車の走行曲線
- (7) 例えば, BSS No. 173 (1960), 及び A. I. E. E No. 11 (1957)
- (8) 例えば, 小川啓郎, 高橋保彦 モータレット試験による絶縁ワニスの寿命評価
日立評論 VOL. 42 No. 6 pp 70~75 (昭和35年6月)
- (9) 立川昭三, 有井英俊, 白土経雄 電車用主電動機の進歩
日立評論別冊 VOL. 40 pp 77~82 (昭和36年4月)
- (10) 例えば, IEC Pub 48 Rules for electric traction motor (1961), JRC 15255 主電動機一般 (昭38)
- (11) 例えば, 河村寿三 東海道新幹線量産用主電動機 附録
三菱電機技報 昭和39年 第38巻 第3号 (東海道新幹線電機品特集) p 17
- (12) 例えば, 河合貞治他2名 新幹線用主電動機およびインバータ電動発電機
日立評論 昭和39年5月 第46巻 第5号 (東海道新幹線特集) pp 862~863

参 考 文 献

- 安達彦一, 沢 寅夫, 篠原 泰 主電動機温度上昇曲線の電子的シミュレータによる解析
鉄道技術研究報告 第389号 (昭和39年1月)
- 山村竜男, 山崎正悟 車両用主電動機温度上昇の解析
鉄道技術研究報告 第517号 (昭和41年1月)
- 森安正司, 黒川凱雄 電子計算機による列車運行の計算
富士時報 昭和38年 第7号 pp 519~527
- Hans Kother ; Zeichnerisches Verfahren zur Vorausbestimmung der betriebmässigen Erwärmung
elektrischer Maschinen, insbesondere von Bahnmotoren Elektrische Bahnen 1937
No. 2 pp. 108-126
- Carl Gazley ; Heat-Transfer Characteristics of the Rotational and Axial Flow Between Concentric
Cylinders Transactions of the A. S. M. E. ^a January 1958 pp. 79-90.
- P. B. Richards ; Temperature prediction in Thermal-Lag Equipment A. I. E. E. (Publication)
Application and Industry No. 46 January 1960 pp. 462-465.

第3編 交流電氣車両の粘着性能

まえがき

交流車両には動輪が空転しても自動的に再び粘着状態に戻り得るという特異な現象がある。

粘着係数は元来バラツキの大きいもので、粘着係数のとくに低い部分に動輪が入った時に空転がはじまることが多い。

一度空転が始まると再粘着できず、大空転に発展する直流車両などでは粘着係数のバラツキの下限以下の粘着力しか使用できないが、再粘着現象のある交流車両では原則的にそのバラツキの平均値まで粘着力を使用することが可能なので、同一軸重に対する最大牽引力の限界は著しく拡大される。

本篇はこの再粘着現象の機構を解析し、車両の諸特性と運転状態、レール条件等外部の条件と空転、再粘着の各モードとの関連を求め、設計における粘着力向上法について研究したものである。

第1章では粘着係数をレールと車輪間に相対速度のない時の静摩擦係数（所謂粘着係数）と車輪がレール上で空転している時の動摩擦係数（滑り摩擦係数）とに分けて、従来の実測値をなるべく広く集録、整理し再粘着現象に関連の大きい動摩擦係数については代表的な特性を選定した。

第2章では空転と再粘着に及ぼす各種要因の特性をある程度単純化して運動方程式を解き、再粘着性能が本質的に電気系時定数と機械系時定数の大小関係によって定められること、空転、再粘着の様相に数種のモードがあることを明らかにした。

また各モードの空転の生長、消滅、持続と列車の運転状態との関係について考察し、これらが列車の加減速によって大きい影響をうけることを示した。

第3章では実在の機関車の空転、再粘着現象をデジタル計算機でシミュレートし、機関車設計の実際にあたっての定量的な検討を行った。さらに自動定電圧制御による速度制御方式が再粘着の促進に効果のあることを例証し、その制御系の各要素の影響度、設計上の最適値などを検討した。

第1章 粘着係数と滑り摩擦係数

粘着係数や滑り摩擦係数の測定、分析は本論文の主眼とする対照ではないが、空転と再粘着の定量的な解析にはこれらの値と特性が重要な役割をもっている所以以下の検討の前提として一応の考察を加える。

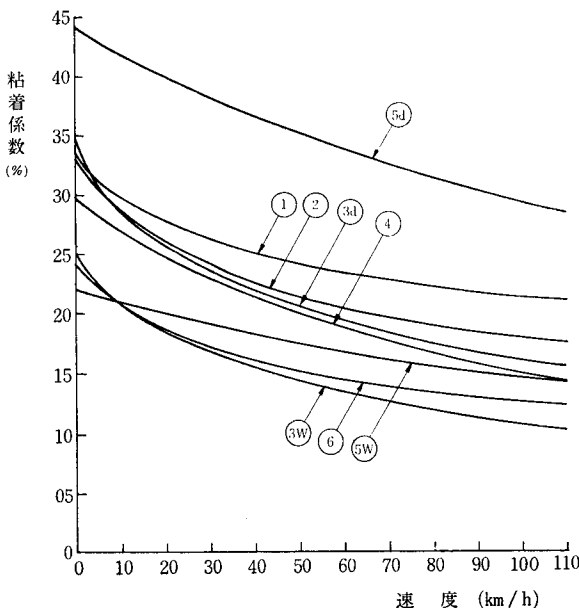
動輪がレールと粘着して走行している時の両者の間の粘着の限界、即ち静摩擦係数を通常粘着係数(μ_v)と呼んでおり、これに対し動輪が空転しているとき、即ちレールとの間に相対速度を持つときの摩擦係数を滑り摩擦係数、または動摩擦係数(μ_s)と呼んでいる。これらの値は単に鉄材相互の相対摩擦そのものより、むしろ微量の油分と水分の存在による油膜の形成とか、レール、道床の弾性とかに大きく支配されるので実験室での研究では十分な実体の把握ができず、実物の牽引試験の結果より算出した特性を体験的に積み重ねて推定するより外はない。従来得られた結果からその値はかなり広範囲にバラツキをもつものであることが周知されている。

所謂粘着係数については各種の測定結果が比較的豊富で代表的な特性を表現する種々の近似式が提案されている。

3.1 図に従来発表された粘着係数特性の代表的なものを掲げた。これらの例ではいずれも車両の速度の向上に従って見掛けの粘着係数測定値がある程度低下する傾向を示している。

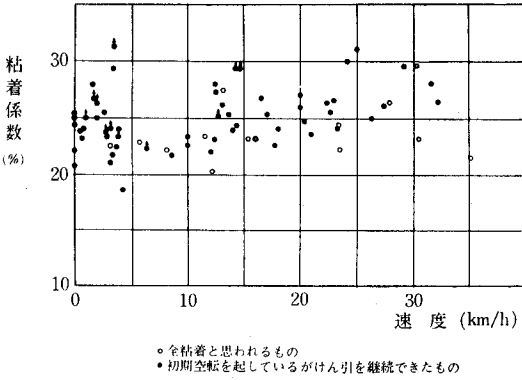
この垂下特性は車両の走行に伴う振動による上下方向の加速度によって軸重が動的に変動し、粘着係数が見掛け上低下するように観測されるか、あるいは車両走行中に常時おこっている車輪とレール間の僅かな相対滑りが車速とともに増大し、本格的な滑りに発展する機会を多くしていることに基くものであろうと推察されるが、この点についてくわしい検討を行ったものは従来殆んど見られない。もっとも粘着係数が運転速度によって殆んど不変な測定結果が得られている場合も少くない。(3.2 図)

3.1 図 粘着係数とその速度特性 (1)

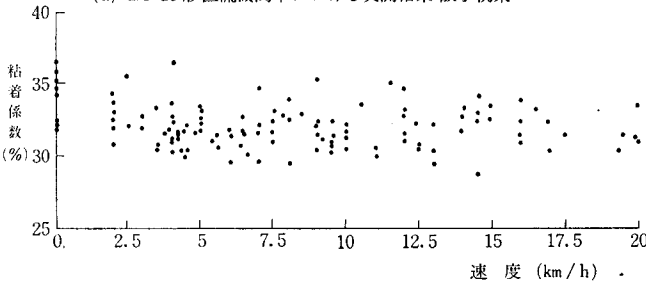


	計 算 式	設 定 者	軌道条件	記 事
①	$\mu = \frac{7.5}{V+44} + 0.161$	Curtius & Kniffler	湿潤、乾燥の平均値	1943年電気機関車による測定
②	$\mu = \frac{9}{V+42} + 0.116$	Kother	—	1936年までの実験結果をまとめたもの
③		London Transport	乾燥 ③d 湿潤 ③w	1953年
④	$\mu = \frac{0.3}{1+0.01V}$	Parodi & Tetred	乾燥 撒砂	1935年 軸重15~20tの場合
⑤	$\mu = \frac{88}{V+200}$ $\mu = \frac{44}{V+200}$	鉄道技術研究所	乾燥 ⑤d 湿潤 ⑤w	1960年 横形粘着試験機による測定
⑥	$\mu = 0.24 \frac{1+0.0078V}{1+0.024V}$	国鉄車両設計事務所	最 小 値	ディーゼル車両に適用

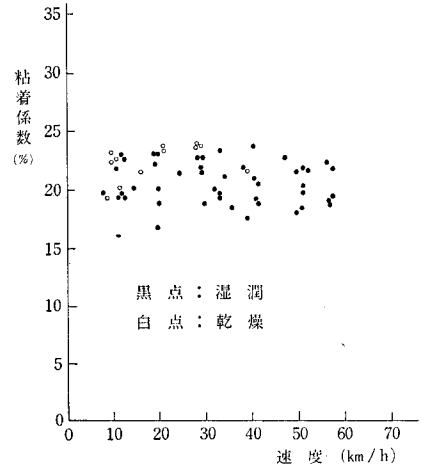
3.2 図 粘着係数とその速度特性 (2)



(a) EF 15 形直流機関車における実測結果 散水軌条



(c) ED 931 号交流機関車における実測結果



(b) EF 16 形直流機関車による福米線回生ブレーキ運転時の実測結果

粘着係数のもう一つの特徴はこの値が非常に広い領域の幅をもって分布されているということである。3.3 図に示す例は 1960 年に測定されたフランス国鉄の BB 16500 についての試験結果であるが、その中心値に対しバラツキの分布幅は 60 % 程度にも及んでいる。われわれの経験によっても同一条件の連続する、同一時刻の粘着係数のバラツキはそれほど大きいものではないが、場所が変わったり、天候その他の条件が変わると同一場所でもかなり大きく変動するので動力車の粘着能力を定量的に表現することは仲々困難である。さらに完全粘着から微小滑り、微小空転、本格的な空転の境界が明確なものでないため測定結果の処理方法によっても変って来る。

日本国鉄の交流機関車の粘着試験などでは 95 % の信頼度以上のもつ粘着限界の幅を求めるという見地から牽引試験の結果を詳細に分析して速度特性を求めている。3.4 図にその数例を掲げた。これらの場合には軸重移動量を含んだ見掛けの粘着係数が用いられている。

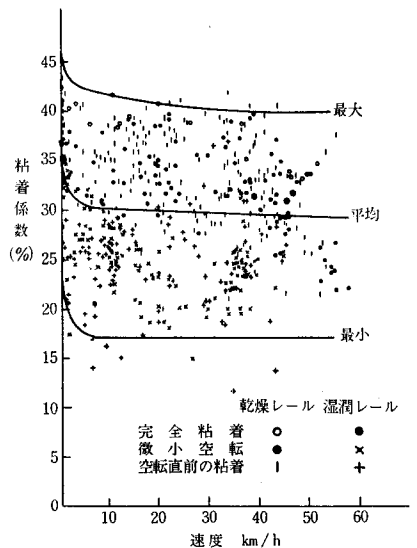
以上のように粘着係数の定量的表現にはいろいろの見解が成立ち、完全な数値的処置のためには確率的処理が必要となるが、ここでは簡単化のため次式のような直線近似でその代表値を表現することとした。

$$\mu_v = \mu_0 - \beta V_t \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

ただし μ_0 は列車静止時の粘着係数、 β は定数、 V_t は列車速度である。

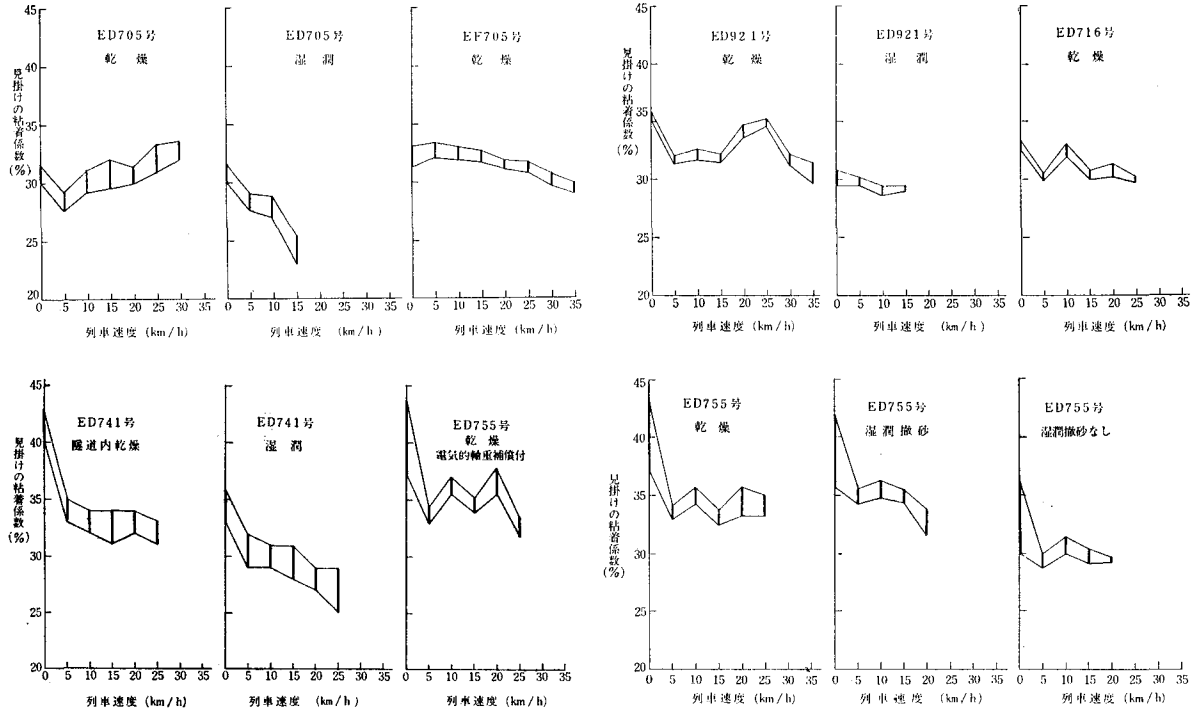
滑り摩擦係数 μ_s を一貫した観点から測定したものは粘着係数の

3.3 図 粘着係数とその分布 (1)

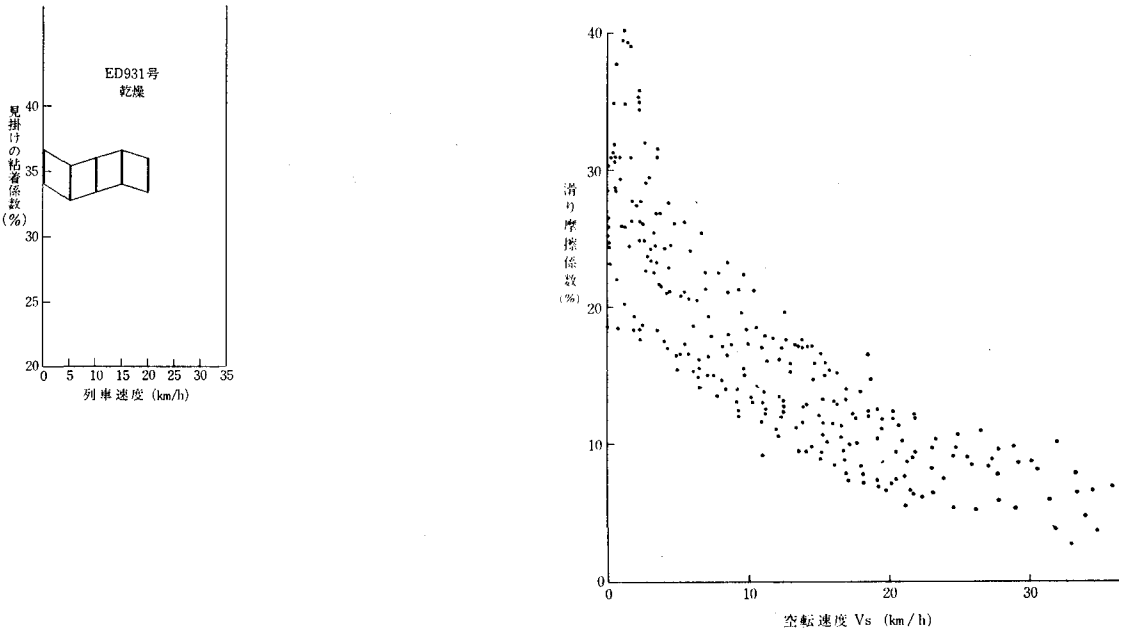


第3編 交流電気車両の粘着性能

3.4 図 粘着係数とその分布 (2)



3.5 図 EF15形直流機関車における滑り摩擦係数実測値



場合に比し豊富でない。3.5, 3.6 図は比較的徹底した大量測定が行なわれた代表的な 2, 3 の例であるが, その他の実地試験の例をも参照して標準的な特性を推定することがとできる。外国での例としては Metzkow 氏によって提案された実験式がある。即ち空転速度 $V_s(m/s)$ に対し μ_s は

$$\mu_s = \gamma_0 + \gamma_2 / (1 + \gamma_1 V_s) \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

の形をとり、レールが乾燥している場合、平均値として $\gamma_0=0.05$, $\gamma_1=0.567_{s/m}$, $\gamma_2=0.18$ が得られたことが報告されている⁽⁴⁾。

われわれの経験に徴しても、上述のような数種の一貫測定値その他粘着特性に関する種々の体験を総合して一般的につぎのことを推論することができる。

- (1) 通常粘着係数と滑り摩擦係数との間には若干の落差があって、滑り速度0の点における両係数は一致しない。空転の開始にあたって空転速度は通常最初からある傾斜をもって立上っているが、この事実は粘着力の落差の存在を実証している。

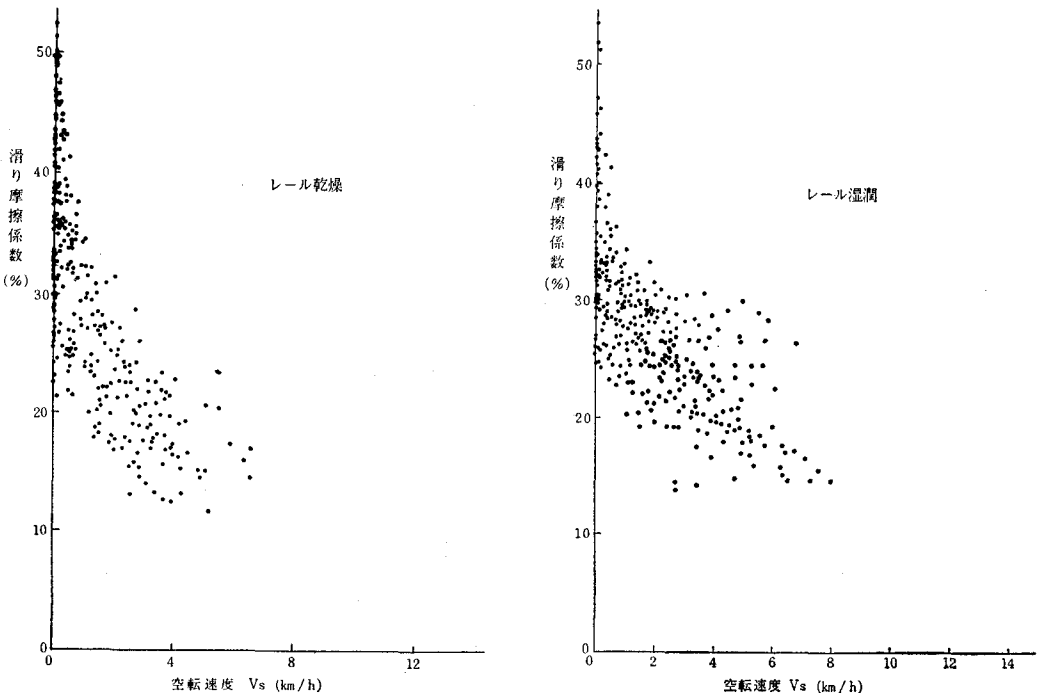
微視的には粘着と非粘着の境界は不連続なものではなく、非常に急峻な傾斜をもった曲線で連続されていて、この領域では動輪は準空転とでもいうべき1種のクリープ状態にあるものと推定されているが、いずれにしてもここで扱うのはかかる微視的な物理現象ではないので両領域の間に不連続な落差があると考えるのが実情に即している。

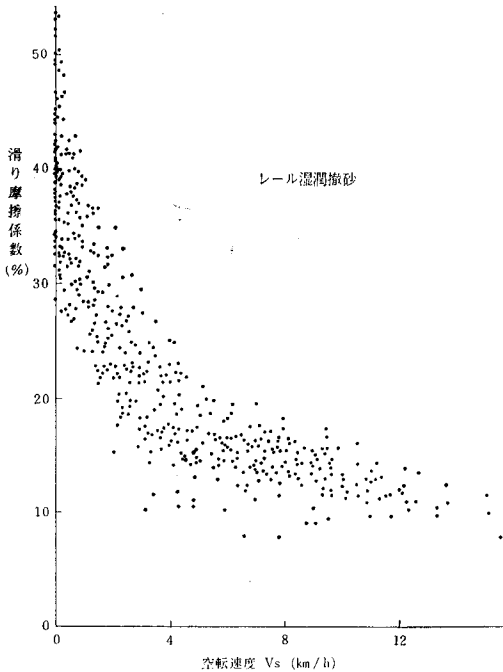
- (2) 空転領域では滑り速度の小さい範囲では摩擦係数の傾斜が急であり、この傾斜が粘着の特性に大きい影響をもっている。5～10km/h 以上になると徐々に μ_s の傾斜が緩慢となる。

雨水によりレールがぬれていると粘着係数が低下し、空転を発生しやすいのは周知のことであるが、3.6図の結果その他の経験から乾燥、湿潤、撒砂等の条件は主として(1)に述べた落差に影響し、(2)の特性にはあまり影響を及ぼさないといえることができる。

このことは一般にレールが乾燥している時は動輪が滑りにくいが、空転をすれば大きい空転に発展しやすく、反対にレールがぬれている時は滑りやすいが、空転速度が比較的低い値に止まるといふ従

3.6図 DE75形交流機関車における滑り摩擦係数実測値





来からの経験的事実を裏書きしている。

- (3) 滑り摩擦係数は元来頻度的な濃淡のある拡がりをもって分布しているものであるが、1つの空転サイクルを対象とする場合は連続的な1本の曲線の上を動くものと考えてよい。(1)～(3)の如く前記の Metzcow 氏の提案は定性的には妥当性のあるものと思われる。ただし3.6図等の実測結果より定量的にこれに修正を加え(3.2)式の代りに(3.3)式を用いて爾後の解析を進めることとする。

$$\mu_s = \mu_0 - \Delta\mu - \rho_1 V_s / (1 + \rho_2 V_s) \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

$\Delta\mu$, ρ_1 , ρ_2 , β は前述のように相当広範囲のパラツキがあり、確定しにくい定数であるが、 $\Delta\mu$ については実測値を総合するとレール乾燥時は0.03～0.1、湿潤時およびこれに撒砂した場合は0.01～0.05の範囲にあると見做すことができる。 ρ_1 , ρ_2 についても実測値の分析から代表的な値を選択し、第3章のような二つのパターンを用いて計算することとした。

第2章 空転, 再粘着のモードとその条件

3.2.1 基礎方程式とその解析

3.2.1.1 前 提 条 件

空転, 再粘着の基本的な形態を分類, 整理するために最初につきのように条件を簡略化して定性的な検討を行うこととする。

- (1) 主電動機の電流が, 空転によって減少しても主界磁束は飽和領域にあるため, 一定に保たれるものとする。従って回転力は電流に比例する。
- (2) 同じく飽和領域にあるため空転中の電流変化に対し, 平滑リアクトルその他の直流側回路のリアクタンスの値は変化しないものとする。
- (3) 滑り摩擦係数の特性をさらに簡略化し 3.7 図及び次式のように落差と直線で近似する。

$$\mu_s = \mu_v - \Delta\mu - \rho V_s \quad \dots\dots\dots(3.4)$$

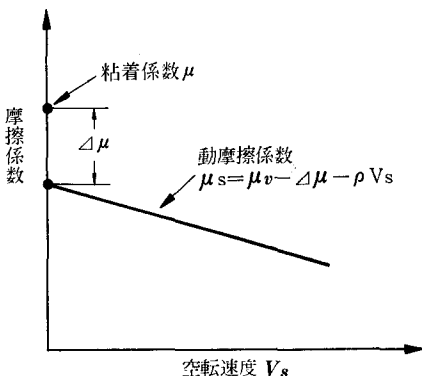
- (4) 1 電動機の空転を取扱う。数個の電動機が並列に接続されている時も全電動機が同一の運動を行うものと考えれば常数の変更だけで同じ理論が当てはまる。
- (5) 駆動装置, 台車のバネ系による自動振動の影響を考えない。

これらの前提条件のもとに整流器式交流機関車の電気回路と駆動系は 3.8 図の如く表わすことができる。

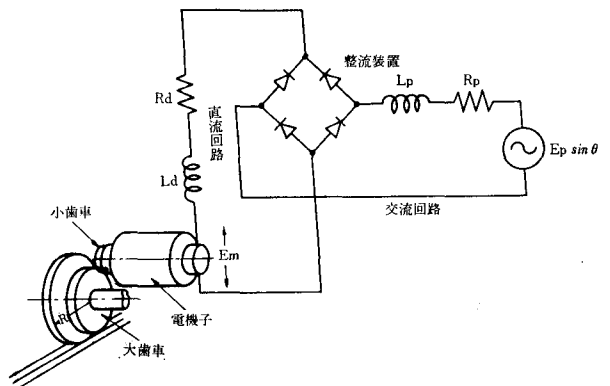
図において E_p は送電端電圧, L_p, R_p は饋電回路および車両用主変圧器のインダクタンス, 抵抗, L_d, R_d は平滑リアクトル, 主電動機のインダクタンス, 抵抗, E_m は電動機逆起電力相当の直流電圧を表わす。回転質量は電動機電機子, 減速歯車装置及び動輪, 動軸よりなる。

以下電機子, 小歯車の慣性質量を動輪, 動軸側に換算して加算し, これらを一体のものとして取扱う。さらに整流回路を直流側から見た等価回路に換算すると 3.8 図は 3.9 図のように書き表わすことができる。

3.7 図 滑り摩擦係数の簡略特性



3.8 図 整流器式交流機関車の電気回路と駆動系略図



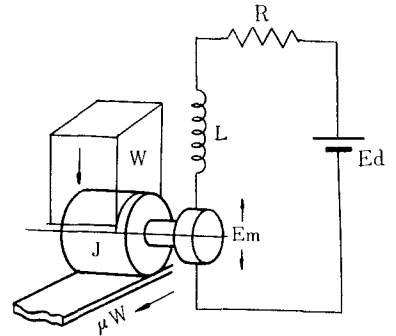
図において電源電圧 E_d は交流電源の実効値換算を行った等価直流電圧 ($2\sqrt{2}E_p/\pi$), R は回路の全等価抵抗で転流リアクタンスとしての交流側全リアクタンス, 及び直流側抵抗, 交流側抵抗の合成値である。 L の主要々素は平滑リアクトルのインダクタンスでこれに主電動機のインダクタンスが加算される。

3.2.1.2 空転方程式とその解析

以下の第2章の検討において用いる記号は下記のとおりとする。

- J : 動輪軸に換算した電動機電機子, 減速歯車装置, 動輪軸, 動輪の合成慣性モーメント ($\text{kg}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2$)
 W : 動輪上重量 (1軸あたり) (kg)
 T : 動輪周駆動トルク ($\text{kg}\cdot\text{m}$)
 F : 動輪周引張力 (kg)
 F : 電動機単位電流あたりの動輪周引張力 (kg/A)
 r : 動輪半径 (m)
 V_s : 動輪周空転速度 (m/s)
 μ_v : 列車速度 V における粘着係数 ($\%/100$)
 μ_s : 滑り摩擦係数 ($\%/100$)
 Φ : 主電動機磁束数 (W_b)
 I_m : 主電動機電流 (A)
 E_d : 等価電源電圧 (V)
 E_m : 主電動機逆起電力 (V)
 E_m : 単位空転速度あたりの主電動機逆電力 ($\text{V}\cdot\text{s}/\text{m}$)
 L : 電動機回路の全インダクタンス (H)
 R : 等価回路全抵抗 (Ω)
 $\dot{\theta}$: 動輪角速度 (rad/s)

3.9図 整流器式交流機関車の電気回路と駆動系等価図



動輪周駆動力がレールとの間の粘着力を超過して動輪が空転に入った場合, 牽引力 F は空転によって減少するが, $\Delta\mu$ の存在と μ_s の垂下特性のために V_s のある値までは加速が続けられる。この場合の空転軸の速度変化はつぎの強制振動の方程式で表わすことができる。

$$J(d\dot{\theta}/dt) = T - \mu_s \cdot W \cdot r \quad \dots\dots\dots(3.5)$$

$$E_m + RI_m + L(dI_m/dt) = E_d \quad \dots\dots\dots(3.6)$$

$$V_s = r\dot{\theta} \quad \dots\dots\dots(3.7)$$

動輪周回転力 T は Φ と I_m の積に比例する。

$$T = U_t \cdot \Phi \cdot I_m \quad \dots\dots\dots(3.8)$$

ただし U_t は歯車比 (G) と電動機の組合せによって定まる定数で $U_t = K_t G$ (K_t は電動機固有の定数

で電動機回転力を T_m とすれば $T_m = K_t \cdot \Phi \cdot I_m$ である。

3.2.1.1(1)の前提により Φ が一定の場合は (3.8) 式は

$$T = F \cdot r \cdot I_m \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

電動機逆起電力 E_m は

$$E_m = K_e \cdot \Phi \cdot N_m = U_a \cdot \Phi \cdot V_s \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

上式において N_m は電動機回転数 ($r \cdot p \cdot m$), K_e は電動機固有の常数, U_a は電動機及び歯車比, 動輪径の組合せによって定まる常数 [$G \cdot K_e \cdot 10^3 / (120 \cdot \pi \cdot r)$] である。

Φ を一定と見做せば (3.10) 式は

$$E_m = E_m V_s \quad \dots\dots\dots (3.11)$$

(3.7), (3.9), (3.11) を (3.5), (3.6) に代入し I_m を消去すると V_s に関するつぎの微分方程式が得られる。

ここで

$$\left. \begin{aligned} a_1 \ddot{V}_s + a_2 \dot{V}_s + a_3 V_s &= a_4 \\ a_1 &= \frac{J \cdot L}{W \cdot r^2} \\ a_2 &= \frac{J \cdot R}{W \cdot r^2} - L \cdot \rho \\ a_3 &= \frac{E_m \cdot F}{W} - R \cdot \rho \\ a_4 &= \Delta \mu \cdot R \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3.12)$$

$a_1 \sim a_4$ のうち a_1 及び a_4 の値は正であり, a_2, a_3 は正負いずれの値をもとり得る。
 または L/R は電気回路の時定数であり, $J/(W \cdot r^2 \cdot \rho)$ は回転系の速度変化のしやすさを表す量で, 駆動系の時定数と見なすことができる。従って

$$\left. \begin{aligned} \tau_e &= L/R \\ \tau_m &= J/(W \cdot r^2 \cdot \rho) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3.13)$$

とおき, τ_e, τ_m をそれぞれ電気系, 機械系の時定数と呼ぶこととする。

最初に $a_2 \neq 0, a_3 \neq 0$ の前提のもとに (3.12) 式をとく。
 $y = V_s - a_4/a_3$ とおき演算子 D を使って書き直すと

$$f(D)y = (a_1 D^2 + a_2 D + a_3)y = 0 \quad \dots\dots\dots (3.14)$$

(1) $a_3 < 0$ の場合 判別式 $a_2^2 - 4a_1a_3$ はかならず正となるので $f(D)=0$ は2つの実根をもつ。これを δ_1, δ_2 とすれば一般解は

$$\left. \begin{aligned} y &= C_1 \exp(\delta_1 t) + C_2 \exp(\delta_2 t) \\ \text{あるいは } V_s &= C_1 \exp(\delta_1 t) + C_2 \exp(\delta_2 t) + a_4/a_3 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3.15)$$

$f(D)=0$ の根と係数の関係から, $\delta_1 \cdot \delta_2 = a_3/a_1 < 0$, 従って δ_1, δ_2 のいずれかは正となり $a_3 < 0$ では V_s はかならず発散する。

(2) $a_3 > 0$ の場合

(a) $a_2 > 0$ の場合

i) $a_2^2 - 4a_1a_3 > 0$ の場合。一般解は (3.15) 式と同様になる。 $f(D)y=0$ の根と係数の関係から $\delta_1 + \delta_2 = -a_2/a_1 < 0$, $\delta_1 \cdot \delta_2 = a_3/a_1 < 0$ であるから, $\delta_1 < 0, \delta_2 < 0$ でなければならない。

従って V_s は a_4/a_3 に非振動性収束をする。

ii) $a_2^2 - 4a_1a_3 < 0$ の場合。 $f(D)=0$ は復素根をもつ。

この根を $\alpha \pm i\beta$ とすると一般解は

$$\left. \begin{aligned} y &= \exp(\alpha t) \cdot (C_1 \sin \beta t + C_2 \cos \beta t) \\ \text{あるいは } V_s &= \exp(\alpha t) \cdot (C_1 \sin \beta t + C_2 \cos \beta t) + a_4/a_3 \\ \alpha &= -a_2/(2a_1) \\ \beta &= \sqrt{-a_2^2 + 4a_1a_3}/(2a_1) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3.16)$$

この場合 $a_2 > 0, a_1 > 0$ であるから $\alpha < 0$ となり (3.16) 式は減衰振動を表している。これと粘着との関係をしらべるために (3.16) 式の定数 C_1, C_2 を初期条件から決定する。

$t=0$ における I_m を I_{m0} , V_s を V_{s0} とすれば

$$V_{s0}=0, I_{m0}=E_d/R, F \cdot I_{m0}=W \cdot \mu_v \dots\dots\dots(3.17)$$

(3.16) 式に $t=0, V_s=0$ を代入して

$$C_2 = -a_4/a_3$$

また (3.5) 式に (3.4), (3.7), (3.9) 式を代入すると

$$J \cdot \dot{V}_s = F \cdot r^2 \cdot I_m + \rho \cdot W \cdot r^2 \cdot V_s - (\mu_v - \Delta\mu) \cdot W \cdot r^2 \dots\dots\dots(3.18)$$

これに (3.17) 式の条件を代入して $\dot{V}_s$ を求めると

$$\dot{V}_s = \Delta\mu \cdot W \cdot r^2/J = (a_4/a_1) \cdot \tau_e \dots\dots\dots(3.19)$$

一方 (3.16) 式を微分することにより

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= \alpha \cdot \exp(\alpha t) \cdot (C_1 \sin \beta t + C_2 \cos \beta t) \\ &+ \beta \cdot \exp(\alpha t) (C_1 \cos \beta t - C_2 \sin \beta t) \end{aligned} \dots\dots\dots(3.20)$$

これに $t=0$ の条件を入れ (3.19) 式と等しいとおけば

$$C_1 = \frac{1}{\beta} \frac{a_4}{a_1} \left(\tau_e - \frac{a_2}{a_3} \right) \dots\dots\dots (3.21)$$

したがって V_s は次式で与えられる

$$\left. \begin{aligned} V_s &= \frac{a_4}{a_3} \left\{ \frac{-\exp(\alpha t) \cdot \sin(\zeta - \beta t)}{\sin \zeta} + 1 \right\} \\ \tan \zeta &= \beta / \left(\frac{a_3}{a_1} \tau_e - \frac{a_2}{2a_1} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.22)$$

V_s と t との関係を見るために

$$\bar{V}_s = \sin \zeta \cdot (a_3/a_4) \cdot V_s \dots\dots\dots (3.23)$$

とおくと

$$\bar{V}_s = -\exp(\alpha t) \sin(\zeta - \beta t) + \sin \zeta \dots\dots\dots (3.24)$$

$a_2 > 0$ 即ち $\alpha < 0$ であるから $\bar{V}_s - \sin \zeta$ は 3.10 図のように $\pm e^{\alpha t}$ を包絡線とした減衰性正弦波となる。この曲線を $\sin \zeta$ だけ上に移すと $\bar{V}_s$ のカーブが得られ, 3.11 図のように $2\pi/\beta$ を周期とする振動曲線が得られる。 $\bar{V}_s$ の最小値即ち 3.11 図の R 点が t 軸より下にあれば再粘着することになる。 R 点における t の値は

$$t = (\zeta + 3\pi/2)/\beta$$

であるから, R 点において $\bar{V}_s \leq 0$ とおくとつぎの式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \exp \{(\alpha/\beta) \cdot (\zeta + 3\pi/2)\} &\geq \sin \zeta \\ \text{あるいは } (\alpha/\beta) \cdot (\zeta + 3\pi/2) &\geq \log_e \sin \zeta \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.25)$$

すなわち (3.25) 式の条件を満足すれば再粘着するが, その他の場合は一定値 a_4/a_3 に振動的収束をする。

- iii) $a_2^2 - 4a_1 a_3 = 0$ の場合 $f(D)y = 0$ は等根をもつ
一般解はつぎの如く与えられる。

$$\left. \begin{aligned} y &= C_1 \exp(\delta t) + C_2 \cdot t \cdot \exp(\delta t) \\ \text{あるいは } V_s &= C_1 \exp(\delta t) + C_2 \cdot t \cdot \exp(\delta t) + a_4/a_3 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.26)$$

$a_2 > 0$ であるから, $\delta < 0$, 従って右辺第1項は収束する。第2項も t は発散するが全体としては収束する関数であるから V_s は a_4/a_3 に非振動的収束をする。

- (b) $a_2 < 0$ の場合

- i) $a_2^2 - 4a_1 a_3 > 0$ の場合 一般解は (3.15) 式と同様になる。

$f(D)y = 0$ の根, δ_1, δ_2 は $\delta_1 + \delta_2 = -a_2/a_1 > 0$, $\delta_1 \cdot \delta_2 = a_3/a_1 > 0$ であるから双方とも正の値である。

従って V_s は発散する。

ii) $a_2^2 - 4a_1a_3 < 0$ の場合 (a)—ii) と同様の経過で(3.16)式が得られるが、 $\alpha = -a_2/(2a_1) > 0$ で V_s は発散的振動となるのでかならず再粘着する。

iii) $a_2^2 - 4a_1a_3 = 0$ の場合 一般解は (3.26) 式と同様となるが $\delta > 0$ で右辺 1.2 項ともに発散し、 V_s は発散する。

(3) つぎに $a_2=0$, $a_3=0$ 等の特定条件の場合について考察する。

(a) $a_2=0$, $a_3 \neq 0$ の場合

i) $a_3 > 0$ の場合 $a_1 \ddot{V}_s + a_3 V_s = a_4$

この場合の一般解は

$$\left. \begin{aligned} V_s &= C_1 \cos \delta t + C_2 \sin \delta t + a_4/a_3 \\ \delta &= \sqrt{a_3/a_1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.27)$$

これは非減衰振動で少なくとも $\delta t = 2\pi$ において $V_s = 0$ となるから再粘着する。

ii) $a_3 < 0$ の場合 $a_1 \ddot{V}_s - (-a_3)V_s = a_4$

この場合の一般解は

$$\left. \begin{aligned} V_s &= C_1 \exp(\delta t) + C_2 \exp(-\delta t) + a_4/a_3 \\ \delta &= \sqrt{-a_3/a_1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.28)$$

この場合は V_s は単調増大し、発散する。

(b) $a_3=0$, $a_2 \neq 0$ の場合

i) $a_2 > 0$ の場合 $a_1 \ddot{V}_s + a_2 \dot{V}_s = a_4$

この場合の解はつぎのとおりとなる

$$\left. \begin{aligned} V_s &= \frac{a_4}{a_2} \left[\left(\frac{a_1}{a_2} - \tau_e \right) \left\{ \exp(\delta t) - 1 \right\} + t \right] \\ \text{あるいは} &= \frac{a_4}{a_2} \left[\frac{\tau_e^2}{\tau_m - \tau_e} \left\{ \exp(\delta t) - 1 \right\} + t \right] \\ \delta &= -a_2/a_1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.29)$$

$a_2 > 0$ であるから $\delta < 0$, $a_4/a_2 > 0$, $\tau_m > \tau_e$ (3.35式参照)

従って $\tau_e^2/(\tau_m - \tau_e) > 0$, したがって右辺[]内第1項は0から $-\tau_e^2/(\tau_m - \tau_e)$ まで減少するが t の項によって V_s は発散する。

ii) $a_2 < 0$ の場合 解は 3.29 と同じであるが、 $a_2/a_1 < 0$, で $\delta > 0$, $a_4/a_2 < 0$, また $\tau_m < \tau_e$ で $\tau_e^2/(\tau_m - \tau_e) < 0$ 従って[]内第1項は0から負側に発散し、 V_s は正方向に発散する。

(c) $a_3=0$, $a_2=0$ の場合 $a_1 \ddot{V}_s = a_4$

この場合の解は

$$V_s = (a_4/a_1) \cdot (t^2/2 + \tau_e \cdot t) \dots\dots\dots (3.30)$$

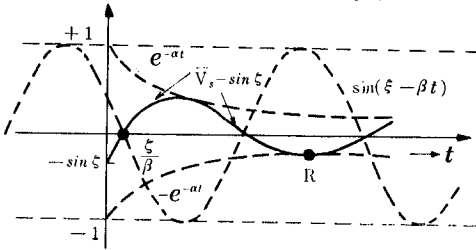
で発散する。

(a)~(c) により $a_3=0$ の時はすべて発散する。従って $a_3 \leq 0$ の時はすべて発散することが分る。

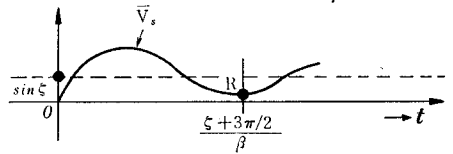
以上のモード解析の結果をまとめると 3.31 式のようになる。

$$\left. \begin{array}{l}
 a_2 > 0 \left\{ \begin{array}{l} a_2^2 - 4a_1a_3 \geq 0 \cdots \cdots \cdots \text{非振動性収束} \\ a_2^2 - 4a_1a_3 < 0 \\ \alpha/\beta(\zeta + 3\pi/2) \geq \log_e \sin \zeta \cdots \cdots \cdots \text{再 粘 着} \\ \alpha/\beta(\zeta + 3\pi/2) < \log_e \sin \zeta \cdots \cdots \cdots \text{振 動 性 収 束} \end{array} \right. \\
 a_3 > 0 \left\{ \begin{array}{l} a_2^2 - 4a_1a_3 \geq 0 \cdots \cdots \cdots \text{発 散} \\ a_2^2 - 4a_1a_3 < 0 \cdots \cdots \cdots \text{再 粘 着} \\ a_2 = 0 \cdots \cdots \cdots \text{再 粘 着} \end{array} \right. \\
 a_3 \leq 0 \cdots \cdots \cdots \text{発 散}
 \end{array} \right\} \cdots \cdots \cdots (3.31)$$

3.10 図 $\bar{V} - \sin \xi$ の変化



3.11 図 $\bar{V}_s$ の変化



3.2.2 再粘着条件の物理的意味

モードの分類する 3.31 式中の諸条件の物理的意味について考察すると以下のようになる。

(1) $a_3 > 0$

再粘着するには $a_3 > 0$ が必要条件である。(3.12) 式から

$$\frac{\mathbf{E}_m \cdot \mathbf{F}}{W \cdot R} > \rho \cdots \cdots \cdots (3.32)$$

空転速度の変化を dV_s , これに対する電流変化を $-dI_m$ とすると,

$$\begin{cases} -dI_m \cdot \mathbf{F} = -dF \\ -dI_m \cdot R = dV_s \cdot \mathbf{E}_m \end{cases}$$

したがって

$$\frac{\mathbf{E}_m \cdot \mathbf{F}}{W \cdot R} = \frac{\mathbf{E}_m \cdot \mathbf{F} \cdot dI_m}{W \cdot R \cdot dI_m} = -\frac{\mathbf{E}_m \cdot dF}{W \cdot \mathbf{E}_m \cdot dV_s} = \frac{1}{W} \left(-\frac{dF}{dV_s} \right)$$

これは単位軸重あたりの引張力の速度に対する傾斜を表わし、空転を生じたときのノッチにおける速

度—引張力曲線の勾配に相当する。

$$\xi = \frac{E_m \cdot F}{W \cdot R} = \frac{1}{W} \left(-\frac{dF}{dV_s} \right) \quad \dots\dots\dots (3.33)$$

とおくと、 $a_3 > 0$ は

$$\xi > \rho \quad \dots\dots\dots (3.34)$$

と等価である。すなわち再粘着するためには主電動機の世界速度—引張力曲線の傾斜が、動摩擦係数の傾斜より大きく、3.12図のようにならず交点が存在することが必要条件である。

(2) $a_2 > 0$

a_2 が正でも負でも再粘着域は存在するが、 a_2 の符号によって付加される条件が変ってくる。

(3.13) 式から、 $a_2 > 0$ の条件は

$$\frac{Wr^2\rho}{J} < \frac{L}{R} \quad \text{従って}$$

$$\tau_m > \tau_e \quad \dots\dots\dots (3.35)$$

すなわち $a_2 > 0$ なる条件は機械系の時定数 τ_m が電気系の時定数 τ_e より大きいことを意味する。

(3) $a_2^2 - 4a_1a_3 < 0$

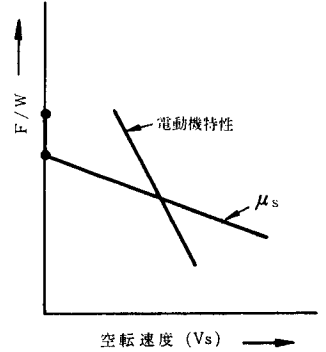
a_2 の符号にかかわらず $a_2^2 - 4a_1a_3 < 0$ が再粘着の必要条件である。この式に (3.12) 及び (3.13) 式を代入し整理すると次式が導ける。

$$\tau_m^2 + 2(1 - 2\xi/\rho) \cdot \tau_m \cdot \tau_e + \tau_e^2 < 0 \quad \dots\dots\dots (3.36)$$

あるいは

$$\frac{(\tau_m + \tau_e)/2}{\sqrt{\tau_m \cdot \tau_e}} < \sqrt{\frac{\xi}{\rho}} \quad \dots\dots\dots (3.37)$$

3.12図 $\xi < \rho$ の条件



左辺の分子は τ_m と τ_e の算術平均, 分母は幾何平均であるから, τ_m と τ_e の算術平均と幾何平均との比が $\sqrt{\frac{\xi}{\rho}}$ より小さいことが必要条件ということになる。

$$(4) \frac{\alpha}{\beta} \left(\xi + \frac{3}{2} \tau \right) > \log_e \sin \zeta$$

この式は簡単にはならないが, α , β , ξ を求める式を簡単にと,

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_e} \right) \quad \dots\dots\dots (3.38)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{\tau_m \tau_e} \left\{ \frac{\xi}{\rho} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{1}{\tau_e} \right) \right\}} \quad \dots\dots\dots (3.39)$$

$$\tan \xi = \frac{\beta}{\frac{1}{\tau_m} \cdot \frac{\xi}{\rho} - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{1}{\tau_e} \right)} \quad \dots\dots\dots (3.40)$$

なお α は 3.10 図に示す指数関係の指数であるから, 空転速度は $2(1/\tau_m - 1/\tau_e)^{-1}$ を時定数とする包絡線にそって減衰または発散することがわかる。

以上をまとめると空転再粘着のモードと条件は 3.1 表のようになる。

3.1 表 空転再粘着のモードと条件

$\xi > \rho$	$\tau_m > \tau_e$	$\frac{\tau_m + \tau_e}{2\sqrt{\tau_m \tau_e}} \geq \sqrt{\frac{\xi}{\rho}}$	収束
		$\frac{\tau_m + \tau_e}{2\sqrt{\tau_m \tau_e}} < \sqrt{\frac{\xi}{\rho}}$	再粘着
	$\tau_m < \tau_e$	$\frac{\alpha}{\beta} (\zeta + 3\pi/2) \geq \log_e \sin \zeta$	再粘着
		$\frac{\alpha}{\beta} (\zeta + 3\pi/2) < \log_e \sin \zeta$	収束
	$\tau_m = \tau_e$		再粘着
$\xi \leq \rho$			発散

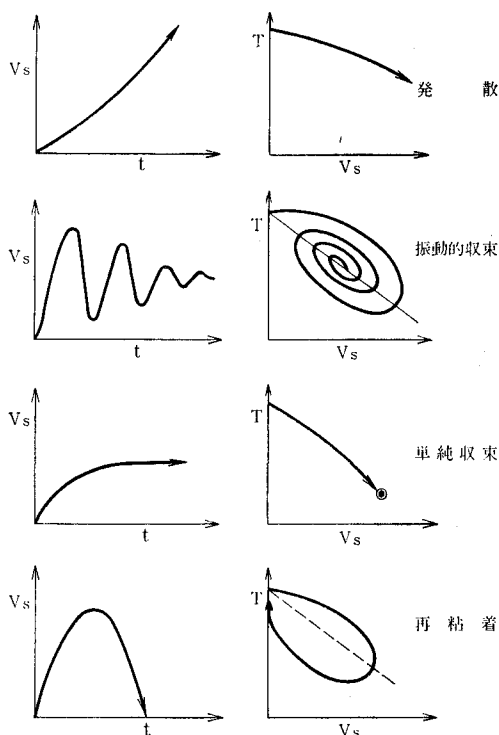
ρ : 動摩擦係数の勾配 (s/m)
 ξ : 主電動機引張力の速度傾斜 (s/m) (軸重基準に単位化した値)
 τ_m : 機械系時定数 (s)
 τ_e : 電気系時定数 (s)

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_e} \right)$$

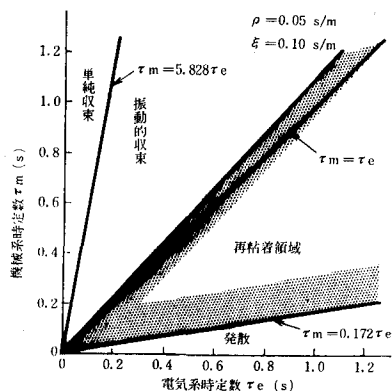
$$\beta = \sqrt{\frac{1}{\tau_e \tau_m} \left\{ \frac{\xi}{\rho} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{1}{\tau_e} \right) \right\}}$$

$$\tan \zeta = \frac{\beta}{\frac{1}{\tau_m} \cdot \frac{\xi}{\rho} - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{1}{\tau_e} \right)}$$

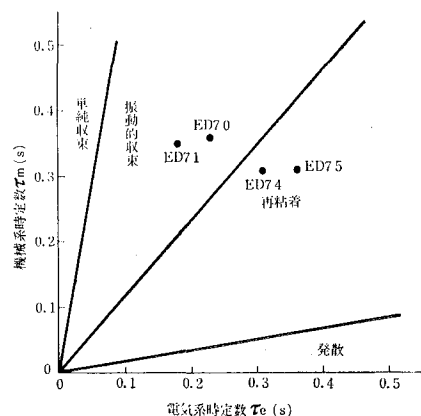
3.13 図 空転と再粘着のモード



3.14 図 再粘着領域



3.15 図 各種機関車における $\tau_m \cdot \tau_e$ の組合せ



このように空転のモードは基本的には ξ , ρ , τ_e , τ_m の4つの要素によって定まり発散, 収束, 再粘着の三つの形態に帰着する。

この三つのモードの時間～空転速度, 回転力～空転速度の特性は3.13図に示すようになる。

3.1表をもととして τ_m , τ_e の組合せのうに空転のモードの領域を求めると, 3.14図のようになる。

ρ の値は前述のように相当の幅があり, とくに空転速度の増大とともに大幅に減少する特性があるが, かりに空転速度 5 km/h をとるものとすれば 0.03～0.07 s/m ぐらゐの範囲にあるので, ここでは $\rho=0.05$ s/m とした。 ξ も同じく前述のような幅があるが代表値として 0.10 s/m を選択した。

3.2.3 実在車両における特性値と各要素の影響

3.2表に代表的な4動軸機関車の諸定数を掲げたが, いずれも $\xi > \rho$ の条件を満足している。 τ_m , τ_e をモード図の中に示すと3.15図のようになる。モードの境界線は便宜上3.14図と同一にしてあるが正確には, ρ , ξ の組合せで車種毎に修正すべきものである。

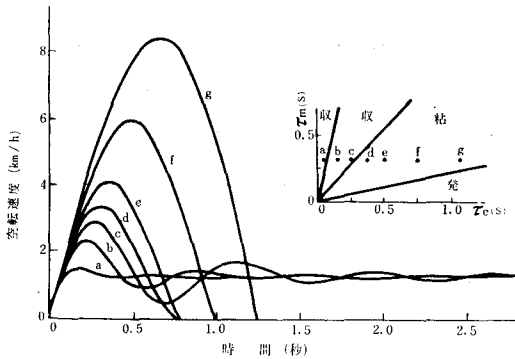
これらの機関車のうち ED 70, 71は台車装荷式電動機をもつクイル駆動, ED 74, 75はつり掛式であるが機械系時定数はあまり違わない。これに対し ED 70, 71の電気的時定数は小さいため空転特性は収束域にあり, ED 75, 74では電気的時定数が大きいため空転特性は再粘着域にある。このうち ED 74

第2章 空転、再粘着のモードの条件

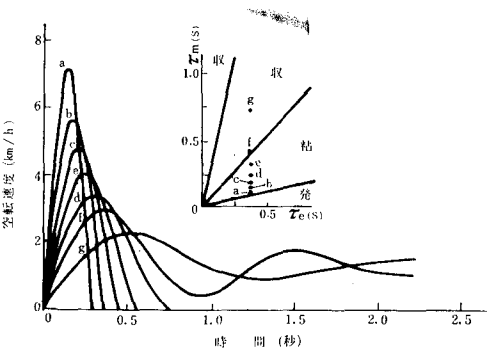
3.2表 各種交流機関車の再粘着性能

機 関 車 形 式	ED 7 0	ED 7 1	ED 7 4	ED 7 5
電気系時定数 τ_e (s)	0.23	0.18	0.31	0.36
機械系時定数 τ_m (s)	0.36	0.35	0.31	0.31
引張力特性コウ配 ξ (s/m)	0.12	0.13	0.084	0.084
空転再粘着のモード	収 束	収 束	再粘着	再粘着

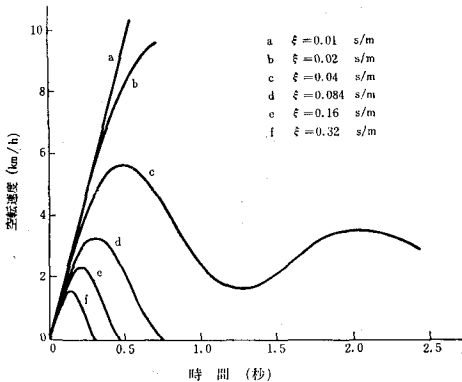
3.16図 空転状態に及ぼす τ_e , τ_m , ξ の影響



(a) τ_e の影響



(b) τ_m の影響



(c) ξ の影響

は ED 75 に比べリアクトルのインダクタンスが小さく、また電圧変動率も若干悪い、電気系時定数がやや小さく、収束域にかなり近いところにある。

ED 75 形をモデルとして τ_e , τ_m , ξ を変化し、その空転速度に及ぼす影響を検討すると 3.16 図のようになる。

同図(a)は他の条件を一定として電気系時定数 τ_e を変化させた場合を示す。 τ_e を現状よりかなり大きくしても再粘着領域から踏出さないが、1 サイクルの空転速度、空転持続時間が大きくなって好ましくない。反対に τ_e を現状より小さくして行くと収束域に入り最大空転速度と持続時間は小さくなるが再粘着せずに一定空転速度に収束するようになる。

同図(b)は機械系時定数 τ_m を変化させた場合を示す。 τ_m を現状より増すと収束域に入り再粘着しなくなる。

同図(c)は主電動機の世界引張力特性の傾斜 ξ を変化させた場合を示す。 ξ が (3.34) 式を満足しないほど小さくなると空転速度は発散するが、 ξ が現状の 1/2 程度では収束域、さらに現状に近づけると再粘着するようになり、以後 ξ の減少に応じて最大空転速度も 1 サイクルの持続時間も減少して行く。

3.2.4 空転のモードと実用粘着力との関係

空転及び再粘着のモードと実用粘着力との関連につき考察すると以下のとおりである。

空転速度が発散する時は直接に走行機構の破損や

停車につながるから、ただちに力行を中断する必要がある。従って運転は粘着係数のバラツキの下限以下で行わねばならない。ただし実用交流機関車では発散領域にあるものは殆んどないのでここでは考慮外においてもよい。

これに対し他のモードの空転は再粘着形と収束形のいずれでも、直接破損につながらないから、装置に疲労的な過大負担を与えず、また走行、加速に必要な引張力を保持し得る範囲では確率的にある程度の空転を許容して運転を継続することが可能である。

もし車両の運転状態とレールの条件が不変に保たれておれば再粘着の条件を満足して空転から一旦動輪が粘着に復帰しても再び同じ状態を再現して空転～再粘着のループを繰返すことになる。また一定速度に収束する場合もたとえ微小空転であっても、そのまま同一空転状態を保持し、粘着に復帰することができない。

即ち再粘着、収束のいずれにしても空転の持続を意味し、空転は発展しないが、終えんもしない安定形の空転であって粘着復帰のため必要条件ではあるが単独では一旦空転に陥った場合再び健全な粘着状態に復帰するための十分条件ではない。完全な粘着回復のためには他の要因が必要である。実際には両方のモードともにつぎのような要因のため運転中には完全な再粘着につながる事が多い。

(1) 加速の影響

3.17 図(a)は一定速度で運転中の機関車において列車速度、空転速度、電動機トルクの関係を示したものである。速度 V_t で走行中の機関車の一軸が V_s なる空転をおこしているものとする。列車が加速しているときは図において V_t の点が右方に移動している所以他の条件が変らなくても同図(b)に示すように空転速度が次第に減少し粘着に復帰しやすくなる。反対に減速中は空転速度が成長し粘着への復帰が困難になって行く。一方空転中の残存回転力も空転速度の大小によって定まり、これが列車の加速、均衡、減速に大きく影響するので、空転速度の大小は上記の加・減速の影響と相乗的に作用しその後の粘着状態の変化に敏感に反映する。従って僅かでもこれを小さい値に保持することが重要な意味をもっている。

3.18 図は空転速度の成長、減少の様相を示し、
同図、(a)、(b)において細線は均衡中、太線は加速中、点線は減速中にそれぞれ対応するものである。

(2) 粘着係数の回復

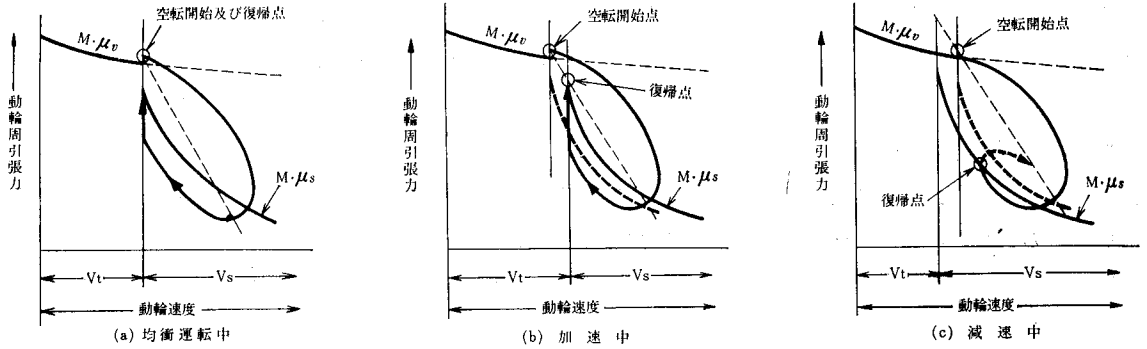
空転はとくに条件の悪い箇所に動輪がふみ入った時に発生することが多い。従ってこの低粘着状態が長い距離にわたってそのまま持続されることはまれで、通常粘着係数の復活が期待できるので、加速がなくても完全粘着に復帰する機会が少くない。

この場合収束形のモードであると収束点が V_s の小さい方向に移動し、さらに静摩擦係数との落差 4μ 以上の粘着係数の回復がないと完全粘着に復帰できないが、この条件が成立することは確率的に少く、このモードでは一般に加速が伴わねば復帰が困難のようである。これに対し再粘着ループを画く形のモードでは1サイクルの終期において粘着係数を引張力が超過しなければ、そのまま空転が終了するから非常に小さい粘着係数の復活でも完全再粘着が成立する。

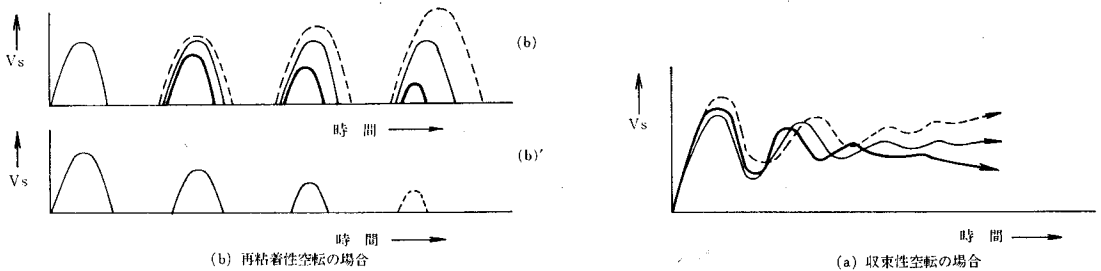
このような復活があると3.18 図(b)のように空転、再粘着の繰返し途中です突然消失するという現象がおこる。

(3) 運転操作による影響

3.17 図 列車加減速度と再粘着の関係



3.18 図 空転、再粘着の発展と減衰



発散形の空転の場合は可及的早期に力行を中断するほか手段がないが、他のモードの安定空転では時間的に余裕が大きいので、操作者は僅かにノッチを戻し、加速を保持できる範囲内で引張力を調整して粘着状態に戻ることができる。実用上はこの操作のできることが大きい効果を発揮している。

上記のように実地での再粘着の成否は列車の加速状態、空転速度の大小、空転のモード、レールの状態等の相互作用によって定まるので、それぞれの要素を別個にとりだして、確定的な条件を定めることはできないが、いずれにしても発散性でなく、安定性の空転であることが粘着復帰に非常に有利な条件を提供すること、その中でも再粘着形のモードが収束形のモードより効果があり、またいずれの場合も最大空転速度が少しでも低い方が粘着復帰の確率を高めるうえに有効である点は共通である。

3.2.5 実地試験における空転、再粘着

3.19 図～3.25 図までに実地試験における空転、再粘着実測結果の数例を掲げた。3.19 図は 37 年 8 月に九州の原田～基山間で行われた ED 72 形交流機関車の試験結果より抽出したもので、同図(a)は電動機電流と空転速度、列車速度の関係を示し、空転速度が次第に減少して最後に粘着に帰着している状態を示す。同図(b)は非常に大きい空転を生じた場合の電動機電流と端子電圧の関係を示し、この場合は大きいループを画いたが一挙に粘着復元が行われている。

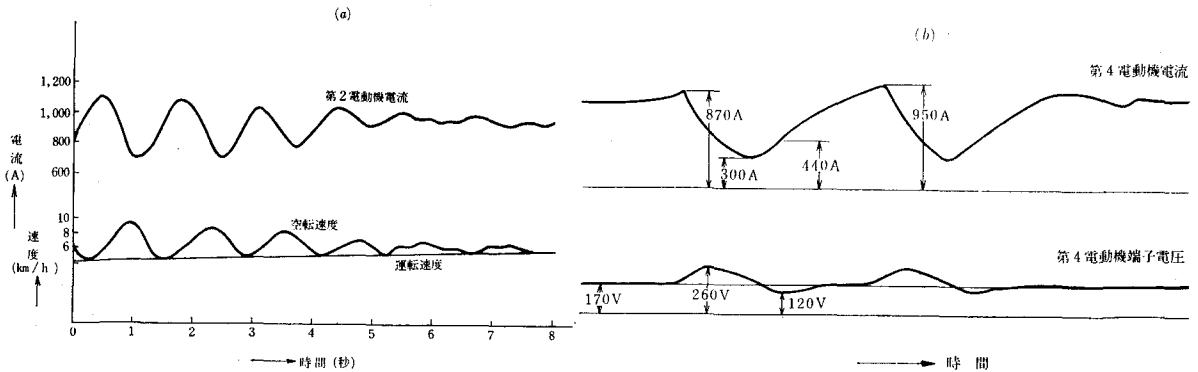
3.20 図はその前年行われた試作車の試験結果の 1 例を速度牽引力特性に表現したものの例であって、(a)は 7 回の空転が繰返されたものである。(b)は単調で典型的なループを画いた場合である。

3.21 図は勾配起動運転中の連続的な電動機電流変動の様相を示す例で昭和35年8月29日～9月3日に東北本線永井川～金谷川間 $\sim 25\text{‰}$ 勾配で行われた ED 921 号車における測定結果から抽出したものである。10～20 秒程度の間隔で μ_v の低い地点に進入して空転と再粘着を繰返しつつ加速していることが分る。3.22 図～3.23 図は昭和39年10月29日～11月2日にわたり常磐線～高荻川尻間の 10‰ 上り勾配で ED 755 号を用いて行われた試験結果より抽出したもので、3.22 図(a) は空転をおこし再粘着が自動的に行われている例。(b) は僅かにノッチ戻しを行って再粘着復帰が行われている例である。3.23 図に大きい空転のおこった時の空転速度～牽引力特性の1例をあげた。

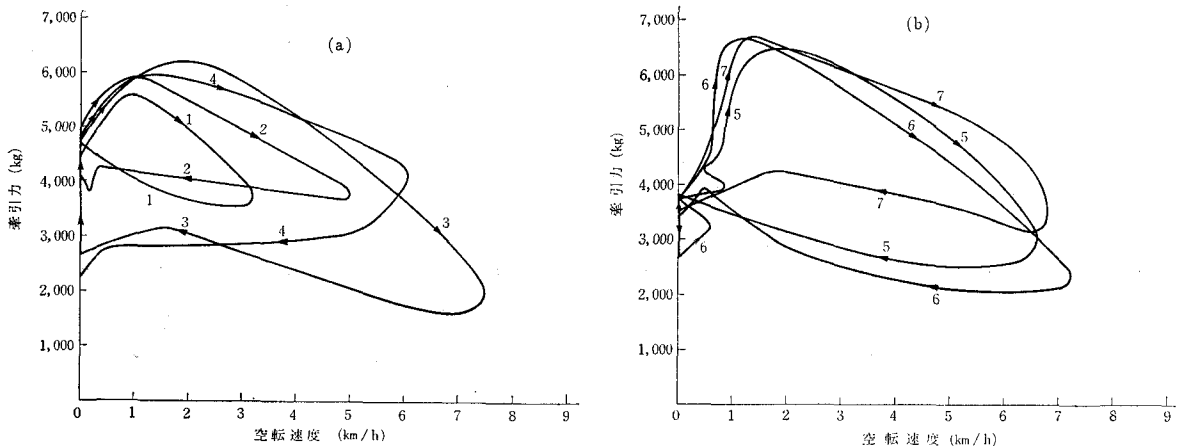
3.24 図は昭和40年3月31日～4月2日にかけて三菱重工業三原製作所構内で行われた粘着試験結果より抽出したものである。

3.25 図に参考のため同条件下におけるシミュレーションを行った結果の1例を添付したが、ほぼ試験結果が再現されている。

3.19 図 ED 72 形交流機関車（量産車）
における空転、再粘着の実測例

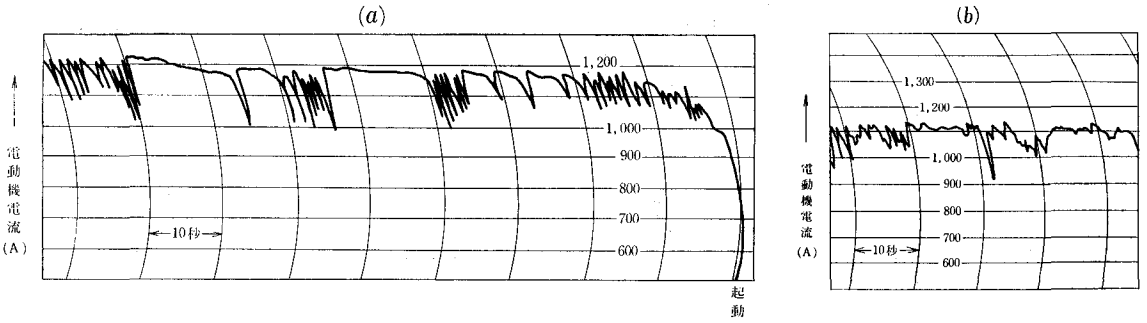


3.20 図 ED 72 形交流機関車（試作車）の実地試験
における空転速度と索引力の関係

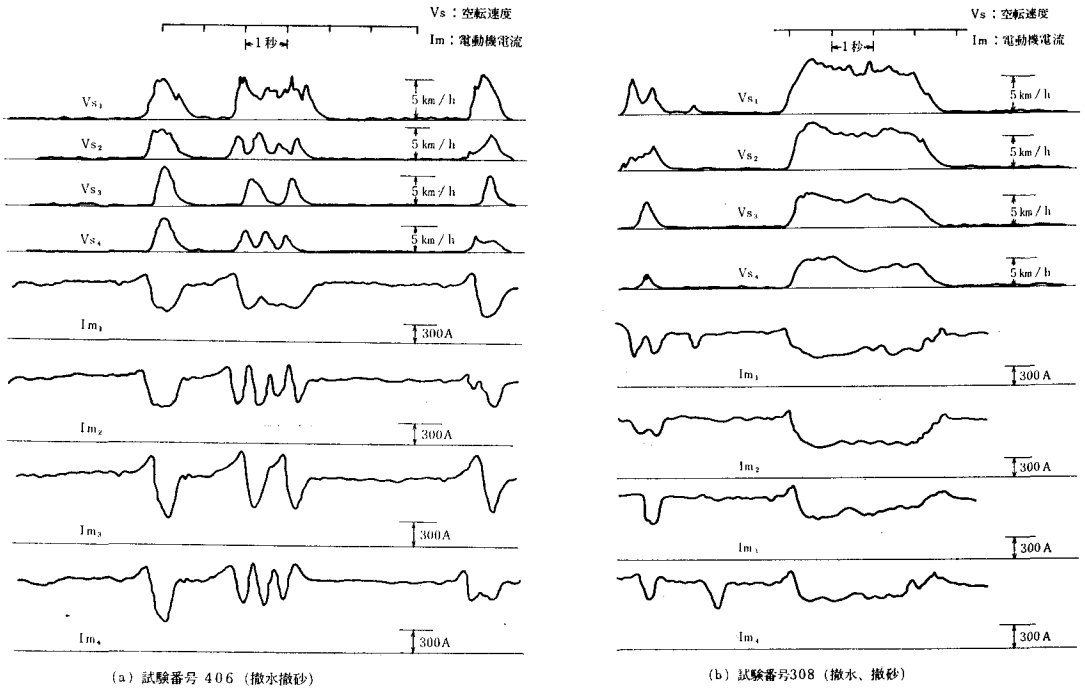


第2章 空転, 再粘着のモードの条件

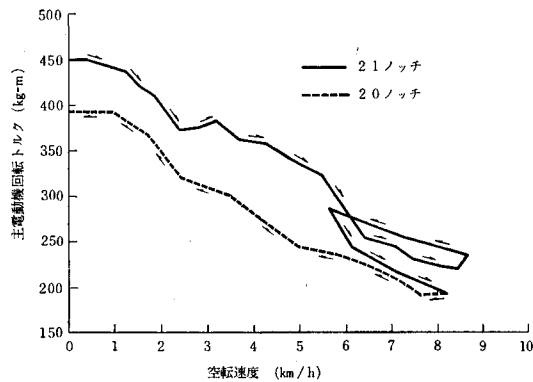
3.21 図 ED 921 号交直流機関車の実地試験における勾配起動と加速状況



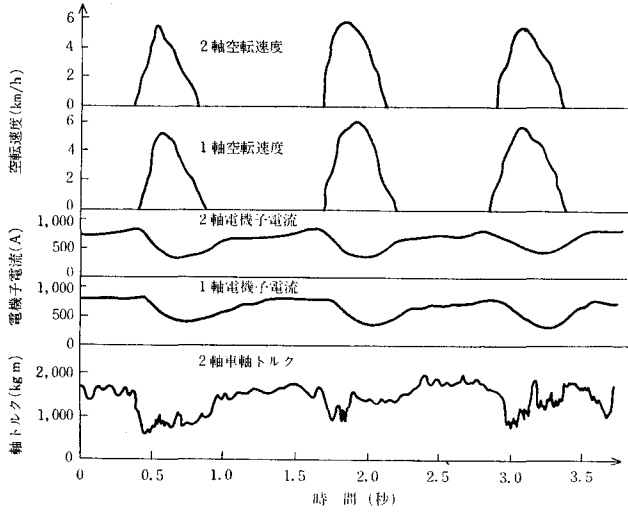
3.22 図 ED 75 形交流機関車の実地試験における空転実測例



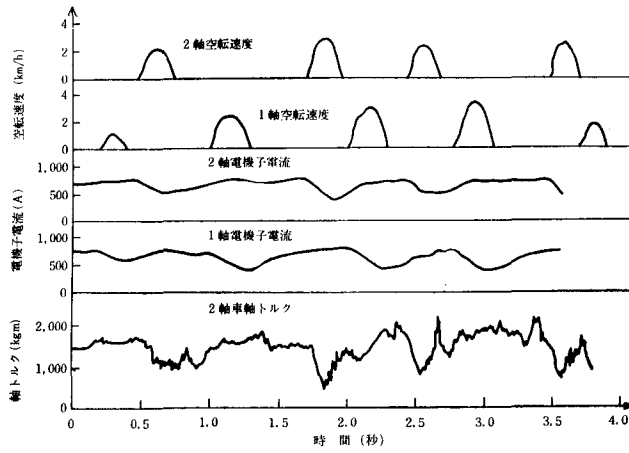
3.23 図 ED 75 形交流機関車試験における空転速度と主電動機トルクとの関係



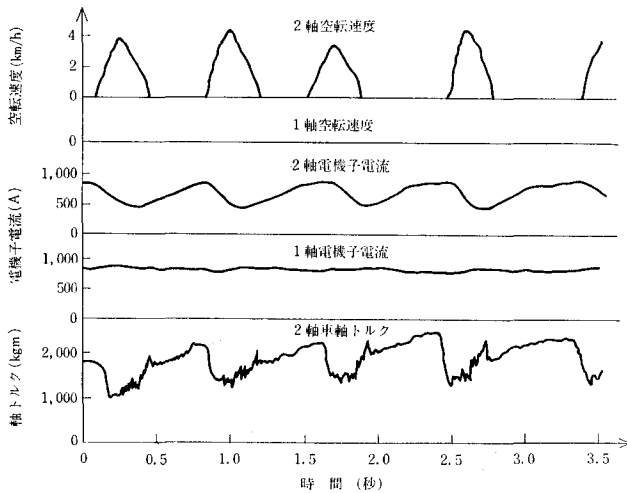
3.24 図 ED 75 形交流機関車構内試験における空転, 再粘着



(a) レール乾燥 砂なし



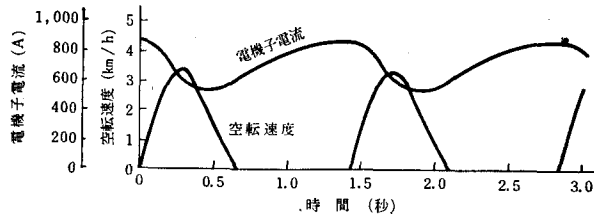
(b) レール湿潤 砂なし



(c) レール乾燥 砂まき

第2章 空転, 再粘着のモードの条件

3.25 図 ED 75 形交流機関車起動空転試験シミュレーション (1 軸空転の場合)



第3章 電子計算機による空転，再粘着のシミュレーション

3.3.1 ま え が き

前章において空転と再粘着を支配する基本的な要素とその役割について考察したが，定量的な検討のためには，これまで省略あるいは単純化して来た各要素についての，より詳細な検討が必要である。

前章の仮定における，主電動機磁束 Φ ，及び μ_s ， ξ は実際は一定でなく，非直線性をもった変数なので3.2表に掲げた ξ ， τ_e ， τ_m も例えば3.26図のように， V_s ， I_m の関数となり，3.1表の判別式は厳密な精度をもつものではない。

3.26図 τ_m ， τ_e ， ξ の変化

さらに現実には4～6個の電動機が併列接続されていて，軸重移動抑制対策が進んでいる最近の機関車では，ある電動機が空転に入ると，空転が順次他の電動機に波及して行く場合が多く，この過程において ξ 特性が順次変化して行くので，実際の現象は前章のように単純には取扱えない。

一方わが国の交流機関車の大部分は粘着性能向上その他の目的から速度制御装置として自動電圧調整装置を備えており，その空転にあたっての電動機端子電圧の補正作用は動的なものなので，これも前章のように単純に取扱えない要素の1つとなる。

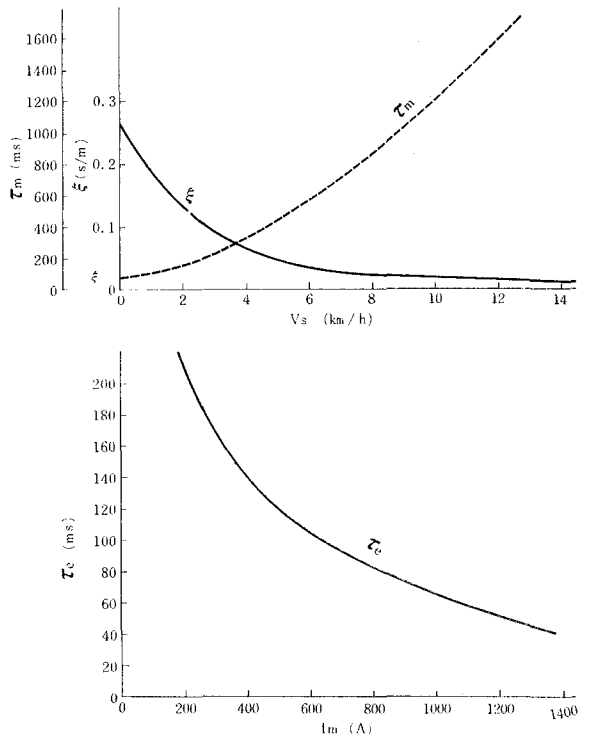
以上のように実際に空転と再粘着の様相を定める諸要素は現実の機関車においては非常に複雑なので，電子計算機によって空転の実態をシミュレートし，各要素の具体的な影響度や，粘着改善対策の実質的効果の検討を行った。

現用機関車では4または6動軸のものが大多数で，中でも4動軸が過半数をしめている。

4軸と6軸とでは軸重移重の点で若干の相違があるだけで，基本的な点は共通と見做せるので以下代表的に4動軸機関車をモデルとして検討を進めることとする。

3.3.2 基礎方程式

3.27図に対象となる機関車及び荷重の関係を示す。図において L は台車間距離 (m)， ℓ は台車固定軸間距離(m)， H はレール面から連結面までの高さ (m)， h はレール面から引張力着点までの高さ (m) である。



なお W , μ_s , I_m , T , $\dot{\theta}$, などに付す i なる添字は進行方向から数えて i 番目の動軸に関するものを示し、4 動軸の場合 $i=1\sim 4$ である。

また初期値には。なる添字を付す。

列車全体の運動に関しては

$$\left(M_i + \frac{n_a J}{r^2}\right) \dot{V}_i = \sum_a \frac{T_i}{r} + \sum_s \mu_{si} \cdot W_i - R_i \quad \dots\dots\dots (3.41)$$

ただし

 V_t : 列車運転速度 (m/s) M_t : 全列車質量 ($\text{kg} \cdot \text{s}^2/\text{m}$) R_t : 全列車抵抗 (kg) (機関車, 荷重を含む) f : 動輪とレール間の粘着力 (kg) n_a : 粘着軸の数

また $\sum_a$ は粘着軸, $\sum_s$ は空転軸に関するそれぞれの総和を表わす。

粘着運転中の動軸については

$$\dot{\theta} = V_t/r \dots\dots\dots (3.42)$$

空転中の動軸については

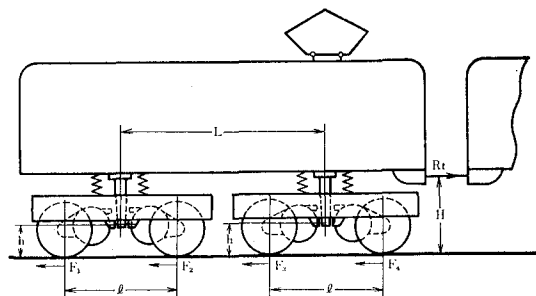
$$J(d\dot{\theta}/dt)=T_i-\mu_{gi}\cdot W_i\cdot r \dots\dots\dots(3.43)$$

粘着運転中の動軸トルクが $\mu_v \cdot W_i \cdot r$ を上まわった時には粘着から空転え、また空転中の動軸の空転速度 $\dot{\theta}_i$ が 0 に戻り、かつ T_m が $\mu_v \cdot W_i \cdot r$ に等しいか、下まわる時は空転から粘着えの転換が生じ、これに応じて (3.42) 式か (3.43) 式が適用される。 $\dot{\theta}=0$ となってもトルクが $\mu_v \cdot W_i \cdot r$ より大きい時は再び空転が繰返される。

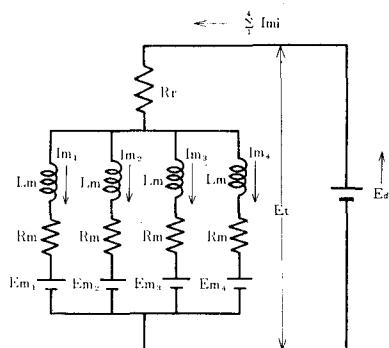
(1) 動輪周駆動トルク T_i

各軸の駆動トルク T_i は (3.7) 式と同様にしてつぎのように与えられる。

3.27 図 各軸駆動式 4 動軸機関車略図



3.28 圖 4 動軸整流器機関車結線略図



$$T_i = U_r \cdot \Phi_i \cdot I_{mi} \quad \dots\dots\dots (3.44)$$

Φ_i , I_{mi} は動輪回転速度 $\dot{\theta}$ と関連してつぎのように定められる。

3.28 図は動力回路の結線略図を示す。

図において E_i は整流器出力 (V), R_r 電圧は電源側等価抵抗 (Ω), L_m , R_m は主電動機回路毎のインダクタンス (H), 抵抗 (Ω) を, E_m は同じく各電動機の逆起電力を表わす。

この回路においてつぎの電圧方程式が成立する。

$$E_a - R_r \sum_1^4 I_{mi} = E_{mi} + R_m I_{mi} + L_{mi}(dI_{mi}/dt) \quad (i=1\sim 4) \quad \dots\dots\dots (3.45)$$

ただし電動機逆起電力 E_{mi} (3-9) と同様にして

$$E_{mi} = U_a \Phi_i (V_t + V_{si}) = r U_a \cdot \Phi_i \cdot \dot{\theta}_i \quad \dots\dots\dots (3.46)$$

として角速度 $\dot{\theta}_i$ によって定められる。

L_{mi} は I_{mi} の関数として与えられるが, この大部分を占める平滑リアクトルのインダクタンスは脈流率を一定値に押えることを目標として設計され, 略双曲線特性を有し電動機のインダクタンスも類似の傾向をもつので全体として近似的につぎのように表わせる。

$$L_{mi} = L_{m0} / I_{mi} \quad \dots\dots\dots (3.47)$$

ただし L_{m0} は常数で L_m は I_m に対応してその都度与えられる。

(3.44) (3.46) 式中の電動機磁束 Φ_i は電流に対する飽和特性を考慮した場合 Frölich の式を用いてつぎの如く近似できる。

$$\Phi_i = \Psi_0 I_{mi} / (I_{mi} + \varphi) \quad (i=1\sim 4) \quad \dots\dots\dots (3.48)$$

ただし $\Psi_0(W_b)$, $\varphi(A)$ は電動機的设计によって定まる固有値である。

(2) 滑り摩擦係数 (μ_s) 及び粘着係数 (μ_v) の選択

3.6 図に示す ED 75 形機関車の滑り摩擦係数の実測結果をベースとして各条件下の上下限とその速度特性を求めると 3.29 図に示ようになる。この結果より 4μ が比較的小さく μ_s の減少勾配が急な A 特性と, 4μ が比較的大きく μ_s の減少勾配がゆるやかな B 特性とを代表的に選びだして以下の検討の対象とする。

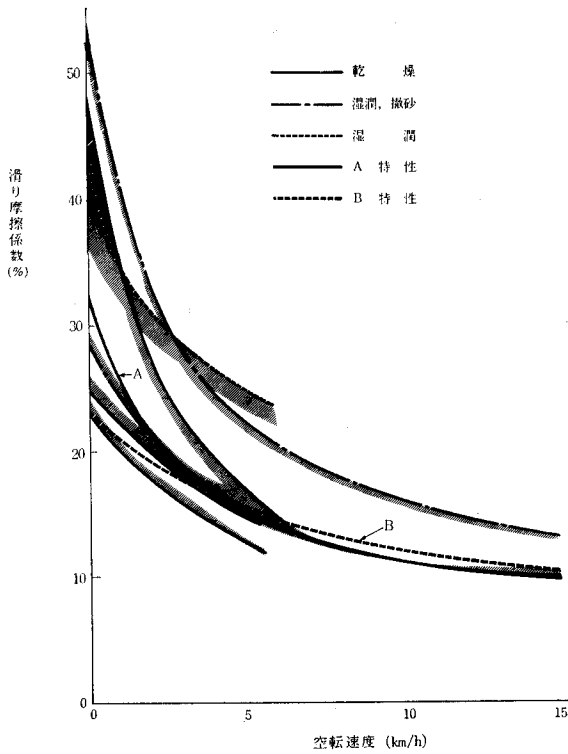
それぞれの場合の (3.3) 式における係数はつぎのとおりである。

$$\left. \begin{array}{l} A \text{ 特性 } 4\mu=0.03, \rho_1=1.25(\text{s/m}) \quad \rho_2=0.338 \\ B \text{ 特性 } 4\mu=0.12, \rho_1=0.567(\text{s/m}) \quad \rho_2=0.102 \end{array} \right\} \quad \dots\dots\dots (3.49)$$

粘着係数はこの場合主要な役割を占める要素でないので, 前述のように簡単のため直線特性で近似することとし, (3.1) 式における β の値として 0.012 を選び次式によって表現する。

$$\mu_v = \mu_0 - 0.012 V_t \quad \dots\dots\dots (3.50)$$

3.29 図 滑り摩擦係数の代表特性



(3) 軸 重 (W_i)

3.27 図における各軸の軸重 W_i は4動軸機関車の静的軸重移動を考慮してつぎのように表わせる。

$$\left. \begin{aligned} W_1 &= \frac{W\ell}{4} - \frac{H-h}{2L} \sum_{i=1}^4 f_i - \frac{h}{\ell} (f_1 + f_2) \\ W_2 &= \frac{W\ell}{4} - \frac{H-h}{2L} \sum_{i=1}^4 f_i + \frac{h}{\ell} (f_1 + f_2) \\ W_3 &= \frac{W\ell}{4} + \frac{H-h}{2L} \sum_{i=1}^4 f_i - \frac{h}{\ell} (f_3 + f_4) \\ W_4 &= \frac{W\ell}{4} + \frac{H-h}{2L} \sum_{i=1}^4 f_i + \frac{h}{\ell} (f_3 + f_4) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.51)$$

以上が4動軸を独立に考えた場合の理論計算式であって、連立非線形の常微分方程式であるからルンゲクッタ法によって空転を開始した瞬間からの逐次計算によって各動輪および列車の運転をシミュレートする。

列車加速中(3.50)式に従って粘着係数が低下し、軸重がもっとも軽い先頭軸が粘着限界 μ_{v0} に達したときに空転が始まると考えれば初期条件はつぎのように与えられる。

(1) 軸重 (W_0) 先頭軸が粘着限界に達した瞬間の動輪周引張力は各軸とも $\mu_{v0} \cdot W_i$ であるから

$$\left. \begin{aligned} W_{10} &= \frac{W\ell}{4} \cdot \frac{1}{1+2\mu_{v0}(H-h)/L+2\mu_{v0}h/\ell} \\ W_{20} &= \frac{W\ell}{4} \cdot \frac{1}{1+2\mu_{v0}(H-h)/L-2\mu_{v0}h/\ell} \\ W_{30} &= \frac{W\ell}{4} \cdot \frac{1}{1-2\mu_{v0}(H-h)/L+2\mu_{v0}h/\ell} \\ W_{40} &= \frac{W\ell}{4} \cdot \frac{1}{1-2\mu_{v0}(H-h)/L-2\mu_{v0}h/\ell} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3.52)$$

- (2) 電動機電流 (I_{m0}) 電動機電流及びトルクも空転開始の瞬間は各軸同一値で (3.44), (3.48) 式より

$$T_{i0} = \mu_{v0} W_{10} r = U_T \Psi_0 (I_{m10})^2 / (I_{m10} + \varphi) \quad (i=1\sim4) \quad \dots\dots\dots(3.53)$$

従って

$$I_{m10} = \frac{\mu_{v0} W_{10} r + \sqrt{\mu_{v0} W_{10} r (\mu_{v0} W_{10} r + 4\varphi U_T \Psi_0)}}{2U_T \Psi_0} \quad (i=1\sim4) \quad \dots\dots\dots(3.54)$$

- (3) 動輪回転速度 ($\dot{\theta}_{i0}$)

$$\dot{\theta}_{i0} = \frac{V_{i0}}{r} = \frac{\mu_0 - \mu_{v0}}{r\beta} \quad \dots\dots\dots(3.55)$$

- (4) 電源電圧 (E_{d0})

(3.45) 式において $dI_m/dt=0$ とおき

$$\begin{aligned} E_{d0} &= E_{m10} + R_m I_{m10} + 4R_r I_{m10} = U_a V_{i0} \Phi_{10} + R_m I_{m10} + 4R_r I_{m10} \\ &= U_a \frac{(I_{m10})^2}{I_{m10} + \varphi} \cdot \frac{(\mu_0 - \mu_{v0})}{\beta} + R_m I_{m10} + 4R_r I_{m10} \quad \dots\dots\dots(3.56) \end{aligned}$$

- (5) 列車抵抗 (R_{i0})

列車抵抗は空転直前の総牽引力から列車の加速度 α_0 に相当する慣性力だけ小さいから

$$R_{i0} = 4\mu_{v0} W_{10} - \alpha_0 W_i / 9.8 \quad \dots\dots\dots(3.57)$$

3.3.3 計算結果の分析

3.3.3.1 一般

第2章に述べたように再粘着性能は基本的には電気系時定数と機械系時定数の大小関係によって支配される。従って車両性能に関する範囲では再粘着性能の基本的な条件として電気回路の等価抵抗が相対的に小さいことが要求される。

交流車両の速度制御機構には主変圧器の高圧側で電圧制御を行う高圧側制御方式と低圧側でこれを行う低圧側制御方式とがあり、それぞれの利害得失があるが近年のものの主流は低圧制御方式に移りつつあ

る。その理由の1つとして一般に高圧制御方式の場合は、とくに低速制御段での等価抵抗が大きく、低圧制御方式の場合はこれが小さいことがあげられる。

これらの利害の定量的検討を行うため2つの機関車をモデルとして選定した。1つは高圧制御方式をもつ新形機関車の代表としてEF 70形をとりあげ、この設計諸元を4軸機関車にひきなおしたED 70 Xで、他の1つは低圧制御方式をもつ新形機関車ED 75 M形をそのままモデルとしたものである。

以下これらの機関車についてのシミュレーションの結果を分析する。

3.3.2 ED 70 X の計算結果

3.30 図にED 70 X を使った場合の計算例を示す。動摩擦係数は(3.49)式のA特性を用いている。最も軸重の軽い第1軸が空転を開始すると整流器出力電圧(E_i)が上昇するため、粘着している他の動軸の電流が増加し、つぎに軸重の軽い3軸が空転に陥る。以下同様の現象が2, 4軸に順次伝播して空転速度が増加して牽引力は著しく低下する。

このような条件下においては再粘着改善策を施しても完全にまで再粘着特性を向上することは非常に困難である。

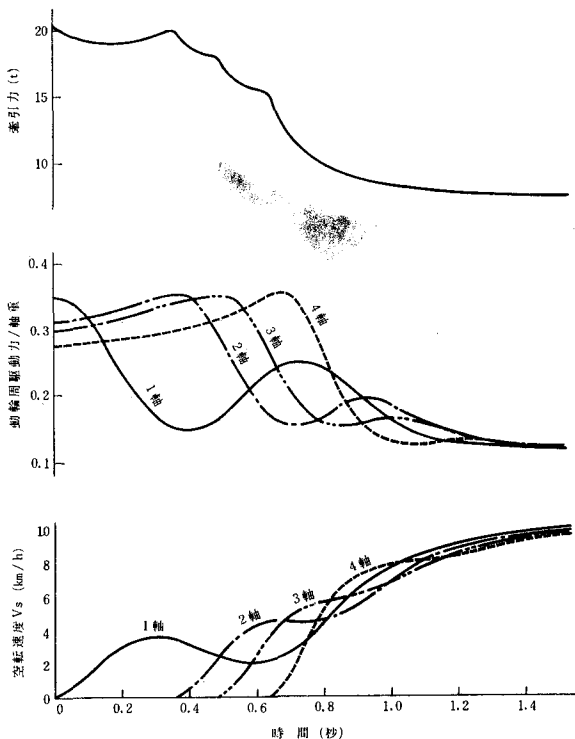
3.3.3 ED 75 M の計算結果

3.31 図にED 75 M を用いた場合の計算例を示す。実測結果と比較するために動摩擦係数はこれと対応する実測結果から描出して定めた。(a)図は4軸がほぼ同時に空転した場合、(b)図は主として1軸だけが空

転した場合の例として選んだもので、現実の条件を完全にシミュレーターに再現することが困難なので、定量的には実測値との間に若干の相違が見られるが、定性的にはほぼ実測結果を再現したものと考えられる。この結果によれば4軸空転の場合は空転速度が減衰振動となり一定値に収束するが、1軸空転では発散的振動となって空転、再粘着が繰り返される。

この結果より分るごとくED 70 X よりは格段と向上しているが、完全な再粘着性をもつためにはさらにこの性能を向上することが望まし

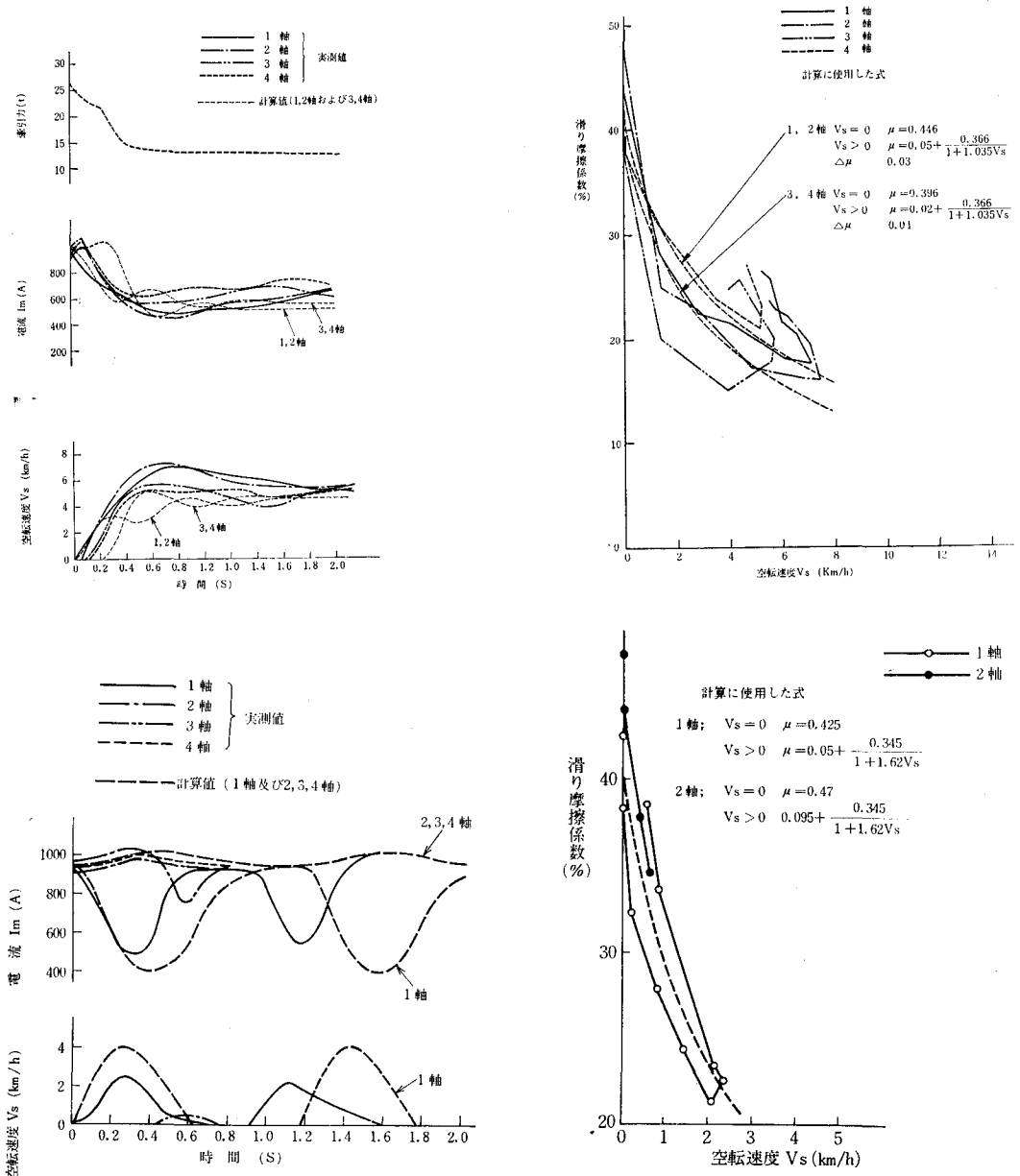
3.30 図 ED 70 X 形交流機関車におけるシミュレーション



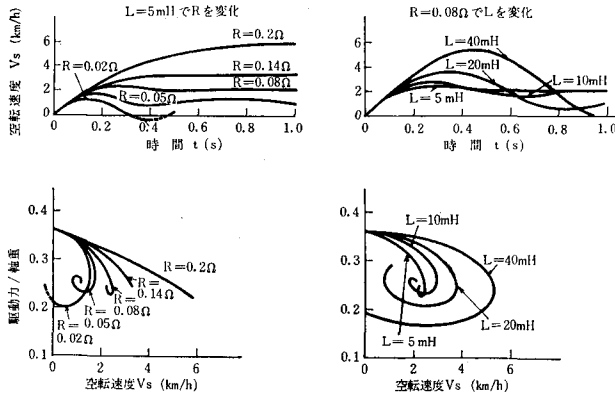
い。

前述のように再粘着性を確実にするためには一般に電気系時定数を大きく、機械系時定数を小さくすればよいのであるが、後者に関連する車両設計上の定数 J , W , r 等には実用上の制限があって大幅に変更することは困難である。電気系時定数を大きくするために L を大きくすることについては比較的自由度があるが、この場合は再粘着性は向上するけれども空転速度が大となる。3.32 図はこの関係を示すものでアナログ計算機によって行われたシミュレーションの結果⁽⁶⁾を引用したものである。

3.31 図 ED 75 形交流機関車におけるシミュレーション



3.32 図 再粘着性と空転速度に及ぼす R と L の影響



等価抵抗の構成要素のうち R_m の調整は制約が多く， R_r を小にすることが具体的な改善策として残される。以下電源側等価抵抗 (R_r) の定量的影響を検討する。

3.3.3.4 電源側等価抵抗 R_r の影響

以下のシミュレーションにおいては空転軸数を任意に調整して計算するために $h=0.0$ ， $H=0.0$ といったほか，ED 75 形の定数をそのまま用い， R_r を変化させて空転をおこさせその影響を調査した。

動摩擦係数は A 特性を用い， $\mu_0=0.35$ において N 個の軸が空転に入るものとし，他の $4-N$ 個は μ_0 を極端に大にして粘着状態を故意に持続させた。

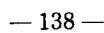
3.33 図はこれらのシミュレーションの結果の数例を示すものであるが ED 75 M の現状は(b)図 ($R_r=0.0182\Omega$) に相当する。図で明らかなように空転軸が多くなるに従って再粘着が難しくなり，かつ最大空転速度が増大している。3.34 図はこれらの結果における最大空転速度，再粘着の成否，牽引力減少量，及び粘着軸の動輪周駆動力と R_r の値との関係を抽出したもので，1 軸空転の場合は R_r の影響はそれほど大きいものでないが， $N=2$ 以上で R_r の大きい範囲では粘着軸の駆動力増加が著しく，誘発現象がおりやすくなる。計算上では $N \leq 3$ において R_r の増加に伴って僅かに残留牽引力が大きくなっているが，これは粘着軸の粘着力を故意に大きくしたためで，粘着状態を保ち得る限界のトルク増加量をかりに μ_0 に換算して 10% と見做せば $N=2,3$ の右側の部分 (細点線) は存在し得ず，つぎつぎに空転を誘発して行くことになる。

3.35 図は ED 75 形交流機関車の実測試験における空転軸数と最大空転速度の測定結果である。

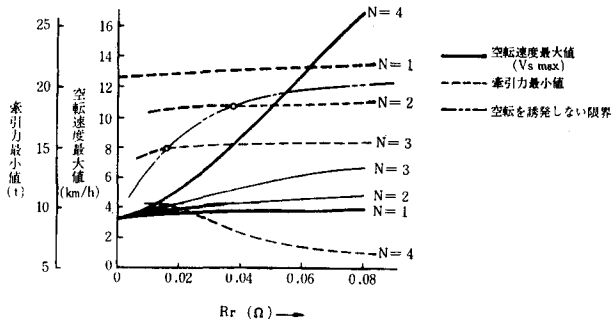
近年の機関車では重牽引力をだす時の軸重移動を補償する種々の対策が施され軸重の不均衡が極力抑えられている。このように動軸重を平均化すると空転を始める μ_0 の値は平均的に向上するけれども一方において R_r をよほど小にしておかないと，一旦空転をおこした場合誘発により大空転に発展しやすく，結局実用上の μ_0 をあまり高くは利用できないことになる。

このように再粘着性を得るための基本的な条件を満足し，かつ空転誘発を避けるために R_0 を実効的に小さくすることを目的の 1 つとしてつぎの A・V・R 制御方式が用いられるようになった。

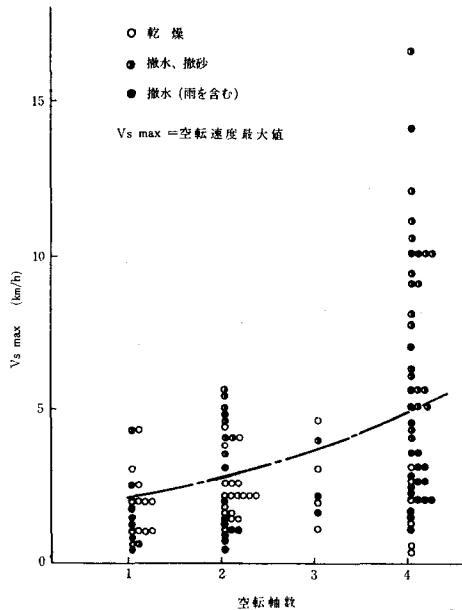
3.3.3.5 A・V・R 制御方式の効果



3.34 図 空転軸数と再粘着特性



3.35 図 空転軸数と最大空転速度の測定結果
(ED 75 M 形交流機関車試験)



この機関車速度制御装置は昭和35年に東北線電化用として新製されたED71形機関車の設計において考案され、以後水銀整流器がシリコンダイオードに置換えられた時期に一時中断されたが、後者がさらにサイリスタに置換えられるに及んで再び復活して継続採用されているわが国の交流機関車独得の制御方式である。その目的とするところは無電弧、無段制御を行うこと、これに要する運転台指令装置を小形簡単とすることなど速度制御方式全般と整流器式交流車両の特質を含めた全体のシステム構成に関連しているが、その1つの目的として加速中の牽引力の急激な変動をさせて粘着限界を有効に利用すること、空転に入った時の電圧変動率を抑えて再粘着性を得ること等の粘着力増強対策があげられる。

上記の2つの粘着増強の要因、即ち粘着運転中の粘着限界の有効利用と空転時の再粘着性の附与ということは元来相矛盾する要求である。即ち通常の階段式電圧制御装置では設計上の要求から速度制御段数に制限があるので、電圧変動率を小さくすれば進段のさいの尖頭電流が大きくなり、粘着領域を踏みやぶる機会が多くなる。逆に大きくすれば再粘着性を低下させる。これらの根本的な矛盾を実用上の設計条件の

制約の中で解決するためにつぎのような基本対策が必要となる。

- (1) 制御段を多数にとれる方法の極限として無段制御のできるよう制御方式を構成する。
- (2) 回路固有の電圧変動率を再粘着に必要な条件を完全に満すほどに小さくすることは困難なので、空転に入った時の実効的な電圧変動率を抑制する方法を考える。

このような要求を満たすために考案されたのがこの速度制御方式である。

3.36 図によって簡単にその作用を説明すると、運転台にある主幹制御器から連続的に変化し得るパターン電圧をだし、電動機端子電圧が自動的にこのパターンに対応して一定に保たれるような閉回路が構成されている。

帰還電圧のとり方は整流回路の構成法によって若干異なるが、3.36 図に掲げたようにサイリスタ制御を行うブリッジ結線の場合は平滑リアクトルの側の母線の電圧を帰還している。この場合の作用をブロックダイアグラムで表わすと 3.37 図の実線のようになる。

この場合の電圧方程式は

$$\left. \begin{aligned} T(dE_d/dt) + E_d &= A_f(E_s - E_t) \\ E &= E_{mi} + R_m I_{mi} + L_m(dI_{mi}/dt) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.58)$$

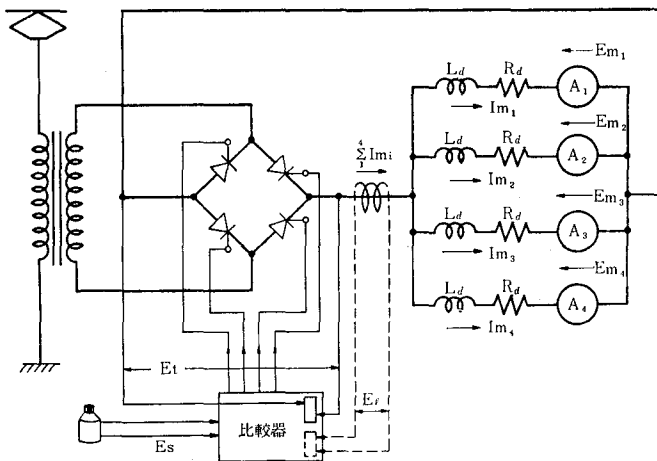
ここに T は制御系の時定数、 A_f は同じく増幅度を表わす。

勾配起動にあたっては運転台の主幹制御器に設けられた指令電圧微細調整装置を操作してパターン電圧を徐々にあげながら定引張力に近い加速をする。

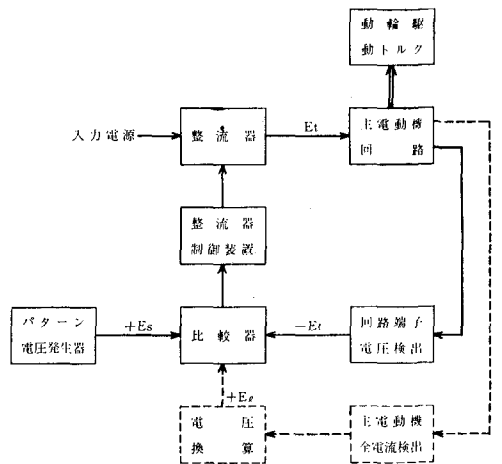
もし特定の動軸が空転した場合は上記の自動制御系が作用し E_t の上昇を抑制し、空転電動機の回転力低下を助成すると同時に粘着電動機の回転力増加を緩和する。

制御系の時定数 T が短いほど速効性があり、増幅度 A_f が大きいほど効果の量が多いことは動作原理のうえから明らかであるが、制御装置自体に対する設計上の要求、及び他の性能との関連性から両者と

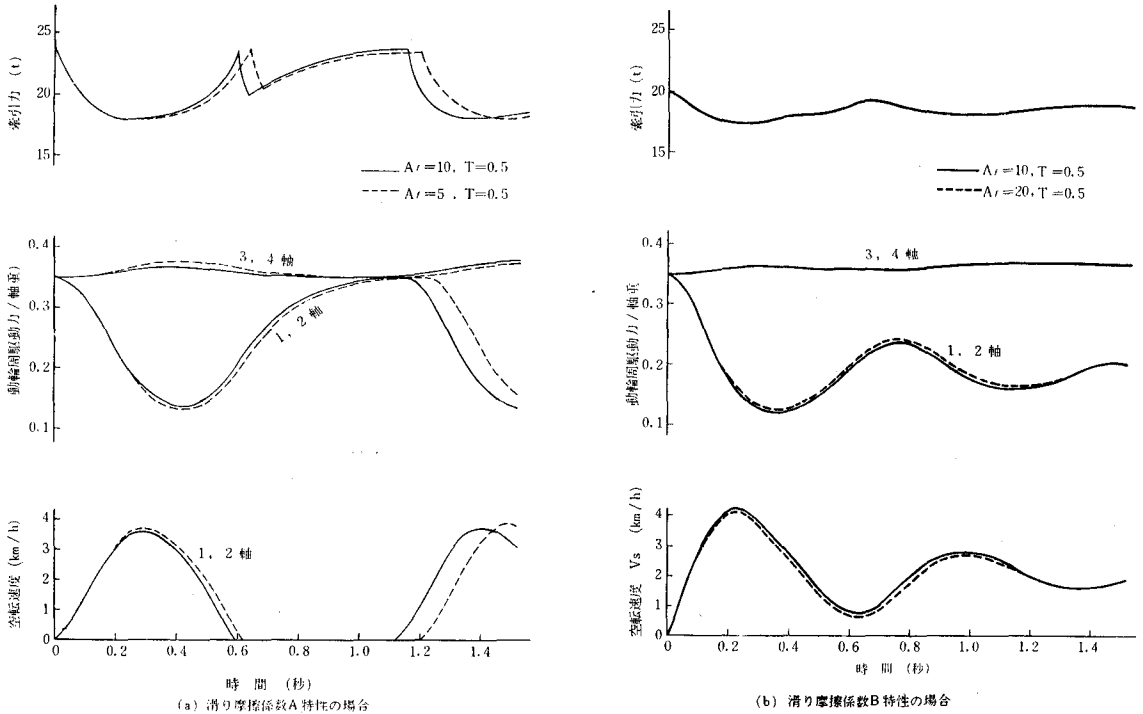
3.36 図 A・V・R 制御装置の原理図



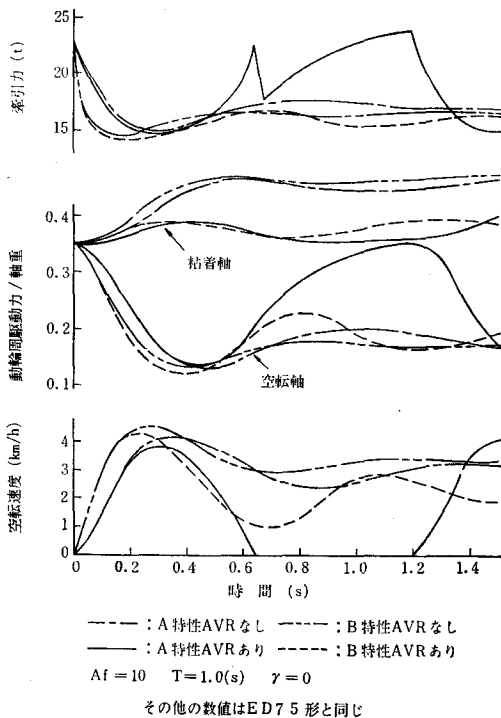
3.37 図 A・V・R 制御方式のブロックダイアグラム



3.38 図 A・V・R 制御の再粘着に及ぼす効果



3.39 図 A・V・R 制御の効果と滑り摩擦係数



もに制限があるので，定量的にその効果を調査するためのシミュレーションを行った。3.38 図はその結果の1例で2軸空転，2軸粘着を想定した場合であるが，A特性では再粘着するが，B特性だと A_f を大にしても再粘着しない。即ち再粘着の成否は自動制御系の性能と滑り摩擦係数の特性の組合せに左右される。3.39 図はこれらの検討結果を集約代表して例示したもので，3軸空転の場合を比較してあるが，これらの例で示されるように粘着係数の落差の小さいA特性の場合は4軸空転の場合にも再粘着するが，落差の大きいB特性の場合は一般に再粘着性を得ることが難しく4軸空転の場合は $R_r=0$ ($A_f=\infty$, $T=0$ 秒に相当) にしても再粘着するに至らない。

換言すればこの A・V・R 装置の効果は滑り摩擦係数の特性如何に依存する範囲を脱することができない。その原因は回路抵抗の中に占める R_m の値が相対的にかなり大きく，この影響を無視できないためで再粘着特性を徹底するためには R_m

による影響をも消去してしまう手段が必要となる。

3.3.3.6 電流帰還要素をもつ A・V・R 装置

上述の如くブリッジ結線の場合、滑り摩擦係数の特性が変わっても、つねに完全な再粘着性が保持できるようにするためには空転に対し、定電圧を保つ以上に積極的な電圧抑制を行い、粘着軸の電流を空転直前より一時的に減少する必要がある。3.35 図及び 3.36 図に点線で表わした部分はこの目的のために新たに電流要素を帰還して追加の電圧補償量を加算する場合の原理及びブロック図で、主電動機電流の総和の検出装置において、パターン電圧 (E_s) が一定に保たれている時に電流値が急減がおこれば空転に入ったものと自動的に判断をして整流器出力電圧を下げるような閉回路を構成する。

この場合の補償電圧 (E_d) は

$$E_d = \gamma \frac{R_m}{4} \sum_{i=1}^4 I_{mi} \quad \dots\dots\dots (3.59)$$

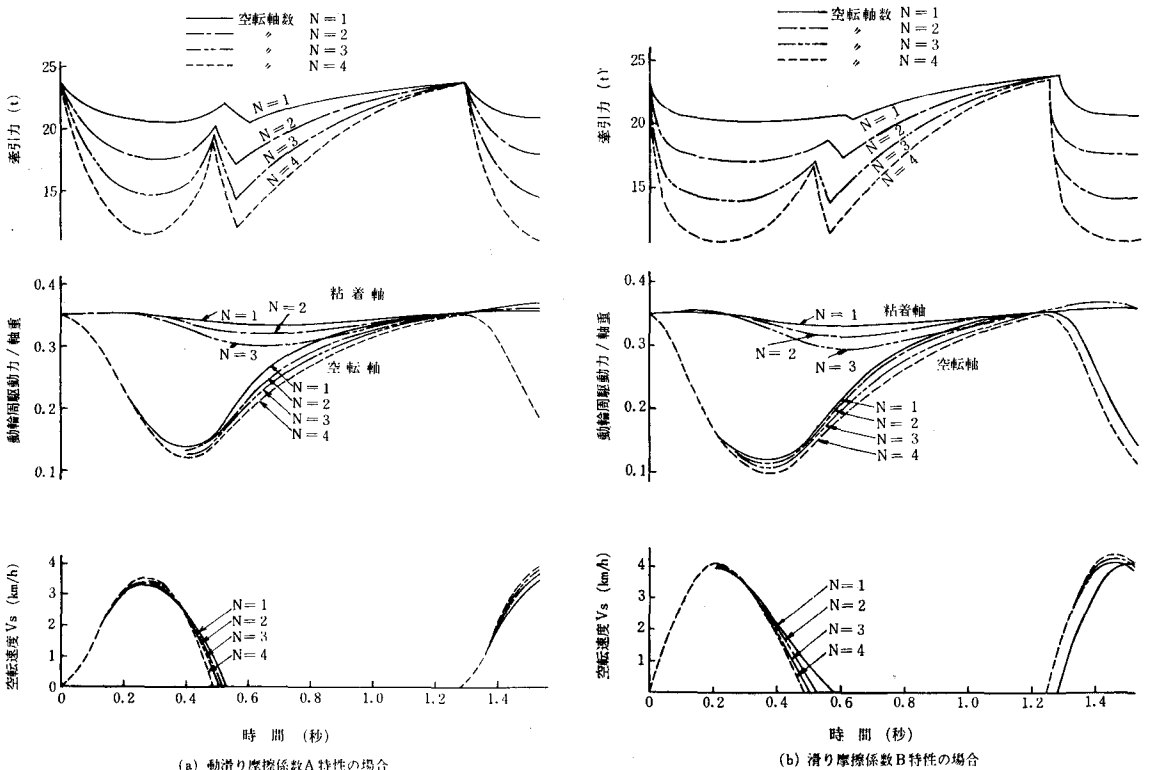
ここに γ を電圧補償率とする。

また (3.59) 式は次式でおきかえられる

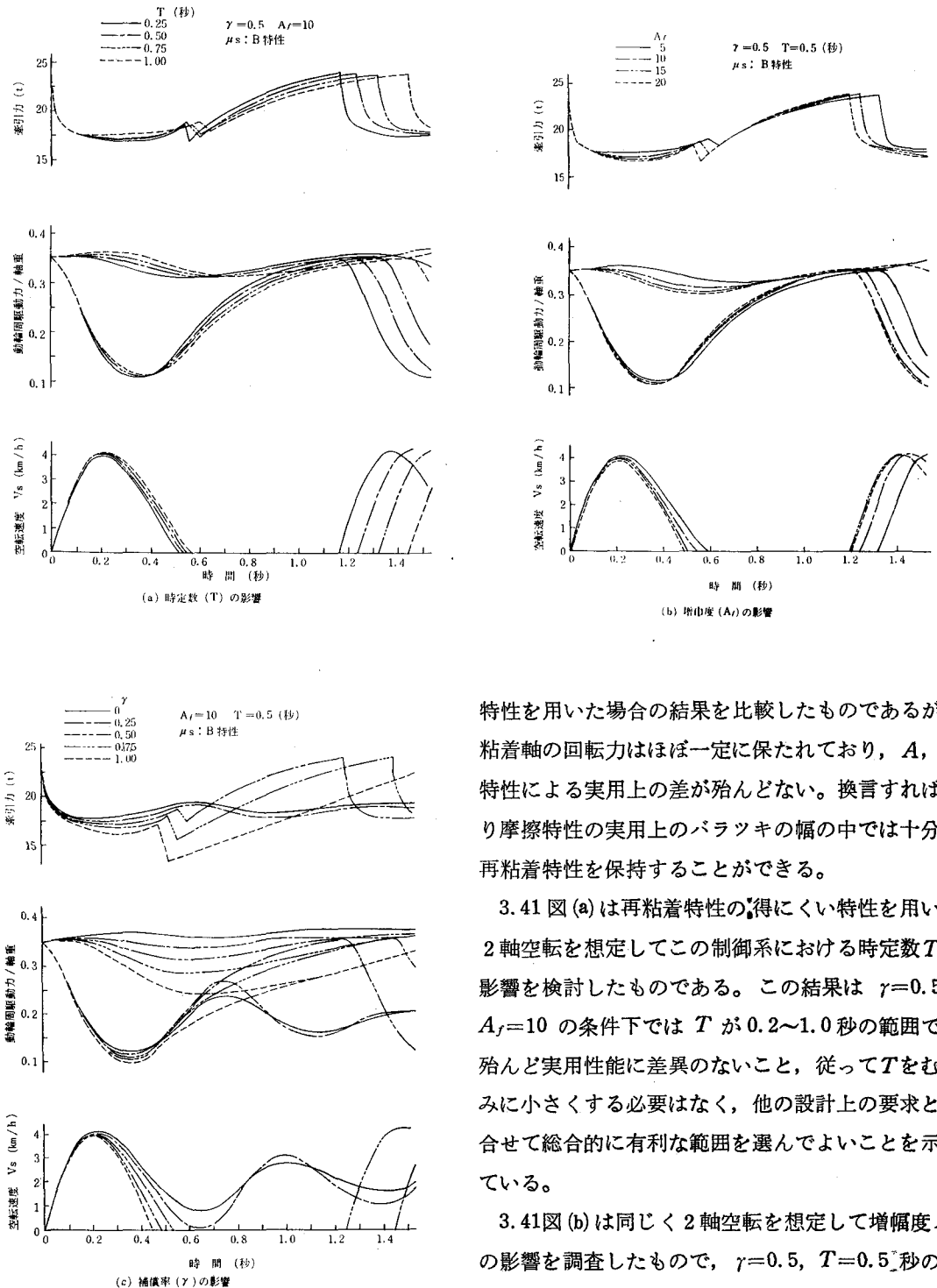
$$\left. \begin{aligned} T(dE_d/dt) + E_d &= A_f(E_s - E_t + E_d) \\ E_t &= E_{mi} + R_m I_{mi} + L_m(dI_{mi}/dt) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3.60)$$

3.40 図は $\gamma=0.5$, $A_f=10$, $T=0.5$ 秒として、空転軸数を変化させ、滑り摩擦係数として A 及び B

3.40 図 電流帰還要素をもつ A・V・R 制御の効果



3.41 図 A・V・R制御における各制御要素の影響



特性を用いた場合の結果を比較したものであるが、粘着軸の回転力はほぼ一定に保たれており、 A 、 B 特性による実用上の差が殆んどない。換言すれば滑り摩擦特性の実用上のパラツキの幅の中では十分な再粘着特性を保持することができる。

3.41 図 (a) は再粘着特性の得にくい特性を用い、2 軸空転を想定してこの制御系における時定数 T の影響を検討したものである。この結果は $\gamma = 0.5$ 、 $A_f = 10$ の条件下では T が $0.2 \sim 1.0$ 秒の範囲では殆んど実用性能に差異のないこと、従って T をむやみに小さくする必要はなく、他の設計上の要求と見合せて総合的に有利な範囲を選んでよいことを示している。

3.41 図 (b) は同じく 2 軸空転を想定して増幅度 A_f の影響を調査したもので、 $\gamma = 0.5$ 、 $T = 0.5$ 秒の条件下では $A_f = 5 \sim 20$ にまで変化しても実用上の現象には大きい差異が認められない。従ってむやみに制御利得をあげても定量的な効果が得られない。

3.41 図(c)は同じく電圧補償率 γ の影響を調査したもので、この結果によれば $T=0.5$ 秒、 $A_f=10$ の条件下では γ を 0.75 程度にあげてもあまり効果は変わらないが 0.3 以下に下げると再粘着が困難となることを示している。

以上の例は標準的な交流機関車を対象とし、各常数特性の組合せの中から代表的なケースを選びだしたものであるが、車両の基本常数にもある範囲での自由度があり、制御系の特性にも組合せの変化をとり得るので、実用車の設計にあたっては期待できる実用上の利得と、具体的な設計上の難易とを見合せつつ常数組合せの領域を次第にせばめて行って最適値を決定することが必要となろう。

関 聯 文 献

- (1) 入江則公, 久山研一 交流電気機関車の空転再粘着 昭和40年6月
三菱電機技報 Vol 40 No. 6 pp 1046~1053
- (2) 入江則公, 弘津哲二, 油井兄朝 交流機関車の粘着特性の解析 昭和41年3月
第3回鉄道におけるサイパネティックス利用国内シンポジウム予稿集 pp 402~410
- (3) 弘津哲二, 油井兄朝 電子計算機による交流機関車の粘着性能の解析 昭和41年4月
日立評論 第48巻 第4号 pp 59~63
- (4) Metzkow Verlauf und Ausnutzung des Haftwertes Zwischen Rad und Schiene bei
elektrischen Triebfahrzeugen.
Elektrische Bahnen 16 (1930) Nr 12.
- (5) F. Nouvion Les locomotives monoohasées légères BB 16500 Revue Générale des
Chemins de Fer 1959. No.7, 8 pp 421~431 (p 429)
- (6) 小野田芳光, 弘津哲二 交流電気機関車の粘着性能と駆動軸系の自励振動
日立評論別冊論文集 昭和39年11月 pp 69~73 (p 71)

参 考 文 献

- (1) F. Nouvion The scope electric locomotive in electric traction
Document No. 3 Information conference on single phase 50 cycle
electrification (12th to 15th October 1951 Annecy.)
- (2) Adhesion in electric traction
Bulletin I.R.C.A Electric Traction on The Railways April 1957 pp 198~202
- (3) 関四郎, 関川行雄, 古河寿之 機関車の粘着特性と, 粘着特性に及ぼす二, 三の因子について
昭和35年5月 電気学会雑誌 80巻 第860号 pp 36~44
- (4) H. I. Andrews The Adhesion of Electric Locomotives
P.I.E.E April 1955 pp 785~808
- (5) 小田芳光 他4名 水銀整流器式交流電気機関車の粘着性能改善のための電圧制御装置
昭和36年12月 日立評論 第43巻 第12号 pp 54~58
- (6) 木村修, 白井誠造, 泉久 量産ED 75形交流電気機関車の性能
鉄道技研研究所速報 No.65~145 (昭和40年8月)
木村修, 白井誠造 No.66~159 ED 93形式交流電気機関車の性能
その他 (昭和41年9月)

結 果 の 要 約

第1編 電鉄用单相整流回路の特性

- (1) 交流電気鉄道における单相整流回路の交流側は電力送電網、電鉄用変電所、架空電車線、車両内変圧器よりなり、インダクタンスと抵抗の直列回路で表せる。

このほか、電圧降下補償のため、饋電回路にコンデンサが直列に接続される場合があり、車両内には高調波抑制のため高インピーダンスのフィルタ回路が整流装置と並列に接続されることが多い。

また車両の変電所よりの位置、車両内の速度制御段の位置の変動によって交流側インピーダンスがつねにかなりの巾で変動する状態で常用されている。

直流側の主要構成要素は主電動機と平滑リアクトルであって、ともにそのインピーダンスは負荷電流によって非直線性的変化をする。

とくに主電動機は脈流に対し、複雑な複合回路網を構成している。しかし定常脈流を対照とする場合は実用上等価的なインダクタンス、抵抗、及び一定電圧の直列回路によっておきかえることができる。

実際の電鉄回路について、これらの構成要素のインピーダンスを調査、検討し、さらに列車動力単位をベースとして単位化を行い、この回路におけるインピーダンス構成比率の概略を示した。

- (2) デイジイタル計算機で上記の实在回路の動作をシミュレートし、現車測定を行うのと同程度の精度をもつ特性計算を行った。

このシミュレーションによる特性算出は計算の都度、かなりの手数、費用、日数を要するが、容量要素、非直線要素も含んだ計算が可能で、任意の箇所の電圧、電流波形などを必要に応じて、とりだして算出できること、混合ブリッジ等複雑な回路への拡大適用が楽なこと等の利点があり、直列コンデンサ挿入の影響検討、交流フィルタの電流容量計算過渡現象の検討などには適している。

- (3) 微少な誤差を許容することとして若干の整理を行うと回路がかなり単純化される。即ち直列コンデンサのある場合は基本周波数ベースで、リアクタンス要素の一部として換算し、交流フィルタは元来高インピーダンスなので省略する。直流側の非直線性要素は直流平均電流における値をとって一定値とする等多少の整理、省略を行ってもこれに伴う誤差の混入は微小である。

この場合回路構成はリアクタンス、抵抗、一定電圧と整流器からなる比較的簡単な形に集約でき、数式解析が可能な限界に入る。さらにインピーダンス比なるパラメータを導入し、短絡電流と送電端電圧をベースとして基準化を行うことにより、比較的少数の要素の組合せによってこの回路の電圧、電流波形と各特性値が一義的に定められる。

サイリスタブリッジ回路について、このような基準化方式による数式解析を行い、交流車両設計に必要となる各種の特性を少数のチャート上で直読できるようにまとめ上げた。このさい抵抗要素を算入するとパラメータが多くなりすぎて、集約化が困難なので、一応これを省略した回路で特性曲線集をまとめ、別途実在回路の抵抗分混入比率の範囲で、その定量的影響を検討し、大部分の波形、特性については実用上これが省略できることを例証した。なお、誤差が無視できないと思われる特性値については簡略化した近似計算式を提唱した。

第2編 列車運転に於ける主電動機の温度上昇予測と負荷算定

- (1) 電気車両用主電動機は負荷電流と回転数がつねに大巾に変動するなかで、温度上昇の過渡現象の連続状態の下で常用されているので、使用中の温度上昇推算が難しい。

従って車両の新計画にあたっても、必要な容量の算定が容易でないが、とくに交流車両では端子電圧の選択が自由なので車両新計画の場合も、実運転に際しても温度上昇と容量推算のよりどころがさらに漠然としたものになる。従って適用範囲の広い温度上昇予測計算法が必要となる。

- (2) 列車運転中の変動負荷に追従して温度上昇計算を行うには負荷電流（牽引力）と回転数（列車速度）を両軸とする全使用領域での主電動機の最終温度とこれに至る温度上昇過程の計算法を見出さねばならない。

- (3) 既存の代表的な数種の電動機の温度上昇実測結果のシリーズより温度上昇機構を逆に分析し、基準化された形態で全使用領域における温度上昇が推算できるように温度上昇の要因をつぎの如く分解・整理した。

- (4) 損失をその絶対値でなく、コイル温度上昇に及ぼす影響度の大きさから評価することによって、電動機全体を均質物体と考

えて温度上昇を取扱い、負荷条件の変化による各種損失及び冷却効果の百分率変化特性を求めた。

これらの合成から負荷電流、回転数の変動に対応する最終温度上昇を求め、また車両駆動に用いられる直巻電動機では極数、出力、冷却方式が相当大巾に変わっても百分率特性においてはほぼ共通の温度上昇像が得られることを証明した。

- (5) つぎに列車運転中の負荷変動に追従して温度変化を積算し、その温度推移を算出するプログラムを作成し、これによる計算結果を現車試験における実測結果とてらし合せてほぼ忠実に実在の姿を電子計算機上に再現できることを確めた。
- (6) 変動する温度上昇の下で常用される電動機の負担評価法として累積劣化負担の見地から時々刻々の温度上昇による劣化単位を積算し、等価的な連続温度上昇値に換算する方法を提案した。
- (7) 交流車両では電動機が脈流電流によって運転されるために温度上昇が増加する。この場合の温度上昇値を純直流運転による温度上昇と脈流率の関数としての補正率とに分離して考えることとした。脈流の温度上昇に及ぼす各種の影響を定量的に合成することは困難であるが、個々の要素について考察を加え、実測データをできるだけ広範に整理して、電機子、主極、補極に分けて温度上昇増加率のおおよその範囲を見出した。

第3編 交流電気車両の粘着性能

- (1) 交流車両には動輪が空転をおこしても自動的に再び粘着状態に戻り得るという特異な現象があり、これを活用することによって直流車両に比較し、実用上の牽引力限界を30～50%程度拡大することができる。
- (2) レールと車輪との間の粘着係数を両者が粘着している時の静摩擦係数（所謂粘着係数）と車輪が空転している時の動摩擦係数（滑り摩擦係数）とに分けて、従来の実測値をなるべく広く、集録、整理し、再粘着現象に関連の大きい動摩擦係数については代表的な特性を選定した。
- (3) 空転と再粘着に及ぼす各種要因の特性を単純化して運動方程式を解き、再粘着特性が本質的には車両と饋電設備を綜合した電気回路の時定数と車両の主電動機電機子、動力伝達装置、車軸、車輪からなる機械系の時定数の相対関係によって定められること、空転、再粘着の様相に数種のモードがあることを明らかにした。

また、各モードの空転の生長、消滅、持続と列車の運転状態との関係について考察を加え、列車の加減速が大きい影響をもつことを示した。

- (4) 実在の機関車の空転、再粘着現象をディジタル計算機で模擬し、機関車設計の実際にあたっての定量的な検討を行なった。また自動定電圧制御による速度制御方式が再粘着性の向上に効果のあることを例証し、この制御系の各要素の影響度、設計上の最適値などについて検討した。

む す び

単相整流回路理論については鉄道電化協会の単相整流回路委員会、同サイリスタ応用委員会などにおいて東京理科大学（当時東京大学）山田直平教授、横浜国立大学池田吉堯教授、東京大学曾根悟教授の御指導を得たほか川添雄司氏（国鉄車両設計事務所）河村寿三氏（三菱電機）、山崎泰弘氏（日立製作所）その他の諸氏の熱心な御協力を戴いた。主電動機の温度上昇については山村竜男氏（当時鉄道技研電力機械室長）、山崎正悟氏（同研究室）による多年の実測データの集積を使わせて戴いた。この部門のデジタル計算機による分析、積算などについては北川和人氏、忍正寿氏（三菱電機）、劣化単位等については河井貞治氏（日立製作所）らの御支援を得た。再粘着理論の構成にあたっては久山研一氏（三菱電機）、同じくシミュレーションについては油井兄朝、弘津哲二両氏（日立製作所）らの御助力を戴いた。粘着試験のデータに関しては木村修氏（鉄道技研車両性能研究室）等のもとで測定された結果を屢々引用させて戴いている。さらに資料の作成整理については車両設計事務所の後援に負うところが大きい。全体の論文まとめの段階に入ってからには西村正太郎教授に御指導を戴いた。

こゝにこれらの諸氏に対し厚く御礼申し上げます。

完