

新幹線用主電動機およびインバータ電動発電機

Traction Motors and Inverter Motor-Generators for JNR's New Tōkaidō Line

河井 貞治* 三宅 伍* 川合 義憲**
Sadaharu Kawai Atsumu Miyake Yoshinori Kawai

内 容 梗 概

東海道新幹線用旅客電車用主電動機として日本国有鉄道のご指導のもとに脈流率 50% の新方式の脈流電動機を開発した。この主電動機はヨークの一部のみを積層し、補極磁気回路の短絡をなくした比較的簡単な構造で、大きい脈流率に対して良好な特性を示すのみでなく、電源や負荷の急変などの過渡時においても安定した整流の得られる画期的なものである。開発にあたっては脈流対策について理論的解析を行なったが、試験の結果よく一致することが確認された。

また自動列車運転装置など制御系統の電源として採用されたインバータ電動発電機はトランジスタを使用した自動周波数制御と CPT による自動電圧制御の組み合わせによる信頼度のきわめて高い無停電電源である。

1. 結 言

東海道新幹線用旅客電車については脈流電動機を使用するシリコン整流器式を採用することが決定された。

主電動機の脈流率は従来 20~30% に押えてきたが新幹線電車は 1 編成あたり 8,000 kW 以上の大容量であるため、脈流率を 50% にあげて通信に対する誘導障害を抑え、同時に電気品の軽量化を図ることが計画された。脈流対策について解析検討の結果、主極コイルを 10% 純抵抗で分路し、ヨークの一部のみを積層し、特に補極磁束の回りに短絡回路を作らないよう特殊構造を採用することにより、比較的簡単な構造で 50% の脈流率で運転できる主電動機を完成することができた。

昭和 37 年に完成した試作車では、この新方式の脈流電動機 MT 911 形を装備した B 編成 4 両と従来形式の 30% 脈流率の MT 912 形を装備した A 編成 2 両が比較試験された結果、量産車では脈流率を 50% にすることが決定された。両形式の試作、試験結果を十分に生かした MT 200 形主電動機が設計、製作されたのである。

一方、最高運転速度 210 km/h という高速列車のため、別項に詳述されているように自動列車制御装置が採用されているが、このような電車の神経系統の無停電電源として信頼度が高く、すぐれた特性を有するトランジスタ式インバータ電動発電機が採用された。試作車用は出力 2kVA であったが、保安用機器の増備に伴い、量産車用は容量を増して 3.5 kVA とした。

量産形旅客電車用として、185 kW 主電動機 360 台、3.5 kVA 電動発電機 60 台を日立製作所で完成したのを機会に、50% 脈流率の主電動機の脈流対策ならびに電動発電機のトランジスタ、CPT 制御方式を主にしてこれらの概要と試験結果を説明する。

2. 主電動機の仕様および特長

試作 MT 911 形と量産 MT 200 形主電動機の仕様を比較して第 1 表に示す。量産形は MT 911 および MT 912 形試作機における試験結果を基礎とし詳細な検討

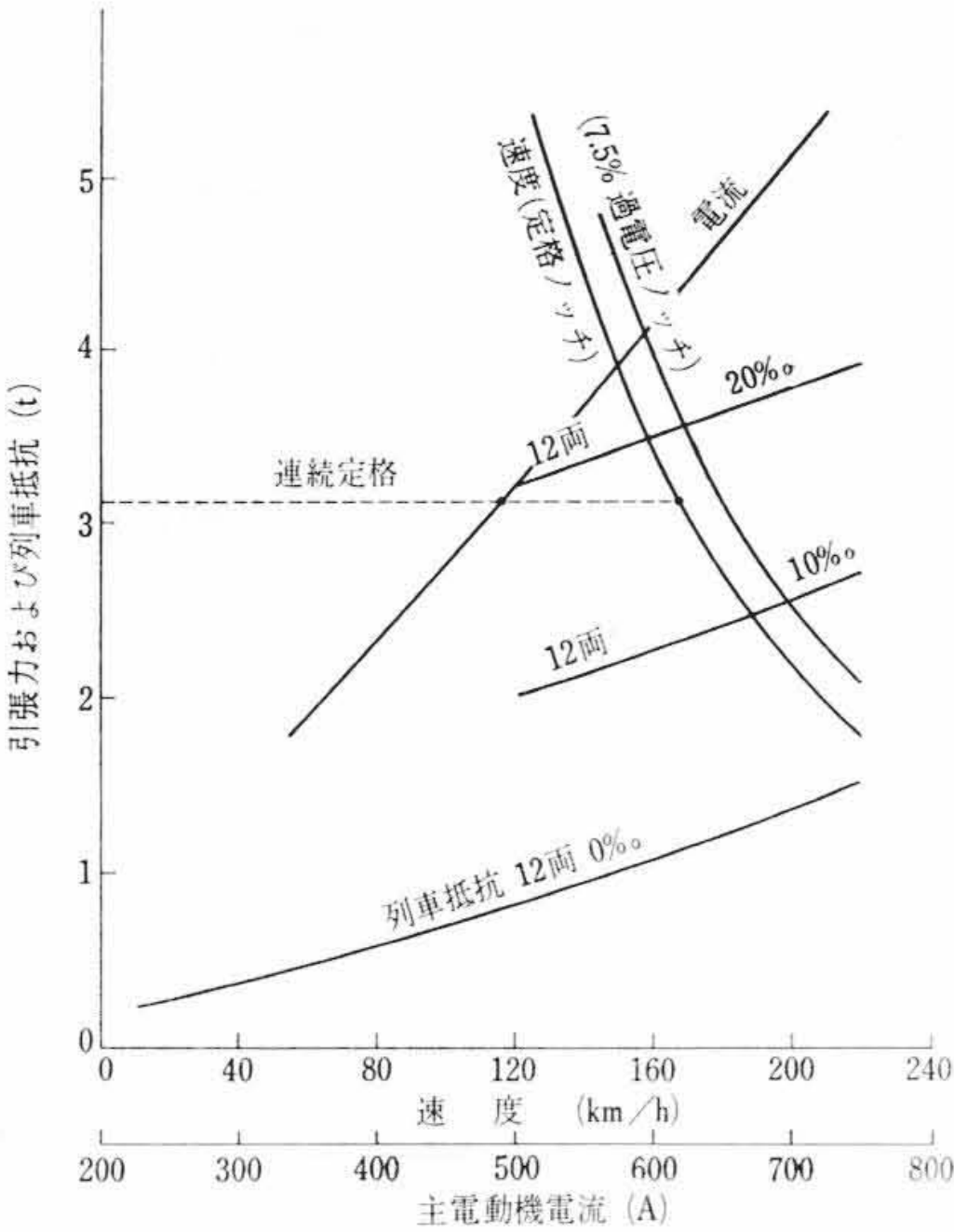
第 1 表 主 電 動 機 仕 様

国 鉄 形 式	MT911 形	MT200 形
形 式	開放自己通風形、脈流直巻、補極付	開放自己通風形、脈流直巻、補極付
極 数	4	4
連 続 定 格 (1 時 間 定 格)	170kW, 415V, 450A, 2,200rpm 200kW, 415V, 530A, 2,070rpm	185kW, 415V, 490A, 2,200rpm 204kW, 415V, 540A, 2,100rpm
脈 流 率 (周 波 数)	50% (60 c/s×2)	50% (60 c/s×2)
界 磁 分 流 率	10% (純抵抗分路)	10% (純抵抗分路)
冷 却 風 量	17 m ³ /min	18 m ³ /min
最 大 電 圧	脈流 500V 直流 700V	脈流 500V 直流 720V
最 大 電 流	脈流 720A 直流 1,000A	脈流 720A 直流 1,200A
高 速 試 験 回 転 数	3,820 rpm	3,820 rpm
絶 縁 試 験 電 圧	5,000V	5,100V
絶 縁 種 別	F 種 (界磁はエポキシ一体絶縁)	F 種 (界磁はエポキシ一体絶縁)
温度上昇限度 (抵抗法)	電機子 130 deg (停止 2 分後) 固定子 155 deg (停止直後)	電機子 140 deg (停止直後) 固定子 155 deg (停止直後)
駆 動 方 式	歯車接手式	歯車接手式

を経て設計、製作されたもので、脈流対策は MT 911 形と全く同じ内容である。したがって以下の説明では MT 911 形を主体に記述し、量産形で変わる部分のみを付記することにする。

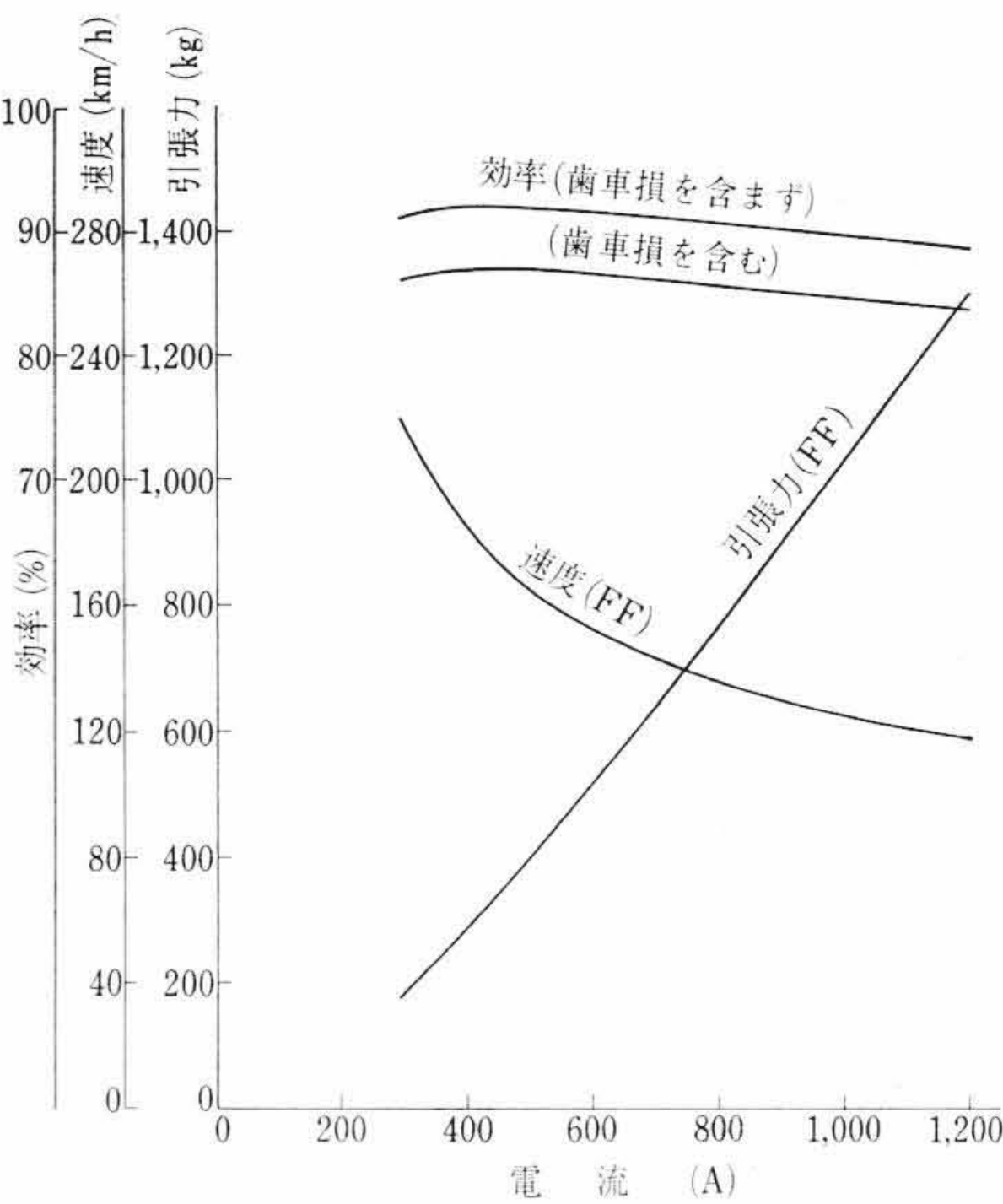
2.1 主電動機の定格容量

第 1, 2 図は量産車の電車特性および主電動機特性であるが、試作車の特性も熱的な定格の異なるほかは同じである。



線 電 圧 25 kV
重 量 60 t/両
主電動機 MT200形 185 kW×8 台
引張り力および列車抵抗は 2 両あたりの換算値を示す。

第 1 図 量産形電車特性曲線



連続定格 185 kW 415V 490A 2,200 rpm
動輪径 910φ (計算用 870φ) 歯車比 63:29
第 2 図 MT200 形主電動機特性曲線

* 日立製作所日立工場
** 日立製作所水戸工場

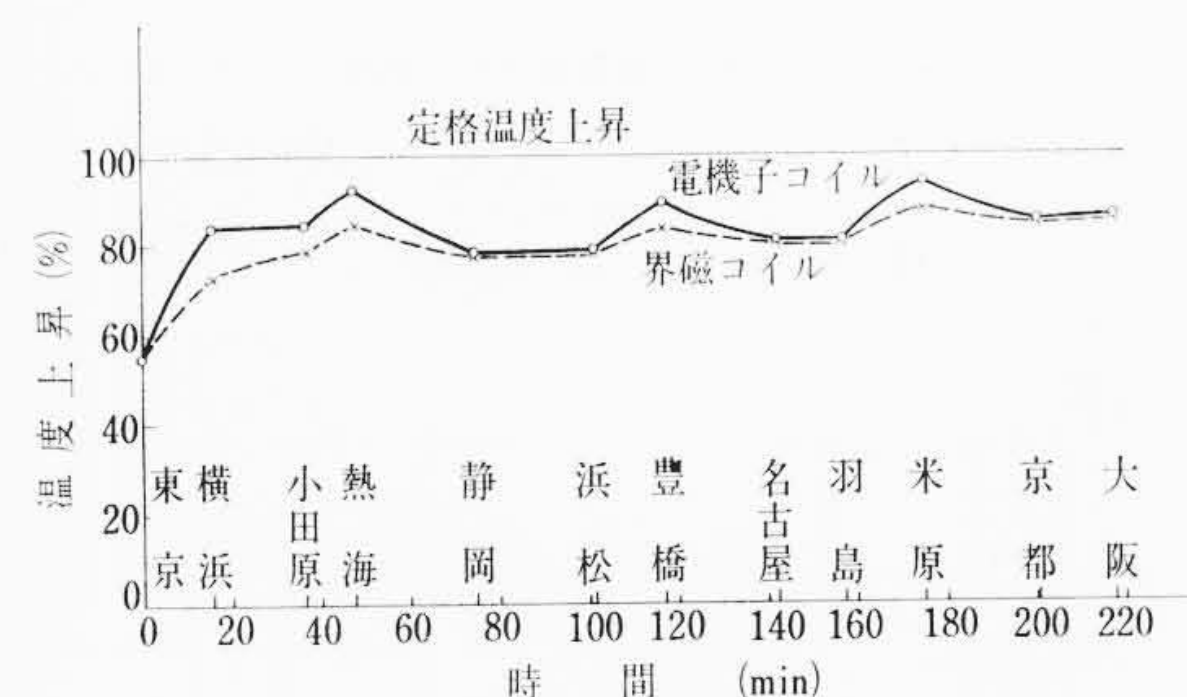
第2表 新幹線旅客電車の運転時分およびRMS電流計算結果
(6両編成下り列車, MT 911 形 170kW による)

駅名	駅間距離 (km)	特急電車			急行電車		
		駅間 実運転 時分 表定 時分 (分)	駅間 RMS 電流 (%) 電機子 主極	累積 RMS 電流 (%) 電機子 主極	駅間 実運転 時分 表定 時分 (分)	駅間 RMS 電流 (%) 電機子 主極	累積 RMS 電流 (%) 電機子 主極
東京	25.55	13.7	103	103	15.6	100	100
		13.7	106	106	15.6	104	104
横浜	51.10	15.6	65	85	19.7	92	95
		29.3	66	86	36.3	95	98
小田原	18.80	6.0	79	84	10.3	100	95
		35.3	80	85	47.6	103	98
熱海	72.35	22.1	68	78	25.9	86	91
		57.4	68	78	74.5	88	94
静岡	71.15	21.7	67	75	25.7	89	90
		79.1	67	75	101.2	91	93
浜松	35.25	10.8	56	73	14.6	98	91
		89.9	56	74	116.8	102	94
豊橋	67.85	21.9	78	74	24.2	88	90
		111.8	80	75	142.0	90	93
名古屋	24.95	9.3	96	76	11.8	90	89
		123.1	96	77	156.8	93	92
羽島	41.20	13.0	72	75	16.8	99	90
		136.1	72	76	174.6	102	93
米原	68.10	21.6	70	75	24.6	90	90
		157.7	72	76	200.2	92	92
京都	39.00	14.3	89	76	15.8	93	90
		172.0	91	77	217.0	96	92
大阪							
停車時分		名古屋のみ2分間			名古屋のみ3分間、 その他は各1分間		
東京→大阪 515.3 km		平均速度 182 km/h 表定速度 180 km/h 予定表定時分3時間に 対する余裕 8分			平均速度 151 km/h 表定速度 142 km/h 予定表定時分4時間に 対する余裕 23分		

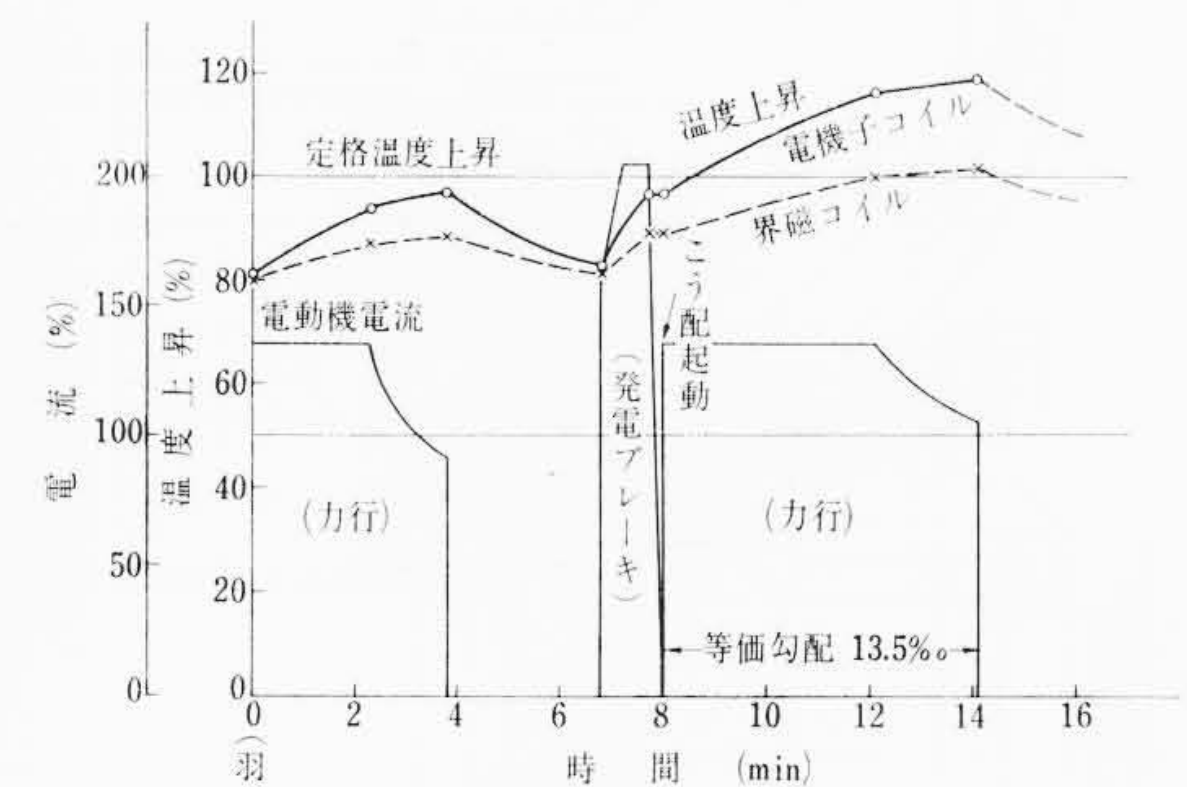
電車性能の決定にあたっては種々の特性および運転条件について繰り返し検討してきたが、一例として電子計算機 IBM 7074 を用いて MT 911 形主電動機の特長から運転曲線を計算し⁽¹⁾、主電動機の熱容量を検討した結果を述べる。

上りこう配の多い下り線の場合について、急行および特急電車の平常運転に対する計算結果を示すと第2表のようになる。主電動機のRMS電流は東京～大阪間で急行の場合、連続定格 170 kW の90%程度、特急の場合76%程度となり、起動、停車の過負荷が多く、熱的に苦しい急行の場合でも第3図(a)に示すように全駅間を通じて定格温度上昇以下に納まっている。第2表の中でRMS電流が電機子/主極となっているのは、発電ブレーキ時に111%の強め界磁としているためである。

東海道新幹線の最大こう配区間は下り線の関ヶ原付近で、20‰を含む等価こう配13.5‰が11.5 km程度続いている。東京より運転してきた急行列車がこのこう配の直前でいったん停車し、ただちに再起動して運転を継続する場合を想定して主電動機の温度上昇を計算すると第3図(b)のようになる。170 kW 電動機では、界磁コイルの場合ほぼ定格温度上昇に納まるが、電機子コイルは熱時定数が小さいため、短時間ではあるが20%近く定格温度上昇を越える。このため試作 MT 911 形では170 kWの定格において温度上昇に20%程度の余裕を持たせて設計し、計画どおりの試験結果が得られたが、量産形ではこの余裕分だけ定格容量を大きく呼称し、185 kW



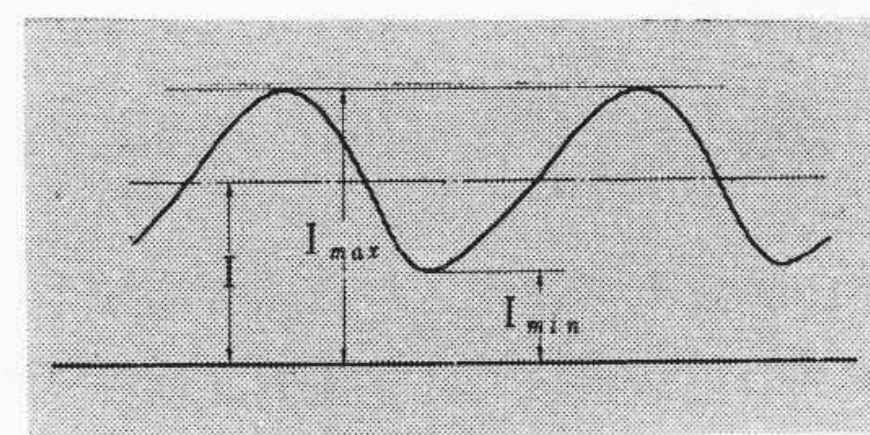
(a) 下り急行電車の平常運転の場合



(b) 下り急行電車が関ヶ原こう配で起動した場合

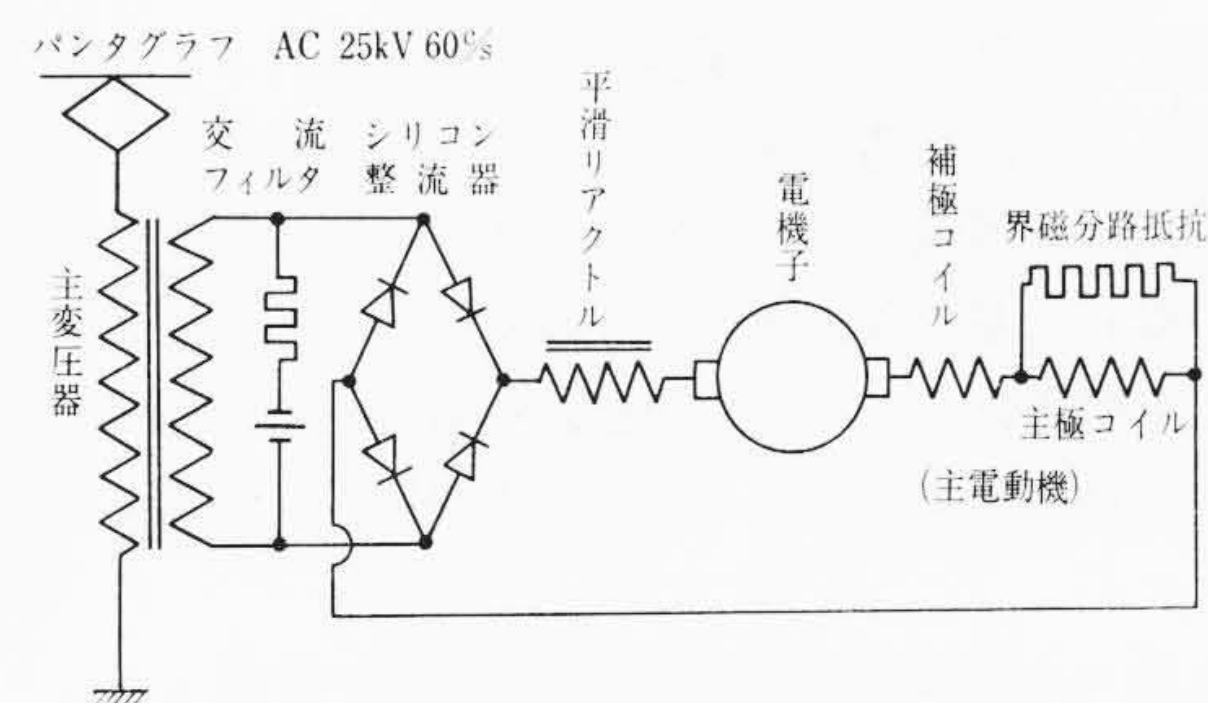
- 注: (1) 6両編成急行電車
(2) 主電動機 MT 911 形
連続定格 170 kW 415 V 450 A 2,200 rpm
(3) 温度上昇は連続定格との比で示す。
(4) 東京～大阪にて各30分停車後折返し運転を行なうとして初期温度上昇を計算した。

第3図 主電動機温度上昇曲線



(脈流率50%の例)

第4図 電動機電流波形

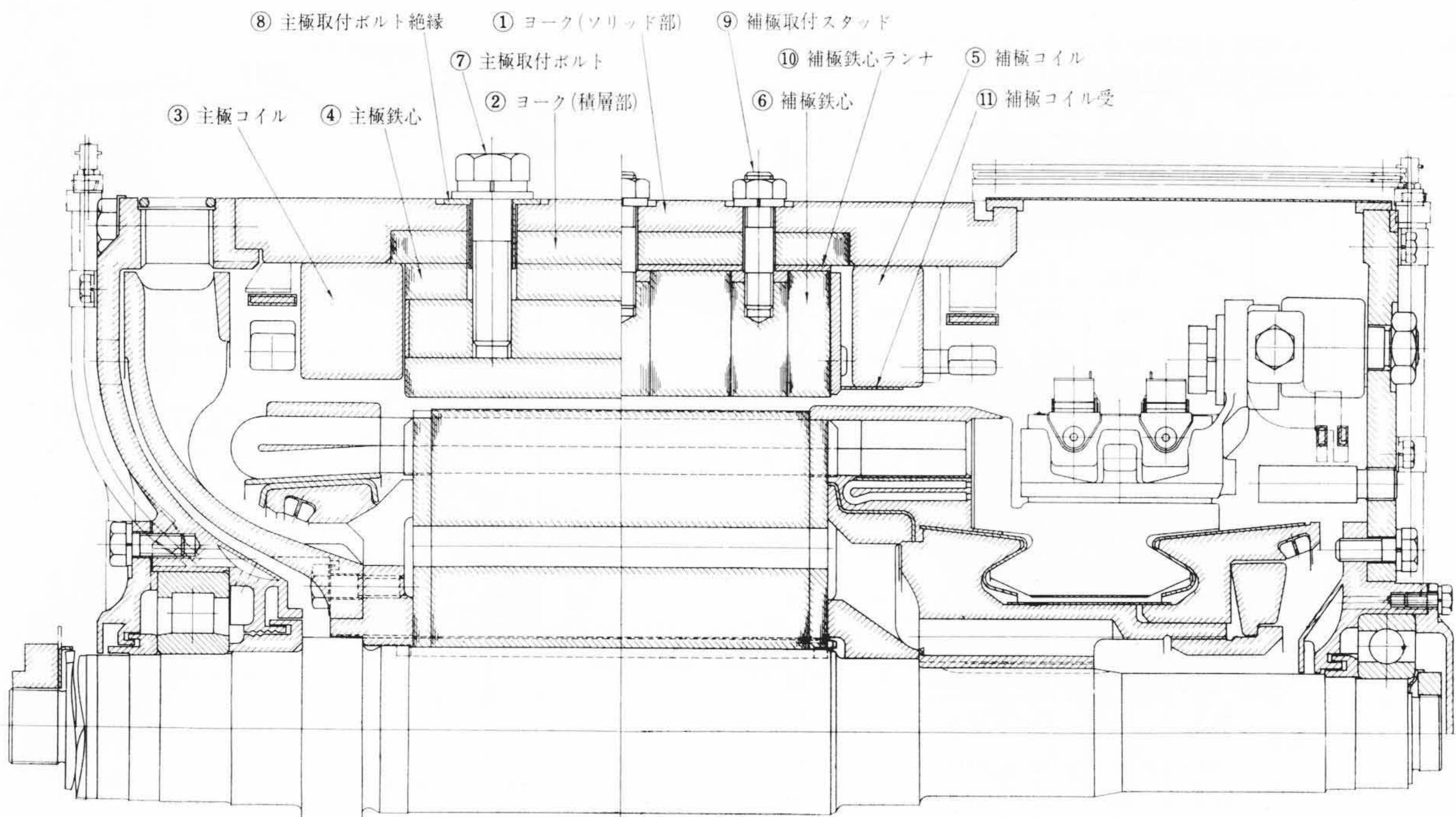


第5図 主回路説明図

とすることになった。これは12両編成中の2両を開放しても、所定の表定時分で運転できる容量となっている。

2.2 脈流対策

新幹線用電車のように一列車あたりの容量が大きくなると、き電回路に流れる高調波電流が通信線に与える誘導障害が重要な問題となるが、これを車両変圧器の二次側端子にそう入るC+R回路による交流フィルタで十分に押えることはばう大な費用がかかって実用的でない。根本的対策は交流側電流を正弦波に近づけ、高調波電流を少なくすることで、このためには直流側の脈流率を大きくするのが最も効果的である。模擬回路による試験の結果、直流側電流の脈流率を30%から50%に増すと交流側の高調波電圧が20%程度減少して誘導障害がほぼ許容限度に納まり、さらに脈流率を50%以上に増しても誘導障害抑制の効果は比較的少ないことが確認された。

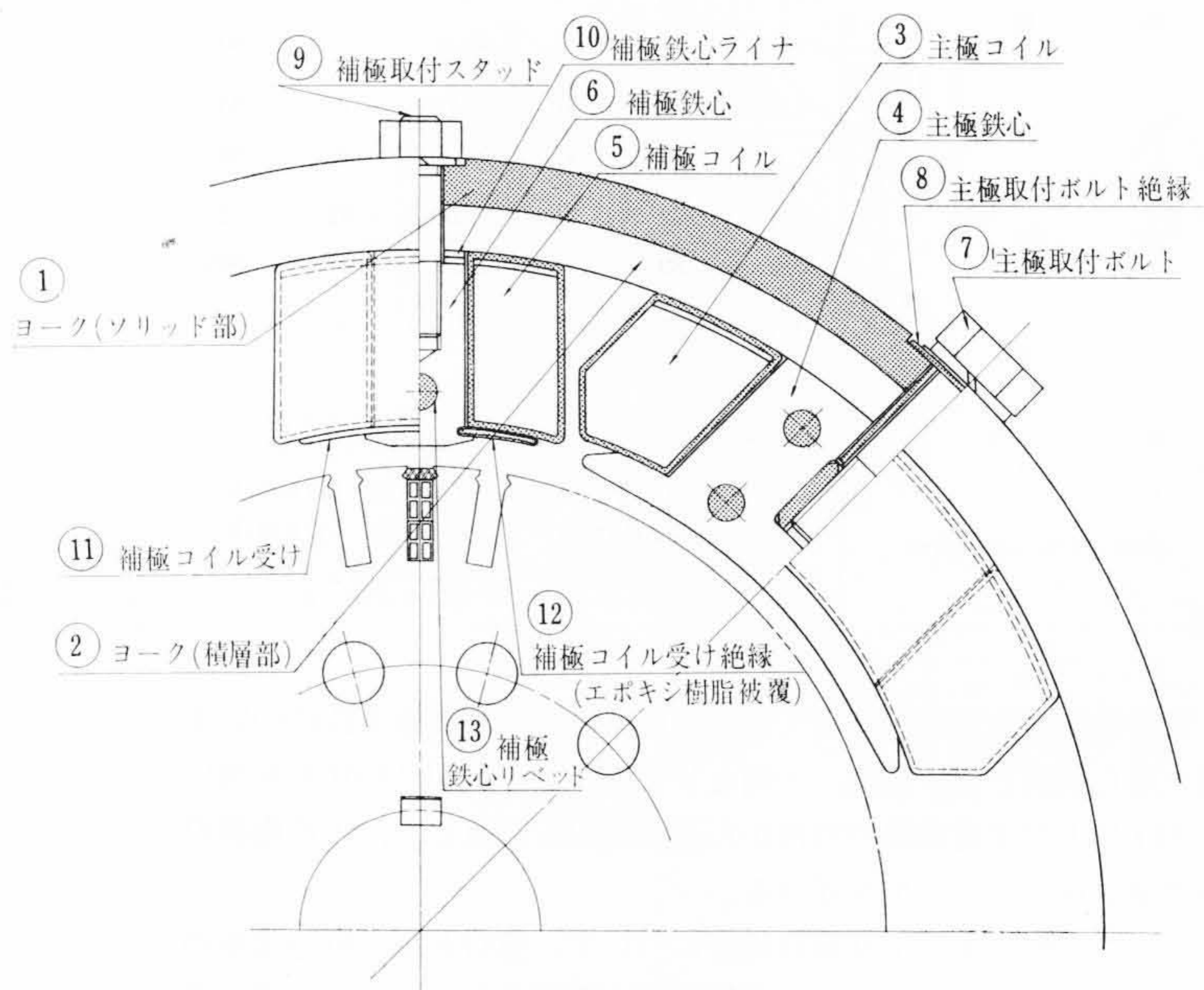


第 6 図 MT200 形 主 電 動 機 組 立 図

脈流率には多くの定義があるが、交流車両においては次式の片振幅脈流率で定義し、電流波形のオシログラムより求める（第 4 図参照）。

$$\text{脈流率 } \mu = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} \times 100 (\%) \dots (1)$$

50%という大きい脈流率で運転される場合に従来のようなソリッドヨークの主電動機では整流および温度上昇に制約されて、このような高速で容量の大きい主電動機に満足な性能を発揮させることは困難である。これを解決するため、交流整流子電動機と同様にヨークをケイ素鋼板で積層する構造とすれば補極磁束の追従性のよい電動機が得られるが、構造が複雑となり、寸法、重量および価格が増大して得策でない。次章で述べる脈流運転時の諸問題の解析に基づき、次のような対策によって従来の直流主電動機とほとんど同じ寸法、重量で、また簡単がんじゃない構造で50%脈流率用の主電動機を完成することができた。



第 7 図 MT200 形 主 電 動 機 横 断 面 図

(1) 主極コイルに分流率 10% の純抵抗を接続して変圧器起電力を押えた（第 5 図参照）。

(2) 主電動機 1 台あたり、電流 450 A において 1.75 mH（量産では 490 A において 1.63 mH）の主平滑リアクトルを主電動機に接続して脈流率を 50% とした。

(3) 第 6, 7 図に示すようにヨークの内側の一部のみ 0.35 mm 厚さのケイ素鋼板を積層して補極磁束の交流分に対する磁気回路を形成したほか、補極磁気回路に短絡回路を作らないための次のような手法により、補極磁気回路の渦電流による脈流補極磁束の減少および位相遅れを許容限度内に納めた。

(a) ヨーク(ソリッド部)①、主極鉄心④および軸方向に各極 2 本ある主極取付ボルト⑦により形成される短絡回路をなくするため、取付ボルト⑦とヨークの間を絶縁物⑧で絶縁した。

(b) 補極鉄心ライナ⑩には、金属製ライナの代わりにシリコンガラス積層板を使用。

(c) 補極コイル受け⑪は短絡回路を作らないよう一部を切り、また鉄心との間を絶縁した。

(d) 補極の取り付けには SUS27 のスタッド⑨を使用し、補極鉄心リベット⑬および鉄心のくずれ止め溶接は、中央部のみとした。

上記のように補極磁束の追従性が改善されているため脈流運転における整流のみでなく、電力中断、架線電圧の急変などにおける過渡時の整流もきわめて良好である。

また発電ブレーキにおいては連続定格の 245% 電流、174% 電圧 (MT 200 の場合) という過電流、過電圧に対しても良好な整流が得られ、機械的にも安全な設計となっている。

2.3 無溶剤エポキシ樹脂絶縁およびガラスバンドの採用

固定子コイルの絶縁にはガラスマイカテープを主体とする絶縁に F 種無溶剤エポキシ樹脂を真空注入し、またコイル鉄心間もエポキシ樹脂で固化する一体絶縁方式を採用している。従来の絶縁方式ではワニス約 50% の溶剤を含み、注入の際これが蒸発してこのあとに気泡が残る、また絶縁層間にも空けきを生ずるため湿気や塵埃

(じんあい)が侵入し、また振動によってコイル絶縁が損傷しやすいため、絶縁抵抗の低下や絶縁破壊を生じやすいこと、絶縁層の熱抵抗が大きく熱放散がよくないことなどの欠点があった。無溶剤エポキシ樹脂絶縁はこのような欠点を全面的に解決したもので、鉄心への熱抵抗の低減にも寄与して、従来の絶縁方式に比べて40~70%の冷却改善が得られる。

本機に採用したエポキシ樹脂絶縁はF種の温度上昇抵抗法 155℃に対して十分な耐熱性を有しており、風速 10 m/s のうちで定格の2倍の電流を流して 180℃ まで急速に加熱するヒートサイクル試験を 40 サイクル以上繰り返したが、全く異常がなかった。

電機子の絶縁には修理の便を考慮して溶剤系の変性エポキシワニス真空注入しており、MT 200 形では金属バインド線に代わって全面的にポリエステルガラスバンドを採用した。

第8図に MT 200 形の外観、固定子および電機子を示す。



第8図 MT200 形主電動機

2.4 小形軽量化および保守の簡易化

試作機の製作経験ならびに試験結果を検討した結果、量産車用 MT 200 形主電動機は外径 580 mm、軸長（軸端を除く）753 mm、重量 870 kg の小形軽量機で連続定格 185 kW に容量増大することができた。

保守の簡易化についても種々検討が加えられ、MT 200 では将来台車に装備したままで軸受の油洗浄ができるよう給排油管を設けている。これについては実験の結果、一応洗浄可能との見通しを得たが、引き続き検討を予定している。

3. 脈流運転時の諸問題の解析および試験結果

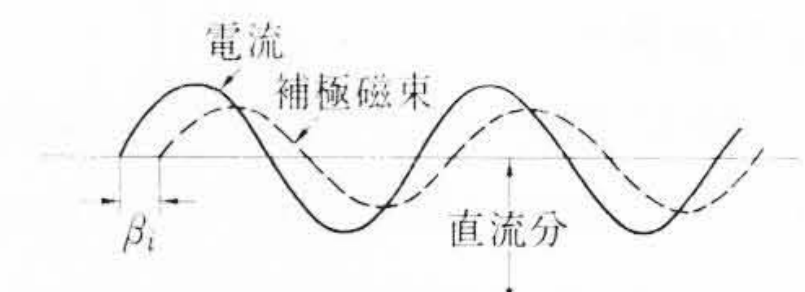
第3表の記号を使用して脈流対策について解析し⁽²⁾、主電動機の試験結果の概要を述べる。

3.1 脈流運転時の整流

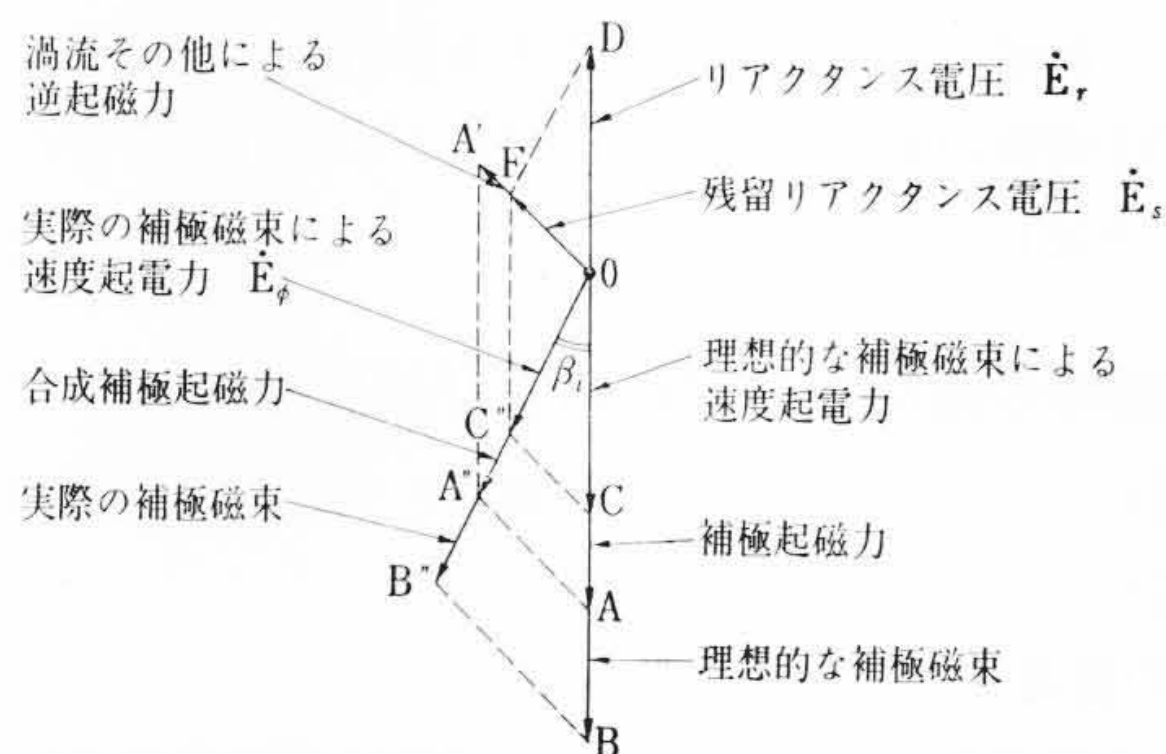
ここでは電動機の直流運転時の整流が最良の状態に調整されているものとし、脈流において現われる問題のみを取り上げる。また説明を簡単にするため、影響の少ない四次以上の高調波成分を無視して $2fc/s$ 成分のみとし、補極磁気回路の飽和がないものとして取り扱うが、試験の結果からもこのような検討法が実用的であることが確認された。

第3表 脈流電動機に関する記号一覧表

AT_a	電機子反作用起磁力 (AT)
AT_i	補極コイル起磁力 (AT)
$B(H)$	鉄心の直流磁化曲線上の起磁力 H に対応する磁束密度 (Wb/m)
B_d	鉄心の直流分磁束密度 (Wb/m)
B_m	H_m に対する鉄心の飽和磁束密度の波高値 (Wb/m)
d	塊状または積層鉄心板厚さの $\frac{1}{2}$ (m)
E_d	直流運転の場合のリアクタンス電圧 (V)
E_r	電機子電流の脈動分によるリアクタンス電圧 (V)
E_ϕ	補極空路磁束の脈動分による速度起電力 (V)
E_s	脈動分の残留リアクタンス電圧 (V)
E_{sm}	脈動分の残留リアクタンス電圧の許容最大値 (V)
E_t	主極磁束の脈動分による変圧器起電力 (V)
E_{tm}	主極磁束の脈動分による変圧器起電力の許容最大値 (V)
E_{sp}	脈動分による合成火花電圧 (V)
f	交流側電源周波数 (c/s)
H	起磁力 (AT/m)
H_d	鉄心磁束密度 B_d を生ずるために要する直流分起磁力 (AT/m)
H_m	鉄心表面における交流起磁力 (磁界強度) の波高値 (AT/m)
H_r	鉄心表面における脈流分起磁力 (磁界強度) の波高値 (AT/m)
I	電動機電流の直流分 (平均値) (A)
I_r	電動機電流の脈動分の波高値 (A)
I_f	主極コイル電流の直流分 (A)
I_{fr}	主極コイル電流の脈動分 ($2fc/s$ 成分) の波高値 (A)
I_s	界磁分路電流の直流分 (A)
I_{sr}	界磁分路電流の脈動分の波高値 (A)
r_f	主極抵抗の直流抵抗 (Ω)
R_s	磁分路の抵抗 (Ω)
T_{pel}	隣り合った整流子片間に直列に接続されている電機子コイル素線巻数 (主電動機では一般に $T_{pel}=1$)
W_l	交流磁界中の積層鉄心に発生する渦電流損 (W/m ² /枚)
W_s	交流磁界中の塊状鉄心に発生する渦電流損 (W/m ²)
W_{rl}	脈動磁界中の積層鉄心に発生する渦電流損 (W/m ² /枚)
W_{rs}	脈動磁界中の塊状鉄心に発生する渦電流損 (W/m ²)
X_f	渦電流による減少を考慮した主極コイルの $2fc/s$ に対するリアクタンス (Ω)
α	界磁率 (界磁分路率は $1-\alpha$)
β_f	主極脈動磁束の主極コイル電流からの遅れ角 (度)
β_i	補極脈動磁束の補極コイル電流からの遅れ角 (度)
γ	鉄心の導電率 (V/m)
δ	磁束の浸透の深さ (m)
ζ_f	主極脈動分磁束の残留率 (飽和および渦流による減少のない場合を 1 とする)
ζ_i	補極脈動分磁束の残留率 (飽和および渦流による減少のない場合を 1 とする)
θ_s	残留リアクタンス電圧 E_s の電動機電流からの遅れ角 (度)
θ_t	変圧器起電力 E_t の電動機電流からの遅れ角 (度)
μ	電動機電流の脈動率
μ_f	主極コイル電流の脈動率
μ_s	界磁分路電流の脈動率
$\mu_{\phi i}$	補極磁束の脈動率
ϕ	主極コイル電流の電動機電流からの遅れ角 (度)
ω	交番磁界の角速度 (脈動磁束の場合は $4\pi f$) (rad/s)



第 9 図 補極電流，磁束の説明図



第 10 図 脈流分のみに対するリアクタンス電圧説明図

3.1.1 リアクタンス電圧の補償

電機子電流の脈動分によるリアクタンス電圧は(2)式で与えられる。

$$E_r = E_d \cdot \frac{I_r}{I} = E_d \cdot \frac{\mu}{\sqrt{2}} \quad (2)$$

この値が 0.5(V) 程度以下の電動機では従来のソリッドヨークで十分な整流が得られるが、連続定格において MT 911, MT 200 とも 0.9(V) にもなるので、補極磁束の脈動分による速度起電力 E_ϕ によりこれを補償することが必要である。

以下、脈動分のみを取り出して残留リアクタンス電圧を検討する。補極磁束は電機子コイルに速度起電力を誘起させる補極空け部の磁束を意味するものとし、その残留率 ζ_i および電流からのおくれ角 β_i は磁気回路各部の飽和および渦電流のほか、電機子反作用の影響などを含めたものとする。

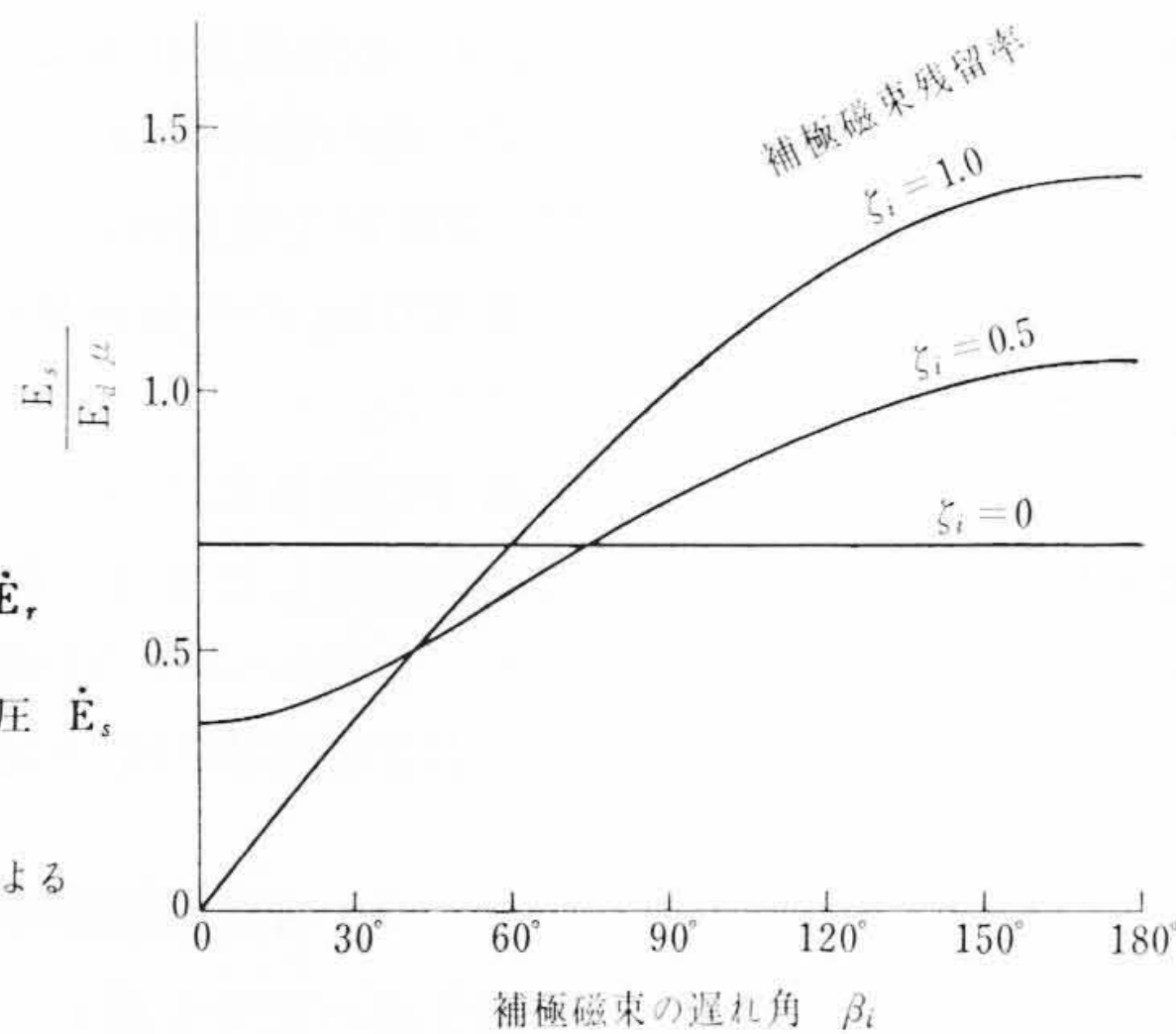
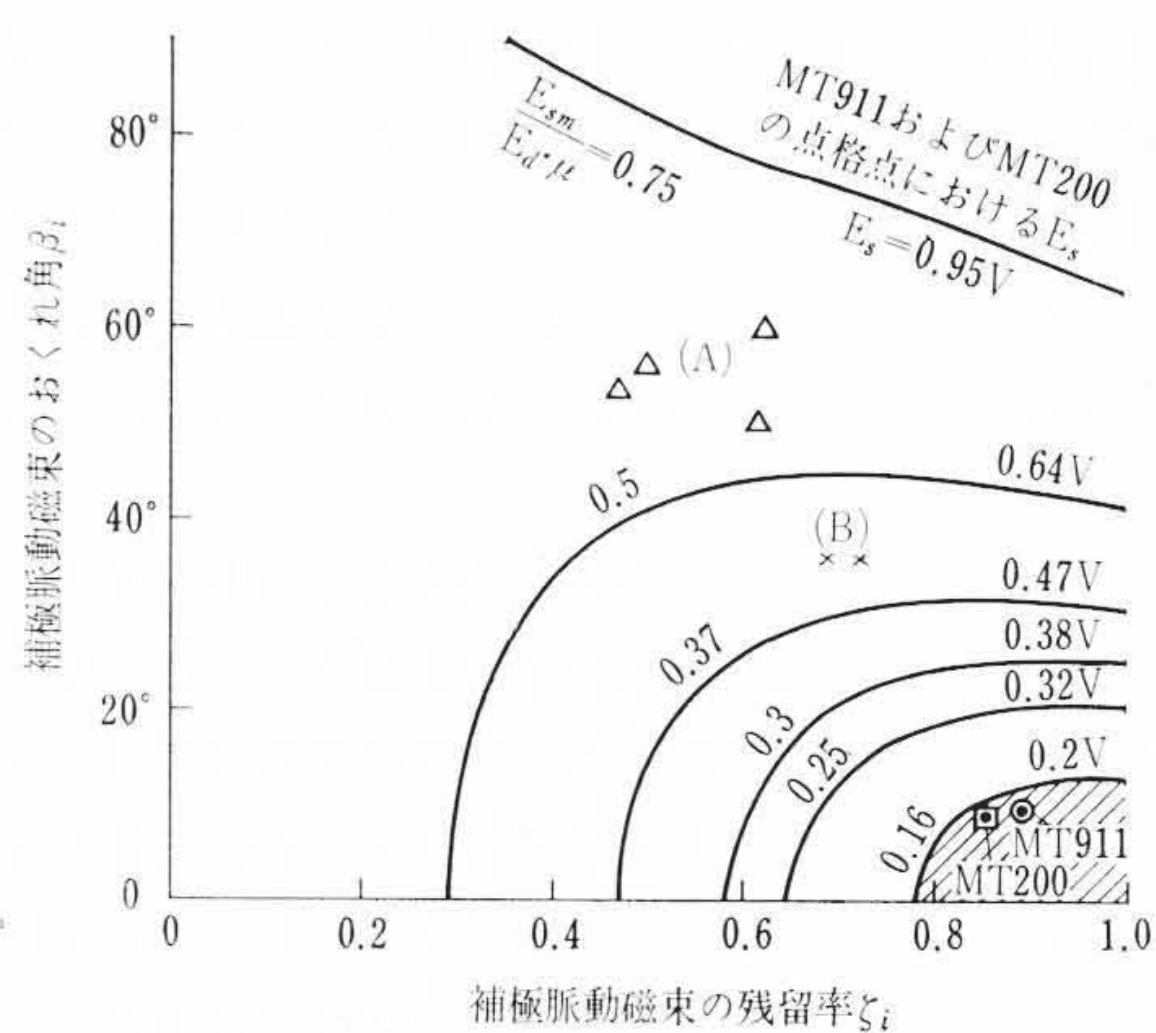
補極電流と磁束が第 9 図の関係にあるとき、リアクタンス電圧の補償は第 10 図のベクトル図のようになり、残留リアクタンス電圧 E_s は次式で与えられる。

$$E_s = \sqrt{E_r^2 + E_\phi^2 - 2 E_r E_\phi \cos \beta_i} \quad (3)$$

(3) 式に(2)式および(4)式を代入すると(5)式が得られる。

$$E_\phi = E_d \cdot \frac{\phi_{ir}}{\phi_i} = E_d \cdot \frac{\mu \phi_i}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

$$E_s = E_d \cdot \sqrt{\frac{\mu^2 + \mu \phi_i^2}{2} - \mu \cdot \mu \phi_i \cdot \cos \beta_i} \\ = E_d \cdot \mu \cdot \sqrt{\frac{1 + \zeta_i^2}{2} - \zeta_i \cos \beta_i} \quad (5)$$

第 11 図 β_i , ζ_i と $E_s/E_d \cdot \mu$ の関係第 12 図 ζ_i , β_i の許容限度曲線

(5) 式より β_i , ζ_i と $E_s/E_d \cdot \mu$ の関係を描くと第 11 図のようになり、 $E_d \cdot \mu$ の大きい場合には ζ_i を大きく、 β_i を小さくする必要のあることがわかる。また ζ_i の小さいソリッドヨークの場合には β_i の影響は少ないが、ヨークを積層した電動機では ζ_i が大きくなるので真鍮(しんちゅう)ライナなどを使用すると力率の悪い二次回路となって β_i を大きくし、ソリッドの場合より整流を悪くすることがこの図からも理解されよう。

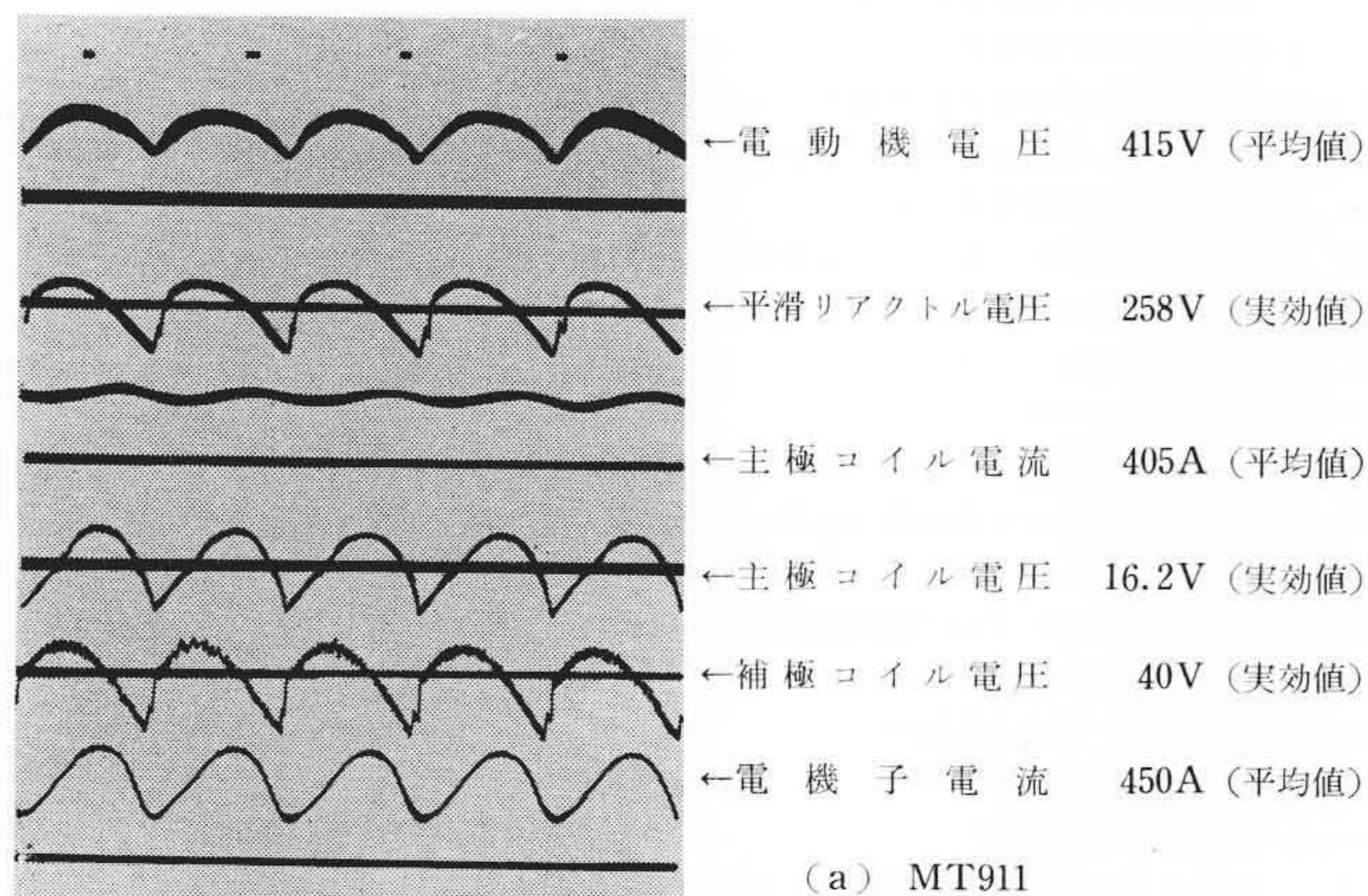
さらに検討を容易にするため、許容最大火花電圧 E_{sm} を与えて ζ_i , β_i の許容範囲を求めると、(5) 式より

$$\beta_i = \cos^{-1} \left[\frac{1}{\zeta_i} \left\{ \frac{1 + \zeta_i^2}{2} - \left(\frac{E_{sm}}{E_d \cdot \mu} \right)^2 \right\} \right] \quad (6)$$

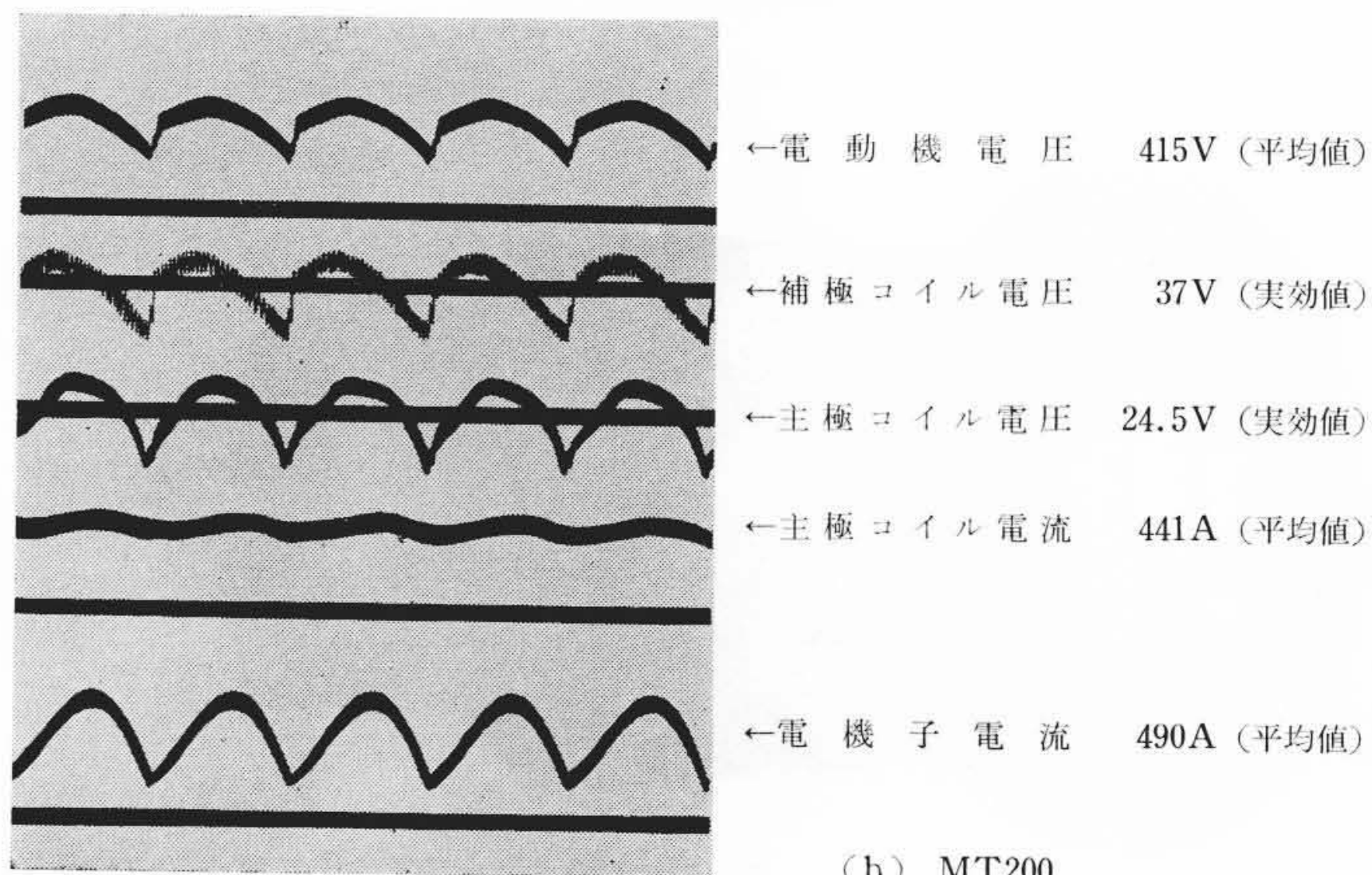
これより $(E_{sm}/E_d \cdot \mu)$ をパラメータとし、 ζ_i と β_i の関係を曲線に描くと第 12 図が得られる。 E_{sm} の値は後に述べるように変圧器起電力を考慮して決める必要がある。MT 911 の場合には図中の斜線の部分は E_s が 0.2(V) 以下となる範囲を示しており、 ζ_i および β_i がこの範囲に納まるよう計画した。

第 13 図は MT 911 および MT 200 の連続定格における各部の電圧、電流波形のオシログラムであるが、実測の結果、MT 911 では $\zeta_i = 0.9$, $\beta_i = 10^\circ$, $E_s = 0.16(V)$ が得られ、第 12 図に●印で示すように計画どおりの好結果が得られた(MT 200 についても同様に、図中□印で示す。この場合 $E_s = 0.18(V)$ 程度であるが、全運転範囲で比較すると MT 911 と同程度である)。

第 12 図の△印の A グループのデータは各種のソリッドヨークの主電動機の測定結果の例であって、脈流率が 25~30%, E_d が 1.4~1.8(V) であるため $\zeta_i \div 0.5$, $\beta_i \div 60^\circ$ 程度でも良好な整流が得られているが、脈流率 50% で運転することは整流上困難であることが予想され、試験した結果からも実証された。また×印の B グループのデータはヨークの一部および補極鉄心に新幹線用主電



(a) MT911



(b) MT200

第 13 図 連続定格運転時の電圧，電流波形

動機と同様の積層鉄心を使用しているが、比較のために2.2(3)で述べた対策を施さなかった100kW電動機の試験結果であって、補極磁束の遅れが大きく、十分な整流が得られなかった。

3.1.2 変圧器起電力の抑制と界磁分流率の決定

脈流運転時の整流で問題となるもう一つの大きい要素は主磁束の脈動により、ブラシで短絡されている電機子コイルに誘起する変圧器起電力で、(7)式で与えられる。

$$E_t = 8.88 f \cdot T_{\text{pel}} \cdot \phi_{fr} \times 10^{-8} \quad (7)$$

ここで ϕ_{fr} は主極磁気回路の渦流により減少し、主極電流より遅れることは補極の場合と同様である。主極磁束の残留率を ζ_f とすると

$$\phi_{fr} = \zeta_f \left(\phi_f \cdot \frac{I_{fr}}{I_f} \right) = \zeta_f \cdot \phi_f \cdot \mu_f \quad (8)$$

これを(7)式に入れると(9)式が得られる。

$$E_t = 8.88 f \cdot T_{\text{pel}} \cdot \zeta_f \cdot \phi_f \cdot \mu_f \times 10^{-8} \quad (9)$$

一般にソリッドヨークの主電動機では $\zeta_f = 0.1 \sim 0.3$ であるのに対し、ヨークに積層部を設けた新幹線用主電動機では $\zeta_f = 0.6$ 程度となり、脈流率も大きいので第4図に示すように主極コイルに純抵抗の分路をつけ、脈動分を十分に分流させることが必要である。

純抵抗分路のある場合、主極コイルおよび分流回路の脈流などは、 $R_f \ll X_f$ としてインピーダンスの R_f を無視すると(10)～(17)式が得られる。

分 流 抵 抗

$$R_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot r_f \quad (10)$$

界 磁 電 流

$$\text{平 均 値 } I_f = \alpha I = \frac{R_s}{r_f + R_s} \cdot \quad (11)$$

$$\text{脈動分実効値 } \frac{I_{fr}}{\sqrt{2}} \div \frac{\mu I}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R_s}{\sqrt{R_s^2 + X_f^2}} \quad (12)$$

$$\text{脈 流 率 } \mu_f = \frac{I_{fr}}{I_f} \div \mu \cdot \frac{r_f + R_s}{\sqrt{R_s^2 + X_f^2}} \quad (13)$$

分 路 電 流

$$\text{平 均 値 } I_s = (1-\alpha) I = \frac{r_f}{r_f + R_s} I \quad (14)$$

$$\text{脈動分実効値 } \frac{I_{sr}}{\sqrt{2}} \div \frac{\mu I}{\sqrt{2}} \cdot \frac{X_f}{\sqrt{R_s^2 + X_f^2}} \quad (15)$$

$$\text{脈流分脈流値 } \mu_s = \frac{I_{sr}}{I_s} \div \mu \cdot \frac{X_f}{r_f} \cdot \frac{r_f + R_s}{\sqrt{R_s^2 + X_f^2}} \quad (16)$$

分 流 抵 抗 損 失

$$\left(I_s^2 + \frac{I_{sr}^2}{2} \right) R_s \div I^2 R_s \left\{ (1-\alpha)^2 + \frac{\mu^2 \cdot X_f^2}{2(R_s^2 + X_f^2)} \right\} \quad (17)$$

(17)式の第1項は直流分、第2項は脈動分による損失を意味するが、分流率を小さく (R_s を大きく) すると脈動分損失が著しく大きくなり、分流抵抗の容量を大きくする必要のあることに注意を要する。

(9)式に(13)式を入れると(18)式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} E_t &= C \cdot \frac{r_f + R_s}{\sqrt{R_s^2 + X_f^2}} \\ C &= 8.88 f \cdot T_{\text{pel}} \cdot \zeta_f \cdot \phi_f \cdot \mu \times 10^{-8} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

C は分流抵抗のない場合の変圧器起電力を意味する。

ここで E_t の許容限度を E_{tm} とすると、 $r_f \ll R_s$ の場合は(18)式を変形して分流抵抗の最大許容値あるいは分流率の最小限度を(19)および(20)式から算定できる。

$$R_s = \frac{E_{tm} \cdot X_f}{\sqrt{C^2 - E_{tm}^2}} \quad (19)$$

$$(1-\alpha) = \frac{r_f}{r_f + R_s} \quad (20)$$

これらの計算においては主極コイルの $2f$ c/s に対するリアクタンス X_f は渦流および飽和を考慮しないで計算したリアクタンスに ζ_f を乗じた値を使用することに注意を要する。また E_{tm} は前記の残留リアクタンス電圧、直流運転時の無火花帯、火花の許容限度などを考慮して決定し、分流率は過渡時の整流、温度上昇、分流抵抗器の容量などを検討して決定する。一般にソリッドヨークの主電動機では分流率 $2 \sim 5\%$ が適当であるが、ヨークに積層部を設けた主電動機ではこの最適値が $5 \sim 15\%$ となる。

MT 911 の場合は合成火花電圧を 0.3 (V) 程度に押えるため、 E_{tm} を 0.2 (V) として計画した。

$$f = 60 \text{ c/s}, T_{\text{pel}} = 1, \zeta_f \div 0.6, \phi_f = 3.25 \times 10^6 \text{ (Maxwell)}$$

$$\mu = 0.5, r_f = 0.011 (\Omega), X_f = 2\pi \times 120 \times 0.0055 \times 0.6 = 2.5 (\Omega)$$

$$E_{tm} = 0.2 \text{ (V)}$$

を上記の式に入れて計算すると

(18)式より

$$C = 8.88 \times 60 \times 1 \times 0.6 \times 3.25 \times 10^6 \times 0.5 \times 10^{-8} = 5.2$$

(19)式より

$$R_s = \frac{0.2 \times 2.5}{\sqrt{5.2^2 - 0.2^2}} = 0.096 (\Omega)$$

(20)式より

$$(1-\alpha) = \frac{0.011}{0.011 + 0.096} = 0.10$$

これより分流率を 10% に決定した。MT 200 についても同様である。

3.1.3 合成火花電圧

脈流運転時に脈動分によってブラシに現われる火花電圧 E_{sp} は前記の残留リアクタンス電圧 $\dot{E}_s$ と変圧器起電力 $\dot{E}_t$ のベクトル和であり、(21)式によって与えられる。

$$\dot{E}_{sp} = (\dot{E}_r + \dot{E}_\phi) + \dot{E}_t = \dot{E}_s + \dot{E}_t \quad (21)$$

電機子電流の脈動分 I_r を基準ベクトルにとり、 $\dot{E}_s$ および $\dot{E}_t$ の遅れ角をそれぞれ θ_s, θ_t とすると、火花電圧のベクトル図は第14図のようになり、(22)～(24)式から合成火花電圧を計算することができる。

$$E_{sp} = \sqrt{E_s^2 + E_t^2 + 2 E_s E_t \cos(\theta_s - \theta_t)} \quad (22)$$

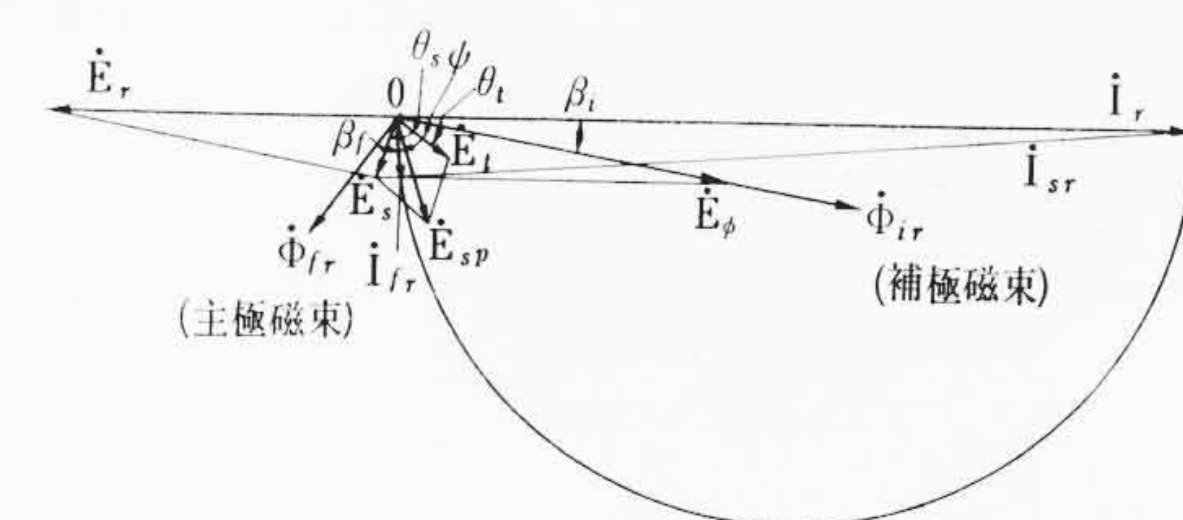
ここに θ_s は第10図より

$$\theta_s = \beta_i + \sin^{-1} \left(\frac{E_r}{E_s} \cdot \sin \beta_i \right) \quad (23)$$

$$\theta_t = \beta_i + \sin^{-1} \left(\frac{\mu E_d}{\sqrt{2} E_s} \cdot \sin \beta_i \right) \quad (24)$$

また主極電流の電機子電流からの遅れ角を γ 、主極磁束の主極電流からの遅れ角を β_f とすると、第14図および(12)式より

$$\begin{aligned} \theta_t &= \beta_f + \phi - 90^\circ \\ &\div \beta_f + \cos^{-1} \frac{R_s}{\sqrt{R_s^2 + X_f^2}} - 90^\circ \quad (25) \end{aligned}$$



第14図 火花電圧ベクトル図

一般に直流で運転して補極コイルに他の直流電源によって $\pm I_i$ だけ添加したとき許容限度の整流となるような電動機では E_{sp} の値を(26)式の値以下になるよう計画すれば、脈流運転時の火花程度を限度内に納めることができる。

$$E_{sp} = Ed \cdot \frac{AI_i}{I} \cdot \frac{AT_i}{AT_i - AT_a} \quad (26)$$

MT 911 についての計算例を示すと、直流運転の場合の無火花整流帯の幅は6% ($AI_i/I=0.03$)、 $Ed=2.54$ (V)、 $AT_i/AT_a=1.33$ と算定され、(26)式より

$$E_{sp} = 2.54 \times 0.03 \times \frac{1}{1.33-1} = 0.31 \quad (\text{V})$$

が無火花整流の限度と予想された。一方、(22)～(25)式により合成火花電圧を計算すると次のようになる。

(5)式に $Ed=2.54$ (V)、 $\mu=0.5$ 、 $\zeta_i=0.9$ 、 $\beta_i=10^\circ$ を代入して

$$E_s = 2.54 \times 0.5 \sqrt{\frac{1+0.9^2}{2} - 0.9 \cos 10^\circ} = 0.16 \quad (\text{V})$$

3.1.2 で示したように分流量10%のとき

$$E_i = 0.2 \quad (\text{V})$$

(24)式より

$$\theta_s = 10^\circ + \sin^{-1} \left(\frac{0.5 \times 2.54}{\sqrt{2} \times 0.16} \times \sin 10^\circ \right) = 100^\circ$$

(25)式に $\beta_f=40^\circ$ 、 $R_s=0.096$ (Ω)、 $X_f=2.5$ (Ω)を代入して

$$\theta_i = 40^\circ + \cos^{-1} \frac{0.096}{\sqrt{0.096^2 + 2.5^2}} - 90^\circ = 42^\circ$$

これらを(22)式に入れると

$$E_{sp} = \sqrt{0.16^2 + 0.2^2 + 2 \times 0.16 \times 0.2 \times \cos(100^\circ - 42^\circ)} = 0.31 \quad (\text{V})$$

これにより定格状態が無火花整流の限度と予想された。試験の結果、直流運転での無火花帯の幅は定格で6%程度あり、脈流率50%の整流試験においてほぼ無火花整流が得られ、上記の計算式が試験結果とよく合致することが確かめられた。

3.1.4 過渡時の整流

運転範囲の種々の条件で電力中断試験を行なった結果、きわめて良好な整流の得られることが確認された。第15図(a)は90%電圧、定格電流で運転中電源を遮断し、約2秒後に130%の電圧を印加した試験のオシログラムの例である。また第15図(b)は純抵抗で主極を50%界磁とし、運転中電力中断を行なった試験のオシログラムで、最高回転速度3,400 rpmで運転中定格電流の4.6倍に達する突入電流が流れるというきびしい試験条件にも耐えることが実証された。これらはMT 911の例であるが、MT 200の場合も同様であって、第15図(c)に現車の電源インバーダンスに近い試験電源での電力中断試験の一例を示す。

3.2 脈流運転時の温度上昇

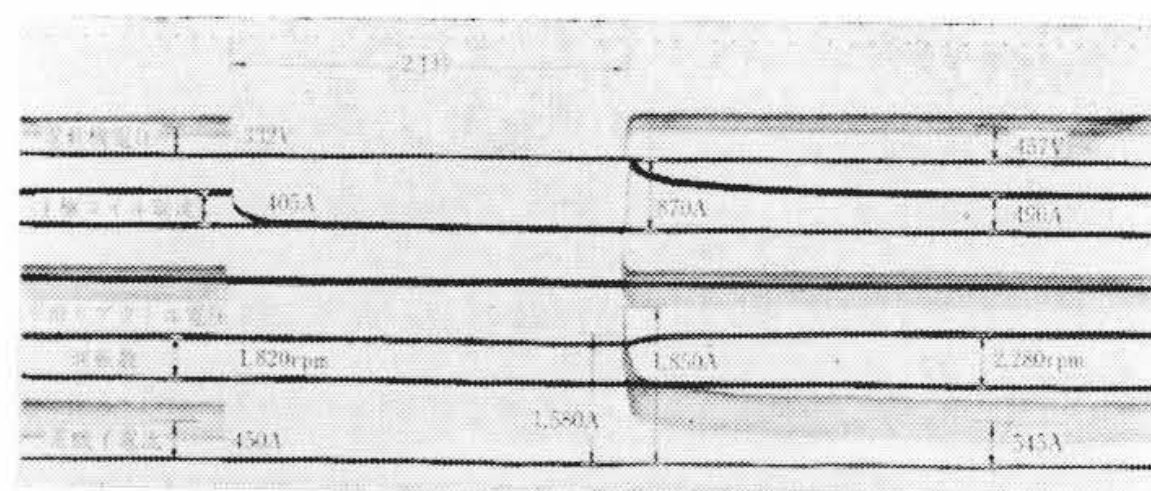
電動機を脈流で運転すると次のような損失増加により、直流運転に比べて温度上昇が高くなる。

- (1) 電流の脈動分による銅損の増大
- (2) 脈動分の表皮効果による損失
- (3) 磁気回路中の渦電流損およびヒステリシス損
- (4) 電機子反作用の脈動分により磁極片に生ずる鉄損などの漂遊損の増大

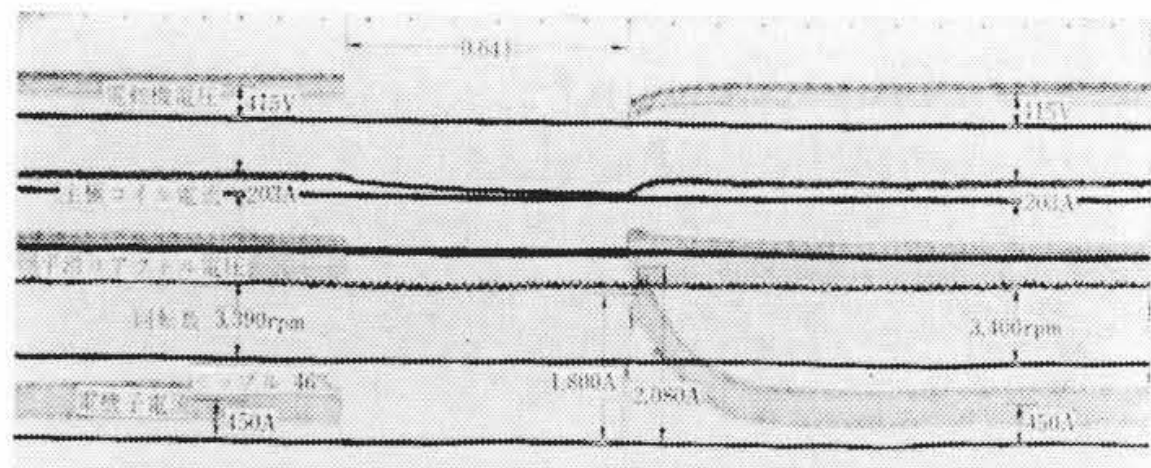
3.2.1 銅損の増大

脈流運転時の銅損は直流の場合に比して(27)式の比で増大する。

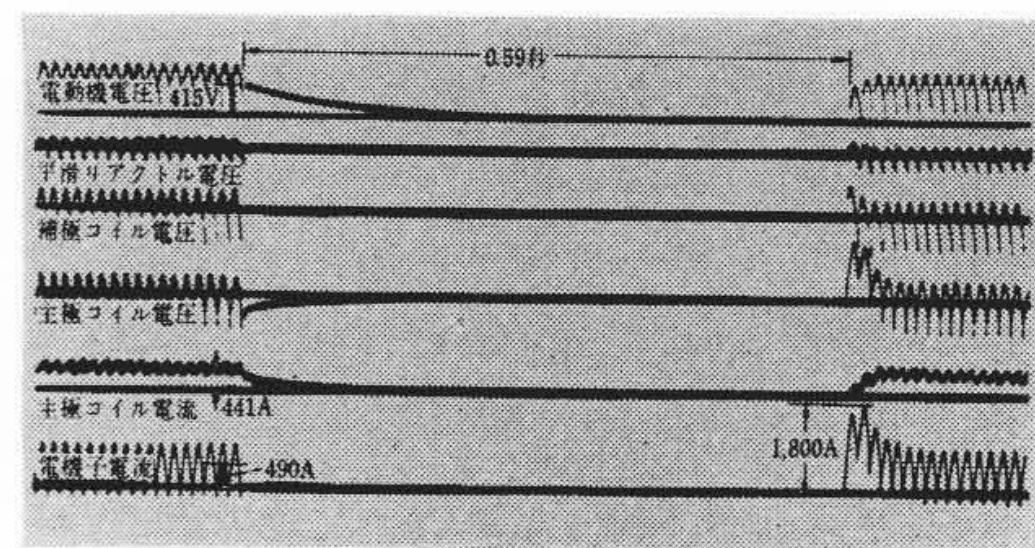
$$\frac{I^2 + \left(\frac{I_r}{\sqrt{2}} \right)^2}{I^2} = 1 + \frac{1}{2} \mu^2 \quad (27)$$



(a) MT911形、主電動機電圧急昇試験

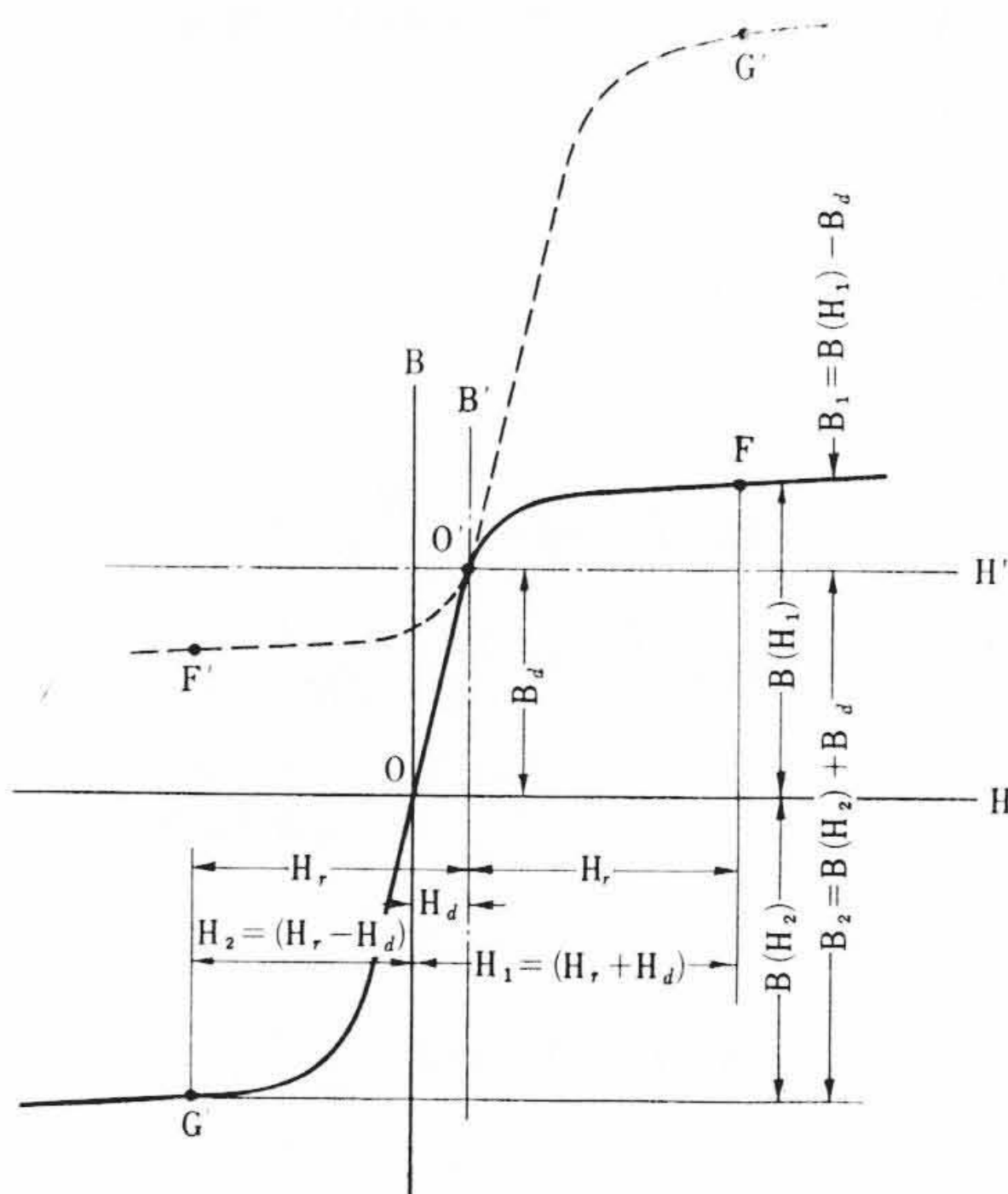


(b) MT911形、主電動機電力中断試験(純抵抗による50%F)



(c) MT200形、主電動機電力中断試験

第15図 主電動機電圧急昇、電力中断試験オシログラム



第16図 脈動磁界中の鉄心の磁化曲線

すなわち、脈流率30%の場合4.5%の増大であるが、脈流率50%では12.5%増大することになる。しかし電機子の場合には直流運転の場合でも交流であるため脈流の影響は比較的少ない。温度上昇の計算ではこのほか、3.2(2)の表皮効果を考慮して検討する。

3.2.2 磁気回路中の渦流による損失

脈流電動機のヨークおよび磁極中に発生する損失は従来あまり解析されていないが、次のような方法によりほぼ実測データに合う結果が得られた。

脈流で励磁されるコイルに近接している鉄の表面における脈動磁束の変化は第16図のようになるとする。直流分起磁力 H_d に相当する鉄心の磁化曲線上の点 O' に座標の原点を移して考えると、鉄心表面における磁束密度は各半サイクルごとに($O'-F-O'$)、($O'-G-O'$)の変化を繰り返すことになる。そこで脈流の場合の渦電流損を($O'-F-O'-F'-O'$)および($O'-G-O'-G'-O'$)の2種の交流磁界中の渦電流損の和の1/2として計算することができる。

交流磁界の中にある鉄心に発生する渦電流損は Mr. Agarwal によれば MKS 単位を用いて次のようにして計算される⁽³⁾。

磁束の浸透する深さ δ は

$$\delta = \left(\frac{8 H_m}{3 \omega \gamma B_m} \right)^{\frac{1}{2}} \quad \dots\dots\dots (28)$$

鉄板の厚さが $2d$ のとき、 $d/\delta \leq 1$ の場合は磁束が完全に浸透する。この場合の1枚の鉄板の単位面積あたりの損失 W_l は(29)式で与えられる。

$$W_l = \frac{8}{3\pi} \cdot \frac{H_m^2}{\gamma \delta} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{d^2}{\delta^2} \right)^{\frac{3}{2}} \right\} \quad \dots\dots\dots (29)$$

また $d/\delta > 1$ のソリッド鉄心においては磁束は鉄板の中心部までは浸透せず、単位表面積あたりの損失 W_s は(30)式で与えられる。

$$W_s = \frac{8}{3\pi} \cdot \sqrt{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{\omega}{2\gamma} \cdot \frac{B_m}{H_m} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot H_m^2 \quad \dots\dots\dots (30)$$

さて、脈動磁界を置き直した2種の交流磁界の H_m , B_m の値は第16図から明らかなように、それぞれ $[H_r, B_1 = B(H_1) - Bd]$ および $[H_r, B_2 = B(H_2) + Bd]$ であるから、(28)～(30)式より脈動磁界中の鉄損の計算式として(31)～(33)式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \delta_1 &= \left(\frac{8 H_r}{3 \omega r B_1} \right)^{\frac{1}{2}} \\ \delta_2 &= \left(\frac{8 H_r}{3 \omega r B_2} \right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (31)$$

$d \leq \delta_1$, δ_2 の鉄板中の損失は

$$W_{rl} = \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{H_r^2}{\gamma} \left[\frac{1}{\delta_1} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{d^2}{\delta_1^2} \right)^{\frac{3}{2}} \right\} + \frac{1}{\delta_2} \left\{ 1 - \left(1 - \frac{d^2}{\delta_2^2} \right)^{\frac{3}{2}} \right\} \right] \quad \dots\dots\dots (32)$$

ソリッド鉄心の場合、あるいは積層鉄心の中に $d > \delta_1$, δ_2 のソリッド部がある場合、これらの部分に発生する損失は

$$W_{rs} = \frac{1}{\pi} \left(\frac{2 \omega}{3 \gamma} \cdot H_r^3 \right)^{\frac{1}{2}} \cdot (B_1^{\frac{1}{2}} + B_2^{\frac{1}{2}}) \quad \dots\dots\dots (33)$$

以上は渦電流損の計算式であるが、ヒステリシス損は渦電流損に比して著しく小さいので省略してよい。

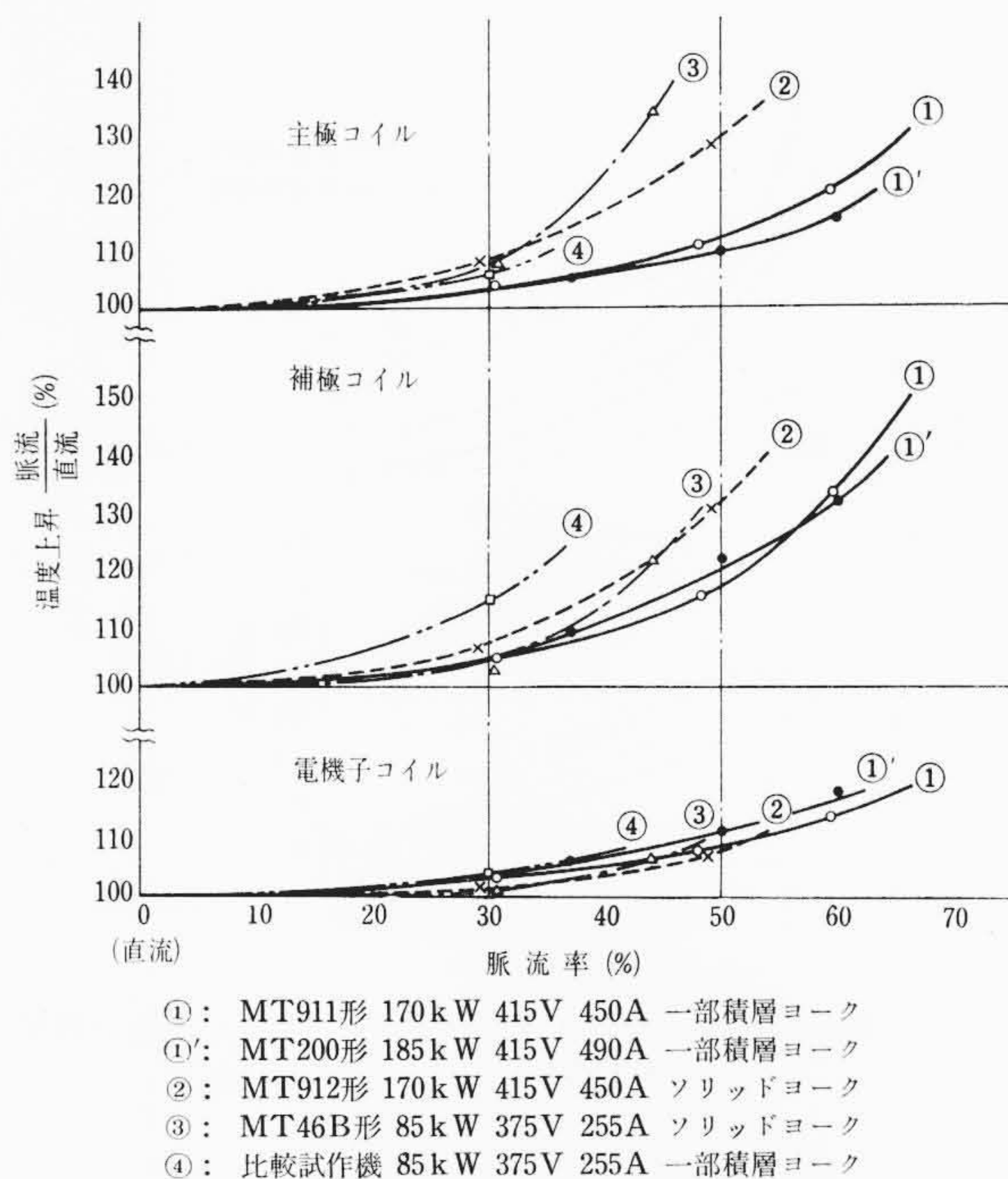
3.2.3 脈流率と温度上昇の関係

種々の脈流電動機について脈流率を変えて連続運転した試験結果を第17図に示す。図中の①はMT911, ①'はMT200の試験結果である。②③はソリッドヨークの主電動機の例, ④はMT911, 200と同様ヨークの一部を積層しているが、2.2で述べた短絡回路をなくす対策を施さないものを比較のために試験した結果である。電機子コイルの温度上昇はいずれも同程度で、脈流の影響は比較的少ないが、固定子コイル、特に補極コイルでは脈流率が30%以上になると②, ③, ④の場合急激に温度上昇が増大するのに対し上記脈流対策を施したMT911およびMT200の場合、脈流率50%程度まで温度上昇の増大が押えられている。

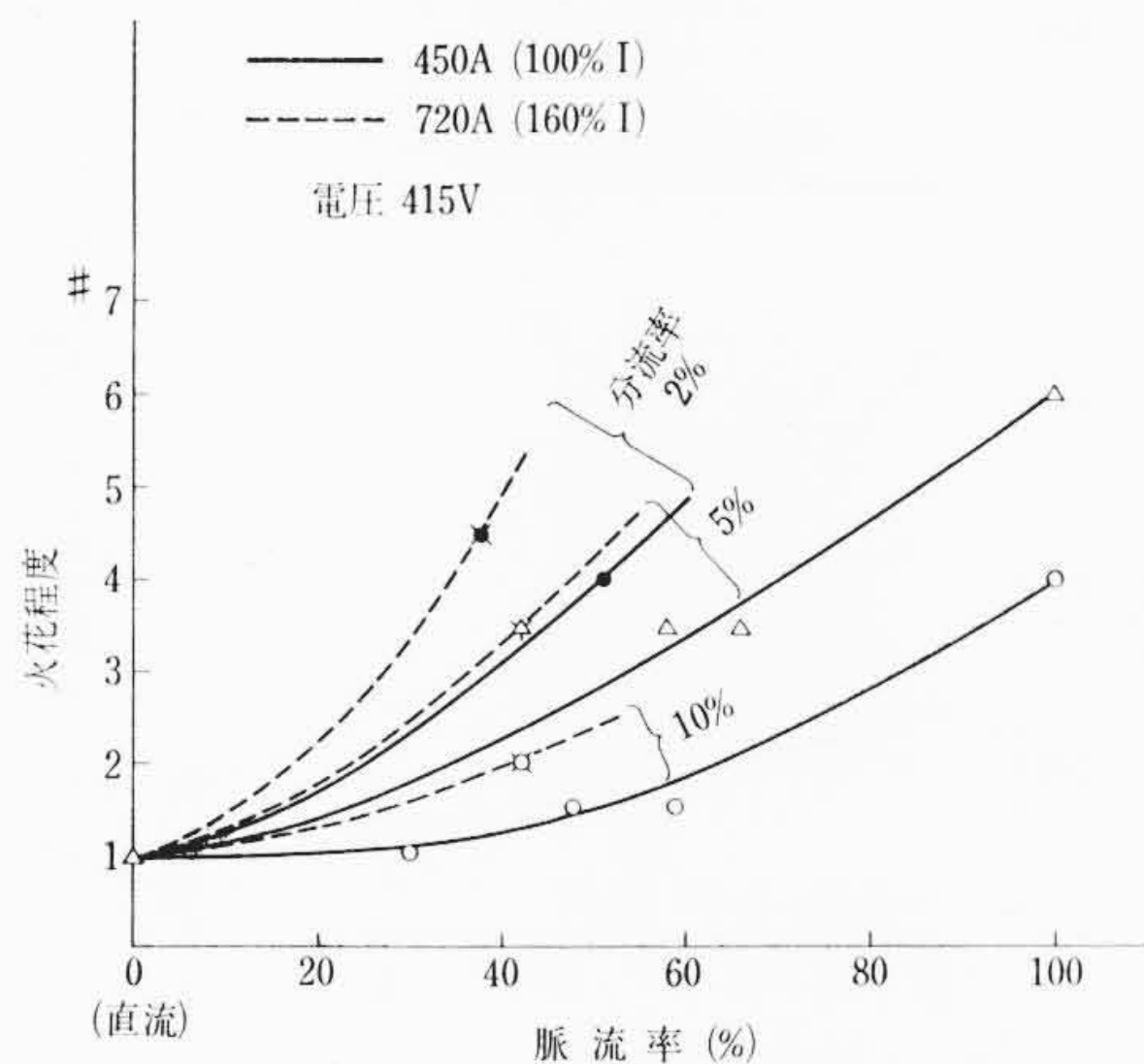
これからわかるように、脈流率30%程度までは一般に温度上昇の点からもソリッドヨークで十分であり、ソリッドヨークにより補極磁束の脈動分が減少し、積層補極鉄心中の渦電流損が少ないので補極コイルの温度上昇が押えられるが、脈流率が50%程度になると、整流のみでなく、温度上昇の点からもヨークに積層部を設ける方が有利となる。しかしこの場合に2.2で述べた対策を行わなければ、磁束の脈動率が大きいので④のように異常に温度上昇が高くなることに注意を要する。

3.3 最適脈流率および界磁分流率

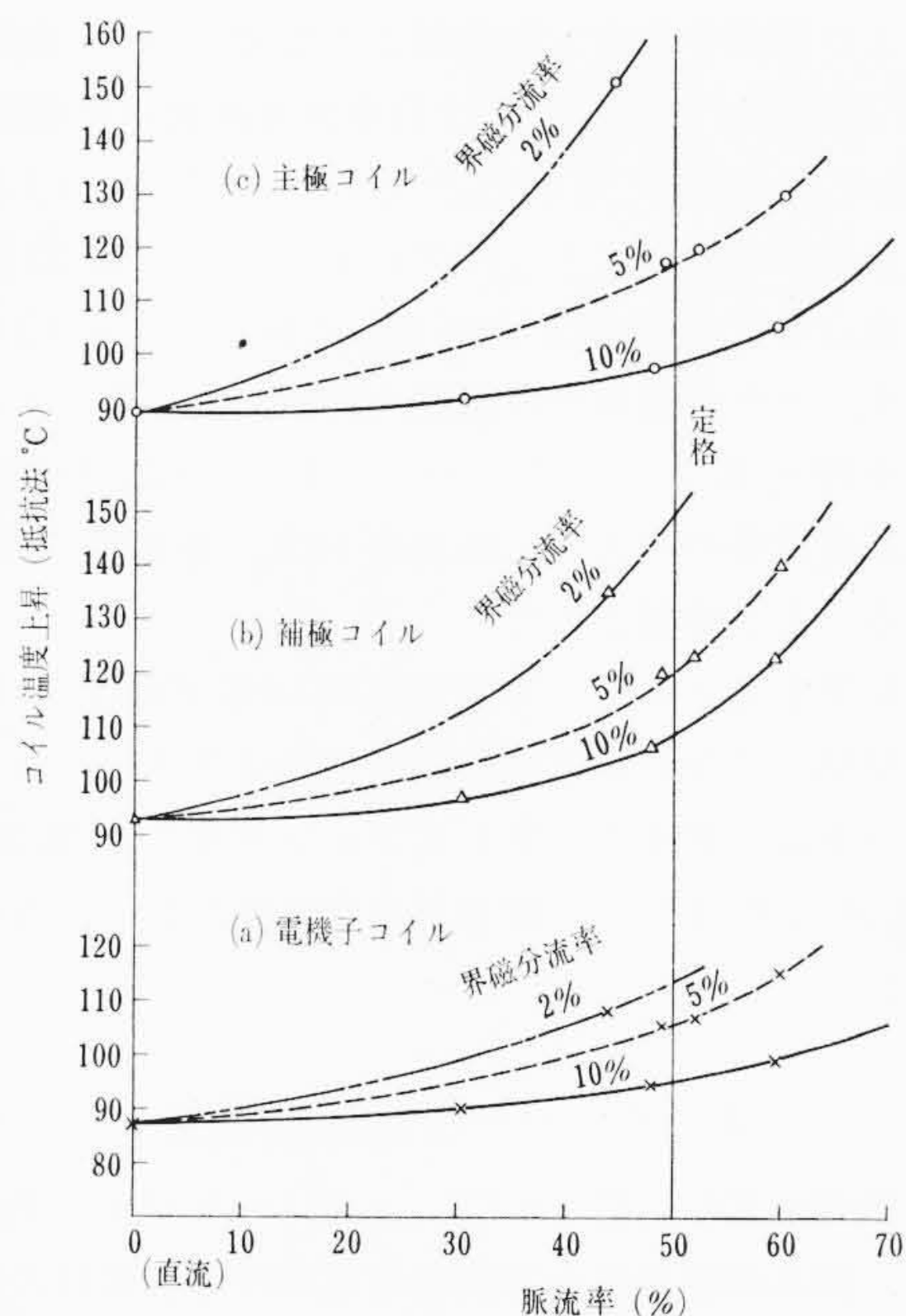
MT911において整流および温度上昇の検討により脈流率50%, 界磁分流率10%と決定されたが、電気品の軽量化、電力中断時の突入電流などの点からこれらの関係を試験により確認した。



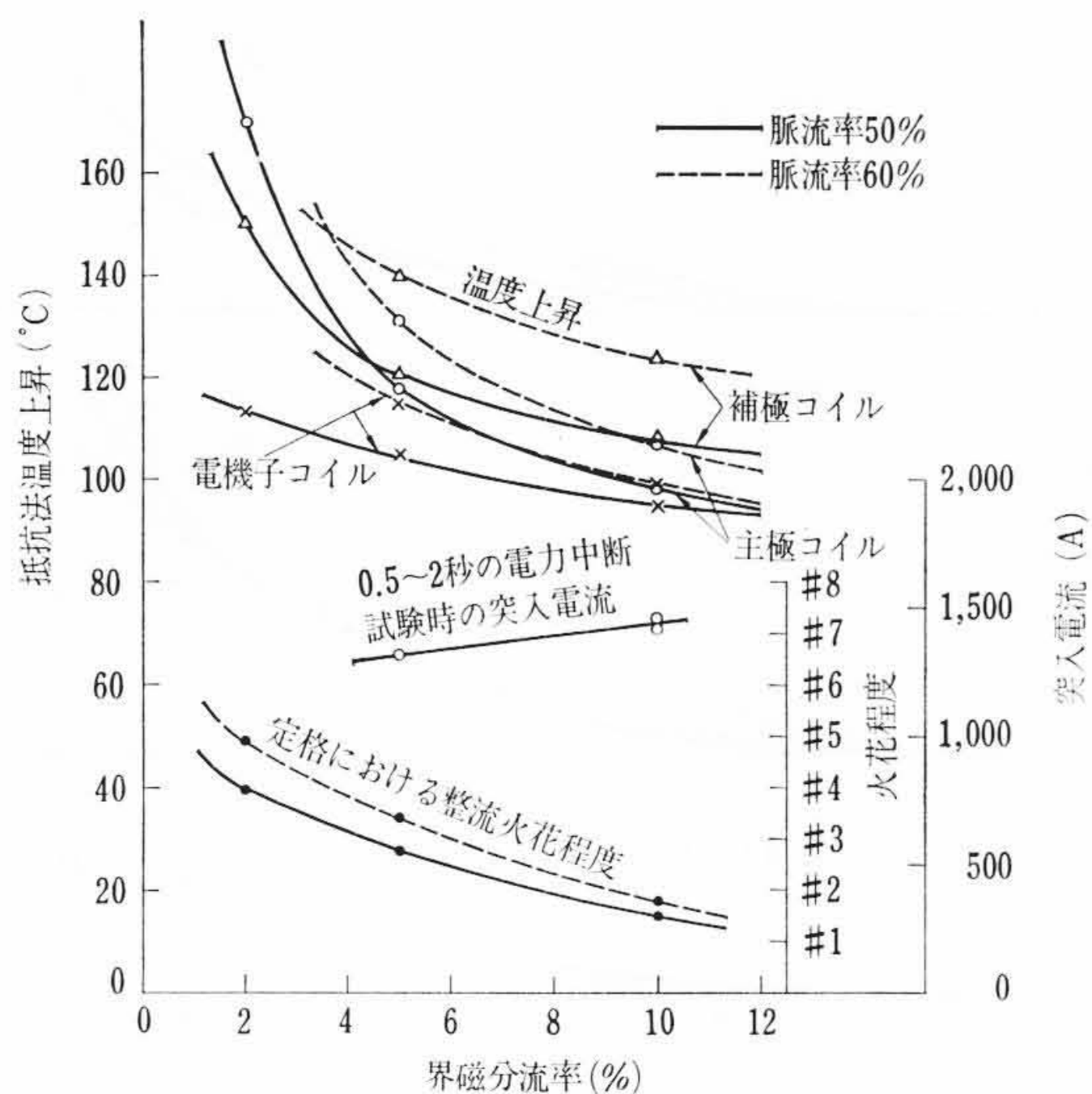
第17図 電車で各種主電動機の脈流率と温度上昇の関係 (連続定格温度上昇試験結果)



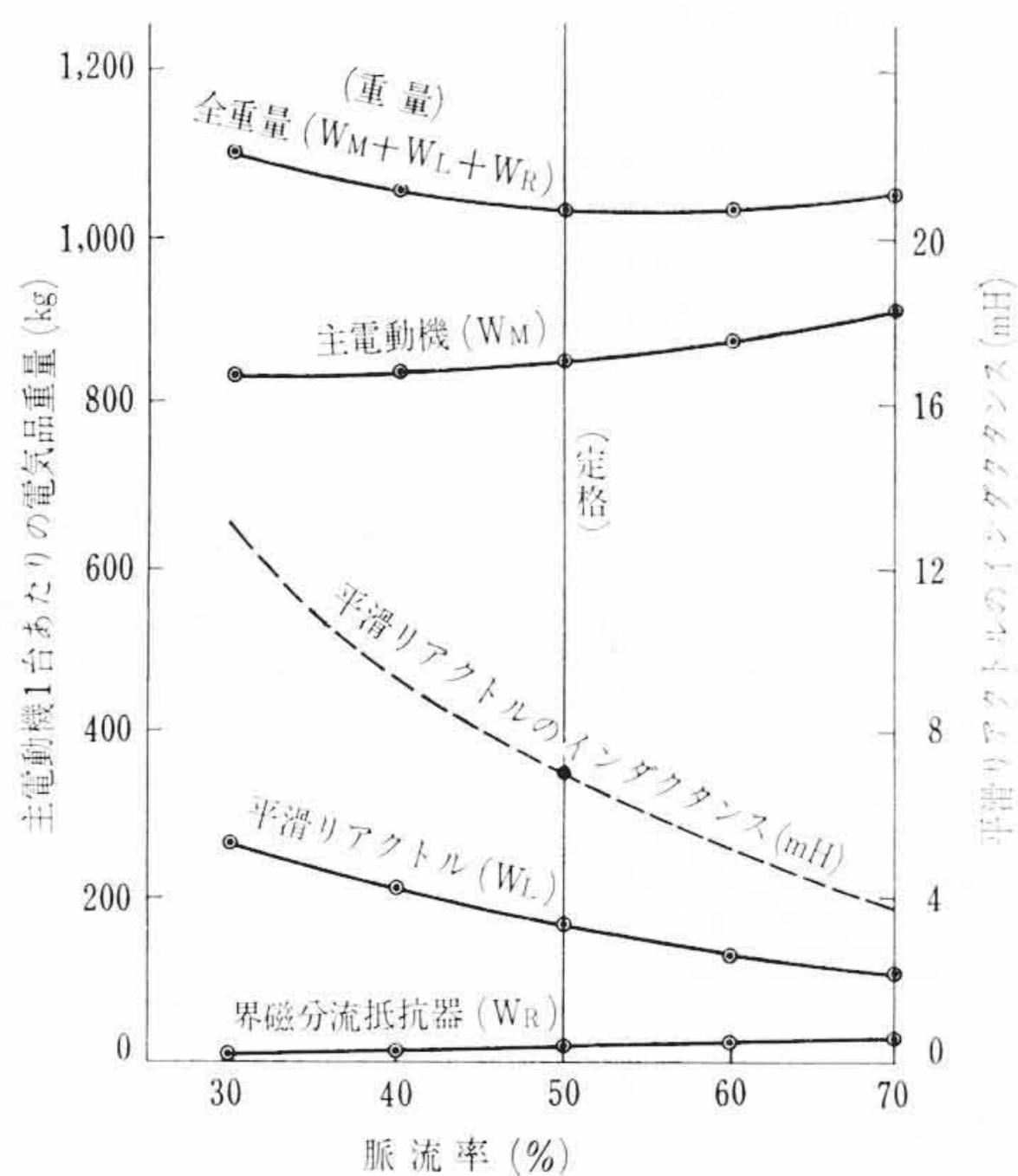
第18図 脈流率、界磁分流率と整流の関係 (MT911形主電動機)



第19図 脈流率、界磁分流率と定格温度上昇の関係 (MT911形主電動機連続定格 170kW 415V 450A)



第 20 図 界磁分流率と温度上昇，整流および突入電流の関係 (MT911形主電動機)



第 21 図 脈流率と電気品重量の関係 (試作電車)

脈流率および界磁分流率と整流および温度上昇の関係を第 18 図および第 19 図に示す。火花号数は日本国有鉄道の仕様書 SE 6 により、#1 が無火花を意味している。これらのデータおよび電力中断試験結果を分流率を横軸にとってプロットすると第 20 図が得られる。突入電流は分流率を 10% から 5% に減らしても 10~20% 減少するに過ぎず、また量産車では再投入時に抵抗をそう入して電源機器への影響を押えることになった。これらの図より明らかなように、整流、温度上昇の両方から脈流率 50%、分流率 10% という値が適当であることが確認された。

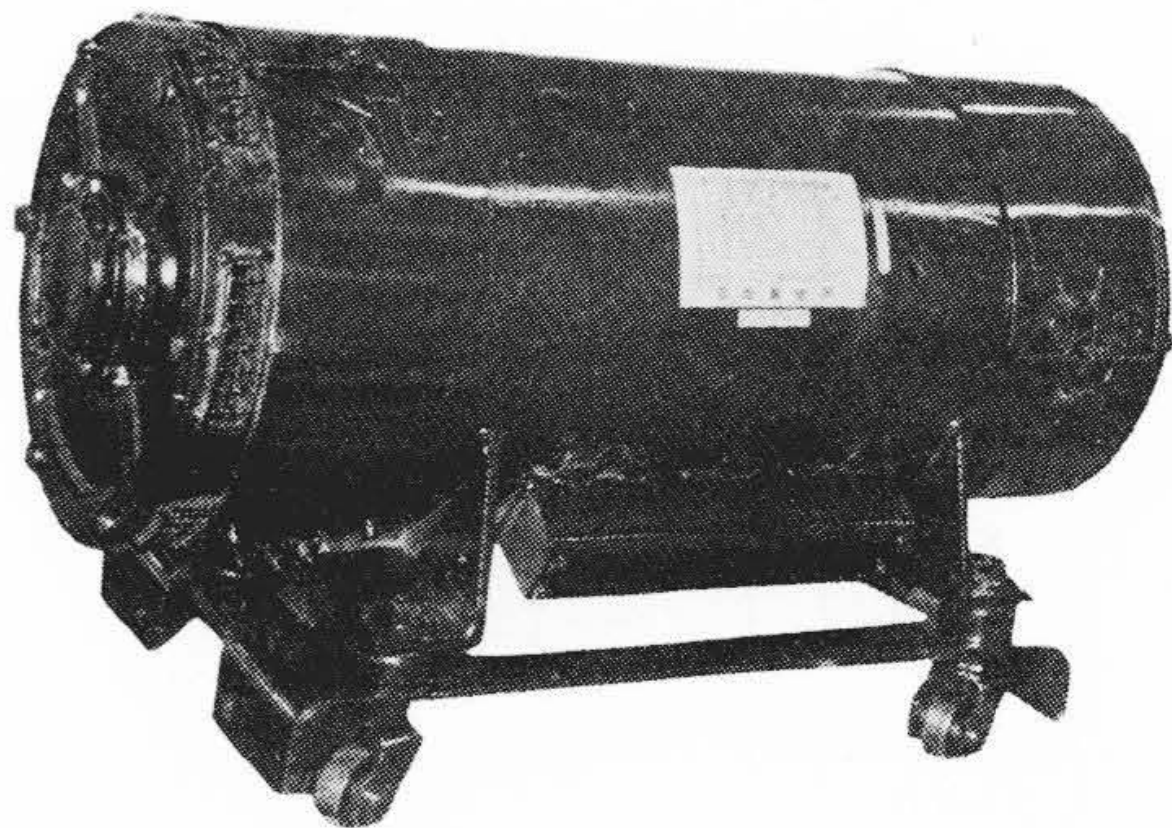
また試験結果をもとにして界磁分流率 10% の場合、脈流率に関係のある電気品、すなわち主電動機、平滑リアクトルおよび界磁分流抵抗器の全重量を脈流率に対してプロットすると第 21 図が得られ、脈流率 50% 程度のとき電気品の全重量が最小となることが明らかとなった。

4. インバータ電動発電機

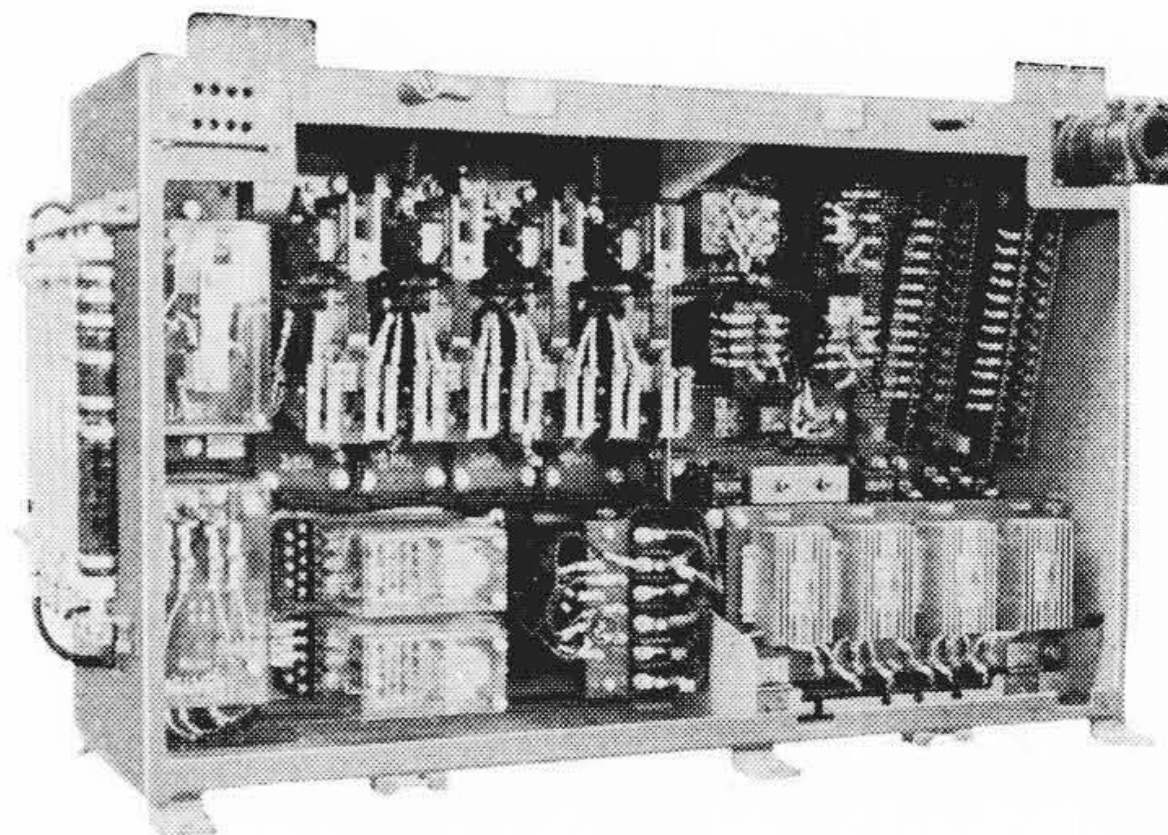
本機は自動列車運転装置 (ATC)、ブレーキパタン発生装置、滑走検知装置、列車無線装置など新幹線電車の神経系統の無停電電源として、直流 100V より単相交流 60 c/s, 100V を得る回転機形インバータであって、広範囲の入力電圧ならびに負荷の変動に対して

第 4 表 インバータ M-G (量産形) の仕様

国 鉄 形 式 絶 縁 種 別	MH118-DM73 開放自己通風形 E 種	
	電 動 機	発 電 機
方 式	直巻, 他励, 補極付	回転電機子式
極 数	2	2
相 数, 周 波 数	—	1φ, 60 c/s
連 続 定 格 容 量	入 力 5.5 kW	出 力 3.5 kVA
電 圧	直 流 100V	交 流 100V
電 流	55A	35A
回 転 数	3,600 rpm	3,600 rpm
力 率	—	おくれ 0.9
最 大 負 荷	入 力 7.5 kW	出 力 5.0 kVA



第 22 図 MH118-DM73 形 3.5kVA インバータ M-G 外観



第 23 図 調 整 装 置 外 観

出力電圧、周波数の変動が少なく、安定で信頼度の高いことが要求される。このような目的に適した電動発電機として、各種用途に好評を博しているトランジスタ式が採用された。

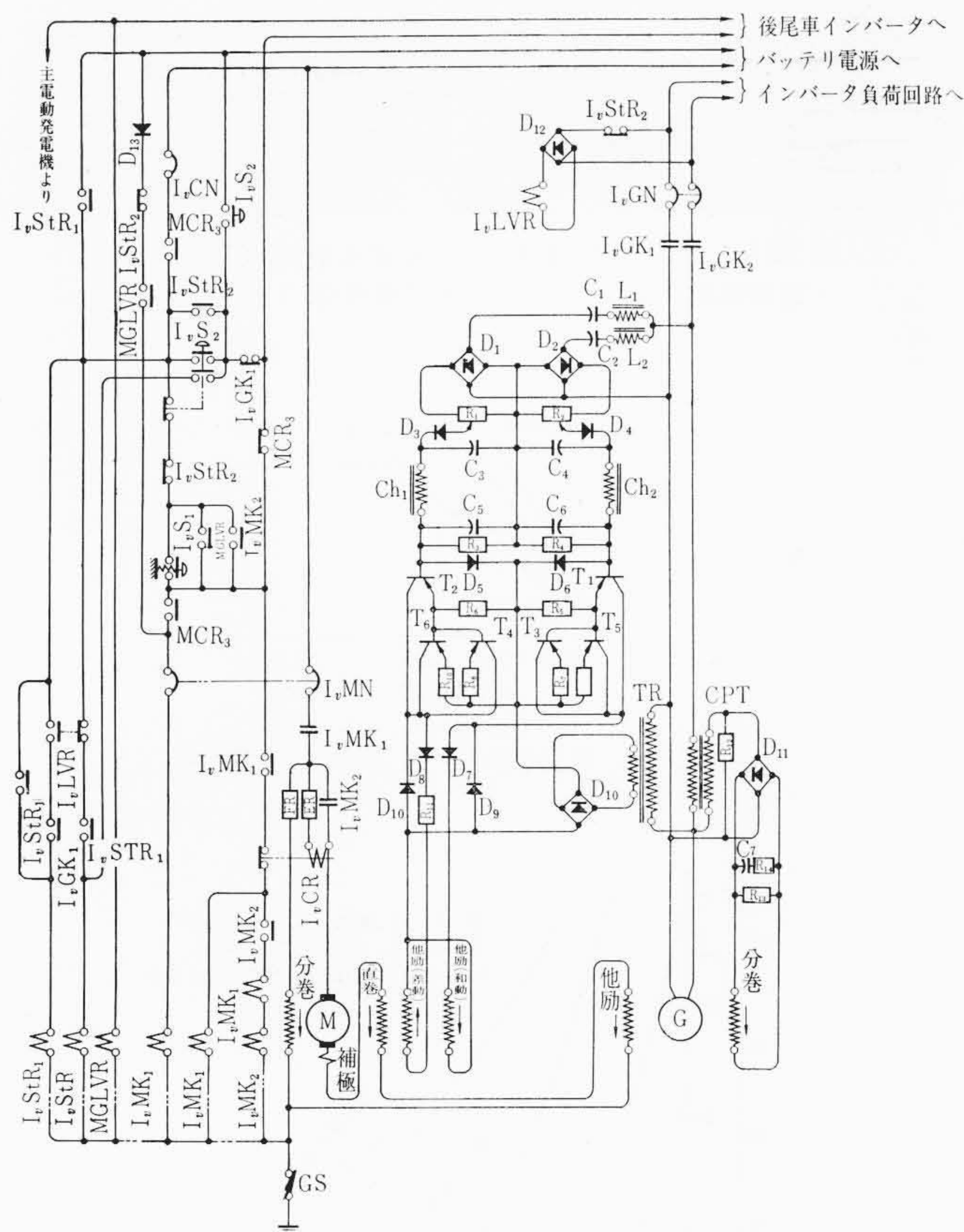
4.1 仕様および特性

量産車用 3.5 kVA 電動発電機 (以下 M-G と略す) の仕様を第 4 表に、本体および調整装置の外観を第 22 図および第 23 図に、結線図を第 24 図に示す。

特性としては、1~5 kVA、力率 80~90% の負荷変動および 70~110V の入力電圧変動に対し、出力電圧を 100V ±5%、周波数を 60 c/s ±5% に納めるよう設計されている。また蓄電池のみにより起動する場合、入力電圧が 50V まで低下しても起動できるものとしてある。

このように入力電圧および負荷変動範囲の大きいことは M-G にとって後述するようにきわめて過酷な条件であるが、トランジスタの高速度性、高増幅作用、小形軽量などにより、また各要素の合理的な検討により、本体 300 kg (移動用わく車 20 kg を含む)、調整装置 150 kg という軽量小形で良好な特性をもつ装置 (第 25 図) が得られた。

また保守が簡単で信頼度の高い装置とするよう各部に慎重な考慮が払われており、回転子のバインドには第 26 図に示すようにポリエステル・ガラスバンドを採用している。



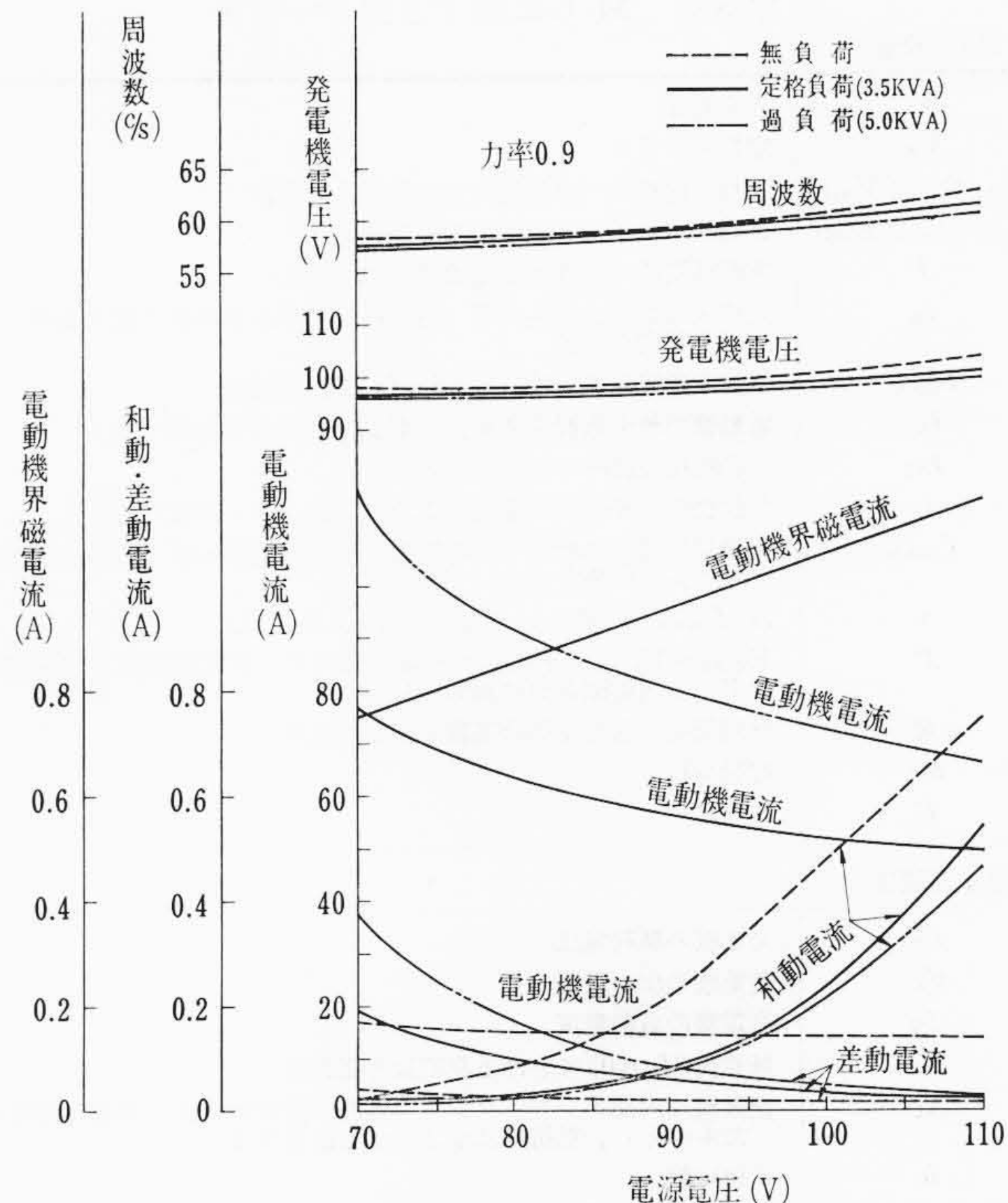
- | | |
|-----------------------------|------------------------------|
| C ₁ ~7: コンデンサ | IvMN: 配線用遮断器 |
| Ch ₁ ~2: チョークコイル | IvS ₁ ~2: スイッチ |
| CPT: 電圧電圧変成器 | IvStR ₁ ~2: 補助継電器 |
| D ₁ ~13: 整流器 | L ₁ ~2: 共振リアクトル |
| FR: 界磁抵抗器 | M: 電動機 |
| G: 交流発電機 | MGLVR: 交流電圧継電器 |
| IvCN: 配線用遮断器 | MCR ₃ : 補助継電器 |
| IvCR: 電流継電器 | R ₁ ~14: 補助抵抗器 |
| IvGK ₁ ~2: 電磁接触器 | SR: 直列抵抗器 |
| IvGN: 配線用遮断器 | T ₁ ~6: トランジスタ |
| IvLVR: 電圧継電器 | TR: 変圧器 |
| IvMK ₁ ~2: 電磁接触器 | |

第24図 インバータ M-G 結線図

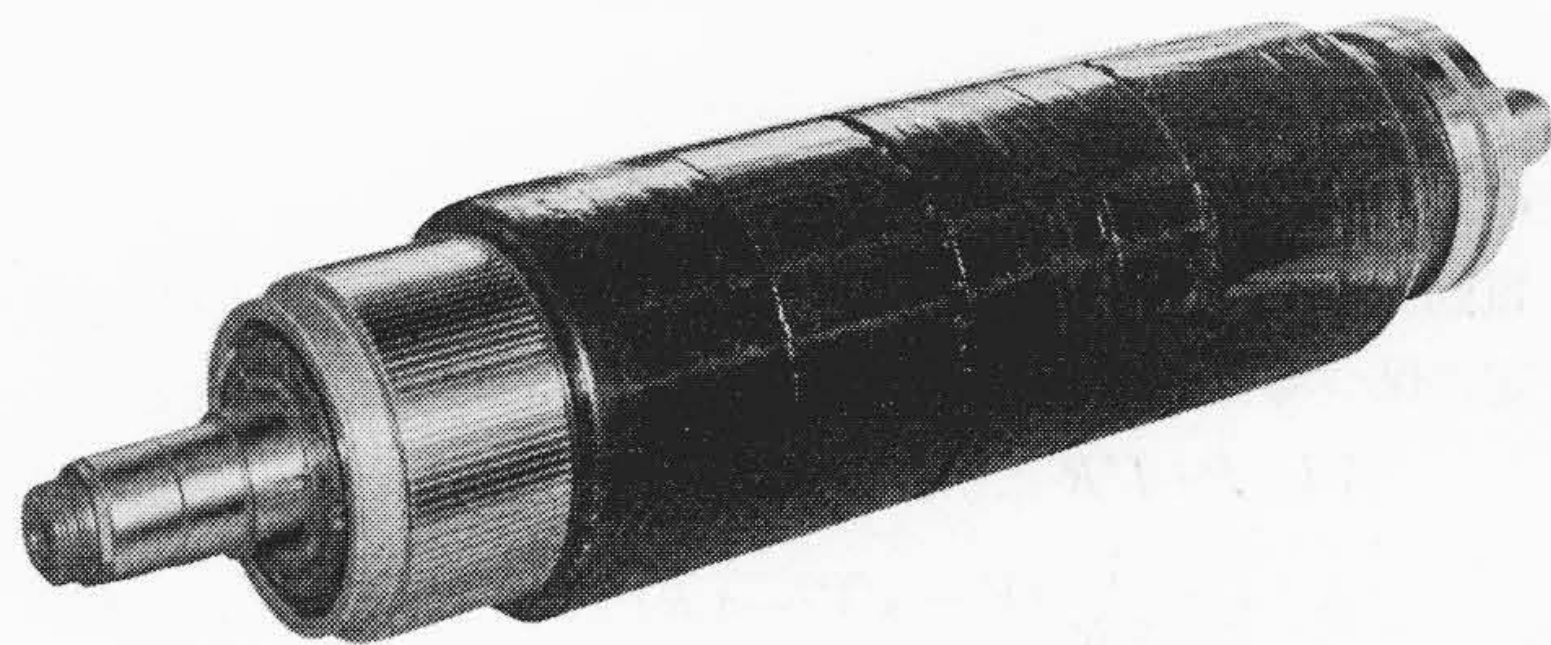
4.2 起動および自動切換

第23図に示した調整装置には周波数および電圧調整装置のほか、起動抵抗器、界磁抵抗器、起動ならびに自動切換装置が内蔵されている。これらの動作および特長を次に述べる。

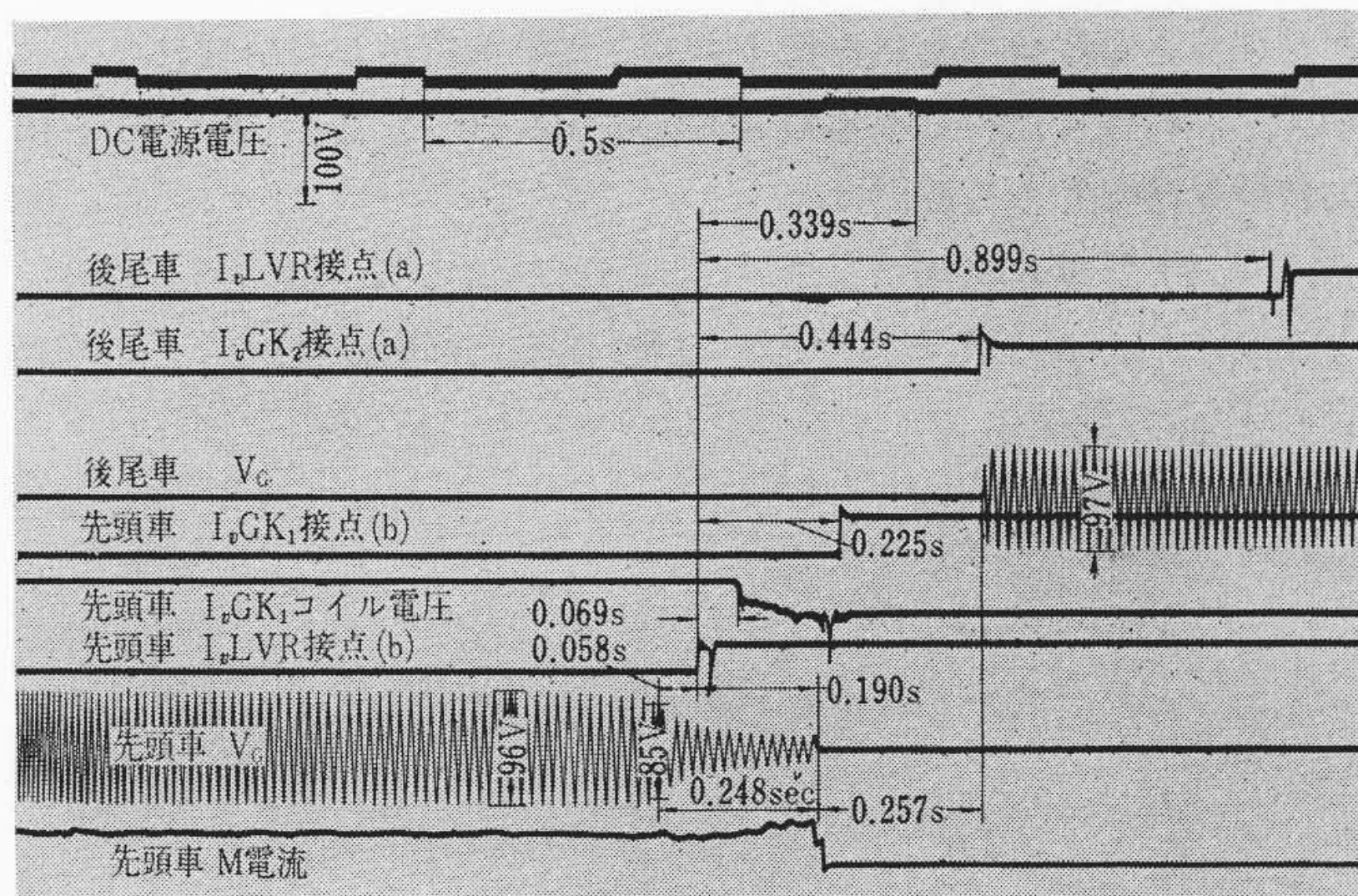
- (1) 主変圧器の三次巻線より給電される 20 kVA 主電動発電機が起動を終わり、蓄電池が浮動充電される状態にはいった後、インバータ M-G を起動するのを通常の起動方式とし、また起動装置により抵抗起動を行なって最大起動電流を入力電圧 110 V において 200 A 以下に押えるよう計画した。これによって起動時の蓄電池放出電流ならびに整流装置の最大電流を最小限にとどめて整流装置を小形化し、また非常時の蓄電池放電容量を増大することができる。
- (2) 本機は 1 編成中の先頭車と後尾車の運転室内に各 1 台装備されているが、通常運転時には先頭車の M-G のみで 16 両編成までの前記負荷に給電し、後尾車の M-G は予備機として無負荷で運転される。万一事故が起こり、M-G の出力電圧が定格の 85% 以下に下がった場合には、先頭車の M-G 回路を遮断し、負荷を後尾車の M-G に 0.5 秒程度で自動的に切り換える。第27図はこの自動切換試験のオシログラムである。
- (3) 電車線の停電、空気遮断器の動作、あるいは主電動発電



第25図 3.5 kVA インバータ M-G 特性曲線



第26図 3.5 kVA M-G 回転子



第27図 3.5 kVA インバータ M-G 自動切換試験オシログラム (先頭車のインバータ M-G 出力電圧を急減した場合)

機、整流装置などの事故により主電動発電機からの電力供給が絶たれても、インバータ M-G は蓄電池によってそのまま運転を継続し、負荷へ交流電力を供給する。

- (4) 非常の場合には M-G の起動および切換を手動でもできるようにになっている。また蓄電池で起動するような場合、入力電圧が最低 50 V まで下がっても 1 kVA 負荷して起動できることが要求されたが、第28図に示すように、最低 50 V、全負荷でも確実に起動できるものとしてある。

第 5 表 M-G に関する記号一覧表

〔電動機関係〕	
V	入力電圧
V_n	定格入力電圧
$V_{\max}$ および $V_{\min}$	特性を保持すべき最高および最低入力電圧
$E_{\max}$ および $E_{\min}$	電動機電機子最大および最小誘起電圧
I	電動機電流 (分巻界磁電流は無視する)
I_n	定格入力電圧, 定格負荷 (過負荷定格のある場合は最大負荷) における電動機電流
$I_{\max}$	最大電動機電流 ($V_{\min}$, 最大負荷時の電流)
I_{s1}	電動機の最大起動突入電流 ($V_{\max}$ における起動電流)
I_{s2}	起動抵抗短絡時の電動機突入電流
I_L	起動抵抗短絡直前の電動機電流 (限流リレーの設定値)
$I_{\max}$	起動抵抗挿入の状態での電動機の平衡電流最大値 ($V_{\min}$, 起動時の最大負荷の場合について計算する)
α	$I_L/I_{\max}$ (限流リレー設定値に与える余裕)
P	$V_{\max} \sim V_{\min}$ にわたって一定に保持すべき電動機出力 (発電機入力) と電動機無負荷損失の和
R	直列抵抗を含む電動機電機子回路の抵抗
R_s	起動抵抗
K	R_s/R
〔発電機関係〕	
E_0	発電機の誘起電圧
V_G	発電機の出力電圧
I_G	発電機の負荷電流
I_0	無負荷 ($I_G=0$) における発電機界磁電流
X_G	発電機の内部インピーダンス (電機子反作用による減磁作用を含めたものとし, 抵抗分は小さいので無視する)
k	比例定数
N_1 および N_2	CPT の一次および二次巻線の巻数
R_f	発電機界磁抵抗 (交流側への換算値)
R_p	CPT の二次巻線の抵抗 (交流側への換算値)
X_p	CPT のインピーダンス

4.3 電動発電機の基本的特性と起動方式

電動発電機の基本的な特性は, 発電機の出力電圧および周波数を一定に保つ場合には第 5 表の記号を用いると次のようになる。

$$VI = P + I^2 R \quad (34)$$

$$\therefore I = \frac{1}{2R} (V - \sqrt{V^2 - 4RP}) \quad (35)$$

一般の車両用電動発電機では入力電圧の急変や電力中断などにおける突入電流を押えるために R の大きいことが望ましいが, R を大きくすると電動機の効率を低下させ, 電動機電流が (35) 式によって増大し, 特性を保持しうる最低入力電圧が高くなる。(35) 式から出力特性を確保しうる範囲は

$$V^2 - 4RP \geq 0 \quad (36)$$

となり, $V_{\min}$ が与えられたときの R , あるいは R が決まっている場合の $V_{\min}$ の限度は

$$R_{\max} = \frac{V_{\min}^2}{4P} \quad (37)$$

$$V_{\min} = 2\sqrt{R \cdot P} \quad (38)$$

となる。この限度における電動機電流は (35), (37) 式より

$$I_{\max} = \frac{V_{\min}}{2R} \quad (39)$$

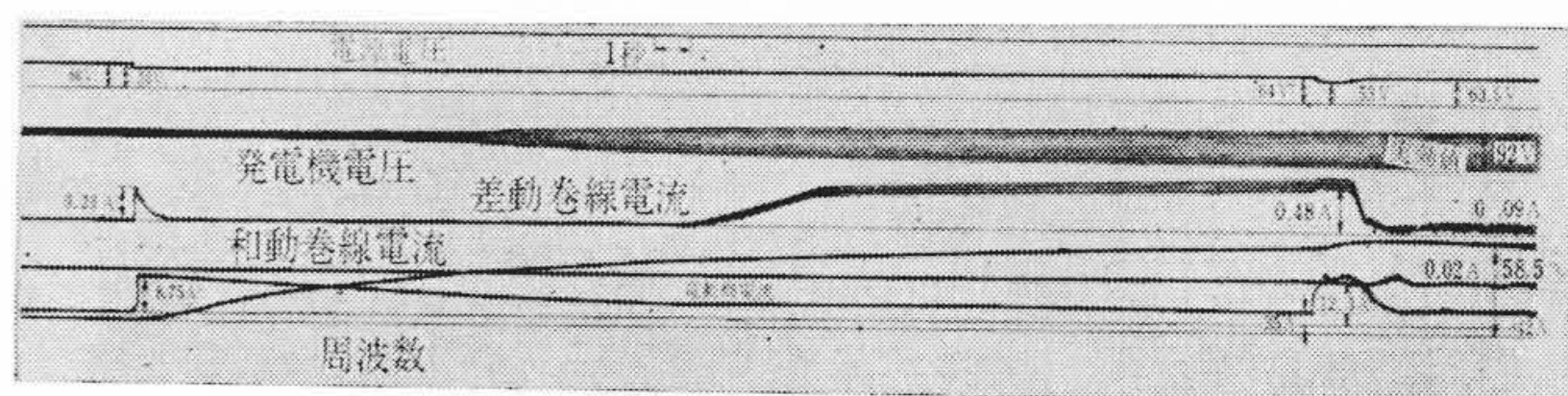
これらの関係を図に示すと第 29 図のようになる。実際には入力電圧が低下したとき, 発電機電圧が低下して P が減少するためこの図より多少低い値となる。

さらに (35), (38), (39) 式より

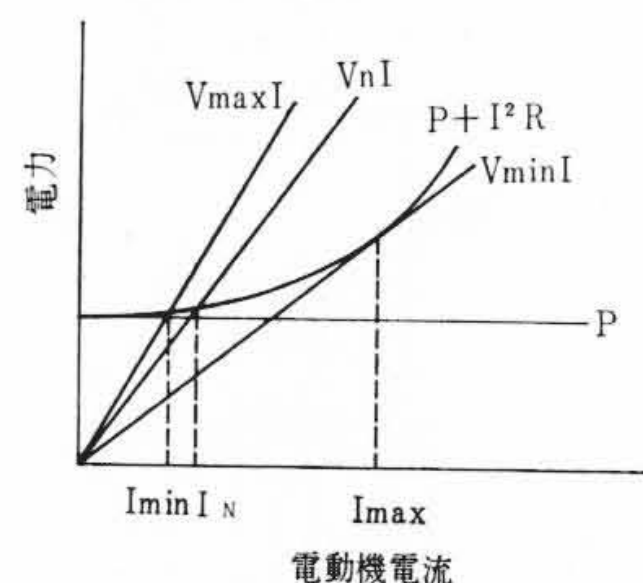
$$\frac{I_{\max}}{I_n} = \frac{V_{\min}}{V_n} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{\min}}{V_n} \right)^2} \quad (40)$$

$$\frac{I_{s1}}{I_n} = 2 \frac{V_{\max}}{V_n} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{\min}}{V_n} \right)^2} \quad (41)$$

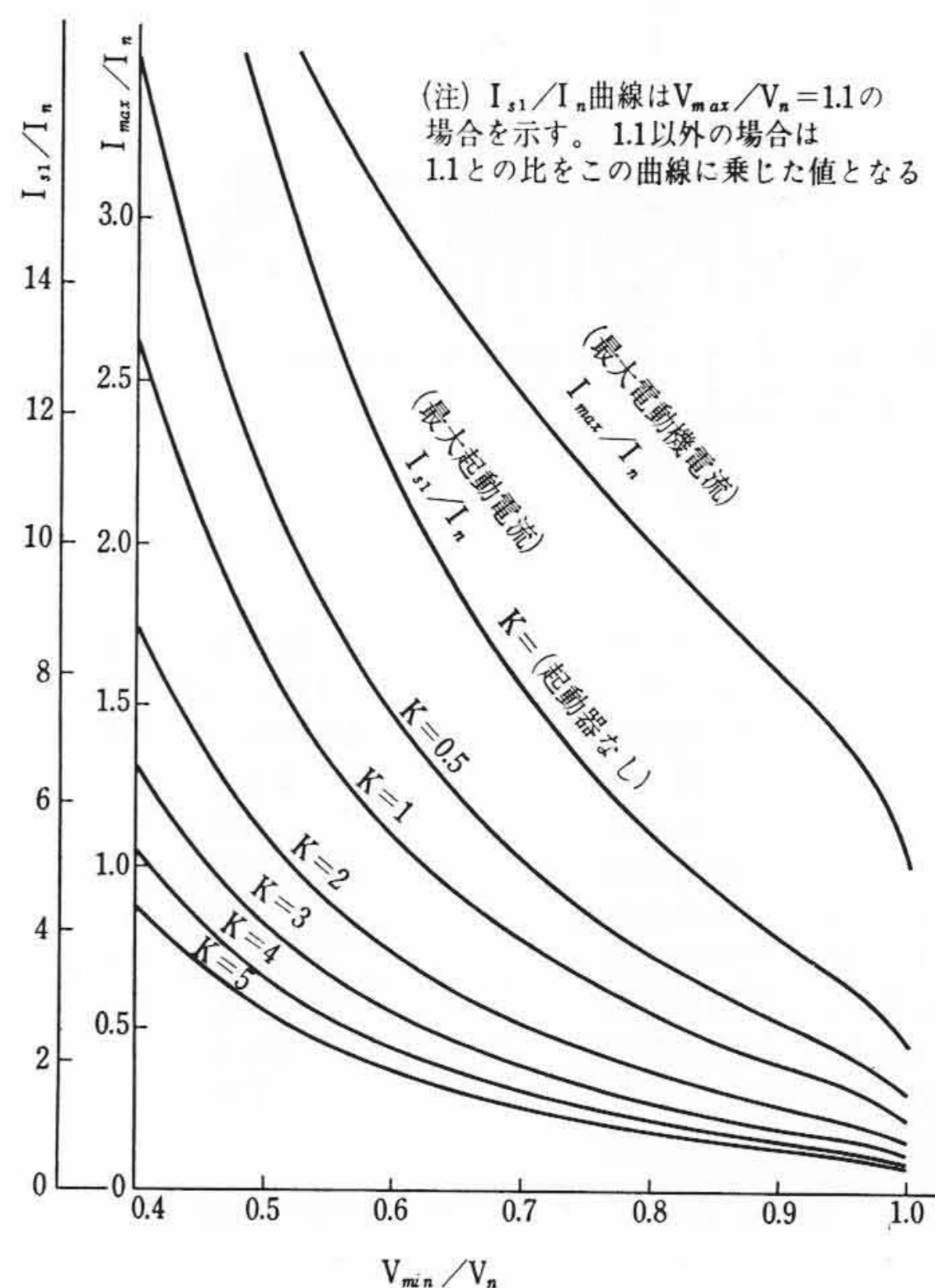
単位法を使って定格値との比を太文字で表わすと



第 28 図 3.5 kVA M-G の電源電圧最低 50V における起動試験オシログラム (発電機負荷 1 kVA)



第 29 図 電動機出力-入力特性の説明図



第 30 図 電源電圧変動範囲と最大電動機電流ならびに最大起動電流との関係

$$I_{\max} = \frac{V_{\min}}{(1 - \sqrt{1 - V_{\min}^2})} \quad (40')$$

$$I_{s1} = \frac{2 V_{\max}}{[(1 + K)(1 - \sqrt{1 - V_{\min}^2})]} \quad (41')$$

$$\frac{I_{s1}}{I_{\max}} = \frac{2 V_{\max}}{V_{\min}(1 + K)} \quad (42)$$

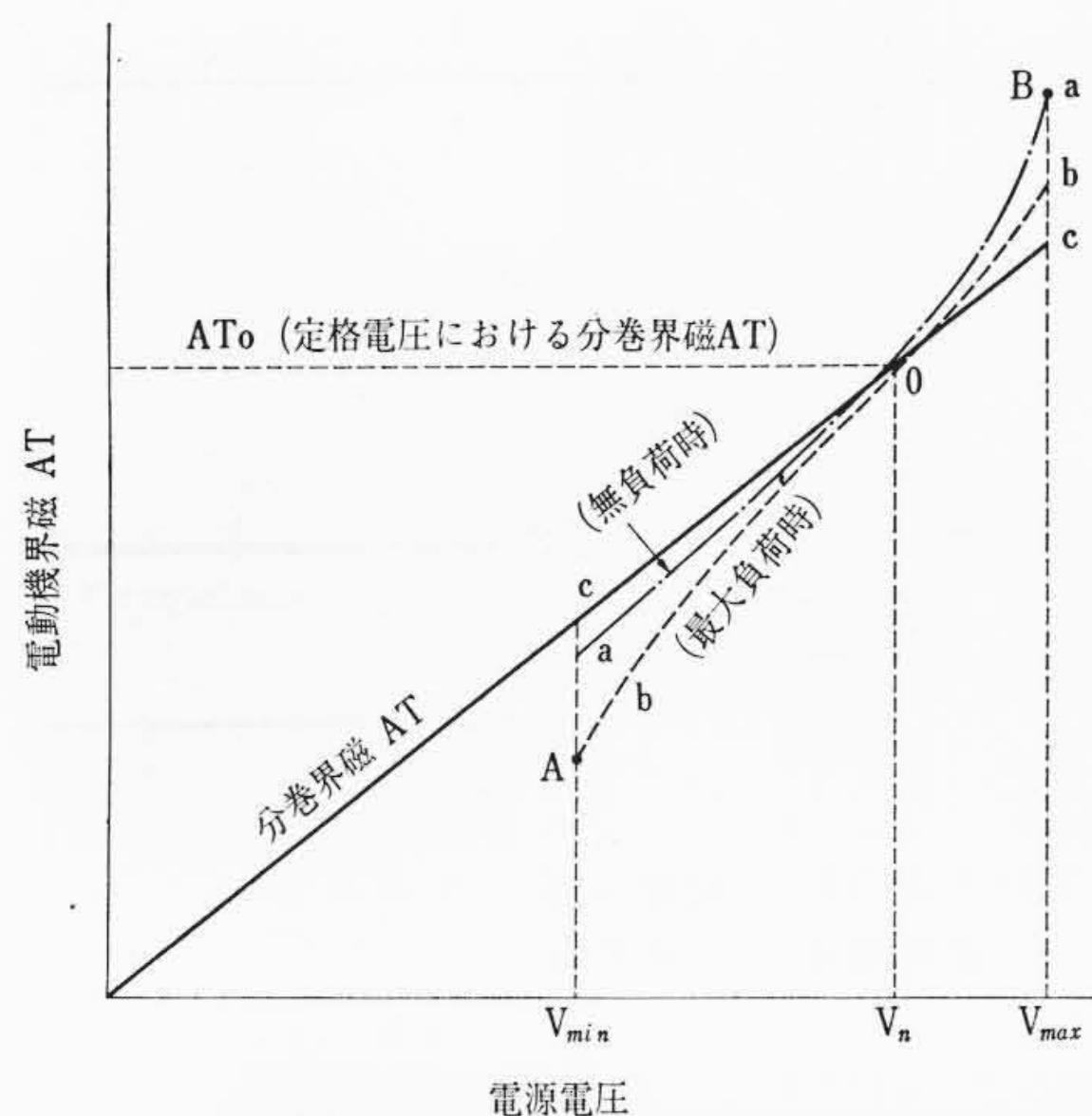
これらの関係を図に示すと第 30 図のようになる。

一方, 突入電流としては起動抵抗を短絡したときの電流値 I_{s2} についても検討する必要がある。磁束の追従は磁気回路中の渦流および他の励磁回路の消磁作用により直巻界磁の起磁力より遅れるため, ここでは突入電流によって磁束の変化が生じないと仮定すると (実際にはこれより多少小さくなる)

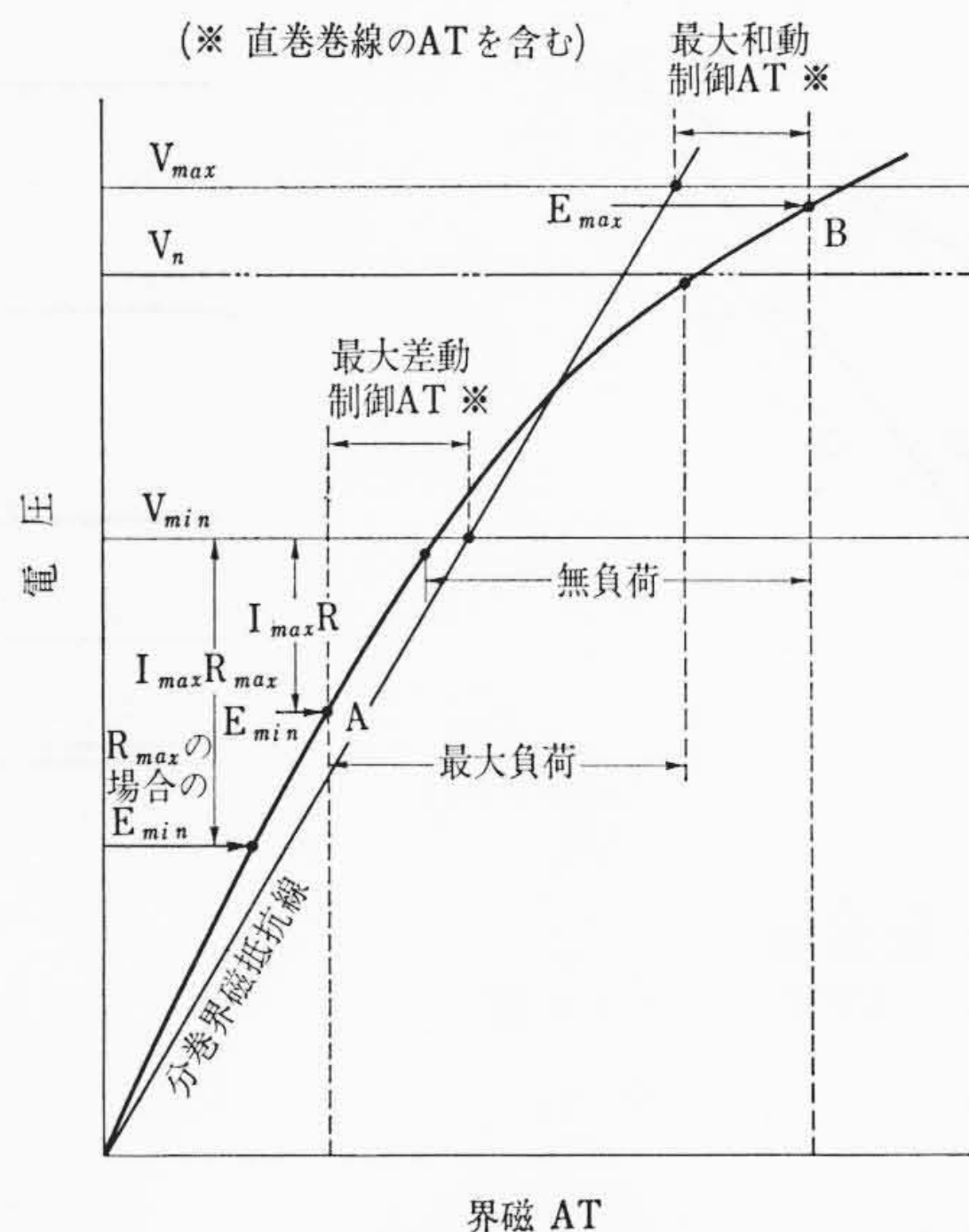
$$V - I_L(R + R_s) = V - I_{s2}R$$

$$\therefore I_{s2} = (1 + K)I_L = (1 + K)\alpha I_{\max}' \quad (43)$$

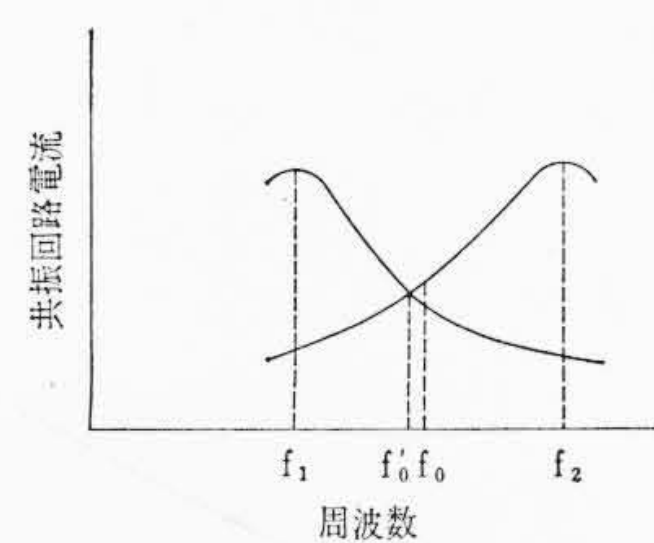
I_{s1} , I_{s2} とも電源に与える影響, M-G の特性, 起動抵抗の容量, 突入電流によって巻線その他に生ずる衝撃力やブラシの電流密度が過大にならないことなどの点から検討するほか, I_{s2} については速度が高くなっているため整流限度を越えないよう決定する必要があり,



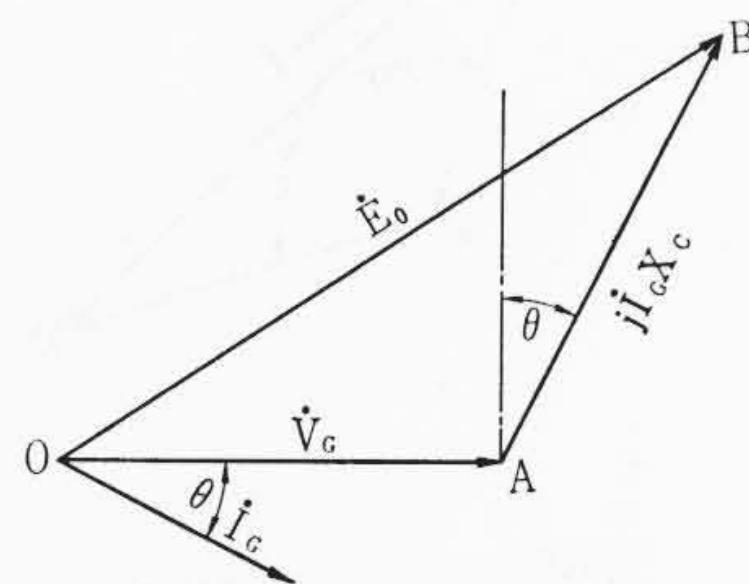
第31図 定格速度における
電源電圧-電動機界磁特性



第32図 電動機飽和曲線による
界磁制御範囲説明図



第33図 L-C共振回路の
周波数特性



第34図 交流発電機の
ベクトル図

(41), (43)両式から起動抵抗の限度が与えられる。

インバータ M-G は連続定格 3.5kVA であるが、特性上 5kVA (143% 負荷) として設計する必要があるが、また蓄電池により低電圧で運転されることもあるため最大電流 I_{max} を押える方針をとり、直列抵抗を使用せず、回路抵抗 R を 0.1Ω 程度にし、 V_{min} を 48V として設計した。この結果、連続定格運転に引き続いて最低電圧 70V、定格負荷で 1 時間、あるいは 70V、143% 負荷で 5 分間の運転に耐え、また 100V、143% 負荷で 10 分間の過負荷運転においても温度上昇限度以下に納まるものとしたことができた。

次に(41), (43)式からわかるように突入電流を押えるには I_{max} を小さくして K を大きくすることが必要である。このため本機では負荷切換用の接触器を利用して無負荷起動を行ない、起動抵抗短絡に連動して負荷接触器が投入する方式を採用した。この場合、完全に起動を完了した後に負荷させれば M-G はきわめて楽になるが、装置が複雑となるため上記の方式とし、起動抵抗 0.45Ω ($K=4.5$) として最大起動電流を 160A 以下に押えた。

4.4 自動周波数調整装置 (A F R)

発電機の周波数は入力電圧および負荷変動によって変わるが、これを一定に制御するには、電動機の界磁起磁力 (以下 AT と略す) を第 31 図の a, b 曲線のように変化する必要がある。電動機の飽和曲線上では第 32 図の A 点から B 点までが必要な制御範囲を示す。ここに E_{max} は入力電圧最大、無負荷の場合であって、電動機の無負荷時の電圧降下は小さいのでほぼ V_{max} に等しい。一方、 E_{min} は入力電圧最低、全負荷の場合であって、前記の限度においては(39)式より

$$E_{min} = V_{min} - I_{max} \cdot R = \frac{V_{min}}{2}$$

したがって

$$\frac{E_{max}}{E_{min}} \div \frac{2 V_{max}}{V_{min}} \dots\dots\dots (44)$$

すなわち、入力電圧変動範囲のほぼ 2 倍の範囲に電動機誘起電圧を変化させることが要求され、電動機磁気回路の飽和特性と制御巻線の仕様から調整器の容量が決定される。

電動発電機の周波数制御、すなわち電動機の回転速度の制御には多くの方式があるが、日立製作所では電動機に分巻界磁および直巻界磁と和動および差動に働く二つの他励界磁巻線を設け、この他励界磁電流をプッシュプルに制御する方式を標準としている。すなわち第 31 図 c のように分巻界磁を与え、さらに a または b 曲線と c

直線との差の AT (一部は直巻線により与えられる) をこの二つの他励界磁巻線に供給する。

この制御方式は、定格入力電圧、定格周波数において、分巻界磁にはほぼ 100% のアンペアターンを与えておき電動機速度変化分のみを自動周波数調整器で制御するようにしているため、起動、再起動および入力電圧急変などに対する過渡特性が安定であり、また万一自動周波数調整器が事故を生じても電動機速度上昇が最高入力電圧のときでも約 20% 程度にとどまり、過速の危険がないなどの特記すべき特長を有している。

第 24 図によって動作の概要を説明すると、まず周波数の検出は、2 組の LC 直列共振回路によって行なわれ、そのおのおのの共振周波数 f_1, f_2 は第 33 図に示すように発電機の定格周波数 f_0 の上下に設定される。上述のようにこのインバータ M-G は、起動時に入力電圧が最低 50V まで下がっても起動するという条件があるため定格周波数 f_0 よりやや低い周波数 f_0' において、トランジスタの入力電圧が零になるよう、抵抗器 R_1, R_2 を設定してあるが、この f_0' より発電機周波数が上昇した場合には、トランジスタ T_1 のベース電流が増し T_1 で一段増幅した後、さらにトランジスタ T_3, T_5 により 2 段増幅されてその出力電流は和動制御界磁電流を増大し、電動機の回転数を降下せしめる。また逆に発電機周波数が f_0' より下がった場合には、これと対称をなす差動制御界磁電流を増大して、電動機の回転数を上昇せしめ、常にほぼ一定の周波数が保たれる。

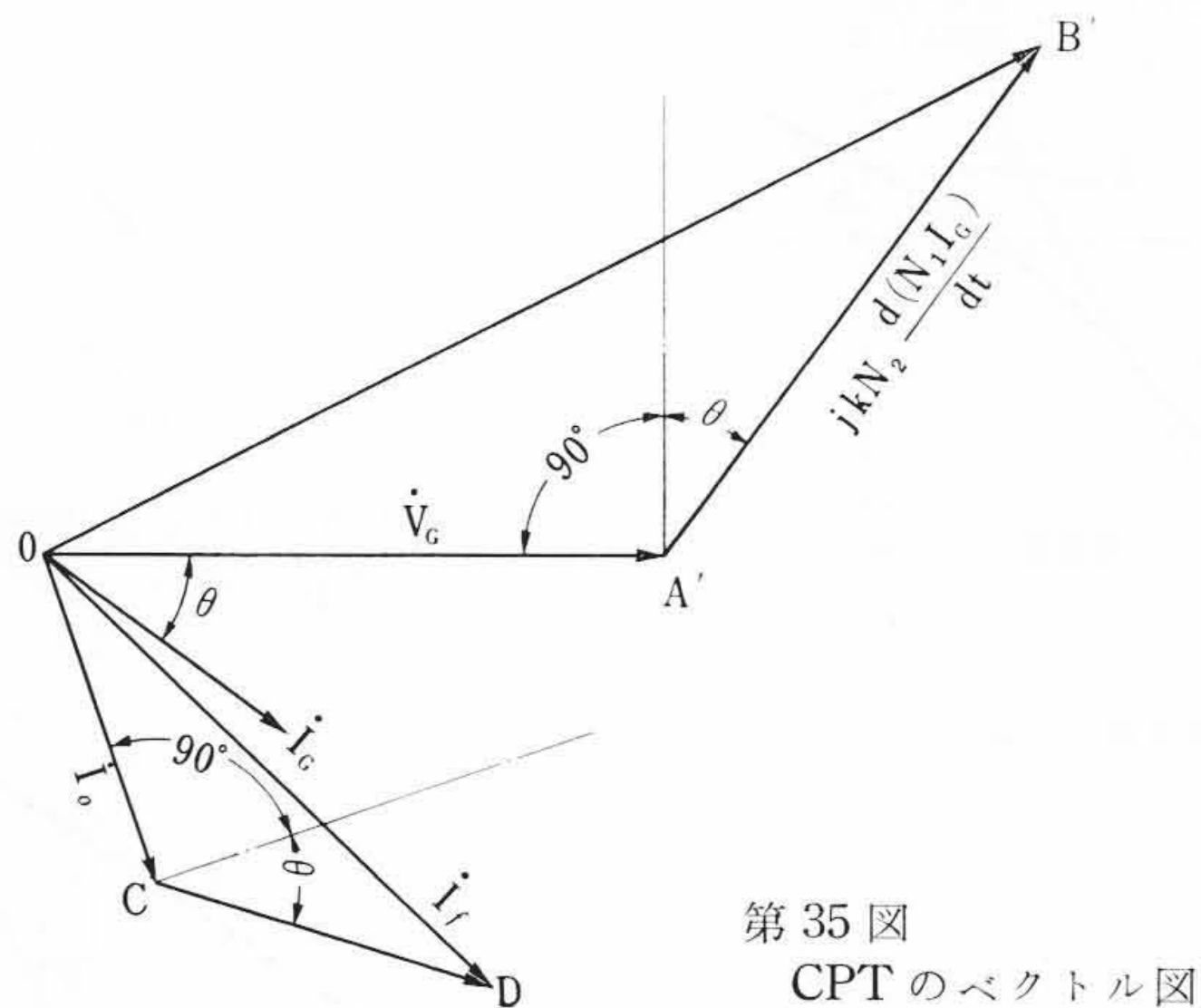
一般に半導体を使用する場合に留意すべきことは、サージ電圧に対する保護である。この場合も M-G の起動あるいは電源遮断時に、各制御界磁巻線に高い誘導電圧が発生するため第 24 図に示すように制御界磁巻線と並列にシリコンダイオード D_9, D_{10} を、また直列に D_7, D_8 を接続し、誘導電圧を吸収、または阻止してトランジスタを完全に保護している。

4.5 自動電圧調整装置 (A V R)

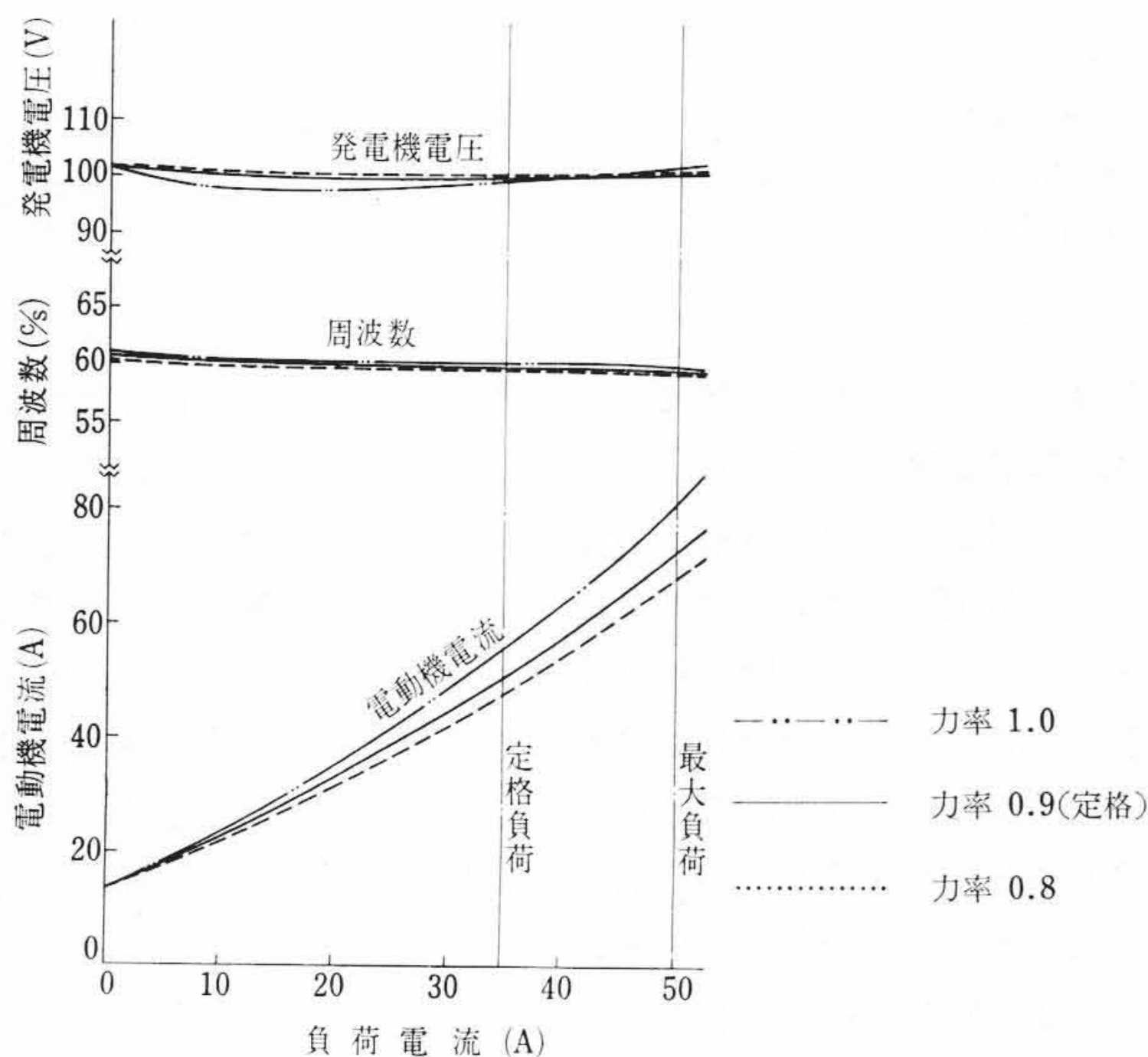
自動周波調整器により周波数が一定に制御される場合には、発電機の出力電圧は、負荷変動のみに応じて変わり、その関係は(45)式、あるいは第 34 図で表わされる。

$$E_0 = V_c + j I_c X_c \dots\dots\dots (45)$$

これより明らかなように発電機の出力電圧は、無負荷の場合にはその誘起電圧に等しく、また負荷時には負荷の大きさと力率により変化する。したがって自動電圧調整器としては、発電機が負荷されたときは、無負荷における励磁電流に、発電機の電機子反作用およ



第 35 図
CPT のベクトル図



第 36 図 3.5kVA インバータ M-G の負荷特性 (電源電圧100V)

び内部インピーダンスによる電圧降下分を補償するような励磁を付加すれば一定の発電機出力電圧が得られる。このような発電機の負荷変動に応じた補償励磁が簡単に得られ、また応答性が良好な方式として日立製作所では第 24 図に示すような電流電圧変成器 (CPT) を採用している。

この電流電圧変成器の出力電流、すなわち発電機の界磁電流 I_f は (46) 式あるいは第 35 図によって表わされる。

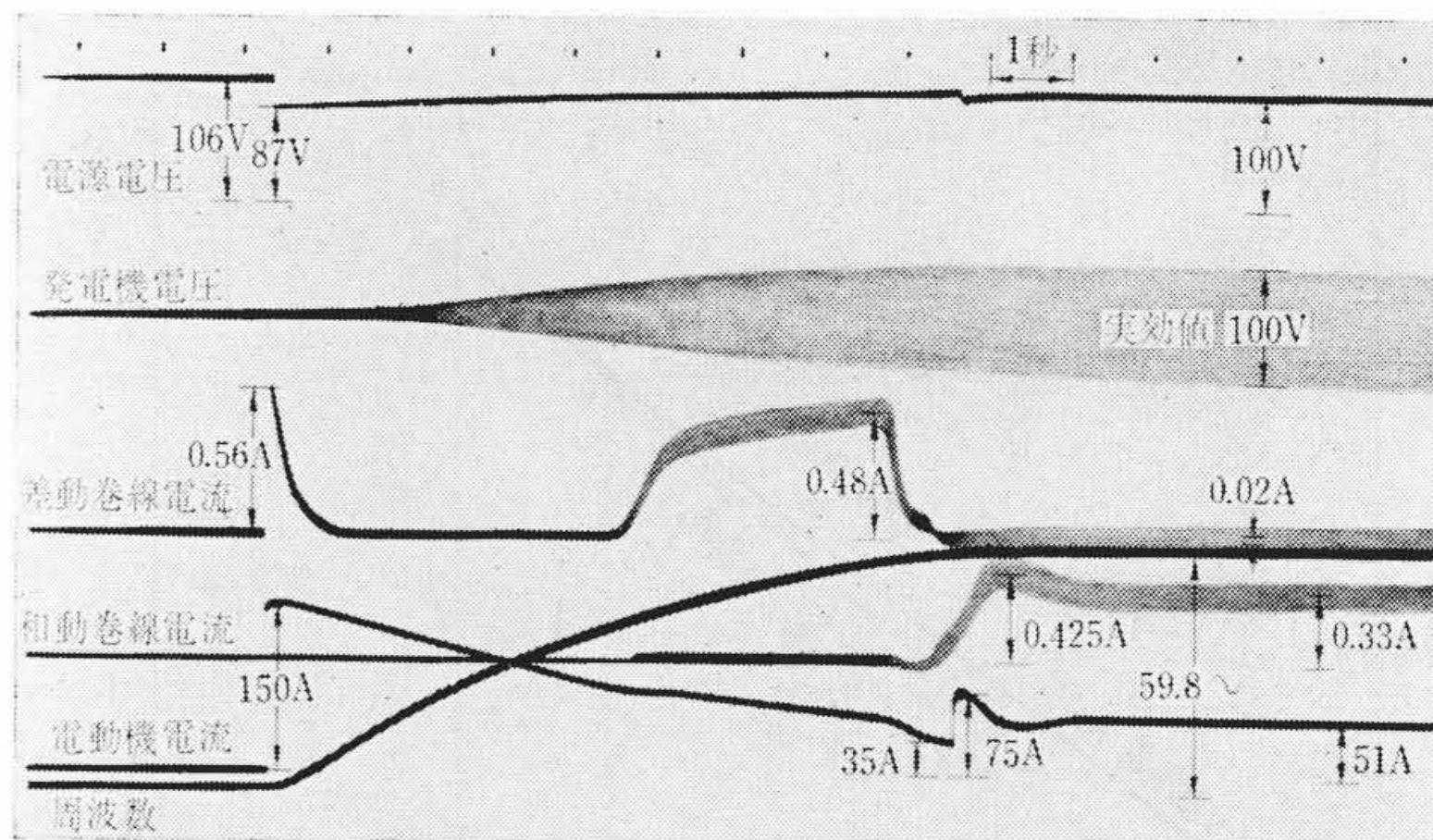
$$\dot{V}_G + kN_2 \frac{d(N_1 \dot{I}_L)}{dt} = \dot{I}_f (R_f + R_p) + j \dot{I}_f X_p \dots\dots\dots (46)$$

第 34 図および第 35 図から明らかなように、これら二つの三角形 $\triangle OAB$ および $\triangle OCD$ が相似形になるよう設計すれば発電機の出力電圧を負荷変動に対して常に一定に保つことができる。

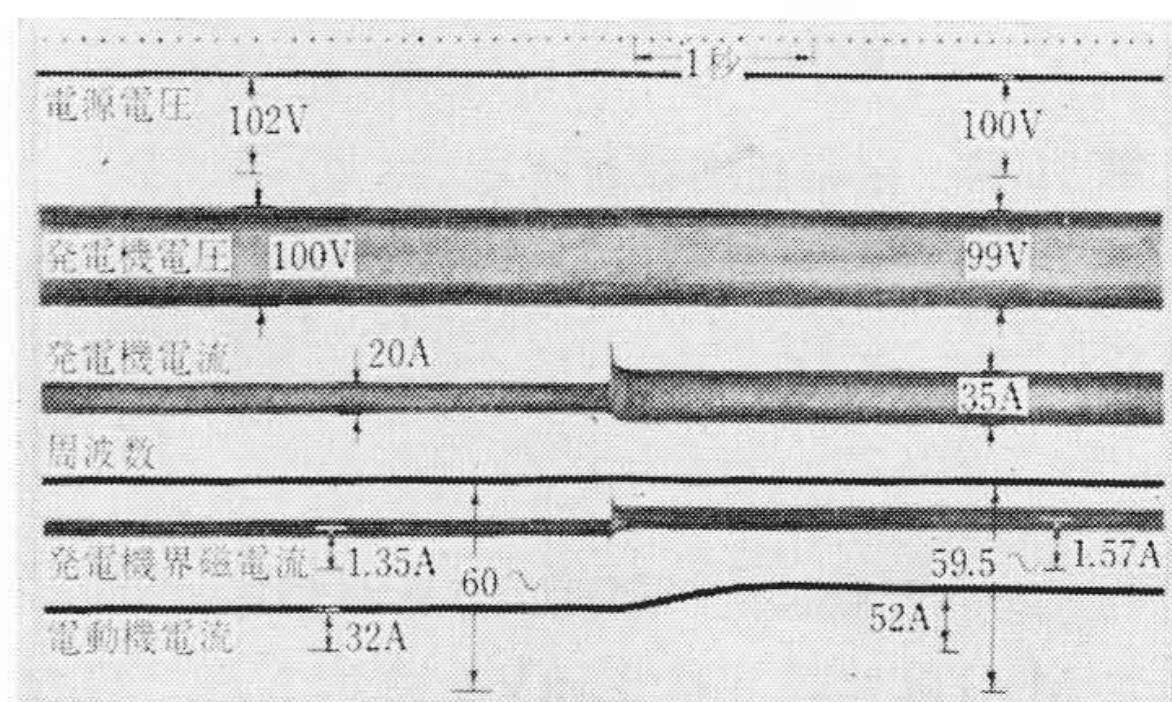
4.6 組合せ特性

上記のトランジスタ式 AFR と CPT 式 AVR を組み合わせた制御方式により、静特性、過渡特性ともきわめて良好なインバータ M-G を完成することができた。第 25 図に示したように要求性能を満足しているほか、第 36 図に示すように大幅な負荷および負荷力率の変動に対しても出力電圧、周波数の変動は非常に小さい。またトランジスタをプッシュプルにしていることなど、温度特性の改善に考慮が払われているため、温度による特性の変化はほとんど認められない。

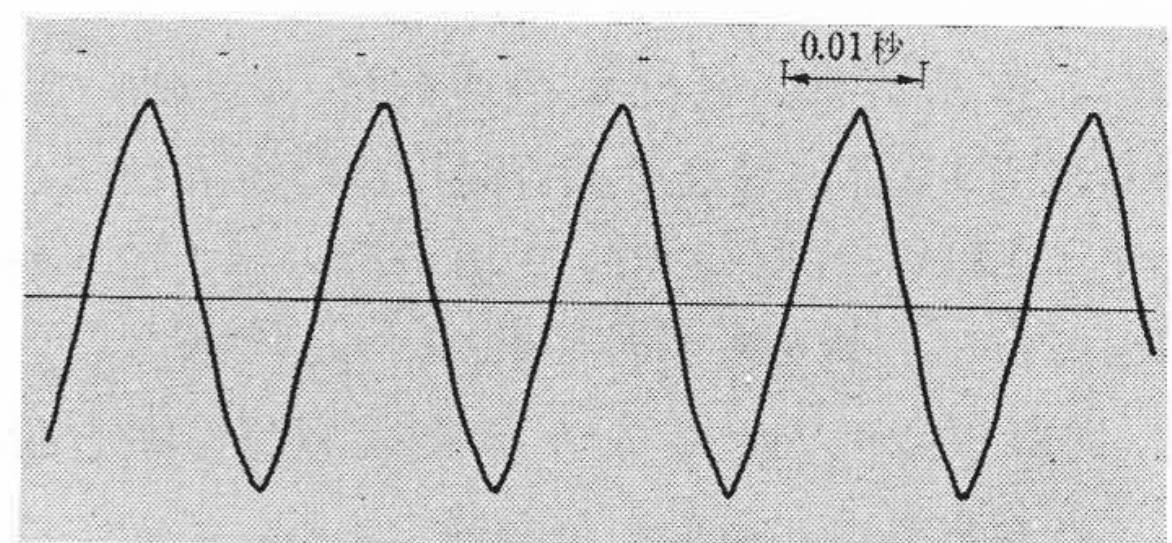
過渡特性の例として、全負荷、定格電圧における起動時のオシログラムを第 37 図に、負荷を 2kVA より 3.5kVA に急変した場合のオシログラムを第 38 図に示す。最低 50V における起動および自動切換試験のオシログラムは第 28 図および第 27 図に示してある。これ



第 37 図 3.5kVA M-G 起動試験オシログラム
(定格電圧, 定格負荷)



第 38 図 3.5kVA M-G 瞬時負荷急変試験オシログラム
(発電機負荷 2kVA→3.5kVA)



定格負荷 3.5kVA 100V 60c/s 力率 0.9

第 39 図 発 電 機 電 圧 波 形

らのオシログラムで見られるように、過渡状態での過電圧や瞬時電圧降下はほとんどなく、安定した特性が得られている。また第 39 図は定格運転時の出力電圧波形であるが、良好な波形が得られている。

5. 結 言

東海道新幹線はあらゆる面で従来の電気鉄道の記録を破る画期的なものとして内外の注目を集めているが、簡易積層ヨークなどの新しい脈流対策により脈流率 50% で運転される主電動機、ならびにトランジスタ式 AFR と CPT 式 AVR によるインバータ電動発電機について、理論的解析を加えてその概要を述べた。

これらの機器は試作車における長期試運転においてすぐれた運転実績をあげるとともに、量産車ではさらに容量増大と構造、改良の加えられたものが使用され、好成績を示している。これらの新技術は今後新幹線以外の各種回転機にも応用できると考えられる。

終わりに設計、製作にあたり終始ご指導、ご高配をいただいた日本国有鉄道臨時車両設計事務所沢野次長、佐藤技師、久保技師ほか関係各位、主電動機の共同設計会社関係者の方々に厚くお礼申しあげる。

参 考 文 献

- (1) 三宅, 河井, 小松: 電気学会東京支部大会予稿 397 (昭 36)
- (2) 河井, 三宅: 電気四学会連合大会予稿 1,062 (昭 38)
- (3) P. D. Agarwal: Fddy Current Losses in Solid and Laminated Iron, T. A. I. E. E., 78, Pt. III, 169~181 (May 1959)