

交流車両用サイリスタ
Thyristors for Use in AC Rolling Stock

川上直衛* 武井謙二** 杉本光昭***
Naoe Kawakami Kenji Takei Mitsuaki Sugimoto

要 旨

交流車両のサイリスタ制御は連続速応制御と主回路の無接点化を目的とし、日本国有鉄道の標準方式として採用され、試作機関車 ED 931 は優秀な運転成績を示した。サイリスタ制御主回路方式としては交流側逆並列制御多段方式が採用され、これに適合したゲート制御方式、保護方式も完成した。1,200V 級、250A サイリスタが標準素子として採用され、部品の標準化もすすんで量産態勢がととのった。

1. 緒 言

交流車両主回路の連続制御および無接点化は、車両性能上および保守上重要な技術課題であり、従来から ED71⁽¹⁾、ED75⁽²⁾などで水銀整流器、磁気増幅器などを使用してある程度実現されてきた。この手段としてサイリスタを使用すれば

- (1) 機器の軽量化ができる。
- (2) わずかな制御電力で速応性のすぐれた安定な制御ができる。

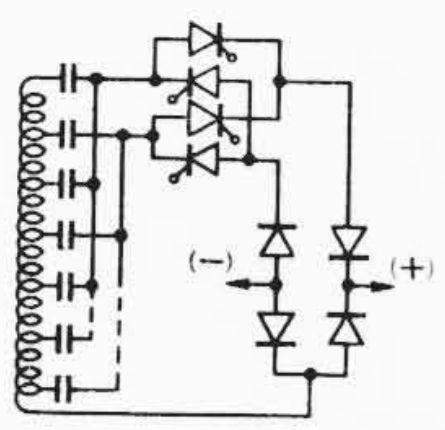
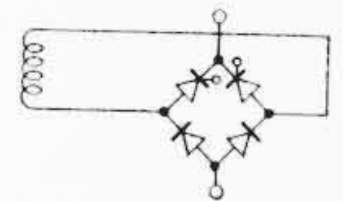
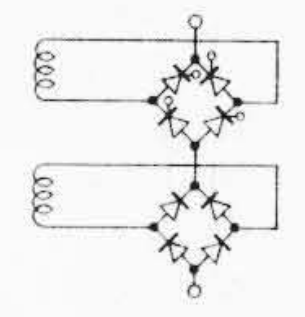
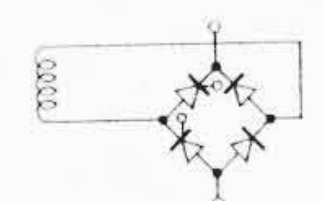
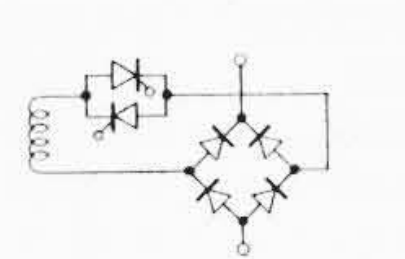
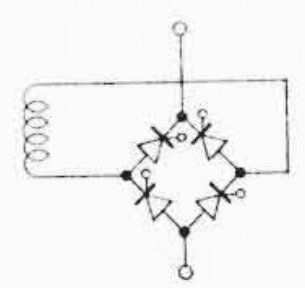
などの大きな利点があり、この実用化に努力がはらわれてきた。

昭和39年12月、ED751号車に主回路無電弧タップ切換用サイリスタ装置が搭載され⁽³⁾、常磐線で行なわれた性能試験、およびその後のロングランテストで優秀な成績をおさめた。これを契機として車両主回路制御用にサイリスタを使用する機運がたかまり、国鉄

標準機関車 ED75 と同じ性能をもつサイリスタ制御機関車が計画された。各種サイリスタ制御方式につき得失が比較検討されたが、次に述べるような理由により、交流側逆並列サイリスタ制御方式が採用された(表1)。

- (1) 耐圧1,000V 級、平均電流250A の高耐圧大容量サイリスタが量産されるようになり、サイリスタによる全電圧制御方式の採用が可能となった。
- (2) 主回路方式としてはサイリスタの特長を生かした完全無接点方式が望ましい。
- (3) 標準方式としては回生制動を行なう必要がないので、コストの点からも、また制御の容易さの点からもサイリスタ2アーム制御方式が望ましい。
- (4) 直流側2アーム制御方式は動作の安定度の点で問題がある。

表1 各種主回路方式の比較

1	方 式	(a)	(b)	(c)	(d)	備 考
2	回 路	(a-1) 無電弧タップ切換方式 	(b-1) 直流側2アーム制御  (b-2) レクチンバータ 	(c-1) 交流側2アーム制御  (c-2) 交流側逆並列制御 	(d-1) 4アーム制御 	
3	直 流 電 圧 波 形					
4	サイリスタ素子数	$\frac{1}{\text{タップ数}} \times N$	$\frac{1}{2} \times N$	$\frac{1}{2} \times N$	N	1ブリッジの素子数をNとする
5	ダイオード素子数	N	$\frac{1}{2} \times N$	N	0	
6	直流電流脈動率	小	中	中	大	
7	直流電流断続限界	小	中	中	大	
8	タ ッ プ 切 換 器	要	不 要	不 要	不 要	
9	交 流 側 無 効 電 力	小	中	中	大	
10	所 要 移 相 角	180度	180度	180度	90度	
11	ゲ ー ト 遮 断	不 可	困 難	可 能	可 能	
12	分 割 制 御	可 能	困 難	可 能	可 能	
13	1ユニット開放運転	不 可	困 難	可 能	困 難	
14	回 生 制 動	不 可	不 可	不 可	可 能	
15	そ の 他	—	起 動 時 不 安 定	—	—	

* 日立製作所日立工場
** 日立製作所水戸工場
*** 日立製作所国分工場

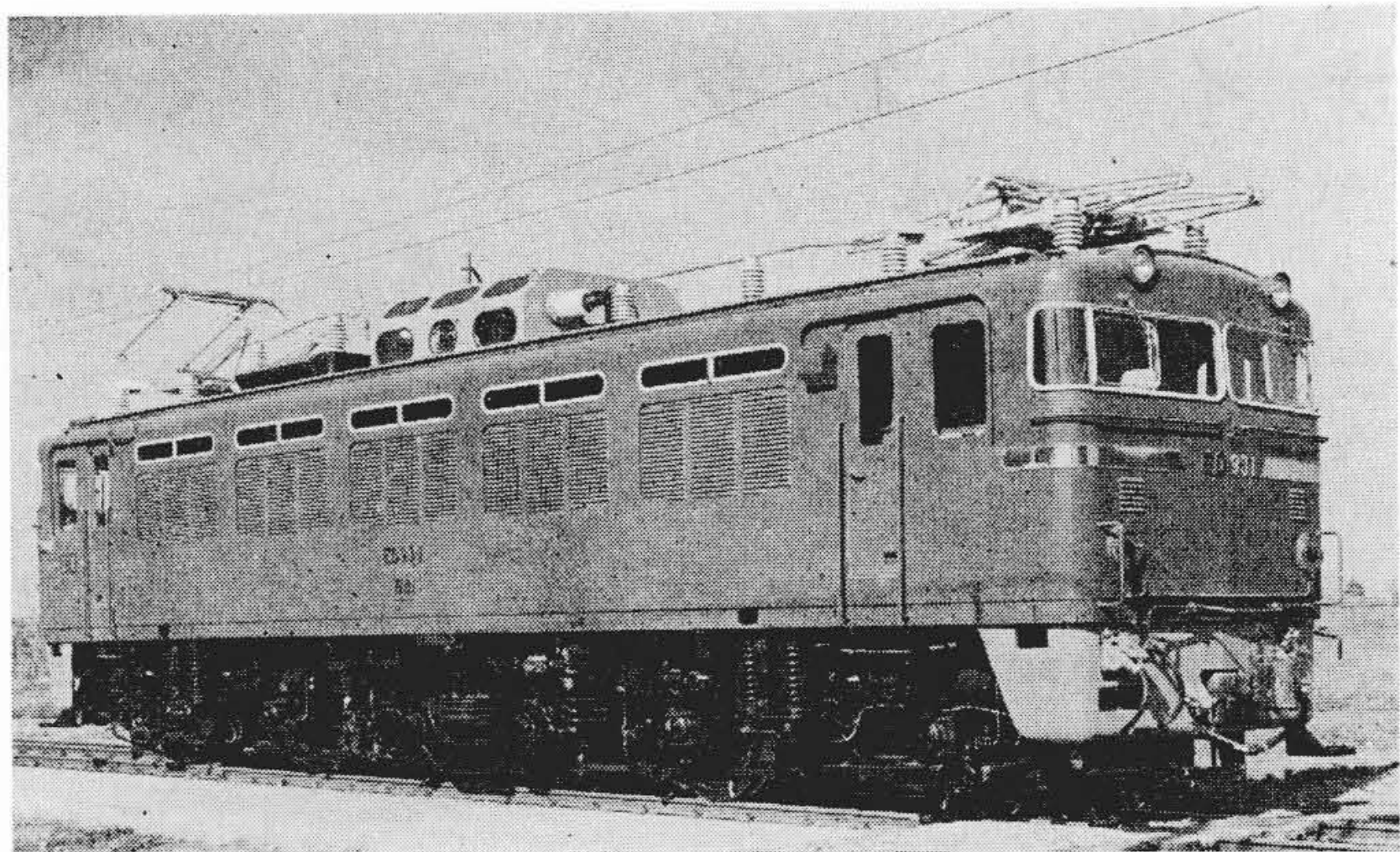


図1 ED931

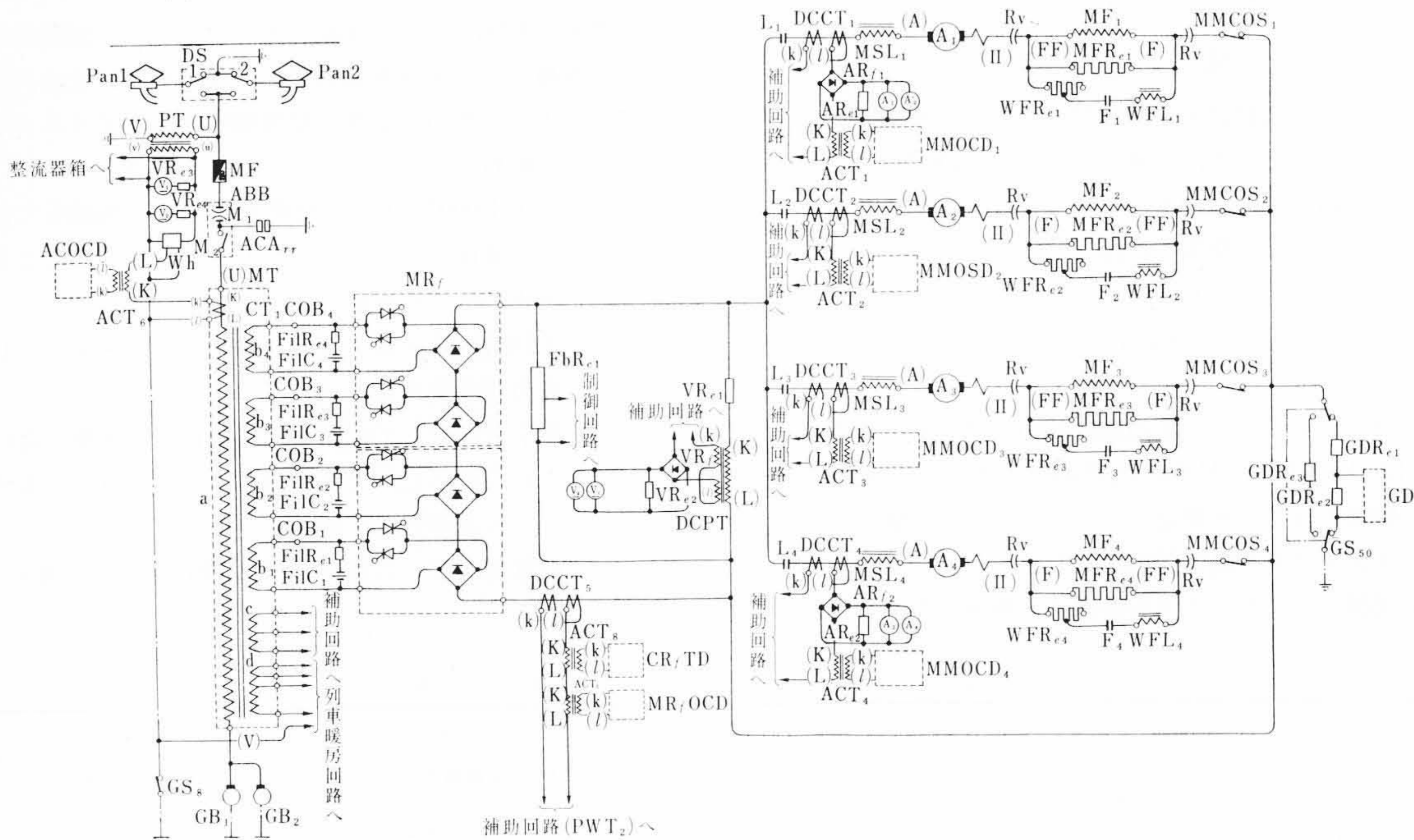
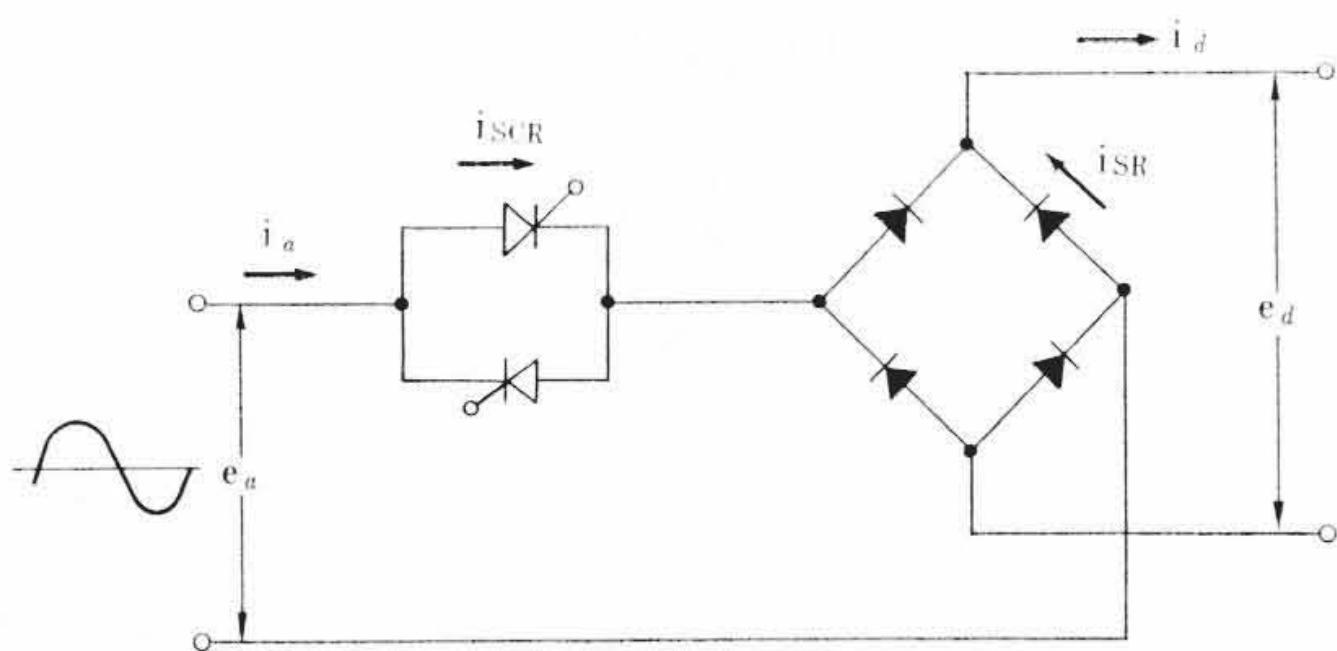


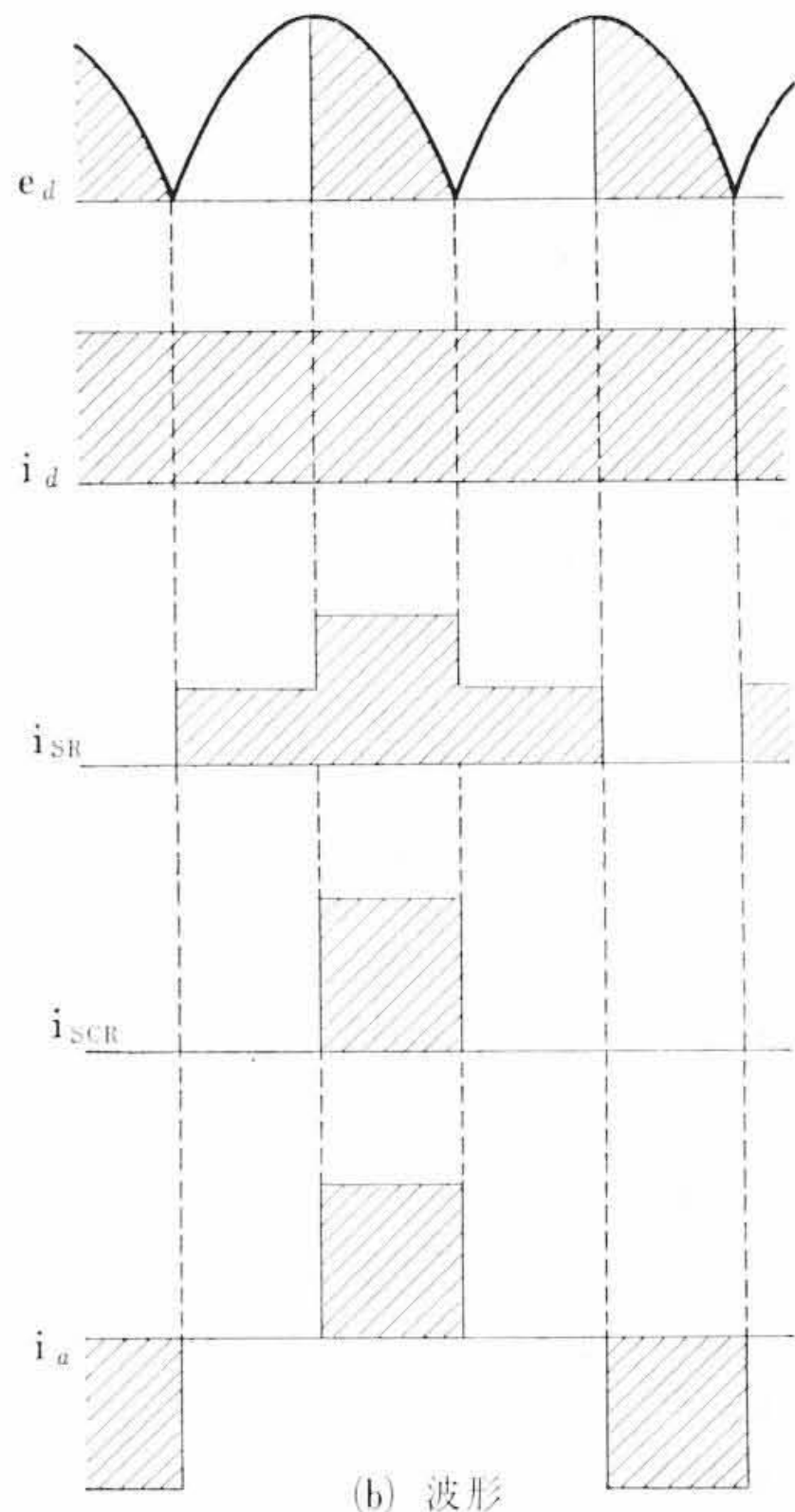
図2 ED931 主回路ツナギ

- | | | | |
|----------------------------|-------------------------------|----------------------------------|-------------------------------|
| Pan 1, 2: パンタグラフ | MT: 主変圧器 | CR _f TD: 主サイリスタ故障検出装置 | R _v : 逆転器 |
| DS: パンタ断路器 | ACDCD: 交流過電流検出装置 | MR _f OCD: 主整流器過電流検出装置 | MF ₁₋₄ : 電動機主界磁 |
| RT: 計器用変成器 | MR _f : 主整流器 | ACT _{1-6,8} : 補助変流器 | MFR _{e1-4} : 永久分路抵抗器 |
| MF: 主ヒューズ | FbR _{e1} : 帰還抵抗器 | L ₁₋₄ : 断流器 | WFR _{e1-4} : 弱界磁用抵抗器 |
| ABB: 空気遮断器 | DCPT: 直流変圧器 | MSL ₁₋₄ : 主平滑リアクトル | WFL ₁₋₄ : 誘導分路 |
| ACArr: 交流避雷器 | DCCT ₁₋₅ : 直流変流器 | A ₁₋₄ : 主電動機電機子 | F ₁₋₄ : 弱界磁スイッチ |
| GB _{1,2} : アースブラシ | COB ₁₋₄ : ユニット開放バー | MMOCD: 主電動機過電流検出装置 | GD: 接地検出装置 |



(a) 回路

注: 直流電流は平滑とし重り角は無視する



(b) 波形

図3 交流側逆並列制御回路の各部電圧電流波形

(5) サイリスタ2アーム制御方式のなかでは、サイリスタブレークダウン時も短絡電流が流れず、保護ヒューズの不要な交流側逆並列制御方式がよい。

こうして生まれたのがED931号車である⁽⁵⁾(図1)。主回路特性およびサイリスタ耐圧の点から2次側は4分割され、直流側で直列に接続されている(図2)。この方式は交流側2アームサイリスタ制御方式(表1の(c)-1)にくらべてアームの数が多いので一見ダイオードの数が多いようにみえるが、この(c)-1の方式ではサイリスタ制御位相角が180度、すなわちサイリスタが通電しないときは、全電流がダイオードアームを流れるのでダイオードアームの素子数は通常の2倍となり、結局素子数はかわらない。

ED931は現在仙山線で好調に運転されており、この主回路方式は

今後の機関車、電車の標準回路方式として採用されるようになった。このため素子、ゲート回路、部品の標準化が日本国有鉄道車両設計事務所の指導のもとに行なわれ、量産態勢が一段とととのった。

以下この回路方式の特性、問題点と対策、標準素子の仕様、ゲート回路、サイリスタ保護回路につき述べる。

2. 交流側逆並列サイリスタ制御方式の特性

2.1 回路の動作原理

図3(a)に示すように単相ブリッジ回路の交流側にサイリスタを逆並列に接続し、サイリスタの点弧位相制御を行なうと各部の電圧、電流波形は図3(b)に示すようになる。サイリスタの通流期間は通常の単相ブリッジ回路と動作は同じであり、交流電圧がそのまま直流側にあられる。交流電圧が反転して阻止期間に出ると交流電圧はサイリスタで阻止され、直流側の電圧は0となる。直流電流は直流回路のインダクタンスに貯えられたエネルギーにより通流を続け、ダイオードは4アームとも通流状態となる。

$$\text{平均直流電圧: } e_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} e_a \frac{1 + \cos \alpha}{2} \dots\dots\dots (1)$$

$$\text{平均サイリスタ電流: } i_{SCR} = \frac{\pi - \alpha}{\pi} i_d \dots\dots\dots (2)$$

$$\text{平均ダイオード電流: } i_{SR} = \frac{1}{2} i_d \dots\dots\dots (3)$$

図3(b)および(2)式に示すように交流側電流は制御角の増大とともに断続期間が増大するので、4アーム制御方式にくらべ無効電流は小さい。また直流電圧は負とならないので脈動分の増加も押えられている。サイリスタが短絡しても制御角が0となるのみで主変圧器短絡電流は流れない。

2.2 分割数と回路特性

主変圧器2次巻線を分割し、それぞれに図3(a)に示すサイリスタおよびダイオード回路を接続し、直流出力側を直列に接続して順序制御を行なうことにより性能の向上をはかることができる。すなわち2ないし4分割制御とすれば直流電流の脈動分の増加も小さく(図4)、また交流側の力率もあまり低下しない(図5)。また分割数が多いと1ユニットのみ使用時の電圧変動率が小さくなるので、機関車起動時の粘着特性の向上に効果がある。一方分割数があまり多いと主変圧器構造が複雑に、また2次側バーの引きまわしがめんどろになり、ゲート移相制御回路の数も増す。サイリスタの直列接続は一般に分圧回路が大きかつ複雑なのでできれば避けたほうが得策である。以上の理由により2ないし4分割巻線となり、サイリスタは1sが標準となった。

2.3 主変圧器分割巻線間のインピーダンスの結合

2.2で述べたように通常2ないし4分割巻線とするが、これらの巻線間の漏れインダクタンス結合を疎とするか密とするかの問題がある(表2)。この結合を完全密とすれば、各巻線の誘起電圧は非分割の場合と同じであり、1巻線あたりのインピーダンスは小さく、また任意の1巻線に接続された整流器ユニットの転流中は残りの全ユニットの出力電圧も0となる。このため次のような不都合が生ずる。

- (1) 短絡電流が増加し、保護ヒューズ(ダイオード用)の責務が過酷となる。
- (2) 各ユニットの順序制御を行なう際、位相を進めるとかえって直流電圧が減少する現象が生ずる。この結果制御位相を少し進めても他のユニットの電圧は減り、自分の電圧は0のままゆえ、制御位相を進めるとかえって出力電圧は減少する。

以上のように分割巻線間の結合を密とすると不都合な点が生ずる

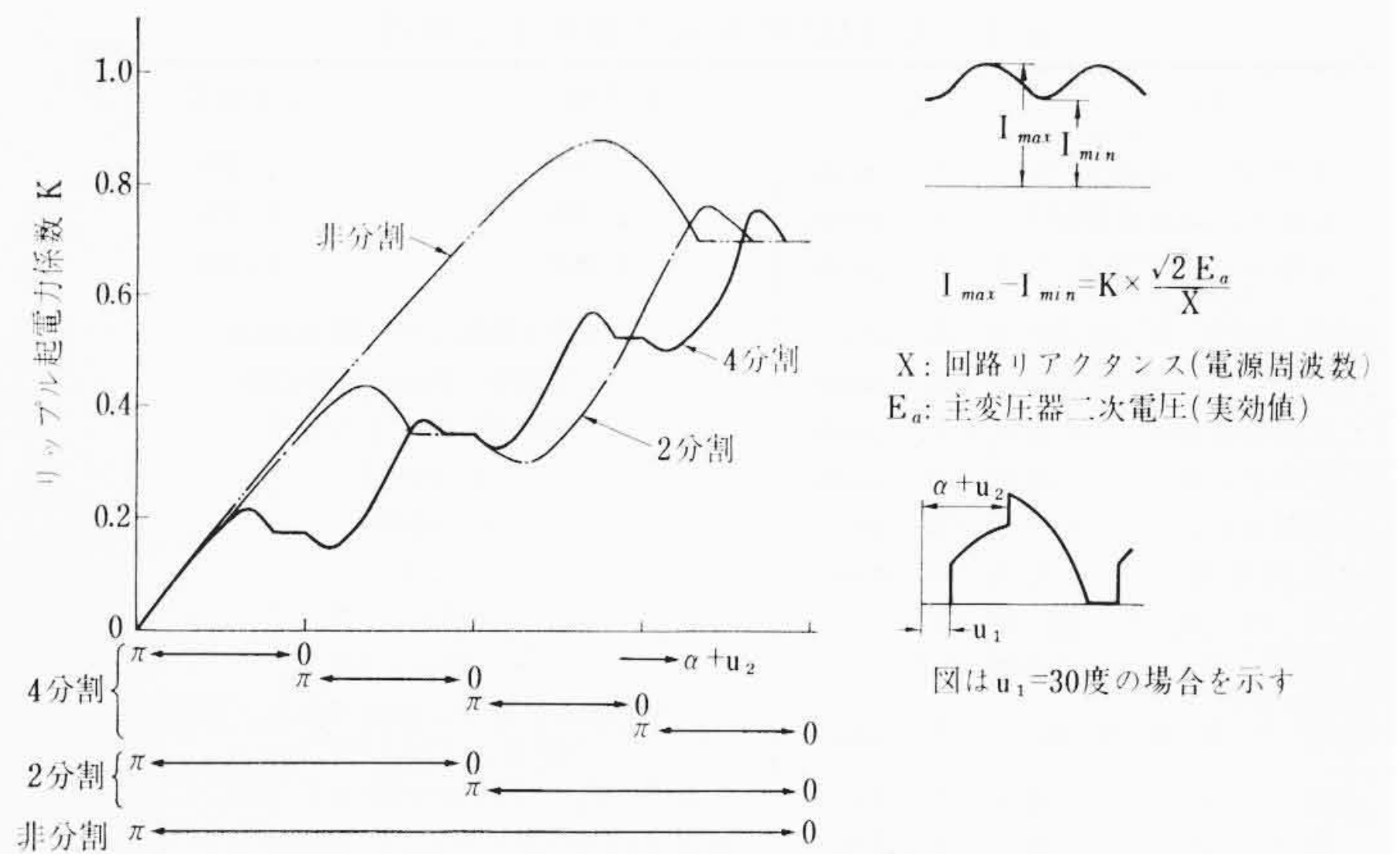


図4 分割数と直流電流脈動率

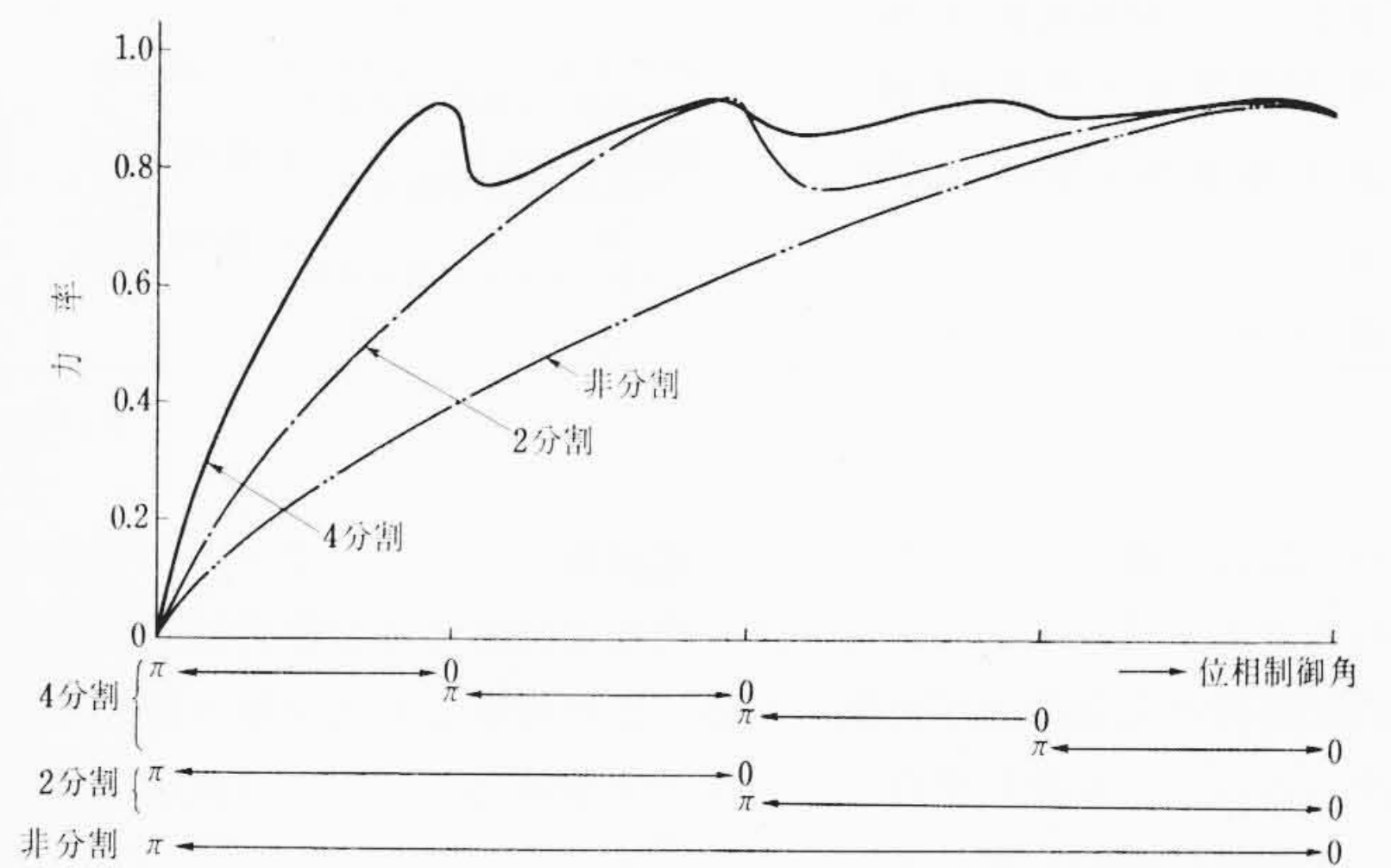


図5 分割数と力率

表2 主変圧器分割巻線間結合の疎密比較

項 目	結合完全疎の場合	結合完全密の場合
1 等価回路		
2 出力直流電圧波形		
3 短絡電流	$\propto \frac{E_1}{2Z}$ (小さい)	$\propto \frac{E_1}{Z}$ (大きい)
4 位相角—出力電圧特性		

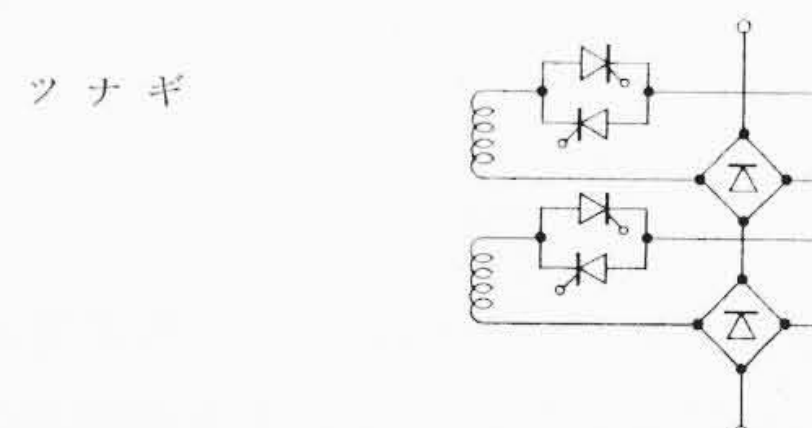


表 3 C J 02 形車両用標準素子特性

形 式	C J 02L	C J 02X
定格せん頭逆耐電圧 (V) peak	1,000	1,200
定格せん頭過渡逆耐電圧 (V) peak	1,200	1,450
定格せん頭順阻止電圧 (V) peak	1,000	1,200
定格平均順電流 (A) ave	250 (単相半波 180 度通流)	
定格瞬時過電流 (A) peak	5,000 10 ms 50 c/s	
定格せん頭ゲート電圧 (V) peak	順方向 10, 逆方向 5	
定格せん頭ゲート電流 (A) peak	2 (瞬時値)	
定格せん頭ゲート入力 (W) peak	10 (瞬時値)	
定格平均ゲート入力 (W) ave	2	
動作接合温度 (°C)	-25~+125	
保管温度 (°C)	-40~+125	
最大順電圧降下 (V) peak	1.5 (単相半波せん頭値 780A, 通流角 180 度, $T_j=125^{\circ}\text{C}$)	
最大点弧ゲート電圧 (V) DC	3.5 ($T_j=25^{\circ}\text{C}$ 順電流 6 V DC)	
最小点弧ゲート電圧 (V) DC	0.1 ($T_j=-25\sim+125^{\circ}\text{C}$ 順電圧 6 V DC)	
最大点弧ゲート電流 (mA) DC	250 ($T_j=25^{\circ}\text{C}$ 順電圧 6 V DC)	
最小点弧ゲート電流 (mA) DC	1.5 ($T_j=-25\sim+125^{\circ}\text{C}$ 順電圧 6 V DC)	
接合ベース間熱抵抗 (°C/W)	0.13	
最大順電圧上昇率 (di/dt)	20V/ μsec ($T_j=125^{\circ}\text{C}$ 順電圧波高値 $=0.5\times$ 定格順阻止電圧)	
最大順電流上昇率 (di/dt)	100A/ μsec (ターンオン直前の順電圧 $=0.5\times$ 定格順阻止電圧)	
最大ターンオンタイム (μs)	6 (ターンオン直前の順電圧 $=0.5\times$ 定格順阻止電圧)	
最大締付トルク (kg/cm)	550	

ので結合は疎としている。しかし電源側のインピーダンスは各巻線の共通インピーダンスとしてきくので実回路では分割巻線間の実質的な結合の完全疎は不可能である。この対策としては順序制御時、次のユニットを少しずらしてスタートさせることにより直流電圧の一樣増加を実現している。

3. 交流車両用標準形主サイリスタ

サイリスタ制御交流車両の量産態勢をととのえるため、素子仕様の標準化がはかられた。これに対応する日立製作所の素子は 1,000 V, 250A の CJ 02 形および 1,200 V, 250A の CJ 02 X 形である。これらはいずれもすでに量産化され、多数の使用実績をもっているものである。これらの大容量素子の特性の詳細については本特集号の別論文を参照されたい。おもな特長は次のとおりである。

- (1) 特殊ゲート構造を採用しているのでターンオン時間が短く、点弧時の di/dt 耐量が大きい。
- (2) ヒートサイクルに強い。

この素子の特性を表 3 にまた外観を図 6 に示す。図の右側は DJ 16 M 形標準ダイオードである。

4. サイリスタ回路の問題

4.1 並列素子間の電流分担の平衡

交流車両用は通常直列素子数を 1 とし、分割巻線による電圧分割方式をとっているので素子直列接続の問題はない。ここでは並列素子間の電流平衡の問題につき述べる。この問題でサイリスタがダイオードと異なるのは素子の点弧時間のバラツキのため、点弧直後に電流不平衡を生ずるという点にある。図 7 は点弧時の等価回路を示している。各素子回路の抵抗、インダクタンスおよび素子順方向特性がまったく等しいものとすれば、点弧時間の差 ΔT_{on} の間に最初に点弧した素子の直列リアクトルには(4)式に示す ΔI_0 なる電流が流れている。

$$\Delta I_0 = \left(\frac{di}{dt} \right) \times \Delta T_{on} \dots\dots\dots (4)$$

素子にはこのほか自分の並列コンデンサ回路からの放電電流が重なるが、この分は電流分担には関与しない。この不平衡電流 ΔI_0 は並列素子間の循環回路時定数 $T=L/R$ で減少する。この波形を図 8

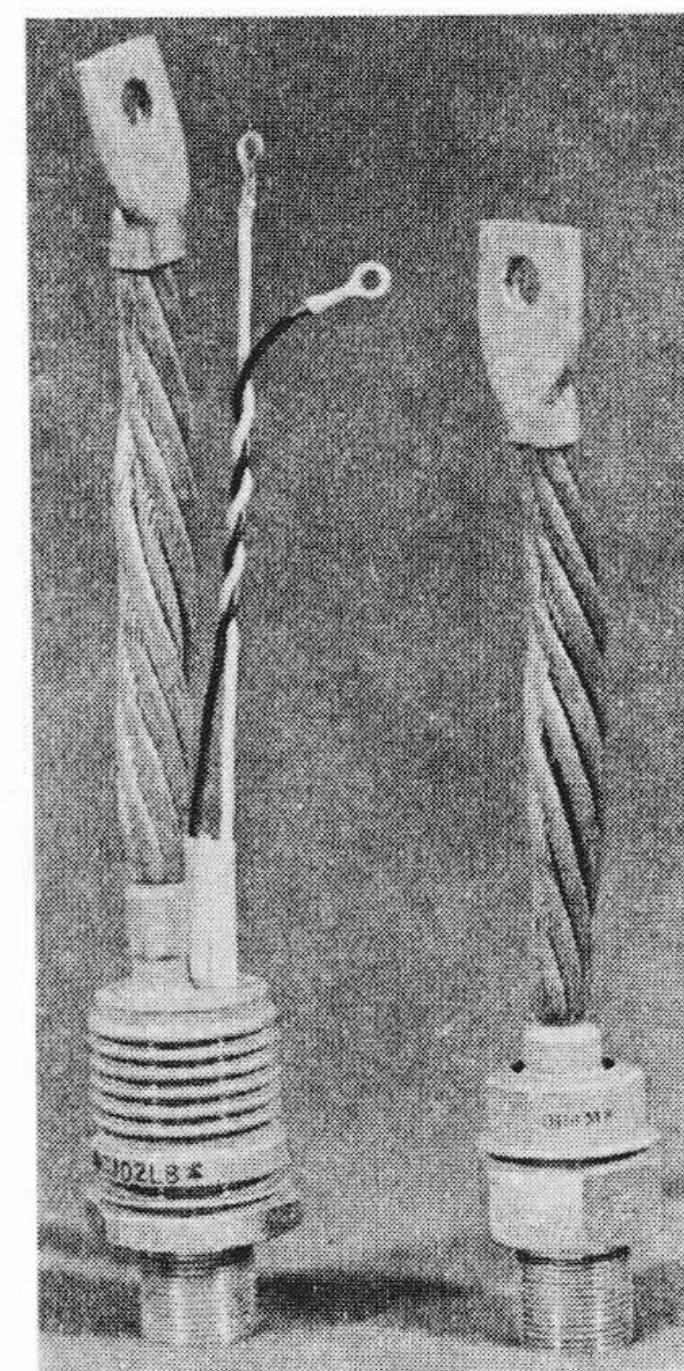
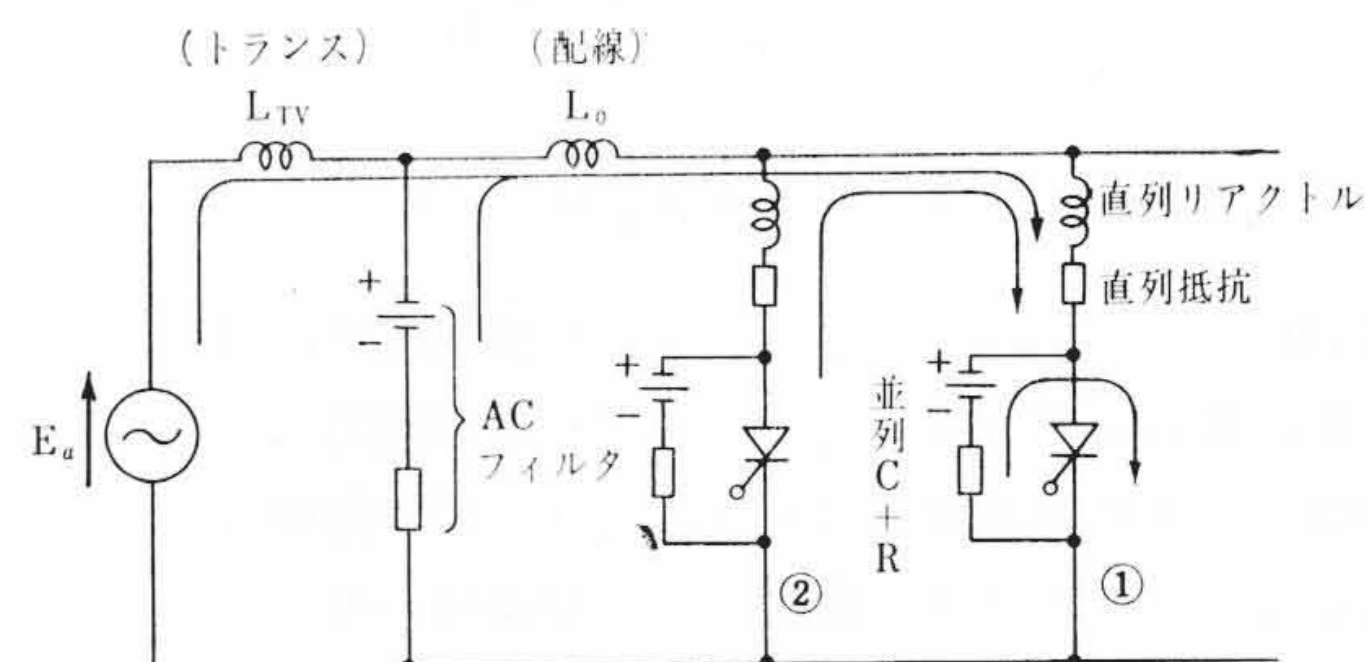


図 6 標準形サイリスタと標準形ダイオード



No.1 サイリスタのみ点弧

図 7 点弧直後の等価回路

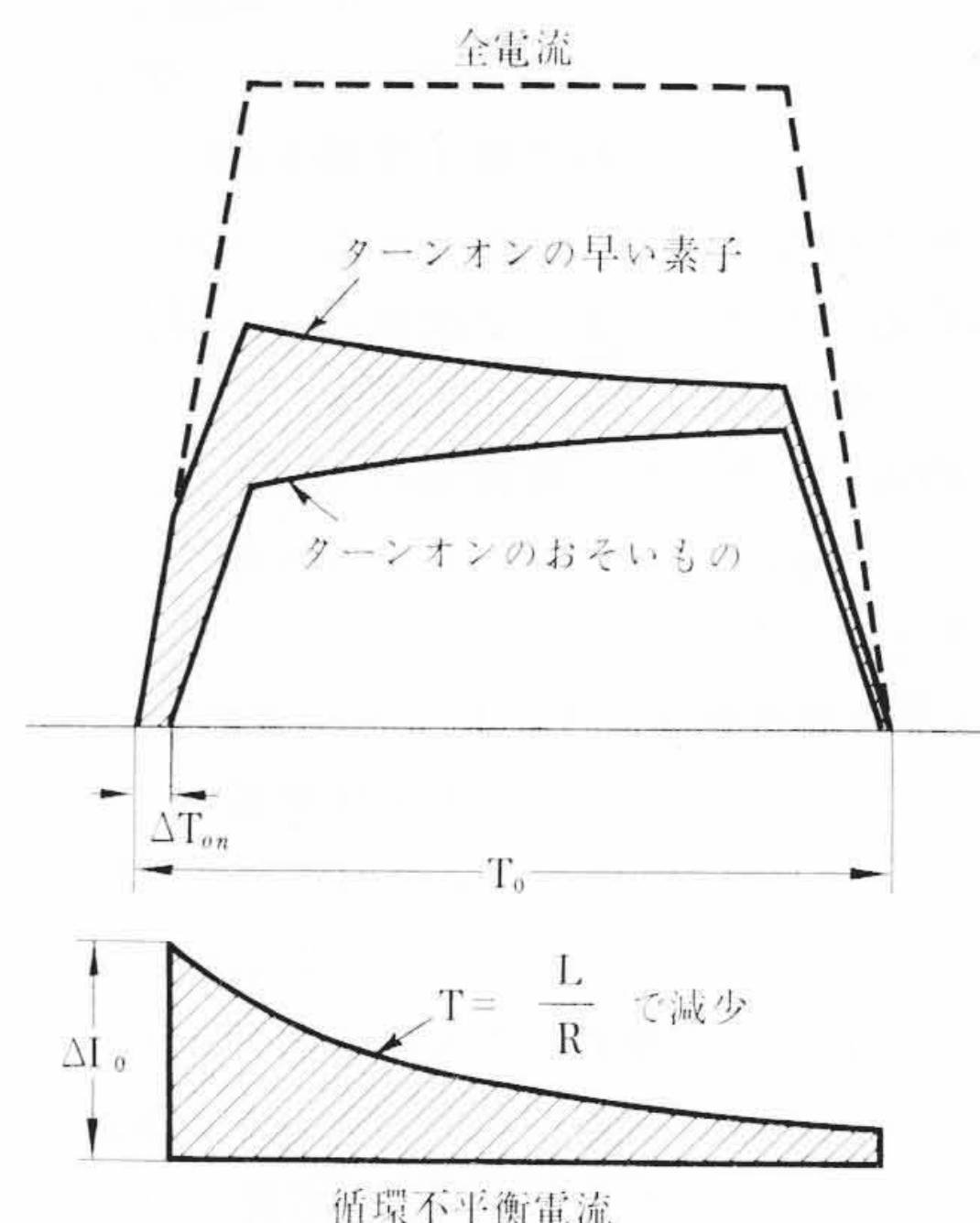


図 8 ターンオンタイムの差による分担電流不平衡

に示す。この結果並列素子間には(5)式で示す平均不平衡電流が流れる。

$$\Delta I = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \Delta I_0 e^{-t/T} dt \dots\dots\dots (5)$$

以上は 2 個並列の場合を示したものであるが、 n 個並列の場合も同様に考えることができる。電流不平衡はこのほかダイオードの場

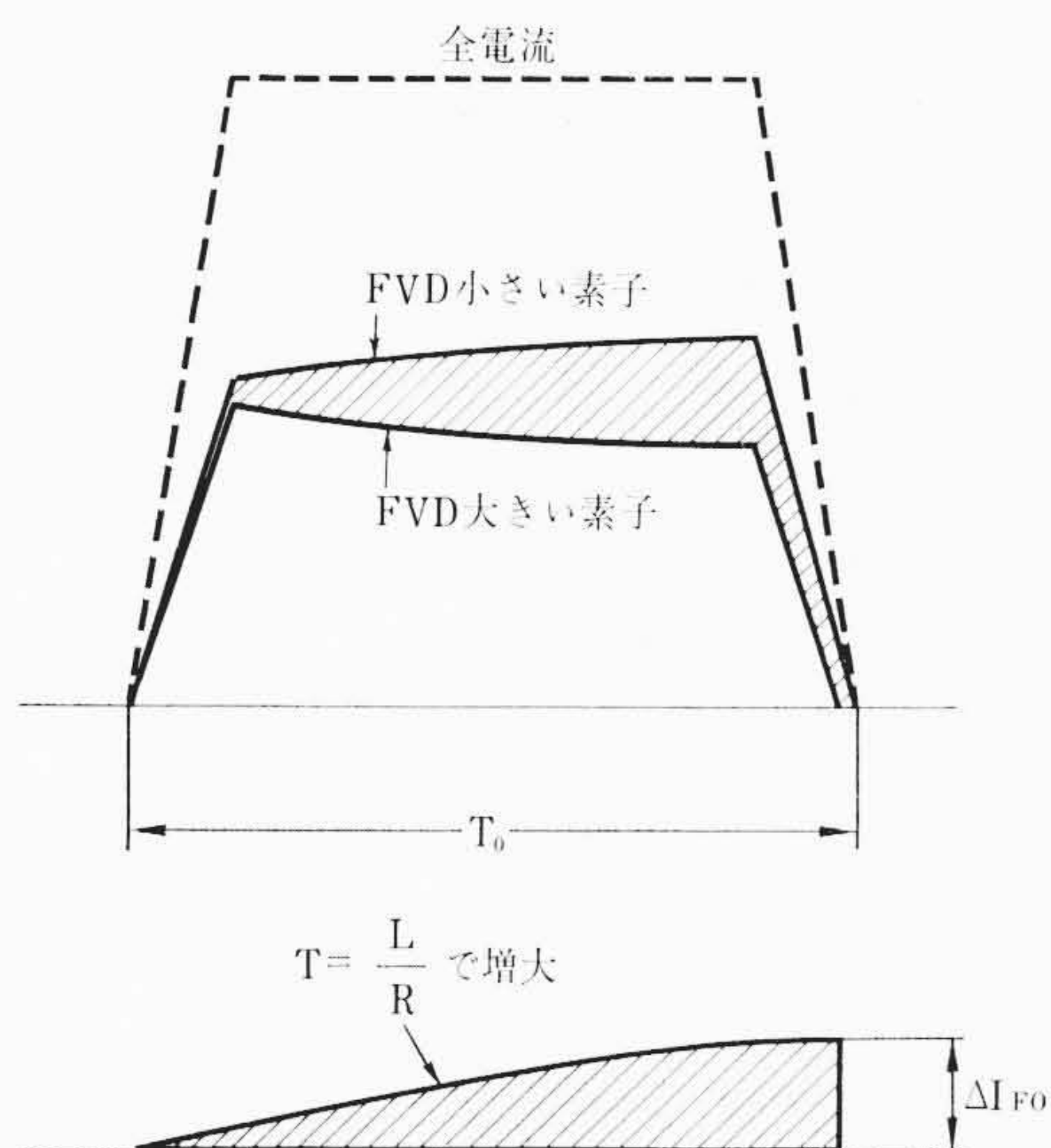
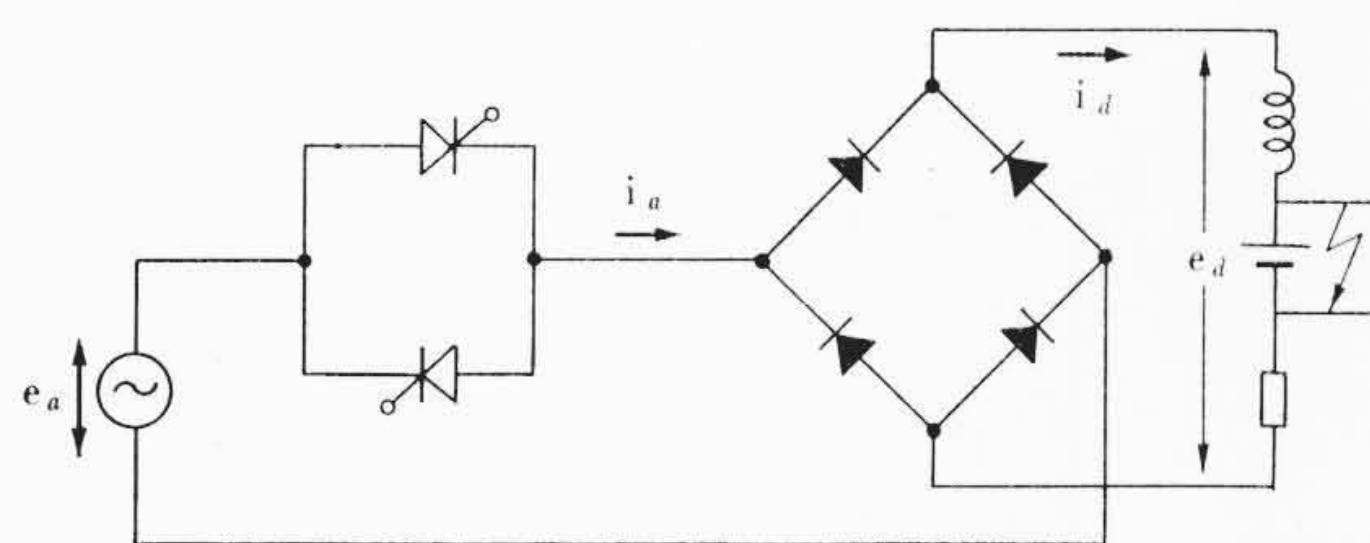
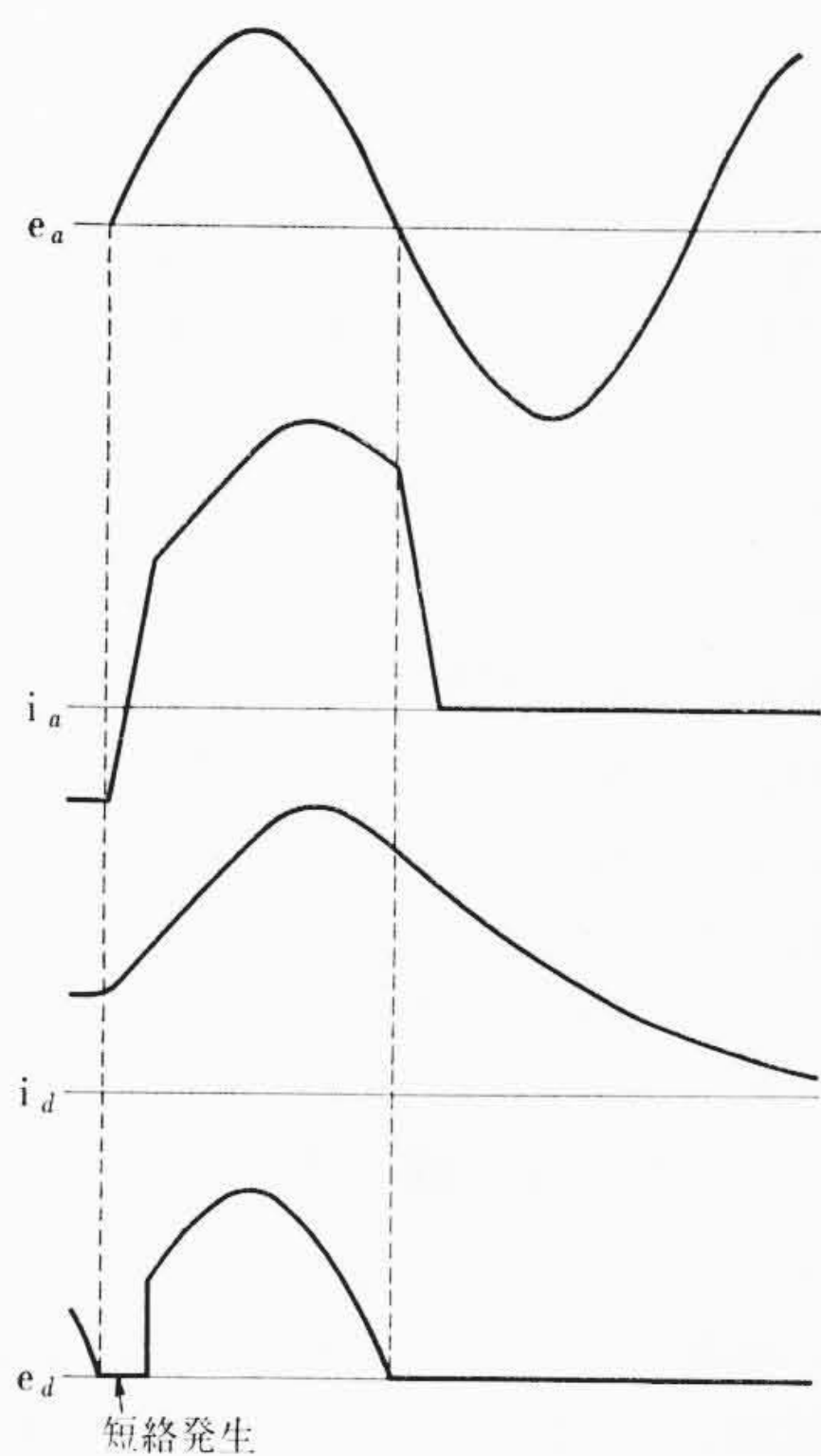


図9 FVDの差による分担電流の不平等



(a) 回路



(b) 波形

図10 ゲート遮断時各部波形

合と同様、素子の順方向電圧—電流特性の不平等によっても生ずる。これらにより生ずる電流不平衡を抑制するためには素子の特性の均一化をはかるだけでは実際上不十分であり、対策としては素子と直列に空心リアクトルを入れるほか鉄心を用いたバランサ方式もあるが、表4に比較して示すように、空心リアクトルのほうがすぐれている。

- (1) 高周波特性がよく、点弧開始時の di/dt 抑制効果大きい。
- (2) 短絡電流に対するバランサ効果が大きい。
- (3) 構造簡単で容易に風冷式として小形化がはかれる。

表4 空心リアクトル方式とバランサ方式との比較

1	方 式	空心リアクトル方式	鉄心入バランサ方式 (A)	鉄心入バランサ方式 (B)
2	回 路			
3	等価インダクタンス (任意の1個の素子の 両端からみたもの) n : 並列数	$\frac{n}{n-1}L$	$\frac{n}{n^2-1}L$	$\frac{n}{n-1}L$
4	電 流 平 衡 効 果	n に関係なく効果大 抵抗分もきく	n 大だと効果小	n に関係なし。抵抗小 さいのでやや悪い
5	$\frac{di}{dt}$ 抑 制 効 果	空心ゆえ効果大	鉄心入りゆえ効果小	鉄心入りゆえ効果小
6	短 絡 電 流 平 衡 効 果	飽和せず効果大 抵抗分もきく	効 果 小	効 果 小
7	損 失	小	極 小	極 小
8	配 線	簡 単	複 雑	やや複雑
9	冷 却	風 冷 可	自 冷	自 冷

一方空心リアクトルではあまりインダクタンスを大きくすることはむずかしい。このインダクタンスおよび巻線抵抗の値をいかに選ぶかは結局素子のターンオンタイムのバラツキをどこまでつめられるかにより支配される。前章で述べたように素子はゲートを特殊構造としたもともとターンオンタイムの短いものであり、またゲートパルスの立上りもこれに見合って1~2 μs と非常に短いので、順方向電圧降下のバラツキを考慮しても10 μH , 1.5 m Ω 程度あれば十分である。この結果空心直列リアクトル方式が標準方式として採用された。

4.2 点弧時の di/dt 抑制と回路インピーダンス

図7の回路で素子がターンオンしたとき素子に流れこむ電流の立上り (di/dt) は、直列リアクトルのインダクタンスが大きいほど、また並列 $C+R$ の R が大きいほど小さい。この直列リアクトルのインダクタンスとしては電流平衡対策から決まる10 μH 程度の空心インダクタンスを使えば、ほとんど素子の点弧特性と並列 $C+R$ の定数により支配される。一方この並列 $C+R$ はサイリスタがもともと1 sゆえ分圧の意味はなく、転流時のサージ電圧の抑制を目的としている。これらの点を考慮し、種々検討の結果、0.5 $\mu F + 20 \Omega$ を標準定数とした。

4.3 ゲート遮断

主回路サイリスタ採用の利点として、常時のノッチオフを目的とするゲート遮断をあげることができる。これにより主回路遮断器の使用ひん度は大幅に低減し、保守上の効果は大きい。さらに主回路事故時にもゲート遮断による高速度遮断が行なえれば事故の拡大を防止できる。しかしサイリスタは高温では順方向阻止能力を失なうので、事故電流の遮断には電流値の検討が必要である。検討の結果、主電動機一回路完全せん絡程度の事故電流なら高速度ゲート遮断により約1/2サイクルで負荷を電源から開放することができるとの結論が得られた。もちろんバックアップとしてゲート遮断不能な場合はただちにABBを開放する。ゲート開放後は直流電流はダイオードで短絡され、回路時定数で減衰していく。図10はゲート遮断時の各部波形を示したものである。

5. ゲート制御方式

ゲート回路に必要な特性のうちおもなものは次のとおりである。

- (1) ほぼ0度から180度まで広角度移相可能なこと。
- (2) パルス幅は最大180度。

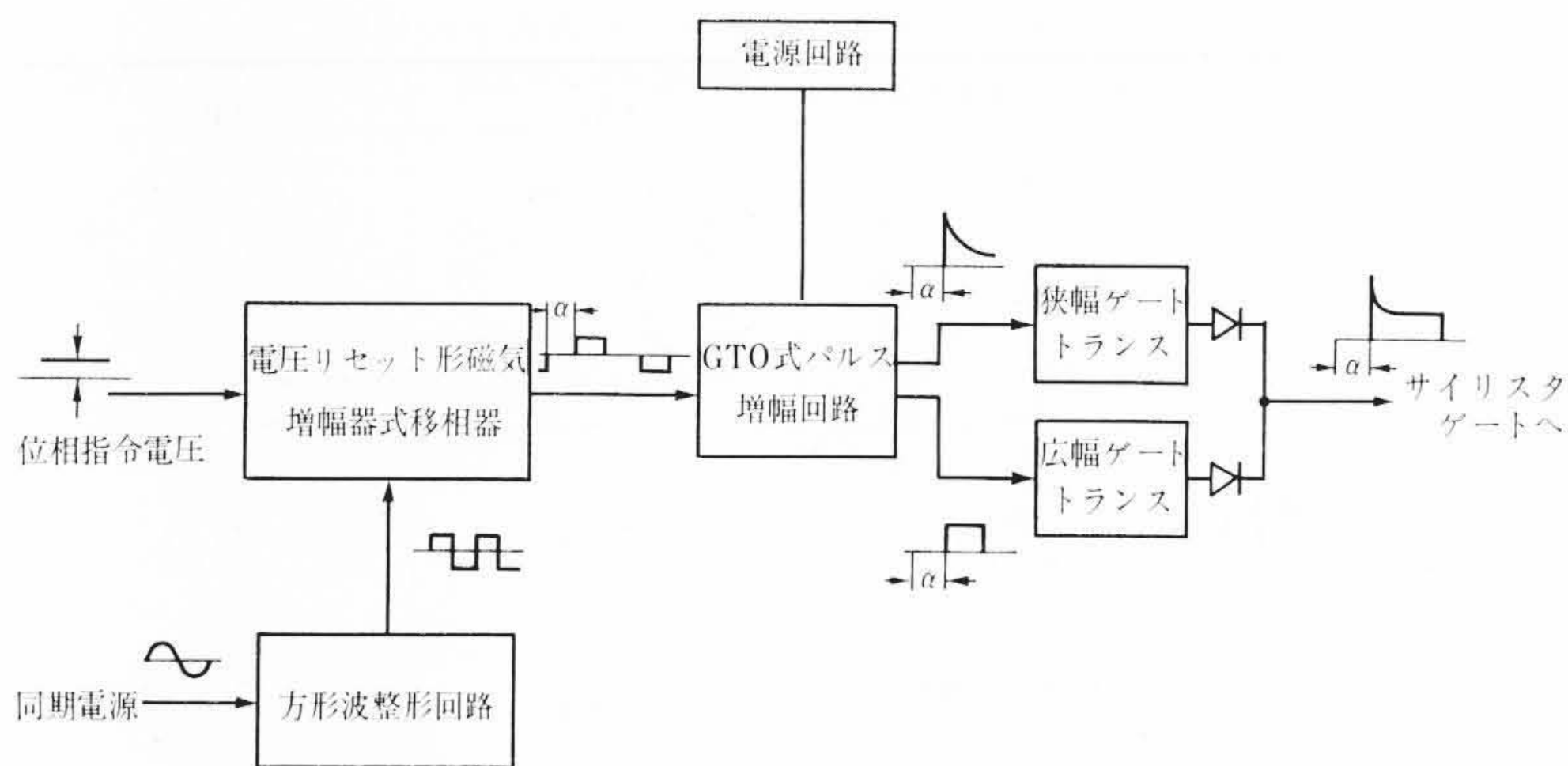


図11 ゲート移相回路ブロックツナギ図

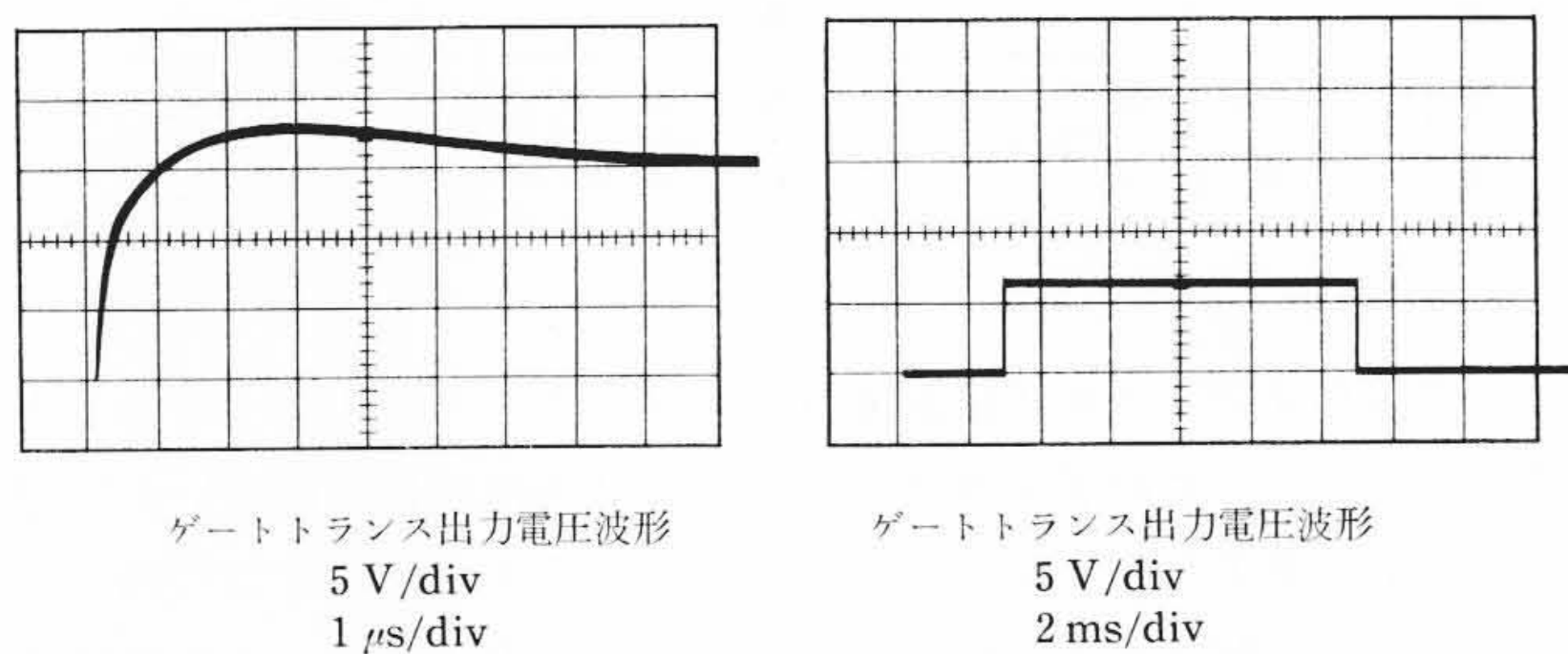


図12 ゲートパルス波形

- (3) パルス立上りが急しゅんで立上り時間は1~2μs以下のこと。
- (4) 温度、電源電圧などの外部条件の変化に対し、移相特性の変動が小さいこと。
- (5) 移相特性のバラツキが少ないこと。
- (6) 同期電源の波形ひずみに対し、移相特性が安定なこと。
- (7) 耐振構造であること。

(1)と(2)は逆並列サイリスタ制御分割巻線方式という主回路方式から要求されるものである。パルス幅が短いと、直流電流が断続から連続にうつるさい直流電圧が急上昇したり、また軽負荷転流時、消弧サイリスタの再点弧不能により直流電圧が急降下したりする異常現象が発生するおそれがある。(3)は並列点弧に必要な条件である。(4)と(5)はゲート移相回路一般に必要な条件であるが、車両用の場合、オープンループの重連制御を行なう必要があり特に問題となる。また車両はインピーダンスの大きいフィードを通して電源をとるので(6)の条件は重要である。

これらの条件を満足するものとして開発されたのがレーミー形磁気増幅器式移相器とGTO(ゲートターンオフサイリスタ)を使用したゲート回路である(図11)。

この回路の特長は次のとおりである。

- (1) 電源波形ひずみ、電源変動に対して安定なよう同期電源をいったん平滑器を通したうえ、定電圧方形波に整形して使用する。
- (2) レーミー式電圧増幅形磁気増幅器を移相器として使用しているのので
 - (a) 移相特性のバラツキが少なく、温度変化の影響が小さい。
 - (b) 広移相範囲で直線性の良い移相特性が得られる。
 - (c) 積分方式であるから外部からの誘導の影響をうけにくい。
- (3) パルス増幅器としてGTOを使用しているのので
 - (a) 立上りの良い任意の幅のパルスがえられる。

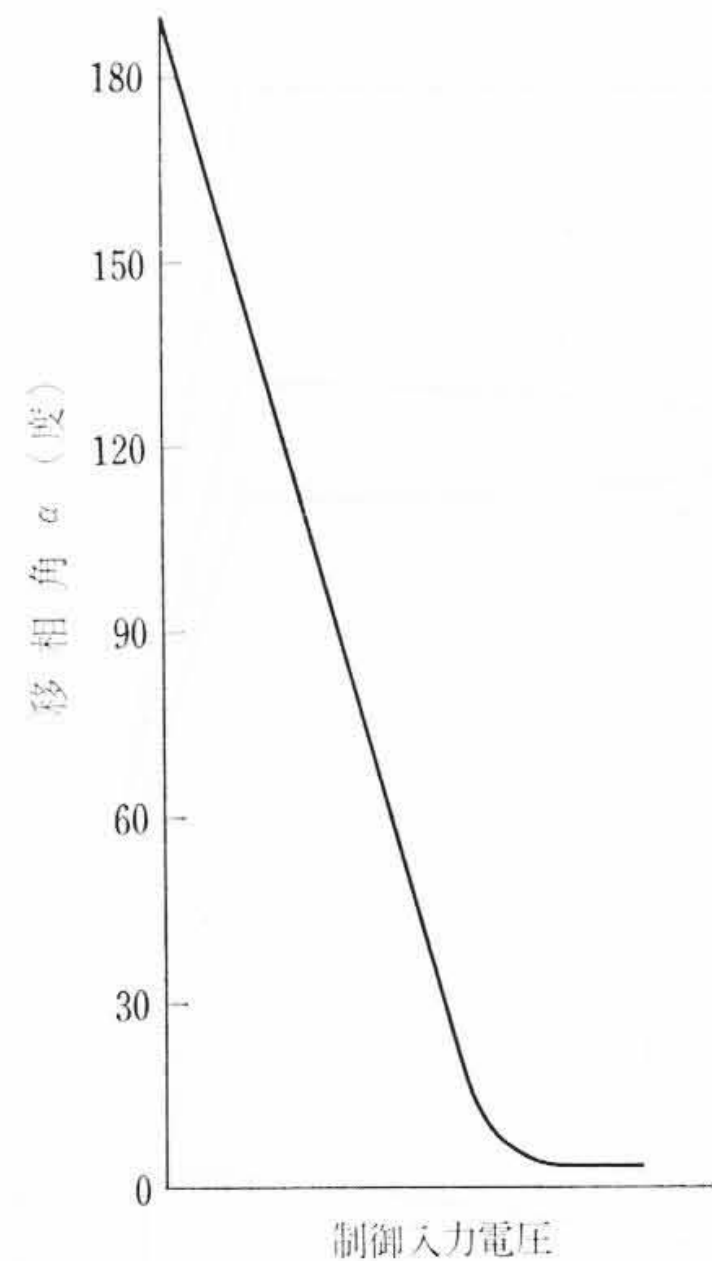


図13 ゲートパルス移相特性

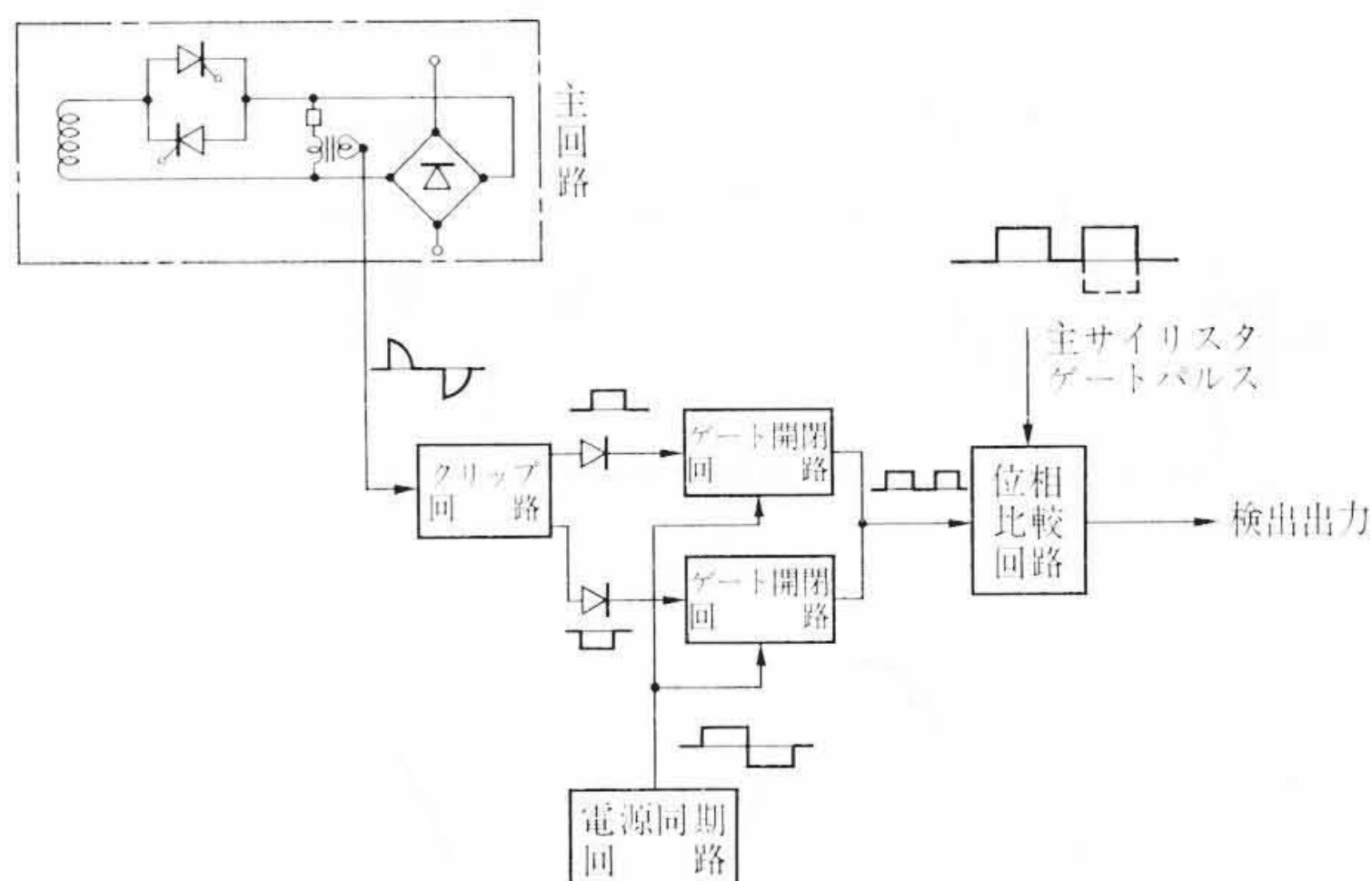


図14 サイリスタ故障検出装置原理図

- (b) ゲートに常時負電圧を加えてあるので外部誘導に強い。
- (c) 移相入力が小さい。
- (d) 瞬時ゲート遮断が可能である。
- (4) 立上りのよい広幅のパルスを得るため、ゲートトランスは立上りのよい狭幅パルスと立上りのゆっくりした広幅パルスを重ねる方式としてある。

図12にゲートパルス波形を、また図13に移相特性の一例を示す。

6. 保護方式

サイリスタはダイオードと異なり、ゲートにより点弧位相制御を行なうので事故の種類も多く、また事故時の回路現象も複雑となる。このうち逆並列制御方式で特に問題となるのは1素子の両方向短絡および順または逆短絡である。これは1素子がこのような事故をおこしても主回路短絡とはならず、並列素子中、事故素子にのみ全電流が集中して事故を拡大するおそれがあるからである。そのほか1アーム失弧も主変圧器の偏磁現象を招くので好ましくなく、検出する必要がある。これらの事故はサイリスタ故障検出装置により検出され、ABBを開放する。さらに事故ユニットを主変圧器から切り離すことにより、低減容量で運転継続可能である。

このサイリスタ故障検出装置としては種々の方式が考えられるが、次の条件を満足するものとして開発したのが図14に示す方式である。

- (1) 素子の両方向または1方向短絡および1アーム失弧を検出する。

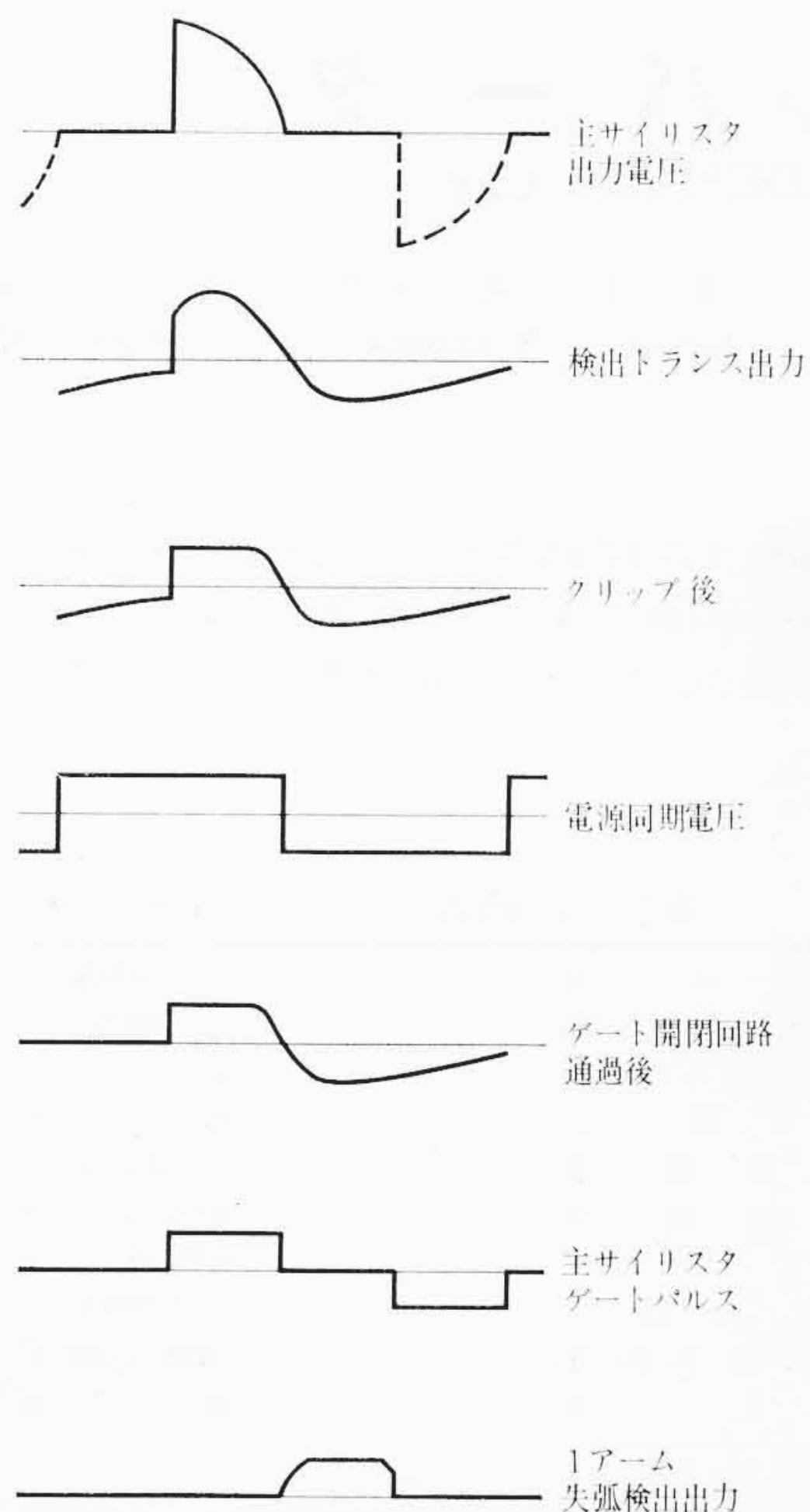


図 15 1アーム失弧検出説明図

- (2) 空ノッチでも検出可能なこと。
- (3) 通常運転中はもちろん、空ノッチ時、主回路電流断続時も安定で、誤動作のおそれがないこと。

この方式の原理はサイリスタ出力側電圧とゲートパルスをつきあわせたもので、正常時はサイリスタ出力電圧位相がゲートパルス位相より進むことはないが、素子短絡時には、ゲートパルスよりもサイリスタ出力電圧の位相が進むことを利用したものである。

また1アーム失弧もこのままで検出可能である。これはサイリスタ出力電圧の検出にトランスを使っているためである。すなわち1アームのみ失弧すれば、サイリスタ出力電圧は半波のみとなるが、検出トランスと直列に抵抗を入れて飽和を防止しているので、トランスのリセット電圧を利用して1方向失弧を検出できるわけである(図15)。

空ノッチ時、および直流電流断続時にはサイリスタ非点弧期間に電圧があらわれる場合がある。この対策として検出トランス出力側にトランジスタによる電源同期開閉回路を設け、誤動作を防止している。

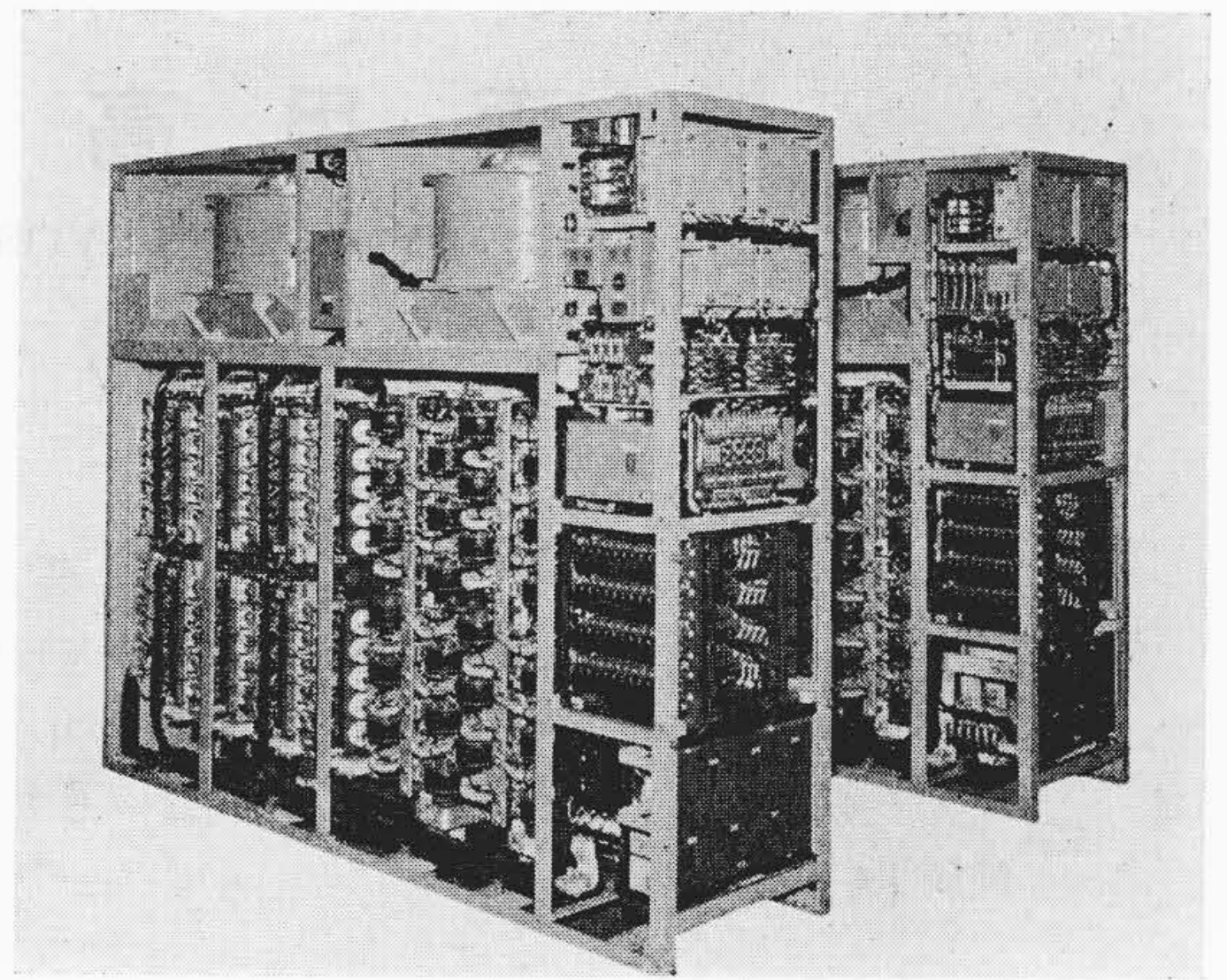


図 16 ED 931 用主シリコン制御整流器

7. サイリスタ装置

図16にED 931用シリコン制御整流器を示す。本器はさきに述べたようにわが国における最初の全電圧サイリスタ制御車両用シリコン整流器で、部分的にはその後さらに検討され、標準化方式と異なっているところはあるが、根本的には同一である。仕様は2,200 kW/1,100 V/2,000 Aで、サイリスタを96個(1S×12P×2A×4U)、ダイオードを160個(1S×10P×4A×4U)使用しており、現在仙山線で好調に運転されている。

現在さらに北海道向交流電車711車用として、同様結線方式の整流器を製作中であり、サイリスタ制御の交流車両は今後続々量産される見通しである。

8. 結 言

交流車両の連続速応制御および主回路の無接点化をねらいとして、サイリスタ制御方式が標準方式として採用されることになり、試作機関車も完成し、素子の標準化も進んで、設計、製作の両面で量産態勢がととのったことを述べた。第1号機のED 931のサイリスタは無事故で運転され、サイリスタ制御の真価を示しつつある。今後は量産時代にはいるが、回生制動方式、チョップ制御方式の併用など新しい方式も研究が進められており、主回路サイリスタ制御はますます発展するであろう。

終わりに設計、製作ならびに各種試験にあたり、終始ご指導を賜わった日本国有鉄道の各位に深く謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 小野田ほか：日立評論 43, 2176 (昭 36-12)
- (2) 佐々木ほか：日立評論 46, 1804 (昭 39-11)
- (3) 坪井：日立評論 47, 297 (昭 40-2)
- (4) 守田ほか：日立評論 47, 1034 (昭 40-6)
- (5) 武井ほか：日立評論 48, 520 (昭 41-4)