

サイリスタ式回生ブレーキ付 ED94 形交流電気機関車

Model ED94 AC Electric Locomotive with Thyristor System and Regenerative Brake

佐々木 昭 夫* 河 野 敏 克* 宮 寿 一**
Akio Sasaki Toshikatsu Kôno Hisaichi Miya
石 塚 猛** 藤 井 徳 寿***
Takeshi Ishizuka Noriyoshi Fujii

要 旨

昭和42年2月日本国有鉄道に納入したED94形試作交流電気機関車は、サイリスタインバータによる回生ブレーキ付交流電気機関車である。本文は今回開発された、サイリスタ多重ブリッジ回路により、力行一回生運転を可能にした主回路方式を中心として、本機関車に採用された各種の新技术について述べたものである。

1. 緒 言

昭和30年わが国の交流電化が始まってから、交流電気機関車の制御方式は高圧タップ切換方式から磁気増幅器による低圧無電弧タップ切換連続制御方式へ、また整流器は水銀整流器からシリコン整流器へと進み、昭和40年には試作ED93形⁽¹⁾でサイリスタの主回路への応用が実用化された。昭和43年9月に交流電化が予定されている奥羽線福島一米沢間の33%の急こう配区間での抑速ブレーキ用に交流回生ブレーキが必要となり、今回のサイリスタインバータによる交流回生ブレーキ付機関車の試作となった。本機関車は納入後の性能試験においても好成績をあげた。このことは、外国でもまだ試作段階であることからみて、わが国の車両技術が高い水準にあることを示すものである。以下主回路方式、制御装置を中心に本機関車の概要を述べる。

2. 一般仕様および特長

図1に機関車の外観、表1に一般仕様中おもなものを示す。

本機関車は、本線および支線の共通運用の観点から、B₀—2—B₀の軸配置を有し、基本的な性能、特性は回生ブレーキが追加になったほかはED75形⁽²⁾、ED93形と同一である。表2は回生ブレーキの条件を示したものである。本機関車の特長とするおもな点をあげると次のとおりである。

(1) 主回路にサイリスタ4段多重ブリッジ回路を採用し、力行時には整流器運転を、回生ブレーキ時にはインバータ運転を行っている。

(2) 主回路定電圧制御(AVR制御)および界磁定電流制御(ACR制御)方式を採用した。

(3) サイリスタ万能故障検出装置を採用した。

(4) 主回路素子として1,000V、250Aの大容量、高耐圧サイリスタを用いた。

(5) 中間台車にブレーキ装置を設けるとともに、軸重に応じた適切なブレーキ力を得るため、ブレーキ装置に応荷重装置を設けた。

(6) 主電動機冷却用電動送風機にターボファンを採用し騒音の低減を図った。

(7) 制御回路の無接点化、軸重切換、軸重可変および耐雪耐寒構造などはED93形と同様採用されている。

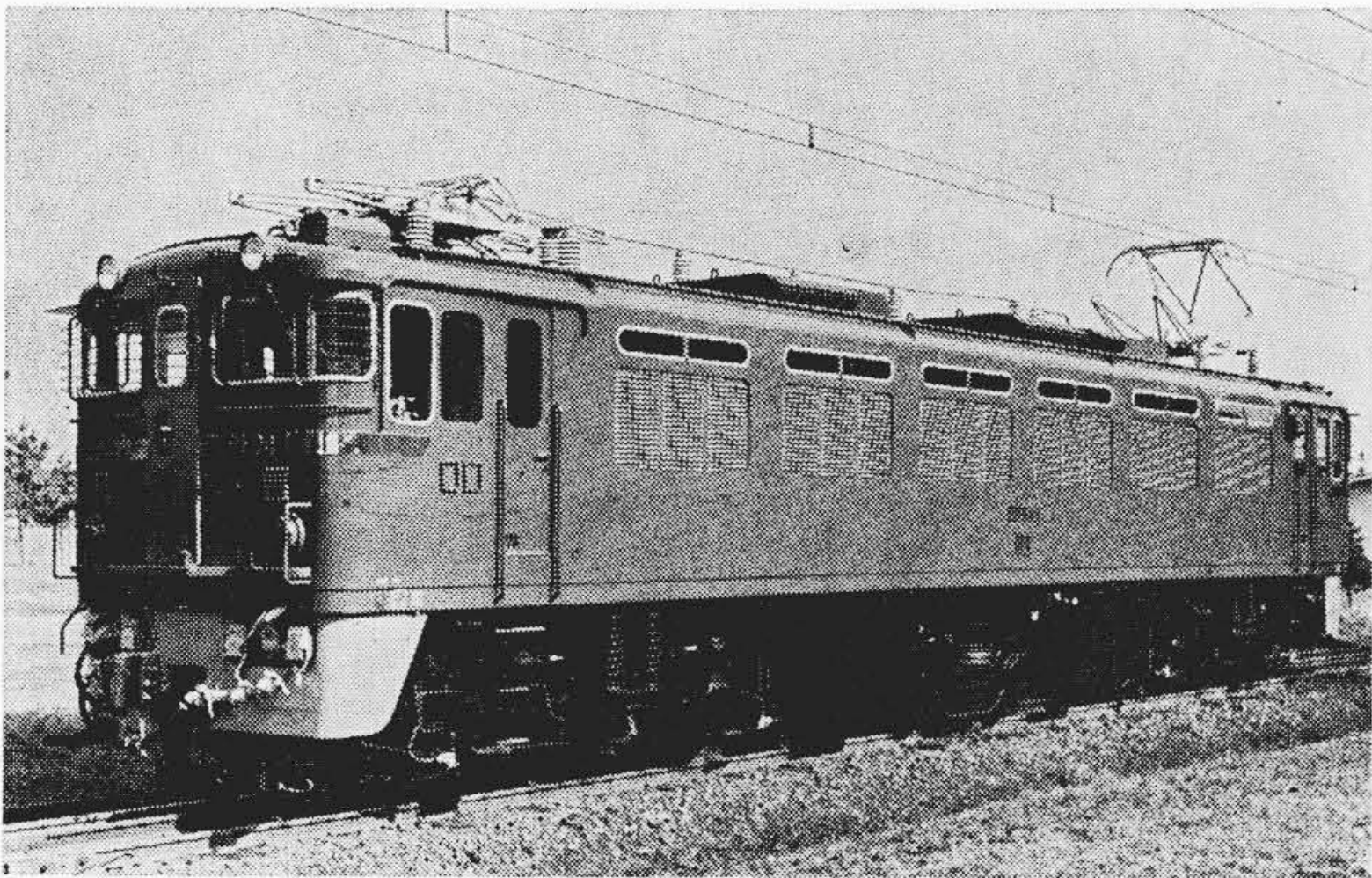


図1 ED94形交流電気機関車

表1 おもな一般仕様

項 目	仕 様
用 途	客 貨 両 用
電 気 方 式	単 相 交 流 50 c/s 20 kV
運 転 整 備 重 量 (t)	80
車 軸 配 置	B ₀ —2—B ₀
機 関 車 性 能	
1時間定格出力 (kW)	1,900
1時間定格引張力 (kg)	14,100
1時間定格速度 (km/h)	49.1
最高許容速度 (km/h)	100
主 電 動 機	MT52 4台 475 kW, 900 V, 570 A, 1,070 rpm
動 力 伝 達 方 式	1段減速ツリカケ式
歯 車 比	16:71=1:4.44
主 変 圧 器	TM12 外鉄形送油風冷式
連 続 定 格 (kVA)	2,290
主平滑リアクトル	I C23 (540 Aにおいて) 1,150 V, 10 mH
シリコン制御整流器	R S30
結 線 方 式	サイリスタ単相ブリッジ結線直流出力4段直列
連 続 定 格	2,200 kW, 1,100 V, 2,000 A
素 子 構 成	1S×12P×4A×4U
制 御 方 式	
力 行	二次側分割、サイリスタ連続移相制御 弱界磁、自動電圧制御、重連総括制御 上記項目に界磁自動定電流制御が追加される
回 生	サイリスタ移相制御、カム軸接触器
制 御 装 置	電気式単相交流、1,480 V 380 kVA
列 車 暖 房 方 式	E L14 A S 空気ブレーキ (つり合管式)
ブ レ ー キ 装 置	回生ブレーキ、ネジ手ブレーキ

表2 回生ブレーキの条件

けん引荷重 (t)	こ う 配 (%)	抑 速 速 度 (km/h)
330	33	55
1,300	10	65
650	25	55

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

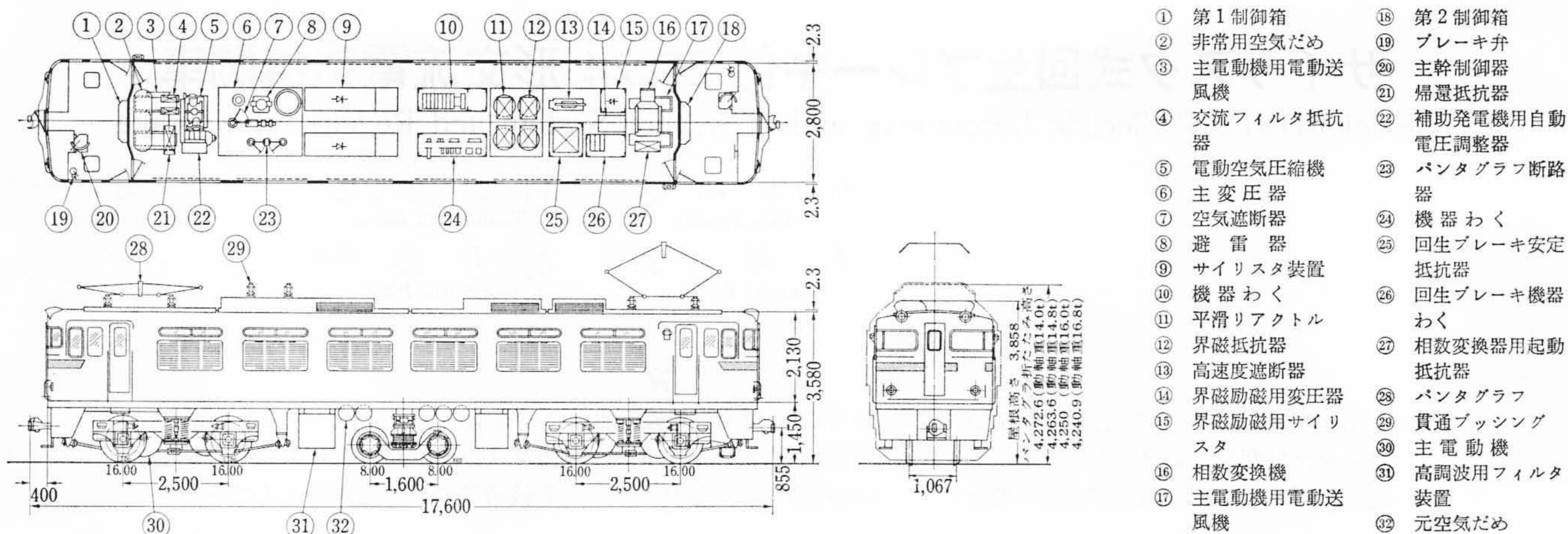


図2 機器配置

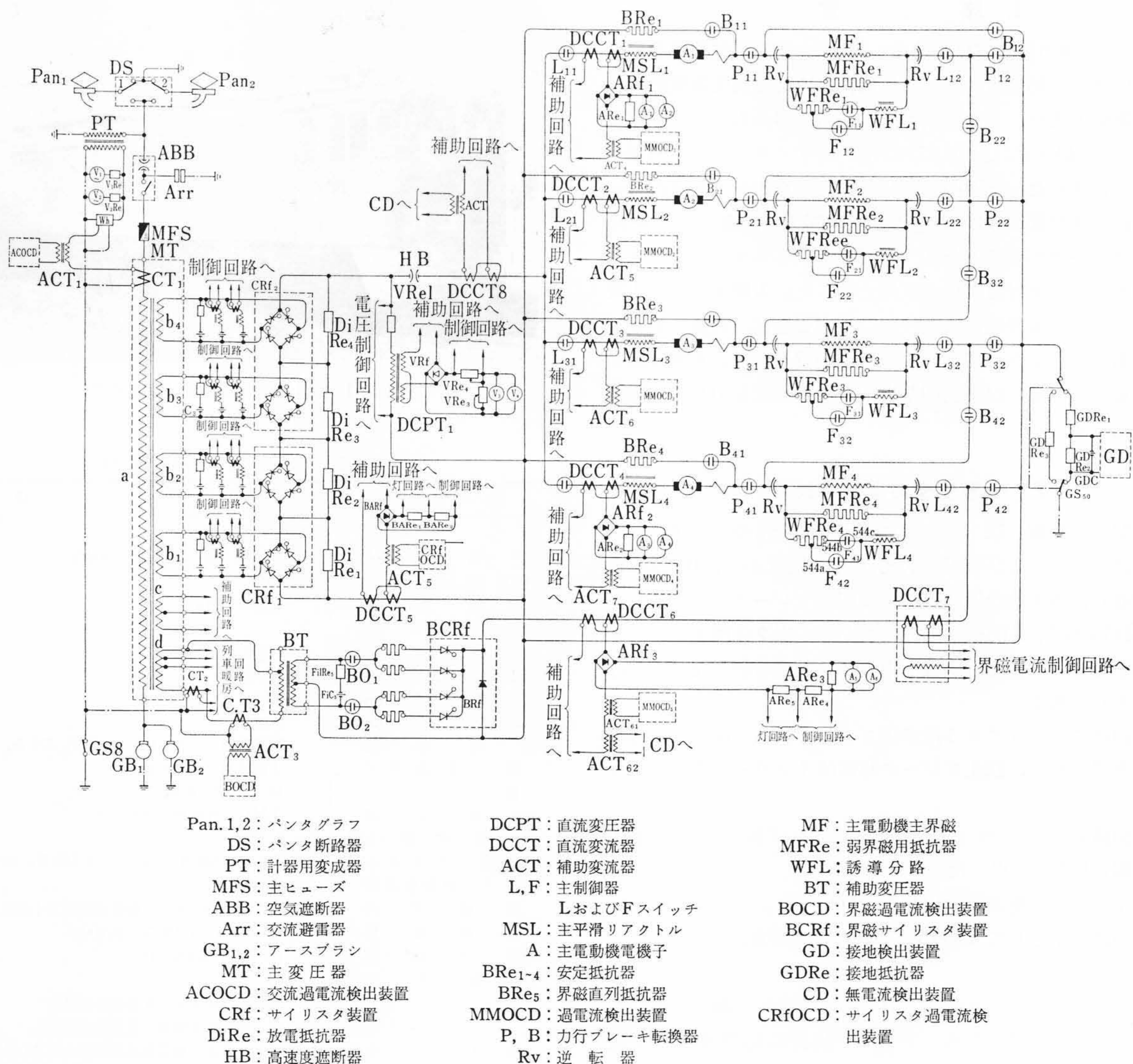


図3 ED94形主回路ツナギ

3. 機関車構造

台車はED75形以降の標準形動台車と、空気バネを使用した中間台車からなるB₀—2—B₀の軸配置で、動軸重をそれぞれ14, 15, 16, 16.8 tに切換え各線区の許容最大軸重で運転ができる。また起動時の粘着性能向上のため自動軸重制御装置により走行中の軸重を変化させることができる。駆動方式は平歯車1段減速のツリカケ式で

ある。

空気ブレーキ装置には応速度、応荷重装置を採用し機関車速度の高低、軸重制御に相応して常に最も有効にブレーキを作用させブレーキ距離の短縮を図っている。

車体構造はED93形ですでに実施されている冷却風室内循環、20 kV 機器の室内設置などの耐寒耐雪構造に高圧機器わくの防雪覆の追加、回生ブレーキ装置室や機器わくのインタロックの追加などの

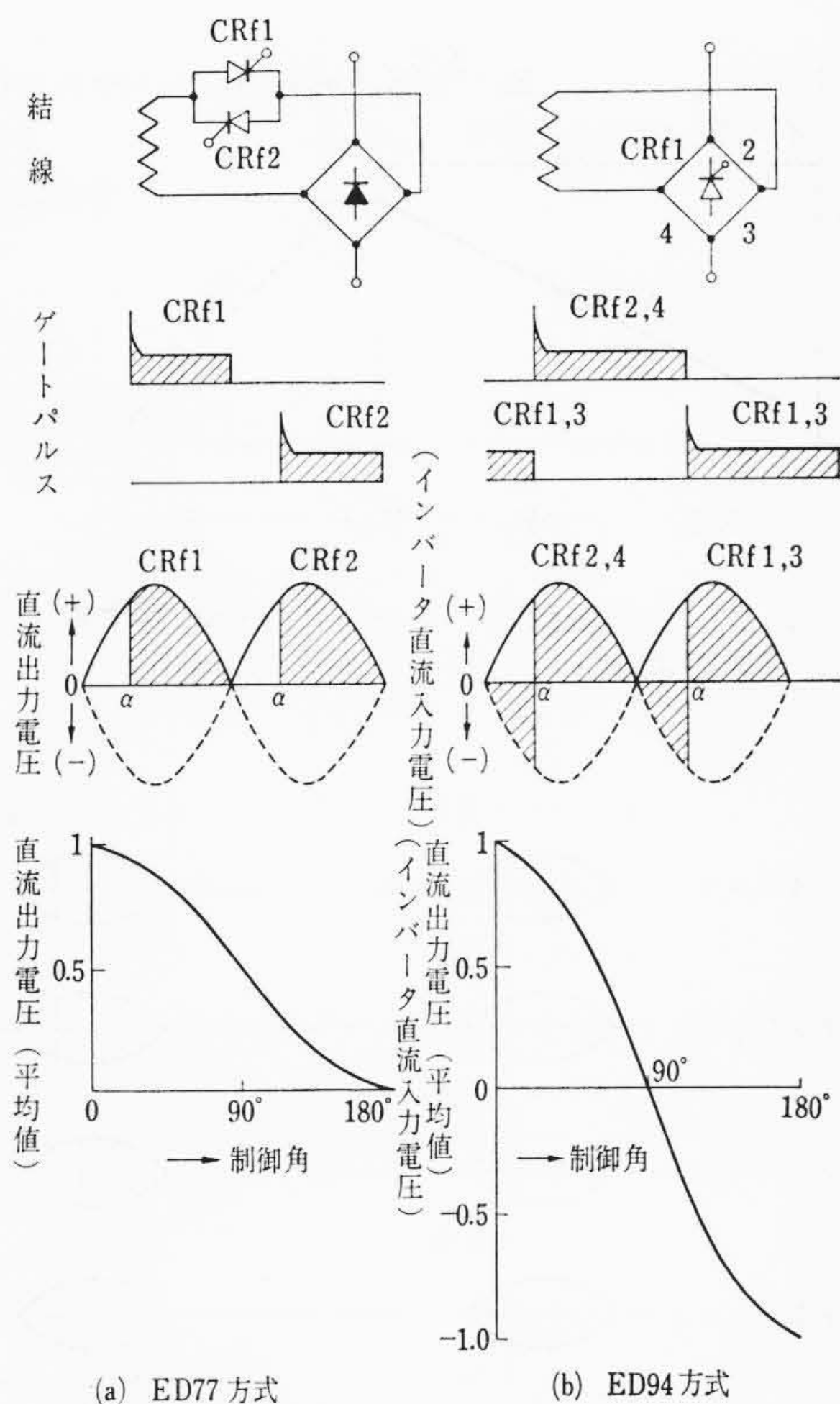


図4 ED77方式とED94方式のゲート制御時の特性比較

ほかは基本的にはED75形とほとんど同一である。図2は機器の配置を示したものである。

4. 主回路ツナギおよび速度制御方式

4.1 主回路ツナギ

図3に本機関車の主回路ツナギを示す。おもな特長は次のとおりである。

- (1) 主変圧器二次側は4分割され、各巻線に高調波低減用の第五次と第七次の高調波共振フィルタが設けられている。
- (2) 主変圧器二次側の各分割巻線に、サイリスタブリッジが接続されている。これが直流側で4ユニット直列接続されていてブレーキ時にはインバータ運転を行ない回生ブレーキを行なう。
- (3) 直流回路に高速度遮断器を設け、サイリスタ装置が転流失敗して直流回路に過電流が流れた場合、主回路とサイリスタ素子を保護している。
- (4) 主電動機回路にはカム接触器式Lスイッチと界磁Fスイッチが設けられている。Lスイッチはサイリスタをゲート遮断することにより無電弧の状態を開閉される。
- (5) 回生ブレーキ運転時には主電動機の電機子回路に安定抵抗器をそう入し、ブレーキ電流の安定化および各電機子電流の不平衡の補償を行なっている。
- (6) 主変圧器四次巻線に補助変圧器を接続し、回生ブレーキ運転時に補助変圧器二次側に設けた界磁サイリスタ装置により制御された界磁電流を主電動機界磁巻線4個に直列に供給している。力行時には主電動機は直巻界磁であるが、回生ブレーキ時には他励界磁として誘起電圧の方向を反転させている。これはサイリスタ装置があるので直流電流の方向を1方向に限るためである。

4.2 サイリスタブリッジの制御と直流電圧

図4(a)および(b)にそれぞれED77とED94のサイリスタの結線方式を示す。

ED77方式ではサイリスタは交流側で逆並列に接続され、ダイオ

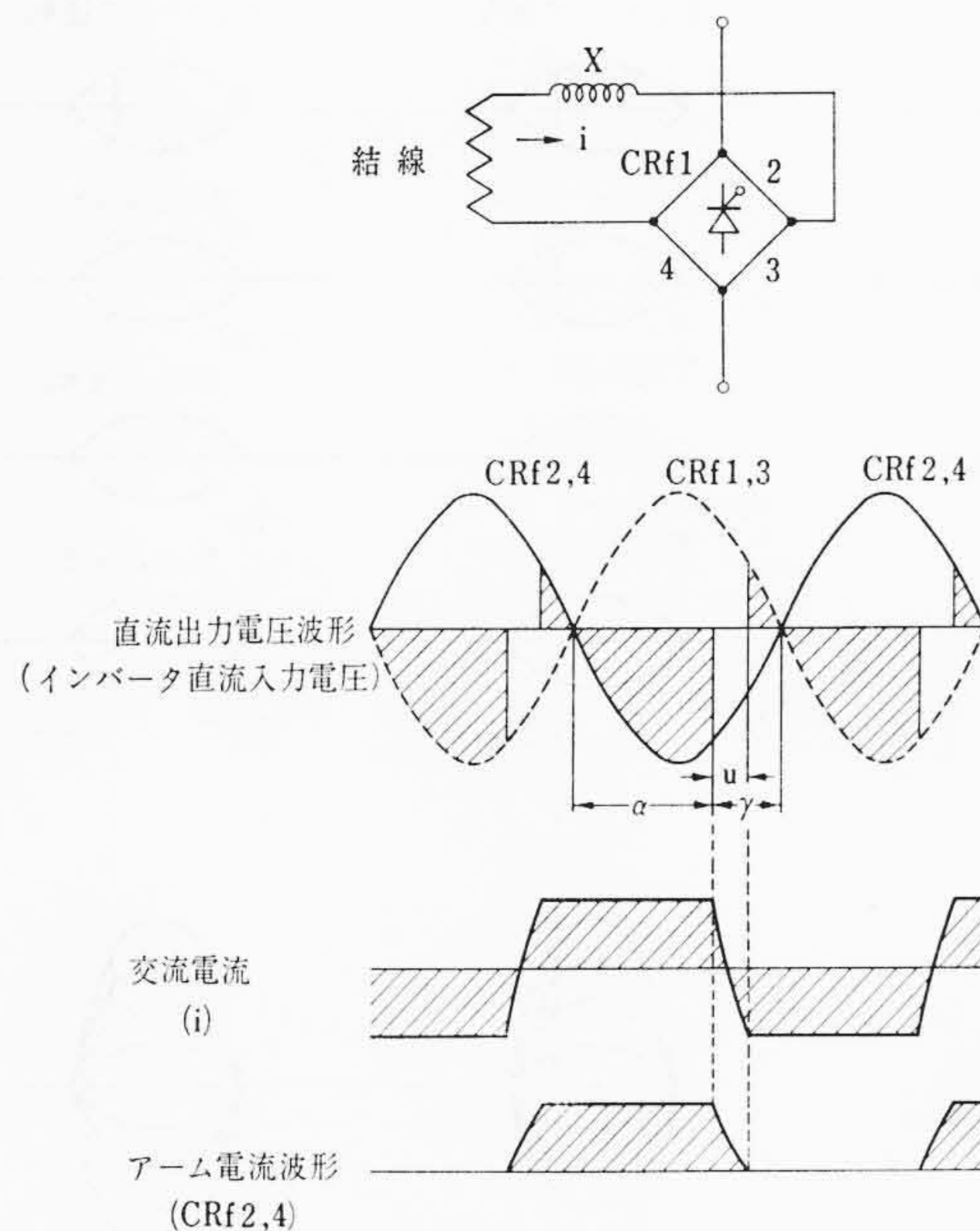


図5 インバータ運転時の各部波形

ードブリッジで整流する。直流出力電圧波形は制御角に無関係で常に正または0で負電圧にはならないのでインバータ動作はできない。ED94方式ではブリッジの全アームがサイリスタで構成され、対辺アームは同一位相のゲートパルスで点弧される(これを対称制御という)。この場合各アームの通流角は直流電流が断続しない限り制御角に関係なく約180度であり、直流出力電圧波形には負の期間があらわれる。制御角 α が $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ ではこの波形の平均値は正であるが、 $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ では負となりインバータ運転が可能となる。インバータ運転の場合、制御角 α をあまり大きくすると転流失敗する。図5に示すように実回路では必ず交流側にリアクタンスがあるため、サイリスタを点弧させても瞬時には交流電流の反転は行なわれず、重り角 u を生ずる。したがってそれまで通流していたサイリスタアーム2, 4の電流は α の時点で0とはならず、 $\alpha + u$ ($=\gamma - u$)の時点ではじめて0となる。サイリスタアーム2, 4はこの時点より消弧しはじめる。制御進み角 γ が小さければサイリスタアーム2, 4の電流はサイリスタアーム1, 3に転流できずに、次の半サイクルで直流側発電機電圧と交流電圧が重畳し過大電流となる。制御進み角には最小値 $\gamma_{\min}$ が必要であり、この値は負荷が大きく交流電圧が小さく交流側のリアクタンスが大きいほど大きな値にしなければならない。本機関車の場合、 $\gamma_{\min}$ は55度にセットしてある。

4.3 力行時の速度制御方式

本機関車の電圧制御方式としては4分割されたサイリスタユニットを、整流器運転を行なうユニット($\alpha < 90^\circ$)と、インバータ運転を行なうユニット($\alpha > 90^\circ$)に分けて直流出力電圧を制御する方法を用いている。図6(a)および(b)に力行運転時の各サイリスタユニットの直流出力電圧と全ユニットの合成直流出力電圧を示す。

主幹制御器のノッチを定めると主回路直流電圧が一定になるいわゆる定電圧制御方式が採用されている。図7はそのブロック図である。主幹制御器から主回路直流電圧を指示する基準電圧が与えられ、主回路検出電圧との差が比較器により比較され補償回路にはいる。この入力補償回路により安定化され、サイリスタ移相器の入力となり、ゲート制御角 α を定める。主幹制御器により基準電圧を変えることにより速度制御が行なわれている。

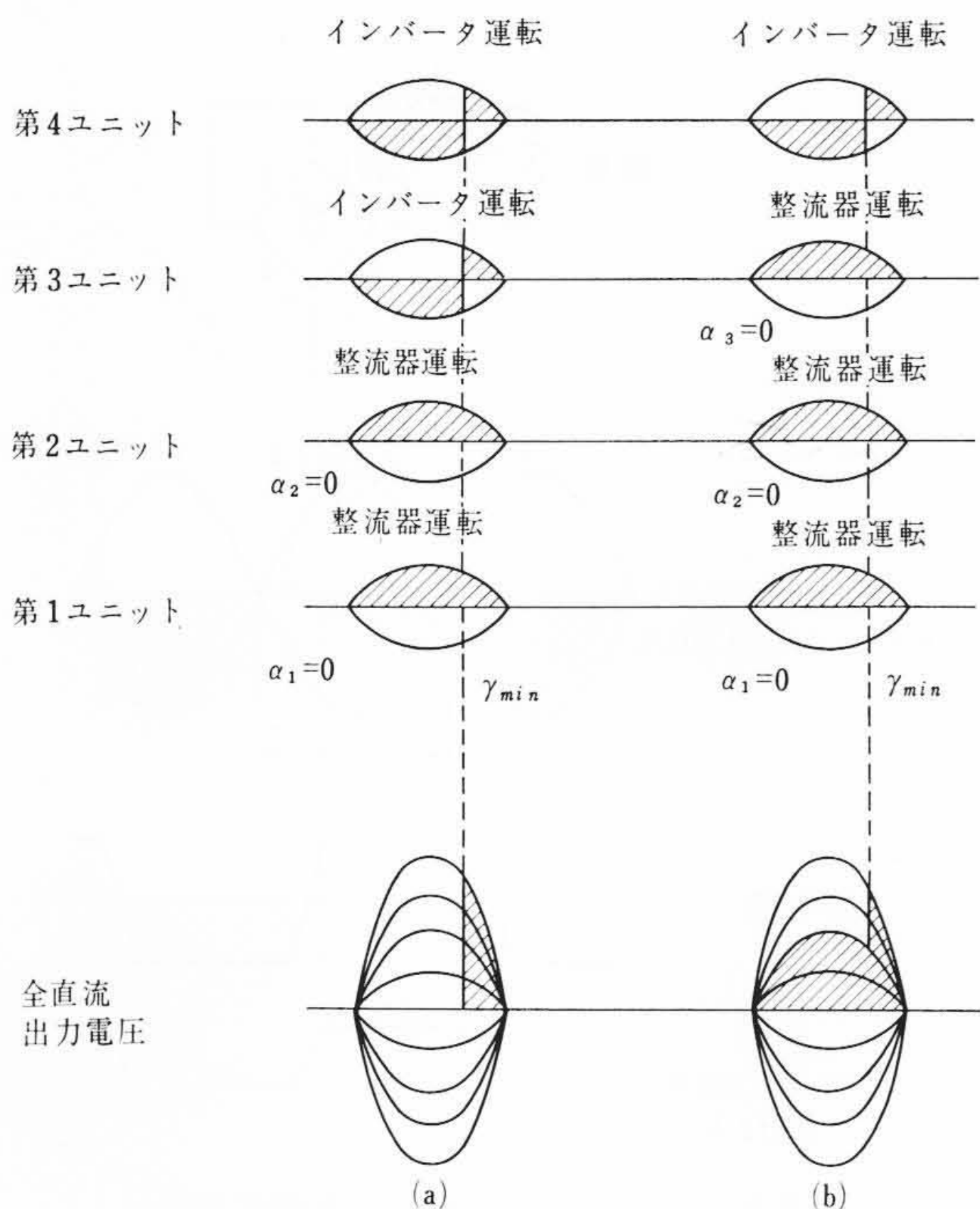


図 6 力行時直流出力電圧波形

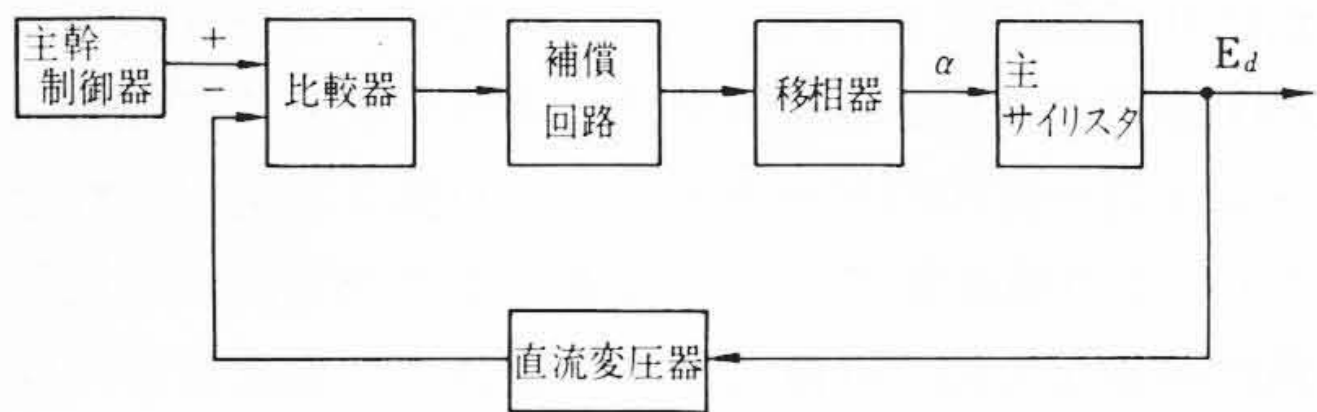


図 7 力行時電圧制御系ブロック図

4.4 回生ブレーキ時の速度制御方式

ブレーキ電流制御方式として、界磁電流制御とインバータ直流入力電圧制御を用いている。ブレーキ電流は(1)式で計算できる。

$$I_a = \frac{1}{Z} \left\{ k \cdot n \cdot \phi(I_f) - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot E_a \cdot (\cos \gamma_1 + \cos \gamma_2 + \cos \gamma_3 + \cos \gamma_4) \right\} \dots \dots \dots (1)$$

- ここに、
 I_a : ブレーキ電流
 Z : 直流回路のインピーダンス (交流側インピーダンスも換算して含む)
 k : 発電機定数
 n : 発電機回転数 (機関車速度)
 $\phi(I_f)$: 磁束
 I_f : 界磁電流
 E_a : 二次交流電圧 (1 巻線分)
 γ : 制御進み角 ($\gamma = \pi - \alpha$)

機関車速度の高い領域 (発電機回転数の高い領域) では界磁電流 I_f が小でも $k \cdot n \cdot \phi(I_f)$ は大きいので、インバータ直流入力電圧 E_d が高くなり各ユニットの制御進み角 γ を γ_{min} に近い値にする。速度が下がってきた場合には I_f を大きくし、さらに低速になったときは I_f を最大にし、なおかつ γ を制御して E_d を小さくする。図 8 に主幹制御器ノッチに対する I_f と E_d の関係を示す。 B_1 ノッチから B_{11} ノッチまでは界磁電流制御を行ない、 E_d を高い値に固定する。 B_{11} ノッチから B_{17} ノッチまでは I_f を最大に固定し、 γ 制御を行ない E_d を下げる。 E_d は力行時と同様、インバータ運転をするユニットと整流器運転をするユニットの組合せで合成電圧が負つ

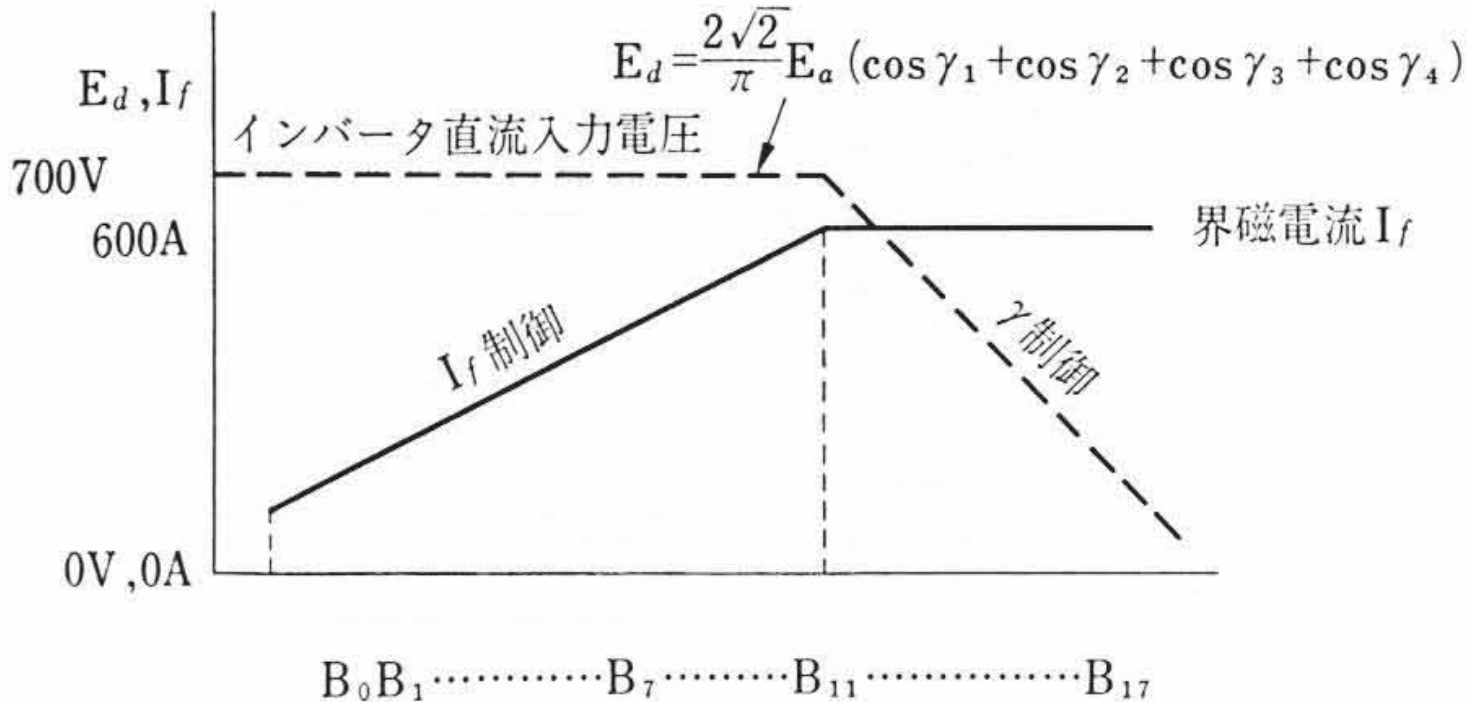


図 8 主幹制御器ブレーキノッチに対する界磁電流とインバータ直流入力電圧

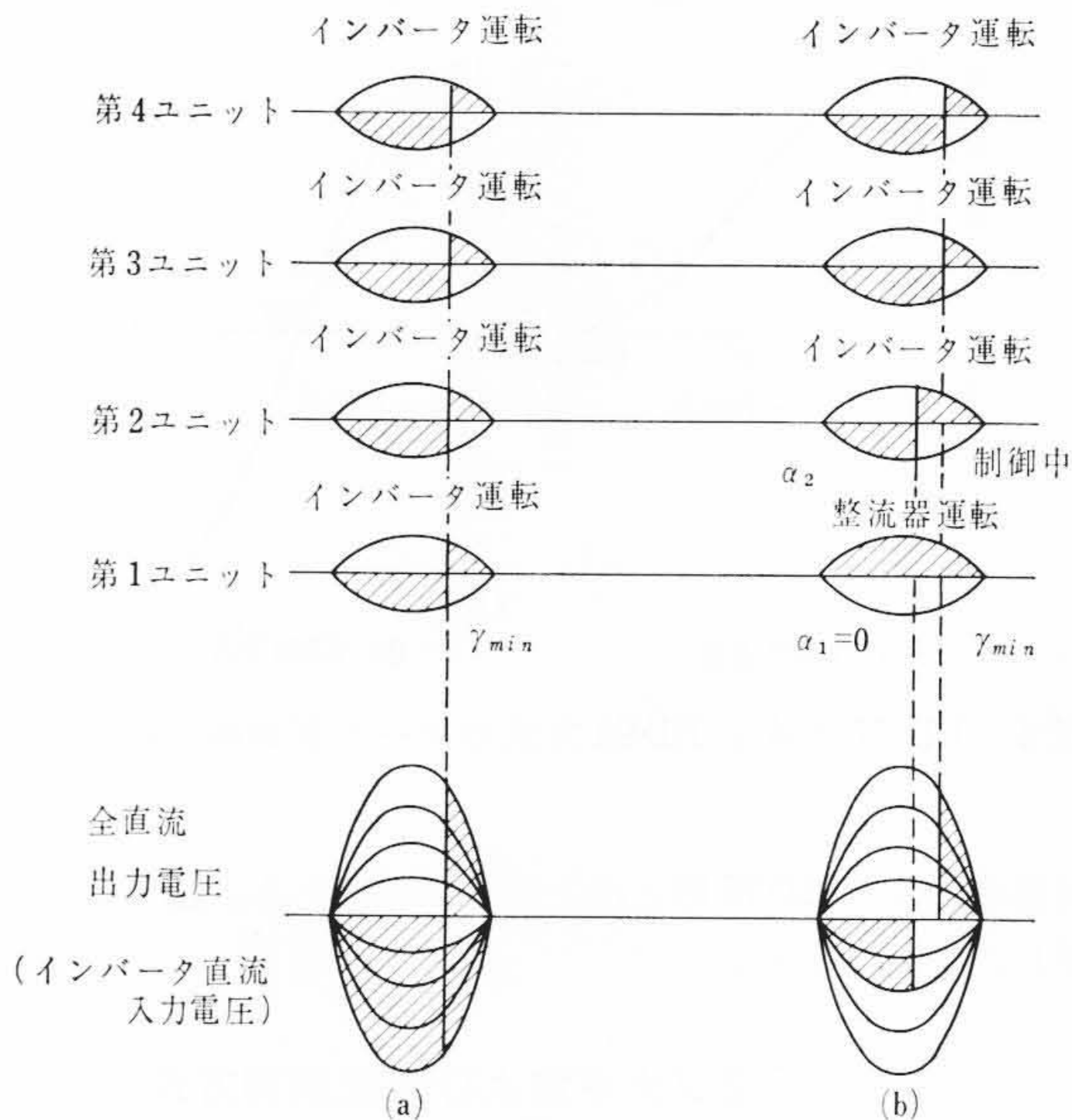


図 9 回生ブレーキ時直流出力電圧波形

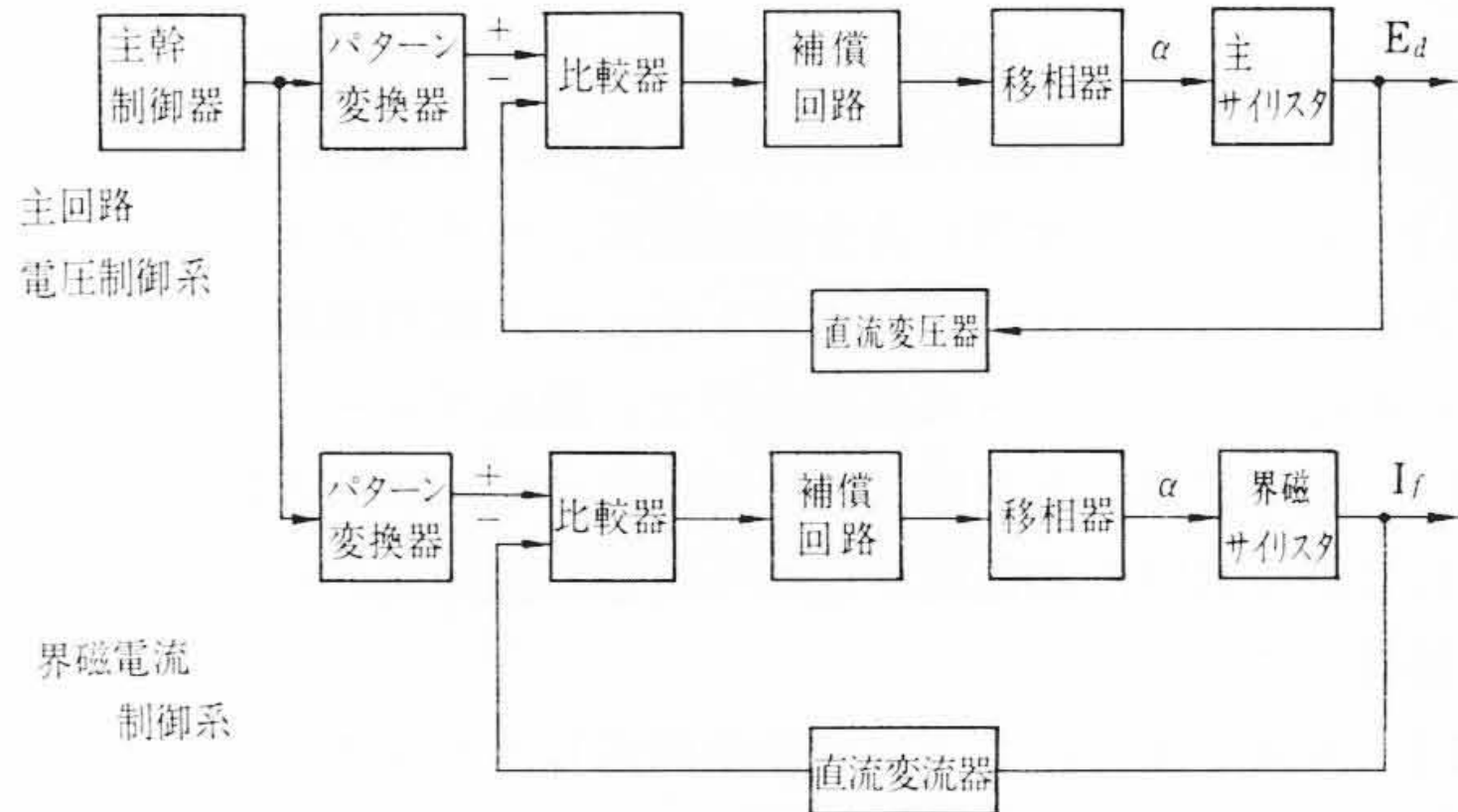
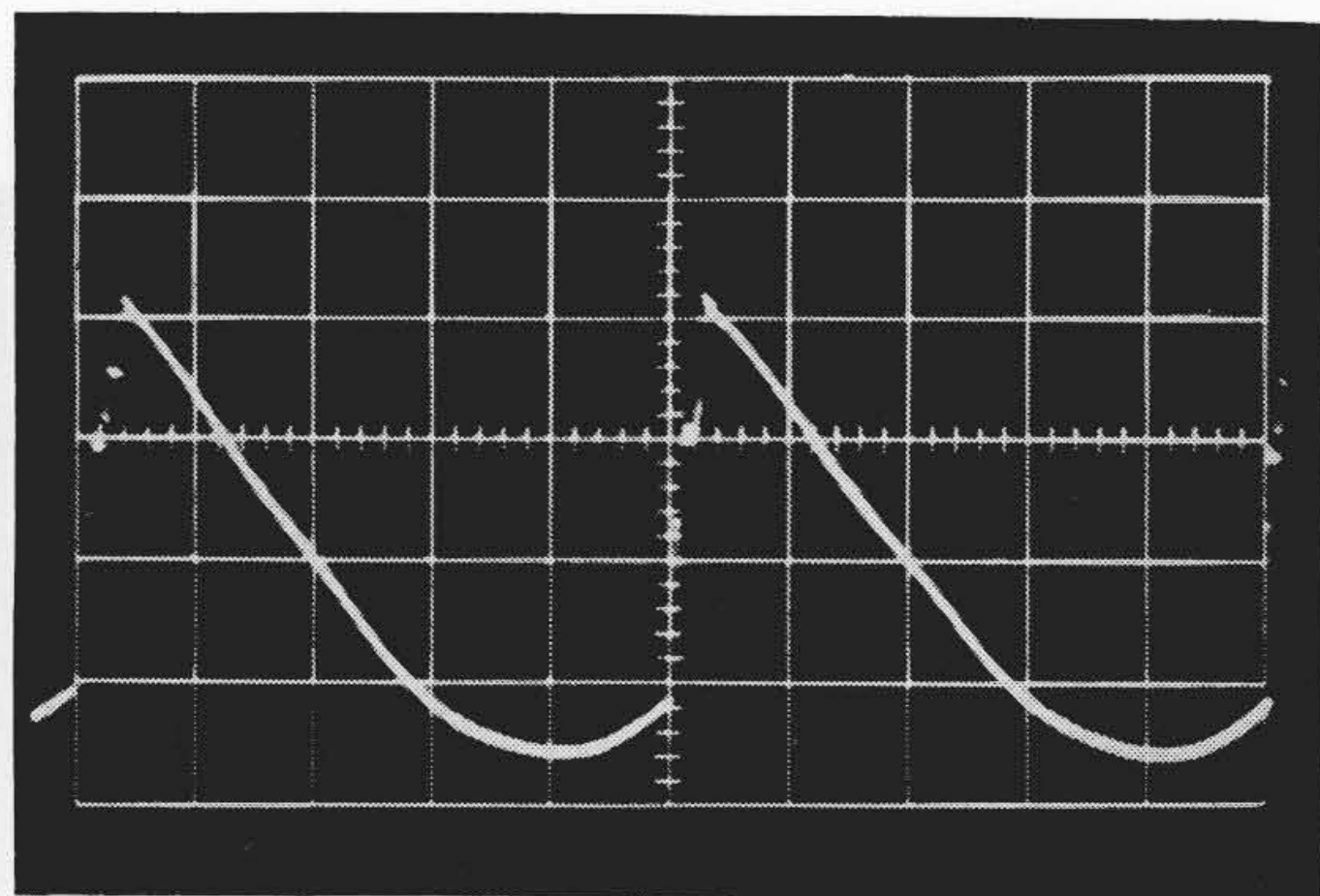


図 10 回生ブレーキ時電圧、電流制御系ブロック図

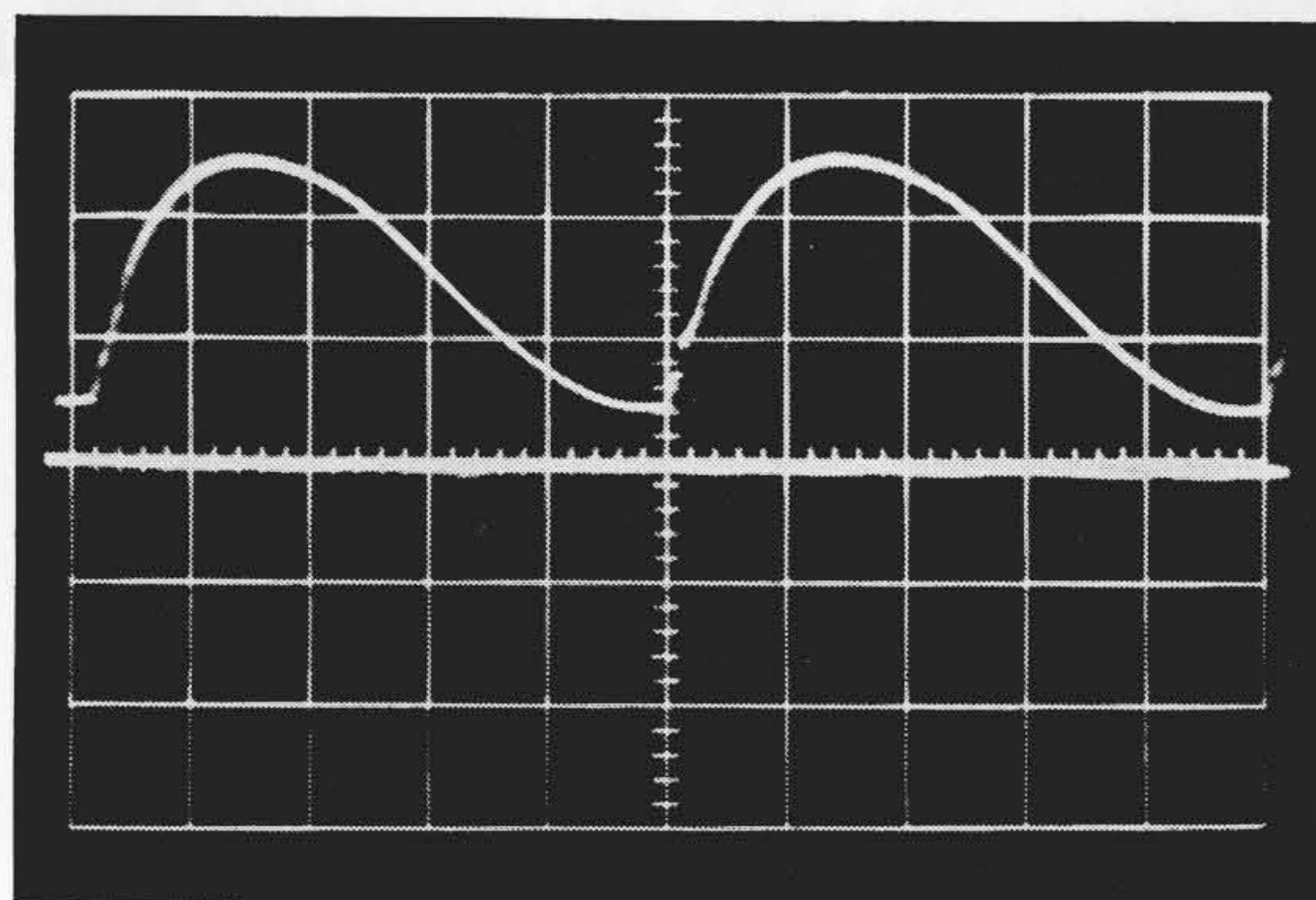
まりインバータ運転になるよう制御される。図 9 に回生ブレーキ時のインバータ直流入力出力電圧波形を示す。

要するに主幹制御器のノッチを定めると電機子回路では E_d を一定とする定電圧制御を行ない、界磁回路は I_f を一定とする定電流制御を行なっている。図 10 に示すブロック図としては主回路電圧制御系も界磁電流制御系も同じであるが力行時と比較するとパターン変換回路が追加になっている。これは主幹制御器の出力電圧が回転角度に比例するので図 8 に示すようなパターンに変換するものである。主幹制御器のノッチを定め E_d と I_f を所定値にしブレーキ力を制御し速度制御を行なっている。図 11(a), (b) にそれぞれ代表的な回生ブレーキ時のインバータ直流入力電圧波形とブレーキ電流波形を示す。



($E_d = -700 \text{ V}$, $r_1 = r_2 = r_3 = r_4 = 50^\circ$)

図 11(a) インバータ直流入力電圧波形



($I_d = 1,200 \text{ A}$)

図 11(b) ブレーキ電流波形

表 3 シリコン制御整流器の定格

定格出力	2,200 kW, 1,100 V, 2,000 A
負荷条件	100% 連続, 180% 10 分
定格周波数 (c/s)	50
回路方式	サイリスタブリッジ 4 段直列
サイリスタ形式	CJ02L (国鉄形式 CSI250-10)
定格順電流 (A)	250
定格動作逆電圧 (V)	1,000
定格動作順阻止電圧 (V)	1,000
素子構成	1S×12P×4A×4U
ゲートパルス	広幅 9 V/6 A/10 ms 狭幅 14 V/12 A/時定数 30 μs 以上の三角波
パルス立上がり	2 μs 以下
移相制御入力	DC 0~110 V 0.1 mA 以下
移相範囲	10°~ (180°-最小制御進み角)
主回路絶縁	5,000 V 1 分間

5. サイリスタ装置とゲート制御方式

5.1 サイリスタ装置の仕様と特長

表 3 にサイリスタ装置の定格を、図 12 にサイリスタおよび界磁回路用ダイオードの素子外観を示す。

動作責務は ED 75 および ED 93 と同一であるが、サイリスタブリッジは 4 段直列の回路方式で、制御方式および保護方式は次のような特長を有している。

- (1) ブリッジの対辺アームを同時に制御する対称制御方式を用い、かつ各ユニットを順次、インバータ運転から整流器運転に変換するいわゆる順序制御方式としたので、ゲート制御回路は簡単であるが、出力波形は 2 分割相当に近い波形となっている。
- (2) 力行運転中でもいずれかのユニットはインバータ運転をすることがあるので、各ユニットにガンマリミッタ (最小制御進み角 $r_{\min}$ を確保する回路) を設けて転流失敗を防止している。
- (3) 電流が断続しても各ユニットのいずれかのアームに電流の

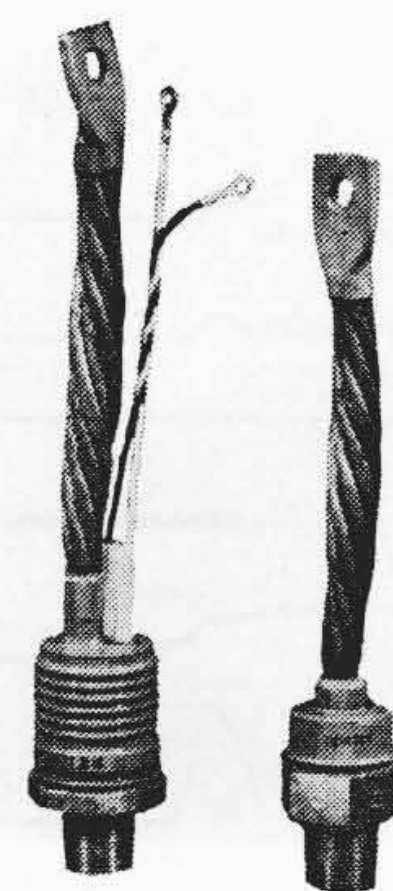


図 12 サイリスタ (左) CJ02L, 250 A, 1,000 V
界磁回路用ダイオード (右) DJ16M, 280 A, 1,300 V

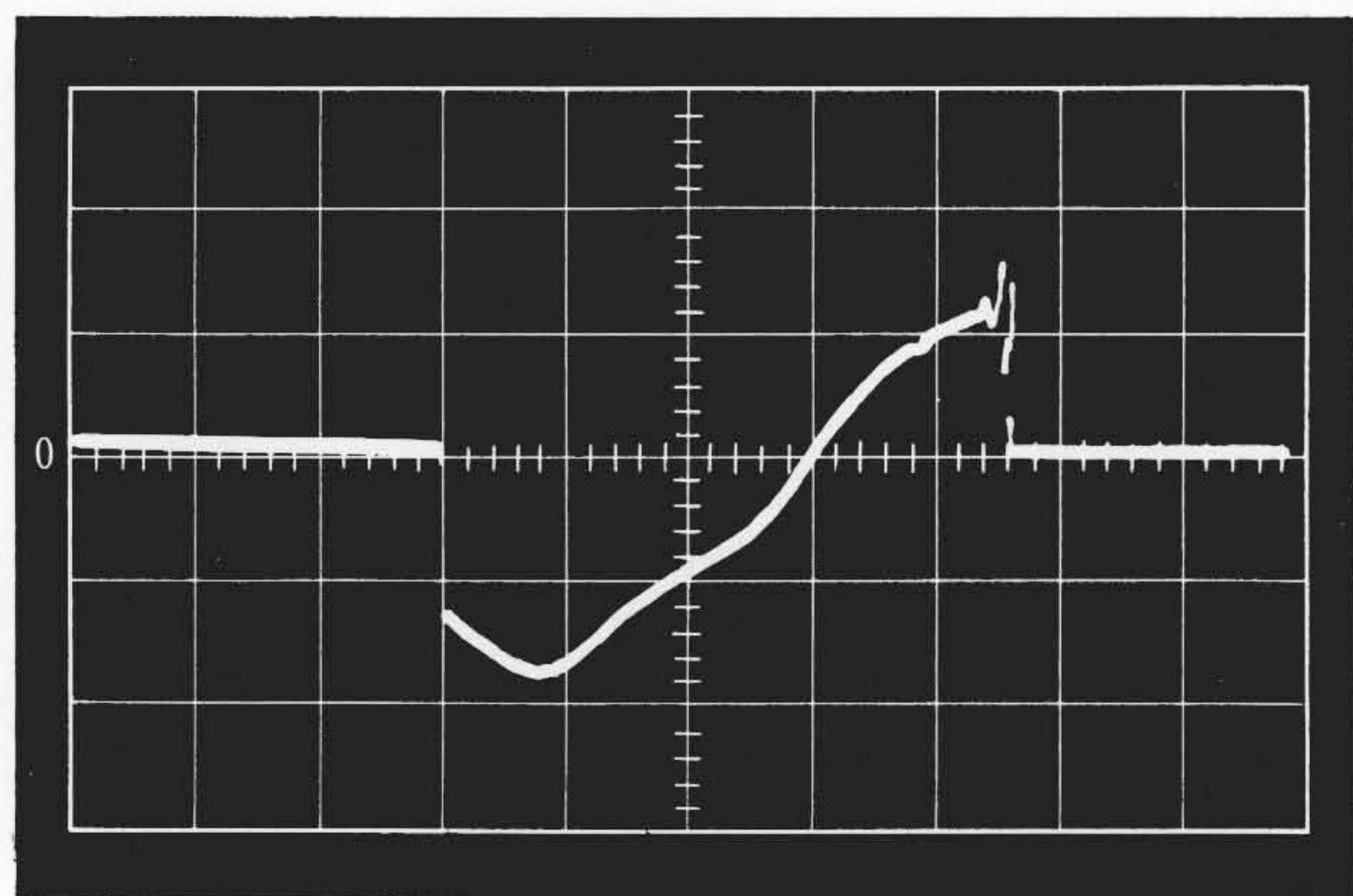


図 13 電流連続時のサイリスタアノード、カソード間電圧

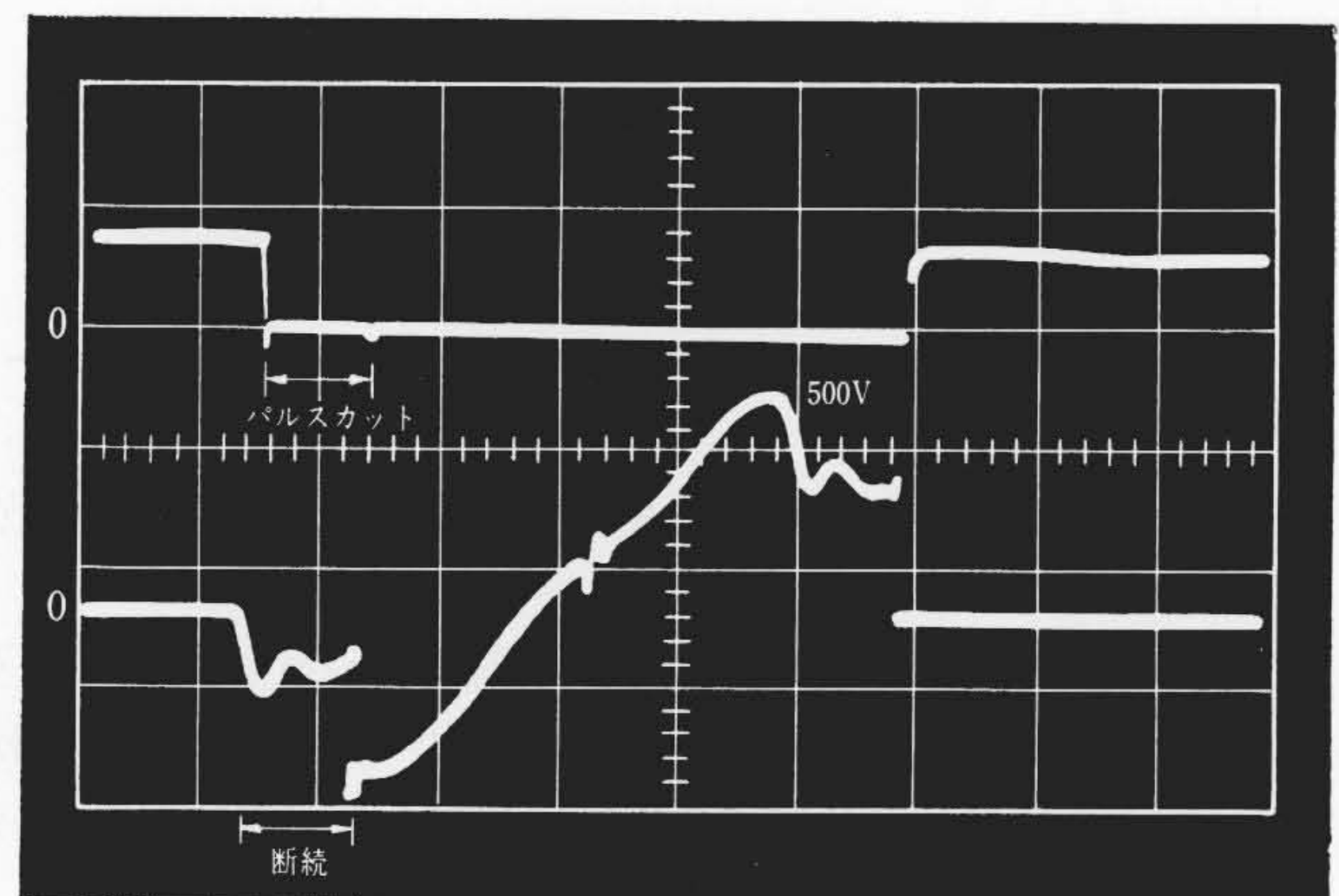


図 14 電流断続時のサイリスタ、アノード、カソード間電圧(下)とゲートパルス波形(上)

通路を確保しておくため、またあとに述べるように電流の跳躍現象を防止するため、ゲートパルス幅を全移相範囲において 180 度に保つ。

(4) 電流断続時インバータ運転中のユニットにおいて、正パルス期間中に逆電圧の印加されるアームがある。これは素子にとって逆流増加をきたし望ましくないため、アームの逆電圧を検出し逆電圧期間中はゲートパルスをカットしている。

図 13 に電流連続時のサイリスタアノード、カソード間電圧を、図 14 に電流断続時のサイリスタアノード、カソード間電圧とゲートパルス波形を示す。

(5) 素子直列数は 1 なのでブレークダウンに対しては 500 V, 300 A の高速度限流ヒューズで、事故電流を半サイクル以内に遮断する。

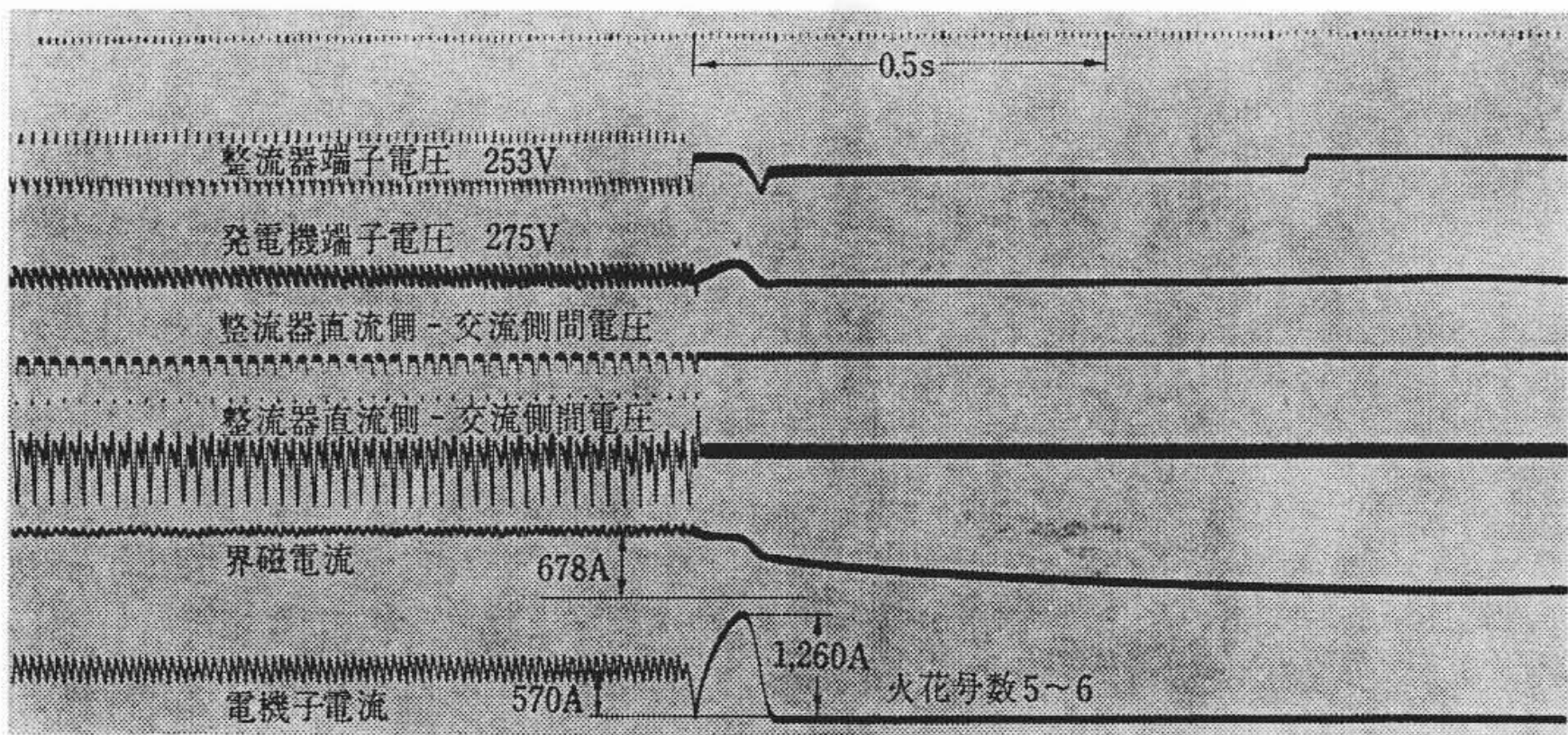


図 15 回生電力中断試験

表 4 ゲートパルス幅と主回路上の問題点

ゲートパルス幅		問 題 点	対 策
(1) 広幅		1. 電流断続点からパルスの消滅まで逆電圧時ゲート印加 2. 空ノッチ時, $\theta=\pi$ からパルスの消滅まで逆電圧時ゲート印加。	いずれも逆電圧期間中パルスをカットすれば解決
(2) セミ広幅		1. 断続時, 電流跳躍あり。 2. 断続時, 過電圧の可能性あり。 3. 電流断続点からパルス消滅まで逆電圧時ゲートとなる。	補助パルスが必要
(3)		1. 連続時でも2つのユニットが同位相で制御中, 重り角以上のパルス幅に対して, 逆電圧時ゲート。 2. 断続時, 跳躍, 過電圧, 逆電圧時ゲートとなる。 3. 空ノッチ時, 逆電圧時ゲートとなる。	広幅, 狭幅混用は不適当
(4)		1. 連続時, (3) と同様の問題あり 2. 断続時, 跳躍, 過電圧あり 3. 空ノッチ時, 逆電圧時ゲートとなる。	パルス分配。 $\alpha=60^\circ$ 附近の固定パルスが必要

(6) 回生時の転流失敗は高速度遮断器で保護する。図 15 は回生電力中断試験のオシログラムである。

(7) ヒューズおよび高速度遮断器で保護できない事故(通弧, 失弧, 不完全な転流失敗……たとえば力行中の 1 ユニット転流失敗)に対しては, 各ユニットに故障検出装置を設け, 高速度遮断器および空気遮断器で遮断する。

5.2 ゲートパルスの与え方と主回路上の諸問題

サイリスタブリッジを直列に制御する場合, パルス幅をどう選ぶかにより次の問題が関連する。

(1) 電流跳躍現象

電流の断続状態から連続状態に移行する時の主回路電流急増現象

(2) サイリスタの過電圧

断続して自然消弧したアームにゲート入力がないと, 対称アームの順電圧が常用値を越える。

(3) サイリスタ逆電圧期間中のゲート印加

逆電圧期間中にゲート入力に加わり, ジャンクション内の損失が増大する。

ゲートパルス幅による問題点とその対策を表 4 に示す。

以上により ED94 では広幅パルスを採用した。

図 16 にサイリスタ装置外観を, 図 17 に界磁サイリスタ装置外観を示す。

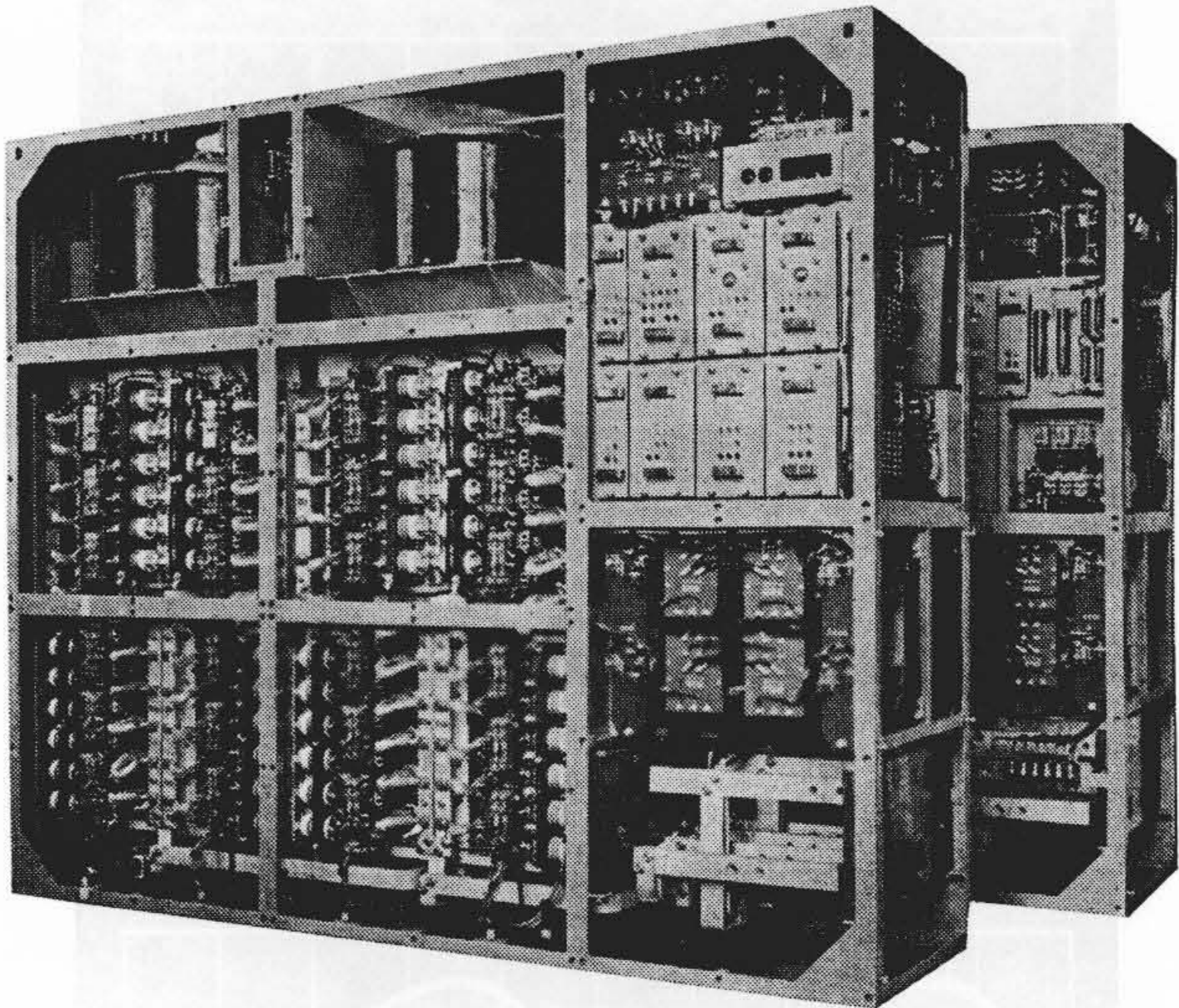


図 16 サイリスタ装置

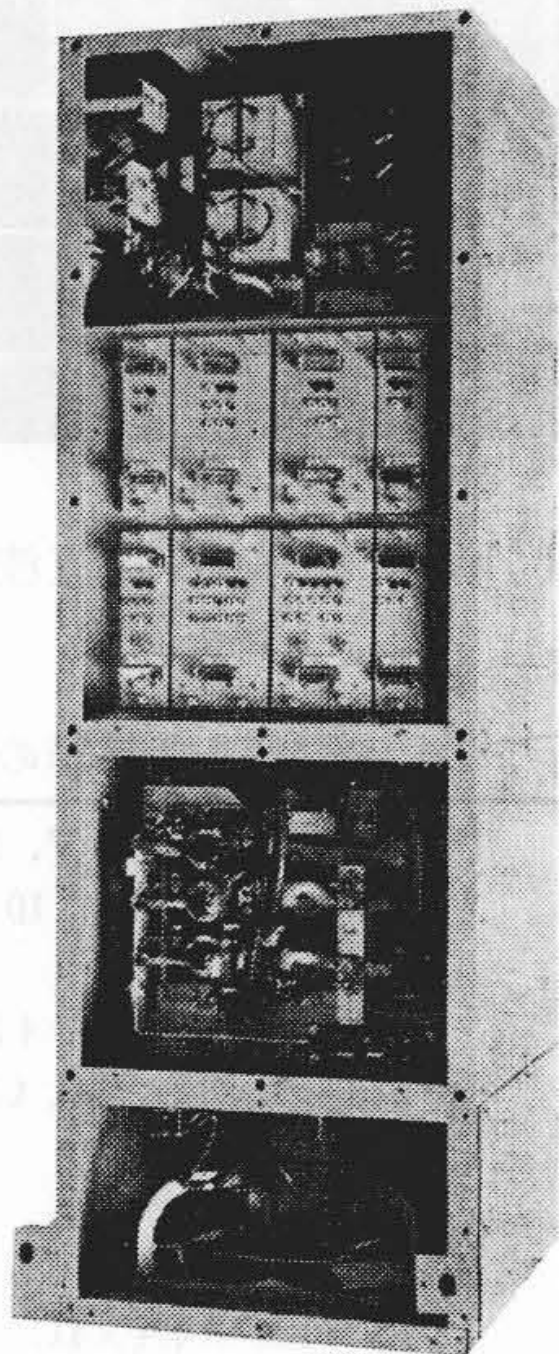


図 17 界磁サイリスタ装置

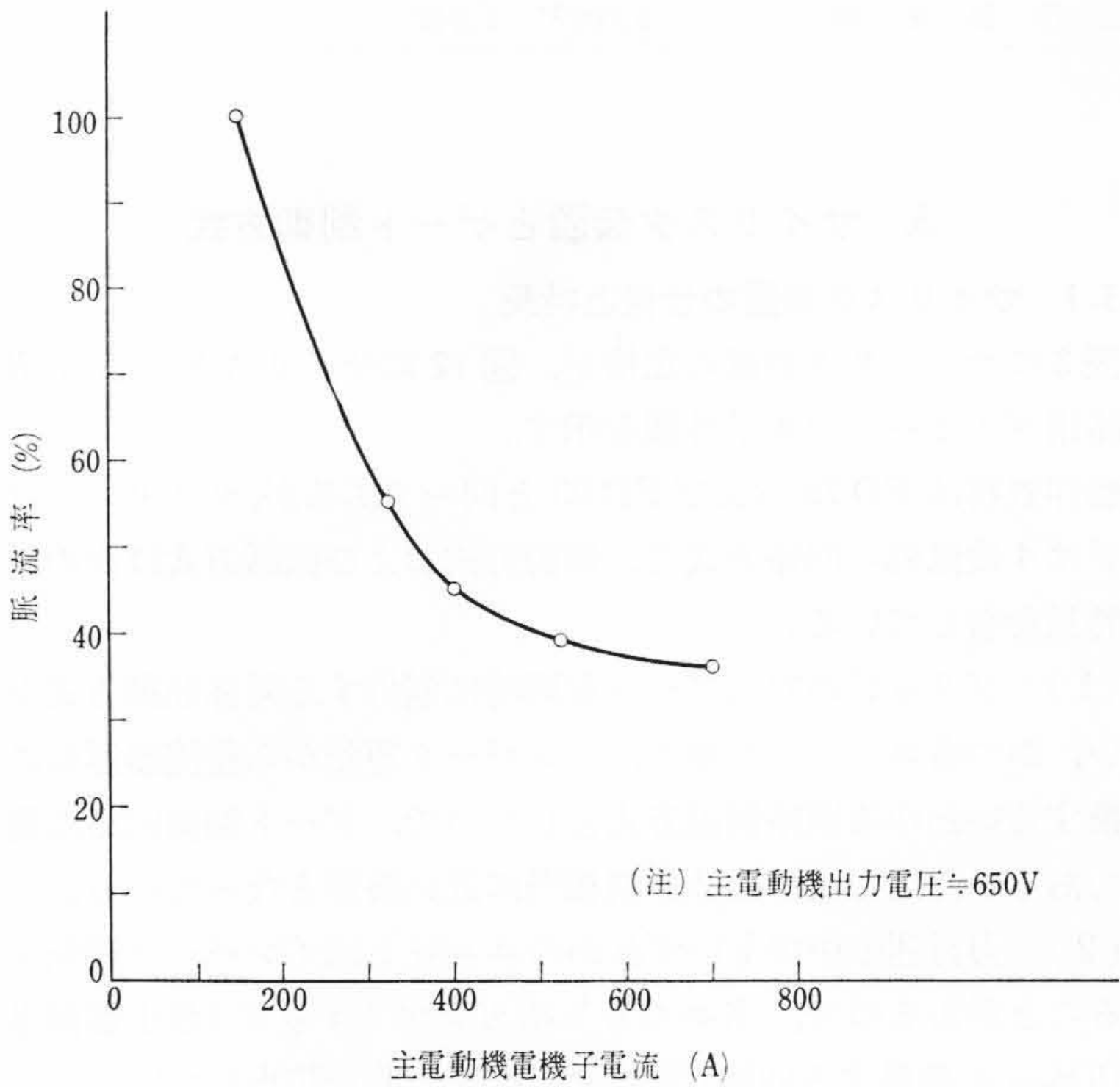


図 18 回生ブレーキ時の脈流率特性

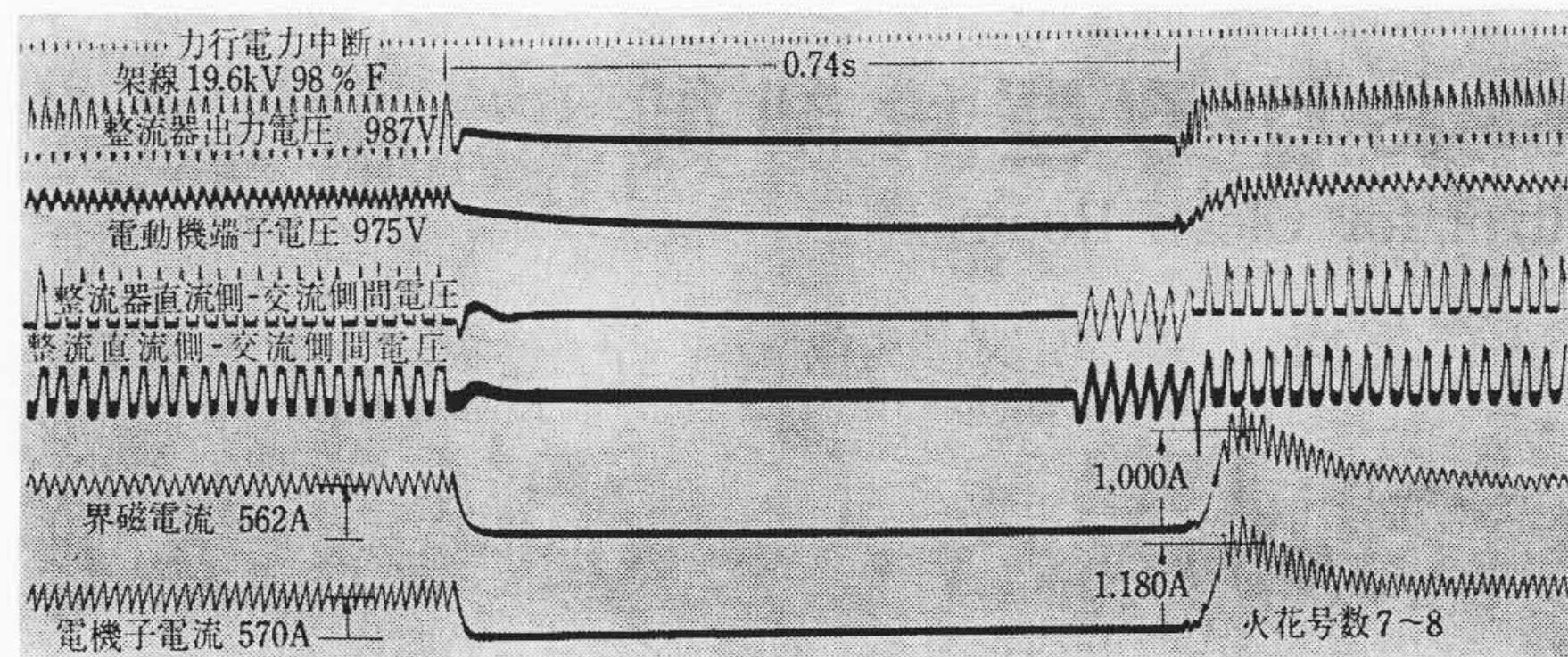


図 19 力行電力中断試験

6. MT 52 形主電動機の整流特性

力行時の制御方式は ED93 の変圧器二次側 4 分割電圧移相制御に対し 2 分割に相当している。このため主回路脈流率は主電動機定格条件において ED93 と比較して約 1.15 倍の 28% となったが、ED93 と同程度の整流特性を地上組合せ試験によって確認することができた。

一方回生ブレーキ時の脈流率パターンは図 18 に示すとおりで、主電動機定格電流 570 A における脈流率は力行時に 1.35 倍の約 38% となっている。このため下記の使用条件と対策を考慮した結果、力行時と同程度の整流特性を有することが地上組合せ試験で確認できた。

(1) 回生時の使用条件は所要最大ブレーキ力より、最大ブレーキ電流は定格の 105% (600 A)、最高発電電圧は定格の 78% (700 V) 相当を満足すれば十分であること。

(2) 界磁回路にフリーホイールダイオードを接続するとともに、力行時の界磁永久分路をそのまま共用することによって、最大変圧器起電力を力行時約 0.8 V に対し回生ブレーキ時には約 0.25 V におさえた。

(3) 任意の回生ブレーキ力を得るため、主電動機に他励界磁制御方式を採用しているが、回生ブレーキ時の整流安定性を確保するため界磁電流 I_f とブレーキ電流 I_a の割合が常に $I_f/I_a > 0.4$ となるようにセットした。

また過渡特性においても、地上組合せ試験で電力中断試験を行ない力行、回生時とも良好な整流特性を確認できた。このオシログラムを図 15、図 19 に示す。

7. 故障検出装置

主回路サイリスタ装置およびゲート装置は、交流側逆並列制御方式の場合に比べ、より高級複雑になっているため、サイリスタ装置の故障に対しても検討を加えた。

ED94 の場合における特異な故障現象は次のとおりである。

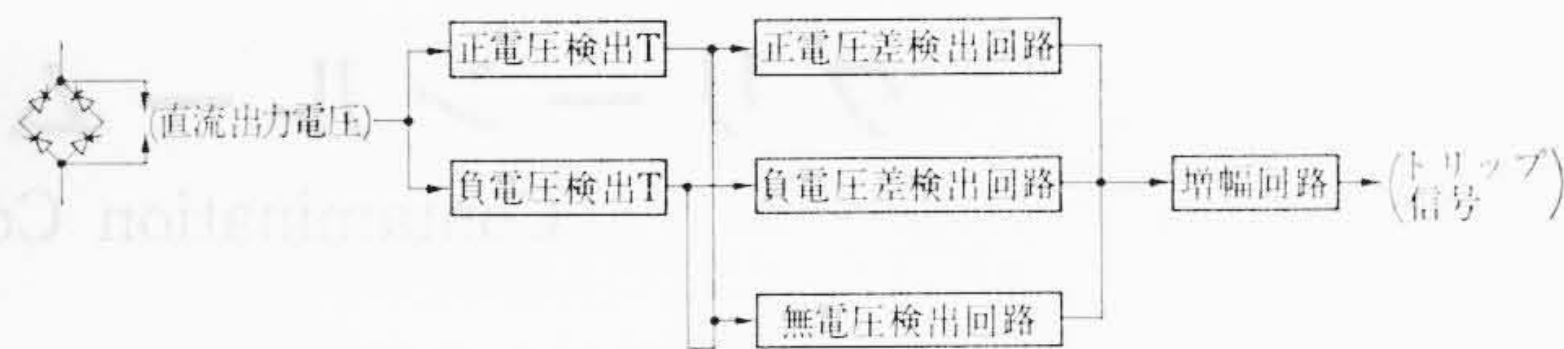


図 20 サイリスタ故障検出装置動作ブロック図

(1) ゲート装置の故障に伴う 1 アーム～4 アームにわたる素子の失弧の確率も比較的高くなる。

(2) 主回路が 4 段カスケード接続の全波ブリッジ制御方式のため、1 ユニットの故障時ほかのユニットが過電圧となりやすい。

(3) 回生を行なうため転流失敗が起こる可能性がある。

サイリスタ素子にはおのおの高速度溶断ヒューズが接続され、過電流により素子が破壊したときこれをアーム内のほかの素子より切り放すようになっているが、ヒューズに起動電流などにより溶断しないような特性をもたせること、および故障によっては必ずしも過電流とならないことからヒューズのみでは素子を保護しきれない。このためヒューズのほか故障検出装置を設け保護の万全を図っている。

故障検出装置は信頼度の点からも極力簡単なものが望ましいので検討の結果、ブリッジの直流出力電圧を検出する最も簡単な方法を採用した。この方式は正常時にはブリッジの直流出力電圧波形は電源電圧の半サイクルを周期として同一波形であるが、故障時はその正または負電圧波形が非対称となるか、または無電圧になるかのいずれかであるのでこれらの OR 回路によって故障を検出するものである。図 20 に本方式のブロック図を示す。直流出力電圧は正、負電圧を別個の検出トランスにより検出し、各半サイクルの電圧はその電圧波形によらず、期間幅を比較することにより波形ひずみによる誤動作を防止している。検出トランスの入力は直流であるのでリセット巻線付の高耐圧検出トランスとしてある。

8. 結 言

試作 ED94 形回生ブレーキ付交流電気機関車について、主回路方式およびサイリスタ制御装置を中心にして概要を述べた。

本機の試験結果と製作経験をもとに現在量産形 ED78 形と EF 71 形の 2 形式の交流回生ブレーキ付電気機関車の製作が行なわれている。

終わりに試作機関車の設計、製作ならびに各種試験にあたりご指導いただいた日本国有鉄道の関係各位に厚くお礼申し上げます。

参 考 文 献

- (1) 佐々木ほか：日立評論 48, 524 (昭 41-4)
- (2) 佐々木ほか：日立評論 46, 1804 (昭 39-11)