

サイリスタ式電力回生ブレーキ付 交流電気機関車の制御

Control of AC Electric Locomotive with Thyristor System
and Regenerative Brake

坪 井 孝* 武 井 謙 二**
Takashi Tsuboi Kenji Takei
河 野 敏 克** 石 塚 猛***
Toshikatsu Kôno Takeshi Ishizuka

要 旨

サイリスタ式電力回生ブレーキ付交流電気機関車の回生ブレーキ可能範囲、脈流率、力率および高調波含有率を改善するために開発した多重ブリッジ非対称制御法およびサイリスタ制御上の諸問題とその対策について述べている。

1. 緒 言

日本国有鉄道では今まで直流機関車に電力回生ブレーキ方式を使ったものはあったが、交流回生ブレーキ方式を採用したものはなかった。今回、奥羽本線の交流電化にあたり、交流回生ブレーキ付き機関車の開発が必要となり、主回路方式およびサイリスタ装置について技術的問題点とその対策の検討をした。ここではこれら装置の開発のために検討した問題点とその対策について述べる。

サイリスタを主回路に用いた交流回生ブレーキ付電気機関車が、量産化され、実用化されているのは、諸外国ではまだ試作段階にあることからみて、わが国の車両制御技術水準の高いことを示すものである。

図1はサイリスタインバータ回生ブレーキ付き交流電気機関車の代表例であるED78の外観を示したものである。

2. 電力回生ブレーキ可能範囲

2.1 主回路と速度制御

電力回生ブレーキ付交流電気車の主回路整流装置は、回生ブレーキ時にはインバータ運転をする必要がある。インバータには自励式および他励式など、古くから種々の方式があるが、サイリスタを使用した交流電気車の主回路に実用化されているのは、図2に示す他励式インバータ方式である。つまり、架線から交流電圧が主変圧器を通してインバータに印加され、インバータが転流に必要な無効電力は交流側より供給される。インバータの交流周波数は、架線電圧によって規制されており、インバータの位相制御は架線電圧周波数と同期させることが必要である。

図2に示す主回路で主変圧器二次側を複数個に分割しているのは従来のサイリスタ式交流電気車⁽¹⁾⁽²⁾と同じ理由によるものである。

回生ブレーキ時の車両速度制御は、インバータの位相制御によってインバータ直流入力電圧を調整する方法と、主発電機を他励界磁として誘起電圧を制御する方法とがある。普通には両者を併用して制御する。すなわち、高速領域ではインバータ直流入力電圧を最大としておき界磁電流のみを制御し、低速領域では界磁電流を最大としておきインバータ直流入力電圧を制御する方式が採られている。

2.2 回生運転安定領域の決定

抑速回生ブレーキ時に電気車に要求されるブレーキ力特性は、使用線区のこう配、荷重および平衡速度をいくりに選定するかで決

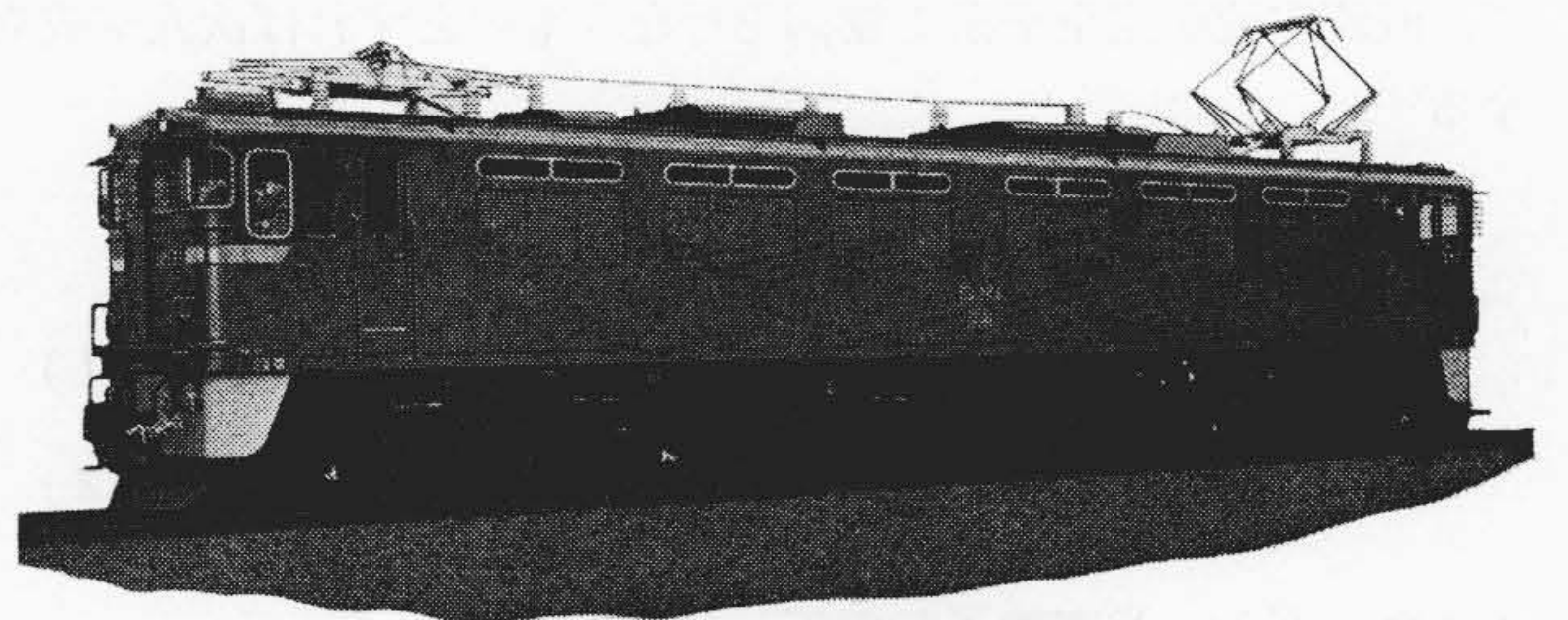


図1 ED78形交流機関車

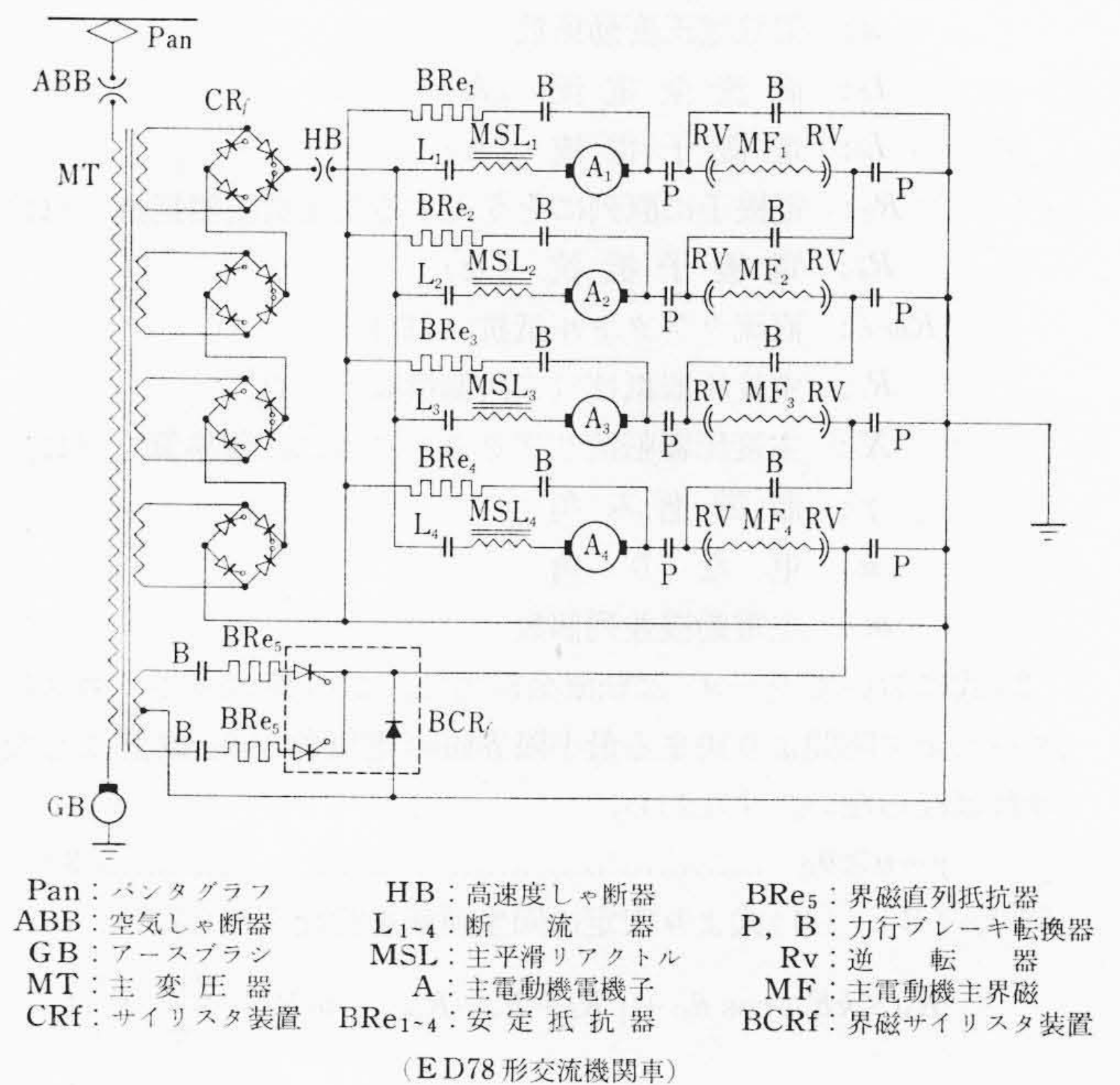


図2 主回路ツナギの例

まるが、回生が安定して持続できる領域は、これらの要求仕様をじゅうぶんにカバーしていることが必要である。

回生運転の安定領域を制限するものとしては、次のようなものがある。

- (1) インバータの転流失敗限界電圧
- (2) 架線電圧急変時のインバータの安定性
- (3) 発電機の整流悪化限界条件
- (4) 発電機誘起電圧、電機子電流および界磁電流の許容最大値

2.2.1 インバータの転流失敗限界電圧

インバータ回生を行なう発電機の最大電圧は、整流回路の転流限界によって制限される。一般に、インバータ回生回路におい

* 日立製作所日立研究所
** 日立製作所水戸工場
*** 日立製作所日立工場

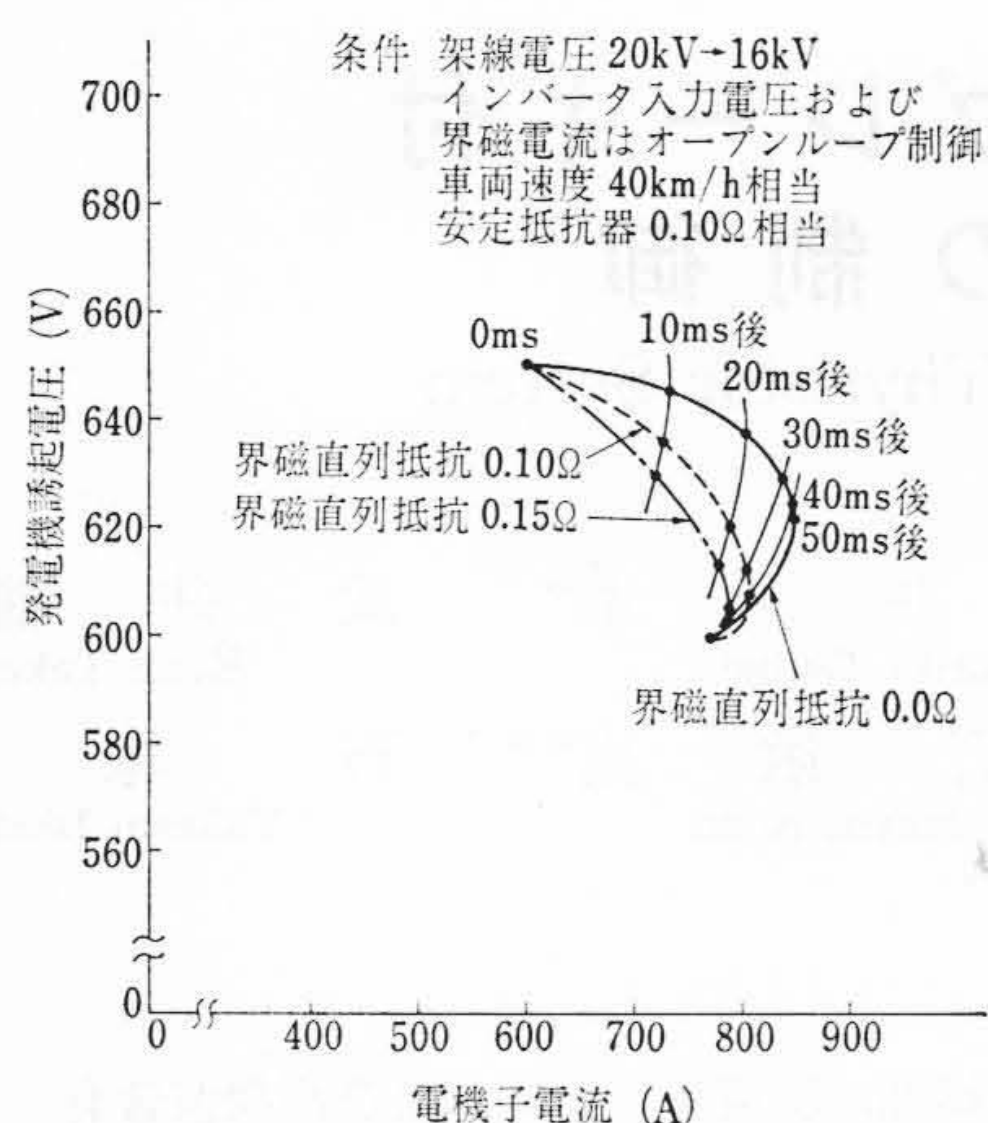


図3 アナコン解析による架線電圧急減時の
発電機電圧と電機子電流の過渡特性

て、直流電流が完全平滑で制御を行なうものとすれば次式が成立する⁽³⁾。

$$E_M = kE_{do} \cos \gamma + \left(R_s + R_a + R_{DCL} + mR_t + \frac{2m}{\pi} X \right) I_a \quad (1)$$

$$\cos \gamma = \cos (\gamma - u) - \frac{4}{\pi} \frac{X I_d}{kE_{do}} \quad (2)$$

ここに、 E_M ： 発電機誘起電圧 (V)

E_{do} ： 定格直流無負荷電圧 (V)

k ： 架線電圧変動係数

I_d ： 直流全電流 (A)

I_a ： 電機子電流 (A)

R_s ： 電機子に直列にそう入する安定抵抗器抵抗 (Ω)

R_a ： 電機子抵抗 (Ω)

R_{DCL} ： 直流リアクトル抵抗 (Ω)

R_t ： 主変圧器抵抗 (二次側換算) (Ω)

X ： 主変圧器転流リアクタンス (二次側換算) (Ω)

γ ： 制御進み角

u ： 重なり角

m ： 主電動機並列個数

(2)式において $(\gamma - u)$ は転流余裕角で、この値はサイリスタのターンオフ時間より決まる最小限界値の電気角度 θ_c 以上にしなければならない。すなわち、

$$\gamma - u \geq \theta_c \quad (3)$$

(1)、(2)、(3)式より安定に回生運転を行なうためには、

$$E_M \leq kE_{do} \cos \theta_c + \left(R_s + R_a + R_{DCL} + mR_t - \frac{2m}{\pi} X \right) I_a \quad (4)$$

なる条件を満足しなければならない。

2.2.2 架線電圧急変時のインバータの安定性

架線電圧が急減すると、インバータ入力電圧が低下し電機子電流が増加する。これによって、重なり角 u が大きくなるが、これでインバータが転流失敗 (以下転失とする) してはいけない。

図3は架線電圧が20 kV から16 kV に急減したときの発電機誘起電圧と電機子電流の変化をアナコン解析したものである。電機子電流の変化の状態は、電機子に直列にそう入した安定抵抗器と界磁回路に直列にそう入した界磁直列抵抗器の抵抗値によって影響されるが、これらを適当に選定すれば、回生運転中に架線変動があっても転失までにならない。

以上はインバータ直流入力電圧および界磁電流をオープンルー

プ制御として、特に定電圧および定電流制御しない場合である。架線電圧の変動を受けないようにするためには、インバータ直流入力電圧および界磁電流の制御方式として、自動定電圧制御および自動定電流制御を行なえばよい。

2.2.3 発電機の整流悪化限界

発電機を他励界磁として用いると、高速領域では整流が悪化するのでブレーキ力に限度がでてくる。整流状態を悪化させないためには、電機子電流および界磁電流の脈流率を小さくすること、および界磁を弱めすぎないようにすることが望ましい。界磁の弱めすぎを防止するためには、電機子電流と界磁電流の比を検出し、それが許容値以下になるとき、自動的に電気車に空気ブレーキを印加して減速するか、あるいは警報を発して空気ブレーキの印加を運転者に督促し、減速するなどの手段を講ずる必要がある。

界磁電流 I_f と電機子電流 I_a の比 (界磁弱め率) の限界値を α とすれば、電気車がとり得るブレーキ力 BE と速度 V の関係は、電機子電流 I_a を補助変数として、

$$BE = \frac{367 m}{\eta} k \Phi (a I_a) I_a$$

$$V = \frac{k E_{do} \cos \theta_c + \left(R_s + R_a + R_{DCL} + m R_t - \frac{2m}{\pi} X \right) I_a}{k \Phi (a I_a)}$$

によって計算される。

ここに、 $k \Phi (I_f)$ ： 界磁電流を I_f (A) としたときの単位速度当たり発電機誘起電圧 (V/km/h)

m ： 発電機並列個数

η ： 発電機の効率

BE ： ブレーキ (kg)

V ： 列車速度 (km/h)

2.2.4 発電機誘起電圧、電機子電流および界磁電流の許容最大値力行および回生時の使用条件からこれらの値が決定される。

以上の2.2.1～2.2.4の条件より回生安定領域は図4および図5に示すとおりになる。

2.3 最小制御進み角と安定抵抗値の決定

2.3.1 最小制御進み角

最小制御進み角 $\gamma_{\min}$ が小さければ力率も良くなるしインバータ直流入力電圧が高くとも車両の高速領域を増すことができる。また後述するように通信誘導障害低減のためにも、できるだけ小さく選定することが望ましい。(2)式より最小制御進み角 $\gamma_{\min}$ は架線電圧、リアクタンス、直流電流に関係するが、これらは下記を考慮して決める必要がある。

(a) 架線電圧は最小値の16 kV とする。

(b) 直流電流は過渡時も含めて最大電流で転失させないこと。

(c) リアクタンス値は架線定数および変電所リアクタンスも含めて考える。

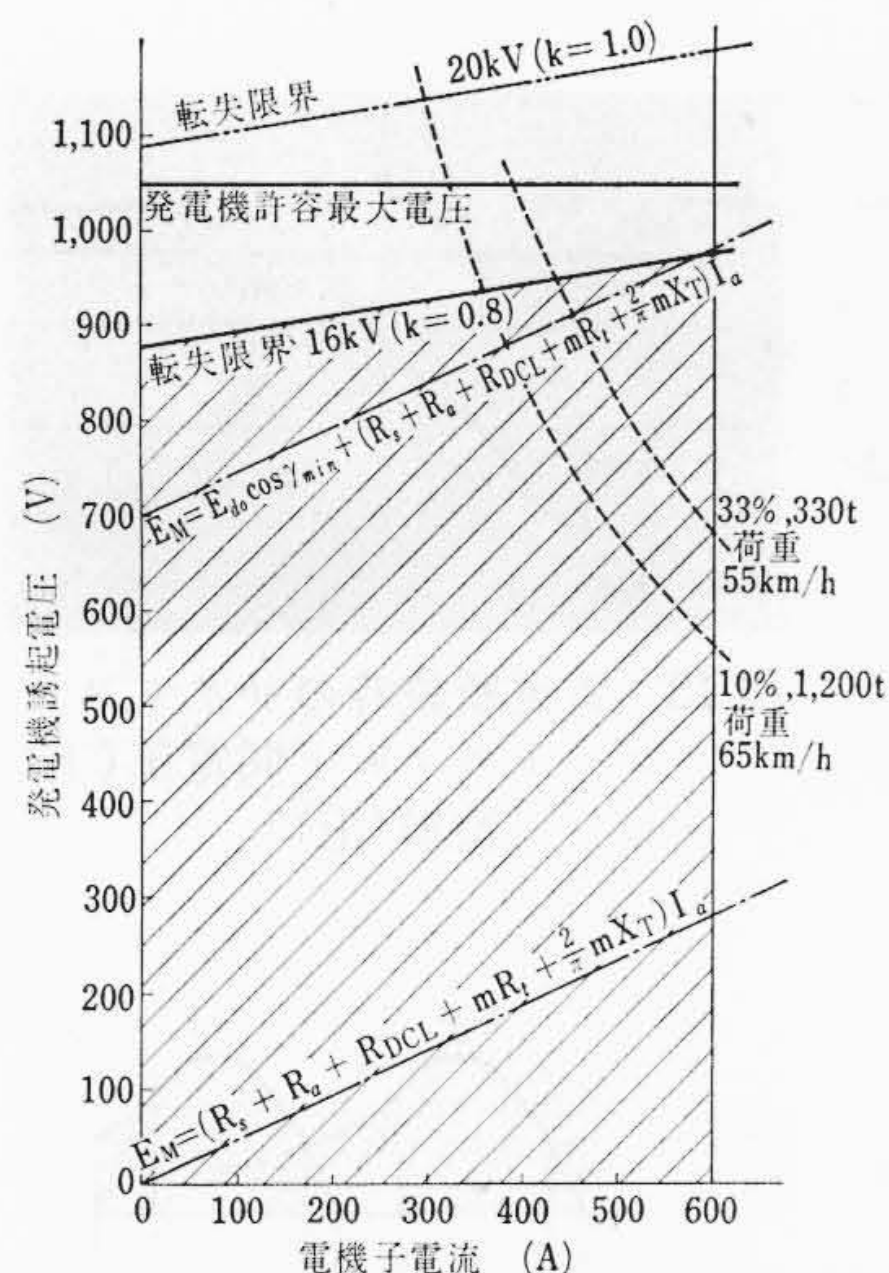
(d) θ_c は重なり期間終了後も、サイリスタが順方向阻止能力が回復するまで送電圧を印加できるようにサイリスタターンオフ時間以上とする。

2.3.2 安定抵抗器

並列の発電機間の横流防止および架線電圧急変時のインバータ安定用に各発電機の電機子に直列に安定抵抗をそう入する。抵抗値は架線側に回生される電力を増すために小さいほど、望ましいが下記条件は満足されなければならない。

(a) 並列接続の発電機特性のばらつきを補償できること。

(b) 架線電圧が20 kV から16 kV に急変しても、インバータが転失せぬこと。電機子電流が過電流リレーのセット値を越えないこと。



(発電機電圧と電機子電流の関係)

図4 回生安定運転領域

(c) (4)式の転失限界線が垂下特性とならぬように

$$\left(R_s + R_a + R_{DCL} + R_t - \frac{2}{\pi} X\right) \geq 0$$

であること。

一定の発電機電圧に対しては、負荷電流のいかにかわからず(4)式の転失限界を越えないようにするためである(図4参照)。

(d) 所要のブレーキ力とバランス速度で運転中に $I_f/I_a < a$ とならぬこと。

図6は最小制御進み角 γ_{min} と安定抵抗器の必要最小値 R_s を示したものである。

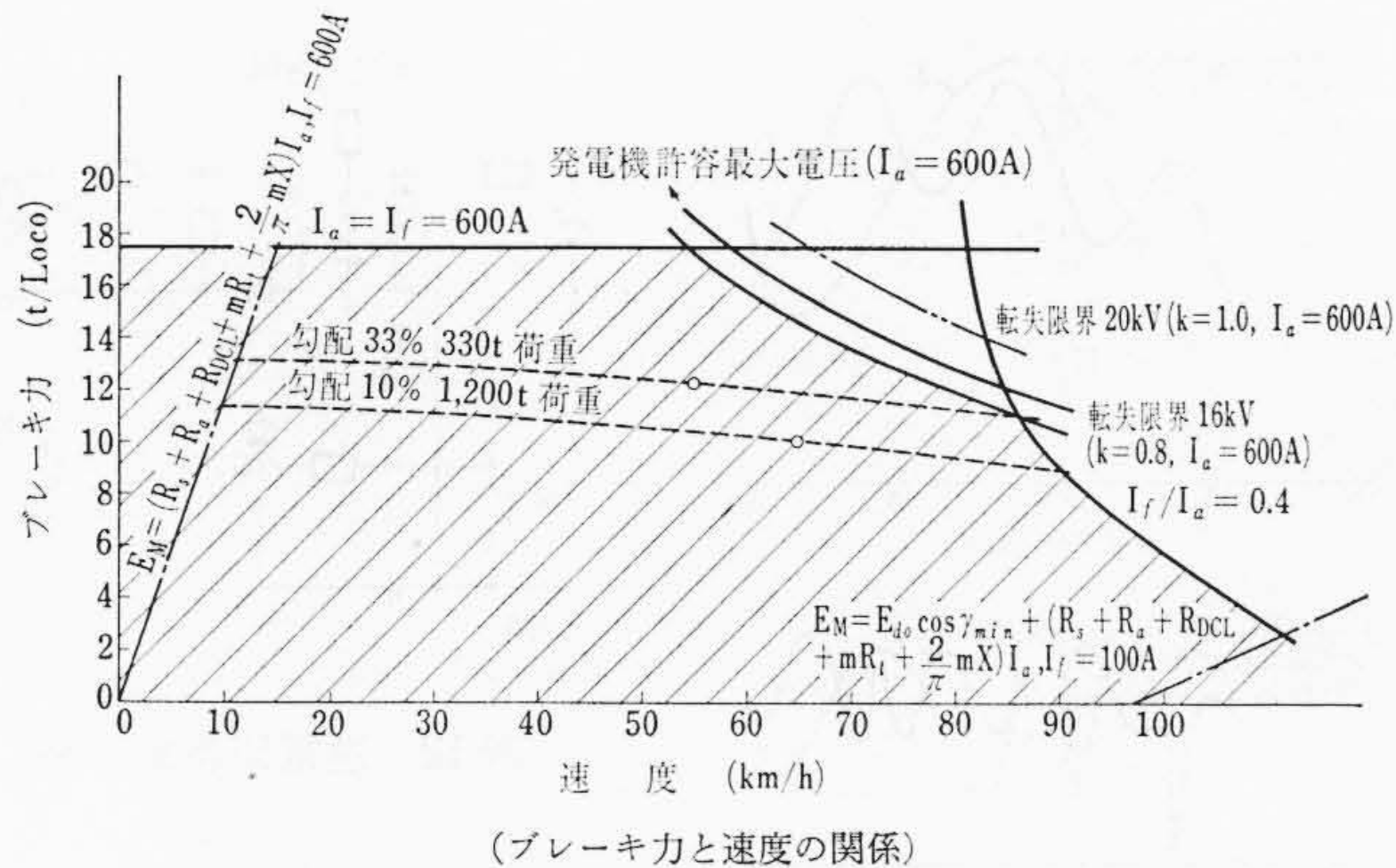


図5 回生所要ブレーキ力と安定運転領域

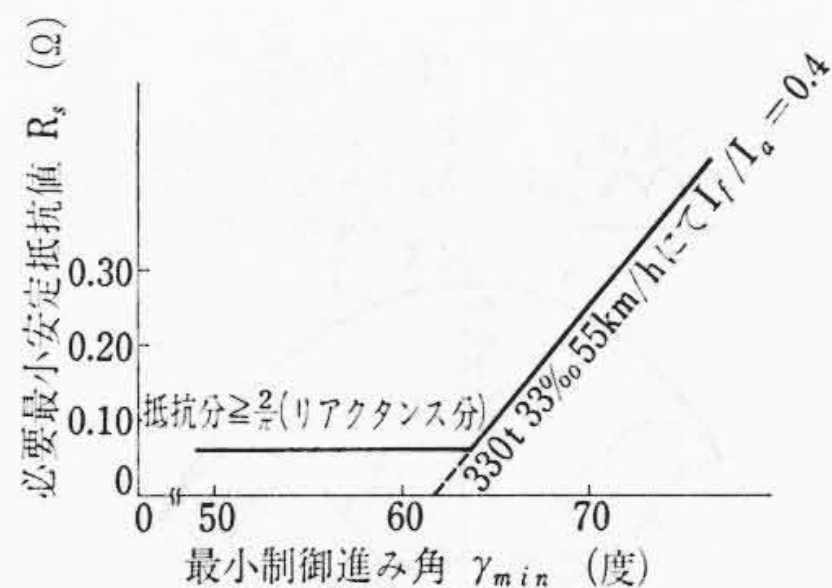
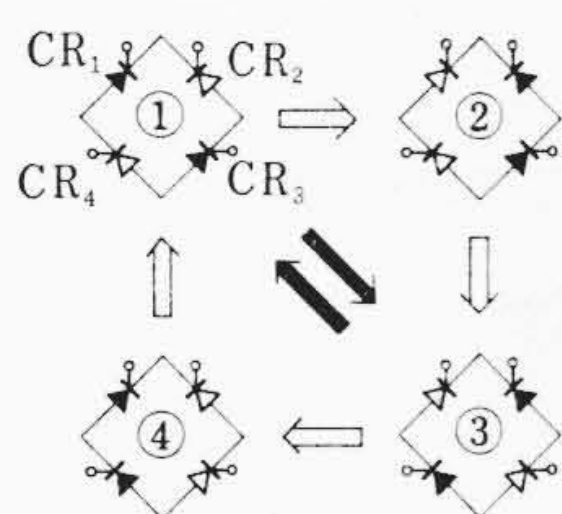


図6 最小制御進み角と最小限必要な安定抵抗器の抵抗値



→ 導通
→ 非導通
→ 対称制御
→ 非対称制御

(a) 整流回路の動作順序

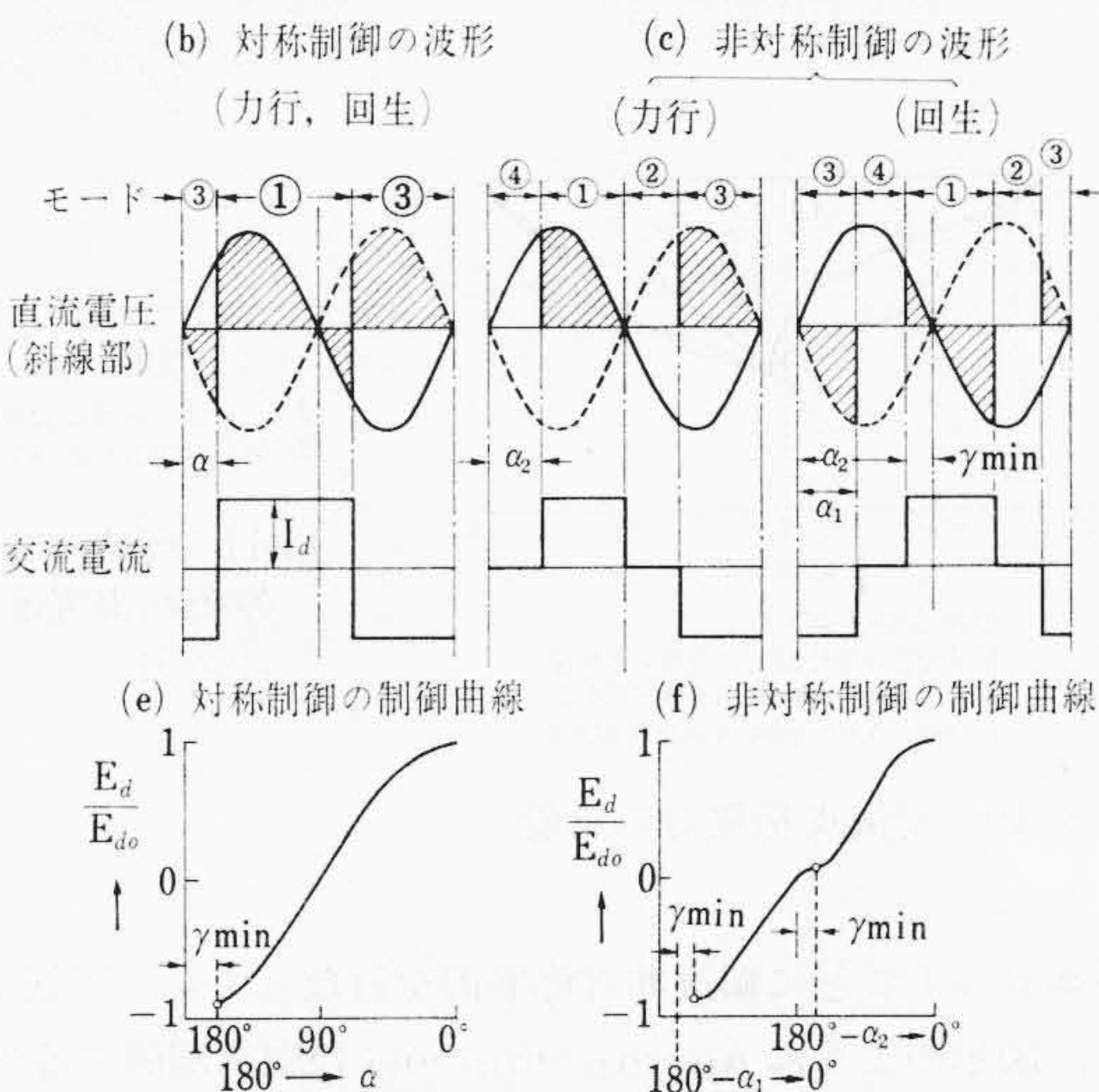


図7 対称制御と非対称制御の動作説明

3. サイリスタ主回路方式とゲート制御方式

インバータ回生ブレーキを行なう電気車両の主回路としては、図2に示したように、サイリスタブリッジをいくつか直列接続し、各ユニットを順次制御する方式が一般的である。その基本となる一ユニットの位相制御法には対称制御と非対称制御とがある。

一般に、対称制御より非対称制御が、また整流器ユニットの直列数が増すほど諸性能は向上するが、制御は複雑となる。主回路方式ならびにゲート制御方式の決定に際しては、交流側の力率、高調波、直流側の脈流率、サイリスタ装置の経済性、簡単さなどを総合的に考慮しなければならない。

3.1 対称制御と非対称制御⁽⁴⁾

図7は対称制御と非対称制御の説明図である。対称制御は対辺のサイリスタ CR_1 , CR_3 または CR_2 , CR_4 に、それぞれ制御角 α または $\pi + \alpha$ で同時にゲート信号を与えるもので、整流回路は重なり期間を除けば図7(a)に示すように①③のモードを繰り返す。このときの原理的波形は同図(b)に示すようになり、交流電流の通流角は常に180度である。制御角と直流出力電圧の関係は(e)のようになり、 $\alpha < \pi/2$ では力行、 $\alpha > \pi/2$ では回生ブレーキ運転を行なう。

これに対して、非対称制御方式はサイリスタ CR_1 , CR_3 の点弧角 α_1 , α_2 を正の半サイクル内でずらせ、 CR_4 , CR_2 にはそれから180度位相角の遅れたゲート信号を与える方式である。動作モードの1サイクルは図7(a)の①→②→③→④の順序となり、動作波形は同図(c), 直流出力電圧の制御特性は(f)のようになる。すなわち、力行運転では $\alpha_1 = 0$ とし α_2 を制御し、回生運転では $\alpha_2 = \pi - \gamma_{min}$ に固定し、 α_1 を制御する。このようにすると、モード②、④では

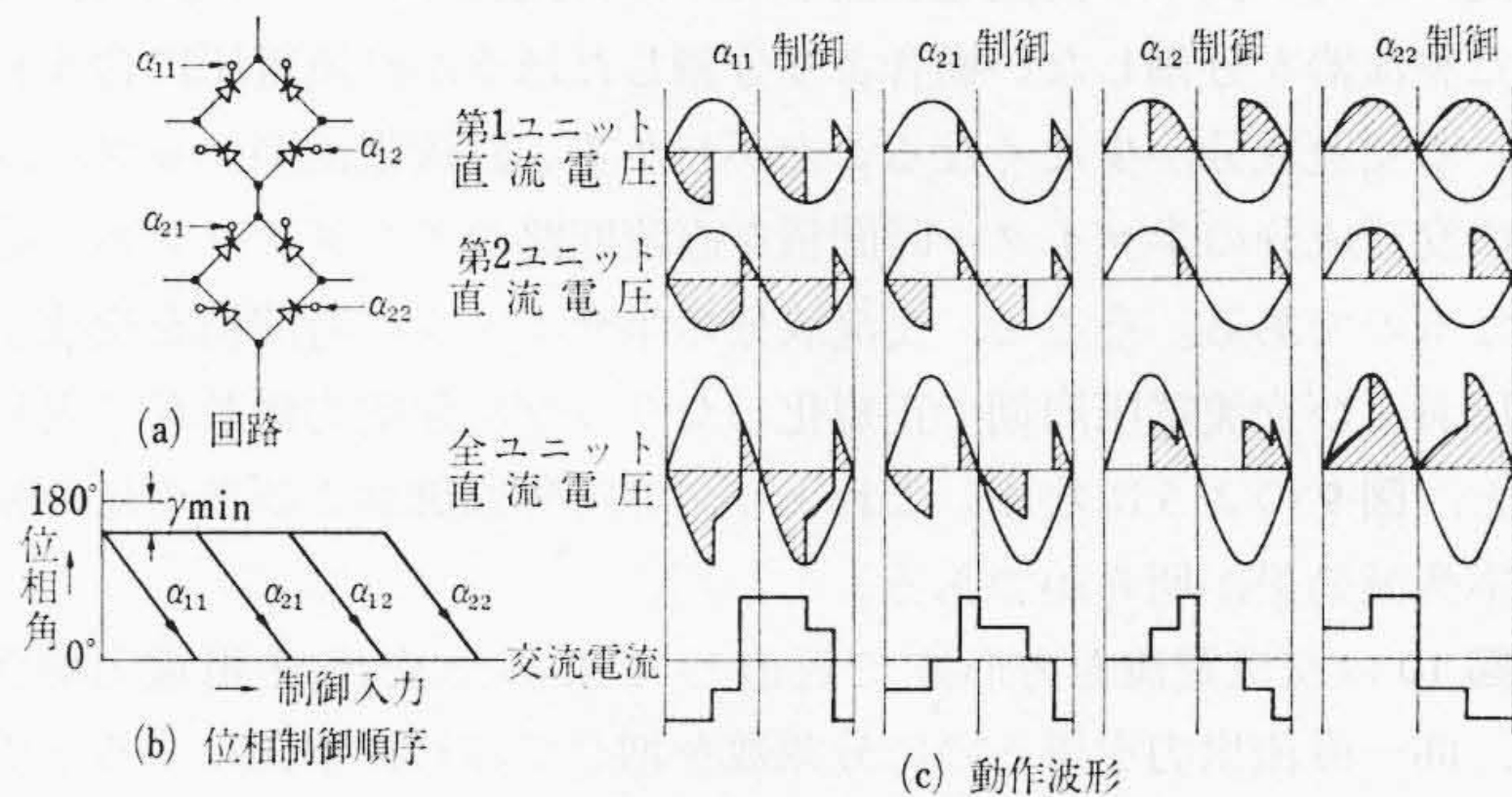


図8 多重ブリッジ非対称制御の制御法

サイリスタにより直流回路は短絡、交流回路はしゃ断され、交流電流の流れない期間が生ずるため、同一直流電力を得るのに対称制御より交流入力皮相電力が少なくてすむ特長がある。しかし、独立に制御できる2組の移相器を必要とする。

3.2 多重ブリッジの制御⁽⁵⁾

サイリスタブリッジを二つ以上直列にした多重ブリッジでも、対称制御と非対称制御とがある。たとえば、二段順次対称制御の動作波形は一段非対称制御と同じになる。ただし、各ユニットごとに分割した主変圧器二次巻線によって均圧化されるので、サイリスタ素子の電圧分担の点では有利である。

これに対して、順次非対称制御を行えば、直流電圧波形、交流電圧波形とともに改善される。図8は二段非対称制御の位相制御法と動作波形を示すもので、回生ブレーキ時には α_{11} , α_{21} を制御し、力行時には α_{12} , α_{22} を制御する。なお、 $\alpha_{11} \rightarrow \alpha_{12} \rightarrow \alpha_{21} \rightarrow \alpha_{22}$ の順に

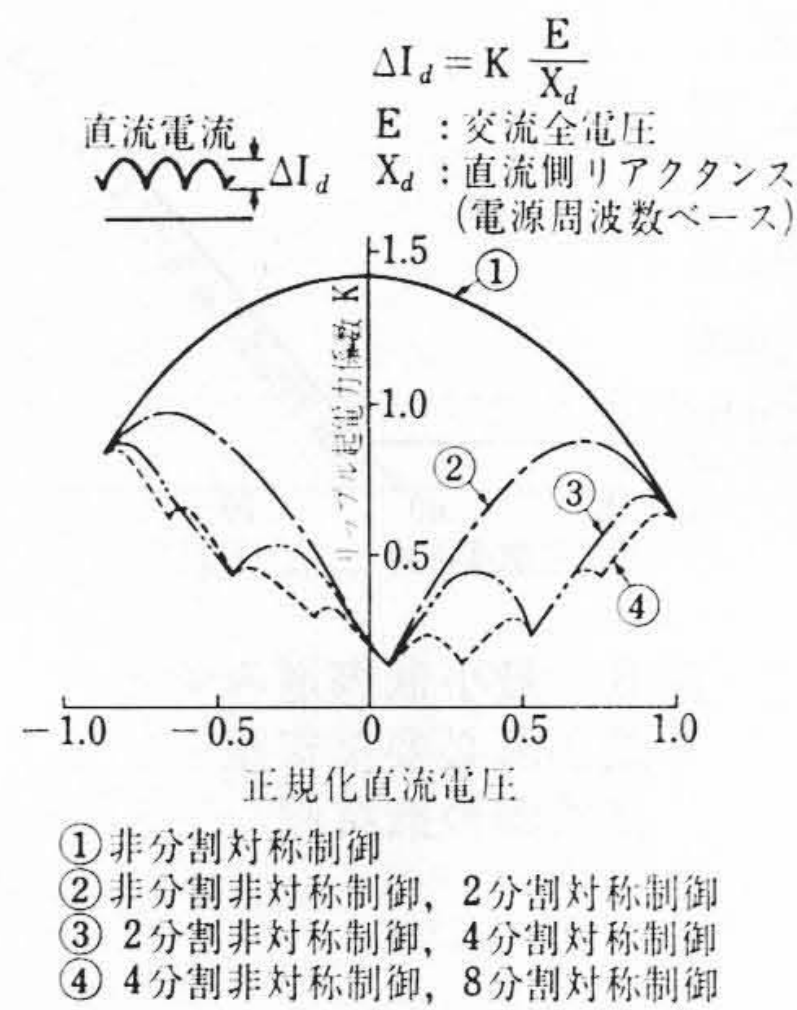


図9 リップル起電力係数の比較

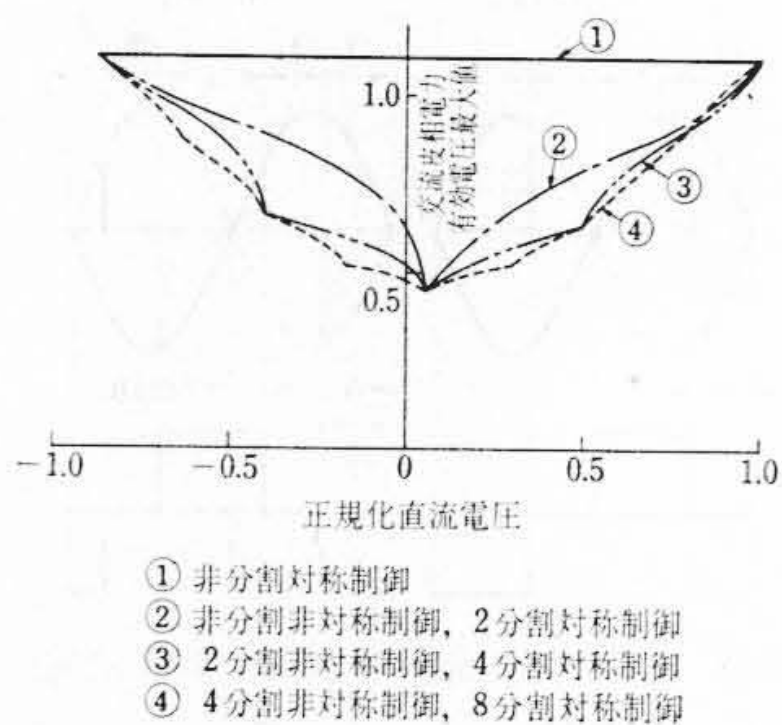


図10 交流皮相電力の比較

各ユニットごとに順次非対称制御を行なっても、同様な特性を示すが、図示のように $\alpha_{11} \rightarrow \alpha_{21} \rightarrow \alpha_{12} \rightarrow \alpha_{22}$ の順に制御するのに比べて主変圧器二次巻線に電流の流れる期間が多くなる欠点がある。

3.3 脈率率、皮相電力、高調波の比較

図7および図8の直流電圧波形より、対称制御より非対称制御が、また整流器を分割しない場合より分割したほうが直流電圧に含まれている交流成分が少なくなることがわかる。直流電流のリップルはこの交流成分の半サイクル時間積を直流回路のインダクタンスで除したものである。そこで、交流成分の半サイクルに時間積を交流全電圧および交流電圧周期で正規化したリップル起電力係数 K で表わすと、図9のようになる。これより、非対称制御および多重化の脈率率低減効果が明らかである。

図10は交流電流を方形波で近似して求めた交流皮相電力特性で、同一直流出力を得るのに分割数を増して非対称制御にすると皮相電力が少なくてすむことを示している。

図11は交流および直流側のリアクタンスを考慮に入れて交流電流波形を電子計算機によって精密計算して、それに含まれる高調波および等価妨害電流を求めたもので、これより、多重ブリッジ非対称制御の効果が明らかである。

4. サイリスタ適用上の問題点

サイリスタのブリッジを多段直列にしてゲート制御する場合、サイリスタの適用上、次のような問題点を解決せねばならない。
すなわち、

- (1) サイリスタの逆電圧期間にゲートが印加される。
- (2) サイリスタの順方向に過電圧がかかる可能性がある。
- (3) サイリスタの順方向 dv/dt が急峻である。

ゲートパルスの与え方により、主回路電流の跳躍現象があるため、ゲートの幅は180度必要であることはすでに報告されている⁽²⁾。本稿では、広幅パルスを用いても、なお、解決せねばならない上記の

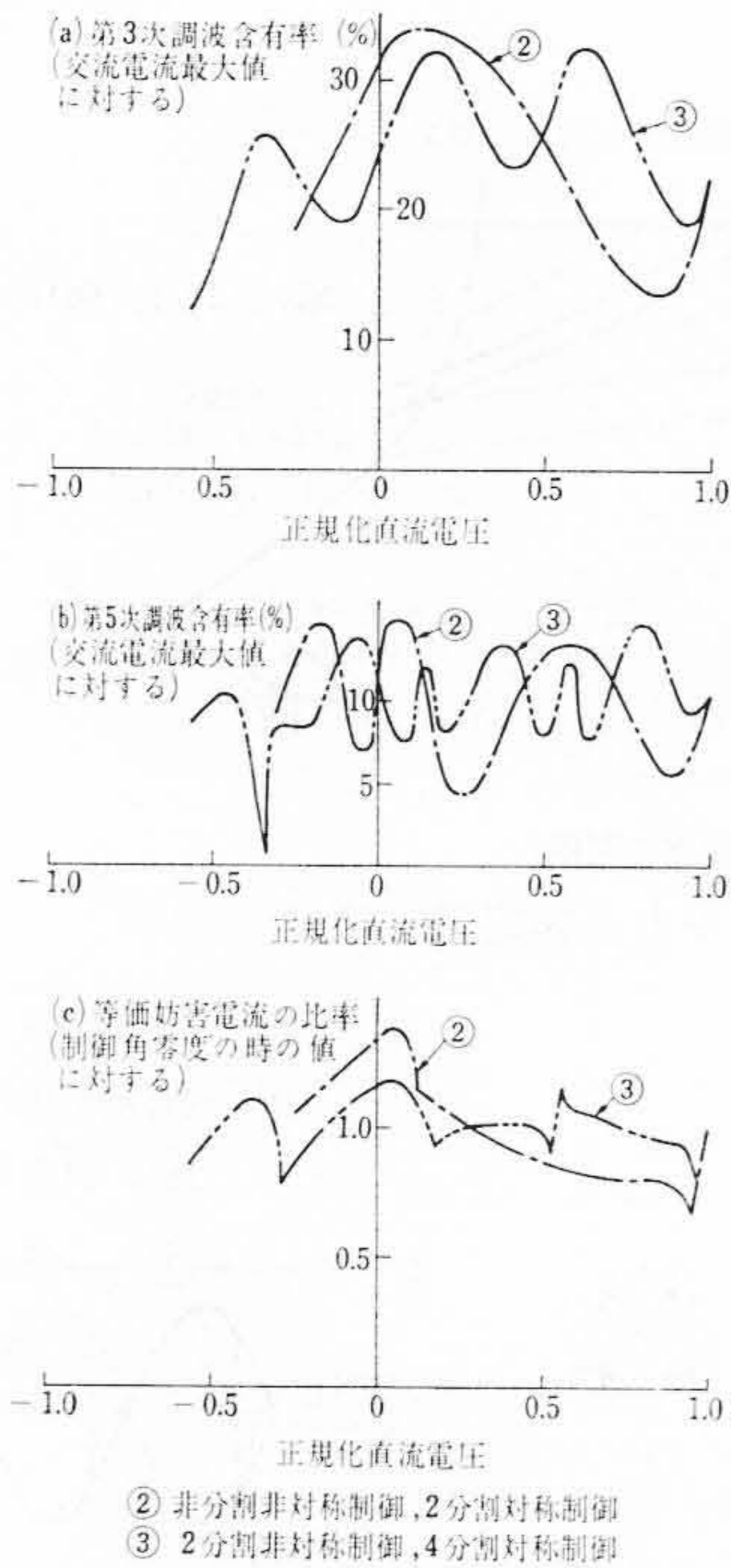


図11 高調波含有率、等価妨害電流の計算例

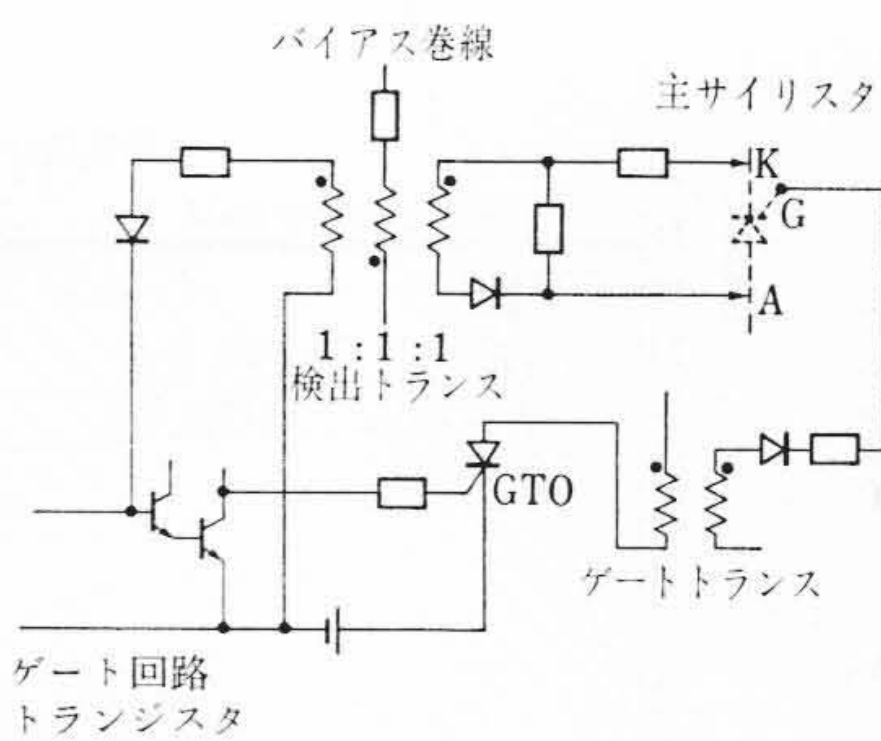


図12 逆電圧検出回路

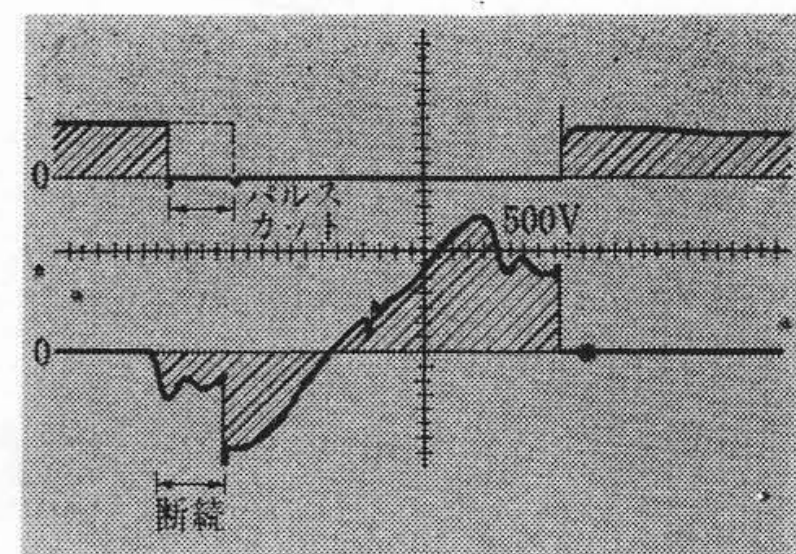


図13 電流断続時のサイリスタアノードカソード間電圧(下)とゲート波形(上)

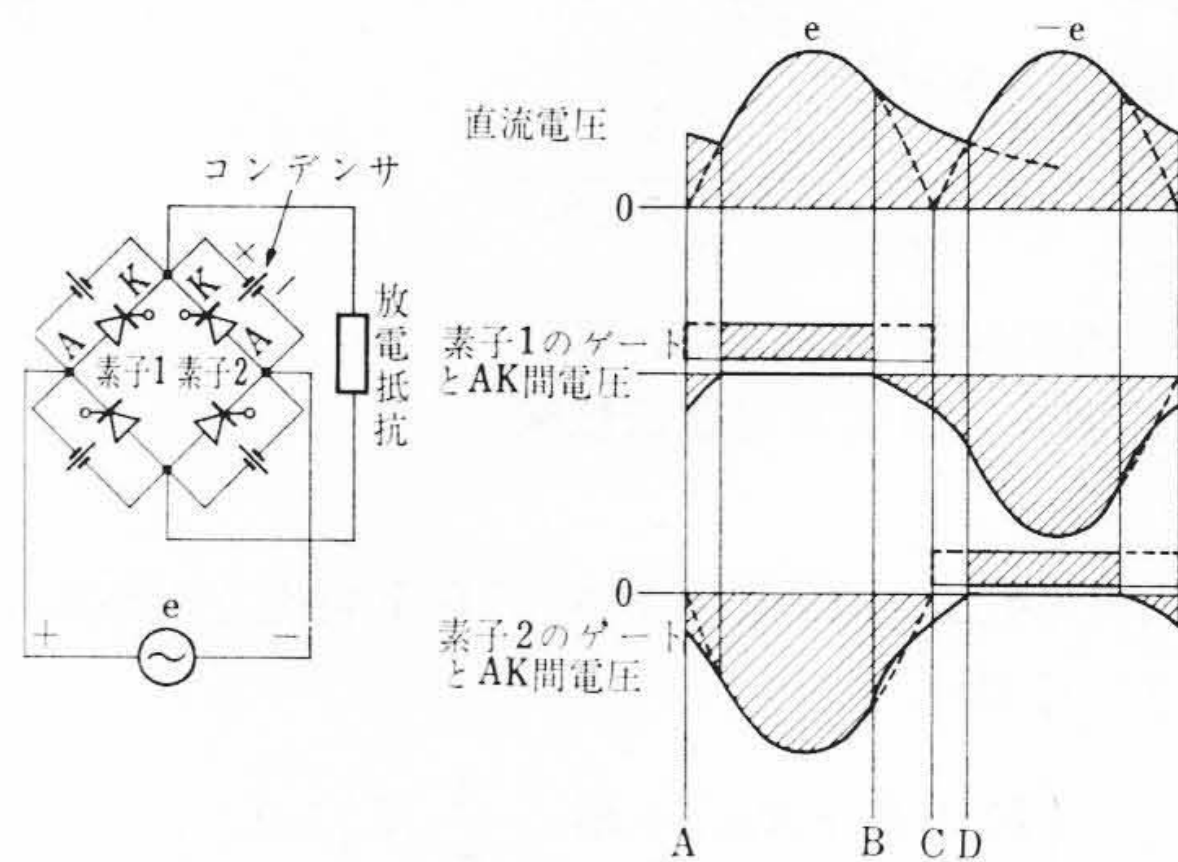


図14 無負荷時の等価回路と $\alpha=0$ 度の時の各部波形

問題点について、考察を加え、その対策について述べる。

4.1 逆電圧期間中のゲート電流シャ断

主回路電流が断続すると、ゲートには電流を流しているにもかかわらず、主電動機の逆起電力のため、サイリスタには逆電圧が印加される。また、無負荷時、直流側には放電抵抗器のみつながるが、素子の並列コンデンサの電荷がこの抵抗を通して放電する期間、ゲートに電流を流しているにもかかわらずサイリスタには、逆電圧が印加される。

ゲートに入力を加えながら、逆電圧を印加することは、ジャンクション内の損失を増加せしめるので、素子にとって望ましいことではない。この問題の対策として、逆電圧を検出してパルスをカットし、再び順電圧になった時再点弧せしめる検出装置をつけることが望ましい。検出器としては、時間遅れの少ないこと、誤動作せぬこと、主回路と絶縁できることが必要である。図12はED78形交流機関車に使用されている逆電圧検出回路であって、タン数の少ないトランスを用い、直接素子のAK間逆電圧を検出して、ゲート回路のトランジスタをオンオフしている。図13、図14は電流断続時と、無負荷時の波形を示したものである。

4.2 ゲート起動時の順方向過電圧現象

電動機のように低インピーダンスの負荷がつながった状態でサイリスタブリッジを多段直列にしてゲート起動する場合、起動信号のばらつきに起因して、先に生きたブリッジの出力電圧が、遅れて生きたブリッジに印加される。いま、四段直列について考えてみる。図15に示すように三段が既に点弧し、残りの一段が未点弧の場合を想定すると三段の出力電圧は、負荷側のDCリアクトルを通じて、未点弧のアームの並列コンデンサを充電するので、コンデンサは最大起電圧の2倍まで充電される。対称制御の場合は、ゲート回路が対辺アームに共通なので順電圧も2アームで分担するが、非対称制御の場合は、1アームで分担することになるので、はるかにつらくなる。しかしながら、電圧の変化が、このようにDCLとコンデンサの振動によるものなので、 dv/dt は比較的小さく、起動信号のばらつきがせいぜい数 μs 以内の無接点装置で起動すれば、起動

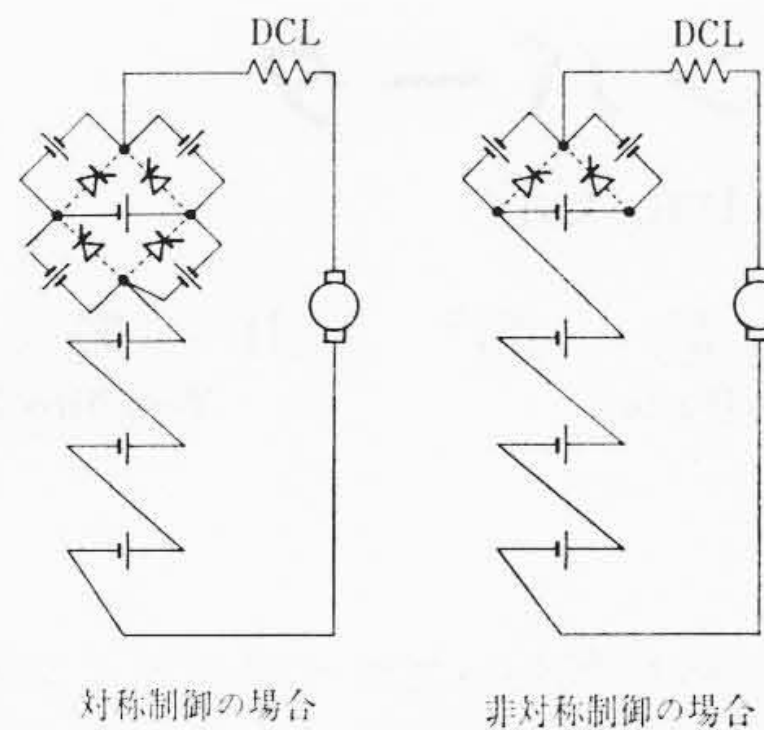


図15 ゲート起動時の順方向過電圧現象の説明図

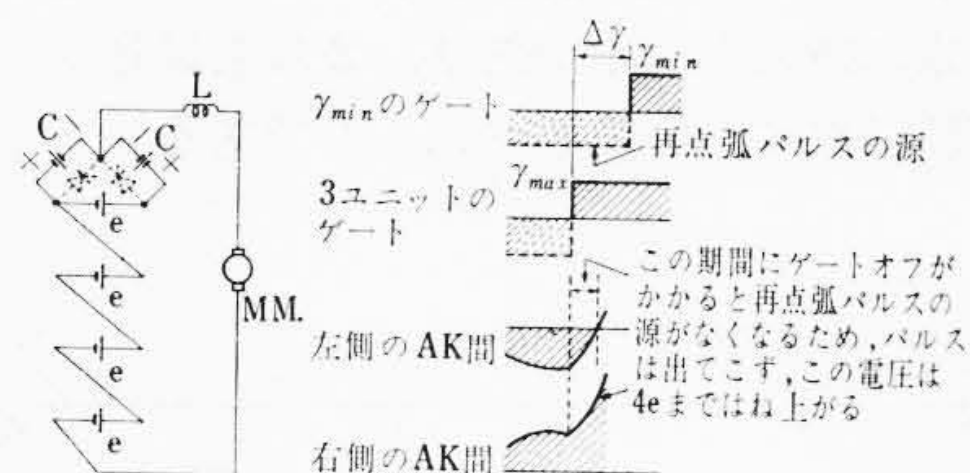


図16 電流断続中にゲートオフするときの順方向過電圧説明図

時の過電圧は心配ない。

4.3 電流断続時の再点弧遅れによる順方向過電圧

電流が断続して逆電圧が印加していたアーム電圧は、ほかのブリッジが点弧して出力を出すと、再び順電圧になる。このとき、再点弧のゲートがなければ、順電圧は上昇して過電圧となる。この場合電動機の電圧は、回生中を考えると、順電圧を増も方向に加わるので、 dv/dt は起動時よりも高くなる。

DCL のインダクタンスを L (μH)、サイリスタブリッジの並列コンデンサの容量を C (μF)、交流電圧の瞬時値を e (V)、電動機電圧を E_M (V) とすると、アーム電圧の変化は、四段ブリッジの場合

$$dv/dt = \frac{\sqrt{2} \times (3e + E_M)}{\pi \sqrt{LC}} \quad (\text{V}/\mu\text{s})$$

で計算され、ED78 の場合、約 $5.3 \text{ V}/\mu\text{s}$ になる。この電圧変化と素子の耐圧値から、逆電圧検出器が、逆電圧から再び順電圧になって再点弧ゲートを出すに要する遅れ時間の許容値が計算される。

この時間は ED78 の場合、約 $120 \mu\text{s}$ となり、実際の装置はそれ以下の遅れ時間に押えられている。すなわち、この許容時間内に再点弧ゲートがはいって再点弧するため、順方向電圧は、許容値以下に押えられて保護されている。

4.4 ゲートオフ時の順方向過電圧

電流が断続して逆電圧から、並列コンデンサを充電して順電圧に反転し過電圧に達するまでにはかなりの時間を要するので、既に述べたように、過電圧の保護は比較的簡単である。しかし、ゲートオフする時は、この時間遅れが致命的な欠陥となるので注意を要する。図16において三段が完全に生きており、残りの一段の並列コンデンサを充電している期間、すなわち DCL とコンデンサの振動で、コンデンサの極性が逆電圧から順電圧に反転するに要する期間にゲートオフをかけると、再点弧パルスは永久に出てこないため、残りの一段は過電圧となる。

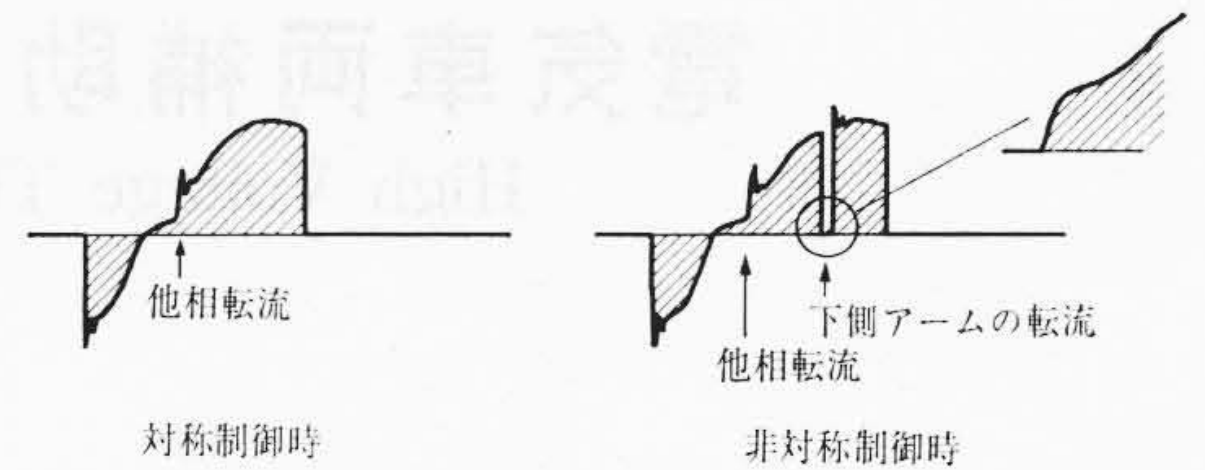


図17 サイリスタ転流時の順方向 dv/dt

そこでこの対象としては、このような期間には絶対にゲートオフがかからないようにする。つまり主回路電流の瞬時値を検出して通流期間にのみゲートオフがかかるようにするのが有効である。通流期間は、どのブリッジをとってみても、どこかのアームに電流が通じているので、過電圧の現象はない。ED78 では、電流の検出器を設け、検出レベル以下の電流は接点でしゃ断するが、検出レベル以上の電流ではゲートオフをかけて、しゃ断器の接点の負担を下げるという考え方で、結果的にはサイリスタの過電圧をも防止している。

ブリッジの片側をゲートオフし、残りの片側を強制点弧してバイパスさせる方法もあるが、直流のゲート発生装置が必要である。

4.5 転流終了時の順方向 dv/dt

非対称制御の特異現象として、ブリッジの下側が転流した時、上側のサイリスタに生ずる順方向 dv/dt が対称制御の場合より高くなる(図17)。対称制御の場合は上下のアームは同時に転流するので、他相のブリッジの転流が、電流変圧器の結合を介して影響されるのみであるが、非対称制御では、上下の転流が別々なので、下側の転流が上側のサイリスタに直接影響を及ぼす。転流終了時の順方向 dv/dt は、電流のインダクタンスと並列のコンデンサで押えられるが、コンデンサには振動防止用に抵抗器が直列にそう入されるので、転流終了の直後には、この抵抗器に電圧が印加され、 dv/dt は主としてこの抵抗値と電流のインダクタンスできまると思われる。ED78 では、実測の結果、特に支障のある値ではなかったが、回路電圧が高く、並列抵抗値が比較的大きい場合には注意を要する。

5. 結 言

主回路にサイリスタを用いたサイリスタインバータ式回生ブレーキ付交流電気車の主回路方式およびサイリスタ装置の開発にあたっての技術的問題点の検討および対策について述べた。

これらの研究の結果、日本国有鉄道においては、いままで試作車としての ED94 形1両、量産車としての ED78 形9両、EF71 形11両の交流回生ブレーキ付電気機関車が開発され、奥羽線の福島一米沢間 33% 急こう配区間に用いられている。

終わりに本研究にあたり、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る。

参 考 文 献

- (1) 伊沢：日立評論 創刊50周年記念論文集 (昭43-12)
- (2) 佐々木ほか：日立評論 50, 413 (昭43-5)
- (3) たとえば電気学会編「水銀整流器」
- (4) 坪井，立花：昭41電気4学会連合大会論文集 596 (昭41-4)
- (5) 立花，坪井：昭41電気学会東京支部大会論文集 331 (昭41-11)