

コンパクト形バッテリーフォークリフト用 コントローラ“MPS-II”

Compact Type Controller “MPS-II” for Battery Fork Lift

バッテリーフォークリフトの速度制御装置には、効率の良いサイリスタチョップパコントローラが使用されているが、最近では小形・高性能で、かつ種々の機能をもつコントローラが要求されている。日立製作所は、このような背景のもとに、磁気移相器(MPS)制御HLC形チョップパ回路を開発し、スムーズな運転のできる通流率制御バイパスコンタクト投入及びコンティニアス・トランジション(Continuous Transition)、最高速度をアップするための弱め界磁制御、坂道発進時の後退防止制御などの機能をもつ多機能かつ小形のチョップパコントローラを完成した。この論文は、その装置の原理と特性について述べる。

外山仁一* Toyama Jin'ichi
成田 博** Narita Hiroshi
堀内道正** Horiuchi Michimasa
六反英昭* Rokutan Hideaki

1 緒 言

磁気移相器(Magnetic Phase Shifter: MPS)^{1)~3)}を制御に使用したチョップパコントローラは、信頼性が高く通流率制御範囲が広いこと、スムーズな運転ができるなどの特長があり、昭和49年に生産が開始され現在に至っている。

日立製作所はこのたび小形、多機能を目的として開発を行った結果、コンパクトな新形コントローラ(以下、MPS-IIチョップパコントローラと呼ぶ)を完成することができた。以下この装置について詳述する。

2 バッテリーフォークリフト用コントローラの特質

バッテリーフォークリフトは図1に示すように、バッテリーを電源として荷役作業を行なう産業車両である。このような車両に用いられるコントローラとしては、次のような性能が要求される。

- (1) 小形であること。
- (2) ショックがなくスムーズな運転ができること。
- (3) プラギング運転ができること。

プラギングとは、フォークリフトの走行中に運転者がアクセルを踏んだまま前進(又は後進)から後進(又は前進)へスイ

ッチを切り替えて運転することで、このときには電動機は発電機となって車両に制動が作用して停止する。停止後は再び電動機として働き、切り替えた方向に車両を走行させることになる。このような発電制動を使用した運転をプラギングと呼んでいる。

- (4) 電氣的ノイズにより誤動作しないこと。
- (5) 信頼性が高く、安全かつ長寿命であること。
- (6) 登坂力が優れていること。
- (7) 最高速度をアップできること。
- (8) 一充電量の稼働時間が長いこと。

これらの要求を満たすものとして開発した“MPS-II”チョップパコントローラについて次に説明する。

3 “MPS-II”チョップパコントローラの採用技術

前述した要求事項を実現するため、“MPS-II”チョップパコントローラでは、表1に示すチョップパ方式及び制御方式を採用している。この論文では表1のNo.1, No.2(2), (3), No.6(2), (4), No.7及びNo.8について述べる。

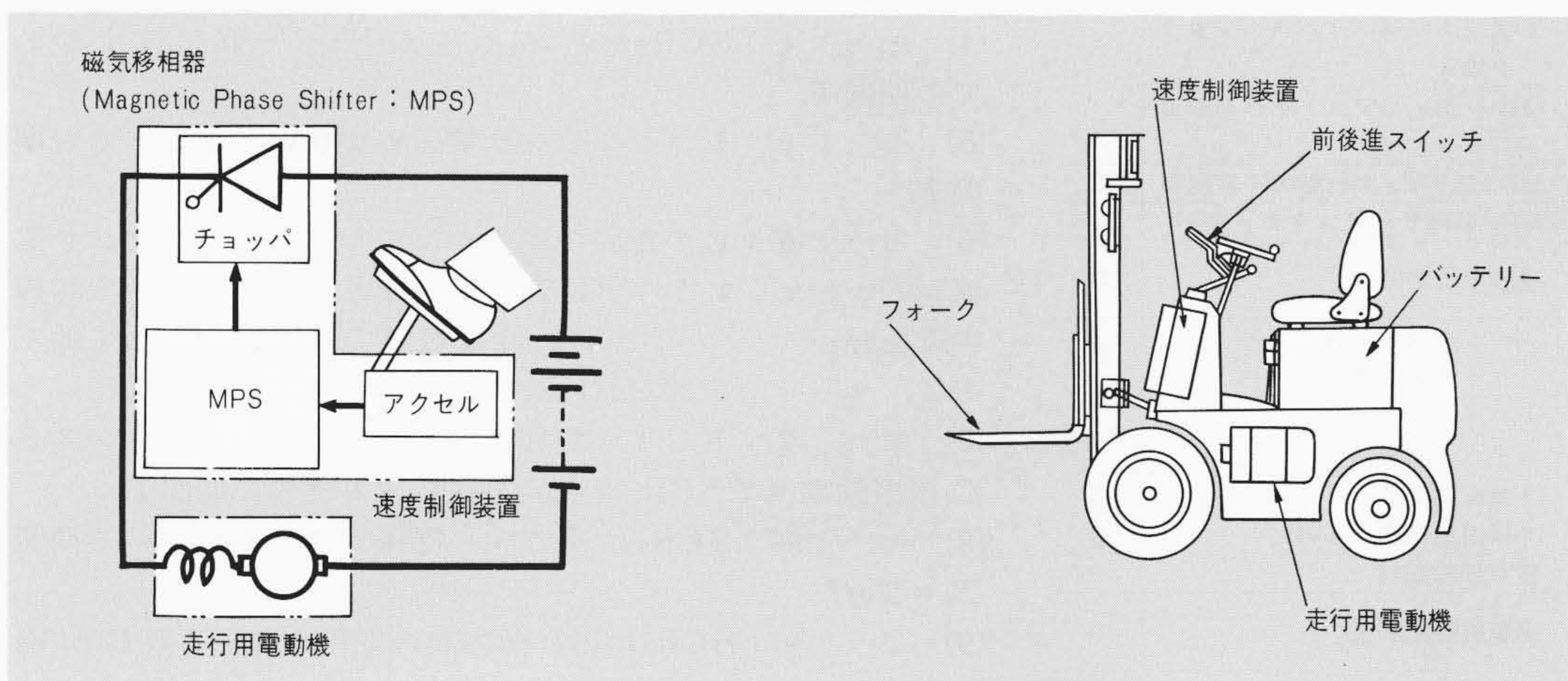


図1 バッテリーフォークリフトの速度制御 アクセルの指令によりMPSがチョップパの通流率を決め、速度制御を行なう。

* 日立製作所佐和工場 ** 日立製作所日立研究所

4 HLC形サイリスタチョップ回路

4.1 HLC形サイリスタチョップ回路の動作

チョップ回路の小形化を図るには、次に述べるような改善が必要である。

- (1) 小容量の転流コンデンサ C_0 を使用できるチョップ主回路を採用する。
- (2) 補助サイリスタ SCR_2 の電流容量を低減するため、 C_0 の電圧反転時の SCR_2 電流を小にすること。
- (3) 部品を積上げ構造にすること。

これらの要求を満足するため、種々検討を行なった結果、**図2**に示すHigh Voltage Low Current Resonance(HLC)形チョップ回路を開発した。この回路の特長は次に述べるとおりである。

- (1) N_1 、 N_2 の飽和インダクタンスにより C_0 はバッテリー電圧以上に充電される。また N_3 の効果により、更に C_0 の充電電圧が上昇する。このため、 C_0 の容量を大幅に低減することができる。
- (2) SCR_2 を点弧したときの C_0 の反転電流の最大値は $I_{CP} = \frac{N_1 - N_3}{N_2} I_{BP}$ (記号説明は**図2**～**4**注を参照)で表わされ、空心インダクタンスに比較し小にできるため、 SCR_2 の電流容量を低減することができる。
- (3) 可飽和電流トランス(Saturable Current Transformer: SCT)の一次巻線数 N_1 、同二次巻線数 N_2 、同三次巻線数 N_3 は鉄心に巻かれているため、磁束の漏れが少なく、他の部品への影響が少ないので積上げ構造を採用することができ、チョップを小形にできる。

この回路の動作を**図3**に示す波形図により説明する。なお説明を簡単にするため、電動機電流 $i_M = I_M$ 一定として述べる。実際には電動機電流には脈動があるため、チョップがオンしたときは $i_M = I_{BS}$ (最小値) となり転流直前では $i_M = I_{BP}$ (ピー

表1 MPS-II チョップコントローラの開発技術 MPS-II チョップコントローラで開発した新しい技術名を示す。

分類	No.	目 的	技 術 名	備考
小形化	1	小形化	HLC形サイリスタチョップ	S
多機能化	2	加速時のショックレス	(1)MPS広範囲通流率制御	S
			(2)通流率制御バイパスコンタクト投入	S
			(3)コンティニアス・トランジション	S
	3	ブラギング制動力の調整	MPSブラギング制動力可変制御	S
	4	高耐電気ノイズ, 高信頼性	MPS制御サイリスタチョップ	S
	5	高マスト, 急旋回時の速度制限	通流率限定制御	S
	6	登坂力の向上	(1)バイパスコンタクト付サイリスタチョップ	S
			(2)バイパスコンタクト投入モード切替	O, S
			(3)坂道速度アップ制御	S
			(4)坂道後退防止制御	O
	7	最高速度のアップ	弱め界磁制御	O
	8	バイパスコンタクト投入時の電動機の過大電流防止	過電流防止制御	O
	9	一充電稼働時間の延長	パワー・エコノミ切替	O, S
長寿命化	10	長寿命	樹脂摺動形ダブルギャップコンタクト	S

注：S=スタンダード O=オプション

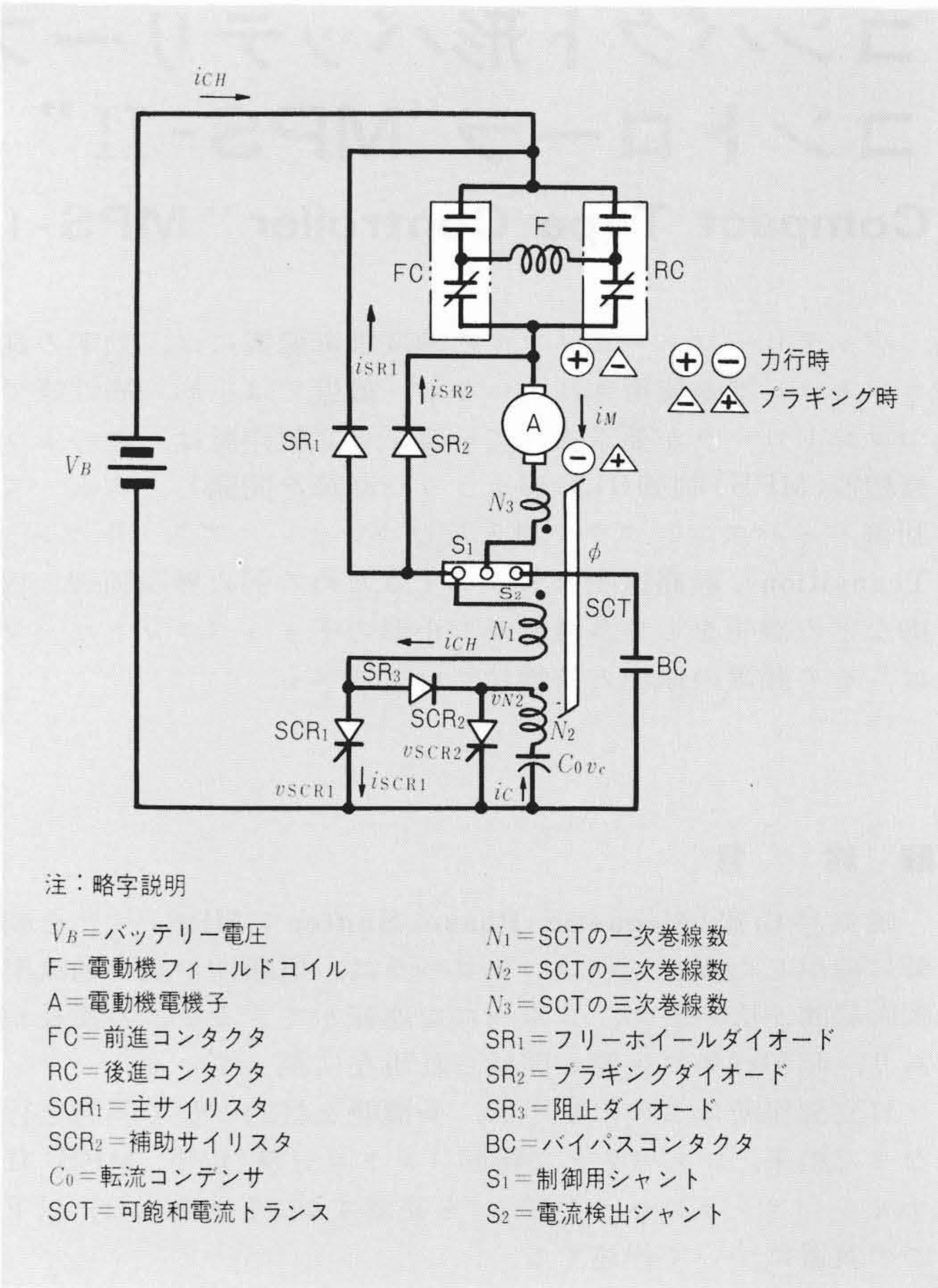


図2 HLC形サイリスタチョップ主回路 HLC形サイリスタチョップの主回路を示す。

ク値)となる。また鉄心の磁化特性は実際には非線形であるが、解析を容易にするため磁化特性は角形ヒステリシスとし、励磁電流は無視できると仮定した。

- (1) モード①：チョップがオフで電動機平均電流 I_M がフリーホイールダイオード SR_1 を環流している期間 T_1
- (2) モード②：主サイリスタ SCR_1 がオンしてSCTの磁束 ϕ が ϕ_m から $+\phi_m$ に変化する期間 T_2
- (3) モード③： SCR_1 がオンしてSCTの磁束 ϕ が $+\phi_m$ に維持されている期間 T_3
- (4) モード④： SCR_2 がオンして i_C が $\frac{N_1 - N_3}{N_2} I_M$ に達するまでの期間 T_4
- (5) モード⑤：転流コンデンサ電圧 v_C が $0V$ となるまでの期間 T_5
- (6) モード⑥： v_C の電圧の極性が反転して転流コンデンサ電流 i_C が 0 となるまでの期間 T_6 、この期間ではSCTの一次巻線の電圧 v_{N1} が、バッテリー電圧 V_B に対して逆起電力として働くので、チョップ電流 i_{CH} は v_{N1} の増大につれて減少する。
- (7) モード⑦：SCTが飽和し、 N_2 の飽和インダクタンスと C_0 の振動電流で SCR_1 の電流を打ち消すまでの期間 T_7
- (8) モード⑧： SCR_1 に逆方向の電圧が加えられている期間 $T_8 = T_{off}$
- (9) モード⑨： SCR_1 に再び順方向の電圧が加えられ C_0 が V_B に充電されるまでの期間 T_9
- (10) モード⑩： v_C が N_1 、 N_2 の飽和インダクタンスや配線のインダクタンスにより V_B 以上に充電される期間 T_{10}
- (11) モード⑪：SCTの変流作用により v_C が更に充電される期間 T_{11}

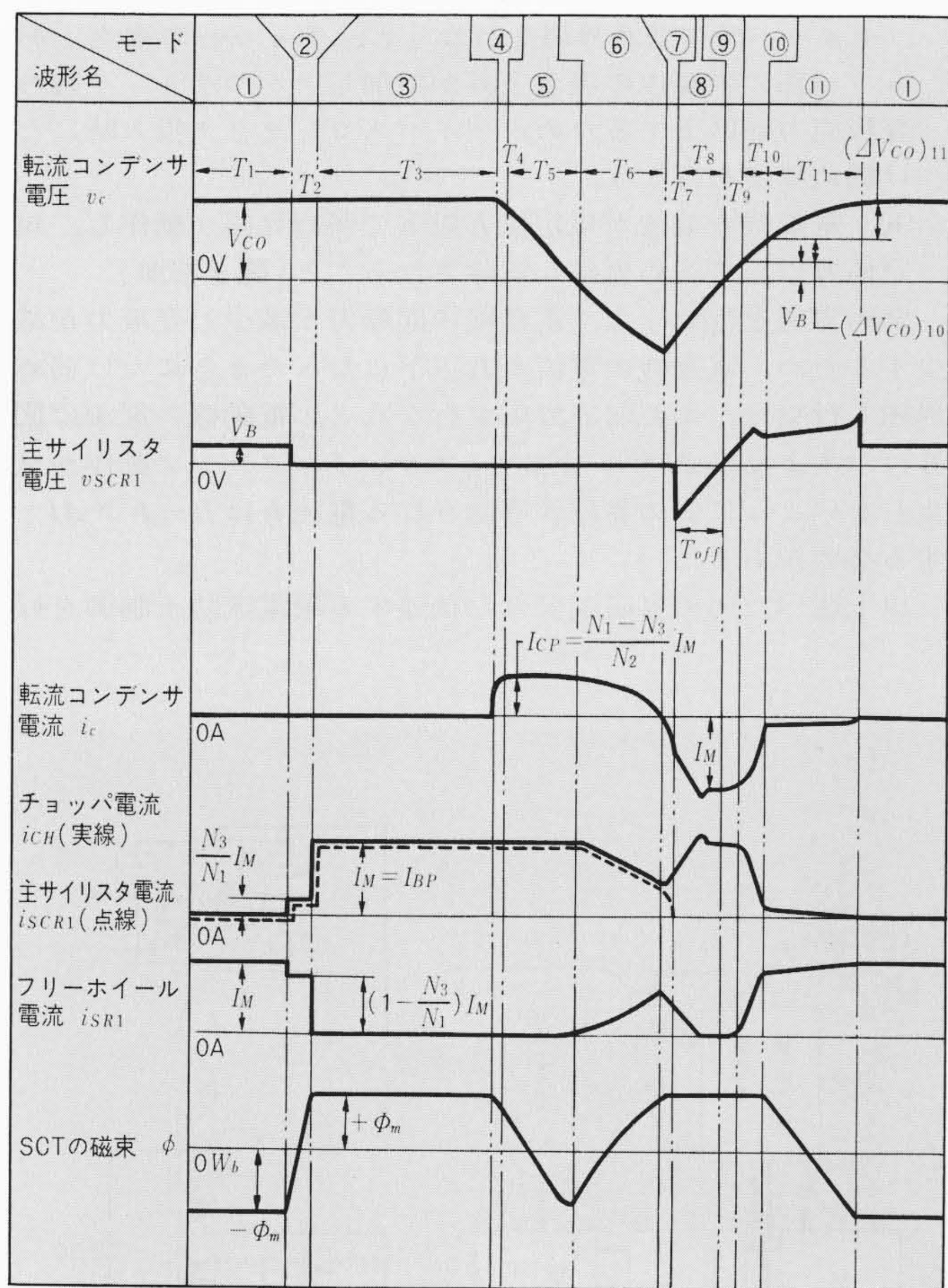


図3 HLC形サイリスタチョップの動作波形 HLC形サイリスタチョップの動作を表す各部電圧電流及び可飽和トランス(SCT)の磁束の変化を示す。

4.2 HLC形サイリスタチョップ回路の実験結果

このHLC形サイリスタチョップ回路を48V、7.5kWの直流直巻電動機と組み合わせて測定した結果を図4に示す。同図に示すように、電動機電流450Aで150 μ Fの転流コンデンサの電圧が200V以上に充電され、SCR₁の逆電圧時間 T_{off} も40 μ s確保できていることが分かる。反発パルス形チョップの場合は、 C_0 の電圧が120Vであり、同じ逆電圧時間を得るには320 μ Fのコンデンサ容量を必要とするのに比較すれば、50%以上の容量の低減を図ることができる。また補助サイリスタに流れる反転電流のピーク値は反発パルス形の27%程度であり、SCR₂の電流容量も低減することができた。図5にこのチョップコントローラを示す。

5 多機能“MPS-II”チョップコントローラの制御

“MPS-II”チョップコントローラには、表1に示すように広い顧客のニーズを満たすため各種の制御回路が採用されている。今回“MPS-II”チョップコントローラを完成するに当たり、新しく採用した制御回路のうち主要なものについて次に述べる。

(1) 通流率制御バイパスコンタクト投入

バイパスコンタクト付のチョップコントローラで、アクセルを急速に全開まで踏み込んだとき、電動機が速度が上昇しないうちにバイパスコンタクトが投入されると、電動機の電流が増大し加速ショックが生ずる。このようなショックがないように、“MPS-II”チョップコントローラでは図6に示す通流率制御バイパスコンタクト投入方式を採用している。

図6でバイパスコンタクト投入モード切換スイッチSWB

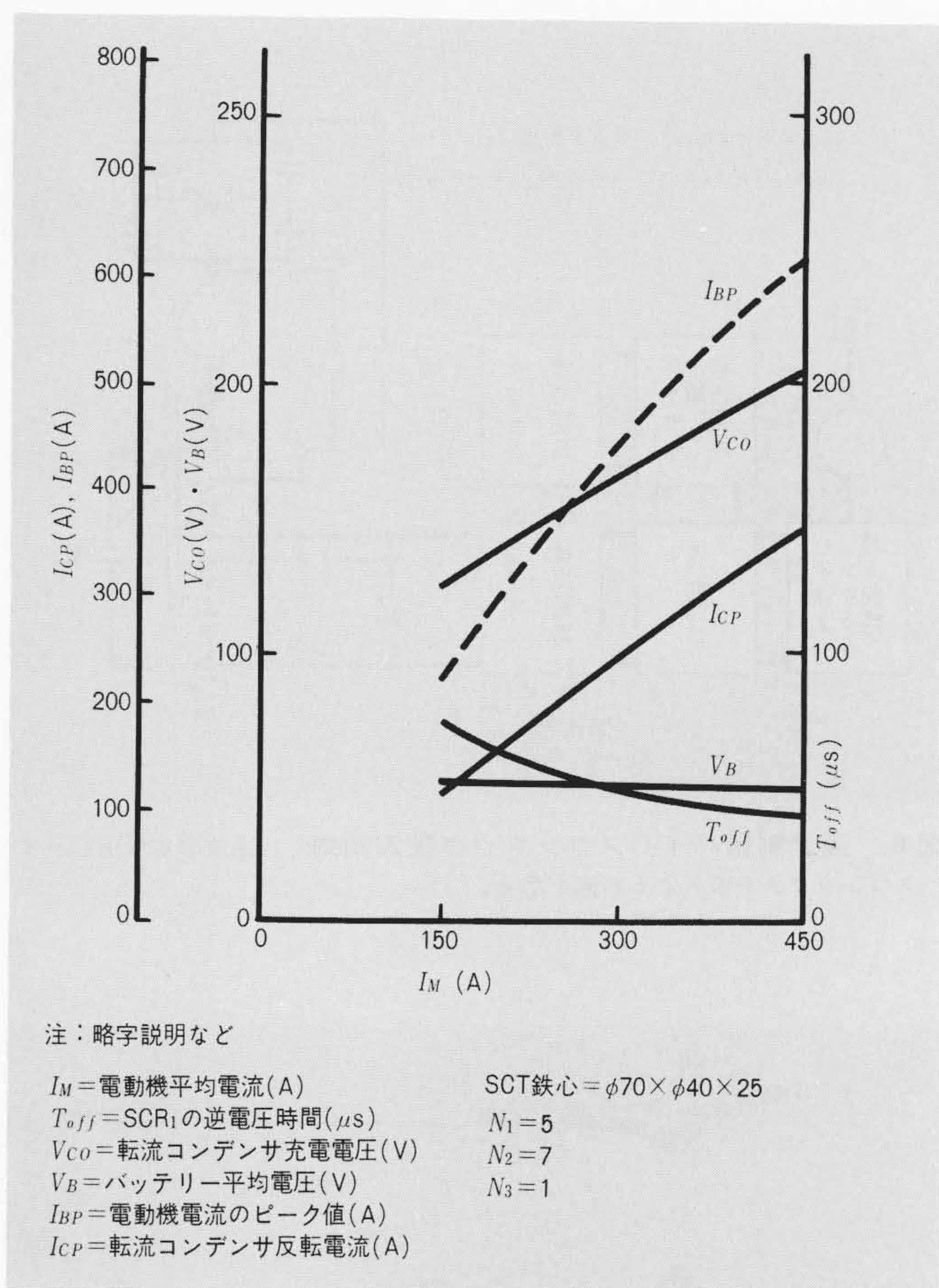


図4 HLC形サイリスタチョップの実験結果 HLC形サイリスタチョップを電動機と組み合わせた場合の実験結果の一例を示す。

を①側に倒したときは通流率が90%以上でかつアクセルが全開のときにバイパスコンタクトの励磁コイルBCCに電流が流れ、コンタクトが投入される。またこのコントローラでは、バイパスコンタクトが投入されるまでチョップ動作を継続させるコンティニアス・トランジション(Continuous Transition)制御を採用しており、スムーズな急加速を行なうことができる。

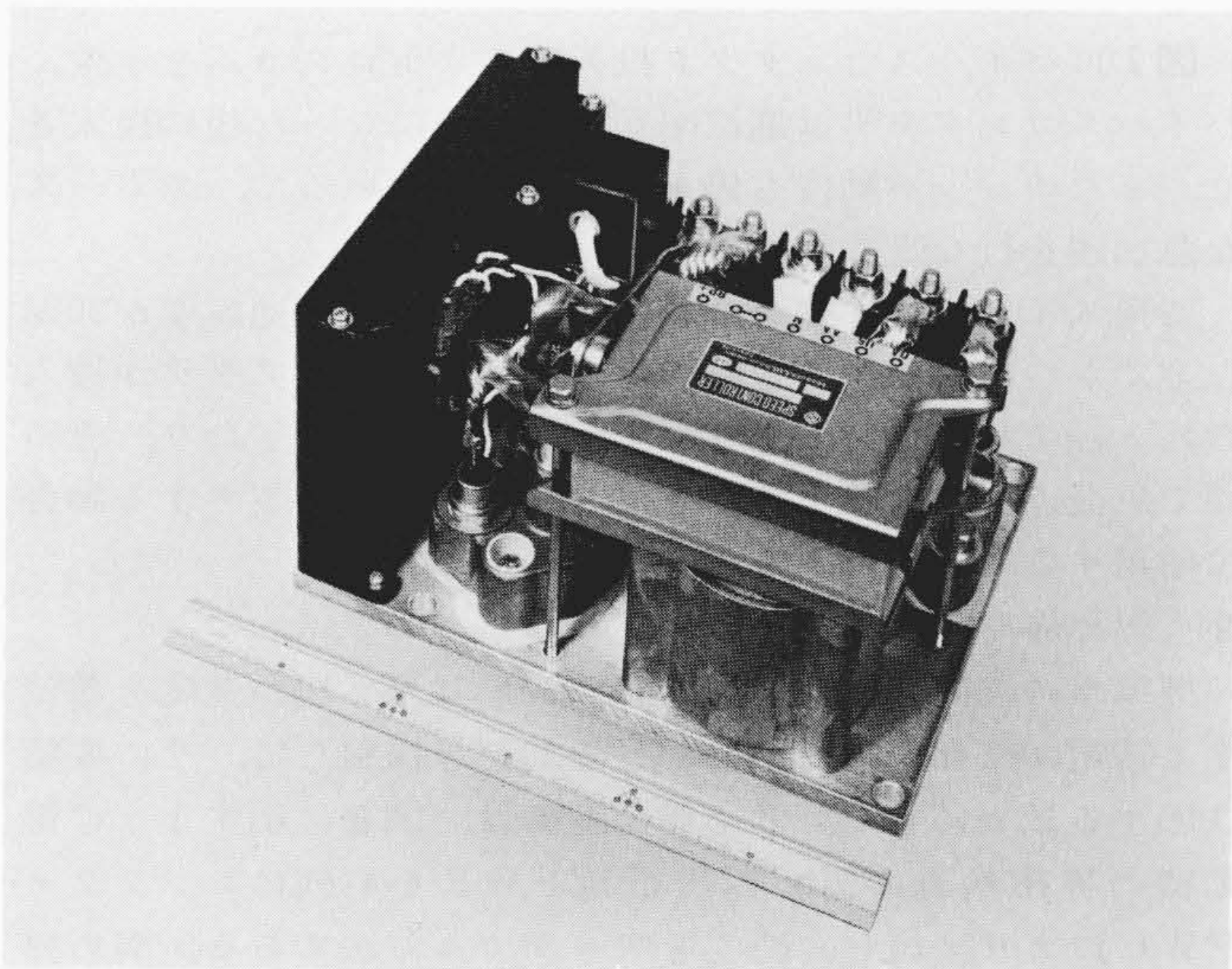


図5 MPS制御HLC形サイリスタチョップコントローラ MPS制御HLC形サイリスタチョップコントローラの外観を示す。

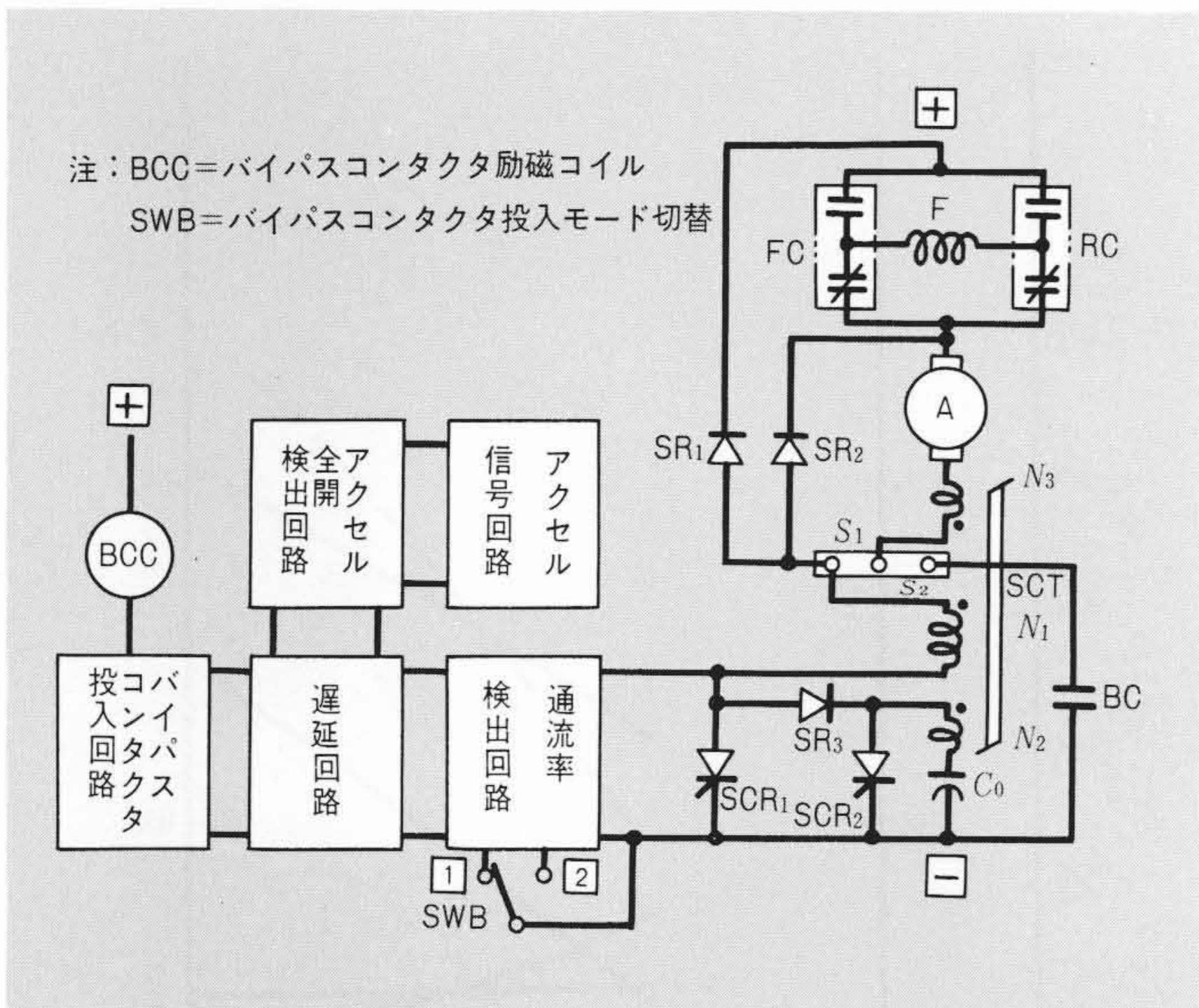


図6 通流制御バイパスコンタクタ投入制御 通流率を検出しバイパスコンタクタを投入する制御を示す。

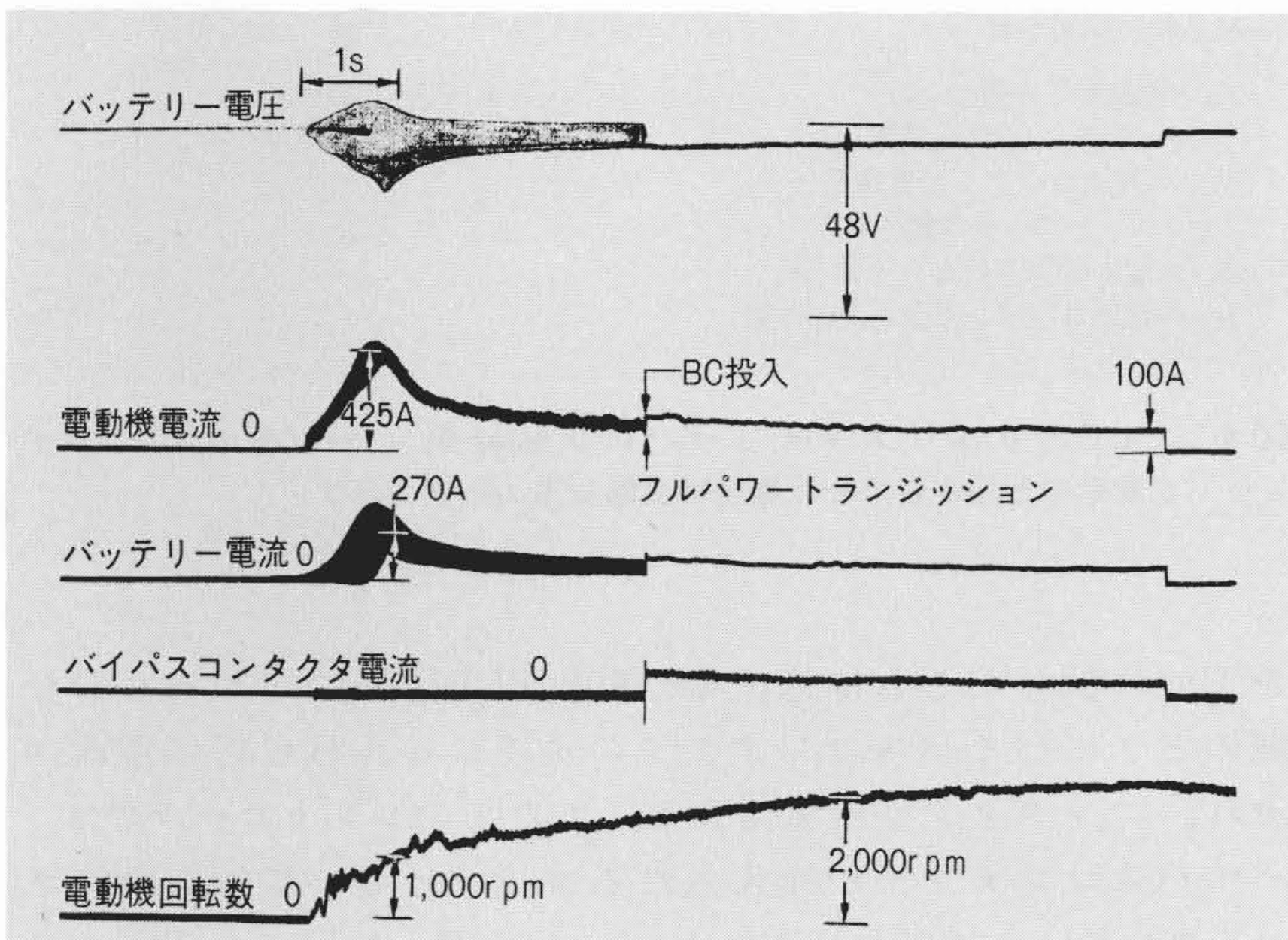


図7 バイパスコンタクタ投入時のオシログラム バイパスコンタクタ投入時のオシログラムを示す。(カウンタバランス形2.0t無負荷時)

図7にバイパスコンタクタ投入時のオシログラムを示す。バイパスコンタクタは通流率が90%以上になった後に投入され、またチョップ動作も停止することがないので、スムーズな急加速を行なうことができる。

切換スイッチSWBを②側に倒したときは、通流率が20%以上でかつアクセルが全開のときバイパスコンタクタが投入される。これはフォークリフトが凹面から脱出したり、急斜面で急発進を行なうときなど強力な駆動力を必要とする場合に使用することができる。

(2) 弱め界磁制御

標準車の最高速度(通常12~14km/h)よりも速い速度を希望する特定ユーザーのため弱め界磁制御を採用して、その要望に応ずることにした。弱め界磁制御は、図8に示すように電動機の界磁巻線に弱め界磁抵抗FWRを並列にコンタクタFWCにより接続し、速度をアップする方法である。弱め界磁制御は、次の点を満たすことが必要である。

(a) バイパスコンタクタ投入時にだけ弱め界磁を行なうこと。

チョップ時に弱め界磁を行なうと、チョップの電流、チョップ部の半導体の温度上昇が増加し、かつチョップ時の登坂能力が低下するため、バイパスコンタクタ投入時にだけ弱め界磁を行なう。

(b) 電動機の電流が規定値 I_1 以下で弱め界磁が動作し、規定値 I_2 以上で弱め界磁が解除されること(図9参照)。

弱め界磁を行なうと、電動機の回転力が減少し登坂力が減少するため、電動機の電流が I_1 以下になったときにだけ弱め界磁を行なう。また弱め界磁を行なうと、電動機の電流は図8に示すように ΔI だけ増加するため、チャタリング動作が発生しないように弱め界磁が解除される電流 I_2 は $I_2 - I_1 > \Delta I$ とすることが必要である。

以上述べた弱め界磁制御及び後述する過電流防止制御を行

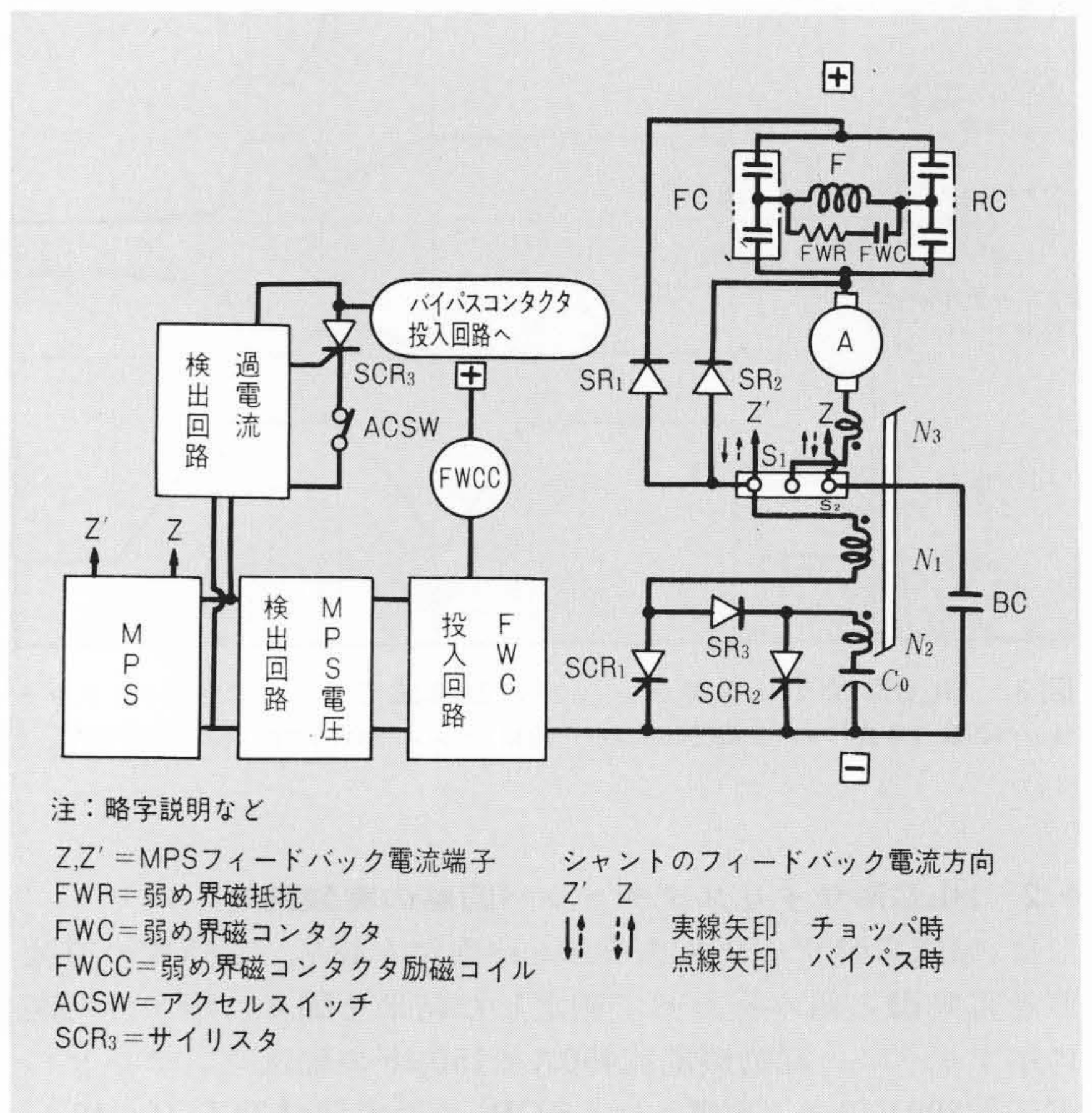


図8 弱め界磁及び過電流防止制御 弱め界磁及び過電流防止のための制御を示す。

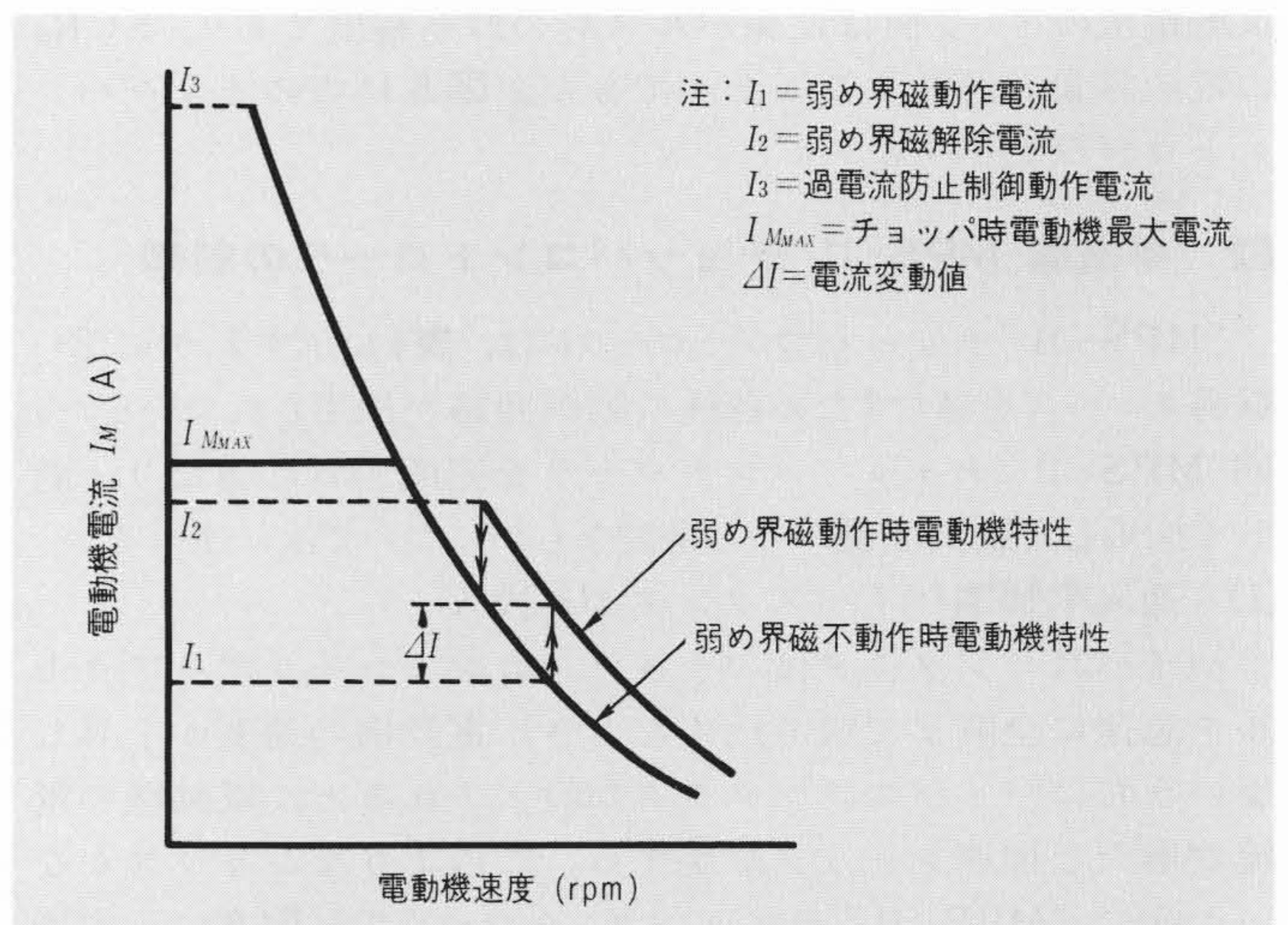


図9 弱め界磁特性及び過電流防止制御動作 弱め界磁の特性及び過電流防止制御の動作電流を示す。

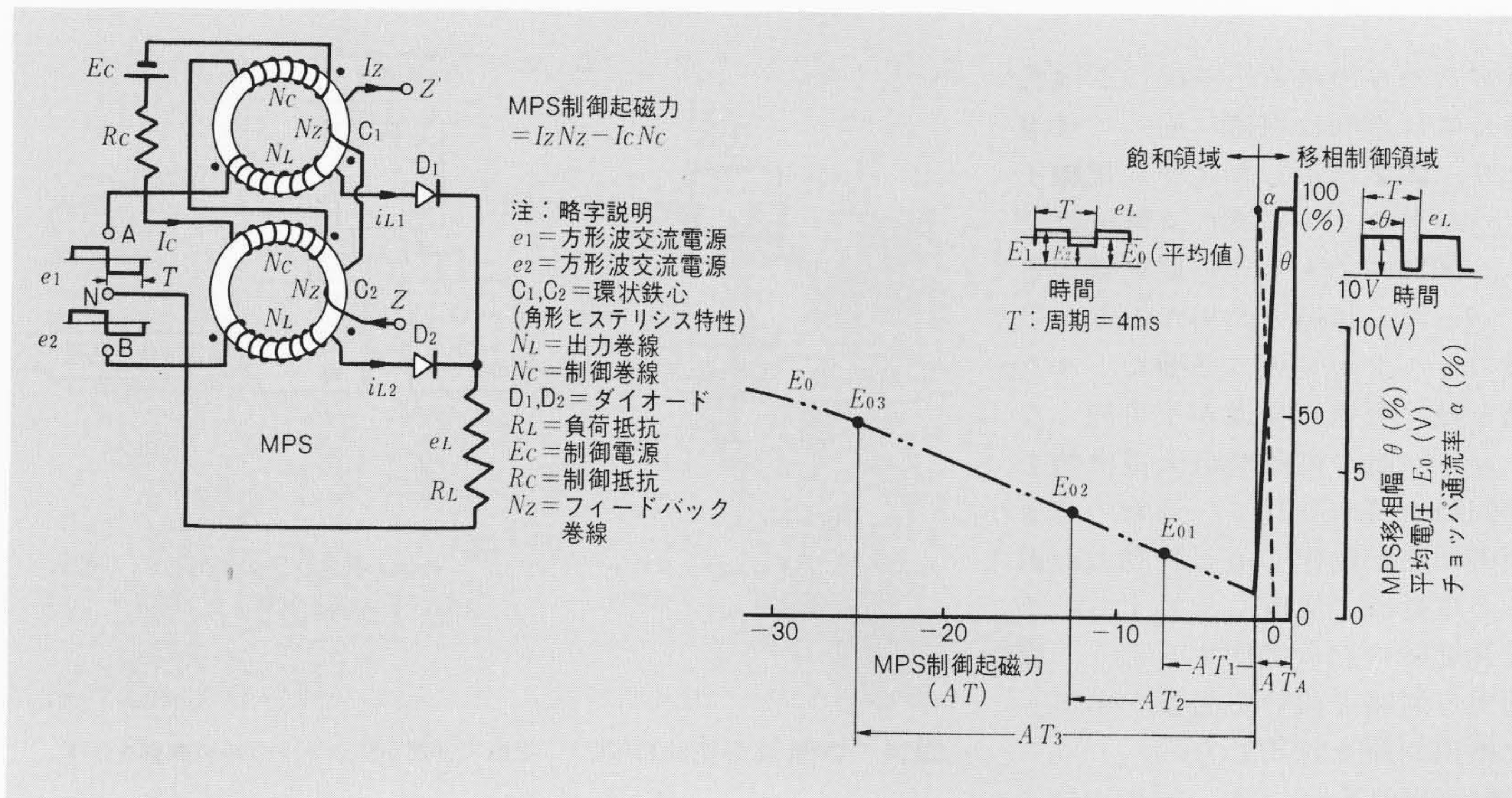


図10 MPSの特性 MPSの移相制御領域及び飽和領域の特性を示す。

なうためには、電動機電流の検出が必要である。しかし、新たに電流検出器を設けるのは不経済なので、MPSの飽和領域の出力電圧により電流を検出する方法を開発した。MPSは、チョッパ動作時には通流率制御や電流制限などの重要な動作を行なっているが、弱め界磁の動作はバイパスコンタクトが投入されているときであり、MPSでチョッパの制御を行なう必要がない。そこでバイパスコンタクト投入時には、MPSを強制的に飽和領域で動作させて電流を検出することにした。図10はMPSの特性を示すものであり、チョッパの制御に使用する移相制御領域と電流を検出する飽和領域とから成っている。飽和領域の電圧波形は、図10に示すように電圧 E_1 、 E_2 が交互に表われ、その平均電圧 E_0 はMPSの制御起磁力が負方向へ増加するとともに同図に示すように増加していく。したがって、バイパスコンタクト投入時、MPSの制御巻線に AT_A のバイアスアンペアターンを与え、電動機電流の一部をフィードバック巻線に流し、電流 I_1 に相当する起磁力 AT_1 のときの電圧 E_{01} を検出してコンタクトFWCを投入し、電動機電流 I_2 に相当する起磁力 AT_2 でコンタクトFWCをしゃ断するようにすれば所定の弱め界磁制御を行なうことができる。

このような動作をする制御回路を先の図8に示した。図11は $I_1=200A$ 、 $I_2=400A$ としたときの弱め界磁制御を行なったときのオシログラムである。

(3) 過電流防止制御

バイパスコンタクトが投入しているときには電動機はバッテリーに直接接続されるため、負荷が大きくなると電動機に過大な電流が流れ電動機を焼損したり、あるいは車両の駆動系に支障をきたす場合がある。このため、バイパスコンタクト投入時電流が過大になるとバイパスコンタクトをしゃ断しチョッパ動作とし、電流を減少させることが必要である。

過電流の検出には、前述した方法を使用することができる。図9で電流が規定値 I_3 に達すると、図10に示したMPSの出力平均電圧が E_{03} となり、この電圧で図7に示した過電流検出回路が動作してSCR3のゲートをトリガーしSCR3をオンにすると、バイパスコンタクトがしゃ断されチョッパ動作を行なう。アクセルが戻されるとアクセルスイッチACSWが開放され、SCR3は不導通となるため、過電流防止回路はキャンセルされる。

図12に過電流防止制御の動作を示すオシログラムを示す。

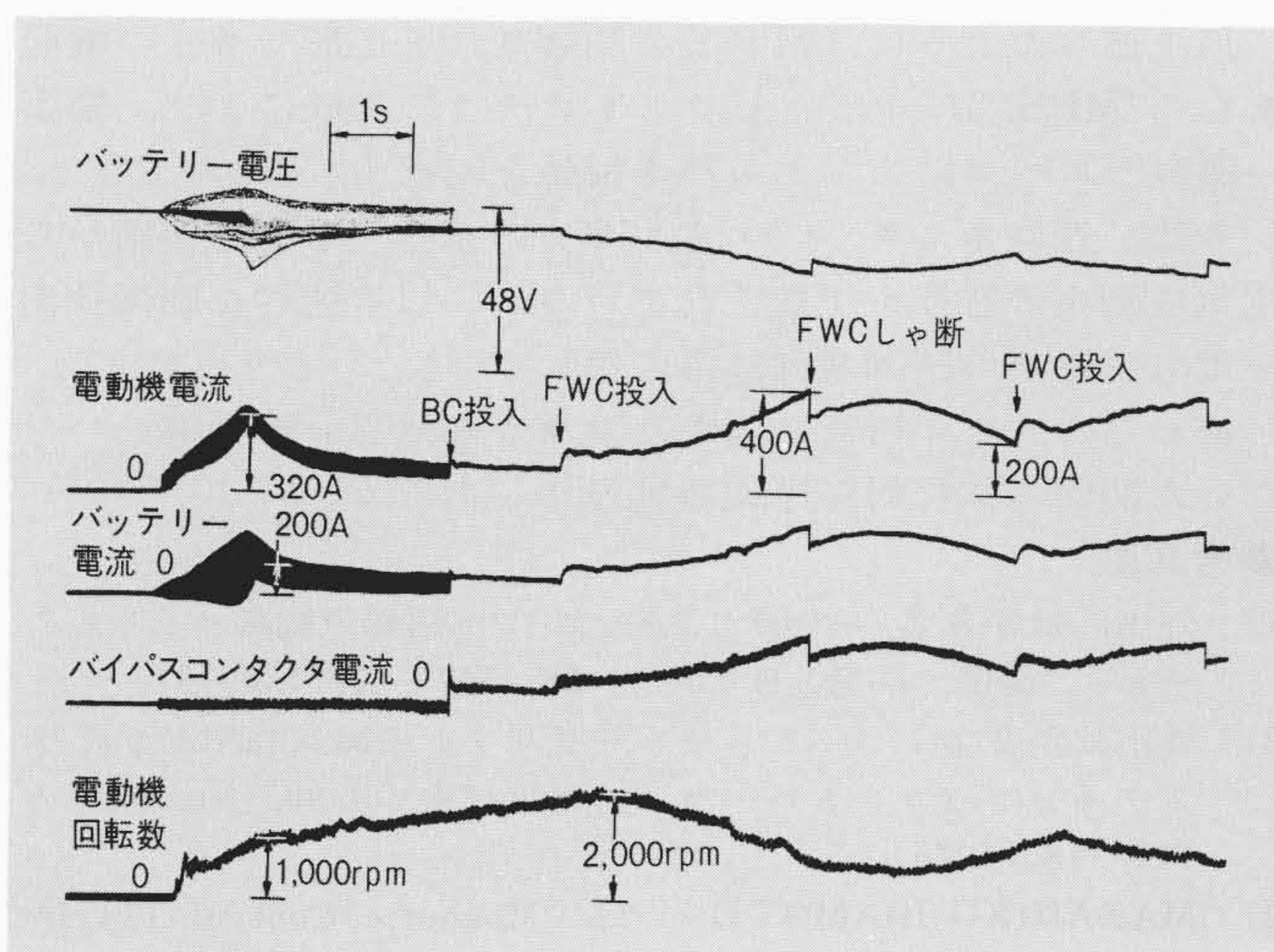


図11 弱め界磁のオシログラム 弱め界磁時のオシログラムを示す。(カウンタバランス形2.0t無荷重)

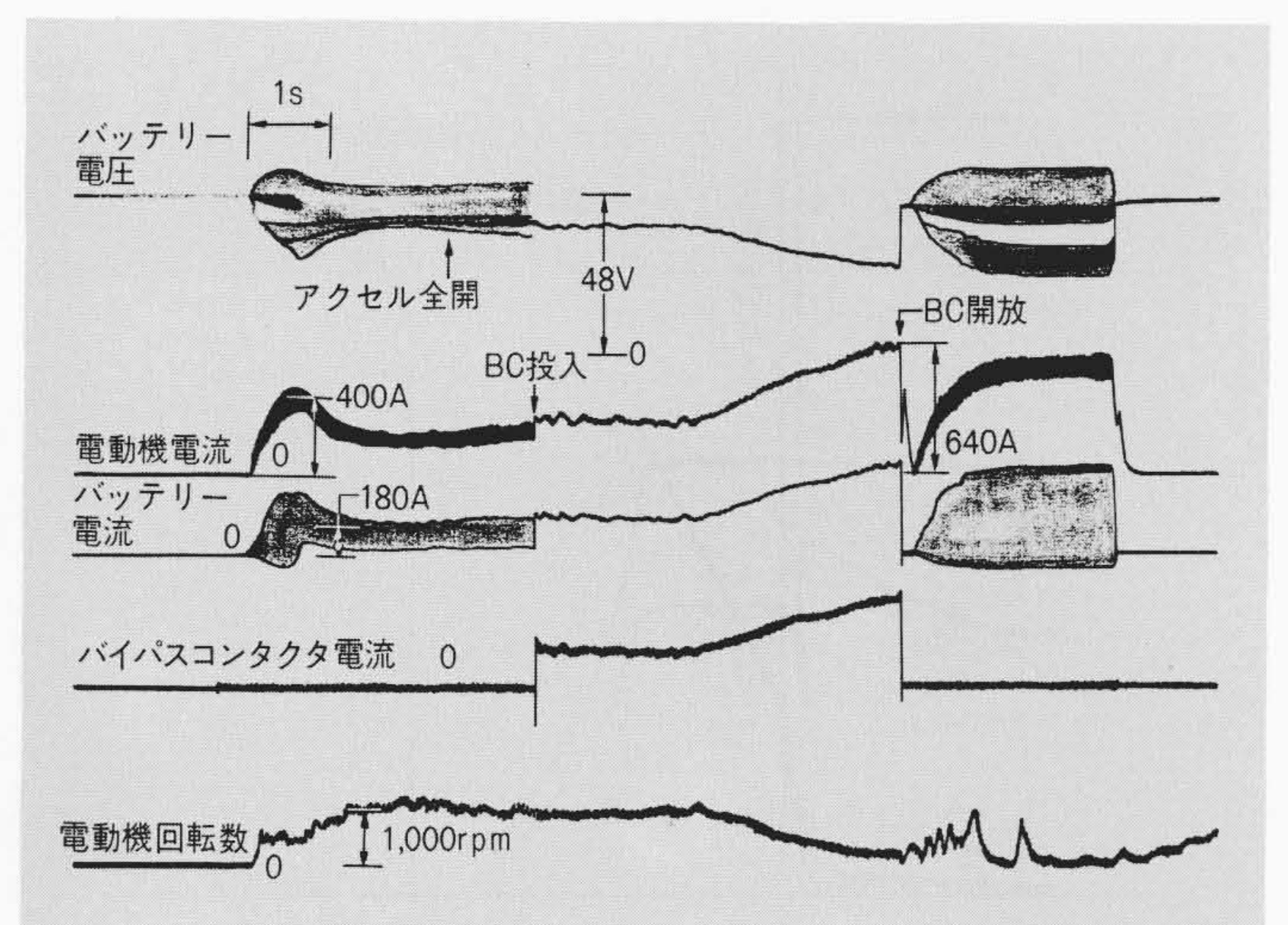


図12 過電流防止制御のオシログラム 過電流防止制御時のオシログラムを示す。(カウンタバランス形2.0t)

(4) 坂道後退防止回路

坂道発進時ブレーキ解放後アクセルの踏み込み操作が遅れることがある。このような場合には車両は坂道に沿って後退し一種のプラギング状態となり、図2に示したように電機子の電圧の極性が逆となりフィールドコイルに流れる電流は、電機子電流に比較して減少し、図13に示すように電動機のトルクは減少する。このため、いったん後退を始めたとき、アクセルを急に踏んでも電動機のトルクが登坂に必要なトルク以下であると、そのまま後退を続け坂道の発進が不可能となる。このため、後退時にはチョッパ時の電動機最大電流値を増加し、後退を防止する制御回路が要求される。通常のプラギングブレーキ時に、この制御回路が動作すると制動力が過大となり、繰返し使用されると電動機の温度も上昇する。そのため、この制御回路は坂道発進時にだけ動作するように、坂道発進とプラギングとを識別する回路を設ける必要がある。このため、次に述べるような検出回路を採用した。

- (a) 前進(又は後進)から後進(又は前進)へスイッチを切り換えたときは、プラギング運転とみなし電流制限値は上昇させない。
- (b) ニュートラルから前進(又は後進)へスイッチを入れたときは、坂道発進とみなしスイッチが前進(又は後進)方向に入っているにもかかわらず後退(又は前進)したときは、電動機の最大電流値を増加させ後退を防止する。図14の回路で、プラギング運転時にはアクセル電流増大回路は動作しないため、通常のプラギング動作を行なうことができる。坂道発進時には車両が坂道から後退すると一種のプラギング状態となり、チョッパ通流率が低下し、低通流率検出回路が動作し出力信号を出す。またこの場合には、プラギング・登坂判別回路も登坂運転であることを検出し出力信号を出しており、この二つの出力信号でアクセル電流増大回路を働かせアクセル電流を増加させるため、電動機最大電流も増加する。坂道後退が終わり、通流率が15~20%を超えるとアクセル電流増大が不動作となり、普通の力行状態へ復帰する。

図15は、坂道発進時のオシログラムを示し、車両が後退しているときにアクセルを急に全開まで踏み込むと、電動機電流は850Aまで増加し、約1秒後に後退から前進へ移行していることが分かる。また前進を始めると電動機の最大電流は力行時の最大値450Aへ復帰している。

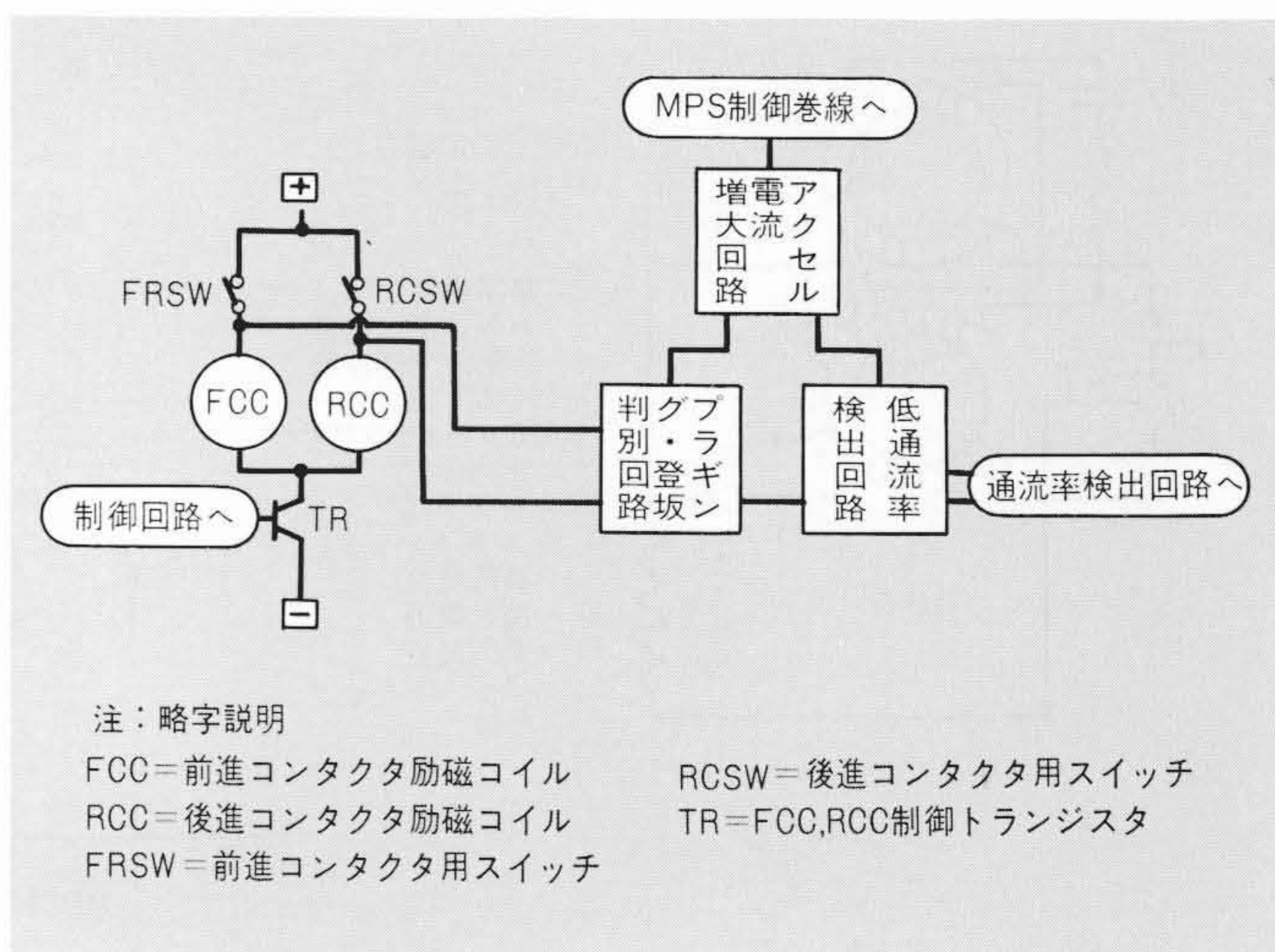


図14 坂道後退防止制御 坂道で後退を防止するための制御を示す。

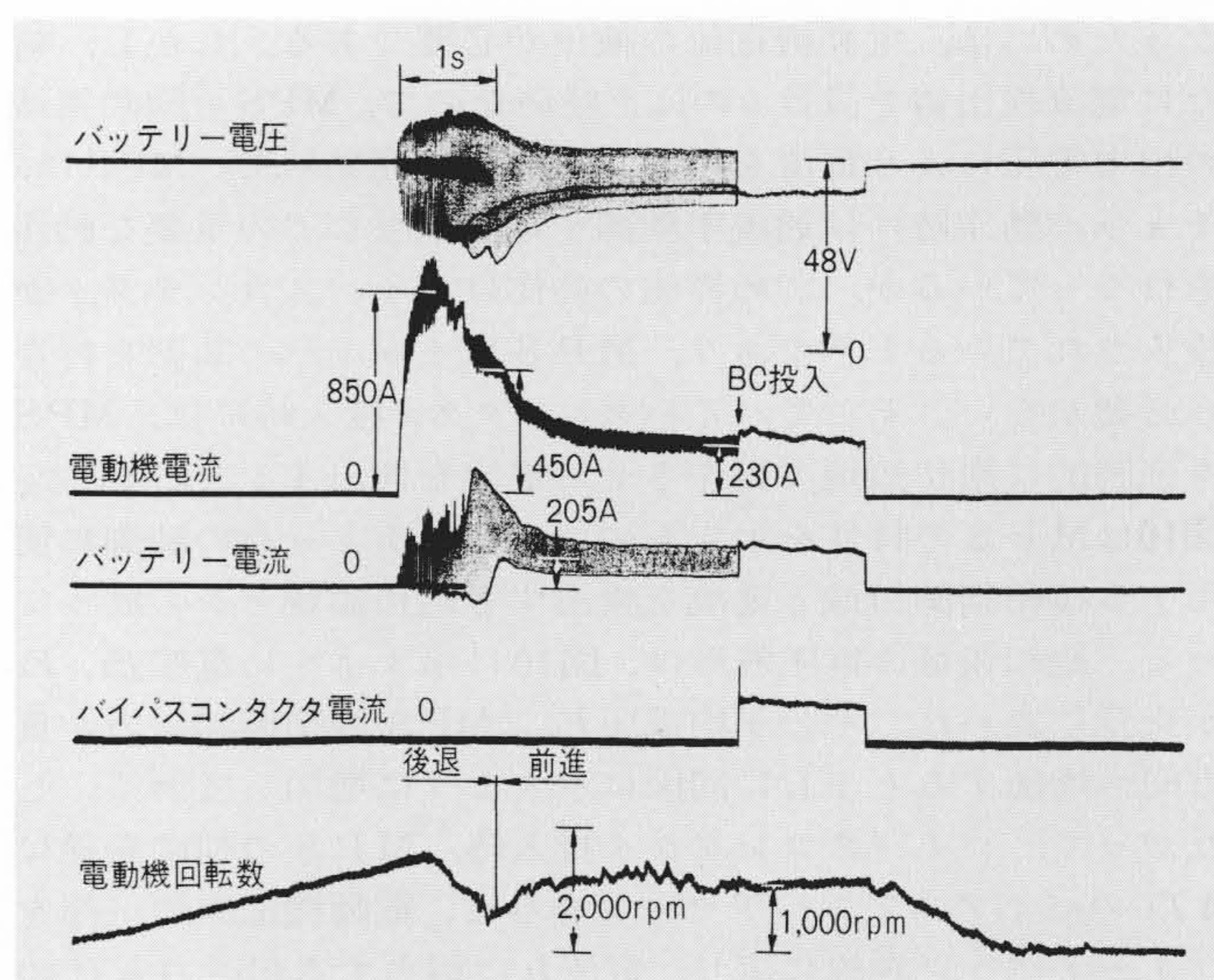


図15 坂道後退防止制御のオシログラム 坂道後退防止制御時のオシログラムを示す。(カウンタバランス形2.0t無負荷時)

6 結 言

以上述べたように、MPSで制御される小形で多くの機能をもつ“MPS-II”チョッパコントローラの完成により、幅広い顧客のニーズにこたえられる製品を完成することができた。

今後、省エネルギー、エネルギーの多様化などの要請から電気自動車の普及も予想されているが、以上述べた制御技術を電気自動車の制御装置にも応用してゆきたいと考えている。

終わりに、この研究に当たり貴重な御意見、御指導をいただいた関係各位に対し厚くお礼を申しあげる。

参考文献

- 1) 外山, ほか 3 名: バッテリーフォークリフト用磁気制御サイリスタチョッパ装置の開発, 日立評論, 56, 567~572(昭49-9)
- 2) 外山ほか 2 名: バッテリーフォークリフト用磁気移相形サイリスタチョッパコントローラ, 自動車技術Vol. 30, No. 9, 779~785(1976)
- 3) MASAHIKO IBAMOTO et al.: Magnetic Control Thyristor Chopper Equipment for Battery Vehicle IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY Vol. VT-23, No. 1, 19~22(Feb. 1974)

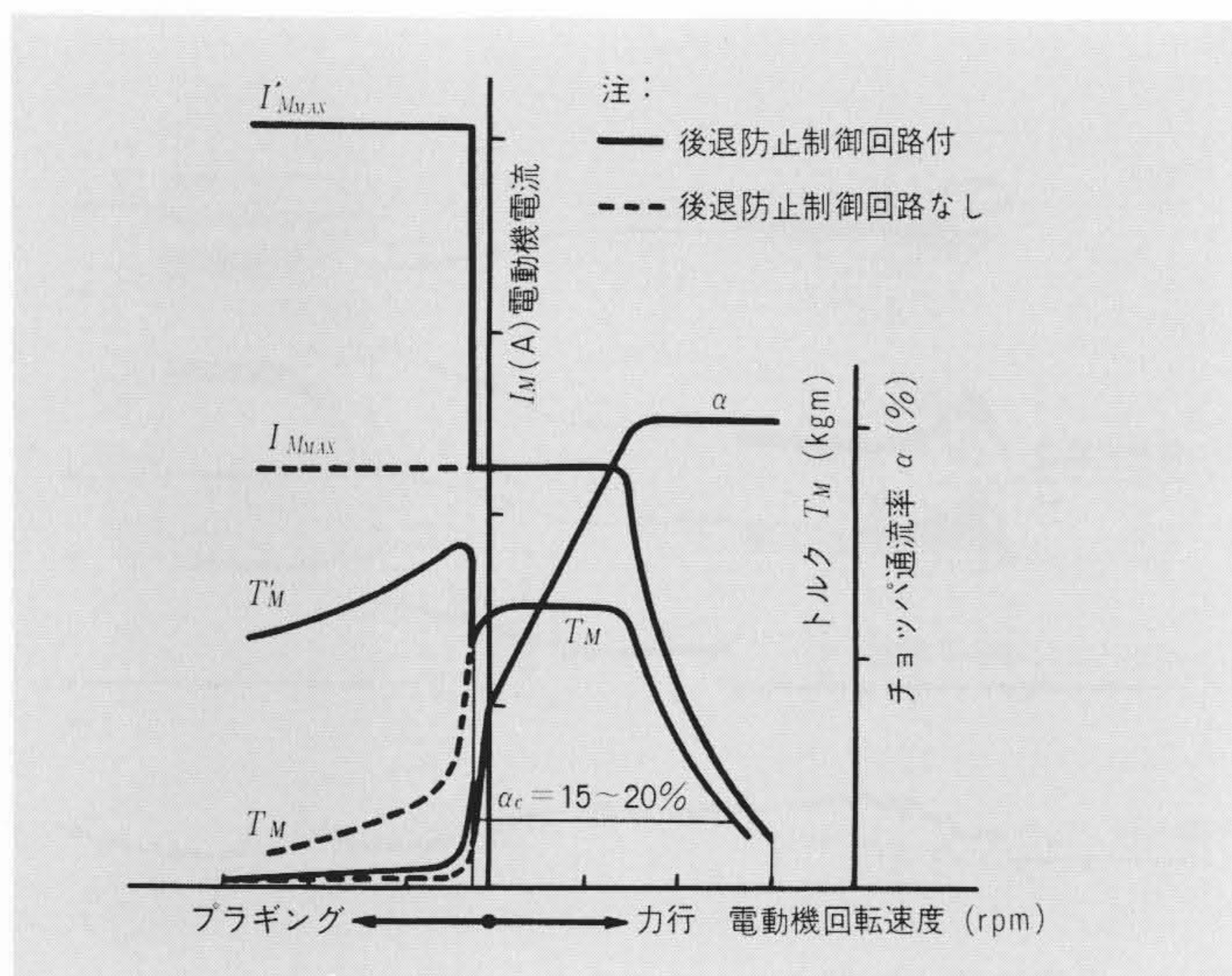


図13 後退防止制御特性 後退防止制御時の特性を示す。