

高エネルギー物理学研究所向け

陽子シンクロトロン主電磁石電源制御装置

Power Control Equipment for Proton-Synchrotron Magnetic Field

陽子シンクロトロン電源装置は、3系の独立したサイリスタ変換装置から構成され、最終段加速器の磁場を発生することを目的とする。この電源は、大電力であるとともに負荷電流及び電圧を一定パターンで急激に変化させ、繰返し運転する点に特徴があり、高精度・高力率・高信頼性が要求される。

今回開発した電源制御システムは、監視制御装置及び計算機制御装置から構成され、アナログ方式又はハイブリッド方式によるサイリスタ変換器の台数制御、運転パターンの電流・電圧制御を行なっている。特に、計算機制御装置は学習制御による運転パターン自動修正機構をもち、オペレータの負担を軽減するとともに高精度な電源制御を実現した。

増田正美*	Masuda Masami
松本 啓*	Matsumoto Satoru
新富孝和*	Shintomi Takakazu
久保忠志**	Kubo Tadashi
佐藤 皓**	Satō Hikaru
中原正二***	Nakahara Masaji
高野謙治****	Takano Kenji

1 緒 言

高エネルギー物理学研究所(以下、高エ研と略す)は、大形陽子シンクロトロンを用い物理学の一分野である素粒子に関する実験的研究及びこれに関連する研究を行なうことを目的として、昭和46年茨城県筑波学園都市に設立された。

日立製作所は、今回主電磁石及びこれに関する電源装置を納入したが、高エ研では、他装置との調整を経て、昭和51年3月には80億電子ボルト¹⁾、同年12月には120億電子ボルトの陽子加速に成功し、更に、昭和52年5月から共同利用実験を開始し、現在に至っている。

主電磁石は、陽子シンクロトロンの最終段加速用電磁石であり、その電源装置は、急激に負荷を全負荷及び無負荷に繰返し(10^7 回/年)運転する点が一般の電源装置と異なる。

この論文では主電磁石電源装置、特にその制御装置について述べる。

2 装置の概要

2.1 陽子シンクロトロン

陽子シンクロトロンの全体構成を図1に示す。

高エ研の最終段加速器(以下、主リングと略す)は、ビーム軌道を決定する曲げ電磁石系及びビームの広がりを抑える集束用四極電磁石系を独立にもつ機能分離形シンクロトロンであり、規模は中形であるが高強度(2×10^{12} PPP^{*1)})装置としての特色をもつ。

主リングは、平均直径108mのほぼ円形状で、その円周上に主電磁石及び高周波加速空洞が配置されている。

主リングの運転は、(1)入射期間、(2)加速期間、(3)取出し期間、(4)減速期間の四つの期間を1周期として繰り返される。

図2に主リング電磁石の磁束密度の波形を示す。

2.2 主電磁石

主電磁石は、48個の偏向電磁石(Bending Magnet: 以下、B電磁石と略す)と各28個の水平集束用電磁石(Quadrupole

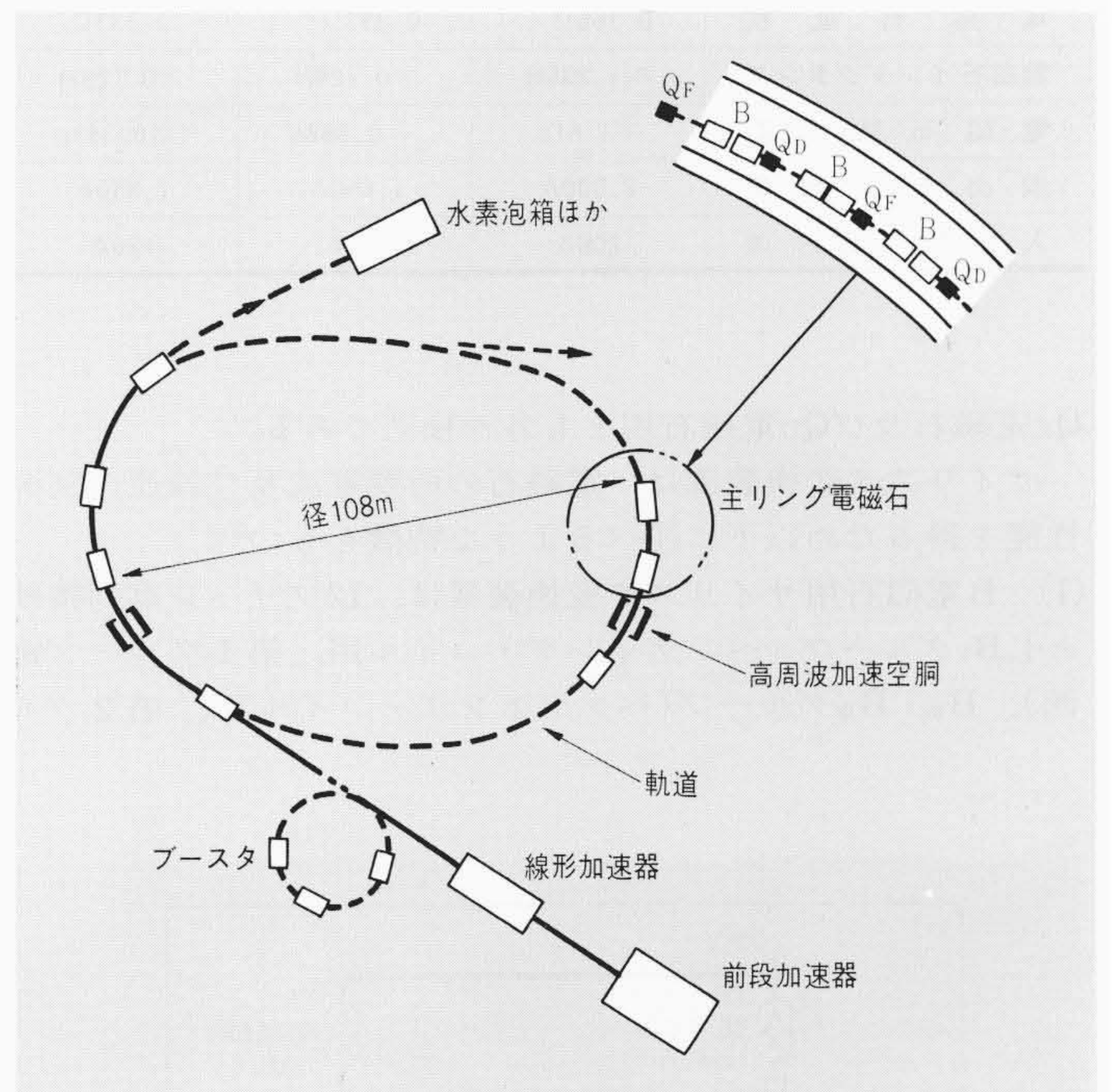


図1 陽子シンクロトロンの全体構成 放電により作られた陽子(水素イオン)は、前段加速器で75万Vの高電圧により加速され、更に線形加速器で2,000万電子ボルト、ブースタにより5億電子ボルトに加速される。ブースタから出た陽子は、主リングへ送られ最終的に120億電子ボルトに加速される。

Magnet of Radially Focusing 以下、 Q_F 電磁石と略す)及び垂直集束用電磁石(Quadrupole Magnet of Radially Defocusing: 以下、 Q_D 電磁石と略す)とで構成される。

表1に主電磁石の諸元を示す。

2.3 主電磁石電源

主電磁石の電源は、サイリスタ変換装置により直流電源として供給される。図3に主電磁石電源の単線結線図を示す。

サイリスタ変圧器及びサイリスタ変換装置は、B電磁石、

* 1) PPP: Particles Per Pulse

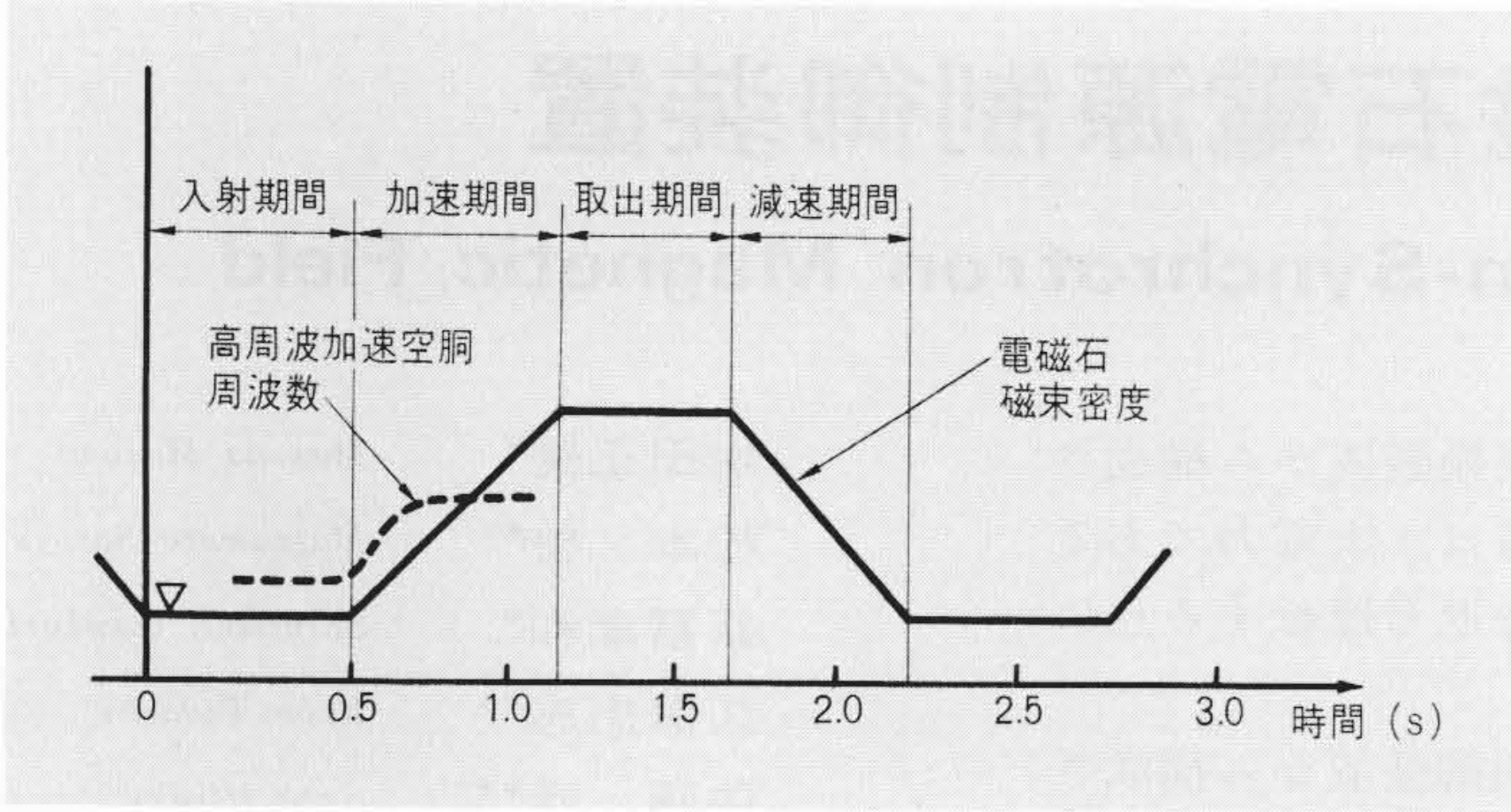


図2 運転周期と主リング電磁石の磁束密度波形 非リングの陽子加速は約2.3秒周期で繰返し運転される。主電磁石磁場と同期して、高周波加速空洞(RF)が陽子ビームを加速する。

表1 主電磁石の諸元 主電磁石は時定数の大きい負荷であり、入射及び取出し時の直流電流比は、約15倍となっている。

項 目	B 電磁石	Q _F 電磁石	Q _D 電磁石
電 磁 石 抵 抗	0.766Ω	0.333Ω	0.333Ω
電磁石インダクタンス	≒1.235H	≒0.129H	≒0.129H
電 磁 石 時 定 数	≒1.61s	≒0.388s	≒0.388s
取 出 最 大 電 流	2,900A	1,850A	1,850A
入 射 電 流	206A	126A	126A

Q_F電磁石及びQ_D電磁石用とも各々独立である。

サイリスタ変換装置は、電磁石の所要電流及び後述の制御性能を得るため以下に述べるような特徴をもつ²⁾。

(1) B電磁石用サイリスタ変換装置は、12ブリッジ直列接続としB_Iグループ(ベンディング・コイル用、第1グループ電源)、B_{II}、B_{III}グループ(ベンディング・コイル用、第2グループ、第3グループ電源)の3グループを各々4ブリッジ群(B_{II}-1, 2, 3, 4のように)で構成した。

(2) 各ブリッジにはバイパス用サイリスタを用意し、ブリッジの台数制御を可能とした。

(3) 各ブリッジは6相整流とし、相互に30度の電氣的位相角を与え12相整流とした。

(4) 順変換及び逆変換のいずれの運転も可能とした。

3 制御方式

3.1 電磁石電源の制御

一般に電磁石での電流・電圧の関係は次式で与えられる。

$$V=R\cdot I+L(I)\frac{dI}{dt}\cdots\cdots(1)$$

ここに V:電圧(V)
I:電流(A)
R:抵抗(Ω)
L(I):インダクタンス(インダクタンスは電流値によって変わる)(H)
t:時間(s)

陽子シンクロトロンの加速時間では、磁場変化率を一定とするため、インダクタンスの飽和に対応して電流勾配dI/dtを補償した運転パターンが採用されている。

電流・電圧パターンの一例を図4に示す。

3.2 台数制御

B電磁石電源の運転パターンでは、所要電圧の最小・最大値の比が非常に大きい点に特徴がある。このような運転パターンに対して、電流リップル及び力率を改善するため、各変換器の運転状態に応じてB電磁石電源を3グループに分割して台数制御を行なっている。

B電磁石電源の運転パターンを図5に示す。

サイリスタ変換器での無効電力は、次式により近似することができる。

$$Q=I\cdot\sqrt{V\alpha_0^2-V\alpha^2}\cdots\cdots(2)$$

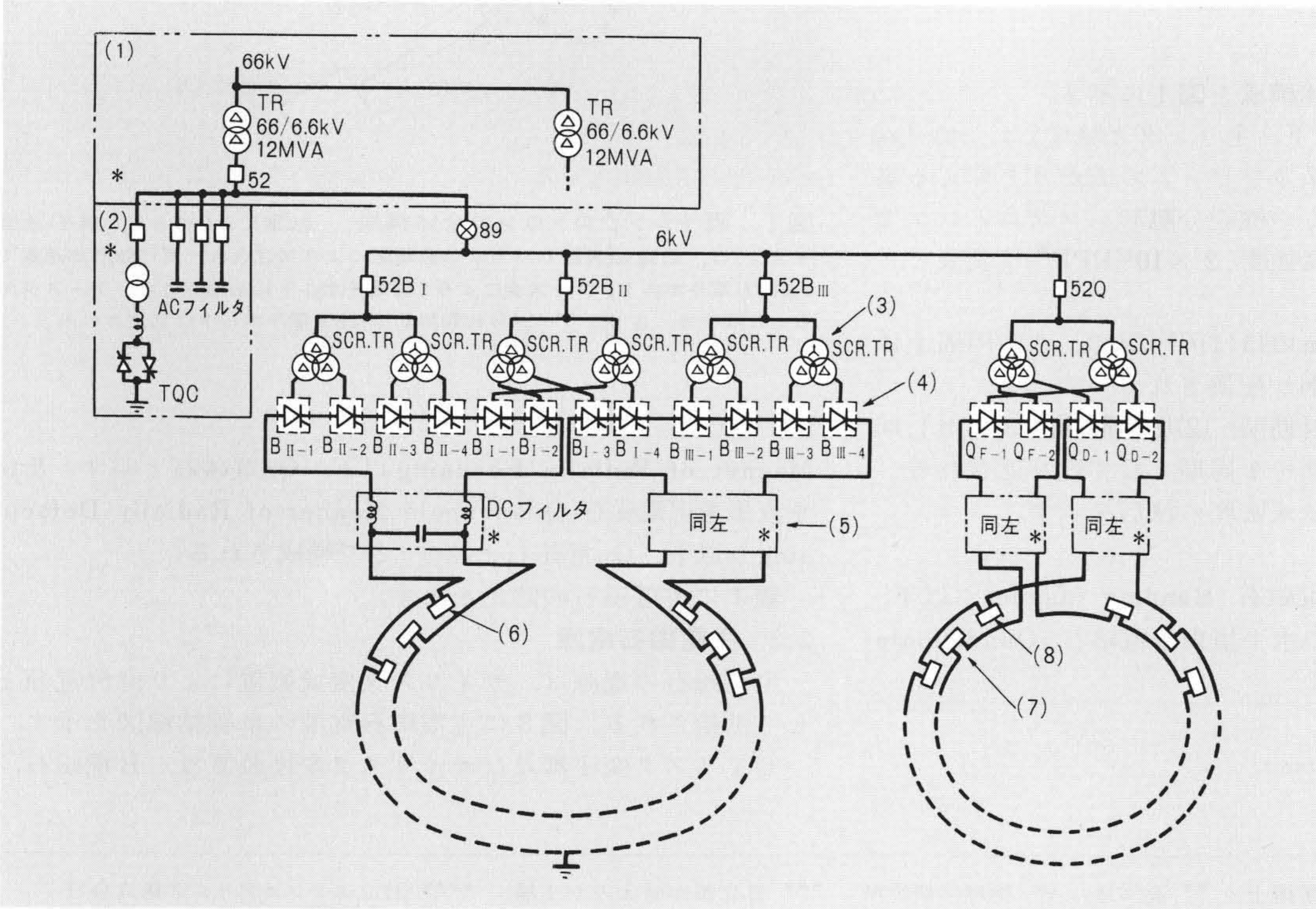


図3 主電磁石電源の単線結線図 図中の(1)66kV受電設備、(2)交流フィルタ及び無効電力補償装置、(3)サイリスタ変圧器、(4)サイリスタ変換装置、(5)直流フィルタ、(6)B電磁石、(7)Q_F電磁石、(8)Q_D電磁石を示す(*印は日立製作所納入外を示す)。

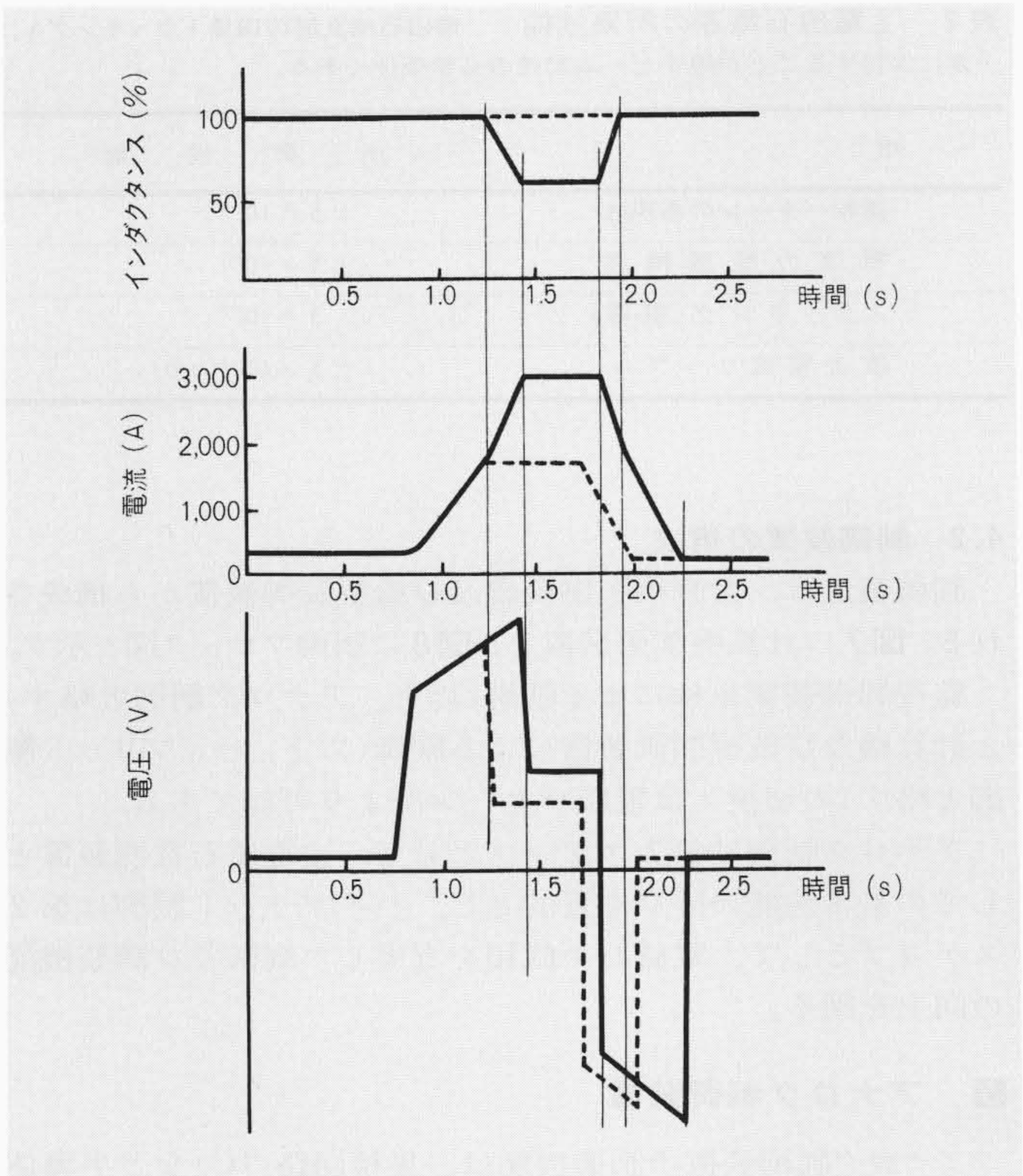


図4 電流・電圧パターン例 点線はインダクタンス非飽和領域を、実線は飽和領域での運転パターンの例を示す。

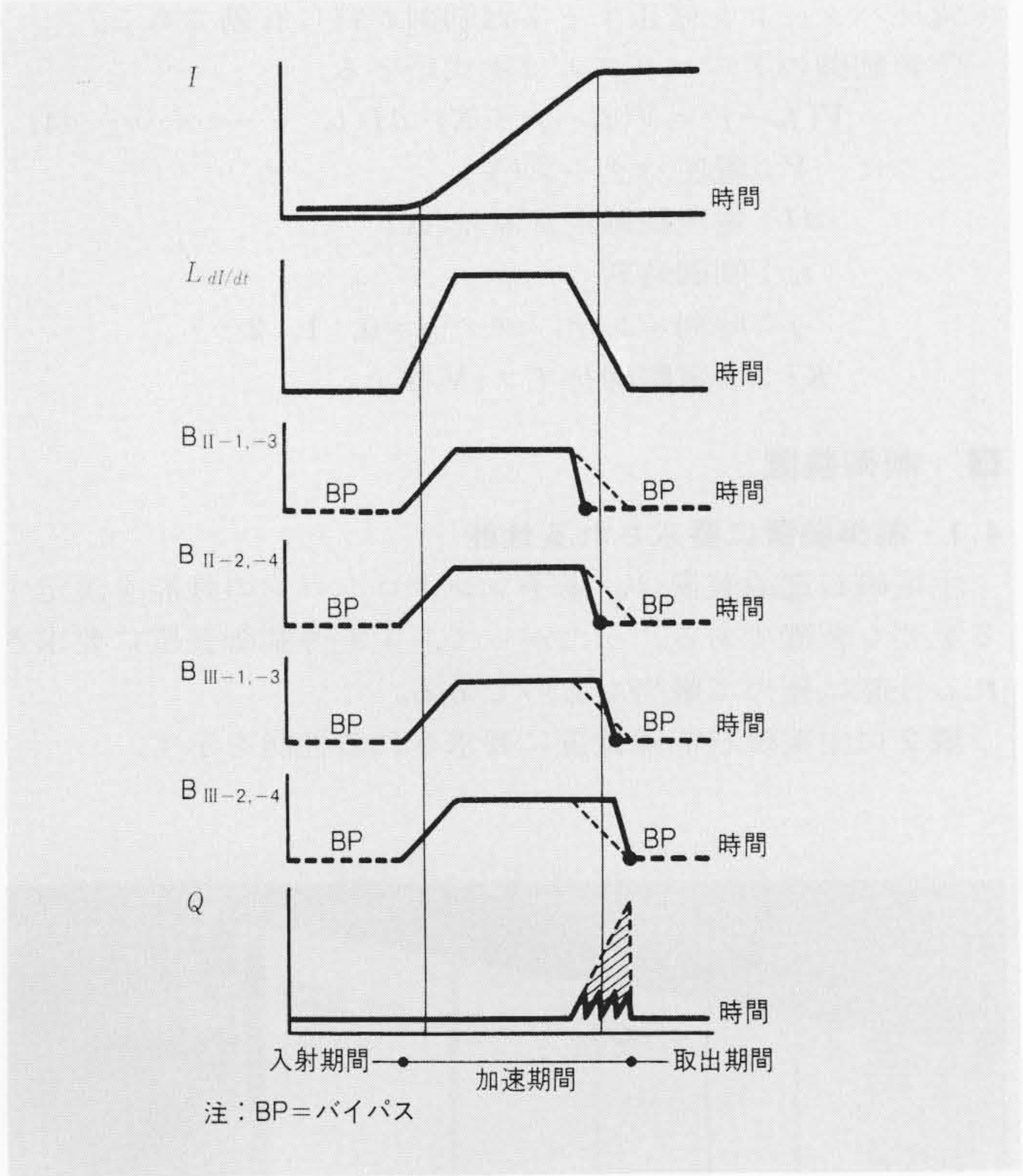


図6 バイパス順序制御 実線はバイパス順序投入した場合を、点線は同時投入した場合を示す。順序投入により無効電力(Q)のピーク値が約1/2に減少する。

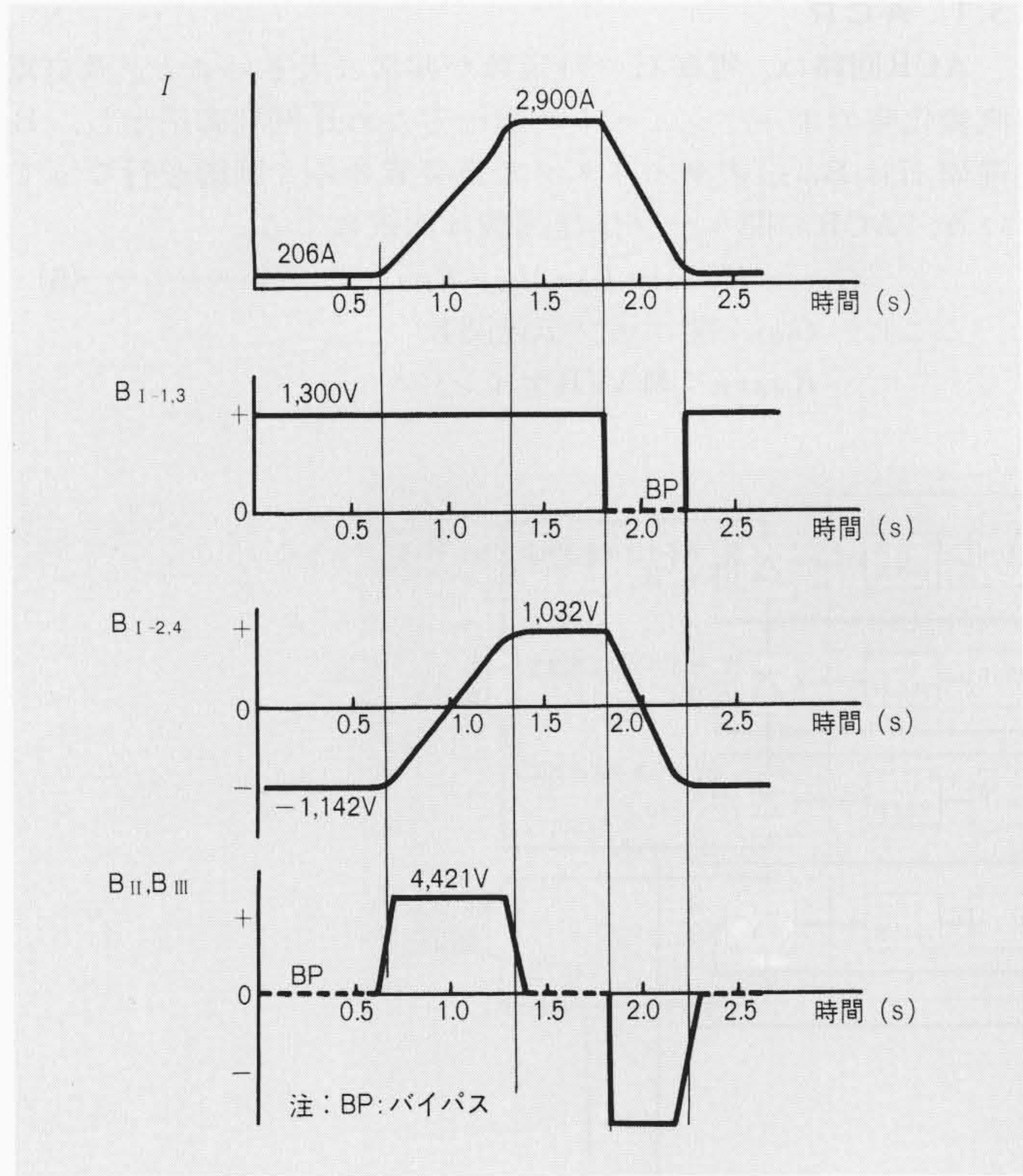


図5 B電磁石電源の運転パターン B電源所要電圧を、B_I、B_{II}、B_{III}グループの12台のサイリスタ変換器により分担している。

ここに Q ：サイリスタ変換器無効電力(Var)
 I ：サイリスタ変換器電流(A)
 $V\alpha_0$ ：サイリスタ変換器出力電圧最大値(V)

$V\alpha$ ：点弧角 α での出力電圧
B_{II}、B_{III}サイリスタ・ブリッジは、加速期間終了時に電流最大、電圧最小となるため、ピーク無効電力が発生する。そこで、加速期間後期では、バイパス・サイリスタを順序投入することにより無効電力を最小化している。

図6にバイパス投入順序制御の一例を示す。

3.3 電流制御

この装置での制御の目的は、陽子の加速に必要な主電磁石磁場を制御することにある。しかし、この装置では磁場を直接制御するのではなく、目的とする電流パターンに対して電磁石電流をフィードバック制御(ACR)する方式とした。

3.4 磁場トラッキング

陽子シンクロトンでは、B電磁石磁場を検出して高周波加速空洞(RF)が陽子ビームを加速しており、電磁石相互間の磁場トラッキング比を一定することが、ビーム加速の必要条件である^{3),4)}。

$$K = \frac{B'_Q \cdot l_Q}{B_B \cdot l_B} \dots\dots\dots (3)$$

ここに K ：磁場トラッキング比(m^{-1})
 B_B ：B電磁石磁束密度(Wb/m^2)
 B'_Q ：Q電磁石磁束密度勾配(Wb/m^3)
 l_B ：B電磁石有効長(m)
 l_Q ：Q電磁石有効長(m)

磁場トラッキングは、B電磁石を基準としてQ_F及びQ_D電磁石を追従させるものとし、B電磁石電流よりQ_F及びQ_D電磁石電流を演算する方式とした。

3.5 学習制御

一定の電流・電圧パターンにより繰返し運転される電源装置では、フィードバック電流制御偏差によりフィードフォー

ド電圧パターンを修正する学習制御が特に有効である。

学習制御のアルゴリズムは次式による。

$$V(t_n - j) = V(t_n - j) + K_j \cdot \Delta I(t_n) \dots\dots\dots(4)$$

ここに V : 電圧パターン(V)

ΔI : 電流制御定常偏差(A)

t_n : 制御時刻

j : 時刻インデックス($j=0, 1, 2\dots$)

K_j : 学習制御ゲイン(V/A)

4 制御装置

4.1 制御装置に要求される性能

主電磁石電源装置は、陽子シンクロトロン性能を決定する重要な装置である。したがって、主電源制御装置に要求される性能は極めて厳格なものである。

表2に主電磁石電源装置に要求される性能を示す。

表2 主電磁石電源の所要性能 電磁石相互間の磁場トラッキングを、一定に保持することが陽子ビーム加速の必要条件である。

項 目	所 要 性 能
運転パターンの再現性	$\pm 5 \times 10^{-4}$
電 流 の 制 御 精 度	$\pm 5 \times 10^{-4}$
トラッキング(磁 場)	$\pm 3 \times 10^{-3}$
直 流 電 流 リ ッ プ ル	$\pm 5 \times 10^{-4}(\text{p-p})$

4.2 制御装置の構成

制御装置は、計算機制御装置及び監視制御装置から構成される。図7に計算機制御装置を、図8に制御ブロック図を示す。

監視制御装置単独による制御(以下、アナログ制御と略す)と計算機及び監視制御装置による制御(以下、ハイブリッド制御と略す)の切換えは電圧パターン部より可能である。

アナログ制御は第1ステップとして、主電磁石電源装置としての基本性能の確立を目的とし、ハイブリッド制御は第2ステップとして、電磁石の飽和を考慮した制御及び調整機能の向上を図る。

5 アナログ制御装置

アナログ制御装置の制御機能は、集積回路(IC)など半導体を中心とした高精度増幅素子、比較素子、NAND素子により構成される。以下に主な機能であるACR(Automatic Current Regulator)と、マイナ電圧制御(以下、MAVRと略す)について述べる。

5.1 ACR

ACR回路は、電磁石の時定数が非常に大きいこと、及び電流変化時のオーバシュートを避けるため比例制御系とし、B電磁石は $B_{1-2,4}$ のサイリスタ変換装置のみで制御を行なっている。ACRの開ループ伝達関数は次式による。

$$G(s) = K_{MAVR} \cdot K_A \cdot M(s) \cdot K_{FB} \dots\dots\dots(5)$$

ここに $G(s)$: 開ループ伝達関数

K_{MAVR} : MAVRゲイン

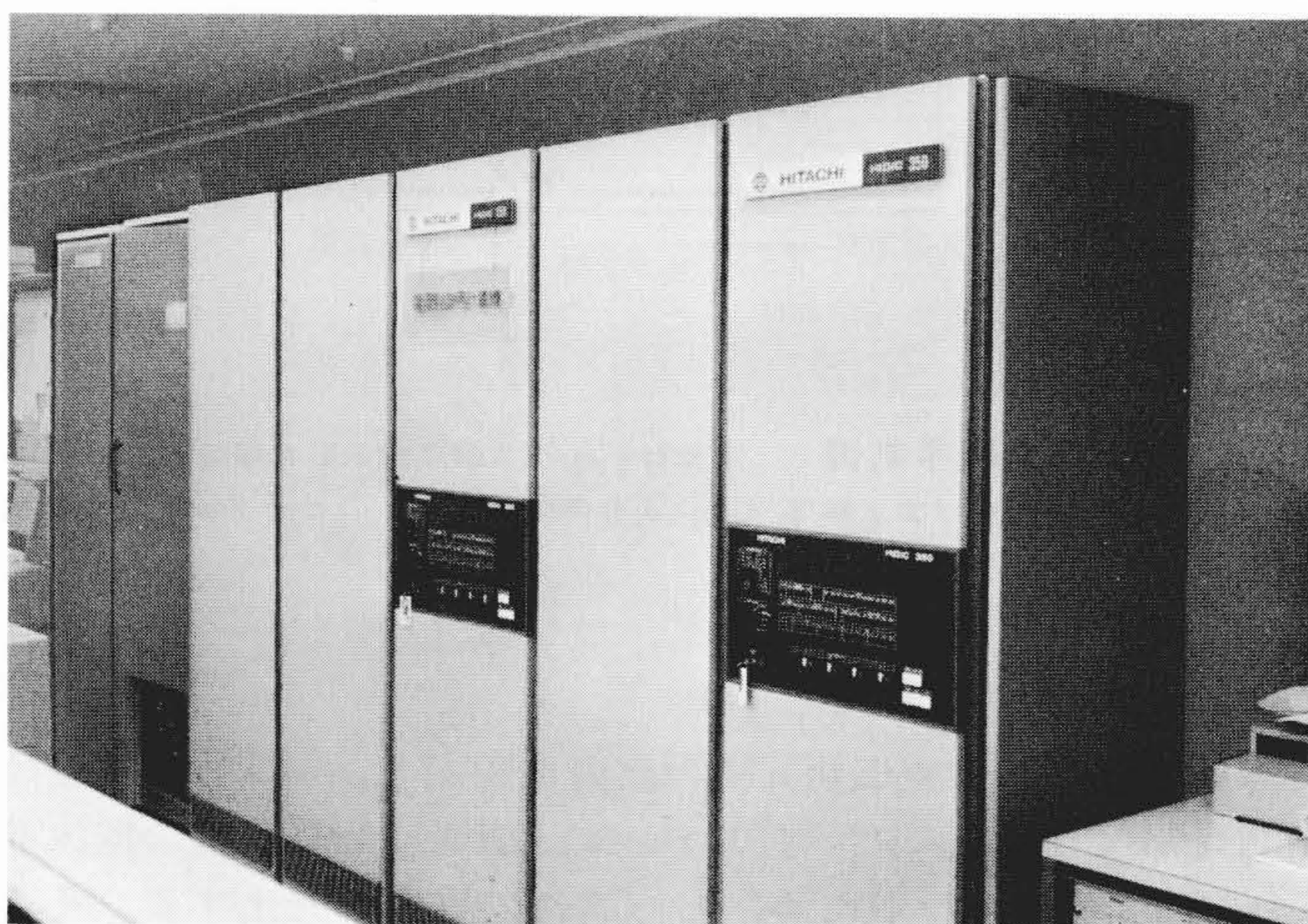
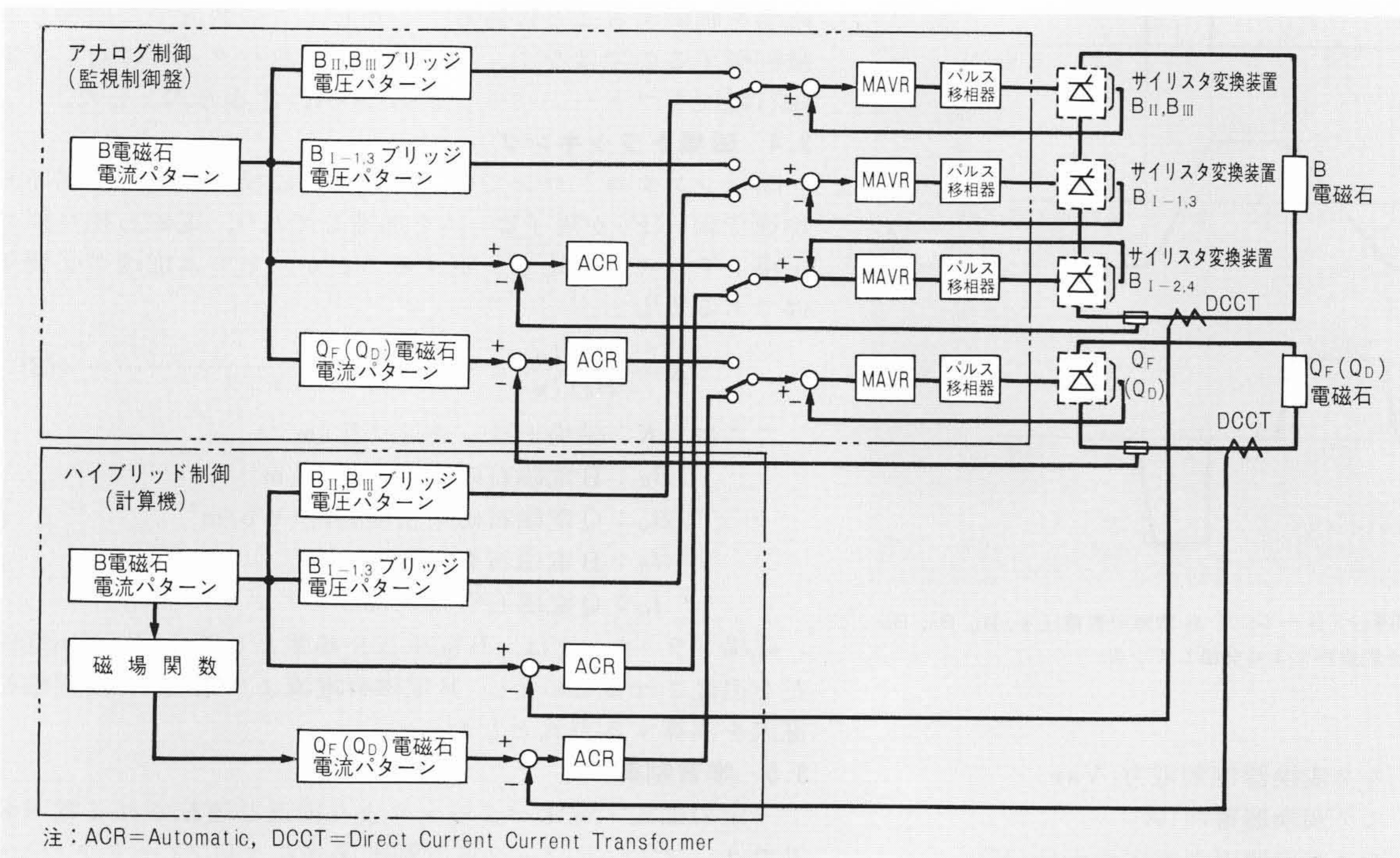


図7 計算機制御装置 計算機制御装置は、HIDIC 350 CPU、磁気ドラム装置、プロセス入出力装置及びアナログ入出力装置から構成される。



注: ACR=Automatic, DCCT=Direct Current Current Transformer

図8 制御ブロック図 MAVR回路は、アナログ制御及びハイブリッド制御に共通であり、各々サイリスタ変換装置ごとに設けている。

K_A : アンプ増幅ゲイン

K_{FB} : 電流フィードバックゲイン

$M(s)$: B電磁石伝達関数 $\doteq 1.3/(1+1.61s)$

Q電磁石伝達関数 $\doteq 3.0/(1+0.388s)$

となり、ループゲイン $|G(s)|$ 及び周波数応答時間 ω_c は下記としている。

$$|G(s)| = 35 \sim 44 \text{ dB}$$

$$\omega_c = 70 \sim 100 \text{ rad/s}$$

5.2 MAVR

MAVR回路はパターン運転時の急激な電源電圧変動の影響を少なくすることを目的とし、次に述べるような特徴をもつ。

(1) 高電圧、高速の検出を行なうため、高精度ブリーダ抵抗により、サイリスタ変換装置両端電圧を検出しフィードバック電圧とする。

(2) MAVRの応答を高速とし、フィードバック電圧のリップル位相と自動パルス移相器の出力パルスを同期させる。

図9にMAVRの回路構成を示す。MAVRの開ループ伝達関数 $G_M(s)$ は次式となる。

$$G_M(s) = K_A(s) \cdot K_S \cdot K_{MB} \cdots \cdots (6)$$

ここに $K_A(s)$: 演算増幅器伝達関数

K_S : 自動パルス移相器及びサイリスタ変換器ゲイン

K_{MB} : 電圧フィードバックゲイン

開ループでのループゲイン及び周波数応答は、

$$|G_M(s)| \doteq 30 \text{ dB}$$

$$\omega_c \doteq 300 \sim 500 \text{ rad/s}$$

としている。

6 ハイブリッド制御装置

6.1 計算機システム

ハイブリッド制御装置の中核は、日立製作所の制御用計算機HIDIC 350システムによって構成されている。

図10に計算機システムの構成を示す。

このシステムは、主電磁石電源の高精度かつ安定な運転を実現するため、アナログ入出力インタフェースに特に留意して構成した。

(1) 電流検出器(DCCT: TRANSREX社製)出力のAD変換用として16ビット(USB^{※2)}AD変換器、電圧パターン出力用として16ビット(BTC^{※3)}DA変換器を採用した。

(2) AD/DA変換器は専用キュービクルの恒温槽内に実装し、処理装置間インタフェースはデジタル入出力とした。

(3) アナログ入出力信号線は、二重シールド付のものを専用ルート内に布設して外部雑音の混入を低減した。

また、電磁石電源のダイレクト・デジタル・コントロール(DDC)は、電流制御周期を10msとし、高速処理を実現するため、電源制御モジュールをオペレーティング・システムに直結してオーバーヘッド時間を最小とするソフトウェア構成とした。

6.2 ハイブリッド制御装置の機能

6.2.1 運転パターン発生

主電磁石電源の運転パターンはB電源電流パターンを基本として、(1)磁場飽和関数、(2)電磁石定数(関数)、(3)電流・電圧相互遅延時間などの条件により、各電源の電流・電圧パター

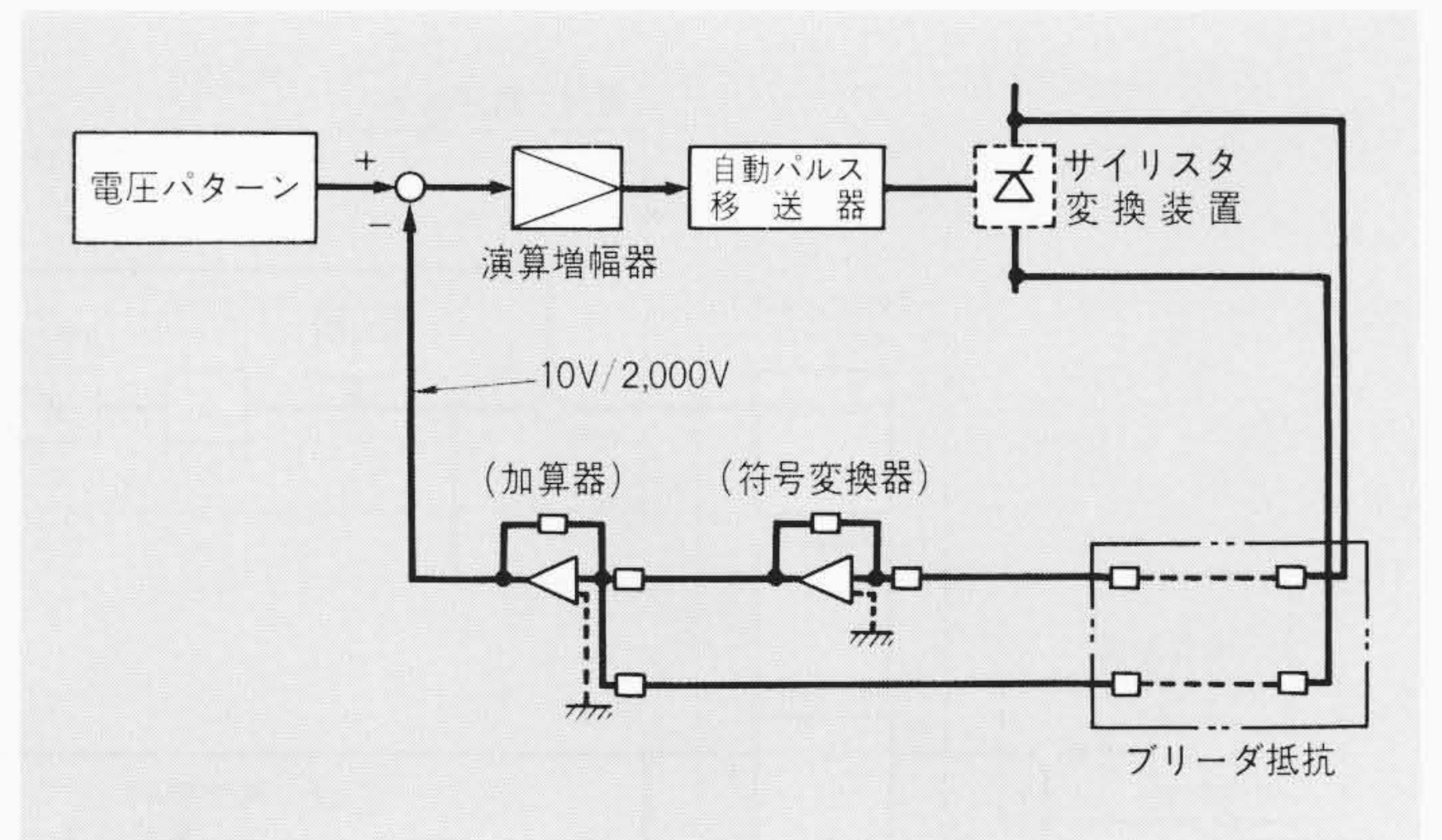


図9 MAVR回路構成 サイリスタ変換装置両端の電圧は、非絶縁で制御装置へフィードバックされる。このため、ブリーダ抵抗には保護機能を設け、異常時制御回路を保護する。

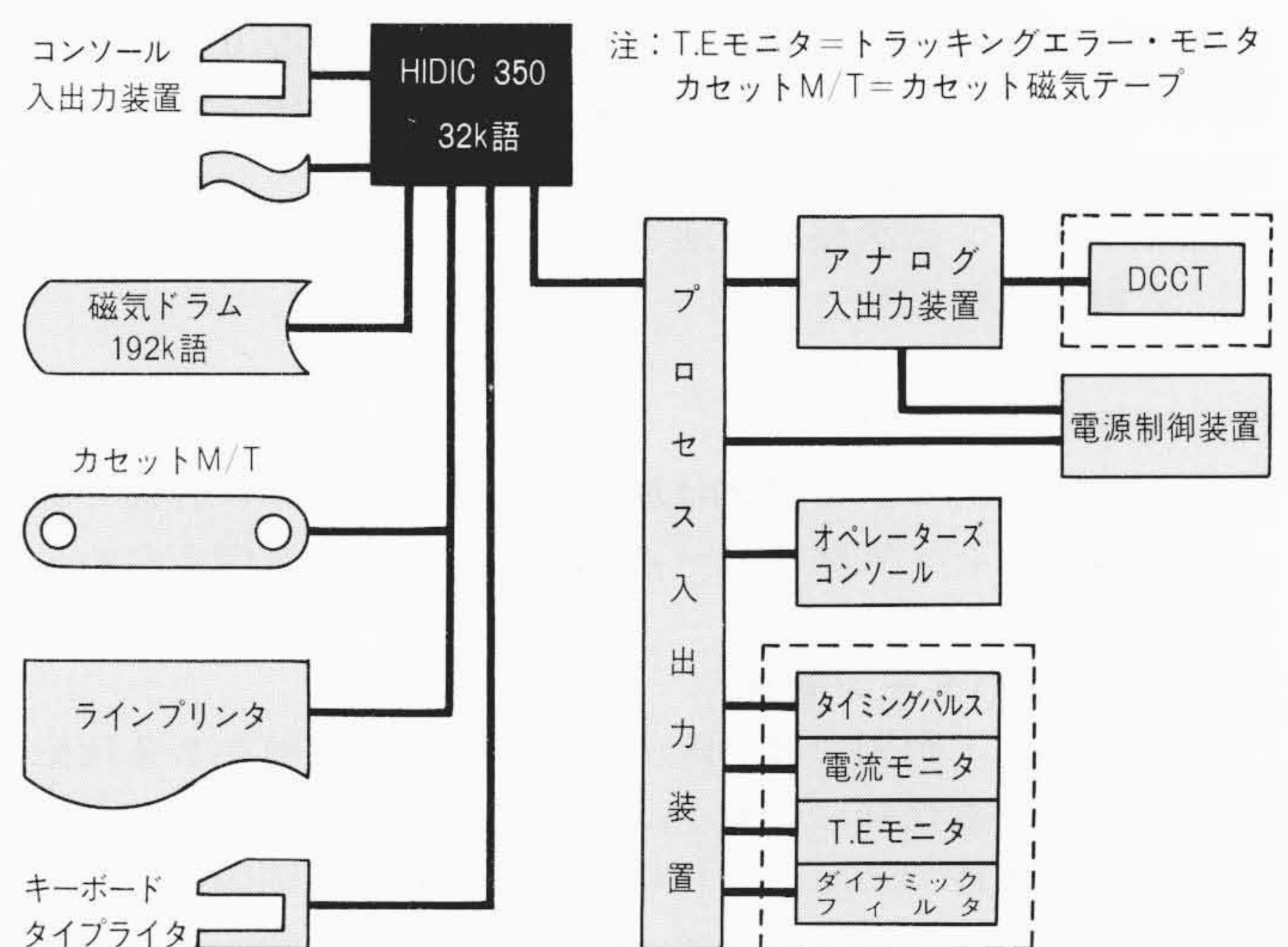


図10 計算機システムの構成 電源制御入出力は、アナログ入出力装置を経由して、処理装置に入力、又は電源制御装置に出力される。16ビットAD/DA変換器が採用されている。

ンを発生させる。電流・電圧パターンは計算機処理時間の制約から、電源制御で直接参照可能なAD/DA変換器のデータ形式により発生して、運転パターン・ファイルに登録され、運転時にパターンNo.により呼び出す方式としている。

6.2.2 電流・電圧制御

主電磁石電源の電流・電圧制御は、基本的には定周期サンプリング制御である。図11に電流・電圧制御ブロック図を示す。学習制御は、電流制御での定常偏差を検出して電圧パターンの自動修正を行なっている。通常、運転パターン発生後、数回の自動修正により電流制御偏差を所定の範囲内に抑えることができる。図12に自動修正の効果を示す。

また、各種モニタ機能をもち、運転制御に同期してモニタ出力を行なっている。

- (1) 電流・電圧モニタ
- (2) 電流制御偏差モニタ
- (3) トラッキング・エラー・モニタ

6.2.3 運転パターン微調整

陽子シンクロトロンの運転では、入射後の陽子ビーム損失を監視しながら各電源の電流パターンを微調整することにより、試行錯誤的に動作点を探索する方法がとられている(図13)。

※2) USB: Unipolar Straight Binary

※3) BTC: Bipolar 2' Complement

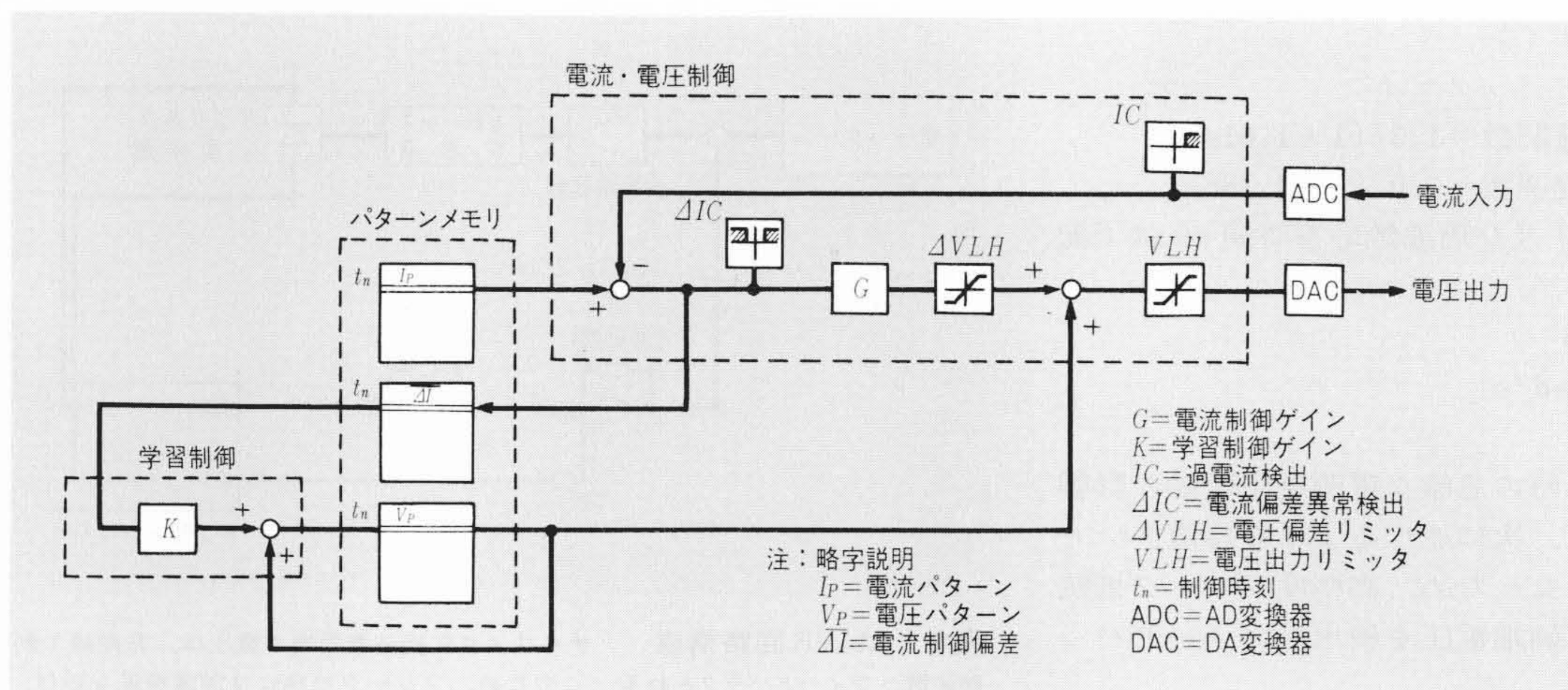


図11 電流・電圧制御ブロック図
 ハイブリッド制御は、制御時刻ごとに実行される電流・電圧制御、及び一定周期ごとに実行される学習制御から構成される。

ハイブリッド制御ではアナログ制御の場合と異なり、運転周期内の任意の時刻、又は時刻域を指定して、電流・電圧値を直接修正できるという点に特長がある。

運転パターン微調整の方法としては、

- (1) 入射電流微調整
- (2) トラッキング・エラー・オフセット
- (3) 電圧パターン微調整

などが可能である。特に(2)は加速開始付近の調整に有効であり、かつカウンタ実験用ビーム取出しパターンを作るために欠くことができない。

6.2.4 運転パターン管理

ハイブリッド制御では、陽子ビーム加速の実績がある運転パターンを多数登録しておき、必要に応じて呼び出して再現することが可能である。これにより、アナログ制御では高度の熟練技術により各種パラメータを微調整する必要があったのに対して格段の省力化を実現した。

また、運転パターンの管理及び解析を目的として、

- (1) 運転パターン一覧表
 - (2) 運転パターン・データ・ダンプ
- の帳票を用意している。

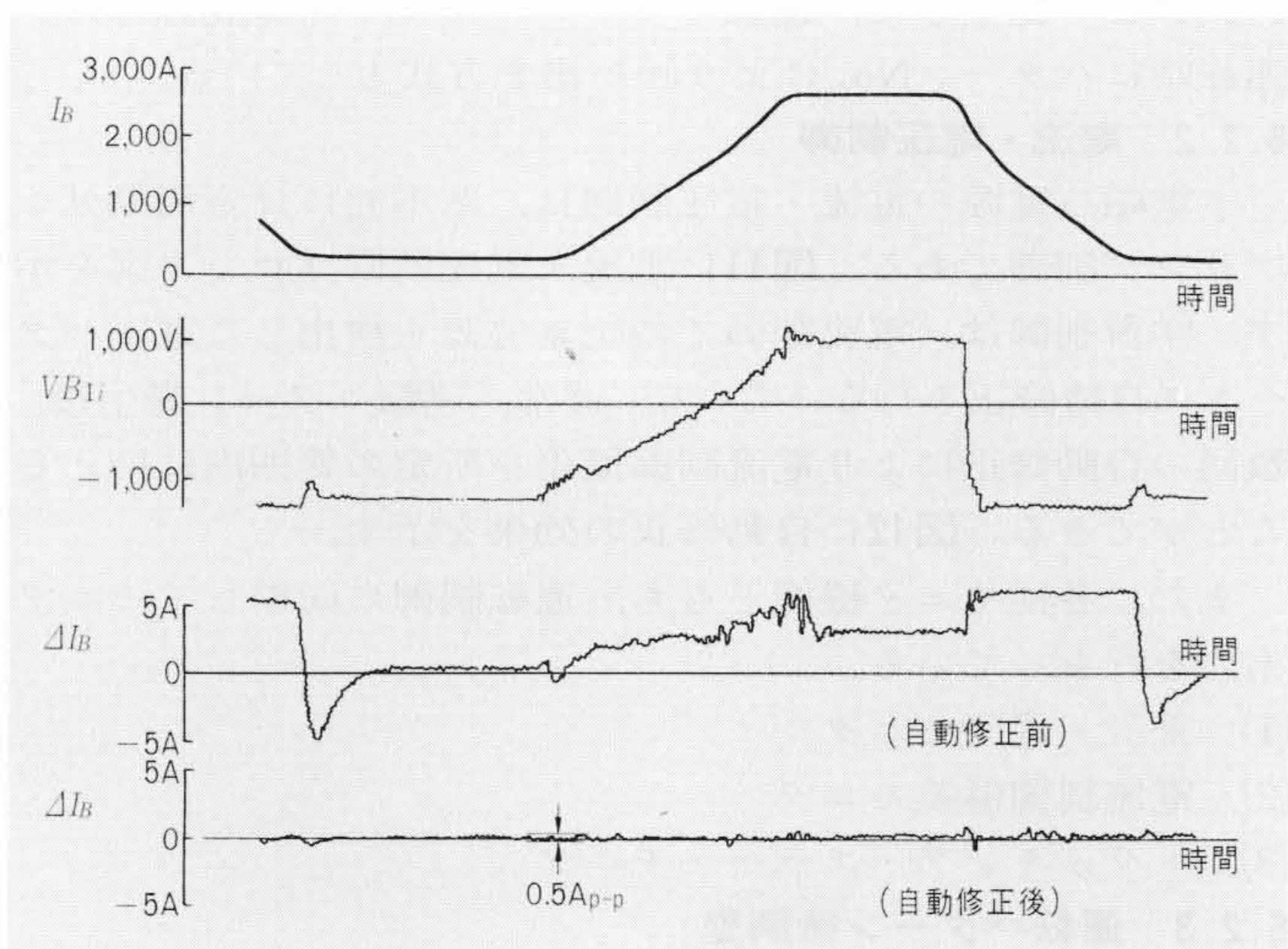
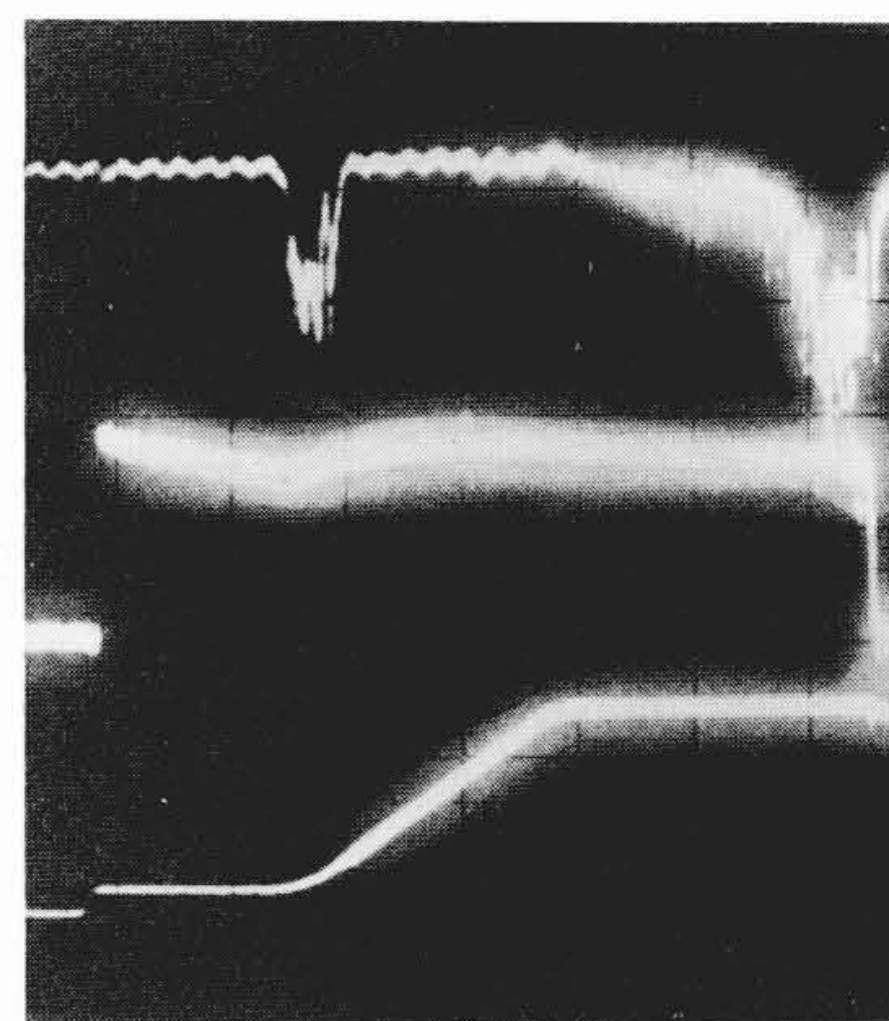


図12 運転パターン自動修正の例 B電源運転パターンをモニタ機能によりペン・レコーダに記録した。B電磁石電源での電流制御偏差により電圧パターン \$V_{B1-2,4}\$ を自動修正した例を示す。電流制御特性が格段に向上している。

ビーム損失

ビーム強度

B電磁石磁場



△ 入射開始 △ 加速開始 △ 取出開始 △ 減速開始

図13 ビーム・ロス・モニタ 80億電子ボルト加速運転時の一例を示す。

7 結 言

高エ研主リング電源制御装置について特にその制御方式及びハイブリッド制御について述べた。この装置により高精度かつ安定な制御(表2)を確立し、120億電子ボルトの陽子加速及びその後の共同利用実験に良好に寄与している。また、将来超大形加速器の計画があり、その電源装置の研究がこの装置の成果を踏まえて進められている。

最後に、この論文を結ぶに当たり、主リング電磁石電源の建設運転に参加された高エ研の可部農志氏及び北川 潔氏、及び制御系設計上多大の御指導をいただいた東京工業大学中野道夫助教授に対し深く感謝するとともに、加速器主幹として終始御指導・御援助をいただいた高エ研西川所長をはじめ加速器研究系の各位に対し併せて深謝の意を表わす次第である。

参考文献

- 1) KEK ANNUAL REPORT 1975
- 2) T.Sintomi, M.Masuda: The Converter-Inverter Operation of the Power Supply for the KEK Proton Synchrotron, KEK-74-2(Jun. 1974)
- 3) E.D.Courant, H.S.Snyder: Theory of the Alternating-Gradient Synchrotron, ANNALS OF PHYSICS 3, 1-48 (1958)
- 4) T.Suzuki: Orbit Analysis of the KEK Synchrotron, KEK-74-4(Jun. 1974)