高性能交流可変速制御システム

Quick Response AC Drive System

近年の急速なパワーエレクトロニクスの発展に伴って、高速度自己消弧形パワー 半導体素子を用いた各種の周波数変換器による応用制御への試みがなされている。 こうしたなかで、直流電動機のもつトルクの線形性あるいは速応性に匹敵する特性 をかご形誘導機の周波数制御で行なう新しい制御方式、ベクトル制御技術が急速に 発達した。このことにより誘導電動機の高応答可変速制御システムが出現し、保守 性の良さ、耐環境性が強いこと、電動機が直流機に比べて軽量になるなどの利点に より、従来、直流電動機が用いられた応用分野へもしだいに適用されつつある。

清水五雄* Itsuo Shimizu 井堀 敏** Satoshi Ibori 奥山俊昭*** Toshiaki Okuyama

□ 緒 言

従来,急速加減速を必要とする用途や,精密な速度制御や応答の速い速度制御が必要とする用途には,その性能上,直流電動機が主に用いられ,ポンプやファンの省エネルギー運転のような,それほど急速な加減速や速い応答を要求しない用途には,可変周波インバータで駆動される誘導電動機が使用されてきた¹⁾。

しかし、近年、パワートランジスタあるいはGTO(ゲートターンオフ)サイリスタなどの大容量自己消弧形パワー半導体素子が開発され、その適用により、インバータ装置のコスト、性能は飛躍的に向上した2~5)。このような状況で大容量自己消弧形パワー半導体のもつ優れた自己消弧能力及び高周波スイッチング能力を十分に生かした高機能GTO変換器及び電動機の磁束とトルクを非干渉に制御して、かご形誘導電動機を高速応答速度制御するいわゆるベクトル制御を用いた高性能ACドライブシステムを開発した。

2 システムの特長

図1に圧延機, クレーンなどの各種用途での電動機容量と速度制御性能の必要範囲を示す。例えば, 圧延機では, 30rad/s

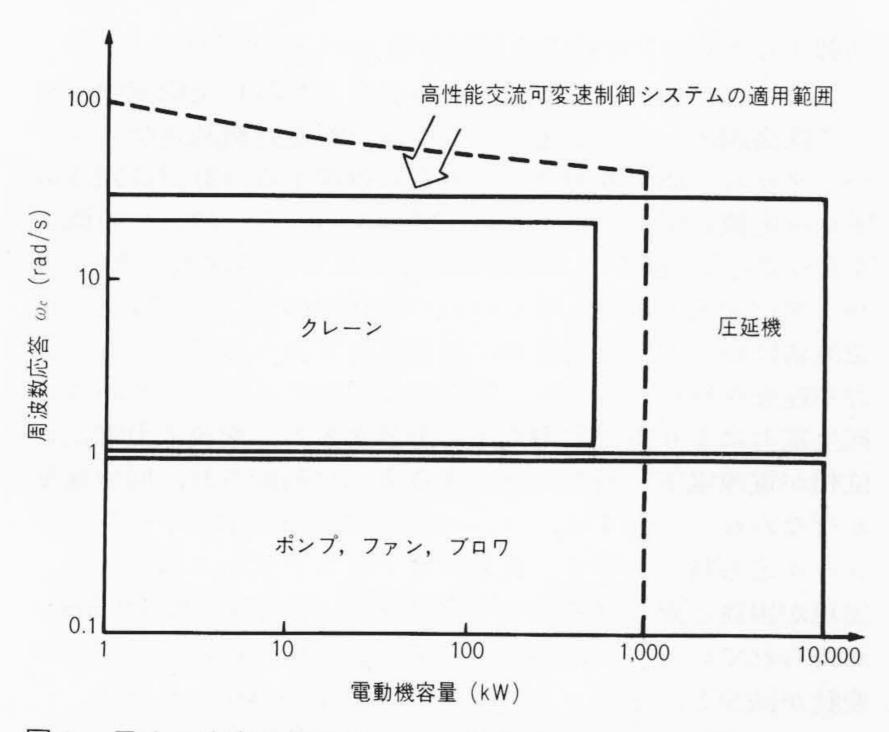
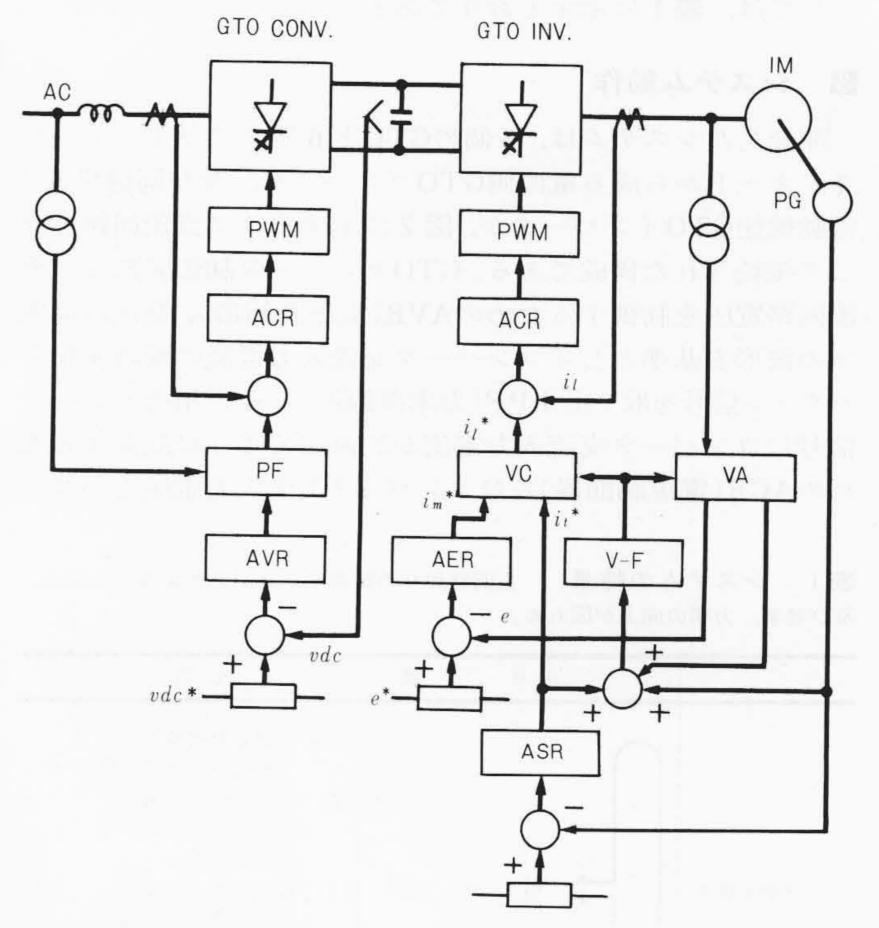


図 | 用途と速度制御性能 高性能交流可変速制御システムは、電動機容量1,000kW以下、応答30rad/s以下の圧延機クレーンに適用される。

(約5Hz)までの周波数応答が必要である。それに対し今回開発した駆動システムは、同図中の破線で示すように、それらを十分満足する高応答が得られる。図2に今回開発したシステムの構成図を示す。本システムは次の特長を備えている。

(1) システム力率は常時約1.0が得られる。

電源側GTOコンバータは、PWM(Pulse Width Modulation)



注:略語説明

PWM(Pulse Width Modulation)

ACR(Automatic Current Regulator)

PF(Power Factor)

AVR(Automatic Voltage Regulator)

VA(Vector Analyzer)

VC(Vector Controller)

AER(Automatic Electric motive force Controller)

図2 GTOコンバータを使用した高性能交流可変速制御システム コンバータは電流,力率,電圧制御から構成され,インバータは等価逆起電 圧,電流,速度制御から構成され,電流制御の前にベクトル制御演算が行なわれる。

^{*} 日立製作所大みか工場 ** 日立製作所習志野工場 *** 日立製作所日立研究所

制御により交流入力電流を正弦波状に制御し、その大きさと 位相を制御してシステム力率を常時約1.0に保つことができる。 従来、サイリスタ式でのような力率改善用コンデンサは不要 である。

(2) 電源高調波及びトルクリプルの発生が少ない。

GTOの高周波スイッチング能力に基づき,高キャリア周波数のPWM制御が行なわれる。そのため、電源高調波は小形のローパスフィルタにより簡単に除去され、また電動機の発生するトルクリプルは問題とならない。

(3) 変換器の電力制御が非常に高速応答である。

高速応答の電流制御ループを備え、PWM制御により変換器の入出力電力を高速応答に、かつ正逆方向に連続的に制御する方式である。そのため、直流回路電圧の変動が少なく平滑コンデンサの容量がミニマムである。また、回生運転が行なえる。

(4) 速度制御特性は、高性能DCドライブと同等に高速応答、 高精度である。

電動機の磁束とトルクを非干渉制御して、かご形誘導電動機を高速応答、高精度に速度制御する方式である。従来から問題とされた電動機定数の変動に伴う制御特性の変化は、開発した補償方式により極低速回転域を含めて補償される。

以上が、本システムの主要な特長であるが、全般的な特長 としては、表1に示すとおりである。

3 システム動作

開発したシステムは、6個のGTOと6個のフライホイールダイオードから成る電源側GTOコンバータ、及び同様構成の電動機側GTOインバータが、図2に示すように直流回路を介して接続された構成である。GTOコンバータ制御装置は、直流回路電圧を制御するためのAVR(電圧調節器)、交流電源電圧の波形を基準としてコンバータ交流入力電流の瞬時値指令パターン信号を取り出すPF(力率調節器)、その指令パターン信号にコンバータ交流入力電流が比例するように制御するためのACR(電流調節器)及びコンバータ交流入力電圧をパルス

表 | システムの特長 主回路周りの簡素化,メンテナンス性の向上,及び効率,力率の向上が図れる。

| | 目標 | 達成理由 |
|-----------|--------------------|---|
| 1. システム構成 | 簡 素 化 | (1) 誘導電動機使用 界磁回路及びケーブル不要 (2) 高電圧GTO使用 電源トランスレス, 高電圧受電 (3) GTOコンバータ 力率改善及び平滑用 コンデンサミニマム (4) 特殊PWM制御 |
| 2. メンテナンス | ブラシレス メンテナンスフリー | 回路構成簡素, ローハーモニックス かご形誘導電動機使用…悪環境 - (油, 塵埃)に強い。 |
| 3. システム効率 | 数パーセント向上 | (1) 誘導電動機使用界磁, ブラシ損なし (2) 電源トランスレス, 付加転流回路なし 損失なし |
| 4.システム力率 | 20パーセント向上 | GTOコンバータ力率制御 |
| 5. 速度制御性能 | DCMシステム以上 | (1) ベクトル制御 正逆転急加減速可能 (2) 電動機定数調和制御 高精度トルク制御可能 |

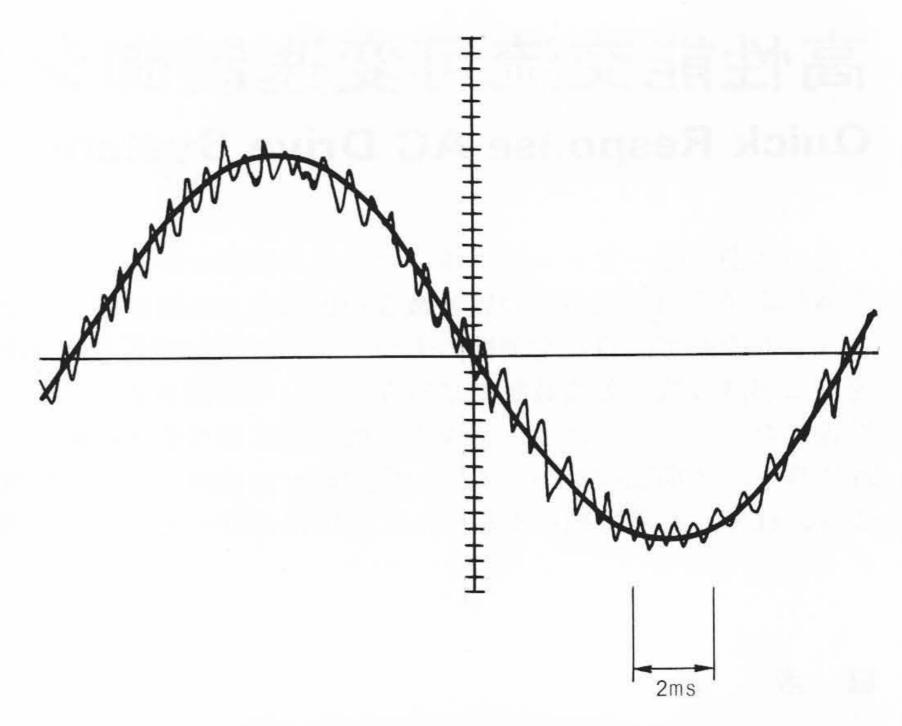


図3 GTOコンバータ交流側電圧電流波形例 電圧電流の位相が合っており、力率1.0運転を示す。また、電流は非常に高調波分が少ない。

指令

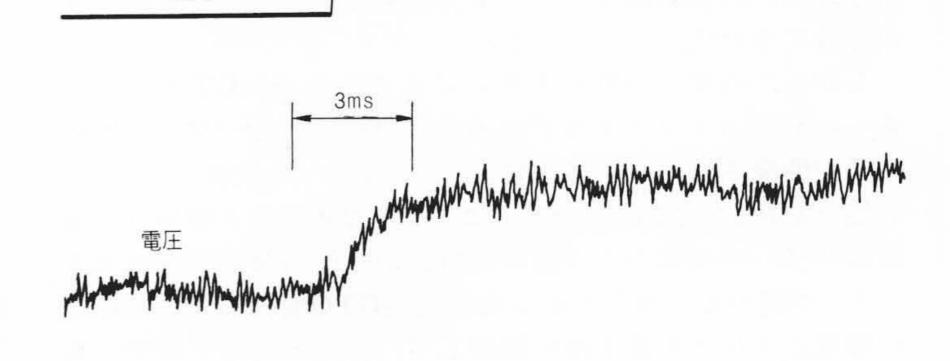




図 4 GTOコンバータの直流出力電圧のインディシャル応答特性例 応答時間,約2.5ms(wc=400rad/s)の高応答を示している。

制御するためのPWM(PWM制御器)から構成される。

このコンバータは、多機能なものであり、(1) 交流電源に対して低高調波、高力率運転を行なう。(2) 電動機減速時にインバータからの回生電力を交流電源に返還する。(3) 直流回路電圧が所定値に保たれるよう電圧制御を行なう、の三つの機能をもっている。図3 は、交流電源電圧及び交流電源電流(コンバータ交流入力電流と等しい。)の動作波形である。電流は正弦波状にかつ電圧と同位相に制御されており、低高調波、高力率運転が行なえている。電動機減速時でインバータからの回生電力により直流回路電圧が上昇すると、交流入力電流の位相が電源電圧に対して反転するように制御され、回生運転が行なわれる。図4に、コンバータ直流出力電圧のインディシャル応答特性を示す。従来のサイリスタ式システムでは、実現が困難と思われるような高速応答(応答時定数:2.5ms)が得られている。この結果、負荷変動に伴う直流回路電圧の変動が減少し、平滑コンデンサの容量が小形化された。

一方, GTOインバータ制御装置は,次節以降に述べる非干 渉制御により,電動機磁束はAER(誘導起電力調節器)から取 り出された励磁電流指令信号im*に,また電動機トルクはASR (速度調節器)からのトルク指令信号it*に比例するように各々 を非干渉に制御し,かご形誘導電動機の高速応答速度制御を 行なう。 4章で述べる原理に従い,Φ(磁束信号導出器)で電動機磁束の予測信号(交流信号)が取り出される。この磁束信号は,一次電流の瞬時値の制御基準となるもので,VC(ベクトル演算器)で,この磁束信号を用いて座標変換を行ない,im*及びit*(回転ベクトル成分)から一次電流の瞬時値指令パターン信号(固定座標系の量)が演算される。VA(電圧成分検出器)は,電動機定数の変動による影響を補償するためのものである。

また従来どおり、電源側にサイリスタコンバータを使用した場合には、電源側力率1の運転が不可能となるだけで、直流電圧の変動は平滑コンデンサの容量増大により吸収できる、GTOかサイリスタかは用途により使い分ける必要がある。また、インバータにGTOを使用するかトランジスタを使用するかは、全く、容量、電圧、コストにより決定されるべきもので、性能的には全く同等である。

4 ベクトル制御の原理

ベクトル制御は、磁界軸座標系の諸量を基準として座標変換により固定子座標系の諸量を制御し、電動機の磁束とトルクを非干渉制御するものである⁶⁾。非干渉制御を確実に行なうためには、座標変換に使う磁束信号を高精度に検出する必要がある。

今回開発したシステムは、トルク指令と励磁電流指令に基づいて演算、設定された滑り周波数と電動機回転速度の加算から一次周波数を決定し、また両指令に基づいて一次電流の大きさと位相を制御する滑り周波数制御を採用した。

この方式の原理は、Hasseの論文に述べられている。それは一次電流の大きさと位相及び滑り周波数を所定の関係に制御すれば、電動機トルクは電流の変化に遅れなく発生するというものであり、その関係は次式で示される。

$$i_{1}d = \frac{\phi_{2}}{M} \qquad (1)$$

$$i_{1}q = u_{s} T_{2} i_{1} d \qquad (2)$$

$$i_{1} = i_{1} d \cos(\int w_{1} dt) - i_{1} q \sin(\int w_{1} dt) \qquad (3)$$

$$= I_{1} \cos(\int \omega_{1} dt \pm \theta) \qquad (3)'$$

$$I_{1} = \sqrt{i_{1} d^{2} + i_{1} q^{2}} \qquad (4)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{i_{1} q}{i_{1} d} \qquad (5)$$

$$\omega_{s} = \frac{1}{T_{2}} - \frac{i_{1} q}{i_{1} d} (\omega_{1} = \omega_{s} + \omega_{r}) \qquad (6)$$

ここに i_1 , i_1d , i_1q : 一次電流及びその回転ベクトル成分 ϕ_2 , ϕ_2d , ϕ_2q : 二次磁束及びその回転ベクトル成分

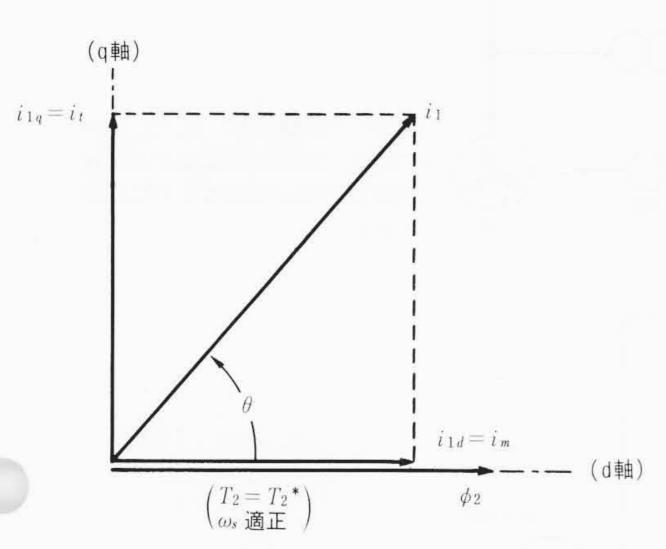
ωs:滑り角周波数 ω1:一次角周波数

ω_r:回転角周波数
M:一次励磁インダクタンス

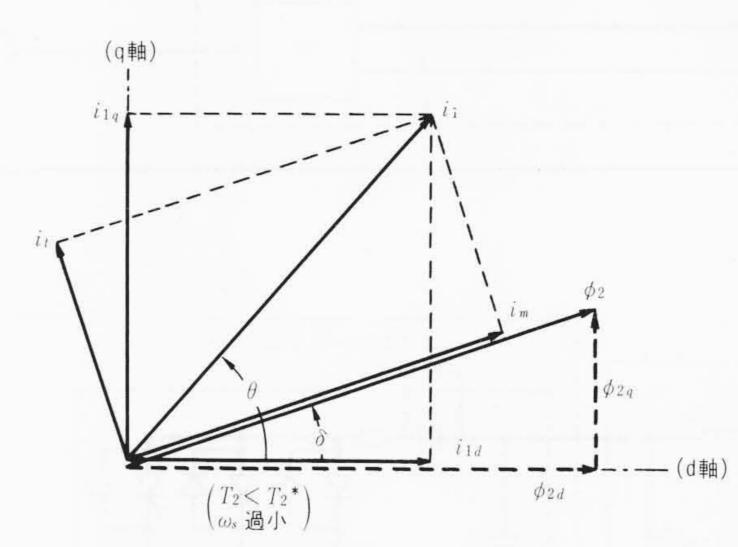
 T_2 :二次時定数

すなわち、一次電流 i_1 を(3)式の関係に制御すれば、 ϕ_2 は一定に保たれ、電動機の発生トルクは、 i_1q に対して遅れなく発

 i_1d は励磁電流指令 im^* に、また i_1q はトルク指令 it^* に各々比例するよう制御されるが、このとき i_1d は、直流電動機での

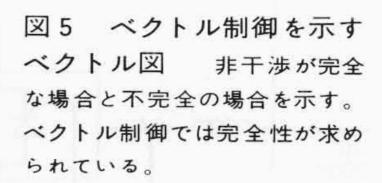


(a) 非干渉性が完全な場合



生する。

(b) 非干渉性が不完全な場合



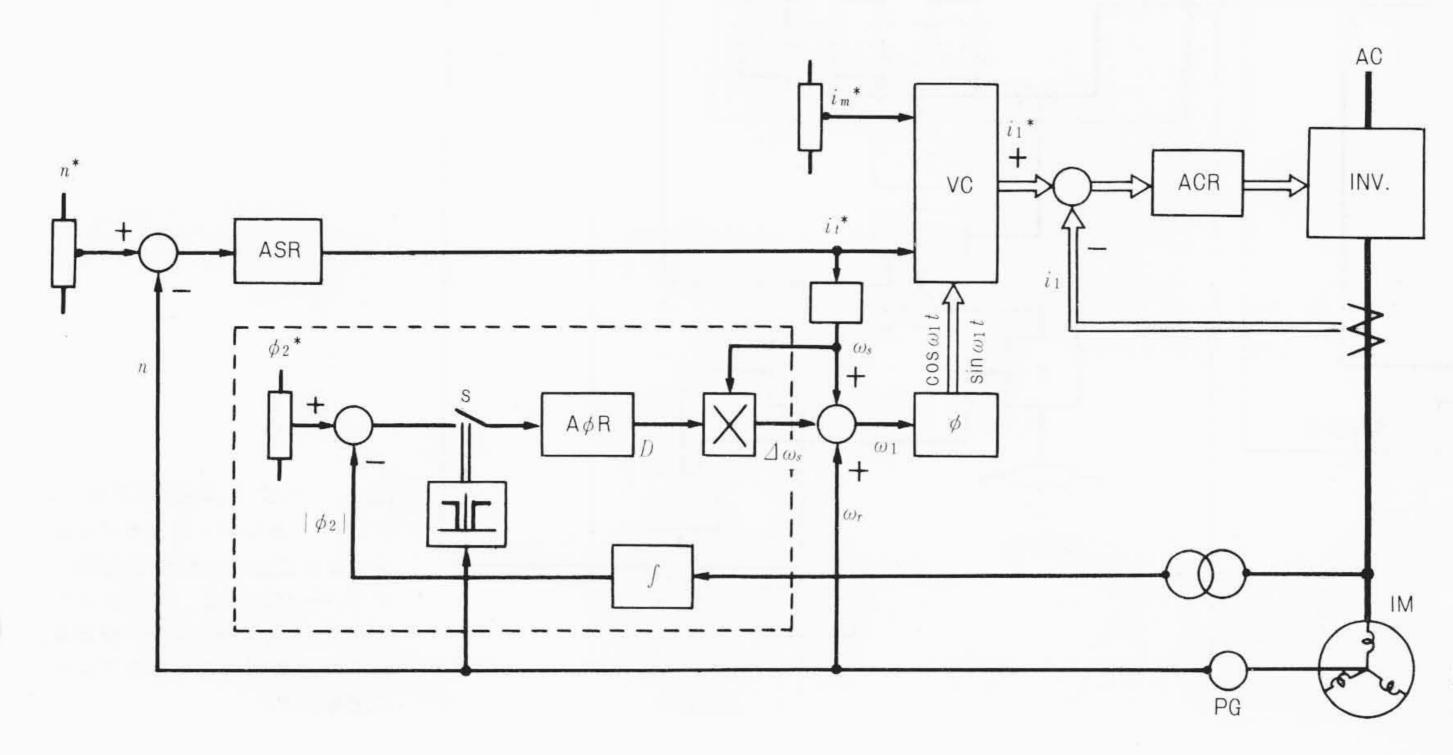


図 6 補償方式-I 通常 の速度制御に使用される。

界磁電流に、またinqは電機子電流に相当したものとなり、これらを非干渉に制御することにより直流電動機と同様に高速応答の速度制御が可能である70。

非干渉制御が正確に行なえるためには,前述のように(4)~(6)式の関係が保たれなければならない。

ここで(4)、(5)式の関係については式中に運転条件により変動する二次時定数 T_2 、すなわち温度により変動する二次抵抗及び鉄心飽和により変化する一次励磁インダクタンスの関数であり、(6)式の関係を精度よく満足させることが難しい。

このため滑り角周波数と(6)式が示す最適滑り角周波数の間に不一致が生じ、一次電流のid、inqへの分解が適正比率で行なわれず、非干渉性が乱される。そのため非干渉制御が必要となるが、非干渉制御は予測された磁束が実際の磁束と一致することが条件となる。

しかし、二次時定数の変動によって両者に不一致が生じ、 実磁束の軸は d 軸から移動し、磁束の大きさが変動する。

このときの実磁束のd, q軸成分及び磁束の大きさは図5に示される。

非干渉性が完全なとき、 $\phi_2 q = 0$ あるいは $\phi_2 d = |\phi| = \phi_2^*$ (基準値)なる関係が成立するため、磁束の変動をこれら基準値に基づいて検出し、これらに応じて滑り周波数を修正する。

この修正する方法として二つの方式を採用した。

(1) 補償方式-I

補償方式-Iは, | ø2 | の変動に応じて滑り周波数を修正する方式である。構成が後述の方式に比べ簡単であり、磁束弱め制御を行なわない普通の速度制御システムに適用される。

この方式の構成を図6に示す。

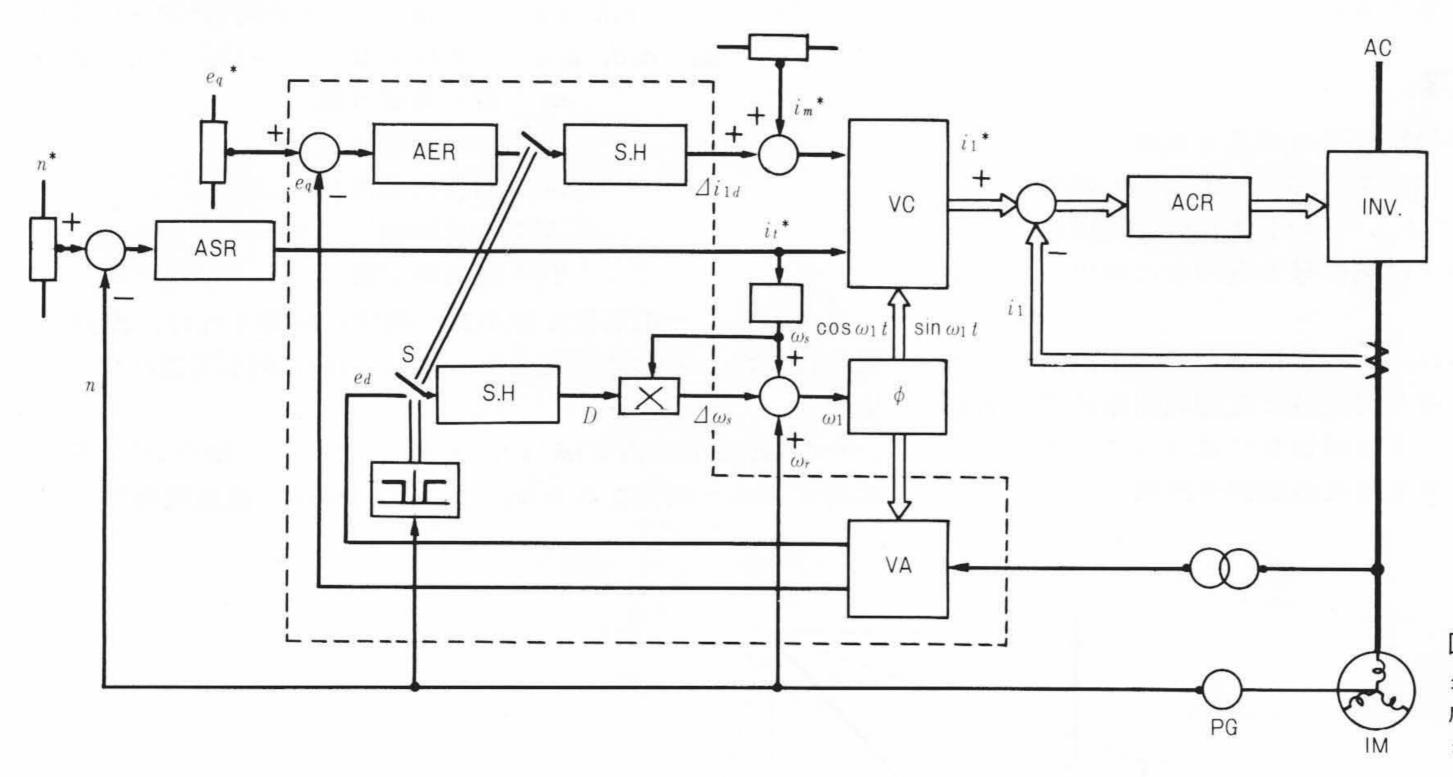


図7 補償方式-II トルク制御,定出力制御などの高精度磁束制御が必要なものに適用される。

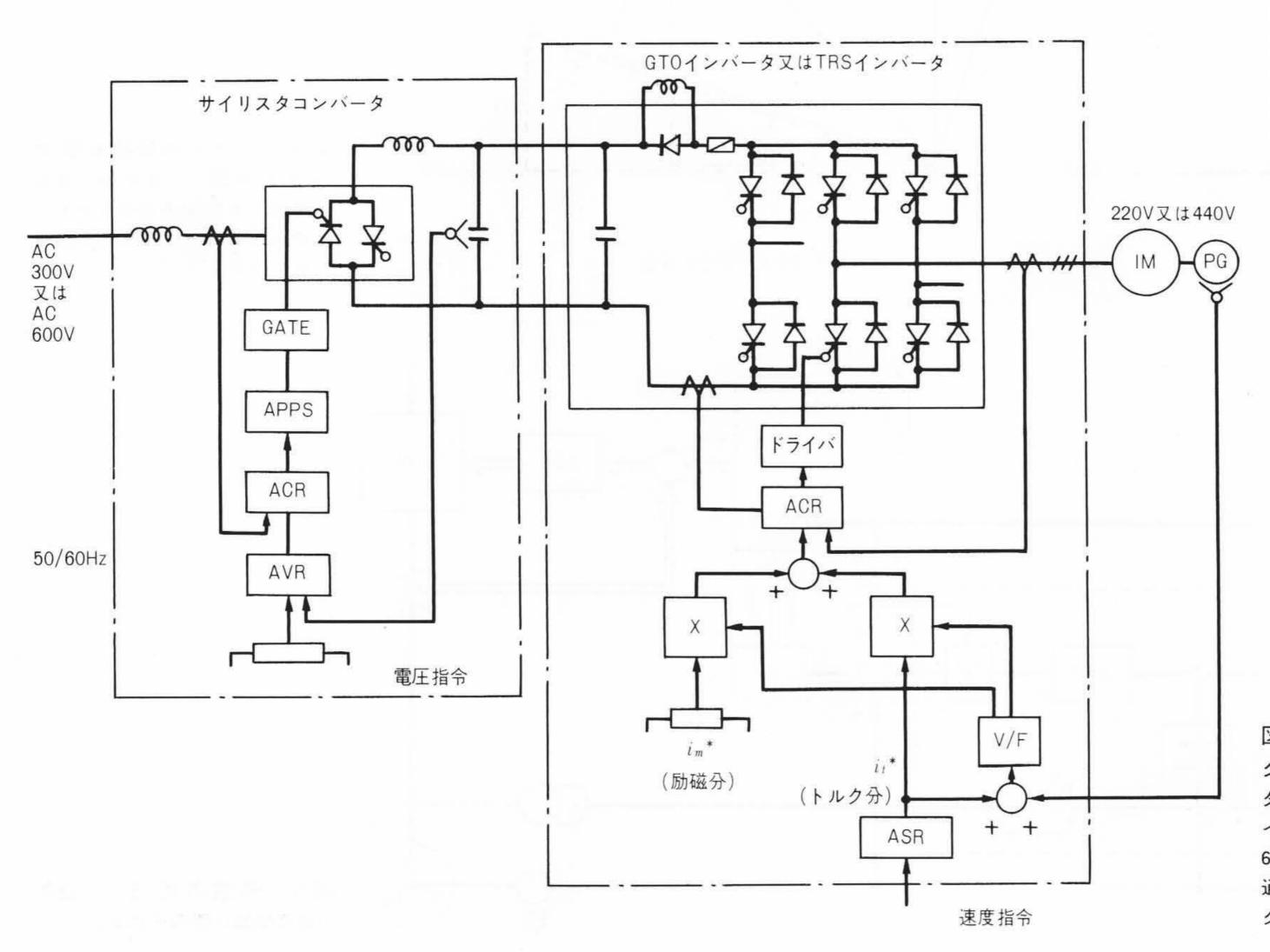


図 8 ベクトル制御ブロック図 コンバータはサイリスタによる逆並列 6 相全波制御,インバータは容量,電圧により6個のTRS又はGTOを使い分ける。通常の速度制御の場合のブロック図を示す。

(2) 補償方式-II

補償方式- Π は、 $\phi_2 q$ の変動に応じて滑り周波数を修正し、また、 $\phi_2 d$ の変動に応じて $i_1 d$ を変更する方式である。

この方式は**T**2及びインダクタンスの変動の影響を分離して 補償することができるため、トルク制御及び定出力制御など、 高精度な磁束制御が要求される場合に適している。

図7にこの方式の構成を示す。

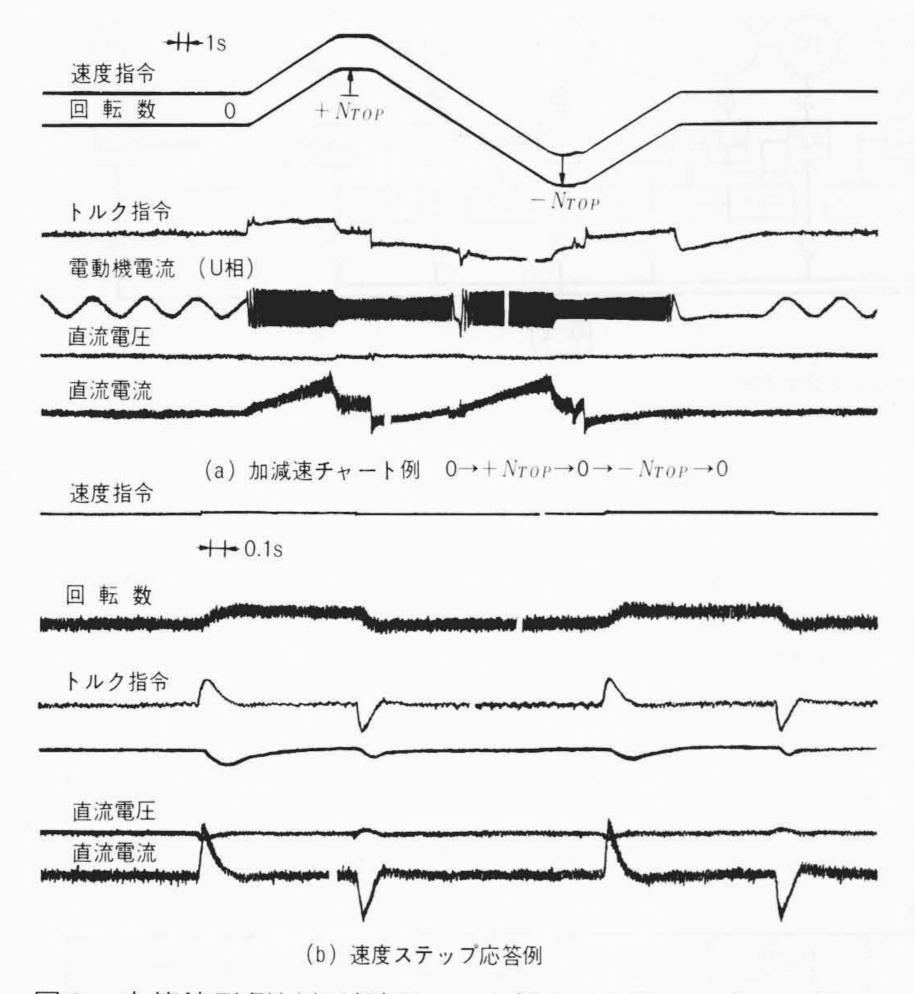
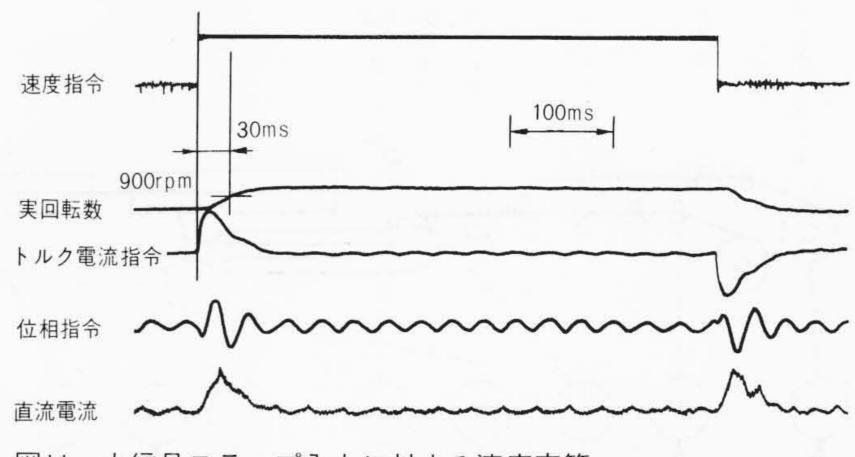


図 9 応答波形例(a)加減速チャート例 0 \rightarrow + $N_{TOP} \rightarrow$ 0 \rightarrow - N_{TQP} \rightarrow 0 (b)速度ステップ応答例 (a)は、停止→正転トップ→零を通過して逆転トップ→停止まで正常に運転されていることを示す。(b)は、直流レオナード並みの高応答を示す。



図II 小信号ステップ入力に対する速度応答 直流レオナード並みの高応答を示す。

しかし一次電圧及び周波数が低い極低速運転時では,一次 電圧の検出が不確実となるため,前に述べた補償法は機能を 失う。

しかし、 T_2 、 r_2 は急激な変化はしないことに着目し、極低速運転に入る直前の補償信号及び im^* を保持することによって補償を継続して行なうことができる。図6に示す補償回路のスイッチS及び積分要素 $A\phi$ R並びに図7に示すスイッチS及びサンプルホールド $S\cdot$ Hは、上述の動作を行なうためのものである。

本機能は特に極低速運転が要求されるものに適用される。 上記補償効果については良好な成果が得られ、製品化に反 映されている。

5 高性能交流可変速制御の圧延機への適用例8)

今回製品化を行なったサイリスタコンバータ, GTO(又はTRS)インバータのブロック図を図8に、その応答波形を図9に示す。また本論文では特に触れていないが電流形のブロック図を図10に、その応答波形を図11に示す。

また、全交流化プロセッシングライン全交流化スラブ連鋳の例を**図12**に示す。

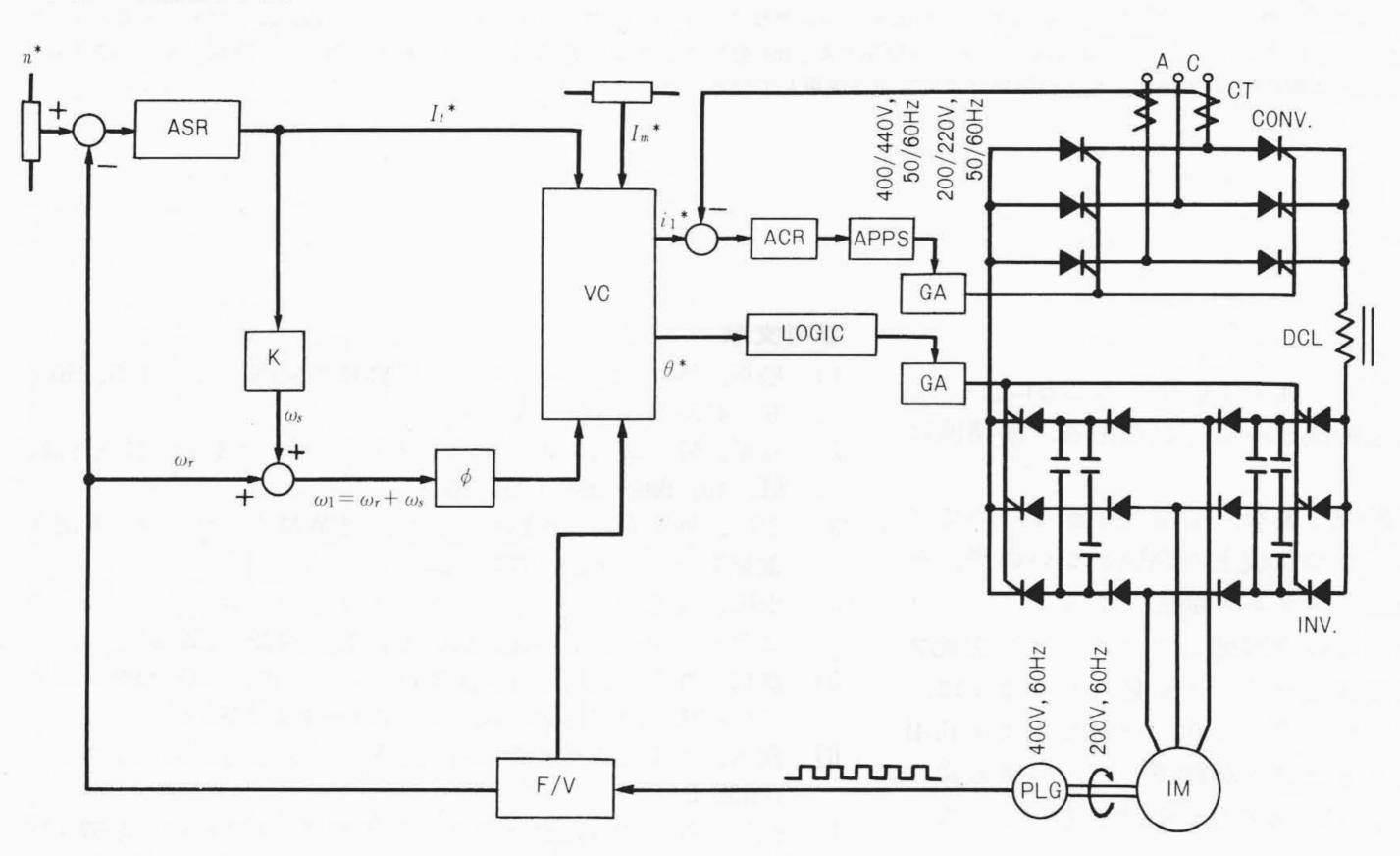
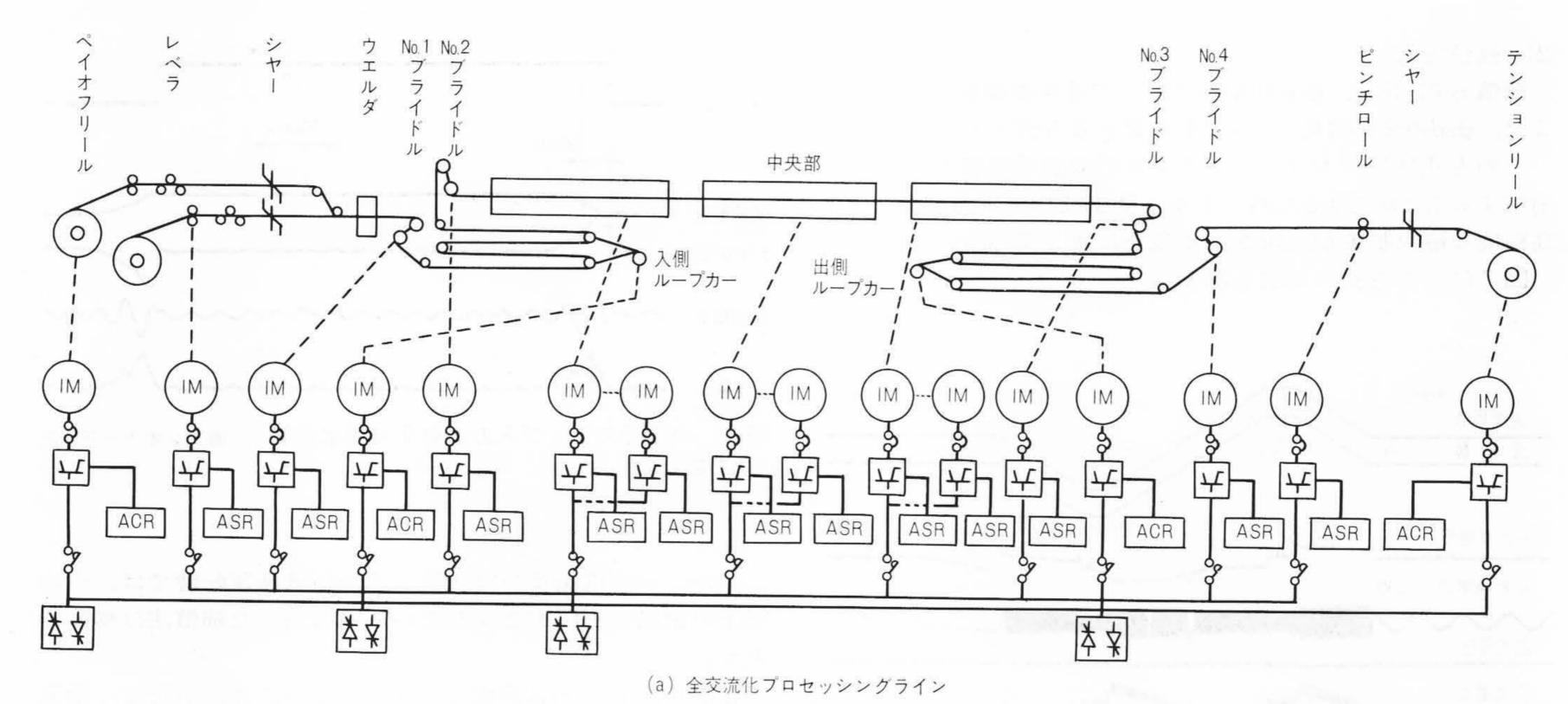
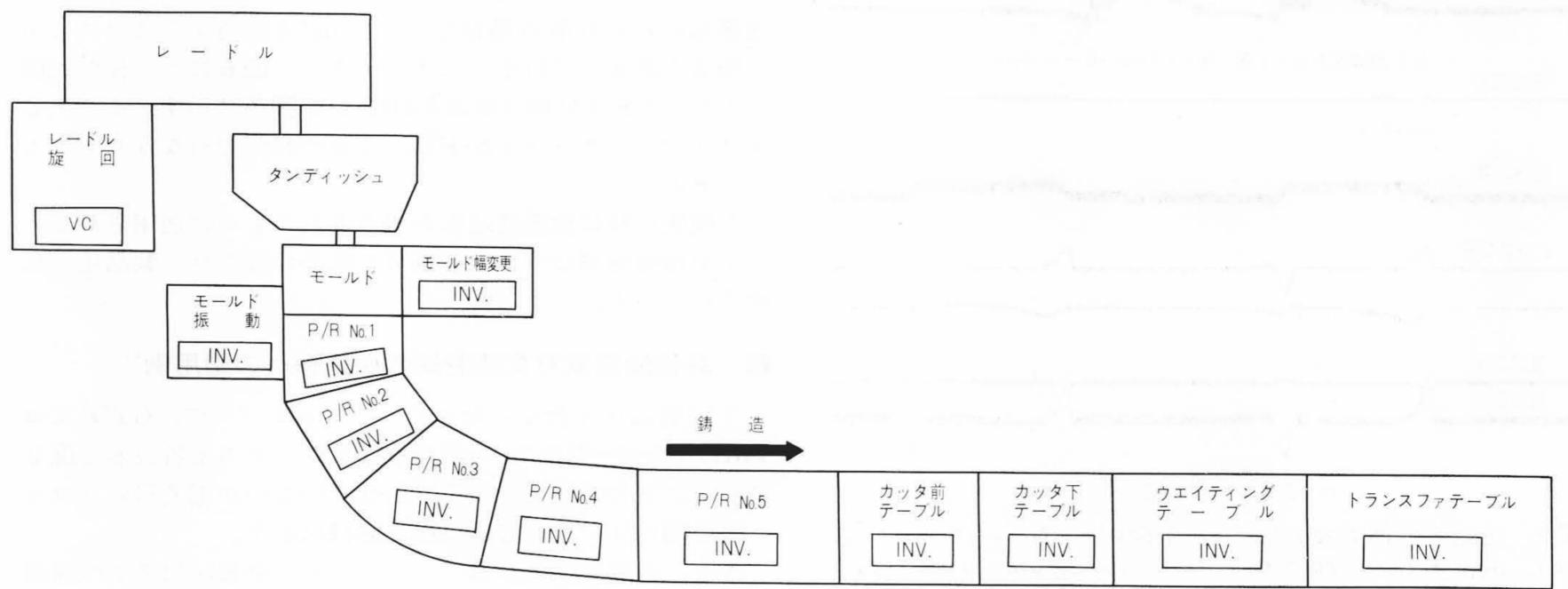


図10 電流形インバータのブロック図 主回路にDCLを入れ電源例の電流を制御する電流形インバータの例を示す。コンバータ、インバータとも6個のサイリスタで構成される。





(b) 全交流化スラブ連続鋳造設備

図12 高性能交流可変速制御の圧延機への適用例 (a) 全交流化プロセッシングライン:ペイオフリール, テンションリール, ループカーを含めすべての電動機が交流可変速で構成されている。インバータには, GTOインバータを使用する。(b) 全交流化スラブ連鋳設備:モールド振動, ピンチロールにベクトル制御付TRS INVレードル旋回にはVC(一次電圧制御)を使用して, 全設備交流可変速を使用している。

6 結 言

誘導電動機の磁束とトルクを非干渉制御することによって、かご形誘導電動機が直流電動機並みに、高速応答、高精度に制御できることを述べた。

誘導電動機は、直流電動機と異なって整流子がないのでメンテナンスフリーであり、かつ整流上の問題がないので、それだけ自由度の大きい駆動システムを構成できる。

本稿で述べた高性能交流可変速制御システムは、全交流プロセッシングライン、連続鋳造ラインにも見られるように、 実用化はまだ緒についたばかりであるが、今後ますます利用 分野は拡大するものと信ずる。日立製作所では、今後も常に 需要家各位の期待に沿うよう鋭意努力を続ける考えである。

参考文献

- 1) 松平,外:インバータによる電動機の制御,日立評論,**60**, 6,415~420(昭53-6)
- 2) 八尾,外:最近の電力用半導体スイッチング素子,日立評論, 61,10,689~692(昭54-10)
- 3) 恩田,外:大容量GTOを使用したPWMインバータ,昭52年 電気学会全国大会,659(昭52-7)
- 4) 松田,外:ゲートターンオフサイリスタを用いたインバータ とその応用,日立評論,60,6,427~432(昭53-6)
- 5) 松田,外:交流電動機用PWMインバータへのGTOサイリス タの応用,日立評論,63,6,379~384(昭56-6)
- 6) 宮入,外:交流電動機の可変速駆動,東京電機大学出版局 (昭56-6)
- 7) 長瀬,外:誘導電動機ベクトル制御のトルク特性,昭57年電 気学会全国大会,711~712(昭57-7)
- 8) 岡部:交流可変速システムの鉄鋼業への適用, OHM, '82-8, 26~31(昭82-8)