OUKA
The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	回転機可変速駆動の性能向上に関する動特性解析手法の研究
Author(s)	岸本, 健
Citation	大阪大学, 1998, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3144269
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

The University of Osaka

27516

回転機可変速駆動の性能向上に関する動特性解析手法の研究

平成１０年　１月

岸　本　　健

回転機可変速駆動の性能向上に関する動特性解析手法の研究

平成１０年　１月

岸　本　　健

内容梗概

筆者は，これまで三菱電機株式会社において種々の研究テーマに携わり，ディジタルコンピュータを用いたシミュレーション技法や制御系の解析・設計技術を駆使して，そこで生じた主要な問題の解決にあたってきた。本論文は，そのうち回転機の可変速制御に関する下記の主要３テーマにおける成果を「回転機可変速駆動の性能向上に関する動特性解析手法の研究」としてまとめたものである。

(1) ＰWMインバータによる誘導電動機駆動系の不安定現象の究明

ＰWMインバータによる誘導電動機のオープンループ駆動時における不安定現象に関し，実験で得られた動作波形を精度よく解析的に検証する必要を生じた。そこで，誘導電動機の主磁束の磁気飽和とインバータの主回路トランジスタにおける上下アーム短絡防止期間（以下必要に応じT_dと略記する）の影響を考慮した駆動系シミュレーションモデルを考案しその目的を達成した。

また，電流等の変数の定常点からの微小変位における線形化方程式を算出して，その特性方程式の安定判別により不安定領域を求めた。さらに，線形化方程式から誘導した負荷トルクと発生トルクの関係を示す伝達特性から，T_dや磁気飽和の与える影響を抽出しその特徴を明確にした。

(2) 工業用ミシン駆動ベクトル制御形ＡＣサーボ装置

当時工作機械用として採用されていた全ディジタル式ベクトル制御システムを工業用ミシンへ適用することを試みた。その過程で，磁気飽和を考慮した誘導電動機とT_dを考慮したＰWMインバータからなる上記(1)で得た駆動系にベクトル制御系を追加したシミュレーションプログラムを作成し，それを用いて設計段階や試作初期において実験結果の検証を行い良好な結果を得た。

(3) トロイダル磁場コイル電源用フライホイール付き直流発電電動機

核融合実験装置における開発テーマであり，交流機を用いる諸方式に比べて占有面積の最小となる直流発電システムを採用した。筆者は，このテーマの制御系の基本設計を担当したが，そのなかの代表的な検討課題は，与えられたＤＣＧと負荷トロイダルコイル（ＴＦＣ）に対する電気的および熱的に厳しい制約条件のもとで最大定格 19kA，フラットトップ期間 1s のパルス電流を得ること，およびＤＣＧと負荷間に接続されたガス遮断器（ＧＣＢ）をパルス通電終了ごとに高頻度で開極することであった。本論文では，これらを解決したその成果について述べた。

全体を９章で構成し，前述の(1)に関しては第２章～第５章，(2)に関しては第６章，そして(3)に関しては第７章，第８章に示す。なお，第１章は緒論，第９章は結論である。第２章から第８章の表題は，下記のとおりである。

第２章　磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル
第３章　上下アーム短絡防止期間の系に与える影響とそれを考慮した電圧形ＰWMインバータの基本方程式
第４章　電圧形ＰWMインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析
第５章　電圧形ＰWMインバータによる誘導電動機駆動系のシミュレーション技法
第６章　誘導電動機解析モデルのベクトル制御への応用
第７章　フライホイール付き直流発電電動機を用いたトロイダル磁場コイル電源システム
第８章　フライホイール付き直流発電電動機制御系の動特性解析および実験結果のシミュレ

ーションによる検証

章ごとの内容梗概を以下に述べる。

第１章は，緒論として，本研究の背景と本論文の研究の対象となった３テーマについての目的・問題点を総括した。

第２章では，回転子の周方向に沿って，主磁束による磁気飽和を考慮した等価空隙を仮定し，物理的な意味付けを明確にしながら電圧方程式およびトルク式を誘導し，磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデルを算出した。そして，例題を通して解析結果を実験結果と比較しこのモデルの有効性を実証した。このシミュレーションモデルは，第３章で検討した正弦波ＰＷＭインバータのシミュレーションモデルとともに第４章～第６章におけるインバータ・誘導電動機駆動系に関する動特性解析の基本となっている。

第３章では，正弦波ＰＷＭインバータにおけるT_dが，出力特性に及ぼす基本波成分の低下および低次高調波の発生量等について定量的に論じた。また，第５章，第６章で検討するＰＷＭインバータのシミュレーションモデル，および第４章で検討する基本波分のみを考慮した安定性解析のための基本方程式について述べた。

第４章では，第２章で論じた誘導電動機の基本方程式と第３章で論じたT_dに関する影響のうちの基本周波波成分を考慮した基本方程式とを総合した駆動系全体について，定常動作点からの微小変動に対する線形化方程式を誘導し，その固有方程式の代表根の値から系の安定判別を行い実験結果と良く一致することを確認した。さらに，この線形化方程式から誘導した負荷トルクに対する発生トルクの応答を示す伝達関数について磁気飽和あるいはT_dの有無における一巡伝達関数を比較することによって，磁気飽和あるいはT_dの影響による特性のみを抽出しそれらの固有の効果を明確にした。

第５章では，第２章および第３章で述べた誘導電動機，インバータ双方のシミュレーションモデルを総合した全駆動系のシミュレーションモデルを用いて実験結果を検証し，前章で求めた安定度解析の結果を確認した。また，第４章に述べた線形化方程式から負荷トルク，電源電圧あるいは電源周波数指令値を外乱とするときの回転数と発生トルクの応答をシミュレーションにより求め，その動作波形から安定性を確認するとともに，モータ端子電圧をフィードバックする安定化の例についても示した。

第６章では，第２章および第３章で検討した誘導電動機およびインバータの両シミュレーションモデルを，工業用ミシン駆動装置向けの全ディジタルすべり周波数ベクトル制御方式へ応用し，実験結果を検証してシミュレーションモデルの有効性を実証した。このベクトル制御方式は，誘導電動機の交流量である一次電流を，磁界に同期して回転する$\gamma-\delta$座標上の二次磁束を$\psi_{2\gamma}'=\psi_2$，$\psi_{2\delta}'=0$とγ軸に固定して$i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$として検出し，これらを，直流機のように，それぞれの目標であるトルクとψ_2に対応する電流値に一致するように独立制御する。すなわち，ベクトル制御は，誘導電動機の定数が，正確に推定されることを前提とした制御である。したがって，このような制御系のシミュレーションモデルとしては，制御装置およびインバータによる誘導電動機駆動系を，それぞれを実際の装置に忠実にシミュレートすることが望ましい。そこで，制御部は，実機の制御装置をシミュレートし，誘導電動機のモデルとしては，制御装置とは別に，第２章で検討した磁気飽和特性を考慮した解析モデルを採用した。また，主磁束の磁気飽和を考慮した誘導機モデルに立脚した新しいベクトル制御アルゴリズムの構築を目標とて，第２章で検

とて，第２章で検討した一次電流，二次電流を変数とした誘導機の電圧方程式における二次電流の代わりに二次磁束に変更した形でまとめた。

第７章では，日本原子力研究所におけるトカマク開発試験装置JFT－２Mの主磁場であるトロイダル磁場コイル(ＴＦＣ)電源として新規開発した出力 2.7kV，19kA のフライホイール付き発電電動機(ＤＣＧ)の動特性に関わる研究であり，この電源システムの主要課題は，前述したような制約条件のもとでの定格出力 19kA，1s 間一定のパルス電流発生と遮断器のパルス通電終了ごとの高頻度での開極であった。そのため，４象限運転可能なサイリスタコンバータ式界磁電源を用い，それに低レンジ電圧検出器を追加するだけで，本来のＴＦＣのパルス電流制御だけでなく，開極時に遮断部の電流を開極可能なレベルまで絞り込むための電流零制御を可能とし，汎用の交流ガス遮断器を採用した独自の主回路切替方式を実現した。この章では，このようなＴＦＣ電源の基本機能が成立するための方策と代表的な特性の実験結果を示した。

第８章は，前章の結果に関連し，ＤＣＧによるパルス電流制御特性と発電制動特性に関して事前に行った発電機における電流制御系の安定性や精度評価などの観点から，第６章までの技法も参考にした解析結果と実験値のシミュレーションによる検証結果を示した。

第９章は結論であり，本研究で得られた成果を総括し，残された問題点，将来の展望について述べた。

目　　次

第１章　緒　論……1

１．１　本研究の背景となる可変速駆動技術の発展経緯……1
１．２　本研究の目的……3
第１章　参考文献……5

第２章　磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル……7

２．１　まえがき……7
２．２　磁気飽和を考慮した従来の誘導電導機のシミュレーションモデル……7
２．２．１　定常特性……7
２．２．２　過渡特性……9
２．３　電圧方程式の誘導……１４
２．３．１　磁気飽和の表現とインダクタンス式の算出……１４
２．３．２　電圧方程式の座標変換とまとめ……１７
２．４　トルク式の誘導……２４
２．５　シミュレーションモデルの考察……２６
２．５．１　状態方程式とそのブロック線図表示……２６
２．５．２　シミュレーションモデルの特長……２７
２．６　シミュレーション結果とその評価……３０
２．７　第２章のまとめ……３８
第２章　参考文献……４０
付録２．１　$\tilde{L}_2 i$の計算……４１
付録２．２　$F(\theta)$および$F(\theta)^*$の誘導……４３
付録２．３　$p\lambda_\gamma$，$p\lambda_\delta$の計算……４３
付録２．４　$\partial F_m/\partial\theta_r$の誘導……４４
付録２．５　$i_{2\gamma 0}'$，$i_{2\delta 0}'$の算出……４５
付録２．６　線形モデルの算出……４６

第３章　上下アーム短絡防止期間の系に与える影響とそれを考慮したＰＷＭインバータの基本方程式……４８

３．１　まえがき……４８
３．２　上下アーム短絡防止期間T_dが定常特性に及ぼす影響……５０
３．２．１　T_dを考慮したＰＷＭインバータの動作と出力波形に及ぼす影響……５０
３．２．２　T_dの影響による出力電圧降下の定量的把握……５４

３．２．３　T_dの影響によるインバータ誘導電動機駆動系の不安定現象……５８
３．２．４　T_dの影響をなくす方法について……６１
３．３　T_dを考慮したＰＷＭインバータのシミュレーションモデル……６３
３．３．１　仮定……６３
３．３．２　インバータの基本方程式……６３
３．３．３　インバータおよびコンバータ（含むフィルタ部）のブロック線図表示……６６
３．４　安定性解析のためのインバータ主要部における基本方程式……６６
３．５　第３章のまとめ……６９
第３章　参考文献……７０

第４章　電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析……７１

４．１　まえがき……７１
４．２　誘導電動機駆動系の安定性解析の背景……７１
４．３　駆動系の方程式……７３
４．３．１　主磁束の飽和と鉄損を考慮した誘導電動機の電圧方程式の誘導……７４
４．３．２　その他の方程式……７７
４．３．３　駆動系全体の方程式……７８
４．４　線形化方程式とその特性方程式の誘導……７８
４．５　固有値法による安定性の検討……８０
４．５．１　実験による不安定領域マップの作成……８０
４．５．２　固有値法による安定性の解析……８２
４．５．３　諸定数の変化が安定性に与える影響……８２
４．６　T_dおよび磁気飽和の影響に対する解析結果の考察……９０
４．６．１　系の一巡伝達関数の算出……９０
４．６．２　T_dおよび磁気飽和の影響に関する考察……９２
４．７　第４章のまとめ……９６
第４章　参考文献……９７

第５章　電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系のシミュレーション技法…９８

５．１　まえがき……９８
５．２　駆動系のディジタルシミュレーションに関する一般事項……９８
５．２．１　シミュレーションモデルの具備条件……９８
５．２．２　シミュレーションツールと試験装置……１００
５．３　電圧形ＰＷＭインバータによる磁気飽和と鉄損を考慮した誘導電動機駆動系の過渡特性計算プログラム……１０３
５．３．１　対象とする誘導電動機の電圧方程式……１０３
５．３．２　演算時間刻み幅に関する考察と電圧方程式の近似……１０４
５．３．３　駆動系のシミュレーションプログラム……１０７

５．４　線形化方程式のブロック線図表示とディジタルシミュレーション法……１１３
５．４．１　駆動系全体の行列表示……１１３
５．４．２　定常状態からの微小変化に対する線形化方程式とその過渡特性の計算‥１１４
５．５　シミュレーション結果とその評価……１１７
５．５．１　ＰＷＭインバータの定常波形の実験結果とシミュレーション結果の比較……１１７
５．５．２　駆動系の不安定現象の実験結果とシミュレーションによる検証……１１７
５．５．３　定常運転時における定常点からの微小外乱に対する過渡特性……１２６
５．６　第５章のまとめ……１３１
第５章　参考文献……１３３

第６章　誘導電動機解析モデルのベクトル制御への応用……１３４

６．１　まえがき……１３４
６．２　対象とする駆動系および制御系の構成……１３４
６．２．１　駆動系の構成……１３４
６．２．２　ベクトル制御システムの概要……１３５
６．３　シミュレーションシステムの構成……１３７
６．３．１　概要……１３７
６．３．２　ベクトル制御方式の制御原理……１３７
６．３．３　シミュレーションプログラムの内容……１３９
６．４　過渡応答実験のシミュレーションによる検証……１４６
６．４．１　加速特性Ⅰ(ミシン負荷，モータ回転数 3000 rpm) ……１４６
６．４．２　加速特性Ⅱ(慣性負荷，モータ回転数 ～4000 rpm) ……１５２
６．４．３　T_d 補正の有無による特性比較……１５７
６．４．４　主磁束磁気飽和の影響に関する一検討……１６１
６．５　磁気飽和を考慮したベクトル制御方式の検討……１６４
６．５．１　ベクトル制御を対象としたシミュレーションモデルの提案……１６４
６．５．２　磁気飽和を考慮したベクトル制御系の構成……１７０
６．６　第６章のまとめ……１７２
第６章　参考文献……１７４
付録６．１　飽和を考慮しない線形モデルの状態方程式表現……１７５
付録６．２　$p\psi_{1\gamma}$，$p\psi_{1\delta}$ の $pi_{1\gamma}$，$pi_{1\delta}$，$p\psi_{2\gamma}'$，$p\psi_{2\delta}'$ による表記……１７６
付録６．３　飽和を考慮したモデルの状態方程式表現……１７９

第７章　フライホイール付き直流発電電動機を用いたトロイダル磁場コイル電源システム……１８１

７．１　まえがき……１８１
７．２　電源システムの構成……１８１
７．２．１　トロイダル磁場電源の位置づけ……１８１

７．２．２　発電方式の比較……１８３
７．２．３　ＤＣＧの構造と主回路構成……１８４
７．２．４　ＴＦＣ電源の運転パターン……１８７
７．３　界磁電源によるＴＦＣ電流制御……１８８
７．３．１　制御系の主要動作タイミング……１８８
７．３．２　ＴＦＣ電流制御系の基準応答と電圧フォーシング率の影響……１９３
７．４　低レンジ電圧検出器を用いた主回路切替器の開極……１９７
７．４．１　ＣＢ２開極時の要求仕様と開極方式の選定……１９７
７．４．２　電圧零制御の原理……１９７
７．４．３　低レンジ電圧検出器……１９８
７．４．４　定常時の電流遮断特性……１９９
７．５　電流裁断によるサージ電圧防止用アレスタの特性……２０５
７．５．１　電流裁断によるチョッピング現象とサージ電圧……２０５
７．５．２　回路構成とアレスタに対する正常時の過渡特性……２０５
７．５．３　アレスタの仕様……２０７
７．５．４　サージ電圧・電流の計算……２０９
７．６　試験結果……２１３
７．６．１　パルス通電特性……２１３
７．６．２　電圧零制御特性……２１４
７．６．３　ＤＣＧ起動および制動特性……２１４
７．７　第７章のまとめ……２１６
第６章　参考文献……２１７

第８章　フライホイール付き直流発電電動機の動特性解析および実験結果のシミュレーションによる検証……２１８

８．１　まえがき……２１８
８．２　ＴＦＣ電流制御系の特性解析……２１８
８．２．１　ＤＣＧ特性の取り扱いと制御系の線形化……２１８
８．２．２　定電流制御時の過渡特性……２２２
８．２．３　Ｐ制御とＰＩ制御との比較……２２９
８．３　発電制動特性の解析……２３２
８．３．１　系の特性式……２３２
８．３．２　回転方向一定条件の検討……２３４
８．４　試験結果のシミュレーションによる検証……２３７
８．４．１　パルス通電試験結果……２３７
８．４．２　制御特性に関する考察……２３７
８．５　第８章のまとめ……２４２
第８章　参考文献……２４４
付録８．１　ＰＩ制御の検討……２４５

第９章　結　論……２５３

９．１　本研究の成果……２５３
９．２　今後の課題と展望……２５９

謝　辞……２６５

業績目録……２６７

付　録　本論文で使用される主要な記号……２７３

第１章　緒　論

１．１　本研究の背景となる可変速駆動技術の発展経緯

電動機の可変速駆動は，産業用から一般家庭用まで幅広い分野を支える基本技術の一つであり，電動機が発明されて以来，今日に至るまで絶え間ない発展を続けて来た。

各種電動機のうち広範囲の速度制御を必要とする分野では，当初，直流電動機や交流整流子電動機などが用いられてきた。しかし，その後のパワーエレクトロニクスのめざましい発展により，直流機や交流整流子機の欠点と言われてきた整流子やブラシがなく，保守点検が不要で，高速化や大容量化に適する交流電動機による可変速駆動に取って変っていった。

従来，誘導電動機は，構造堅牢，耐環境性，保守容易および低価格などの特長は有するものの，もっぱら商用周波電源によってその同期周波数近傍で定速回転する用途に限定して用いられた。また，同期電動機は，回転子側の界磁巻線に通電するためのスリップリングを必要とするが保守が容易なことなどの面では，直流機より優位にあるものの，脱調現象を生じるため，商用周波電源からは始動方法も難しく，負荷変動の少ない同期周波数で定速回転する用途に限定されていた。

速度制御分野におけるパワーエレクトロニクスは，このような長所・短所を合わせ持つ回転機のうちの誘導電動機を主体とする交流機を，それらの特長を生かしながら直流機の持つ速度制御性の良さに近づけるための新方式の可変周波数電源とその制御装置を生みだし続ける形で進展してきたといえる。

交流電動機の可変速駆動について，今日に至る経過を振り返って見る。１９５７年にサイリスタが発表されると，まず，比較的速度制御性の低いかご形誘導電動機の一次電圧制御や巻線形電動機の二次電圧制御などへ適用され，その後，サイリスタの高性能化や強制転流回路技術の進歩によって，サイリスタを用いたインバータやサイクロコンバータによる誘導電動機や同期電動機の周波数制御が開発，実用化されていった。インバータの方式も電圧形以外に電流形，あるいは両方式の多重形など種々実用化された。

なかでも，電圧形インバータを用いたかご形誘導電動機の可変速駆動は，インバータの低価格化とともに，市場ニーズの強力な牽引力により，工業用，電鉄用など従来直流電動機が用いられてきた分野を始め，昭和４９年のオイルショックを契機として，省エネルギーの要求など可変速駆動の行われていなかったファン，ポンプ，コンプレッサなどへも幅広く用いられていった。

一方，電圧形インバータを用いた同期電動機の可変速駆動は，常に回転速度がインバータ周波数と同期しているため，本質に精密な速度制御が可能であるが，脱調現象を避けるために電圧，電流を制限しながらインバータの周波数を制御する必要があり，応答速度に制約があり緩やかな可変速駆動用に限定された。そこで，脱調現象を避ける方法として，回転子の位置を直接あるいは回転子の磁界による誘起電圧波形から間接的に検出し，それに応じてインバータやサイクロコンバータにおけるサイリスタの導通相を選択することによって電機子電流の位相を制御する無整流子電動機としての可変速駆動方式が開発，実用化されていった。インバータ方式も電圧形だけでなく電流形も採用された。

しかし，サイリスタインバータは，転流回路に加えて，サイリスタ電圧の立ち上がり時における dv/dt を緩和するためにスナバ回路を必要とした。その結果，小型化が難しく，また，発熱によってPWM制御に要求される高周波化が妨げられ主としてＰＡＭ制御が行われた。

その後，パワートランジスタ，ＧＴＯ，ＩＧＢＴなどの自己消弧機能を持った電力用半導体素

子の開発が目ざましく，特に昭和５３年頃からは，高圧大容量パワートランジスタとマイクロプロッセサやＬＳＩ技術を採用したPWM制御方式の汎用インバータの研究開発が，積極的に進められた。

そのなかで，サイリスタに対する上記の問題は，パワートランジスタの採用によって一挙にクリアされた。トランジスタインバータは，サイリスタ式に比べて，転流回路が不要でスイッチング速度が格段に早く，信頼性や性能向上およびコスト低減が可能となった。制御方式もこれらの素子の特長を生かし，入力側の力率低下を生じることなく高応答で電圧波形と周波数を同時に制御することが可能なＰWM制御方式が実用化されるに至った。そして，かご形誘導電動機駆動用として電圧形正弦波ＰWM制御方式のインバータが実用化されるに至った。

精密かつ迅速に加減速運転するなどの機能，いわゆるサーボモータとしての制御機能を要する用途としては，ひきつづき直流電動機が用いられてきたが，マイクロプロセッサや制御技術の進歩が目ざましく，前述のＰWM方式の採用と相まって，誘導電動機を直流電動機と同等以上の高速応答を可能とするベクトル制御が広く実用されるに至っている。

一方，PWM制御は，上記の特長とは別に，キャリア周波数が高いことに伴って，インバータの主トランジスタの上下アーム短絡防止期間に起因した電動機の不安定現象，磁気騒音，ラジオノイズなどの問題がクローズアップした。

また，以上に述べたような交流電動機における可変速制御の進展と並行して，駆動系やインバータ回路等の設計や特性評価等を能率よく行うため，これらを支援する技術としての解析手法やシミュレーション技法などの研究，開発が活発に進められた。ＰWM制御やベクトル制御の登場による高度化した制御系を実現するためには，その設計段階におけるパラメータ設定や試験段階における特性評価に際して，ディジタルコンピュータを用いた駆動系のシミュレーション技術は欠くことが出来ないものとなった。そして，計算機におけるハードウェアの高性能化とそれに対応するシミュレーションソフトなどの高機能化がその要求に応えることになった。従来大型計算機でのみ可能であった計算が中形計算機，ワークステーションで実行され，さらにパソコン上で可能となってきた。

以上，交流電動機の可変速制御の進展を中心に述べたが，直流電動機の動向についても簡単に述べておく。直流機は，励磁方式の選択によって容易に種々の特性が得られ，負荷に対する適応性が非常に大きいことに特長がある。そのため，直流機は，広範囲にわたって精密な速度制御を行えるとともに，大きな始動トルクを発生させて急速な加減速や頻繁な可逆運転も可能である。一方，直流機の宿命といわれてきた整流性能も，高性能ブラシや整流制御装置の採用などによって向上し，コンピュータを活用した最適設計や無保守化への取り組みなど技術的な改善も顕著である。また，駆動電源も含めた駆動システム全体について交流式の可変速制御と比較すると，直流機は省スペース，低損失，低コストなどの特長が挙げられ，現在でもこれらの特長に支えられて，製鉄所などの可変速駆動用から小型の制御用まで，用途に適した諸形式のものが依然として広く用いられている。

最後に，本論文で取り上げた現在核融合方式の主流をなすトカマク型融合装置用の磁場コイル電源について述べておく。この電源は，高インダクタンス負荷である磁場コイルや加熱装置へ短時間の直流あるいはパルス状の大電流を供給する大電力ＡＣ／ＤＣ変換器が中心である。そして，交流側には，しばしば，ピーク有効電力平滑のためのフライホール装置や高調波除去・力率改善用の無効電力発生装置が用いられる。またＡＣ／ＤＣ変換器の直流側では，大電流用の直流遮断器を必要とし，多くの場合，遮断時には遮断器の通電電流を一時零とするための大容量の転流装

置が用いられている。世界の３大トカマクのひとつであり，プラズマ臨界状態での物理研究用として造られた日本原子力研究所（原研）核融合研究センターの臨界プラズマ核融合試験装置(JT-60)では，トロイダル磁場コイル用として，全$GD^2$16000t-m，出力215MW，出力可能エネルギー4.0GJのサイリスタ駆動によるフライホイール付き交流発電電動機が用いられている。また，プラズマ追加熱用として，それぞれ11600t-m，400MW，1.3GJのフライホイール付き交流発電機が駆動用直結IM（MG装置）と速度制御用静止セルビウス駆動装置とともに用いられている。３大トカマクの残りの２施設でも同様のMG装置が用いられ，ＥＣ連合のＪＥＴは，ポロイダル電源用に720MW，2.6GJのIMが用いられ，液体抵抗器を変化させることにより速度制御が行われている。アメリカプリンストン大のＴＦＴＲは，電源全体の電力対応で475MW，2.25GJ，速度制御はサイクロコンバータ+液体抵抗器によって行われている。一方，原研の高性能トカマク試験装置ＪＦＴ－２Ｍは，従来は，誘導機電動機と直流発電機のMG方式が用いられていた。

１．２　本研究の目的

本論文では，筆者がこれまで携わってきた回転機の可変速制御に関する研究[(1)~(6),(8)~(38)]のうち，下記の主要３テーマにおける成果について述べている。

(1) ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の不安定現象の究明

ＰＷＭインバータによる誘導電動機のオープンループ駆動時の不安定現象は，電圧周波数($V-f$)運転パターン上の特定の範囲で生じること，インバータにおける主トランジスタの上下アーム短絡防止期間が影響していることなどが判明していた。そして，運転パターン上の不安定領域を実験的に求め，そこを避けるような運転パターンを選ぶことなども試みられた。すなわち，汎用インバータの用途としては，当時，搬送用や工作機械用などインバータの$V-f$を直線的に行う省力用とファンやコンプレッサー用などは低速時に駆動トルクを必要としないため$V \propto f^2$的に運転する省エネ用とに用途別分極化が行われていたが，前者においては運転パターンを不安定領域の上部に選び，一方，後者においてはその下部に選ぶことなども試みられた。

このような運転方法を実現するためには，不安定現象に対する実験結果を解析結果により検証することが重要であり種々試みられていた。しかし，不安定を避けるという目的を達成するためには，まず，不安定領域を正確に算出する必要がある。筆者は，その原因の一つは，対象となる誘導電動機やインバータの従来からのシミュレーションモデルが，その現象を捉え得るための適切な精度を備えていないためと考えた。そこで，誘導電動機の主磁束の磁気飽和とＰＷＭインバータの主回路トランジスタにおける上下アーム短絡期間（以下必要に応じてT_dと略記する）の影響を考慮した駆動系のシミュレーションモデルを考案し，このモデルに基づき不安定現象の実験結果を精度良く検証した。また，このモデルにから，電流等の変数における定常点からの微小変位について成立する線形化方程式を求め，その特性方程式から安定判別を行い不安定領域を得るとともに，さらに，トルク変化に対する発生トルクの応答を示す伝達特性を求めて，その一巡伝達特性がT_dや磁気飽和の有無により受ける影響のみを抽出することによって，駆動システムにおけるT_dや磁気飽和の与える影響を明確にした。これらの結果は，不安定現象の定量的な理解とT_d補正などによる安定化のための方策を与えるものである。

(2) 工業用ミシン駆動ベクトル制御形ＡＣサーボ装置

工業用ミシン駆動モータは従来クラッチモータと呼ばれる誘導電動機が用いられていたが，業

界においてサーボモータ化の要求が高まり，当時工作機械用として採用されていた全ディジタル式ベクトル制御システムを工業用ミシンへ適用することが試みられた。

この過程で，前述の磁気飽和考慮した誘導電動機とT_dを考慮したＰＷＭインバータとからなる駆動系にベクトル制御系を追加したシミュレーションプログラムを開発し，設計段階や試作初期における実験結果の検証を行い良好な結果を得た。

(3) トロイダル磁場コイル電源用フライホイール付き直流発電電動機

トロイダル磁場コイル電源装置は平成５年度と６年度に跨った開発テーマであり，交流機については，直流出力を得るための変圧器や変換器が必要となるため，占有面積の最小である直流発電システムを採用した。

筆者の担当した制御系の基本設計における代表的な検討課題は，与えられたＤＣＧと負荷トロイダルコイル（ＴＦＣ）に対する電気的および熱的に厳しい制約条件のもとで最大定格 19kA，フラットトップ期間 1s のパルス電流を得ること，およびＤＣＧと負荷間に接続されたガス遮断器（ＧＣＢ）をパルス通電終了ごとに高頻度で開極することであった。

以上を総括すると，新規の開発テーマに携わり，ディジタルコンピュータを用いたシミュレーション技法や制御系の解析・設計技術を駆使して，そこで生じた主要な問題の解決に当たってきたが，本論文は，これらの成果を「回転機可変速駆動の性能向上に関する動特性解析手法の研究」として纏めたものである。

なお，本論文におけるシミュレーションプログラムは，主としてディジタル計算機による連続シミュレーション言語ＢＡＣＳ(Block diagram Analysis Compiler System)[7]をベースとした。

前述の(1)に関しては第２章～第５章，(2)に関しては第６章，そして，(3)に関しては第７章，第８章に述べる。

第1章　参考文献

(1) 大野，岸本，赤松：「サイリスタ無整流子電動機」三菱電機技報 39, 9, 1103 (1965).

(2) 大野，岸本：「サイクロコンバータ式サイリスタ電動機」，昭和41年電気関係学会関西支部連合大会 2-29.

(3) E. Ohno, T. Kishimoto and M. Akamatsu : "The Thyristor Commutatorless Motors", Mitsubishi Denki Laboratory Reports, Oct. (1966).

(4) 林，大野，岸本，赤松，衛藤，山下：「サイクロコンバータ式無整流子電動機」三菱電機技報 40 ,2, 6, 933 (1966).

(5) E. Ohno, T. Kishimoto and M. Akamatsu : "The Thyristor Commutatorless Motor", IEEE, Transaction on Magnetics, Vol. MAG-3, No. 3, Sept. 247 (1967).

(6) 岸本，大野：「サイリスタ無整流子電動機の特性の一解析」，昭和40年電気関係学会関西支部連合大会 2-29.

(7) 松浦，外山:「ブロック線図のディジタル・シミュレーション・プログラム-BACS」情報処理 Vol. 10, No. 4, July 1969.

(8) 大野，岸本：「ブロック線図デジィタルシミュレーション法によるインバータの解析」昭和41年電気四学会連合大会，558.

(9) 森川，松倉，岸本：「吸引制御型磁気軸受の制御系の検討」JAACE '73-5 第17回通常総会学術講演会.

(10) 萩原，岸本，森川，平野：「磁気軸受制御系の検討」　年電気学会全国大会，1020.

(11) 堀池，岸本，竹下，古石，仲行：「円板形永久磁石式同期電動機の高速特性」昭和50年電気学会全国大会，609.

(12) 西廣，森川，岸本，堀池，川岸：「インバータ駆動される永久磁石式同期電動機の伝達関数と乱調に関する一検討」昭和50年電気学会全国大会，747.

(13) 岸本，森川，西廣，堀池，川岸：「インバータ駆動される永久磁石式同期電動機の外部フィードバック補償による安定化について」，昭和50年電気学会全国大会，749.

(14) 岸本，堀池，西廣，川岸：「可変周波数電源による円板型HMの特性」パワーエレクトロニクス研究会第17回例会資料，昭和51年.

(15) 古石，岸本：「懸垂型回転軸の振動に関する一検討」日本機械学会東海支部第27期総会講演論文集('78-3-17,18) No. 783-2.

(16) 森川，岸本，堀池，西廣，川岸，田中：「ヒステリシス電動機の二次損失算出法」昭和53年電気学会全国大会，446.

(17) 森川，岸本，堀池，西廣，川岸，田中：「ヒステリシス電動機回転子リングの磁気特性のシミュレーション」昭和53年電気学会全国大会，451.

(18) 岸本，堀池，西廣，川岸：「ヒステリシス電動機の可変周波数電源駆動」パワーエレクトロニクス研究会第28回例会資料，昭和53年.

(19) 古石，岸本：「スクイズ油膜ダンパで指示した回転軸の振動 (第2報，垂直男性軸の場合)」日本機会学会講演論文集 No.790-4('79-4, 第56期通常総会・機械力学，計測・自動制御).

(20) 岸本，松本，鎌倉，大上：「PWM インバータの上下アーム短絡防止期間の IM 駆動時における安定性の影響について」，昭 58 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 131.

(21) T. Kishimoto, K. Matsumoto, T. Kamakura, M. Daijo and Y. Nishizawa : Effect of Switching Dead Time Interval on Characteristics of PWM Inverter fed Induction

Motor" Third Joint WESTINGHOUSE-MELCO Power Electronics Seminar. April, 1984.
(22) 岸本，吉田，松本，鎌倉，大上:「インバータの短絡防止期間を考慮したIM駆動系のディジタルシミュレーション」昭 59 電気関係学会東海支部連大 No. 136.
(23) 岸本，吉田，松本，鎌倉，大上:「インバータの短絡防止期間の影響を考慮したIM駆動時の安定判別について」昭和60 電気関係学会全国大会講演論文集 No. 647.
(24) 岸本：「インバータによるIM 駆動系の伝達関数と磁気飽和の影響について」昭60 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 121.
(25) 岸本：「インバータ駆動IMのデジタルシミュレーションによる動特性評価」昭 60 電気関係学会全国大会講演論文集 No. 632.
(26) 岸本:「磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル」, 電気学会論文誌 B, 106, 339～346 (昭 61-4).
(27) 岸本，松本，鎌倉，大上：「電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析」, 電気学会論文誌 B,106,737-744 (昭 61-9).
論文は "Electrical Engineering in Japan" , Vol. 106, No. 6, (1986)に翻訳掲載された。
(28) 岸本，熊谷，玉国：「誘導電動機を用いたベクトル制御システムのデジタルシミュレーション」,昭和62 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 128.
(29) 岸本，熊谷，玉国：「ベクトル制御システムのデジタルシミュレーションにおける磁気飽和に対する一考察」昭和62 電気関係学会全国大会講演論文集，No. 636.
(30) 足立，伊藤，大上，鎌倉，岸本：「コンバータ回路の定常波形計算」昭 62 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 124.
(31) 中西，岸本，河瀬，堀田，谷：「大容量フライホイール付き発電電動機の開発」電気学会回転機研究会資料，RM-95-108 (1995).
(32) 中西，堀田，大藪，岸本，谷：「JFT-2M トロイダルコイル用フライホイール付き大容量直流発電機」プラズマ・核融合学会第 11 回核融合エネルギ連合講演会(1995. 12).
(33) 岸本，平山，加茂，福田，中西，谷：「トロイダルコイルを負荷とする直流発電電動機の制御特性」電気学会回転機研究会資料，RM-96-2 (1996).
(34) 岸本，平山，加茂，福田，中西，谷：「JFT-2M トロイダルコイルを負荷とする直流発電電動機の制御」，プラズマ・核融合学会第 13 回年会 (1996.3).
(35) 谷，菊池，長谷川，柏，小又，鈴木，鈴木，大藪，中西，岸本，加茂：「大容量直流発電機によるJFT-2Mのトロイダル磁場コイル電源」, プラズマ・核融合学会第13回年会 (1996.3).
(36) 谷，中西，堀田，河瀬，大藪，岸本：「日本原子力研究所向け JFT-2M トロイダル電源用フライホイール付き直流発電機」，三菱電機技報 70, 5, 532 (1996).
(37) 谷，岸本，平山，加茂，福田，中西：「日本原子力研究所向け JFT-2M 用トロイダル磁場電源制御システム」，三菱電機技報 70, No. 7 729 (1996).
(38) 玉井，荘司，仙田，岸本，山根：「核融合炉用電源システムの検討」プラズマ・核融合学会第 14 回年会(1997.3).

第２章　磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル

２．１　まえがき

誘導電動機は，小型・軽量化の要求や制御方法などによって主磁束の動作点が飽和領域近くで動作する場合には，特性評価のために磁気飽和の影響が無視できない場合が多々見受けられ，関連文献が多数報告されている[(1)~(3)]。

ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の不安定現象の動作波形や不安定限界（第３章～第５章で論じる）に関する文献[(3)~(8)]を検討した結果，系のシミュレーションや安定性解析を精度よく行うためには，主磁束の磁気飽和を考慮した誘導電動機の精度よいシミュレーションモデルを構築することが必要であることが明らかとなった。本研究では，まず従来の飽和を無視した線形モデルや飽和を考慮したモデルについて比較検討し，その結果を踏まえて，主磁束の飽和を考慮した電圧方程式とトルク式を独自に誘導することを試みた[(9),(10)]。

得られた結果に基づき，ディジタルシミュレーション言語 BACS(Block diagram Analog Compiler System)[(11)]を用いて，電圧と電流の関係，電流とトルクの関係，与えられた機械系と負荷トルクに対する回転数の関係等におけるそれぞれの伝達関数とそれらの間の接続関係を入力することによって対応する過渡応答を求めるシミュレーションプログラムを算出した。

このプログラムを用いた具体例として，正弦波電源駆動時における再投入直後の過渡現象および方形波電圧駆動時の定常特性を取りあげ，実験結果と対応するシミュレーション結果を比較し両結果が極めてよく一致することを確認した。さらに，磁気飽和を無視した線形モデルと，この線形モデルの励磁インダクタンスを励磁電流の飽和関数としたモデルのシミュレーション結果を比較し，本章で取り上げた磁気飽和モデルの採用によって初めて実験結果が正確にシミュレートできることを示した。本章の内容は，主として文献(9)に基づくものである。

２．２　磁気飽和を考慮した従来の誘導電動機のシミュレーションモデル

２．２．１　定常特性

定常運転時における多相誘導電動機の電流，トルクなどを算出するためには，等価回路のほかに，それから得られる複素平面上における一次電流のすべりの変化による軌跡を表す円線図なども用いられるが，ここでは等価回路に限定して論じる。

図２．１は，変圧器との類似性から導出された等価回路であり，回路定数は，一次側への換算値である。励磁インピーダンスは，鉄損抵抗 r_m，励磁リアクタンス x_m が並列となっている（通常は，逆数のコンダクタンス，サセプタンスで表されているが，ここでは，抵抗，リアクタンスで表現した）[(12)]。一方，図２．２は，Ｔ形等価回路と称されるＪＥＣ３７(１９４３）の特性算定の基礎となるもので,鉄損抵抗 r_M，励磁リアクタンス x_M が直列になっている。この回路は，メッシュ数が前者の３に比べて２と少ないため計算が容易なことを特長とする[(13)]。励磁インピーダンスは，両等価回路とも主磁束の磁気飽和に依存するので，定格電圧での無負荷試験における一次電圧と一次電流の比により決定される。

本来，このような等価回路は，電源電圧を正弦波で一定（定格電圧など）とした主磁束一定のもとで，負荷に対する電流やトルク変化を求めるためのものであった。したがって，可変電圧や可変周波数の用途に対しては，使用電圧・周波数ごとの励磁インピーダンスを知る必要がある。

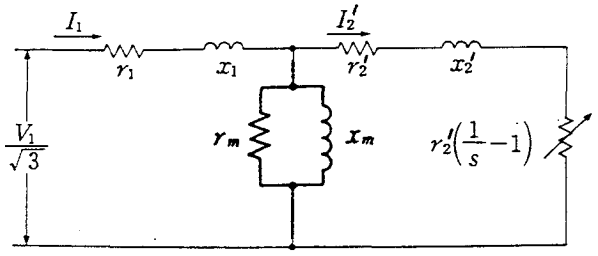


図２．１　変圧器との類似性から導出された等価回路

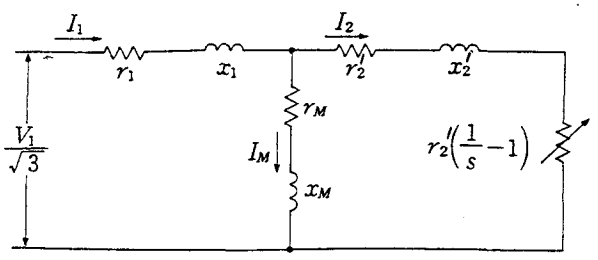
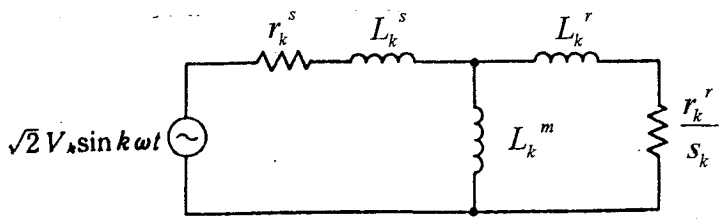


図２．２　Ｔ形等価回路

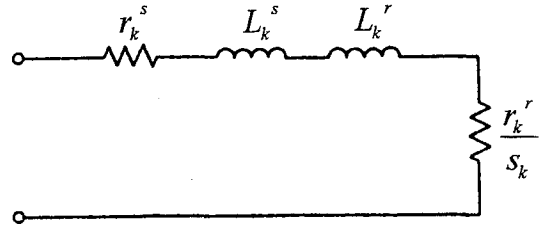
つぎに，６ステップインバータ駆動のような，電源電圧が高調波を含有する場合について触れる。基本波に関しては前述の等価回路を用い，k次高調波に関しては図２．３で示す高調波(次数k)に対する等価回路を用い，それぞれの回路から基本波電流および各高調波電流を求め，双方の値からトルクなど総合的な値を求める。このとき高調波に関するk次のすべりは，$s_k \cong 1$となり，２次電流に比べ励磁電流分が無視できるため，図２．４に示す近似等価回路も用いられる。高調波を含有する場合は，その影響によって正弦波の場合に比べてより飽和が強まることになる。そのため正弦波駆動時の電圧に高調波の影響を考慮に入れた主磁束の増加を見込んだ等価正弦波電圧を印加して励磁インピーダンスを決定する方法がある[14]。さらに，歪波形電圧駆動時は，正弦波電圧駆動時に比べて，鉄損より漂遊損の方がその特性に与える影響がより大きい[15]ため，渦電流回路を考慮する等価回路については，渦電流回路に対する漏れリアクタンスや漂遊負荷損抵抗を考慮する必要があるが，ここでは省略する。

このような等価回路において磁気飽和を考慮する場合は，電圧を可変として印加電圧ごとに無負荷試験ほか定数決定のための試験を行う必要がある。



添え字　s:stator，r:rotor　m:励磁インダクタンス
k:高調波次数　($k=1,5,7,\cdots 6n\pm 1$)

図２．３　k次高調波電圧に対する等価回路



添え字　s:stator，r:rotor
k:高調波次数　($k=1,5,7,\cdots 6n\pm 1$)

図２．４　k次高調波電圧に対する近似等価回路

以上は，定格値に近い範囲における一般的な動向であるが，最後にインバータ駆動における始動時について触れる。トルクが最大となる周波数は，二次回路の時定数に依存し，その値は励磁リアクタタンスの大きさに依存する。始動時に大きなトルクを得るためには，そのときの動作点を励磁インダクタンスが飽和する値にとる傾向があるが，このような場合の一次電流をパラメータとするトルク－周波数特性の理論値と実験値は，励磁インダクタンスの飽和を考慮して初めて

一致すると報告されている[19]。このとき，図２．２の等価回路におけるr_Mは，たとえば始動時には定格値に比べて大幅に小さくなるなどの変化を生じるので，r_Mを定格値に一定とした場合は，励磁インダクタンスの飽和を過小評価することになる。

２．２．２　過渡特性

過渡特性（起動時や負荷急変時）は，印加電圧に対する固定子，回転子の各相間の電流，回転数などの関係を示す微分方程式である電圧方程式を解くことにより求められる。

磁気飽和を考慮する方法としては，次の二つの方法が挙げられる。

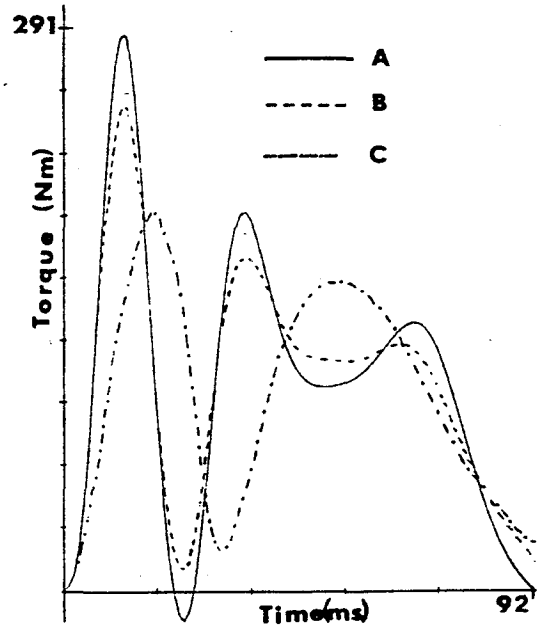
(a) 磁気飽和を考慮しない電圧方程式を用い，励磁電流に対する励磁インダクタンスの関係を磁気飽和特性に対応させて逐次変更させながら特性を算定する。

(b) 主磁束の飽和磁気特性を盛り込んだ専用の電圧方程式を求め，直接それを解くことによって特性を算定する。

前者(a)の代表的な例としては，文献(1)が挙げられる。この文献では，定常運転時でも磁束レベルが時間的に変動する６ステップ電圧形インバータ駆動時における定常解を求めるために，鎖交磁束と起磁力の関係を３次関数で近似し，まず磁気飽和を無視した過渡現象を対象とした電圧方程式（ただし，固定子巻線に固定した座標系を用いている）から状態推移法を用いて求めた近似解を初期値とし，ルンゲ・クッタ法によって，解が定常値として収束するまで繰り返し計算し厳密解を求めている。しかし，飽和を考慮しない従来の電圧方程式が磁気飽和の場合にも適用可能か否かが明示されていない。また，起磁力と鎖交磁束の関係式の誘導法も示されていない。

一方，主磁束の飽和磁気特性を盛り込んだ専用の電圧方程式に基づく解析モデルによるケースとして，文献(2)，(3)，(7)および（8）を示す。

文献(2)では，任意速度で回転する一般化座標で表された回転機における固定子および回転子の各磁束の空間ベクトル方程式に主磁束の飽和を考慮した磁気特性を導入し，直交二軸の電流を状態変数としたインピーダンス行列を求めそれから電圧方程式を誘導している。このインピーダンス行列における個々のインダクタンス要素には磁気飽和の特徴が表れており，直交する座標軸方向で値が異なるとともに，一般的には両座標軸間の相互インダクタンスは零でなく結合項を生じている。なお，過渡特性は，電圧方程式を固定子に固定した座標軸で表記するとともに，それを状態方程式の形式に変更して，ディジタル計算機による数値計算の結果として求めている。この解析モデルを用いて，停止した電動機に定常運転時の主磁束の飽和レベルに対応する大小二つの商用周波電圧を印加して，トルクおよび一次電流の始動時の過渡現象を計算し，このときの主磁束に対応した磁気飽和を考慮しない従来の電圧方程式において一定インダクタンス値を与えて計算した場合と比較している。そのうち飽和の程度が大の場合におけるトルクの過渡特性を図２．５に示す。結果によると，飽和を考慮しない従来のモデル（図中のモデルＡ）に比べて，この著者による飽和たモデル（モデルＢ）の場合にはトルク低下が見られ，顕著ではないが電流（図示はせず）も減少している。さらに，飽和を考慮しない従来のモデルにおける励磁インダクタンスに飽和特性を盛り込んだ場合（モデルＣ）も示されている。この場合は飽和の影響が過剰に表れ，一定の励磁インダクタンスを用いた方が，かえって誤差が少ない結果が示されている。この文献は，このように種々の有効な結果が示されているが，空間ベクトル方程式からインピーダンス行列を誘導する過程が明示されていない。また，回転機内における磁気飽和の分布状態や磁気パーミアンスと実際の三相巻線のインダクタンスとの関連など，磁気飽和の基本にまで遡った物理的意味の説明が十分なされていない。また，トルクの算出過程も示されていない。



A：線形モデル(励磁インダクタンスは，定格値に一定)
B：この文献で示された飽和モデル。
C：線形モデル(励磁インダクタンスは，飽和特性を考慮)

図２．５　６ステップ電圧形インバータ駆動時の始動時過渡特性(文献(2)から引用)

文献(3)は，磁気飽和によるパーミアンスの減少をギャップに沿った分布関数として表すとともに，巻線が正弦波分布していると仮定して各巻線の自己および相互インダクタンスを求めることからインダクタンス行列の算出を試みている。すなわち，文献(2)に不足していた磁気飽和の基本にまで遡った物理的な意味付けの明確化が試みられている。しかしながら，採用した電圧方程式を主磁束の方向を電源周波数と同期して回転するd，q直交二軸座標のd軸と定めたものであるため，本来最初に与えられるべき電源電圧位相，すなわち電圧のｄ軸，ｑ軸の成分を仮定し，主磁束の方向がｄ軸に一致するまで繰り返し計算した結果として求めているが実用的といえない。また，トルク式は，電圧方程式中の回転角周波数の項を集めたトルク係数行列により算出しているが，直観的であり磁気飽和を考慮した場合への適用の可能性が明示されていない。また，実験結果が示されていない。

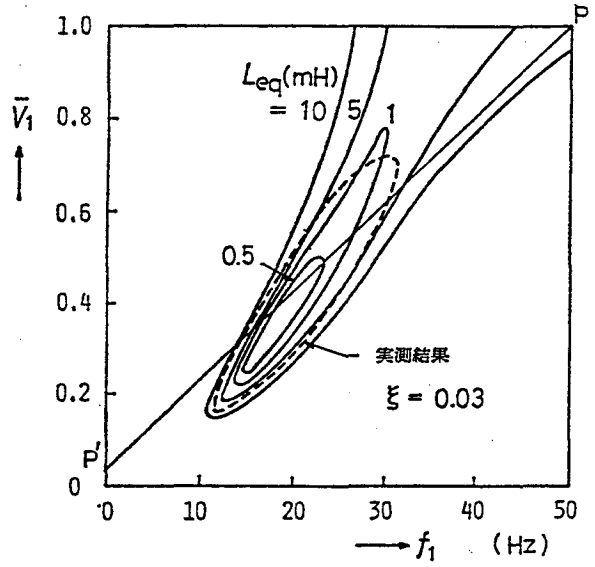
次に，文献(4)～(6)について，主磁束の飽和を考慮しない場合についての計算結果と実験結果との比較例を示す。

文献(4)では，主磁束の飽和を考慮しない従来から用いられてきた電圧方程式から，電圧形６ステップインバータ駆動時の動作点の近傍で成り立つ線形化方程式を誘導し，Nyquist や Routh の判別式を適用して直流側フィルタと電動機間のエネルギーの授受にともなう不安定現象の発生する領域を求めている。結果は，基準化トルクと回転数／定格回転数との関係を示す不安定領域マップとしてまとめられている。

文献(5)（Discussion on 文献(4)として）では，本人の実験値と文献(4)の計算結果とを比較検討している。結果によると，不安定領域は実験結果に比べて解析結果の方が広く，特に，実験結果は無負荷時において安定で，ある程度負荷がかかって初めて不安定に達するが，解析結果では無負荷でも不安定となっている。文献(4)の著者は，この違いがインバータの転流に伴う損失がダンピング作用をするのではないかと回答している。また，磁気飽和や，巻線法や，摩擦ダンピングの影響などを挙げているが特定するには至っていない。

文献(6)では，電圧形ＰＷＭインバータと誘導機を含む系の軽負荷時の不安定現象を論じてい

る。まず，インバータの主回路トランジスタにおける上下アーム短絡防止期間を考慮に入れるとともに誘導機の主磁束の飽和を無視した解析モデルについて，動作点の近傍で成り立つ線形化方程式から得られる特性方程式の代表根を求め，そこから得られる不安定領域や等安定度曲線を，横軸をインバータ周波数，縦軸を定格電圧で基準化した誘導機端子電圧にとった座標上に示している。また，インバータ周波数の一定のもとで電圧を変化させて不安定の範囲を求め，さらに周波数を変えてこれを繰り返して得られる不安定領域の実験結果を計算結果と比較する。計算結果による不安定領域は，実験結果による領域の上限よりさらに上部に伸びている。この著者は，この要因を鉄心の飽和に伴い鉄損が増加して直流電流が増加するために，電圧制御用整流器の位相制御による等価インダクタンスが減少するためであると，鉄心の飽和が間接的に影響していると述べている（図２．６）。



左図において

$\bar{V}_1$ ：定格電圧で規格化した誘導電動機端子電圧

f_1 ：インバータ周波数(Hz)

Leq ：ＡＣ／ＤＣ変換器のサイリスタの位相制御による電流遅れをインダクタンスと見なした値

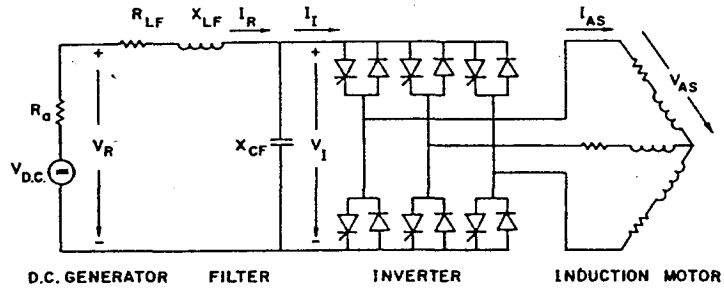
$\xi \equiv 0.9 f_1 T_d$

実験結果（点線）は，*Leq* = 5*mH* における値，計算結果（実線）は，$\bar{V}_1$が小さいところでは，実験結果とよくあっているが，大きいところで領域が閉じず大きくはずれている。

図２．６　電圧形ＰＷＭインバータ駆動時の無負荷定常運転時の不安定領域(文献(6)から引用)

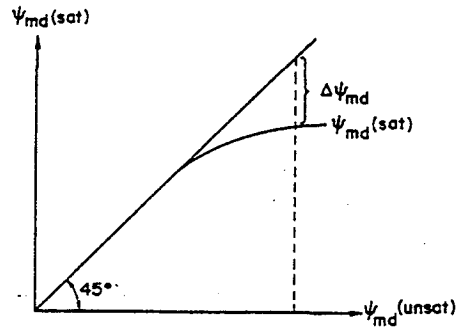
文献(7)では，図２．７(a)に示す電圧形６ステップインバータによる誘導電動機の駆動系について述べている。そして，駆動時における直流側フィルタと電動機間のエネルギー授受に伴う不安定現象の解析精度を高めるためには，主磁束の飽和の影響を考慮した誘導機の解析モデルが必須であるとの見解から，文献(3)と同様に，主磁束方向(d 軸)は飽和を考慮し，それに直交したｑ軸は飽和がないとしたアナログ計算機用モデルによって実験結果の検証を行っている。このシミュレーションモデルは，前述の文献(2)のように飽和磁化特性の接線（微分値）を求める必要はなく同図(b)に示す飽和磁化曲線からのみ構成される特長をもつ。このモデルから動作点近傍の微小信号について成り立つ線形化方程式を求め，この式から基準化発生トルクと定格回転数で基準化した回転数をそれぞれ縦軸と横軸とした座標上に不安定領域マップを得ている。結果は実験値とよく一致し，実験から得られる不安定領域に比べて計算によって得られる領域が大きいと従来からいわれていた問題を解決している。すなわち，同図（c）の点ｃにおける定常特性は，従来の飽和を考慮しないモデルによる解析結果では同図(d)-2 のように不安定，一方実験結果では

安定であったが，この飽和モデルの採用によって，同図(d)-1 のように解析結果でも実験結果と同様に安定となり納得のいく説明が付いたと述べている。しかしながら，ここでは，磁束モデルを簡単にするために，文献(３)のように，端子電圧のｄ軸およびｑ軸成分の初期値を仮定して電圧方程式を解き，主磁束のｑ軸成分が零となるように，ｑ軸の電流が目標値である電源電圧のｄ軸，ｑ軸の成分を決めるようなフィードバック系を構成している。しかし，このフィードバック系は，シミュレーションの安定化のためだけに必要な一次遅れ要素を要しており，その時定数は計算精度に影響すると思われるがとくに触れられていない（同図 (e)）。



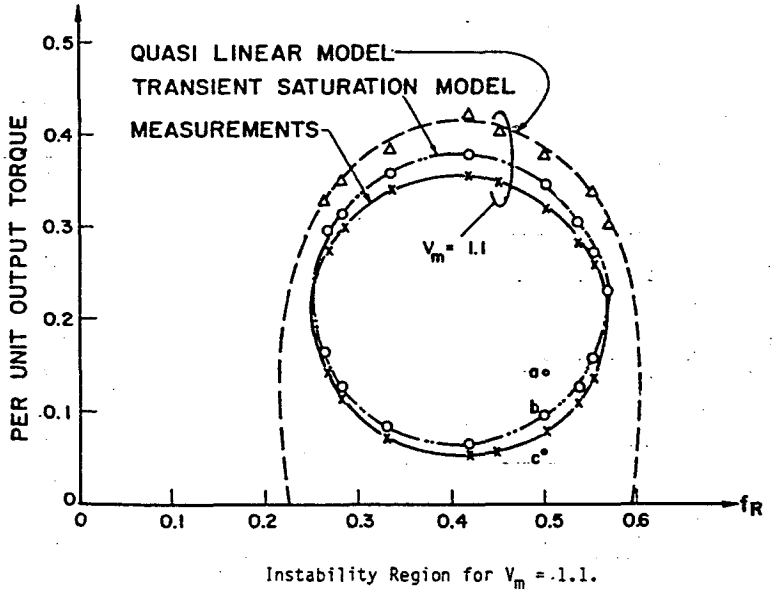
V_R:整流器（コンバータ）出力電圧
V_I:インバータ入力電圧

(a) 対象となる駆動システム



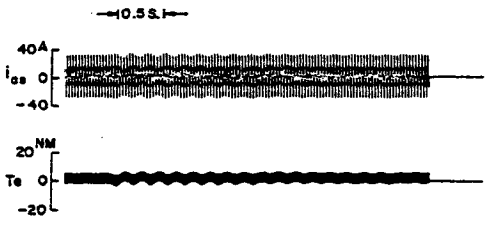
(b) 主磁束(*d* 軸:本論文のγ軸)方向の飽和特性

図２．７　文献(7)から引用した説明

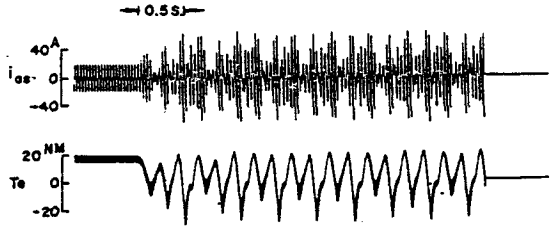


Instability Region for V_m = 1.1.

(c) 回転周波数対基準化発生トルク座標上における不安定領域

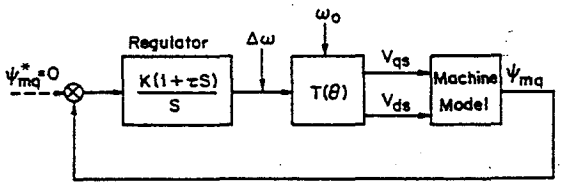


(d)-1 図(c)中のｃ点の動作波形
（飽和モデル）



(d)-2 図(c)中のｃ点の動作波形
（線形モデル）

実験では安定している。しかしQUASAI LINEAR MODELでは不安定である。



(e) 主磁束方向をd軸に合わせるためのフィードバック制御系

図２．７　文献(7)から引用した説明図(前ページからのつづき)

文献(8)では，誘導電動機の主磁束の飽和と鉄損を考慮した解析モデルを用いて，電流形インバータ駆動系の安定性解析を行っている。変数を一次電流，そこから鉄損の起因した電流を除いた電流および励磁電流の３つの電流を状態変数として複素表示し，電圧方程式を誘導している。誘導機における主磁束の磁気飽和の影響に関しては文献(2)などと同様に静的なインダクタンスと動的なインダクタンスを考慮した解析を行っており，電圧方程式の誘導法は，基本的には文献(2)と同様である。なお，鉄損に関しても静的な抵抗と動的な抵抗に分けた取り扱いがなされている。発生トルク式の近似式も示されているが，厳密式との関連など示されていない。

２．３　電圧方程式の誘導

２．３．１　磁気飽和の表現とインダクタンス式の算出

前節に述べた従来の解析モデルにおける問題点を把握した結果として，文献(３)に従い，主磁束による磁気飽和を考慮した鉄心部を含めた等価空隙の磁気パーミアンス分布を仮定し，これを時間的に変化する起磁力の関数として表すことから出発して，より一般的な条件のもとで，電圧方程式およびトルク式を誘導することを試みた[9]。

誘導電動機のシミュレーションモデルの具備条件として，極力，下記を考慮することとした。

- モデルの誘導が直感的でなく，物理的意味が明確である。
- 商用周波電圧はもとより，６ステップ電圧インバータ駆動時のように定常運転時でも主磁束レベルが脈動する場合，あるいは始動時や再投入時の過渡特性などに対して精度よく検証できる。
- 主磁束の方向とモデルの飽和の方向とを一致させるための座標軸合わせや定常値を求めるための繰り返し計算などの不要なことが望ましい。
- 飽和特性の実測データおよび解析のためにその定数の入力が容易である。

解析を簡単にするために，各相巻線が対称で正弦波分布を持つ三相誘導電動機を対象とし，この章では鉄損を無視する（第４章では考慮する)。固定子，回転子の各相の関係を示す電圧方程式は，６次元のベクトル表現すると，

$$\boldsymbol{v} = (\boldsymbol{R} + \boldsymbol{L}_1 p)\boldsymbol{i} + p(\tilde{\boldsymbol{L}}\boldsymbol{i}) \cdots\cdots (2.1)$$

で与えられる。ここで，

$$\boldsymbol{v} = \left[v_u v_v v_w 000\right]^t$$

$$\boldsymbol{i} = \left[i_{1u} i_{1v} i_{1w} i_{2u}' i_{2v}' i_{2w}'\right]^t$$

$$\boldsymbol{R} = \mathrm{diag}\left[r_1 r_1 r_1 r_2' r_2' r_2'\right]$$

$$\boldsymbol{L}_1 = \mathrm{diag}\left[l_1 l_1 l_1 l_2' l_2' l_2'\right]$$

また，pは，微分演算子，tは，列ベクトルに付して行ベクトルを示す。

なお，本論文で用いる主要な記号については付録を参照されたい。

図２．８に２極機で代表した誘導機における３相量と，変換後の２軸(γ,δ軸)量との位相関係を示す。

ここで，行列$\boldsymbol{L}$を固定子，回転子に分けて

$$\tilde{L}=\begin{bmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{21} & L_2 \end{bmatrix} \cdots\cdots (2.2)$$

と表し，L_1，L_2，M_{12}およびM_{21}を算出する。

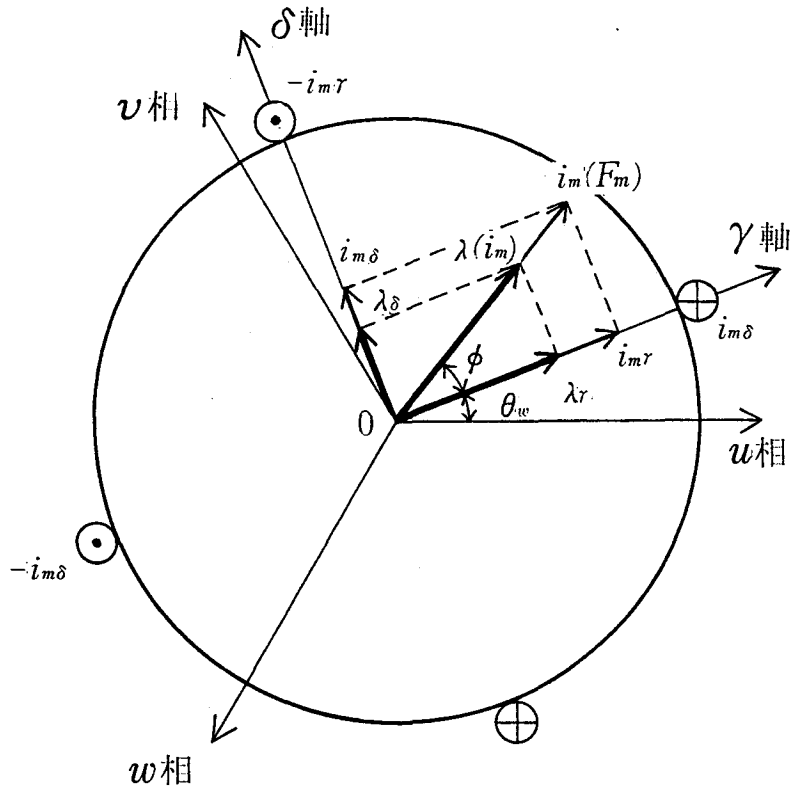


図２．８　誘導機における３相量と変換後の２軸(γ,δ軸)量との位相関係

ここで，空隙に沿って，鉄心部分を含めた等価空隙を考え，その磁気パーミアンスを図２．９に示すように未飽和時は一定で飽和により減少かつ不均一を生じ，主磁束方向で最小となり，そこから$\pi/2$だけ離れた，直角方向で最大となる分布関数を仮定し，次式のようにフーリエ級数で表す[3],[9]。

$$p(\theta)=p_0(F_m)-p_2(F_m)\cos 2(\theta-\theta_w-\phi)\cdots p_{2\cdot\overline{n-1}}(F_m)\cos 2\cdot\overline{n-1}(\theta-\theta_w-\phi)\cdots \cdots\cdots (2.3)$$

ところで,文献(3)では，電源電圧のδ軸に対する位相を求めるためには，前述のとおり初期値を仮定して主磁束の方向がδ軸に一致するまで逐次計算で求める必要があった。また，シミュレーションを１ケース行うごとに一定のF_m，ϕ（したがって，$p_0(F_m)$，$p_2(F_m)$一定）を設定する必要があった。しかし，本論文のモデルでは，主磁束の方向は与えられた電源電圧や負荷条件に基づき，ϕが結果として一義的に求まる。電源電圧が一定であっても高調波分を含む場合や正弦波であってもその大きさが変化するためにF_m，ϕが時間的に変化し，したがって磁気パーミアンスが刻々変化するようなより一般的な場合の取り扱いが可能となる[9]。

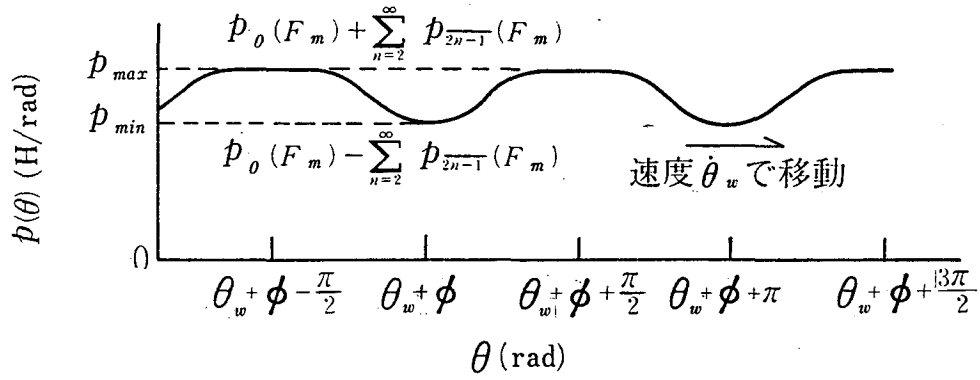


図２．９　磁気パーミアンス $p(\theta)$

ここで，固定子，回転子共通で，各相を j，k で一般化し，u，v，w 相に，それぞれ 1，2，3 を対応させて，固定子および回転子の j 相巻線による単位角当たりの起磁力分布が，空間的に正弦波状であり，それぞれ (2.4) 式および (2.5) 式で与えられるものとする。

$$f_{1j}(\theta)=f_m\cos\{\theta-(2\pi/3)(j-1)\} \cdots\cdots (2.4)$$

$$f_{2j'}(\theta)=f_m\cos\{\theta-\theta_r-(2\pi/3)(j-1)\} \cdots\cdots (2.5)$$

ここで，インダクタンス行列を $\boldsymbol{L}_1=[L_1(j,k)]$ と表すと，$p(\theta)$ が磁気飽和のために一定でない場合でも，j 相，k 相間のインダクタンス $L_1(j,k)$ は，$f_{1k}(\theta)$ で作られる磁束 $p(\theta)f_{1k}(\theta)$ が $f_{1j}(\theta)$ に鎖交する単位角あたりの磁束鎖交数を 1 極分にわたって積分し，極数 $2p_m$ を乗じることにより次式のように求まる。

$$\begin{aligned}L_1(j,k)&=2p_m\int_0^{\pi}p(\theta)f_{1j}(\theta)f_{1k}(\theta)d\theta\\&=2p_m\int_0^{\pi}\Big[(f_m^{\,2}/2)p_0(F_m)\cos(2\pi/3)(k-j)\\&\quad-(f_m^{\,2}/4)p_2(F_m)\cos\{2(\theta_w+\phi)-(2\pi/3)(j+k-2)\}+f(2\theta)\Big]d\theta\end{aligned}$$

ここで，$f(2\theta)$ は，2θ の整数倍を変数とする三角関数の和を示すが，これを 1 極分にわたって積分すると零となる[9]。

したがって，磁気パーミアンスの分布関数 $p(\theta)$ は，(2.3)式のように無限のフーリェ級数を仮定したがそのうちの $p_0(F_m)$ と $p_2(F_m)$ の項のみが巻線の自己インダクタンスあるいは巻線間の相互インダクタンスに影響するという重要な結果が得られた。そこで，

$$\alpha_0(v,j,k)=\cos\{(2\pi/3)(k-j)-v\theta_r\} \cdots\cdots (2.6)$$

$$\alpha_2(v,j,k)=\cos\{2(\theta_w+\phi)-v\theta_r-(2\pi/3)(j+k-2)\} \cdots\cdots (2.7)$$

と置くと，次式が得られる。

$$L_1(j,k)=\alpha_0(0,j,k)\tilde{L}_0(F_m)-\alpha_2(0,j,k)\tilde{L}_2(F_m) \cdots\cdots (2.8)$$

ここに，$\tilde{L}_0(F_m)=\pi p_m f_m^{\,2}p_0(F_m)$，$\tilde{L}_2(F_m)=\pi p_m f_m^{\,2}p_2(F_m)/2$

同様に，$\boldsymbol{L}_2=[L_2(j,k)]$，$\boldsymbol{M}_{12}=[M_{12}(j,k)]$ および $\boldsymbol{M}_{21}=[M_{21}(j,k)]$ と表せば，それぞれ(2.9)

式～(2.11)式が得られる。

$$L_2(j,k)=2p_m\int_0^{\pi}p(\theta)f_{2j}{}'(\theta)f_{2k}{}'(\theta)d\theta$$
$$=\alpha_0(0,j,k)L_0(F_m)-\alpha_2(2,j,k)L_2(F_m)\cdots\cdots(2.9)$$
$$M_{12}(j,k)=2p_m\int_0^{\pi}p(\theta)f_{1j}(\theta)f_{2k}{}'(\theta)d\theta$$
$$=\alpha_0(1,j,k)\tilde{L}_0(F_m)-\alpha_2(1,j,k)\tilde{L}_2(F_m)\cdots\cdots(2.10)$$
$$M_{21}(j,k)=M_{12}(k,j)\cdots\cdots(2.11)$$

(2.8)～(2.11)式により，各巻線インダクタンスは，$p_0(F_m)$に比例する$\tilde{L}_0(F_m)$(比例係数$\alpha_0(\nu,j,k)$)と$p_2(F_m)$に比例する$\tilde{L}_2(F_m)$(比例係数$\alpha_2(\nu,j,k)$)の一次結合で表されることが分かった。なお，$\tilde{L}_0(F_m)$に対する比例係数は1(定数)かθ_rを変数とする正弦波(尖頭値1)，$\tilde{L}_2(F_m)$に対する比例係数は$2(\theta_w+\phi)-\nu\theta_r(\nu=0,1,2)$を変数とする三角関数(尖頭値1)であり，それ以上の高調波項は影響しない。このように，以上の結果から巻線インダクタンスと磁気パーミアンスとの関連が明確になった[9]。

2．3．2　電圧方程式の座標変換とまとめ

前節の(2.3)式～(2.7)式から得られた(2.8)式～(2.11)式を(2.2)式に代入して行列$\tilde{\boldsymbol{L}}$を算出し，(2.1)式をまとると，主磁束の飽和を考慮した電圧方程式として(2.12)式(次ページに示す)が得られる[9]。

ただし，簡単のため，ここでは，$\phi'=\theta_w+\phi$，$\tilde{L}_0(F_m)\to\tilde{L}_0$，$\tilde{L}_2(F_m)\to\tilde{L}_2$と表記している。

(2.12)式から，行列式の各要素として区分された固定子，回転子の各相の自己及び相互インダクタンスは，$\tilde{L}_0$と$\tilde{L}_2$の双方に比例定数を乗じた一次結合で構成されることが分かる。また，磁気飽和の影響がL_2の項によって特徴付けられることやその時間的な変化状況が分かる。なお，$\tilde{L}_0$一定，$\tilde{L}_2=0$とすると，磁気飽和を考慮しない場合の電圧方程式に相当する。

ここで，(2.12)式を電源角周波数$\dot{\theta}_w$で回転する直交した$\gamma-\delta$軸へ座標変換して簡単化を図り，状態方程式として解き易い形にする。変換行列$\boldsymbol{C}$を

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{C}_1 & 0\\ 0 & \boldsymbol{C}_2\end{bmatrix}\cdots\cdots(2.13)$$

と，固定子と回転子に分けて表すと，$\boldsymbol{C}_1$は

$$\boldsymbol{C}_1=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}1/\sqrt{2} & \cos\theta_w & -\sin\theta_w\\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_w-2\pi/3) & -\sin(\theta_w-2\pi/3)\\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_w+2\pi/3) & -\sin(\theta_w+2\pi/3)\end{bmatrix}\cdots\cdots(2.14)$$

となる。$\boldsymbol{C}_2$は，$\boldsymbol{C}_1$におけるθ_wを次式で表されるθ_sに置き換えた式となる。

$$\theta_s=\theta_w-\theta_r\cdots\cdots(2.15)$$

ここで，座標変換後の電圧，電流を，それぞれ

$$\boldsymbol{v}'=\begin{bmatrix}v_0 & v_\gamma & v_\delta & 0 & 0 & 0\end{bmatrix}^t,\ \boldsymbol{i}'=\begin{bmatrix}i_{10} & i_{1\gamma} & i_{1\delta} & i_{20}{}' & i_{2\gamma}{}' & i_{2\delta}{}'\end{bmatrix}^t\cdots\cdots(2.16)$$

と表すと，これらは(2.17)式により求められる。

$$
\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} =
\left[\begin{array}{c|c|c|c|c|c}
r_1 + p\{l_1 + \tilde{L}_0 & p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 & p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 & p\{\tilde{L}_0\cos\theta_r & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3}) & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3}) \\
-\tilde{L}_2\cos 2\phi'\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' + {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r)\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3})\} \\
\hline
p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 & r_1 + p\{l_1 + \tilde{L}_0 & p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3}) & p\{\tilde{L}_0\cos\theta_r & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3}) \\
-\tilde{L}_2\cos(2\phi' - {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' + {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos 2\phi'\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r + {}^{2p}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r)\} \\
\hline
p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 & p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 & r_1 + p\{l_1 + \tilde{L}_0 & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3}) & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3}) & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3}) \\
-\tilde{L}_2\cos(2\phi' + {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos\phi'\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r)\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r)\} \\
\hline
p\{\tilde{L}_0\cos\theta_r & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3}) & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3}) & r_2' + p\{l_2' + \tilde{L}_0 & p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 & p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 \\
-\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r)\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - 2\theta_r)\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - 2\theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - 2\theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3})\} \\
\hline
p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3}) & p\{\tilde{L}_0\cos\theta_r & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3}) & p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 & r_2' + p\{l_2' + \tilde{L}_0 & p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 \\
-\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r)\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - 2\theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - 2\theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - 2\theta_r)\} \\
\hline
p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3}) & p\{\tilde{L}_0\cos(\theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3}) & p\{\tilde{L}_0\cos\theta_r & p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 & p\{-\tfrac{1}{2}\tilde{L}_0 & r_2' + p\{l_2' + \tilde{L}_0 \\
-\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r)\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - \theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - 2\theta_r + {}^{2\pi}\!/_{3})\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - 2\theta_r)\} & -\tilde{L}_2\cos(2\phi' - 2\theta_r - {}^{2\pi}\!/_{3})\}
\end{array}\right]
\begin{bmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \\ i_{2u}' \\ i_{2v}' \\ i_{2w}' \end{bmatrix}
\quad \cdots\cdots (2.12)
$$

$$\boldsymbol{v}' = \boldsymbol{C}^t\boldsymbol{v}\,,\quad \boldsymbol{i}' = \boldsymbol{C}^t\boldsymbol{i} \cdots\cdots (2.17)$$

(2.13)式～(2.17)式の過程を経て，(2.1)式(したがって(2.12)式)は，(2.18)式のように変換される。

$$\boldsymbol{v}' = (\boldsymbol{R}+\boldsymbol{L}_l p)'\boldsymbol{i}' + (p\tilde{\boldsymbol{L}})'\boldsymbol{i}' \cdots\cdots (2.18)$$

ただし，$(\boldsymbol{R}+\boldsymbol{L}_l p)'$ は，抵抗および漏れリアクタンスの項であり，

$$(\boldsymbol{R}+L_l p)' = \boldsymbol{C}^t(\boldsymbol{R}+\boldsymbol{L}_l p)\boldsymbol{C}$$

$$= \begin{bmatrix} r_1+l_1 p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_1+l_1 p & -\dot{\theta}_w l_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dot{\theta}_w l_1 & r_1+l_1 p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_2'+l_2' p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_2'+l_2' p & -\theta_s l_2' \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dot{\theta}_s l_2' & r_2'+l_2' p \end{bmatrix} \cdots\cdots (2.19)$$

で表される。

一方，主磁束によるリアクタンス項$(p\tilde{\boldsymbol{L}})'$は，文献(9)に示したように，(2.12)式の対応部分から直接算出することも可能であるが，ここでは，鎖交磁束$\boldsymbol{\lambda} = \tilde{\boldsymbol{L}}\boldsymbol{i}$に着目し，$\tilde{\boldsymbol{L}}$を，$\tilde{L}_0$が含まれる項と$\tilde{L}_2$が含まれる項に分離し，それぞれ$\tilde{\boldsymbol{L}}_0$，$\tilde{\boldsymbol{L}}_2$とおいて次式のように表す。

$$\boldsymbol{\lambda} = \tilde{\boldsymbol{L}}\boldsymbol{i} = (\tilde{\boldsymbol{L}}_0 - \tilde{\boldsymbol{L}}_2)\boldsymbol{i}$$

しかるに，付録２．１によれば，(付2.7)式に示すように$\tilde{\boldsymbol{L}}_0\boldsymbol{i} : \tilde{\boldsymbol{L}}_2\boldsymbol{i} = \tilde{L}_0 : \tilde{L}_2$が成り立つため$(\tilde{\boldsymbol{L}}_0 - \tilde{\boldsymbol{L}}_2)\boldsymbol{i} = \{(\tilde{L}_0 - \tilde{L}_2)/\tilde{L}_0\}\tilde{\boldsymbol{L}}_0\boldsymbol{i}$が得られる。すなわち，$\boldsymbol{\lambda} = \tilde{\boldsymbol{L}}\boldsymbol{i}$は，(2.12)式から$\tilde{L}_0$の項のみを取り出し，$\tilde{L}_0$の代わりに$\tilde{L}_0 - \tilde{L}_2$とした値となる。

$$\lambda = \tilde{\boldsymbol{L}}\boldsymbol{i} = (\tilde{\boldsymbol{L}}_0 - \tilde{\boldsymbol{L}}_2)\times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \cos\theta_r & \cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r-\frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & \cos(\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & \cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \\ \cos\theta_r & \cos(\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}) & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ \cos(\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} i$$

$\cdots\cdots (2.20)$

したがって，(2.12)式は，下記の(2.21)式(次ページに示す)のように簡単化される。
この式から，$\gamma-\delta$軸へ座標変換して次式が得られる。

$$(p\tilde{\boldsymbol{L}})' = \boldsymbol{C}^t p\tilde{\boldsymbol{L}}\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & pM_n & -\dot{\theta}_w M_n & 0 & pM_n & -\dot{\theta}_w M_n \\ 0 & \dot{\theta}_w M_n & pM_n & 0 & \dot{\theta}_w M_n & pM_n \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & pM_n & -\dot{\theta}_s M_n & 0 & pM_n & -\dot{\theta}_s M_n \\ 0 & \dot{\theta}_s M_n & pM_n & 0 & \dot{\theta}_s M_n & pM_n \end{bmatrix} \cdots\cdots (2.22)$$

ただし，

$$
\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} =
\left[\begin{array}{c|c|c|c|c|c}
r_1 + p(l_1 + L_\Delta) & -\frac{1}{2} pL_\Delta & -\frac{1}{2} pL_\Delta & p\{L_\Delta \cos\theta_r\} & p\{L_\Delta \cos(\theta_r + 2\pi/3)\} & p\{L_\Delta \cos(\theta_r - 2\pi/3)\} \\
\hline
-\frac{1}{2} pL_\Delta & r_1 + p(l_1 + L_\Delta) & -\frac{1}{2} pL_\Delta & p\{L_\Delta \cos(\theta_r + 2\pi/3)\} & p\{L_\Delta \cos(\theta_r - 2\pi/3)\} & p\{L_\Delta \cos\theta_r\} \\
\hline
-\frac{1}{2} pL_\Delta & -\frac{1}{2} pL_\Delta & r_1 + p(l_1 + L_\Delta) & p\{L_\Delta \cos(\theta_r - 2\pi/3)\} & p\{L_\Delta \cos\theta_r\} & p\{L_\Delta \cos(\theta_r + 2\pi/3)\} \\
\hline
p\{L_\Delta \cos\theta_r\} & p\{L_\Delta \cos(\theta_r - 2\pi/3)\} & p\{L_\Delta \cos(\theta_r + 2\pi/3)\} & r_2' + p(l_2' + L_\Delta) & -\frac{1}{2} pL_\Delta & -\frac{1}{2} pL_\Delta \\
\hline
p\{L_\Delta \cos(\theta_r + 2\pi/3)\} & p\{L_\Delta \cos\theta_r\} & p\{L_\Delta \cos(\theta_r - 2\pi/3)\} & -\frac{1}{2} pL_\Delta & r_2' + p(l_2' + L_\Delta) & -\frac{1}{2} pL_\Delta \\
\hline
p\{L_\Delta \cos(\theta_r - 2\pi/3)\} & p\{L_\Delta \cos(\theta_r + 2\pi/3)\} & p\{L_\Delta \cos\theta_r\} & -\frac{1}{2} pL_\Delta & -\frac{1}{2} pL_\Delta & r_2' + p(l_2' + L_\Delta)
\end{array}\right]
\begin{bmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \\ i_{2u}' \\ i_{2v}' \\ i_{2w}' \end{bmatrix}
$$

ただし，$L_\Delta = \tilde{L}_1 - \tilde{L}_2$

……(2.21)

$$M_n = \frac{3}{2}\{\tilde{L}_0(F_m) - \tilde{L}_2(F_m)\} \cdots\cdots (2.23)$$

ここで，(2.19)式および(2.22)式を(2.18)式に代入してまとめる。0軸とγ，δ軸は，互いに独立であり，分離して表示するとそれぞれ(2.24)，(2.25)式が得られる。

$$v_0 = (r_1 + l_1 p) i_{10}, \quad 0 = (r_2' + l_2' p) i_{20} \cdots\cdots (2.24)$$

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + l_1 p + pM_n & -\dot{\theta}_w(l_1 + M_n) & pM_n & -\dot{\theta}_w M_n \\ \dot{\theta}_w(l_1 + M_n) & r_1 + l_1 p + pM_n & \dot{\theta}_w M_n & pM_n \\ pM_n & -\dot{\theta}_s M_n & r_2' + l_2' p + pM_n & -\dot{\theta}_s(l_2' + M_n) \\ \dot{\theta}_s M_n & pM_n & \dot{\theta}_s(l_2' + M_n) & r_2' + l_2' p + pM_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma}' \\ i_{2\delta}' \end{bmatrix} \cdots\cdots (2.25)$$

以下，0軸については省略し，γ，δ軸について論じる。

ところで，i'，λ'の絶対値をそれぞれi_m，$\lambda = \lambda(\imath_m)$と置くと，

$$\lambda(i_m) = M_n i_m \cdots\cdots (2.26)$$

$$\text{ここに，} \lambda(i_m) = \sqrt{\lambda_\gamma{}^2 + \lambda_\delta{}^2} \cdots\cdots (2.27)$$

$$i_m = \sqrt{i_{m\gamma}{}^2 + i_{m\delta}{}^2} \quad (\text{ただし，} i_{m\gamma} = i_{1\gamma} + i_{2\gamma}', \ i_{m\delta} = i_{1\delta} + i_{2\delta}') \cdots\cdots (2.28)$$

が成り立つ。

ここで，i_mとF_mの関係を求めておく。付録２．２に従って固定子と回転子の全巻線による合成起磁力$F(\theta)$を算出すると，(付2.8)式～(付2.10)式すなわち(2.29)～(2.31)式が得られる。

ただし，

$$F(\theta) = F_m \cos(\theta - \theta_w - \phi) \cdots\cdots (2.29)$$

$$F_m = \sqrt{3/2} f_m i_m \cdots\cdots (2.30)$$

$$\phi = \tan^{-1}(i_{m\delta} / i_{m\gamma}) \cdots\cdots (2.31)$$

ここで，(2.25)式の各行中において，

$$\left.\begin{aligned} M_n i_{1\gamma} + M_n i_{2\gamma}' &= M_n i_{m\gamma} = \lambda_\gamma \\ M_n i_{1\delta} + M_n i_{2\delta}' &= M_n i_{m\delta} = \lambda_\delta \\ p(M_n i_{1\gamma} + M_n i_{2\gamma}') &= p\lambda_\gamma \\ p(M_n i_{1\delta} + M_n i_{2\delta}') &= p\lambda_\delta \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (2.32)$$

とおいて，鎖交磁束ベースでまとめると，主磁束の飽和を考慮しない場合と同形式[2]の下記の電圧方程式が得られる。

$$\left.\begin{aligned} v_\gamma &= r_1 i_{1\gamma} + p\psi_{1\gamma} - \psi_{1\delta}\dot{\theta}_w \\ v_\delta &= r_1 i_{1\delta} + p\psi_{1\delta} + \psi_{1\gamma}\dot{\theta}_w \\ 0 &= r_2' i_{2\gamma}' + p\psi_{2\gamma}' - \psi_{2\delta}'\dot{\theta}_s \\ 0 &= r_2' i_{2\delta}' + p\psi_{2\delta}' + \psi_{2\gamma}'\dot{\theta}_s \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (2.33)$$

ただし，

$$\left.\begin{aligned} \psi_{1\gamma} &= l_1 i_{1\gamma} + \lambda_\gamma \qquad \psi_{1\delta} = l_1 i_{1\delta} + \lambda_\delta \\ \psi_{2\gamma}' &= l_2' i_{2\gamma}' + \lambda_\gamma \quad \psi_{2\delta}' = l_2' i_{2\delta}' + \lambda_\delta \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (2.34)$$

(2.26)式に示した鎖交磁束$\lambda(i_m)$と励磁電流の絶対値i_mとの関係は，飽和磁化曲線を表わし，M_nは，定常値に対する励磁インダクタンスを示す。ここでは，さらに，変動分に対する励磁インダクタンスM_dを以下の解析で取り扱う。

$$M_n = \lambda(i_m)/i_m, \quad M_d = \partial\lambda(i_m)/\partial i_m \cdots\cdots (2.35)$$

で表される。これらは，文献(2)などでは，それぞれ静的インダクタンス，動的インダクタンスと称し区別している.

例として，２．６の実験に用いる電動機の$\lambda(i_m), M_n, M_d$の関係を図２．１０に示す。$\lambda(i_m)$，i_mおよびこれらのγ，δ軸成分間に次式が成り立つ。

$$\lambda_\gamma/i_{m\gamma} = \lambda_\delta/i_{m\delta} = \lambda(i_m)/i_m = M_n \cdots\cdots (2.36)$$

すなわち，$\lambda(i_m)$とi_mは$\gamma-\delta$座標上で方向が一致し，また(2.31)式より，γ軸となす角はϕとなる。したがって，次式の関係も得られる。

$$\cos\phi = i_{m\gamma}/i_m = \lambda_{m\gamma}/\lambda(i_m), \quad \sin\phi = i_{m\delta}/i_m = \lambda_{m\delta}/\lambda(i_m) \cdots\cdots (2.37)$$

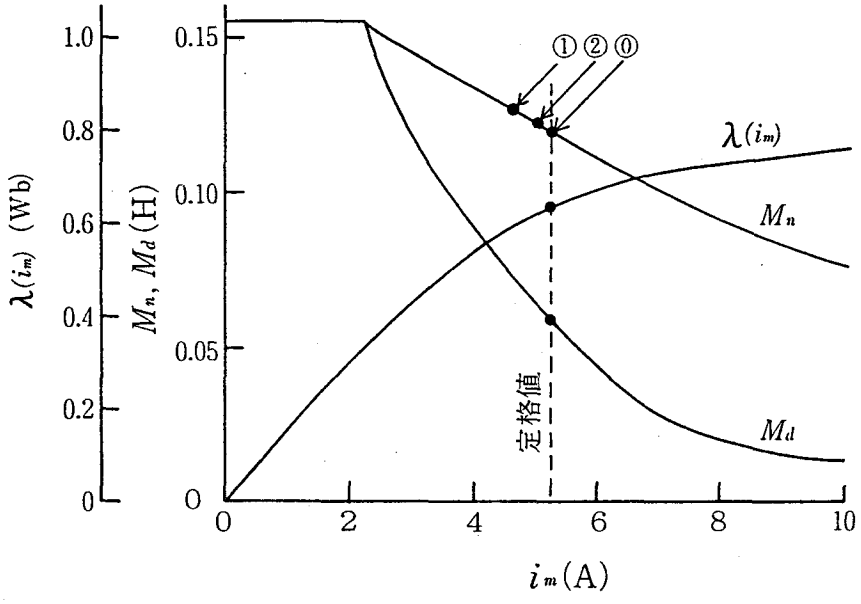


図２．１０　i_mに対する$\lambda(i_m)$，M_nおよびM_d

ここで，(2.37)式を書き換え次式を得る。

$$\left.\begin{aligned}\lambda_\gamma &= \lambda(i_m)i_{m\gamma} / i_m = M_n i_{m\gamma}\\ \lambda_\delta &= \lambda(i_m)i_{m\delta} / i_m = M_n i_{m\delta}\end{aligned}\right\} \cdots\cdots(2.38)$$

さらに，付録２．３により(2.39)式が得られる。

$$\left.\begin{aligned}p\lambda_\gamma &= L_\gamma p i_{m\gamma} - L_{\gamma\delta} i_{m\delta}\\ p\lambda_\delta &= -L_{\gamma\delta} p i_{m\gamma} + L_\delta p i_{m\delta}\end{aligned}\right\} \cdots\cdots(2.39)$$

ここに，

$$\left.\begin{aligned}L_\gamma &= M_d(i_{m\gamma}/i_m)^2 + M_n(i_{m\delta}/i_m)^2 = M_d\cos^2\phi + M_n\sin^2\phi\\ L_\delta &= M_d(i_{m\delta}/i_m)^2 + M_n(i_{m\gamma}/i_m)^2 = M_d\sin^2\phi + M_n\cos^2\phi\\ L_{\gamma\delta} &= -(M_n - M_d)i_{m\gamma}\cdot i_{m_\delta} / i_m^2 = -(M_n - M_d)\cos\phi\sin\phi\\ M_d &= \partial\lambda(i_m)/\partial i_m\end{aligned}\right\} \cdots\cdots(2.40)$$

そこで，(2.34)式を(2.33)式に代入するとともに，この式に(2.38)，(2.39)式を代入し，さらに，(2.26)式を適用すれば，磁気飽和を考慮した電流を変数とする電圧方程式(2.41)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + (l_1 + L_\gamma)p & -L_{\gamma\delta}p - \dot\theta_w(l_1 + M_n) & L_\gamma p & -L_{\gamma\delta}p - \dot\theta_w M_n \\ -L_{\gamma\delta}p + \dot\theta_w(l_1 + M_n) & r_1 + (l_1 + L_\delta)p & -L_{\gamma\delta}p + \dot\theta_w M_n & L_\delta p \\ L_\gamma p & -L_{\gamma\delta}p - \dot\theta_s M_n & r_2' + (l_2' + L_\gamma)p & -L_{\gamma\delta}p - \dot\theta_s(l_2' + M_n) \\ -L_{\gamma\delta}p + \dot\theta_s M_n & L_\delta p & -L_{\gamma\delta} - \dot\theta_s(l_2' + M_n) & r_2' + (l_2' + L_\delta)p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma}' \\ i_{2\delta}' \end{bmatrix}$$

$\cdots\cdots(2.41)$

この電圧方程式は，任意の電圧，周波数および位相の電源を印加し，任意の負荷（電流）で駆動する場合に対応できる解析モデルである。主磁束の方向は，このような条件に対して，結果として得られ，任意の方向を取り得る。零相分は省略する。

特別なケースとして，下記の２例を紹介する。

(1) 主磁束の方向がγ軸方向に一致($\phi = 0$)する場合

（条件）　$i_{m\gamma} = i_m$，　$i_{m\gamma} = 0$

$L_\gamma = M_d$，　$L_\delta = M_n$となるため，(2.41)式から(2.42)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + (l_1 + M_d)p & -\dot\theta_w(l_1 + M_n) & M_d p & -\dot\theta_w M_n \\ \dot\theta_w(l_1 + M_n) & r_1 + (l_1 + M_n)p & \dot\theta_w M_n & M_n p \\ M_d p & -\dot\theta_s M_n & r_2' + (l_2' + M_d)p & -\dot\theta_s(l_2' + M_n) \\ \dot\theta_s M_n & M_n p & -\dot\theta_s(l_2' + M_n) & r_2' + (l_2' + M_n)p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma}' \\ i_{2\delta}' \end{bmatrix}$$

$\cdots\cdots(2.42)$

(2) 主磁束の飽和を考慮しない場合

（条件）　$M_n = M_d = M_0$(一定)

したがって，(2.41)式において，$L_\gamma = L_\delta = M_0$，　$L_{\gamma\delta} = 0$を代入して(2.43)式が得られる（直接飽和を無視した線形モデルを求める場合は，付録２．６参照）。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1+(l_1+M_0)p & -\dot{\theta}_w(l_1+M_0) & M_0p & -\dot{\theta}_wM_0 \\ \dot{\theta}_w(l_1+M_0) & r_1+(l_1+M_0)p & \dot{\theta}_wM_0 & M_0p \\ M_0p & -\dot{\theta}_sM_0 & r_2'+(l_2'+M_0)p & -\dot{\theta}_s(l_2'+M_0) \\ \dot{\theta}_sM_0 & M_0p & \dot{\theta}_s(l_2'+M_0) & r_2'+(l_2'+M_0)p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma}' \\ i_{2\delta}' \end{bmatrix}$$

$$\cdots\cdots(2.43)$$

2．4　トルク式の誘導

文献(17)，(18)などによると，発生トルクは，電流およびθ_{rm}を独立変数とするとき磁気随伴エネルギーW_m'を用い

$$\tau = \partial W_m' / \partial \theta_{rm} \cdots\cdots(2.44)$$

により求められ，これは，磁気飽和を考慮する場合や多数の巻線を有する場合にも適用される。ただし，計算の過程における電流値などは，真座標で構成されたホロノーム系によらなければならないので[18]，この２．４節では，$\theta_w = 0$として，変数に*印を付して区別する。

W_m'は，図２．１１に示されるように，固定子と回転子の全巻線が作るθにおける単位角当たりの値を積分し，(2.45)式で与えられる。

$$W_m' = p_m \int_{-\pi}^{\pi} W_m(\theta)' d\theta = p_m \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{F(\theta)} F(\theta)^* dF(\theta)^* d\theta \cdots\cdots(2.45)$$

固定子と回転子の全巻線による合成起磁力$F(\theta)$は(2.29)式に示されるが，ここでは，真座標上に変換した$F(\theta)^*$を求める。γ,δ軸を固定子上に静止させ，u相を基準とした真座標における値に*印を付す。(2.29)式において，$\theta_w = 0$，$\phi = \phi^*$(時間的に変化する)と置くと次式が得られる。

$$F(\theta)^* = F_m \cos(\theta - \phi^*) \cdots\cdots(2.46)$$

ただし，上式において，

$$\phi^* = \tan^{-1}(i_{m\delta}{}^* / i_{m\gamma}{}^*) \cdots\cdots(2.47)$$

であり，F_mは，(付２.9)式で与えられる。

また，$\Phi(\theta)^*$は，(2.3)式において，$\theta_w = 0$，かつ$\phi = \phi^*$と置き，(2.46)式を乗じて，

$$\Phi(\theta)^* = p(\theta)^* F(\theta)^* = \{p_0(F_m) - p_2(F_m)\cos 2(\theta - \phi^*)$$
$$\cdots - p_{2\cdot\overline{n-1}}(F_m)\cos 2\cdot\overline{n-1}(\theta - \phi^*)\}F_m \cos(\theta - \phi^*) \cdots\cdots(2.48)$$

で与えられる。$p(\theta)^*$，$F(\theta)^*$および$\Phi(\theta)^*$の関係を図２.１２に示す。また，(2.48)式より

$$d\Phi(\theta) = \partial\Phi(\theta)/\partial F_m \cdot dF_m + \partial\Phi(\theta)/\partial\phi^* \delta\phi^*$$
$$= \cos(\theta - \phi^*)dF_m + F_m \sin(\theta - \phi^*)d\phi^* \cdots\cdots(2.49)$$

が成り立つ。そこで，(2.48)式および(2.49)式を(2.45)式に代入すると，

$$W_m' = p_m \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{F_m} \left[(F_m/2)\{p_0(F_m) - p_2(F_m)/2\} + \xi_1(\theta, F_m)\right] dF_m d\theta$$

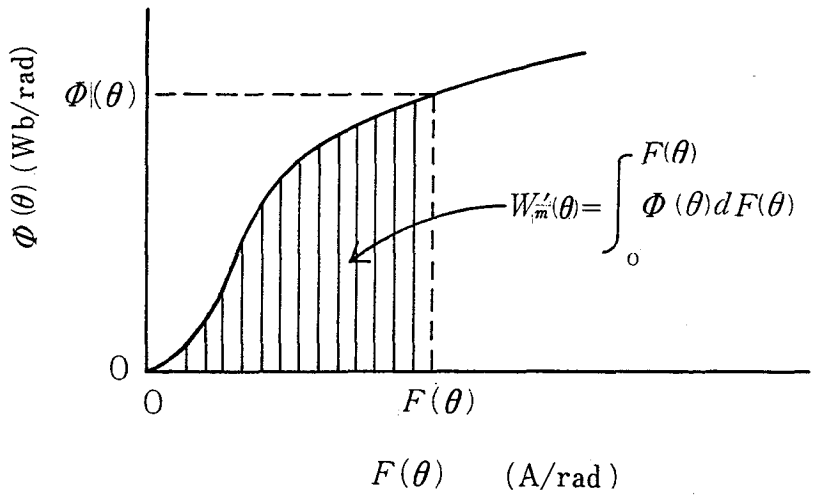


図２．１１　磁気随伴エネルギーW_m'の説明図

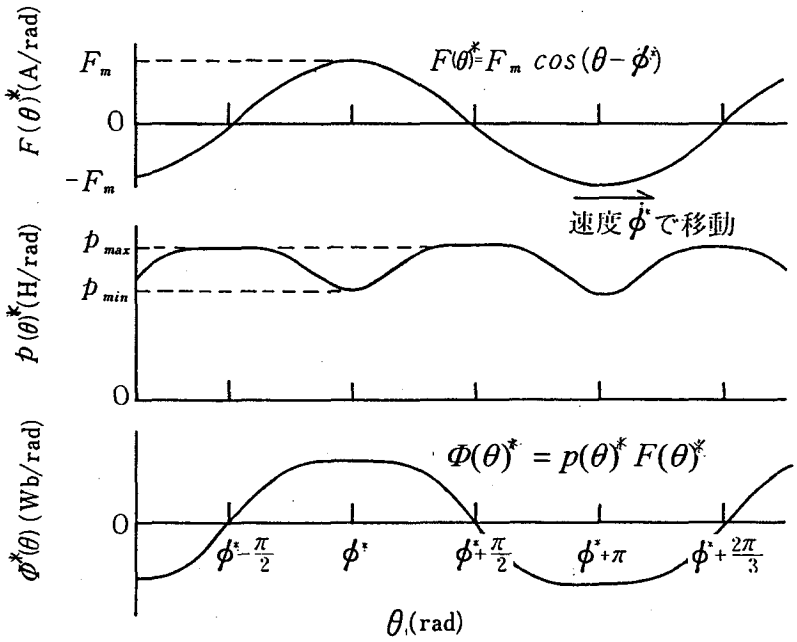


図２．１２　$p(\theta)^*$，$F(\theta)^*$，および$\Phi(\theta)^*$の関係

$$+p_m\int_{-\pi}^{\pi}\int_0^{\phi^*}\xi_2(\theta,\phi^*)d\phi^*d\theta \cdots\cdots(2.50)$$

となる。ここで，$\xi_1(\theta,F_m)$および$\xi_2(\theta,\phi^*)$は，ともに2θの整数倍の項を含む三角関数の和である。積分式の１項目および２項目は，それぞれθとF_mおよびθとϕ^*が独立のため，順序を変更して積分すると，$\xi_1(0,F_m)$および$\xi_2(0,\phi^*)$を含む項は零となり，

$$W_m{}' = p_m\int_0^{F_m}\pi F_m\{p_0(F_m)-p_2(F_m)/2\}dF_m \cdots\cdots(2.51)$$

と簡単になる。そこで(2.51)式を(2.44)式に代入する。その際，

$$\theta_{rm}=\theta_r/p_m \cdots\cdots(2.52)$$

および

$$\partial/\partial\theta_{rm}=\partial F_m/\partial\theta_{rm}\cdot\partial/\partial F_m=p_m\,\partial F_m/\partial\theta_r\cdot\partial/\partial F_m \cdots\cdots(2.53)$$

を考慮すると，次式が得られる。

$$\tau=p_m{}^2(\partial F_m/\partial\theta_r)\cdot\pi F_m\{p_0(F_m)-p_2(F_m)/2\} \cdots\cdots(2.54)$$

ここで，上式に付録２．４で得られる関係式

$$\partial F_m/\partial\theta_r=\sqrt{3/2}f_m(i_{1\delta}i_{2\gamma}{}'-i_{1\gamma}i_{2\delta}{}')/i_m \cdots\cdots(2.55)$$

を代入するとともに，(2.8)式に従って$p_0(F_m)$および$p_2(F_m)$をそれぞれ$\tilde{L}_0(F_m)$および$\tilde{L}_2(F_m)$で表すと，次式のように簡単になる。

$$\tau=p_mM_n(i_{1\delta}i_{2\gamma}{}'-i_{1\gamma}i_{2\delta}{}') \cdots\cdots(2.56)$$

なお，上式は，電圧方程式(2.42)式において，$\dot{\theta}_s$を含むインダクタンス項のみを要素とするトルク係数行列$\boldsymbol{G}$を用いて$\tau=\boldsymbol{i}''\boldsymbol{G}\boldsymbol{i}'$から求めた結果と一致する[9]。

２．５　シミュレーションモデルの考察

２．５．１　状態方程式とそのブロック線図表示

電圧方程式(2.41)式は次のように表記できる。

$$(\boldsymbol{A}_M p+\boldsymbol{B}_M)\boldsymbol{i}'=\boldsymbol{v}' \cdots\cdots(2.57)$$

ここに，$\boldsymbol{i}'=\begin{bmatrix}i_{1\gamma} & i_{1\delta} & i_{2\gamma}{}' & i_{2\delta}{}'\end{bmatrix}^t$，$\boldsymbol{v}'=\begin{bmatrix}v_\gamma & v_\delta & 0 & 0\end{bmatrix}^t$であり，$\boldsymbol{A}_M$，$\boldsymbol{B}_M$は，それぞれ(2.58)，(2.59)式で表される。

$$\boldsymbol{A}_M=\begin{bmatrix} l_1+L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ -L_{\gamma\delta} & l_1+L_\delta & -L_{\gamma\delta} & L_\delta \\ L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & l_2{}'+L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ -L_{\gamma\delta} & L_\delta & -L_{\gamma\delta} & l_2{}'+L_\delta \end{bmatrix} \cdots\cdots(2.58)$$

$$\boldsymbol{B}_M=\begin{bmatrix} r_1 & -(l_1+M_n)\omega_1 & 0 & -M_n\omega_1 \\ (l_1+M_n)\omega_1 & r_1 & M_n\omega_1 & 0 \\ 0 & -M_n\omega_s & r_2' & -(l_2'+M_n)\omega_s \\ M_n\omega_s & 0 & (l_2'+M_n)\omega_s & r_2' \end{bmatrix} \cdots\cdots\cdots(2.59)$$

この式を状態変数$\boldsymbol{i}'$とする状態方程式で表すために$p\boldsymbol{i}'$について解くと

$$p\boldsymbol{i}'=\boldsymbol{A}_M^{-1}\boldsymbol{v}'-\boldsymbol{A}_M^{-1}\boldsymbol{B}_M\boldsymbol{i}' \cdots\cdots\cdots(2.60)$$

となる。一方，機械系の運動方程式は，

$$p\omega_{rm}=(\tau-\tau_l)/J,\quad p\theta_{rm}=\omega_{rm} \cdots\cdots\cdots(2.61)$$

で表せる。ただし，τは，(2.56) 式で与えられる。

(2.60)，(2.61) および (2.56) 式から，変数$\boldsymbol{i}'$，ω_{rm}，θ_{rm}をそれぞれの初期値と$\boldsymbol{v}'$，τ_lを与えて順次数値計算すれば，この駆動系の過渡特性のディジタルシミュレーションが行える[9],[10]。

ここでは，前述したディジタルシミュレーション言語ＢＡＣＳ[11]を用いる。この駆動系のシミュレーションモデルをブロック線図表示すると図２．１３が得られる[9]。

２．５．２　シミュレーションモデルの特長

電圧方程式に関しては，誘導過程から明らかなように(2.58), (2.59)式に示した$\boldsymbol{A}_M$および$\boldsymbol{B}_M$の要素中のL_γ，L_δ，$L_{\gamma\delta}$およびM_nは，いずれも，時間的に変化する励磁電流の関数になっている。

ここで，M_nをi_mで偏微分すると，

$$\partial M_n/\partial i_m=\{\partial\lambda(i_m)/\partial\, \iota_m\}/i_m-\lambda(i_m)/i_m^{\,2}$$

が成り立ち，さらに，(2.35) 式を代入して，M_dについて解くと

$$M_d=M_n+(\partial M_n/\partial i_m)i_m \cdots\cdots\cdots(2.62)$$

が得られる。これを(2.40)式のL_γ，L_δおよび$L_{\gamma\delta}$に代入し，(2.27) 式および (2.37) 式を用いて簡単化すれば (2.63)式が得られる。(図２．１４参照)

$$\left.\begin{aligned} L_\gamma&=\overline{L}-\Delta L\cos 2\phi \\ L_\delta&=\overline{L}+\Delta L\cos 2\phi \\ L_{\gamma\delta}&=\Delta L\sin 2\phi \end{aligned}\right\} \cdots\cdots\cdots(2.63)$$

ただし，$\overline{L}$およびΔLは，パラメータの選び方により表２．１の種々の表現ができる。磁気飽和があるとΔL項を生じ，主磁束方向と座標軸とに対応したL_γ，L_δの異方性や結合項$L_{\gamma\delta}$を生じる。

とくに主軸の方向がγ軸方向に一致($\phi=0$)する場合は，(2.42)式に示したように$i_{m\gamma}=i_m$，$i_{m\gamma}=0$であり，励磁インダクタンスは，双方向とも飽和の影響を受けるが，主軸方向では飽和の影響が大きく，$L_\gamma=M_d$と動的インダクタンスとなり，一方，主軸と直交した方向は，$L_\delta=M_n$と静的インダクタンスとなる。主軸がδ方向に一致する場合は，$L_\gamma=M_n$，$L_\delta=M_d$とL_γ，L_δの値が逆になる。一方，磁気飽和を生じず線形と見なせる場合は，励磁インダクタンスをM_0とすれば，(2.43)式に示したように$M_n=M_d=L_\gamma=L_\delta=M_0$および$L_{\gamma\delta}=0$となり，これは (2.43)式に示した文献 (16) などで見慣れた電圧方程式に一致する。

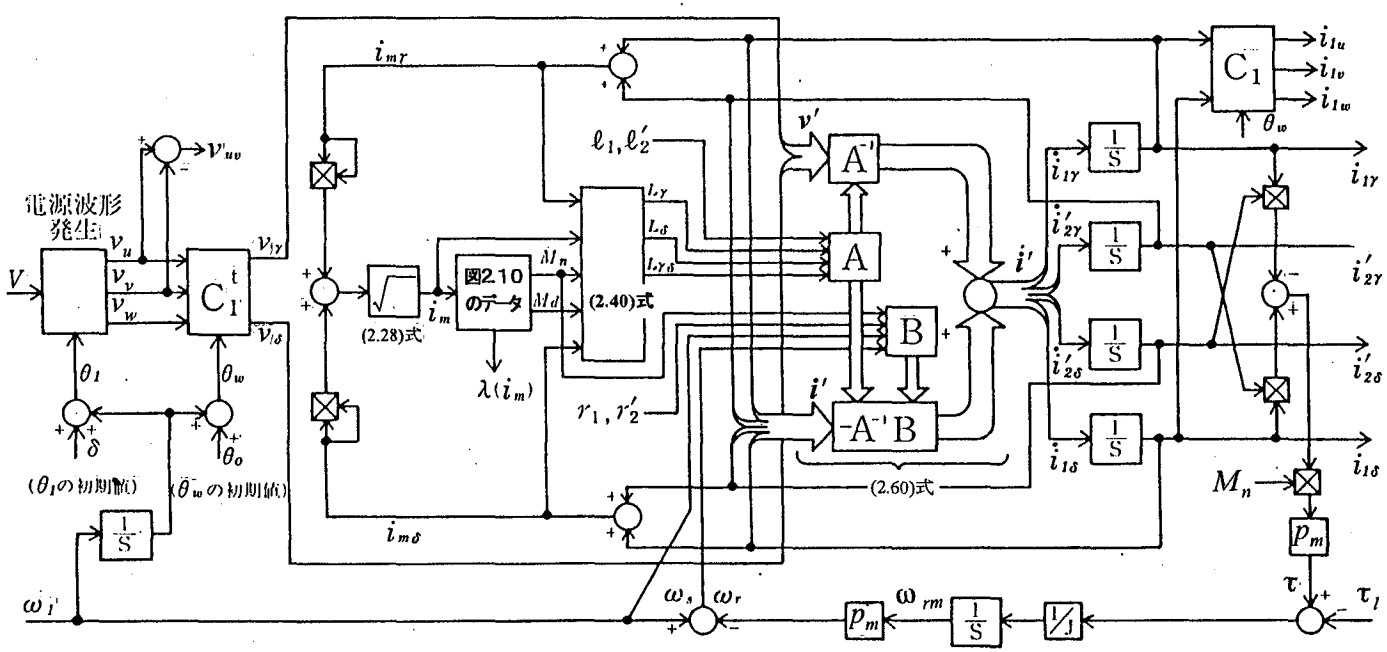


図２．１３　シミュレーションモデルのブロック線図

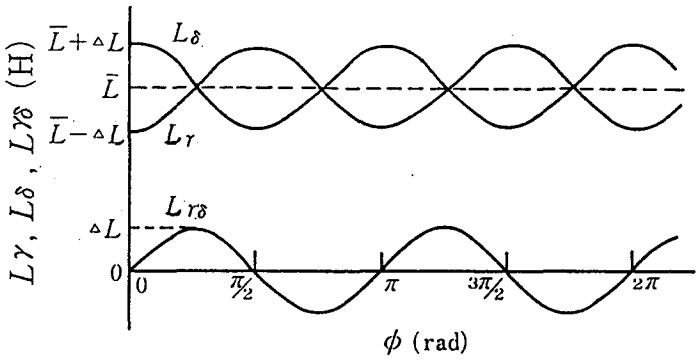


図２．１４　ϕに対するL_γ，L_δ，および$L_{\gamma\delta}$の関係

表２．１　$\bar{L}$およびΔLの種々の表現式

パラメータ	$\bar{L}$	ΔL
$M_n, \frac{\partial M_n}{\partial i_m}$	$M_n+\frac{1}{2}\left(\frac{\partial M_n}{\partial i_m}\right)i_m$	$-\frac{1}{2}\left(\frac{\partial M_n}{\partial i_m}\right)i_m$
M_n, M_d	$\frac{1}{2}(M_n+M_d)$	$\frac{1}{2}(M_n-M_d)$
巻線インダクタンス	$\frac{3}{2}\{L_0(F_m)-L_2(F_m)\}$ $+\frac{3}{4}\left\{\frac{\partial L_0(F_m)}{\partial i_m}-\frac{\partial L_2(F_m)}{\partial i_m}\right\}i_m$	$\frac{3}{2}\{L_0(F_m)-L_2(F_m)\}$ $-\frac{3}{4}\left\{\frac{\partial L_0(F_m)}{\partial i_m}-\frac{\partial L_2(F_m)}{\partial i_m}\right\}i_m$
線形の場合	$M_0=\frac{3}{2}L_0(F_m)$ 註)	0

註）線形では磁気パーミアンスがθに対し一定のため $L_2(F_m)=0$ である。

一方，(2.56)式に示したように，発生トルクτは線形の場合と同一形式で，M_0の変わりに飽和を考慮したM_nに置き換えた簡単な式となる。

ところで，(2.42)式の電圧方程式において主磁束を座標軸に一致させれば，$L_{\gamma\delta}$が消えてが簡単化されるので，前述のように逐次計算により主磁束を決めた結果として電源電圧の位相を求めたり[3]，そのためのフィードバック系を構成する[7]などの例がある。しかしながら，前者は逐次計算に余分に時間が必要であり，また，後者は精度や応答時間が本来の駆動系と関係のない座標軸合わせのフィードバック系に制約されるなどの欠点がある。したがって，本方式は$L_{\gamma\delta}$の項が存在するものの上記の欠点がなく，より優れたモデルであるといえる。

２．６　シミュレーション結果とその評価

以上述べたシミュレーションモデルの有効性を示すための例題として，下記の２例を挙げる。各例について，それぞれ下記３ケースずつディジタルシミュレーションを行い，その結果（以下，場合により計算結果と呼ぶ）を実験結果と比較検討する。Case 1～Case 3は，下記の通りである[9]。

Case 1 :本章で論じてきた磁気飽和を考慮したモデル

Case 2 : M_0を特定の動作点で一定とした線形モデル。

Case 3 : Case 2 でM_0を一定とせずに，$M_n = \lambda(i_m)/i_m$によって，飽和磁化曲線に対応して変化させる場合。

なお，供試電動機の定数および飽和磁化特性を，それぞれ表２．２および図２．１０に示す。試験装置の都合からM_nの定格近傍で実験した。負荷条件は，電動機単体のフリーランである。

表２．２　供試電動機の諸元

	定　格	電圧 200V，電流 6.4A，出力 1.5kW，回転数 2850rpm (50Hz，2極)
定数	[回路定数]	r_1=1.207 Ω，r_2'=1.094 Ω，l_1=0.0028H，l_2'=0.0026H， $\lambda(i_m)$，M_{n0}=0.1206H，M_{n1}=0.1255H，M_{n2}=0.1239H (注１)
	[慣性能率]	J=0.0025kg-m^2
	[電源ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ]	r_s=1.207 Ω，l_s=0.0028H (注２)

(注１)i_mに対する$\lambda(i_m)$，M_{n0}，M_{n0}の関係は，図２．１０のとおり。
M_{n0}，M_{n1}，M_{n2}は，それぞれ定格点，例１，例２の定常時の動作点を示し，それぞれ図中の点⓪①②に対応

(注２)例１に適　用

（例１）正弦波電源駆動時における再投入特性

フリーラン中の電動機における電源投入直前の残留電圧および再投入直後の u 相における正弦波電源電圧を，それぞれ$v_u = -V^- \sin(\omega_r t + \delta^-)(t \le 0)$および$v_{su} = -V_s^+ \sin(\omega_w t + \delta^+)(t \ge 0)$とする（具体的な数値は，表２．３参照）。

表２．３　再投入時前後の電動機端子電圧

投　入　前	再　投　入　前
ω_r=364.1rad/s(3477rpm)	ω_w=377rad/s(f_1=60Hz)
V^-=64.5V, δ^-=0.9595rad(55°)	V^+=196.0V, δ^+= -0.9595(-55°)

電源投入直前は，電動機の一次側はオープンであり，二次電流のみ通電している状態である。

電源再投入時の二次電流の初期値$i_{2\gamma 0}'$，$i_{2\delta 0}'$は，V^-，δ^-から計算によって求める(付録２．５参照)。電源は，60 Hz，240 V一定(線間電圧)の正弦波であるが，再投入時の過渡現象に伴う電源インピーダンスによる電圧降下が無視できないため，電動機一次電圧は，あらかじめ電源インピーダンスを電動機の一次インピーダンスに含めて計算し，電源インピーダンスよる電圧降下分を差し引いて求める。

λ_γ^*，λ_δ^*は，λ_γ，λ_δの固定子に固定した座標で表した値であり，試験結果は，電動機の固定子スロットの表面に設置した探りコイルの検出電圧を積分して求めた。一方，計算結果は，シミュレーション結果として得られたλ_γ，λ_δから，(付 2.22) 式に示したように変換行列を用いて

$$\begin{bmatrix}\lambda_\gamma^* \\ \lambda_\delta^*\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta_w & -\sin\theta_w \\ \sin\theta_w & \cos\theta_w\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\lambda_\gamma \\ \lambda_\delta\end{bmatrix} \cdots\cdots (2.64)$$

により，γ軸がU相に固定した値に変換した。

実験時の具体的な数値は，表２．３のとおりである。

図２．１５(a)および(b)に，それぞれ実験結果およびCase 1における計算結果を示す。

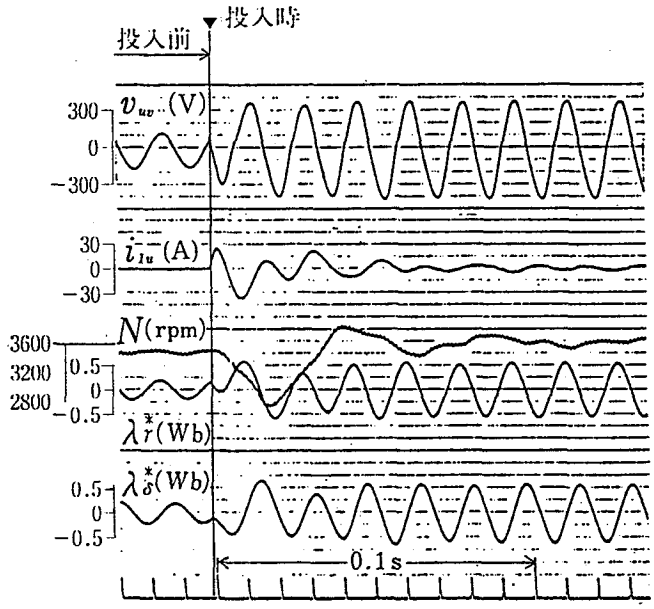
実験結果の回転数Nは直流式速度発電機の電圧脈動分の影響が現れているが，両結果は全体的によく一致している[9]。

図２．１６(a)にCase 1とCase 2，同図(b)にCase 1とCase 3の計算結果を示す。定常状態に達したときのM_nの平均値は，両ケースで等しく図２．１０に示す点①のM_{n1}である。

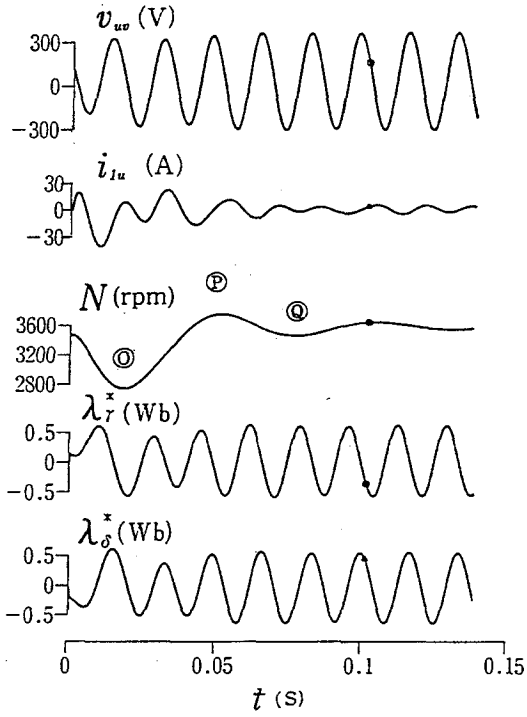
また，表２．４に図２．１６(a)，(b)の各部における振動ピークや初期値の代表点および対応する図２．１５(a)の実験結果の数値比較を示す。

Case 2は，Case 1に比べると$\lambda(i_m)$の低いレベルでi_mが大きく，点①で20.7 %の誤差を生じるが，それのi_{1u}に占める割合が小さいため，両者のi_{1u}の差は高々1.0 %と少なく，τ，$\lambda(i_m)$も同程度である。一方，実験結果との差は，i_{1u}で8.5 %以下であるため，Case 2でもi_m以外は，実用上問題のない誤差範囲に収まっている。

Case 3は，線形の場合Case 2よりさらに誤差が大きい。理論的裏付けのない方法では，飽和を考慮したためにかえって誤差が拡大することが起こり得ることを示す例である[2],[9],[10]。

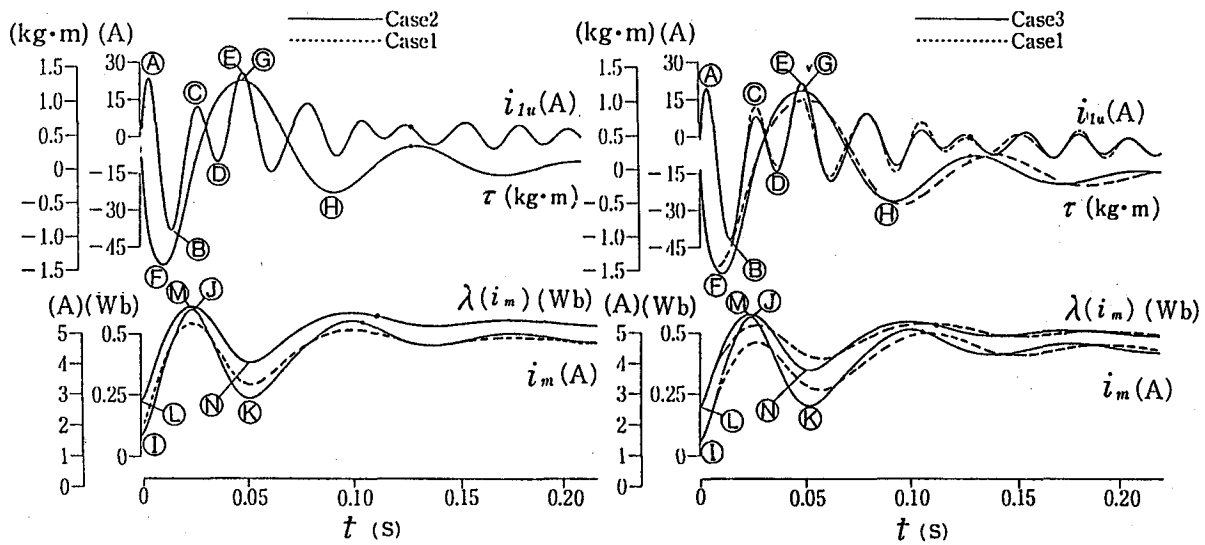


(a) 実験結果



(b) 計算結果

図２．１５　例１における実験結果と計算結果(Case 1)の比較



(a) Case2とCase1の比較　　(b) Case3とCase1の比較

図2．16　例1における計算結果2ケースの比較

表２．４　図２．１５および図２．１６の特定点における数値比較

項目(単位)	点	計算結果			実験結果
		Case 1	Case 2	Case 3	
i_{1u}(A)	Ⓐ	20.65	20.66(0.0)	19.80(4.1)	22.1(7.0)
	Ⓑ	-41.56	-41.60(0.1)	-41.52(0.1)	-38.1(8.3)
	Ⓒ	9.54	9.46(0.8)	13.42(40.7)	9.1(4.6)
	Ⓓ	-13.35	-13.22(1.0)	-10.69(19.9)	-13.7(2.6)
	Ⓔ	23.28	23.30(0.1)	18.10(22.3)	21.3(8.5)
τ (kg-m)	Ⓕ	-1.553	-1.544(0.6)	-1.448(6.8)	—
	Ⓖ	1.178	1.176(0.2)	1.058(10.2)	—
	Ⓗ	-0.448	-0.450(0.4)	-0.491(9.6)	—
i_m(A)	Ⓘ	1.40	1.69(20.7)	1.40(0.0)	—
	Ⓙ	5.57	5.11(8.3)	4.77(4.4)	—
	Ⓚ	2.69	3.11(15.6)	3.22(19.7)	—
$\lambda(i_m)$(Wb)	Ⓛ	0.217	0.217(0.0)	0.217(0.0)	—
	Ⓜ	0.654	0.655(0.8)	0.603(7.8)	—
	Ⓝ	0.402	0.399(0.7)	0.458(13.9)	—
N (rpm)	Ⓞ	2754	2765(0.4)	—	2700(2.1)
	Ⓟ	3759	3749(0.3)	—	3780(5.6)
	Ⓠ	3482	3490(0.2)	—	3500(1.5)

（例２）方形波電源駆動時の定常特性

図２．１７に示す180°形方形波電源のブロック図に基づき，v_{dc}=155 V，f_1=30 Hz においてシミュレーションを行い，始動後約１秒の特性を定常特性と見なした。図２．１８(a)および(b)に，それぞれ実験結果および計算結果（Case 1）を示す。両者はよく一致している。

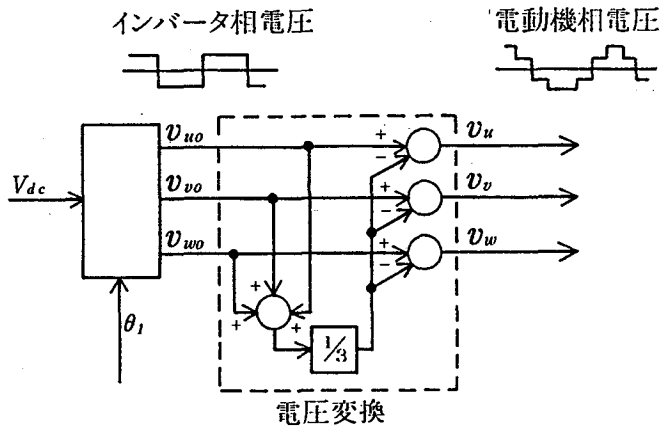


図２．１７　例２の計算のために追加したブロック図
（6 Step 電圧波形の生成）

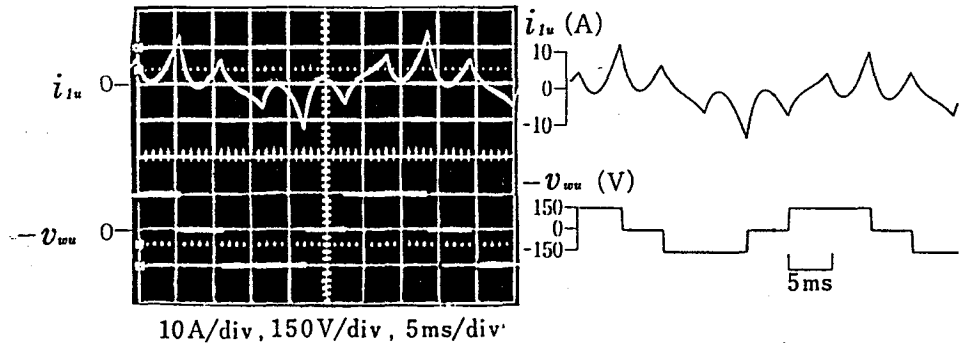


図２．１８　例２の実験結果と計算結果との比較

図２．１９にCase 1～Case ３ の計算結果の比較を示す。定常状態でのM_nの平均値は，両ケースで等しく図２．１０の点②のM_{n2}である。したがって，基本波電流は，各Caseで差が認められない。高調波電流に対しては，Case 2 以外の励磁インダクタンスがM_nでなくより小さいM_dとして働く。そのため，Case 1， Case 3における高調波分はCase 2における値よりも大となるが，高調波に対するすべりがほぼ１であるため，i_{1u}としてはCase 1～Case ３にわたって高調波の影響はほとんど表れないことが予想され， Case 1 ，Case ３では同図においてその傾向が見られる。

しかしながら，Case 2 では，i_{1u}における基本波周波数の約 1/7 程度の低周波不安定振動を生じる。これは，文献(7)などにもみられる現象である。

Case 3 は，結果的には不安定にもならず波形も Case 1 とほとんど差が見られなかったが，理論的根拠に乏しく偶然としかいえない。

以上，本論文では，主磁束の磁気飽和のみを対象とし，漏れリアクタンスの磁気飽和などは，文献[1]~[3]および[7], [8]と同様に省略した。また，実験は，無負荷で行ったが，ねらいが主磁束に対する磁気飽和の影響にあることや，例１では過渡的に定格以上の大電流を取り扱っていることを考えると，無負荷でも，本論文で提供した Case 1 のモデルの有効性を検証のための制約要因とならないと考える。

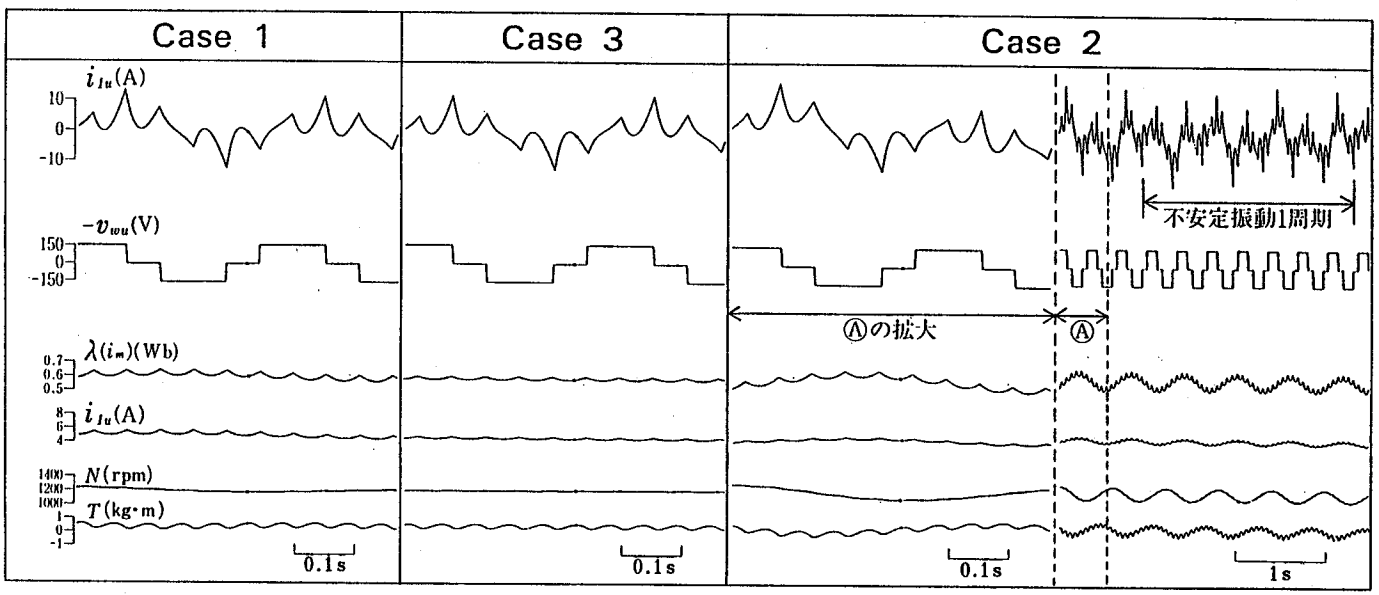


図２．１９　例２の計算結果 Case 1～Case 3 の比較

2．7　第２章のまとめ

主磁束による磁気飽和を考慮した誘導電動機の精度よいシミュレーションモデルの必要性に応えるため，主磁束の飽和の影響について鉄心部を含めた等価空隙の磁気パーミアンス分布として数式化するとともに，パーミアンス分布と単位角あたりの起磁力分布から物理的意味の明確な巻線インダクタンスの計算式を導き，その結果を用いて電圧方程式を誘導した。また，磁気パーミアンス，巻線インダクタンスおよび飽和磁化曲線の相互間の関連などについて線形の場合との比較を行った。一方，空隙に沿った上記磁気パーミアンスの分布式から電動機に蓄積される磁気エネルギーの瞬時値を算出し，それから発生トルク式を誘導した。得られた結果に基づき，ディジタルシミュレーション言語 BACS を用いて，過渡応答を求めるシミュレーションプログラムを導出した。この章で得られた結果は，下記の通りである。

(1) 無限のフーリェ級数を仮定した磁気パーミアンスの分布関数$p(\theta)$のうち，巻線の自己インダクタンスあるいは巻線間の相互インダクタンスに影響するのは，直流分$p_0(F_m)$と２次調波分$p_2(F_m)$の項のみであるとの結果を得た。その結果，各巻線の自己及び相互インダクタンスは，$p_0(F_m)$による単位巻線あたりのインダクタンス$\tilde{L}_0(F_m)$（あるいは，$\tilde{L}_0$と表す）と，主磁束の飽和の影響によって生じる$p_2(F_m)$による単位巻線あたりのインダクタンス$\tilde{L}_2(F_m)$（$\tilde{L}_2$と表す）との一次結合で表される。主磁束の飽和のない場合の電圧方程式においては，$\tilde{L}_0$一定，$\tilde{L}_2=0$となる。

(2) さらに，鎖交磁束$\lambda=\tilde{L}i$は，従来の$\tilde{L}_0$の代わりに$\tilde{L}_2$との差$\tilde{L}_0-\tilde{L}_2$を代入した値となる。したがって，トルクの式も従来の$\tilde{L}_0$を$\tilde{L}_0-\tilde{L}_2$に置き換えた値に比例する。

(3) 得られた電圧方程式を電源角周波数$\dot{\theta}_w$で回転する直交$\gamma-\delta$軸へ座標変換し，電流を変数とした磁気飽和を考慮したインピーダンス行列を求め，それを用いた電圧方程式を誘導した。

このインピーダンス行列は，文献(2)に示されたように，直交するγ，δ軸方向で自己インダクタンスが異なるとともに両座標軸間に結合項を生じるといった主磁束の磁気飽和による特徴が示された。なお，インダクタンス行列は，磁束と励磁電流との比である静的なインダクタンスM_nと，前者を後者によって微分した動的インダクタンスM_dが用いられている。

この電圧方程式は，任意の電圧，周波数および位相の電源を印加し，任意の負荷（電流）で駆動する場合に対応できる解析モデルである。そして，結果として得られる主磁束は，任意の方向が取り得る。

(4) 発生トルクは，電流およびθ_{rm}を独立変数として磁気随伴エネルギーの回転角による偏微分により求められ，この結果は，磁気飽和を無視した場合と同様にトルク係数行列$\boldsymbol{G}$を用いた$\tau=\boldsymbol{i}''\boldsymbol{G}\boldsymbol{i}'$で求められる。

(5) 筆者の算出した磁気飽和を考慮したモデル（Case 1）に，励磁インダクタンスM_0を特定の動作点で一定とした線形モデル（Case 2）および Case 2 の一定M_0を$M_n=\lambda(i_m)/i_m$と飽和磁化曲線に置き変えたモデル（Case 3）を加えた３種類のシミュレーションモデルを用いて，正弦波電源駆動時における再投入時の過渡特性(例１)と方形波電源駆動時における定常特性(例２)の２例についてディジタルシミュレーションを行い，これらの計算結果を実験結果と比較して次の結果を得た。

(a) 両例とも，Case 1 は，実験結果と比較して良好な一致を見た。
(b) Case 2 の場合，例 1 では，励磁電流が一次電流中支配的になる瞬間では精度が落ちるが全体的に見て両者の差は小さい。しかしながら，例 2 では，実験では安定であるにも関わらず不安定現象を生じてシミュレーションが不可能となっている。
(c) Case 3 は，例 2 では，Case 1 との差が見られなかった。一方，例 1 では，線形の場合よりさらに誤差が大きくなる。理論的裏付けのない方法では，飽和を考慮したためにかえって誤差が拡大することを示す例である。

結論として，シミュレーションモデルは，検討の対象となる現象に応じた適当なものを選ぶ必要がある。そして，系の安定性の検討を含む場合には，この章で取り上げた磁気飽和モデルは特に有効と考える。

第２章　参考文献

(1) 原島，羽根吉，松田：「磁気飽和を考慮したインバータ誘導機系の制御特性」第19回自動制御連合講演会予稿集 No. 2006 (昭 51-11).

(2) J. E. Brown, K. P. Kovac, P. Vas : "A Method of Including the Effects of Main Flux Path Saturation in the Generalized Equations of A. C. Machines", IEEE Trans. Power Apparatus Syst. PAS-102, 1, 96 (1983).

(3) 西鳥羽，高橋：「磁気飽和を考慮したインバータ誘導電動機の特性とディジタルシミュレーション」電気学会回転機研究会資料 RM-84-32 (昭 59).

(4) T.A. Lipo, P. C. Krause : "Stability Analysis of a Rectifier-Inverted Induction Motor Drive", IEEE Power Apparatus Syst., PAS-88, 55 (1969).

(5) R. Yarema, G. Studtman : Discussion of Ref (4), IEEE Trans. Power Apparatus Syst., PAS-88, 55 (1969).

(6) 村井，細野，常広:「ＰＷＭインバータで駆動される誘導電動機の安定性について」電学論 B,105, 467 (昭 60-5).

(7) Y. K. He, T. A. Lipo : "Saturation Effects in the Stability Analysis of VSI Induction Motor Drive", IPEC Tokyo Conf. Rec. 181 (1983).

(8) 石田，上田：「鉄損と主磁束の飽和を考慮した電流形インバータ駆動系の安定性」電学論 B, 100, 461 (昭 55-8).

(9) 岸本：「磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル」電学論 B, 106 (昭 61-4).

(10) 岸本，吉田，松本，鎌倉，大上：「インバータの短絡防止期間を考慮したIM駆動系のディジタルシミュレーション」昭 59 電気関係学会東海支部連大 No. 136.

(11) 松浦，外山：「ブロック線図のディジタル・シミュレーション・プログラムーBACS」情報処理, 10, No.4, p.216 (昭 44-6).

(12) たとえば，電気学会編:「誘導機」電気機械工学Ⅲ(昭 35-3 版).

(13) 山村：「三相誘導電動機のＴ型等価回路と円線図の新作図法について」電気学会雑誌 74, 676 (昭 29-6).

(14) E.A.Klingshirn, et al. : "Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Non- sinusoidal Voltage Source", IEEE, PAS-87, No.3, 624 (1968).

(15) V. B. Honsinger : "Induction Motors Operating from Inverters", IEEE IAS Ann. Mtg., 1276 (Oct. 1980).

(16) P.C. Krause : "Method of Multiple Reference Frames Applied to the Analysis of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Trans. Power Apparatus Syst. PAS-87, 1, 218 (1969).

(17) D. C. White & H. H. Woodson : "Electromechanical Energy Conversion", p12, John Wiley & Sons, Inc. (1969).

(18) 宮入：「電気・機械エネルギー変換工学」p.100 (昭 51-3) 丸善.

(19) 望月，武市，碇賀：「電圧形インバータに依る低周波始動トルク特性についての一考察」昭 61 東海支部連大 No. 158.

付録２．１　$\tilde{L}_2 \boldsymbol{i}$の計算

まず，(2.12)式中の$\tilde{L}_0$の項のみを集めた$\tilde{L}_0 \boldsymbol{i}$を下記のように表す。

$$\tilde{L}_0 \boldsymbol{i} = \tilde{L}_0 \boldsymbol{C} i' = \sqrt{\tfrac{2}{3}}\tilde{L}_0 \begin{bmatrix} P & Q \\ Q^t & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix} i'$$

$$= \tilde{L}_0 \begin{bmatrix} PC_1 & QC_2 \\ Q^t C_1 & PC_2 \end{bmatrix} i' = \sqrt{\tfrac{2}{3}}\tilde{L}_0 \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} i' \quad \cdots\cdots (\text{付 } 2.1)$$

ただし，上式において，C_1，C_2は，ともに本文(2.14)式，(2.15)式により与えられる。一方，$\boldsymbol{P}$，$\boldsymbol{Q}$は，(2.12)式の$\tilde{L}_0$より下記で与えられる。

$$\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \frac{3}{2}\cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix}$$

なお，$\boldsymbol{Q}^t$は，$\boldsymbol{Q}$の転置行列である。X_{11}，X_{12}，X_{21}およびX_{22}は，次式で表される。

$$X_{11} = X_{12} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3}{2}\cos\theta_w & -\frac{3}{2}\sin\theta_w \\ 0 & \frac{3}{2}\cos(\theta_w - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{3}{2}\sin(\theta_w - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \frac{3}{2}\cos(\theta_w + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{3}{2}\sin(\theta_w + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$X_{22} = X_{21} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3}{2}\cos\theta_s & -\frac{3}{2}\sin\theta_s \\ 0 & \frac{3}{2}\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{3}{2}\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \frac{3}{2}\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{3}{2}\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

したがって，下記の結果が得られる。

$$\tilde{\boldsymbol{L}}_0 \boldsymbol{i} = \sqrt{\tfrac{3}{2}}\tilde{L}_0 \left\{ \begin{bmatrix} \cos\theta_w \\ \cos(\theta_w - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_w + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos\theta_s \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} i_{m\gamma} - \begin{bmatrix} \sin\theta_w \\ \sin(\theta_w - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_w + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_s \\ \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} i_{m\delta} \right\}$$

$$= \sqrt{\tfrac{2}{3}}\tilde{L}_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta_w + \phi) \\ \cos(\theta_w + \phi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_w + \phi + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s + \phi) \\ \cos(\theta_s + \phi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s + \phi + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} i_m \quad \cdots\cdots (\text{付 } 2.2)$$

上式の第２式と第３式の関係は，(2.28)，(2.37)式から

$$\sqrt{i_{m\gamma}{}^2 + i_{m\delta}{}^2} = i_m, \quad \cos\phi = i_{m\gamma} / i_m, \quad \sin\phi = i_{m\delta} / i_m \quad \cdots\cdots (\text{付 } 2.3)$$

を用いて誘導できる。たとえば，第１行目に関しては，

$$i_{m\gamma}\cos\theta_w - i_{m\delta}\sin\theta_w = i_m\cos(\theta_w+\phi) \cdots\cdots (付\ 2.4)$$

となることから理解できる。

一方，(2.12)式の $\tilde{L}_2$ の項のみを集めた $\tilde{L}_2 i$ は，下記のように変形できる。

$$\tilde{L}_2 i = \tilde{L}_2 \left\{ \begin{bmatrix} \cos(\theta_w+2\phi) \\ \cos(\theta_w+2\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_w+2\phi+\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s+2\phi) \\ \cos(\theta_s+2\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s+2\phi+\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta_w \\ \cos(\theta_w-\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_w+\frac{2\pi}{3}) \\ \cos\theta_s \\ \cos(\theta_s-\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s+\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}^t - \begin{bmatrix} \sin(\theta_w+2\phi) \\ \sin(\theta_w+2\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_w+2\phi+\frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_s+2\phi) \\ \sin(\theta_s+2\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_s+2\phi+\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin\theta_w \\ \sin(\theta_{\square}-\frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_w+\frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_s \\ \sin(\theta_s-\frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_s+\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}^t \right\} i$$

$\cdots\cdots (付\ 2.5)$

たとえば，(付 2.5)の $\tilde{L}_2$ の１行１列目についてチェックすると

$$\begin{aligned} &\cos(\theta_w+2\phi)\cos\theta_w - \sin(\theta_w+2\phi)\sin\theta_w \\ &\quad = \tfrac{1}{2}\{\cos(2\theta_w+2\phi)+\cos 2\phi\} + \tfrac{1}{2}\{\cos(2\theta_w+2\phi)-\cos 2\phi\} \\ &\quad = \cos(2\theta_w+2\phi) \end{aligned}$$

となり，(2.12)式における $\tilde{L}_2$ の１行１列目に等しくなる。

(付 2.5)より；さらに次式が得られる。

$$\tilde{L}_2 i = \sqrt{\tfrac{3}{2}}\tilde{L}_2 \left\{ \begin{bmatrix} \cos(\theta_w+2\phi) \\ \cos(\theta_w+2\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_w+2\phi+\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s+2\phi) \\ \cos(\theta_s+2\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s+2\phi+\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} i_{m\gamma} + \begin{bmatrix} \sin(\theta_w+2\phi) \\ \sin(\theta_w+2\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_w+2\phi+\frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_s+2\phi) \\ \sin(\theta_s+2\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_s+2\phi+\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} i_{m\delta} \right\} = \sqrt{\tfrac{3}{2}}\tilde{L}_2 \begin{bmatrix} \cos(\theta_w+\phi) \\ \cos(\theta_w+\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_w+\phi+\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s+\phi) \\ \cos(\theta_s+\phi-\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s+\phi+\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} i_m$$

$\cdots\cdots (付\ 2.6)$

上式の第２式と第３式の関係は，(付 2.4)式のほか，

$$\cos 2\phi = 1-2\sin^2\phi = 1-2i_{m\delta}{}^2/i_m{}^2，\ \text{または，}\ 2\cos^2\phi-1 = 2i_{m\gamma}{}^2/i_m{}^2$$

$$\sin 2\phi = 2\sin\phi\cos\phi = 2i_{m\delta}i_{m\gamma}/i_m{}^2$$

などを用いて誘導できる。たとえば，第１行目に関しては，

$$\begin{aligned} &\cos(\theta_w+2\phi)i_{m\gamma} + \sin(\theta_w+2\phi)i_{m\delta} \\ &\quad = \{\cos\theta_w\cos 2\phi - \sin\theta_w\sin 2\phi\}i_{m\gamma} + \{\sin\theta_w\cos 2\phi + \cos\theta_w\sin 2\phi\}i_{m\delta} \\ &\quad = \{(1-2i_{m\delta}{}^2/i_m{}^2) + 2i_{m\gamma}i_{m\delta}{}^2/i_m{}^2\}\cos\theta_w \\ &\quad = \{-2i_{m\gamma}{}^2i_{m\delta}/i_m{}^2 + (2i_{m\gamma}{}^2/i_m{}^2-1)i_{m\delta}\}\sin\theta_w \\ &\quad = i_{m\gamma}\cos\theta_w - i_{m\delta}\sin\theta_w = i_m\cos(\theta_w+\phi) \end{aligned}$$

以上の結果から，(付 2.2)，(付 2.6)の間に下記の関係が成り立つことが示された。

$$\tilde{L}_0 i \ :\ \tilde{L}_2 i = \tilde{L}_0 \ :\ \tilde{L}_2 \cdots\cdots (付\ 2.7)$$

付録２．２　$F(\theta)$および$F(\theta)^*$の誘導

(2.4)，(2.5)式を用いて固定子と回転子の全巻線による合成起磁力を求め，(2.13)～(2.17)式により簡単化すれば次式が得られる。

$$F(\theta)^* = \sum_{j=1}^{3} f_m i_j \cos\{\theta-(2\pi/3)(j-1)\} + \sum_{k=1}^{3} f_m i_k \cos\{\theta-\theta_r-(2\pi/3)(k-1)\}$$

$$= \sqrt{\tfrac{2}{3}} f_m \sum_{j=1}^{3} [[i_{\gamma 1}\cos\{\theta_w-(2\pi/3)(j-1)\} - i_{\delta 1}\sin\{\theta_w-(2\pi/3)(j-1)\}]$$
$$\times\cos\{\theta-(2\pi/3)(j-1)\}]$$
$$+\sqrt{\tfrac{2}{3}} f_m \sum_{k=1}^{3} [[i_{\gamma 2}{}'\cos\{\theta_s-(2\pi/3)(k-1)\} - i_{\delta 2}{}'\sin\{\theta_s-(2\pi/3)(k-1)\}]$$
$$\times\cos\{\theta-\theta_r-(2\pi/3)(j-1)\}]$$
$$= \sqrt{\tfrac{2}{3}}\times\tfrac{3}{2} f_m\{(i_{1\gamma}+i_{2\gamma}{}')\cos(\theta-\theta_w)+(i_{1\delta}+i_{2\delta}{}')\sin(\theta-\theta_w)\}$$
$$= \sqrt{\tfrac{3}{2}} f_m\{i_{m\gamma}\cos(\theta-\theta_w)+i_{m\delta}\sin(\theta-\theta_w)\}$$
$$= \sqrt{\tfrac{3}{2}} f_m i_m\{\cos\phi\cos(\theta-\theta_w)+\sin\phi\sin(\theta-\theta_w)\}$$
$$= F_m\cos(\theta-\theta_w-\phi) \cdots\cdots (付\ 2.8)$$

ただし，$F_m = \sqrt{3/2} f_m i_m$ ……(付 2.9)

$$\phi = \tan^{-1}(i_{m\delta}/i_{m\gamma}) \cdots\cdots (付\ 2.10)$$

なお，上記の結果を得るにあたって，(2.28)式と(2.31)式を参考にした。

$$i_{m\gamma} = i_m\cos\phi,\quad i_{m\delta} = i_m\sin\phi,\quad i_m = \sqrt{i_{m\gamma}{}^2 + i_{m\delta}{}^2} \cdots\cdots (付\ 2.11)$$

ここで，$\gamma-\delta$軸を静止させて，真座標における表現をするときは，$\theta_w = 0$，$\phi = \phi^*$と置いて次式が得られる。

$$F(\theta)^* = F_m\cos(\theta-\phi^*) \cdots\cdots (付\ 2.12)$$

したがって，(付 2.11)式は，次式に置き換えられる。

$$i_{m\gamma}{}^* = i_m\cos\phi^*,\quad i_{m\delta}{}^* = i_m\sin\phi^*,\quad i_m = \sqrt{i_{m\gamma}{}^{*2} + i_{m\delta}{}^{*2}} \cdots\cdots (付\ 2.13)$$

付録２．３　$p\lambda_\gamma$，$p\lambda_\delta$の計算

$p\lambda_\gamma$は，(2.38)式の第１式に(付 2.3)式を代入して次式のように表される。

$$p\lambda_\gamma = \{\partial\lambda(i_m)/\partial i_m\cdot(i_{m\gamma}/i_m)^2 + \lambda(i_m)/i_m\cdot(i_{m\delta}/i_m)^2\} pi_{m\gamma}$$
$$+ i_{m\gamma}\cdot i_{m\delta}\{\partial\lambda(i_m)/\partial i_m - \lambda(i_m)/i_m\} pi_{m\delta} \cdots\cdots (付\ 2.14)$$

一方，$p\lambda_\delta$は，軸γとδ軸との対称性から，上式においてγとδを取り換えることにより求められる。これらの式に(2.36)式を代入すれば(2.39)式が得られる。

付録２．４　$\partial F_m / \partial \theta_r$の誘導

$\partial F_m / \partial \theta_r$は，(2.30)式に(付 2.13)を代入したのち，θ_rで偏微分して次式のとおり求められる。

$$\partial F_m / \partial \theta_r = \sqrt{3/2} f_m (\partial i_m / \partial {i_{m\gamma}}^* \times \partial {i_{m\gamma}}^* / \partial \theta_r + \partial i_m / \partial {i_{m\delta}}^* \times \partial {i_{m\delta}}^* / \partial \theta_r)$$

……(付 2.15)

ただし，上式の誘導に際し，下記の関係を用いる。

$$\frac{\partial}{\partial \theta_r} {i^*}' = \frac{\partial}{\partial \theta_r} (C^{*t} i) \cdots\cdots (付\ 2.16)$$

なお，上式において，C^*は，Cにおいて$\theta_w = 0$とし真座標表示した行列を示す。

(付２.15)を固定子，回転子別に分けると下記のように表される。ただし，０軸成分は無視する。

$$\frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} {i_{1\gamma}}^* \\ {i_{1\delta}}^* \end{bmatrix} = \frac{\partial}{\partial \theta_r} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdots\cdots (付\ 2.17)$$

$$\frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} {i_{2\gamma}}^{*\prime} \\ {i_{2\delta}}^{*\prime} \end{bmatrix} = \frac{\partial}{\partial \theta_r} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {i_{2u}}' \\ {i_{2v}}' \\ {i_{2w}}' \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\cos\theta_r & -\cos(\theta_r - 2\pi/3) & -\cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {i_{2u}}' \\ {i_{2v}}' \\ {i_{2w}}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {i_{2\delta}}^{*\prime} \\ -{i_{2\gamma}}^{*\prime} \end{bmatrix}$$

……(付 2.18)

ここで，(付 2.17)，(付 2.18)式の辺々を加えて(2.28)式を適用すると，次式が得られる。

$$\frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} {i_{m\gamma}}^* \\ {i_{m\delta}}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {i_{2\delta}}^{*\prime} \\ -{i_{2\gamma}}^{*\prime} \end{bmatrix} \cdots\cdots (付\ 2.19)$$

さらに，(付 2.19)を(付 2.15)式に代入して，

$$\partial F_m / \partial \theta_r = \sqrt{3/2} f_m \{ ({i_{m\gamma}}^* / i_m) \times (-{i_{2\delta}}^{*\prime}) + ({i_{m\delta}}^* / i_m) \times {i_{2\gamma}}^{*\prime} \} \cdots\cdots (付\ 2.20)$$

が得られる。ここで，(2.28)式を代入して次式が得られる。

$$\partial F_m / \partial \theta_r = \sqrt{3/2} f_m (i_{1\delta} {i_{2\gamma}}^{*\prime} - {i_{1\gamma}}^* {i_{2\delta}}^{*\prime}) \cdots\cdots (付\ 2.21)$$

ところで，電流値に関して，真座標と$\dot{\theta}_w$で回転する座標との間に

$$\begin{bmatrix} {i_{1\delta}}^* \\ {i_{1\gamma}}^* \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} {i_{2\gamma}}^{*\prime} \\ -{i_{2\delta}}^{*\prime} \end{bmatrix} = \left[\begin{bmatrix} \cos\theta_w & \sin\theta_w \\ -\sin\theta_w & \cos\theta_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\delta} \\ i_{1\gamma} \end{bmatrix} \right]^t \left[\begin{bmatrix} \cos\theta_w & \sin\theta_w \\ -\sin\theta_w & \cos\theta_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {i_{2\gamma}}' \\ -{i_{2\delta}}' \end{bmatrix} \right]$$

$$= \begin{bmatrix} i_{1\delta} \\ i_{1\gamma} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} \cos\theta_w & -\sin\theta_w \\ \sin\theta_w & \cos\theta_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta_w & \sin\theta_w \\ -\sin\theta_w & \cos\theta_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {i_{2\gamma}}' \\ -{i_{2\delta}}' \end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix} i_{1\delta} \\ i_{1\gamma} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} i_{2\gamma}{}' \\ -i_{2\delta}{}' \end{bmatrix} \cdots\cdots(\text{付 } 2.22)$$

が成り立つ。したがって，(付 2.22)式を(付 2.21)式に代入して，本文における(2.55)式を得る

付録２．５　$i_{2\gamma 0}{}'$，$i_{2\delta 0}{}'$ の算出

(2.12)式において，一次側がオープンである条件 $i_{1\gamma}=i_{1\delta}=0$ および誘起々電圧が対象とする時間内で減衰せずに正弦波を維持しているものとした条件 $p=0$ を代入して，$v_\gamma=-M_n\dot{\theta}_w i_{2\delta 0}{}'$，$v_\delta=M_n\dot{\theta}_w i_{2\gamma 0}{}'$ を得る。一方，本文に示した相電圧 v_u から $v_\gamma=-\sqrt{3/2}V^-\sin\delta^-$，$v_\delta=\sqrt{3/2}V^-\cos\delta^-$ が成り立つ。したがって，以上の関係および $i_{2\gamma 0}{}'^2+i_{2\delta 0}{}'^2=i_{m0}{}^2$ を考慮して v_γ，v_δ を消去すると次式が得られる。

$$i_{2\gamma 0}{}'=i_{m0}\cos\delta^-,\quad i_{2\delta 0}{}'=i_m\sin\delta^- \cdots\cdots(\text{付 } 2.23)$$

ただし，$i_{m0}=\sqrt{3/2}V^-/(\omega_r M_{n0})$ （$\omega_r=\dot{\theta}_w$）である。

付録２．６　線形モデルの算出

主磁束の飽和を考慮しない場合の電圧方程式(2.43)式を直接誘導する場合は，より簡単な過程で算出できる。

(2.8)式～(2.11)式において $\tilde{L}_2=0$，$\tilde{L}_0$ 一定とおくと，(2.2)式における $\boldsymbol{L}_{11}$，$\boldsymbol{L}_{22}$，$\boldsymbol{M}_{12}$ および $\boldsymbol{M}_{21}$ は，次式で表される。

$$\boldsymbol{L}_{11}=\boldsymbol{L}_{22}=\tilde{L}_0\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdots\cdots(\text{付 } 2.24)$$

$$\boldsymbol{M}_{12}=\tilde{L}_0\begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r-2\pi/3) & \cos(\theta_r+2\pi/3) \\ \cos(\theta_r+2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r-2\pi/3) \\ \cos(\theta_r-2\pi/3) & \cos(\theta_r+2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \cdots\cdots(\text{付 } 2.25)$$

$$\boldsymbol{M}_{21}=\boldsymbol{M}_{12}{}^t=\tilde{L}_0\begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r+2\pi/3) & \cos(\theta_r-2\pi/3) \\ \cos(\theta_r-2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r+2\pi/3) \\ \cos(\theta_r+2\pi/3) & \cos(\theta_r-2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \cdots\cdots(\text{付 } 2.26)$$

したがって，電圧方程式(2.1)式は，(2.12)式において $\tilde{L}_2=0$，$\tilde{L}_0$ 一定とした結果となる。

この結果に(2.13)式～(2.19)式および(2.22)式（ただし $\tilde{L}_2=0$，$M_n=M_0=3/2\tilde{L}_0$）を適用すると，

0軸は(2.24)式であり，γ，δ軸は(2.43)式で与えられる。以下，0軸は省略し，γ，δ軸について検討する。

ここで，回転数の変化が電気的な過渡現象に比べて充分緩やかであり，(2.43)式において，$\dot{\theta}_w = \omega_w$(一定)とした取り扱いを仮定して$p$を含む項を纏めると，次式のように定係数の線形方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} l_1+M_0 & 0 & M_0 & 0 \\ 0 & l_1+M_0 & 0 & M_0 \\ M_0 & 0 & l_2'+M_0 & 0 \\ 0 & M_0 & 0 & l_2'+M_0 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma}' \\ i_{2\delta}' \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_1 & -(l_1+M_0)\omega_w & 0 & -M_0 \\ (l_1+M_0)\omega & r_1 & M_0 & 0 \\ 0 & -M_0\omega_s & r_2' & -(l_1+M_0)\omega_s \\ M_0\omega_s & 0 & (l_2'+M_0)\omega_s & r_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma}' \\ i_{2\delta}' \end{bmatrix} \cdots\text{(付 2.27)}$$

ここで，定常特性に関して，(付 2.27)式と等価回路との関連を示しておく。

(2.43)式の第1行+j×第2行および第3行+j×第4行を求め，$v_\gamma + jv_\delta = \dot{v}$，$i_{1\gamma} + ji_{1\delta} = \dot{i}_1$および$i_{2\gamma}' + ji_{2\delta}' = \dot{i}_2'$とおくと次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + (l_1+M_0)(p+j\omega_w) & M_0(p+j\omega_w) \\ M_0(p+j\omega_s) & r_2' + (l_2'+M_0)(p+j\omega_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2' \end{bmatrix} \cdots\cdots\cdots\text{(付 2.28)}$$

U相の相電圧を$v_u = \sqrt{2}Ve^{j(\omega_w t+\theta_v)} = \dot{V}e^{j\omega_w t}$(ただし，$\dot{V} = \sqrt{2}Ve^{j\theta_v}$)と表す。V相，W相の電圧は，U相に対する位相遅れが,それぞれ$2\pi/3$，$-2\pi/3$であるので，それぞれ$v_v = \dot{V}e^{j(\omega_w t-2\pi/3)}$，$v_w = \dot{V}e^{j(\omega_w t+2\pi/3)}$と表される。そこで，これらの式を(付 2.10)式に代入すると次式が得られる。

$$v_\gamma = \sqrt{3/2}\dot{V}，\quad v_\delta = -j\sqrt{3/2}\dot{V}，\quad \dot{v} = v_\gamma + jv_\delta = \sqrt{6}\dot{V} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\text{(付 2.29)}$$

同様に，一次電流，および一次換算した二次電流を，それぞれ

$$i_{1u} = \sqrt{2}I_1 e^{j(\omega_w t+\theta_{i1})} = \dot{I}_1 e^{j\omega_w t} \text{(ただし，} \dot{I}_1 = \sqrt{2}I_1 e^{j\theta_{i1}}\text{)}$$

$$i_{2u}' = \sqrt{2}I_2' e^{j(\omega_w t+\theta_{i1})} = \dot{I}_2' e^{j\omega_w t} \text{(ただし，} \dot{I}_2' = \sqrt{2}I_2' e^{j\theta_{i1}}\text{)}$$

などと表し，(2.10)式に代入すると次式が得られる。

$$i_{1\gamma} = \sqrt{3/2}I_1 e^{j\theta_{i1}}，\quad i_{1\delta} = -j\sqrt{3/2}I_1 e^{j\theta_{i1}}，\quad \dot{i}_1 = i_{1\gamma} + ji_{1\delta} = \sqrt{6}\dot{I}_1 e^{j\theta_{i1}} \cdots\cdots\cdots\text{(付 2.30)}$$

$$i_{2\gamma}' = \sqrt{3/2}I_2' e^{j\theta_{i2}}\ i_{2\delta}' = -j\sqrt{3/2}I_2' e^{j\theta_{i2}}，\quad \dot{i}_2' = i_{2\gamma}' + ji_{2\delta}' = \sqrt{6}\dot{I}_2' e^{j\theta_{i2}} \cdots\cdots\text{(付 2.31)}$$

ここで，(付 2.28)式に，(付 2.29)式～(付 2.31)式を代入するとともに，定常特性を求めるために$p \to 0$置くと次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \dot{V} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + j\omega_w(l_1+M_0) & j\omega_w M_0 \\ j\omega_s M_0 & r_2' + j\omega_s(l_2'+M_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ I_2' \end{bmatrix} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\text{(付 2.32)}$$

さらに，(付 2.32)式に$\omega_s = s\omega_w$を代入して，(付 2.33)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \dot{V} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + j\omega_w(l_1 + M_0) & j\omega_w M_0 \\ j\omega_w M_0 & r_2' / s + j\omega_w(l_2' + M_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2' \end{bmatrix} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{(付 2.33)}$$

(付 2.33)式は，図２．１に示した等価回路において鉄損を無視した場合の関係を示している。

第３章　上下アーム短絡防止期間の系に与える影響とそれを考慮したＰＷＭインバータの基本方程式

３．１　まえがき

インバータ駆動による誘導電動機は，パワートランジスタやＧＴＯなどの大容量自己消弧形高速スイッチング素子の急速な普及とともに広範囲にわたって用いられるに至った。その中でＰＷＭ制御法は，極く初期においては出力電圧の制御を主目的にしていたが，その後は，波形を正弦波に近づけることを目的とした正弦波ＰＷＭインバータが一般的となった。インバータ波形のＰＷＭ制御法に関しては，当初は，出力電圧そのものに着目しその高調波分を減少させる方法が主体であったが，その後，一次電圧の時間積分値をベクトル表示した磁束ベクトルを真円に近づける方法が主流となった。正弦波ＰＷＭインバータの長所は，以前の６ステップ電圧インバータに比べて低次の奇数高調波を極力押さえられることにあった。その結果，誘導電動機駆動用としては，キャリア周波数の上昇とともに定常時の効率や即応性などの制御性能が格段に向上した。

しかし，一方では，図３．１に示すような正弦波ＰＷＭインバータ駆動時において，インバータの主回路トランジスタにおける上下アーム短絡防止のために，トランジスタのON信号を一定時間遅らせていることに起因して，指令値となる波形と実際に出力される波形との間に誤差を生じ，キャリア周波数の上昇とともにそれは増大する。また，ある動作条件下で系に不安定現象が現れ，運転に支障を来すことが生じる。この期間を上下アーム短絡防止期間（以下，dead time という意味からT_dと略記する）と称している。

本章の内容は，主として文献(4)～(8)に基づくものである。

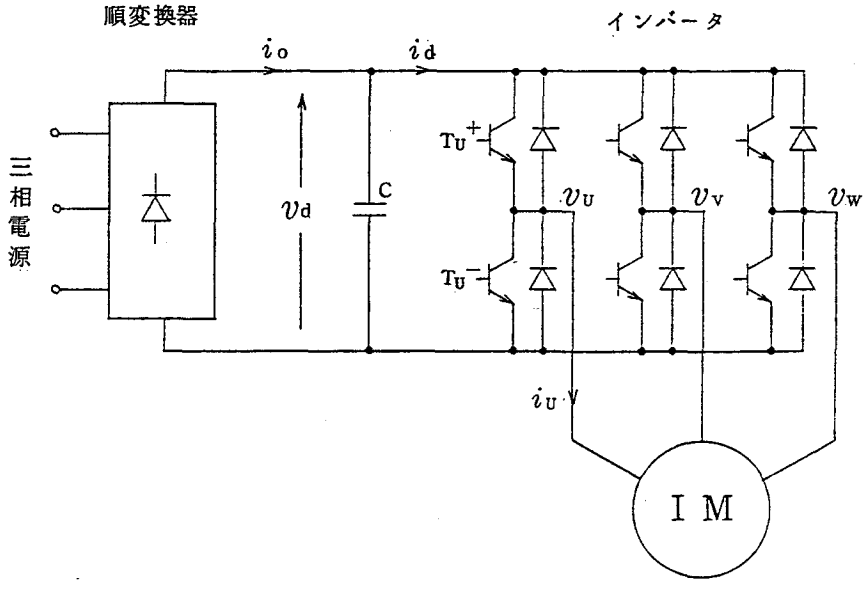
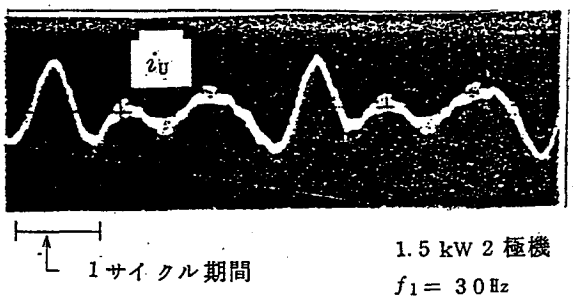


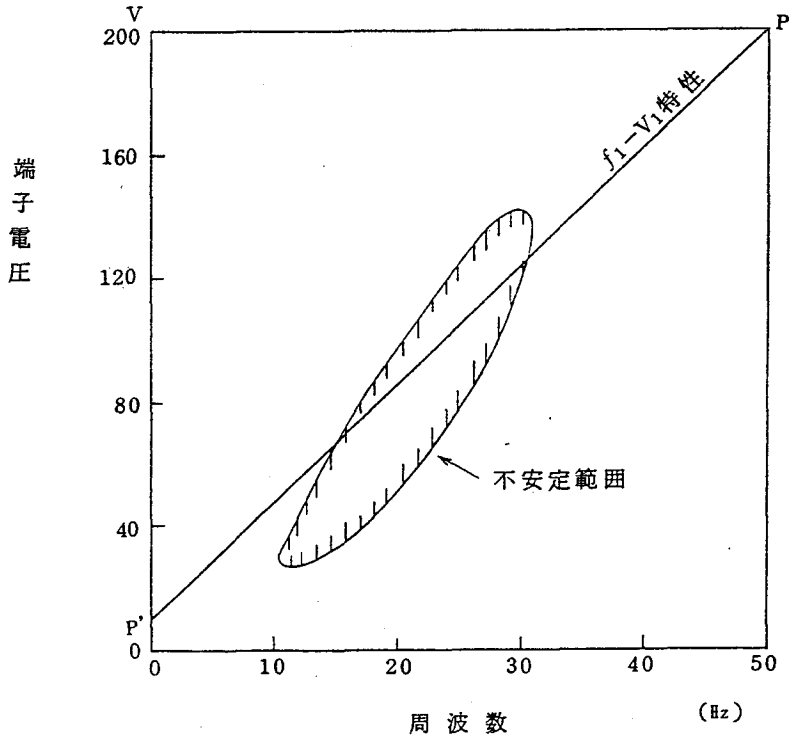
図３．１　正弦波ＰＷＭインバータの結線図

図３．２は，このような不安定現象の一例を示すもので[1]，同図（a）のように一次電流の振幅が大きく動揺し運転不能となる場合も起こり得る。この章では，まず，T_dを考慮したPWMインバータの動作と出力波形に及ぼす影響について検討する。ついで，T_dを考慮した正弦波ＰＷＭインバータのシミュレーションモデルとなる基本方程式を算出する。

ここで得られる基本方程式を前章で検討した磁気飽和を考慮した誘導機のシミュレーションモデルと組み合わせて，第４章から第６章において，それぞれ正弦波ＰＷＭインバータで駆動される誘導機の安定性解析，駆動系のディジタルシミュレーションによる過渡特性解析，およびベクトル制御系の解析に適用する。



(a) 一次電流の揺動



(b) 周波数－端子電圧座標面上の不安定領域

図３．２　不安定現象の一例

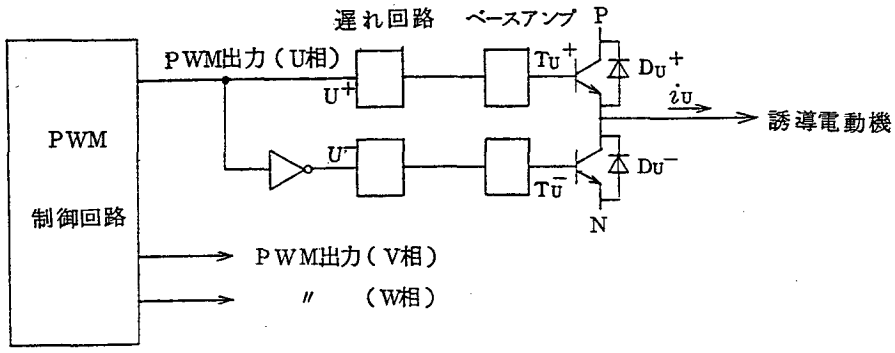
３．２　上下アーム短絡防止期間T_dが定常特性に及ぼす影響

３．２．１　T_dを考慮したPWMインバータの動作と出力波形に及ぼす影響

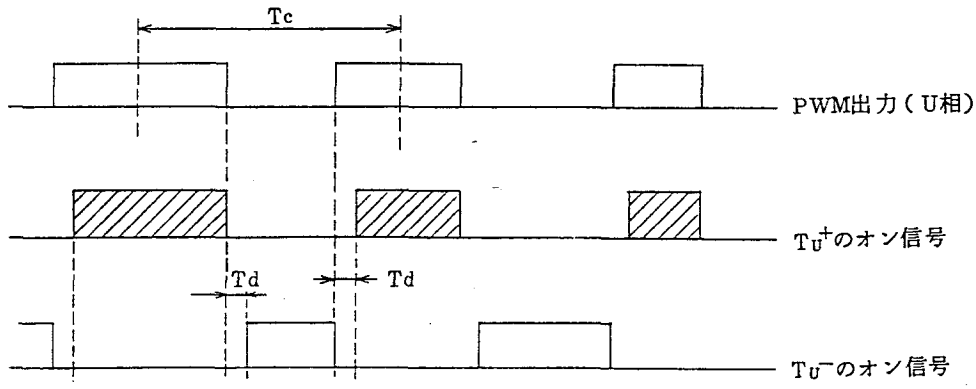
図３．１のトランジスタインバータの動作は，主回路におけるｕ，ｖ，ｗ各相の上下(正負)両アームのトランジスタのいずれか一方がＯＮとなるようにＰＷＭパターンを決定している。しかしながら，バイポーラトランジスタでは，キャリア蓄積効果によって OFF 時にベース・エミッタンス間を逆バイアスしても，ある時間(蓄積時間)だけコレクタ電流が流れ続ける。そこで，実際のインバータでは上下アーム短絡防止の目的のため，ON 信号の立ち上がり時間を OFF 信号から一定時間だけ遅らせる方法が採られている。T_dを考慮したｕ相における回路構成とドライブ信号波形を図３．３に示す。

以下の検討は，図３．４に示す代表的な三角波比較ＰＷＭ方式を対象とする。

図３．５に基づきｕ相における動作説明とT_dを考慮した場合の出力波形を考察する[8]。なお，以下の説明において，コンバータ中性点基準の相電圧とインバータ(電動機)中性点基準の相電圧とを区別する場合は，前者の相を表す添え字に，さらに添え字0を追加している。



(a) 回路構成



(b) ドライブ信号

図３．３　T_dを考慮した回路構成とドライブ信号

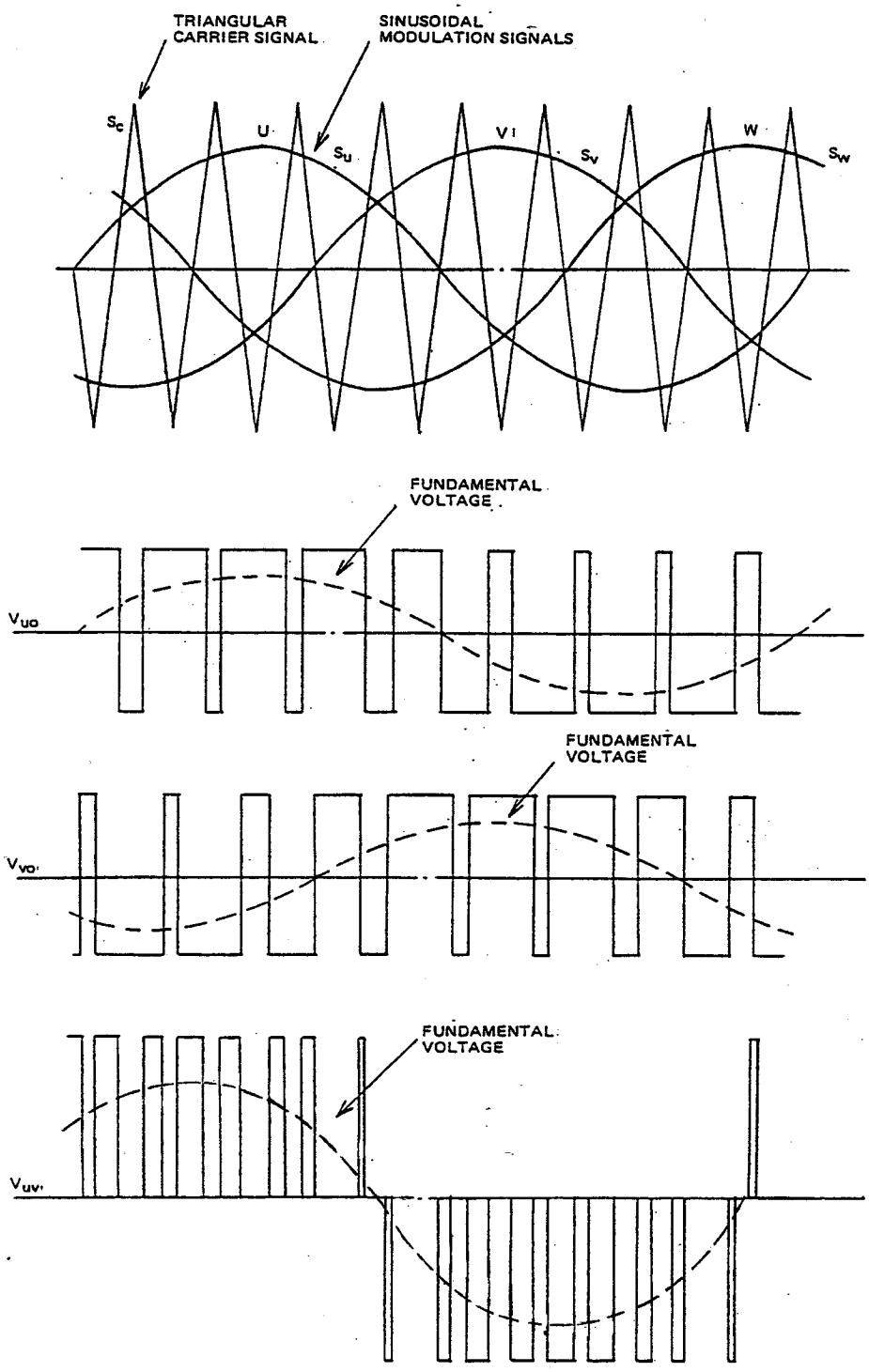
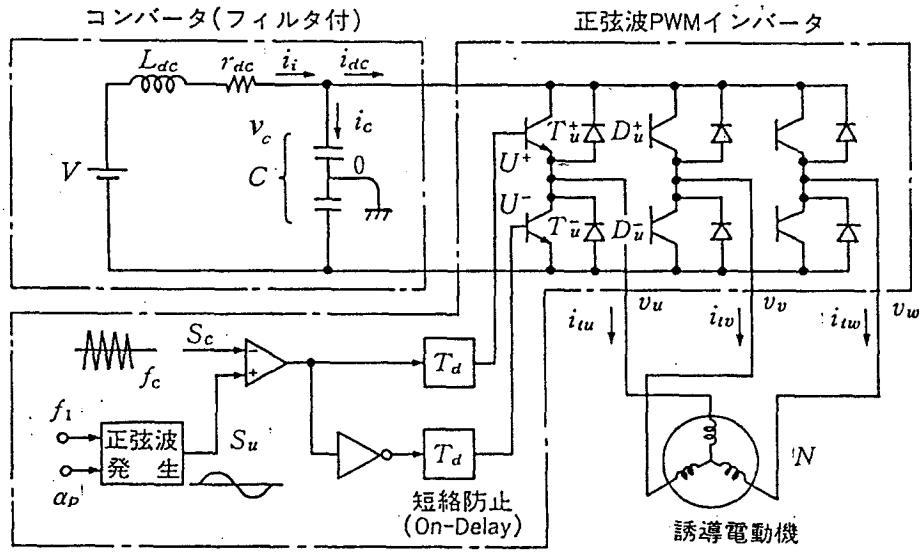
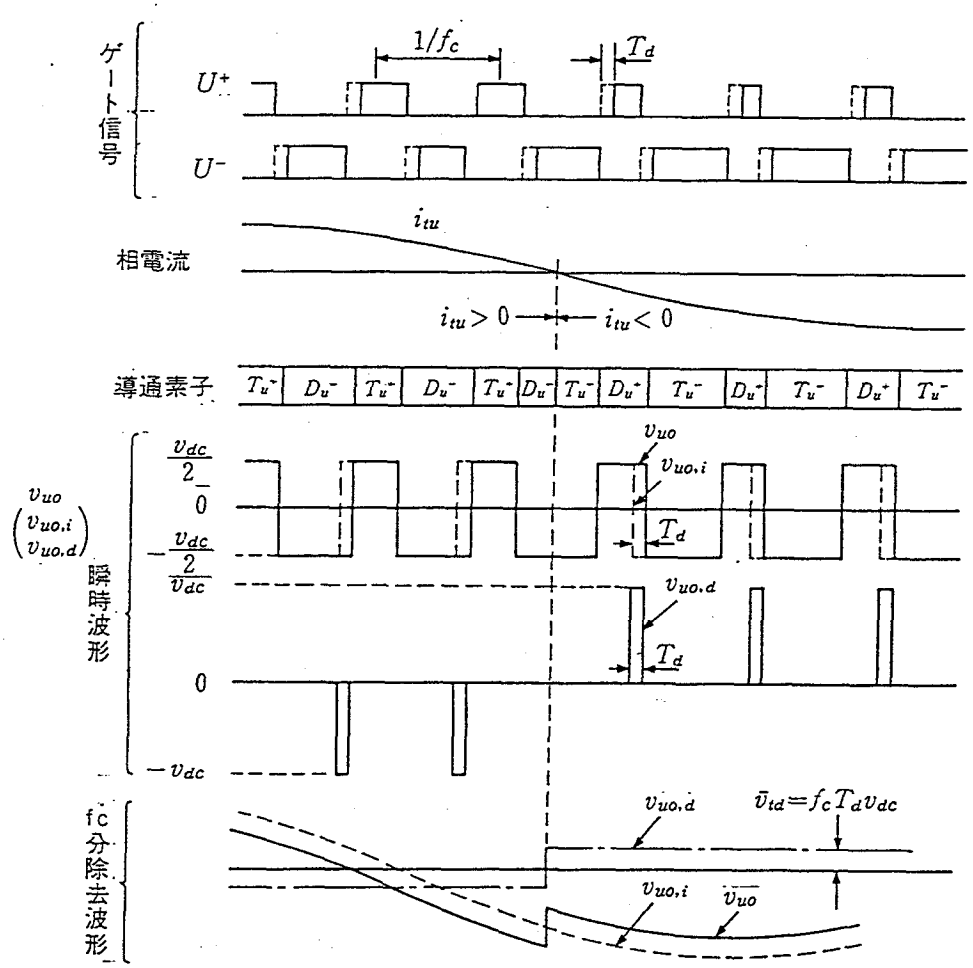


図３．４　三角波比較ＰＷＭインバータの動作波形



(a) システム構成



(b) T_d の影響を受けたPWMインバータの電圧波形

図３．５　PWMインバータによる誘導電動機駆動システム

$i_{tu}>0$（電動機へ流入）のときは，T_u^+あるいはD_u^-が動作し，v_{u0}は，それぞれ$v_{dc}/2$あるいは$-v_{dc}/2$となる。T_u^+からD_u^-への転流は，U^+がOFFになった直後（厳密にはT_u^+の蓄積時間後）に行われるが，T_u^+からD_u^-への転流は，U^-がOFFになった後，一定時間T_dだけ遅れたU^+がONになった時に行われるので，$1/f_c$ごとに，T_dだけv_{dc}の電圧降下を生じ，その平均値を$\bar{v}_{td}$と置くと，

$$\bar{v}_{td} = f_c T_d v_{dc} \quad \cdots\cdots (3.1)$$

となる。$i_{tu}<0$のときは，逆に$\bar{v}_{td}$だけ電圧が上昇する。

したがって，f_cが充分高く平均的な取り扱いが可能であるとすると，図３．５の下段に示すように，v_{u0}は，理想的な正弦波電圧$v_{u0,i}$から相電流i_uと同極性でピーク値$\bar{v}_{td}$の方形波電圧$v_{u0,d}$を差し引いた電圧となる[(1)~(8)]。すなわち

$$v_{u0} = v_{u0,i} - v_{u0,d} \quad \cdots\cdots (3.2)$$

が成り立つ。以下，理想波形に添え字i，T_dの影響に起因した波形に添え字dを付して説明する。

$v_{u0,i}$に対するi_{tu}の位相遅れ角(=遅れ力率角)をφ_iとして，$\varphi_i=0$，$\pi/4$，$\pi/2$の各場合の相電圧v_{u0}，v_{v0}，相電流i_{tu}，i_{tv}および端子電圧v_{uv}の波形を図３．６に示す[(5)]。

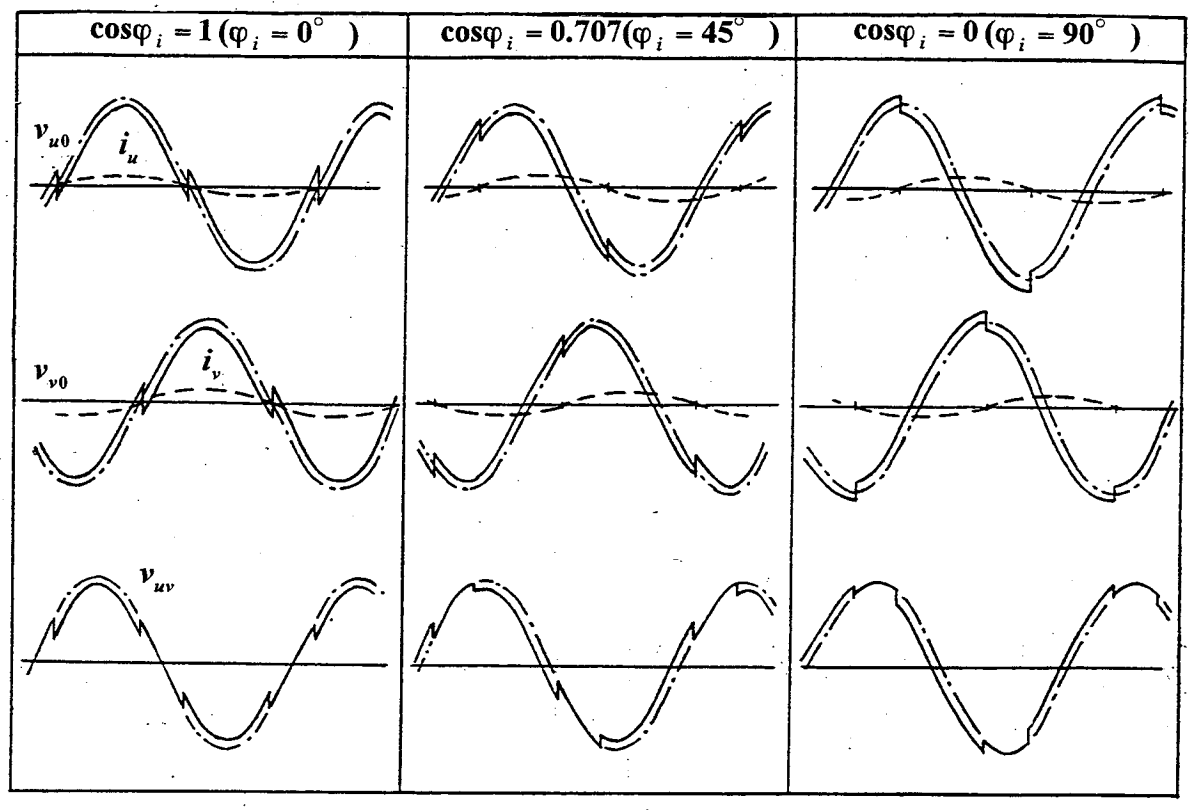


図３．６　T_dの影響を受けたＰＷＭインバータの電圧波形の力率角φ_iによる依存性

3．2．2　T_dの影響による出力電圧降下の定量的把握

相電流i_{tu}の基本波を基準として$i_{tu}=I_t\cos\omega_1 t$と表すと，$v_{u0,d}$は，その基本波の位相がi_{tu}に等しく

$$\begin{aligned}v_{u0,d}&=\tfrac{4}{\pi}\bar{v}_{td}\sum_{n=2m\pm1}\tfrac{1}{n}\sin(\tfrac{n\pi}{2})\cos n\omega_1 t\\&=\tfrac{4}{\pi}\bar{v}_{td}\{\cos\omega_1 t-\tfrac{1}{3}\cos 3\omega_1 t+\tfrac{1}{5}\cos 5\omega_1 t-\tfrac{1}{7}\cos 7\omega_1 t\cdots\\&\quad+\tfrac{1}{9}\cos 9\omega_1 t-\tfrac{1}{11}\cos 11\omega_1 t+\tfrac{1}{13}\cos 13\omega_1 t\cdots\}\end{aligned}\quad\cdots\cdots(3.3)$$

と表せる。v相，w相は，順次$2\pi/3$ずつ位相遅れを生じる。
したがって，u，v相の線間電圧$v_{uv,d}$は，次式で与えられる。

$$\begin{aligned}v_{uv,d}&=v_{u0,d}-v_{v0,d}\\&=\tfrac{4}{\pi}\bar{v}_{td}\sum_{n=6m\pm1}\tfrac{1}{n}\sin(\tfrac{n\pi}{2})\{\cos n\omega_1 t-\cos n(\omega_1 t-\tfrac{2\pi}{3})\}\\&=\tfrac{4}{\pi}\bar{v}_{td}\sum_{n=6m\pm1}\tfrac{2}{n}\sin(\tfrac{n\pi}{3})\sin n(\omega_1 t+\tfrac{\pi}{3})\\&=\tfrac{4\sqrt{3}}{\pi}\bar{v}_{td}\{\sin(\omega_1 t+\tfrac{\pi}{3})-\tfrac{1}{5}\sin 5(\omega_1 t+\tfrac{\pi}{3})+\tfrac{1}{7}\sin 7(\omega_1 t+\tfrac{\pi}{3})\\&\quad-\tfrac{1}{11}\sin 11(\omega_1 t+\tfrac{\pi}{3})+\tfrac{1}{13}\sin 13(\omega_1 t+\tfrac{\pi}{3})\cdots\cdots\}\end{aligned}\quad\cdots\cdots(3.4)$$

一方，$v_{u0,i}$は，$v_{u0,d}$に対する進み位相角をφ_i(正負取り得る)として次式で表される。

$$v_{u0,i}=V_i\cos(\omega_1 t+\varphi_i)\quad\cdots\cdots(3.5)$$

ただし，V_iは，理想的な正弦波電圧$v_{u0,i}$の尖頭値であり，次式で与えられる。

$$V_i=\alpha_p v_{dc}/2(\alpha_p:\text{変調率})\quad\cdots\cdots(3.6)$$

同様に，v相，w相は，u相に対して順次$2\pi/3$ずつ位相遅れを生じる。

ここで，基本波分に着目して，T_dの影響を考慮した基本波電圧$v_{u01}=v_{u01,i}-v_{u01,d}$を計算し

$$\begin{aligned}v_{u01}&=V_i\cos(\omega_1 t+\varphi_i)-(4/\pi)\bar{v}_{td}\cos\omega_1 t\\&\equiv V_e\cos(\omega_1 t+\varphi_e)\end{aligned}\quad\cdots\cdots(3.7)$$

と置くと次式が得られる。ただし，V_eは，v_{u01}の尖頭値である。

$$\left.\begin{aligned}V_i\cos\varphi_i&=\eta V_i+V_e\cos\varphi_e\\V_i\sin\varphi_i&=V_e\sin\varphi_e\end{aligned}\right\}\quad\cdots\cdots(3.8)$$

ここに，

$$\eta=\tfrac{4}{\pi}\bar{v}_{td}/V_i=\tfrac{8}{\pi}f_c T_d/\alpha_p\quad\cdots\cdots(3.9)$$

さらに，(3.8)式からφ_iを消去するとともに

$$V_e/V_i=x\quad\cdots\cdots(3.10)$$

と置くと次式が得られる。

$$\begin{aligned}&x^2+2(\eta\cos\varphi_e)x+\eta^2-1=0\\&\therefore x=-\eta\cos\varphi_e+\sqrt{1-\eta^2\sin^2\varphi_e}\end{aligned}\quad\cdots\cdots(3.11)$$

以上をまとめると，実際の出力電圧v_{u0}は，理想的な正弦波電圧$v_{u0,i}$と，相電流i_{tu}と同極性でピーク値$\bar{v}_{td}$の方形波電圧$v_{u0,d}$との差で表される(図３．７)。$v_{u0,d}$は，(3.3)式のように尖頭値

$(4/\pi)\bar{v}_{td}$ の基本波分とそれに対して大きさが $1/n$ のすべての奇数高調波成分よりなる(線間電圧では(3.4)式に示したように３の倍数調波が打ち消され $n=6m\pm1$ 次高調波が残る)[4],[7]。そして，基本波に関しては，(3.8)式および(3.9)式に示したように，V_e は V_i より小となる。また，φ_e の絶対値は，φ_i の絶対値より大となる。

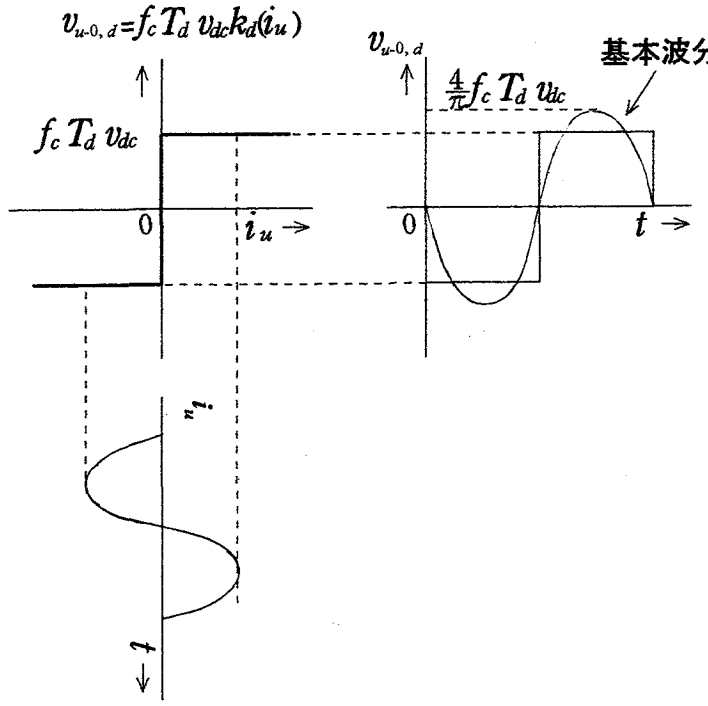
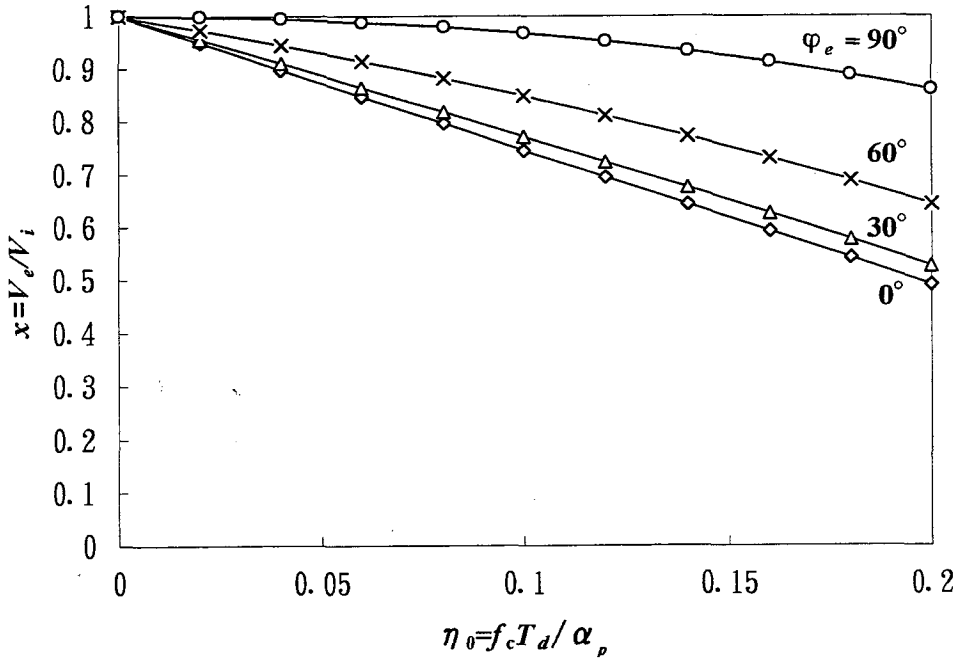
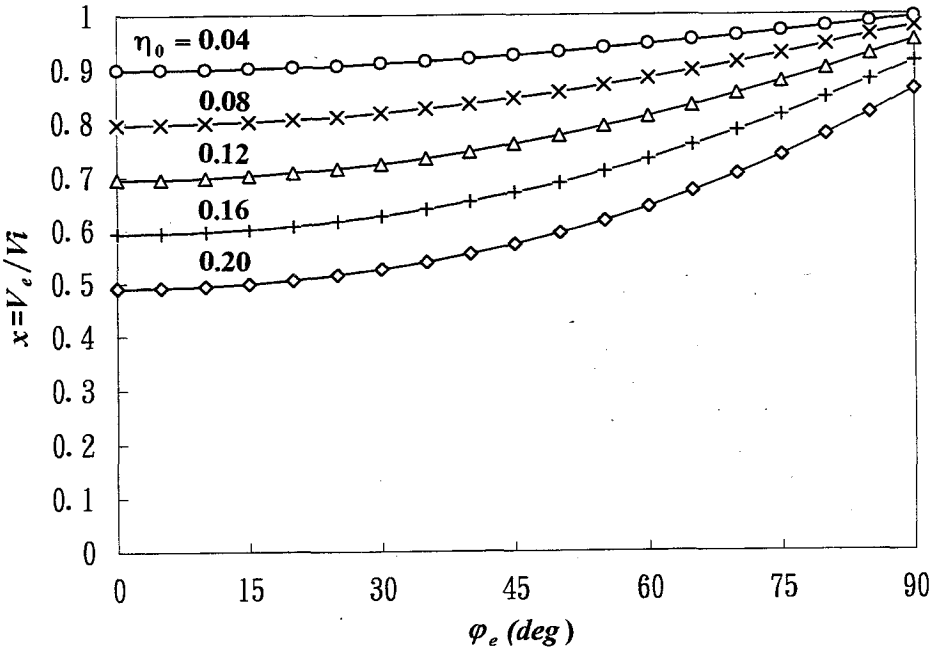


図３．７　T_d の影響による方形波電圧の発生と基本波成分

(3.8)式から求めたT_d，φ_eの種々変化の影響を受けたときの出力電圧V_eとT_dの影響を受けないときの出力電圧V_iとの比率V_e/V_iを図３．８に示す[(2),(4)]。T_dが大なるほど，またφ_eが小なるほど電圧降下率は大となる。



(a) 負荷の力率角φ_eをパラメータとしたη_0と出力電圧比V_e/V_iの関係



(b) T_d(η_0として)をパラメータとした負荷の力率角φ_eと出力電圧比V_e/V_iの関係

図３．８　T_dの出力電圧に与える影響

図３．９にT_dの影響による歪み波形の実測例を示す[2),4)]。f_c成分を除去して，低次高調波による歪み波形の影響をクローズアップさせるため，低域フィルタを介した波形を示している。

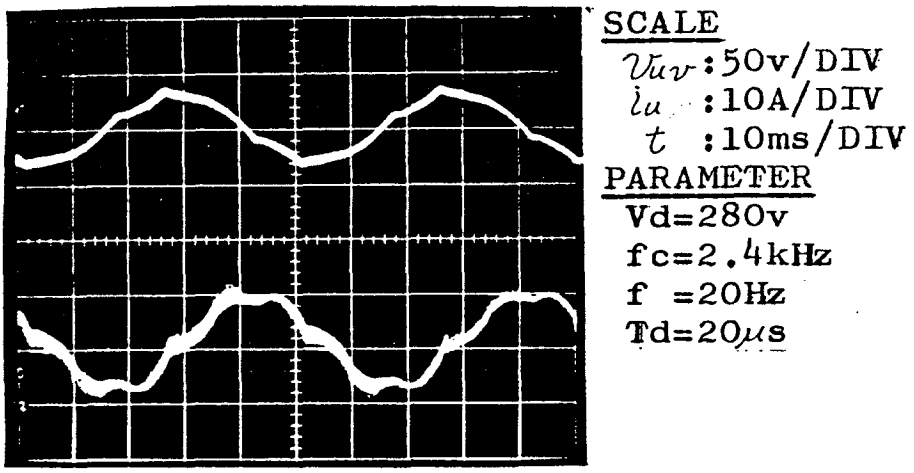


図３．９　T_dの影響による歪み電圧波形例

T_dに対する電圧降下率の試験結果を図３．１０に示す[2),4)]。これらの試験結果は，インバータとして可変速シミュレーション装置(第５章に詳述)[9)]を用い，誘導電動機を無負荷運転した。

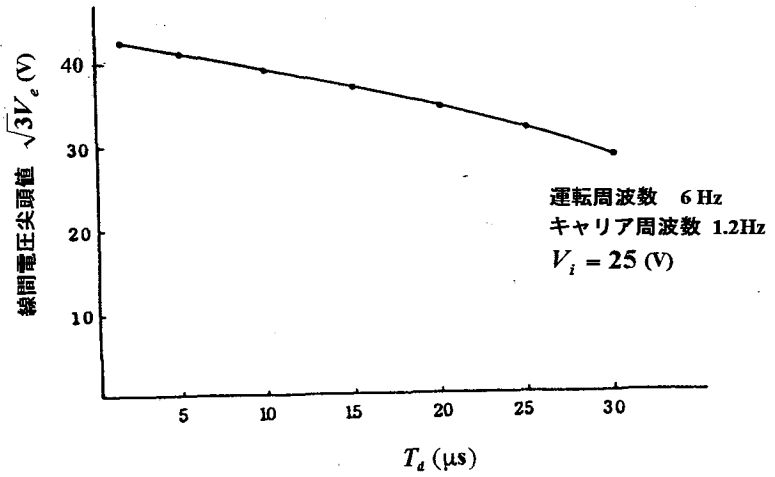


図３．１０　T_dと出力線間電圧$\sqrt{3}V_e$の関係（無負荷による試験結果）

3．2．3　T_dの影響によるインバータ誘導電動機駆動系の不安定現象

つぎに，不安定現象の試験結果の例を示す。前項3．2．2と同様に，インバータとしては，可変速シミュレーション装置を用い，誘導電動機を無負荷運転した。供試電動機およびインバータの諸元を表3．1に示す。

表3．1 供試システムの緒元

電 動 機
定 格 200 V, 6.4 A, 1.5 kW, 2,850 rpm (50 Hz, 2 極: p_m=1)
r_1=1.207 Ω, r_2'=1.094 Ω, l_1=0.00283 H, l_2'=0.00262 H $r_m=r_{s0}(f_1/50)^{0.42}$: r_{s0}=450 Ω, M_{m0}(定格値)=0.1216 $H(i_{m0}$=5.26 A), J=0.0225 kgf·m², D=0 〔i_m に対する $\lambda(i_m)$, M_m, M_d は図2.10のとおりである〕
インバータ・フィルタ
V=280 V, f_c=20 kHz(max), $V_1(\alpha_p)$: 可変, T_d: 可変
r_{dc}=0.01 Ω, L_{dc}=0.00001 H, C=0.1 F

T_dは，可変速シミュレーション装置により 1～30μs の範囲で任意の値に設定可能[9]であり，$f_c T_d$をパラメータとして，インバータの周波数f_1一定のもとで出力電圧V_1(線間電圧基本波尖頭値)を可変として電動機一次電流の波形を観測，安定・不安定の判別を行った[7],[8]。種々のf_1について同様の判別を繰り返して，その結果からV_1-f_1座標上に$f_c T_d$をパラメータとした不安定領域マップを作成した。結果を図3．11に示す。周囲を囲まれた不安定領域が明確となり，T_dの増加とともに不安定領域が増加する様子が確認出来る[4]～[8]。図中の D ， E は，$f_c T_d$=12x10^{-3}における安定時および不安定時の点であり，これらの点における一次電圧(線間)，一次電流の実測波形をそれぞれ図3．12(a)および図3．12(b)に示す[5],[6]。

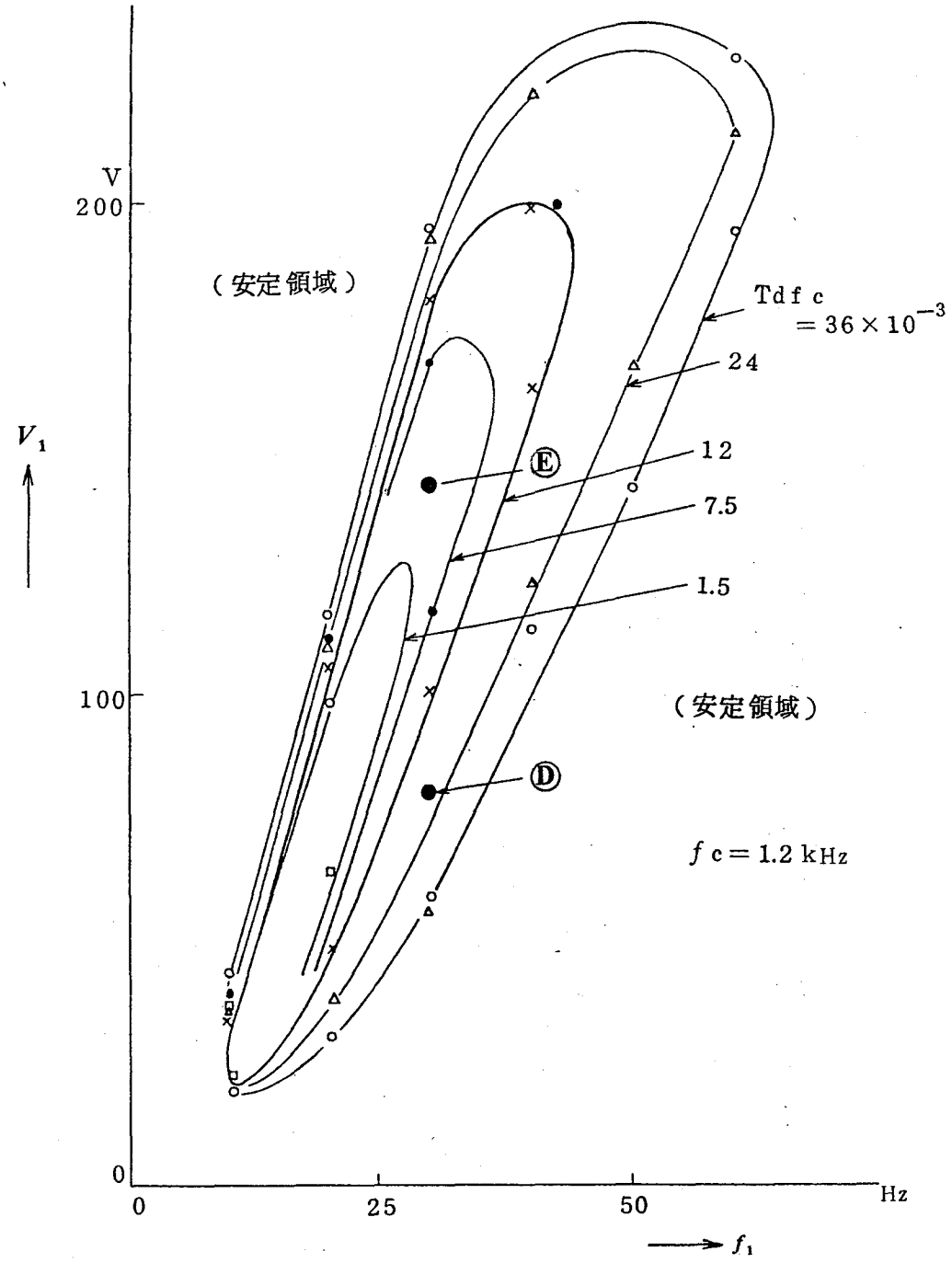
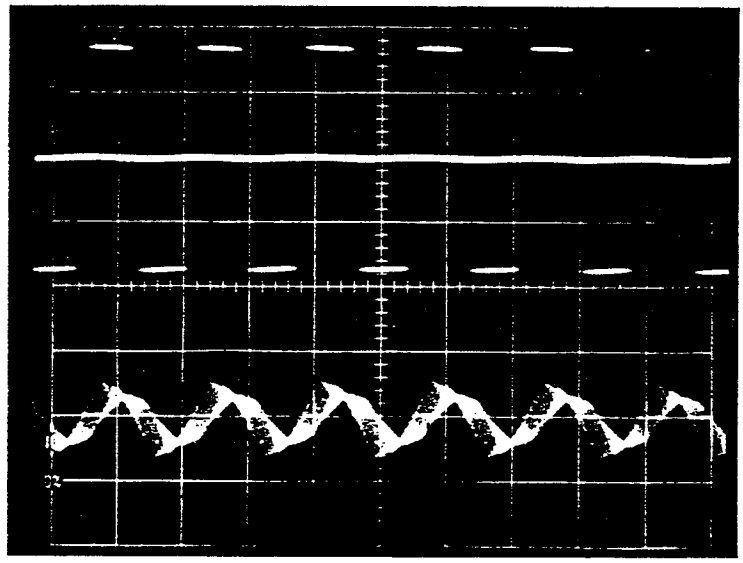
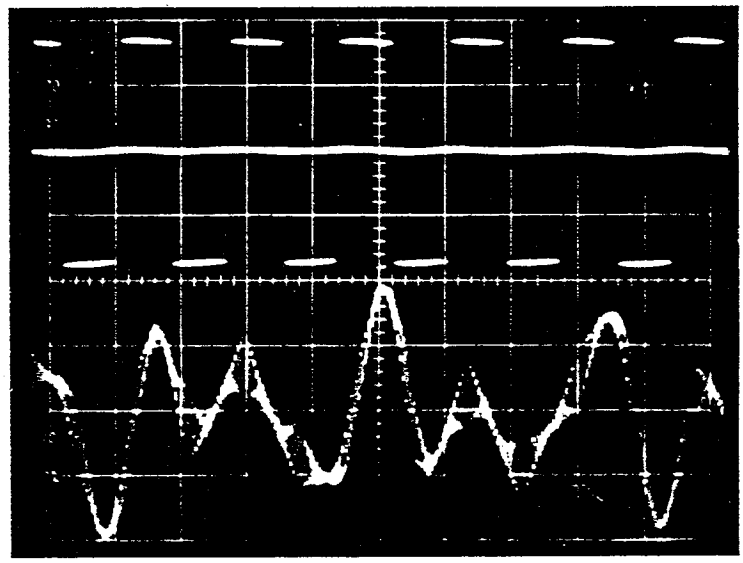


図３．１１　T_d をパラメータとした不安定領域の変化（実験結果）



(a) 安定時（図３．１１の Ｄ 点　ただし $f_c T_d = 12 \times 10^{-3}$）



(b) 不安定時（図３．１１の Ｅ 点　ただし $f_c T_d = 12 \times 10^{-3}$）

図３．１２　安定・不安定時の電圧・電流波形

３．２．４　T_dの影響をなくす方法について

T_dの影響をなくす方法としては，当初は，f_cT_d積が必要以上に大きくならないようにするとか電圧一周波数パターンを不安定領域を避けるように選定するといった消極的な方法も採られた。また，誘導電動機の電流や電圧を帰還してT_dの影響を抑制する制御方法[10]も検討された。しかし，汎用インバータのように不特定の誘導電動機が接続されることを前提としたより積極的な方法が主流となっていった。その例を示す。

(1) 出力電圧検出によるT_d補正回路を設ける方式

図３．１３に基本構成，図３．１４に動作説明を示す[1]。ＰＷＭ信号と実際の出力電圧を比較し両者の差の時間積分値が零になる時点でＯＮ－ＯＦＦ信号（Ａ信号）を動作させ短絡防止回路への入力とする。このような回路構成によってT_dの影響や，トランジスタの蓄積時間（T_sとする）のばらつきなどの遅れ分を次の動作時のＯＮタイミングにより発生を遅らせ補正する。したがって，出力電圧は，その後さらにT_dだけ遅れて出力される。

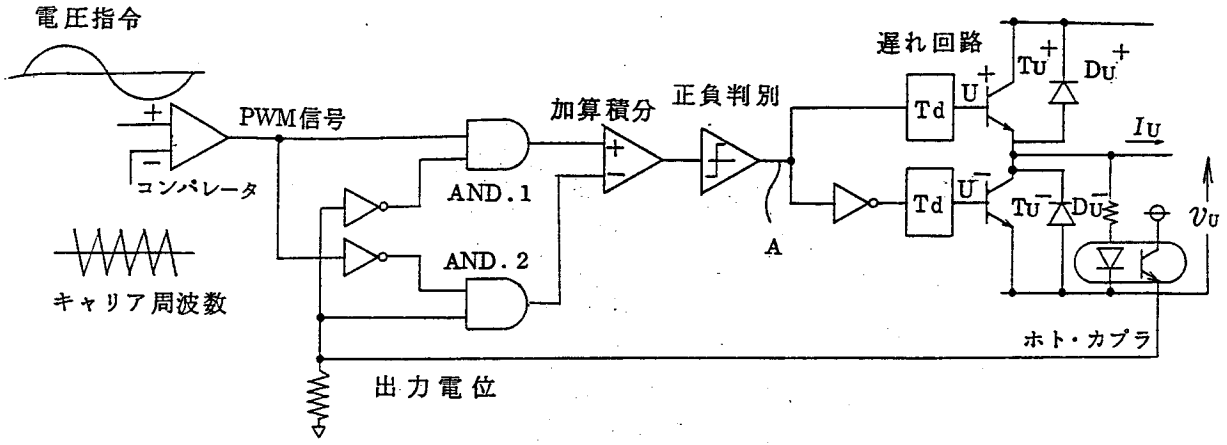


図３．１３　T_d補正回路の基本構成（１相分）

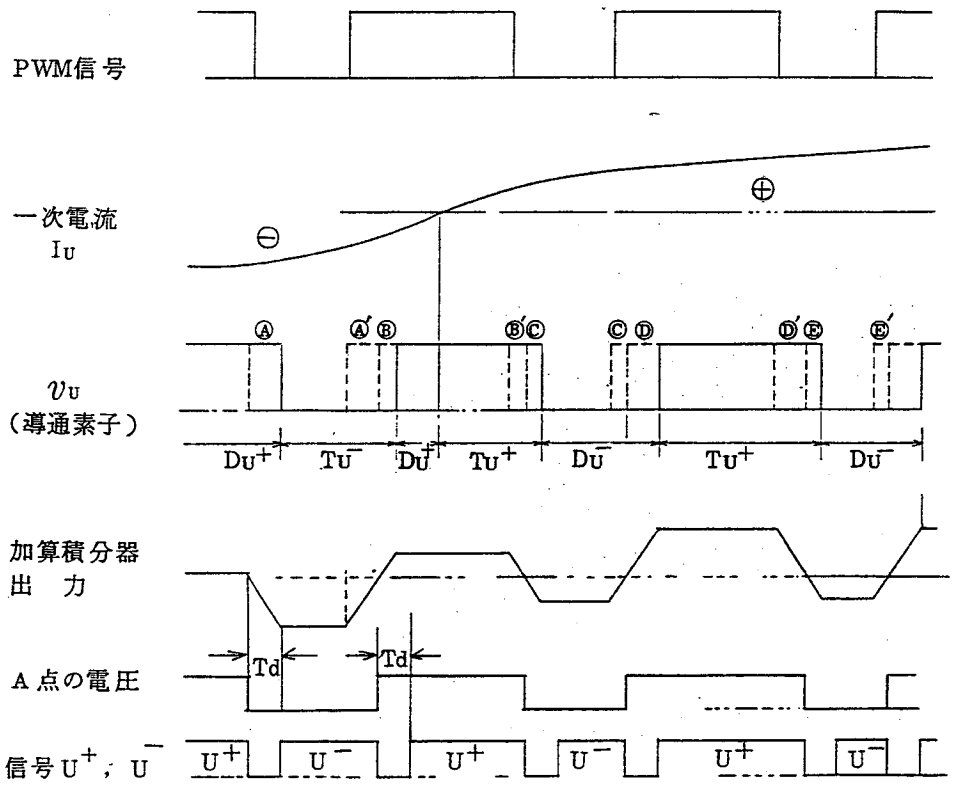
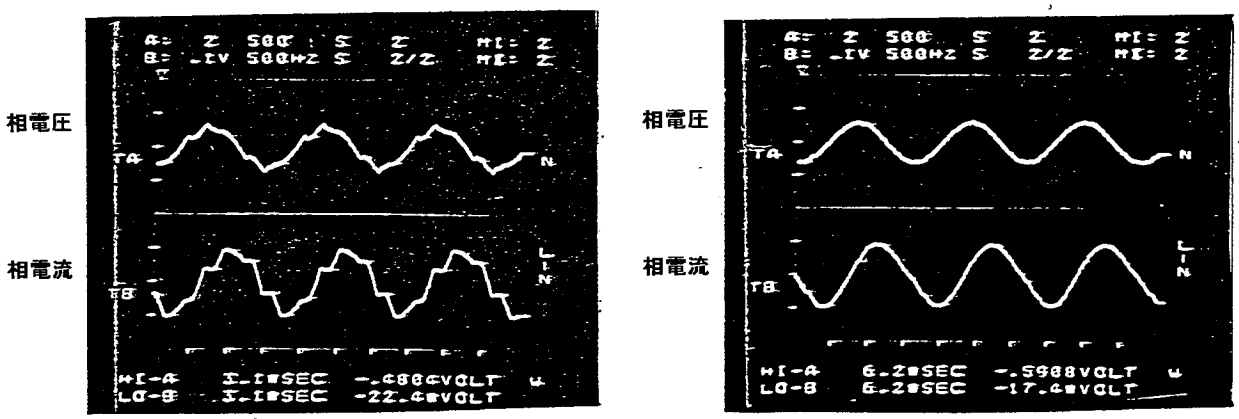


図３．１４　T_d 補正方式の動作説明

図３．１５に T_d の補正効果を示す相電圧および相電流波形を示す。インバータのキャリア周波数 f_c=5kHz, T_d=15 μs である。なお，電圧，電流とも，その効果を明確に示すためフィルタを通してキャリア周波数の影響を除いた波形である。T_d 補正効果は歴然としている。



(a) 補正なし　　(b) 補正あり

図３．１５　T_d 補正の有無における電圧・電流波形
（キャリア周波数成分除去フィルタの後）

(2) 電流の極性判別による方法

電流の極性を判別し，$i_{tu}>0$の範囲では，T_u^-のベース信号を禁止する（D_u^-を流れるため構わない）[3]。この方法によれば$i_{tu}>0$では，T_dの影響を受けずに$D_u^- \rightarrow T_u^+$と転流が行える。また，D_u^-通電中に電流が$i_{tu}<0$と反転した場合の$D_u^- \rightarrow T_u^-$の転流もT_dの影響を受けない。一方，$i_{tu}<0$の範囲では，T_u^+の信号を禁止することによりT_dの影響を無くそうとする方法である。

3．3　T_dを考慮したPWMインバータのシミュレーションモデル

3．3．1　仮定

T_dの影響を考慮したPWMインバータの誘導電動機駆動系における定常特性および不安定現象や過渡特性を定量的に評価・検証するためのシミュレーションモデルとして，PWMインバータの基本方程式をまとめる。

図3．5(a)に基づき，下記の仮定を設ける。

(a) PWMインバータの入力部としてのコンバータは，コンデンサが直結されることも多いが，図に示すようにより一般的な取り扱いが出来るようにRLC回路とし，直流電源からRLC回路を経てインバータ主要部(主回路)へ給電する。

(b) 3．2に示したように，PWMインバータのキャリア周波数f_cが系の応答に比べて充分高く，平均的な取扱いが可能である。

なお，コンバータとしては，一般的にサイリスタかダイオードが用いられるが，PWMインバータにおいては，インバータ側で電圧制御可能であるため，必ずしもサイリスタコンバータとして電圧制御する必要はない。なお，位相制御により電圧制御を行う場合は，等価的に可変直流電圧とリアクトルに置き換えられる[1]。

3．3．2　インバータの基本方程式

前節3．2では，T_dの影響を除いた理想的な電圧$v_{u0,i}$は正弦波であり，それがT_dの影響による方形波電圧$v_{u0,d}$のうち基本波分のみによって出力電圧低下するとしてT_dの影響によるインバータ出力電圧低下を定量的に求めた。この場合は，定常状態を$\gamma-\delta$座標に変更した値が一定値となるため，次章で論じるような定常状態からの微小変化分から系全体の安定性を解析する場合などには取り扱いが容易となる。

一方，低次高調波の影響を考慮したシミュレーションを行うためには，直流電圧最大値で決まるv_{ui}のピークカットの影響による電圧歪みを考慮したり，v_{ud}を尖頭値が$\bar{v}_{td}$の方形波として取り扱うことが要求される。両ケースについて検討する。

(1) T_dの影響を除いた電圧

前述のように各相電圧をコンバータ中性点に対する電圧とインバータ中性点（電動機中性点）に対する電圧とに区別して扱い，前者には相を示す添え字の後にさらに「0」を付加する。

すなわちコンバータ中性点に対する各相の電圧を下記のように表す。

$$\left.\begin{aligned} v_{u0,i} &= \tfrac{1}{2} v_{dc} f_i(\alpha_u) \\ v_{v0,i} &= \tfrac{1}{2} v_{dc} f_i(\alpha_v) \\ v_{w0,i} &= \tfrac{1}{2} v_{dc} f_i(\alpha_w) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (3.12)$$

ただし，

$$\left.\begin{aligned}\alpha_u &= -\alpha_p \sin(\omega_1 t + \delta)\\ \alpha_v &= -\alpha_p \sin(\omega_1 t + \delta - 2\pi/3)\\ \alpha_w &= -\alpha_p \sin(\omega_1 t + \delta + 2\pi/3)\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (3.13)$$

であり，$f_j(\alpha_u)\,(j=u,v,w)$ は，α_p の値に応じて下記の値を取るものとする。

$$\left.\begin{aligned} f_i(\alpha_j) &= \alpha_j \qquad (|\alpha_p| \le 1 \quad or \quad |\alpha_p| > 1 \,\&\, |\alpha_j| \le 1)\\ &= \mathrm{sign}\ \alpha_j (|\alpha_p| > 1 \,\&\, |\alpha_j| > 1)\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (3.14)$$

上段の $f_j(\alpha_u)$ は，正弦波であるが，下段のそれは，ピークカットされ歪みを生じる。

u 相におけるインバータ出力電圧は，下記のように表される。

$$v_{ui} = v_{u0,i} - \tfrac{1}{3}(v_{u0,i} + v_{v0,i} + v_{w0,i}) \equiv \tfrac{1}{2} v_{dc} f_{ui} \cdots\cdots (3.15)$$

v 相，w 相についても同様の処置を行うと次式が得られる

$$v_{vi} = \tfrac{1}{2} v_{dc} f_{vi}, \qquad v_{wi} = \tfrac{1}{2} v_{dc} f_{wi} \cdots\cdots (3.16)$$

ただし，

$$f_{ji} = f_i(\alpha_j) - f_0 \quad (j = u,v,w),\ ここに\ f_0 = \tfrac{1}{3}\{f_i(\alpha_u\} + f_i(\alpha_v) + f_i(\alpha_w)\} \cdots (3.17)$$

(3.15)，(3.16)式をまとめて $\boldsymbol{f}_i$ とベクトル表現すると，下記のように表される。

$$\boldsymbol{v}_i = \tfrac{1}{2} v_{dc} \boldsymbol{f}_i \cdots\cdots (3.18)$$

ここで，第２章の(2.14)式に示した変換行列

$$C_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta_w & -\sin\theta_w \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_w - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_w - \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_w + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_w + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \cdots\cdots (3.19)$$

ただし，$\theta_w = \omega_1 t + \theta_0$

を適用して，(3.18)式を $\gamma - \delta$ 軸に変換すれば，次式が得られる。

$$\boldsymbol{v}_i' = \tfrac{1}{2} v_{dc} \boldsymbol{C}_1^t \boldsymbol{f}_i \equiv \tfrac{1}{2} v_{dc} \boldsymbol{f}_i' \cdots\cdots (3.20)$$

ただし，$\boldsymbol{f}_i' = \boldsymbol{C}_1^t \boldsymbol{f}_i$ である。

以上，$|\alpha_p| > 1$，したがって $f_0 \ne 0$ も含めたより一般的な取り扱いをした。したがって，v_{ui}，v_{vi}，v_{wi} は，(3.13)式～(3.17)式に示すように，ともに α_u，α_v，α_w すべての関数である。

ここで，(3.20)式を γ，δ 軸ごとに分けて表現すれば下記のとおりとなる[4]。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma i} \\ v_{\delta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\gamma i} \\ C_{\delta i} \end{bmatrix} v_{dc} \cdots\cdots (3.21)$$

ただし，$C_{\gamma i}$，$C_{\delta i}$ は下記のとおりである。

$$\begin{bmatrix} C_{\gamma i} \\ C_{\delta i} \end{bmatrix} = \tfrac{1}{2}\sqrt{\tfrac{2}{3}} \begin{bmatrix} f_{ui}\cos\theta_w + f_{vi}\cos(\theta_w - \frac{2}{3}\pi) + f_{wi}\cos(\theta_w + \frac{2}{3}\pi) \\ -f_{ui}\sin\theta_w - f_{vi}\sin(\theta_w - \frac{2}{3}\pi) - f_{wi}\sin(\theta_w + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \cdots\cdots (3.22)$$

(2) T_d の影響による電圧

(1)と同様に，各相電圧をコンバータ中性点に対する電圧とインバータ中性点に対する電圧を

区別して扱う。

コンバータ中性点に対する各相電圧は，下記のように表される。

$$\left.\begin{aligned} v_{u0,d} &= f_c T_d v_{dc} k_d(i_u) \\ v_{v0,d} &= f_c T_d v_{dc} k_d(i_v) \\ v_{w0,d} &= f_c T_d v_{dc} k_d(i_w) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (3.23)$$

ただし，
$$\left.\begin{aligned} k_d(i_j) &= \text{sign } i_j \ (i_j \neq 0) \ \ (j = u,v,w) \\ &= 0 \qquad (i_j = 0) \end{aligned}\right\} \text{(図３．７参照)} \cdots\cdots (3.24)$$

u相におけるインバータ出力電圧は，下記のように表される。

$$v_{ud} = v_{u0,d} - \tfrac{1}{3}(v_{u0,d} + v_{v0,d} + v_{w0,d}) \equiv f_c T_d v_{dc} k_{ud} \cdots\cdots (3.25)$$

v相，w相についても同様の処置を行うと次式が得られる。

$$v_{vd} = f_c T_d v_{dc} k_{vd}, \quad v_{wd} = f_c T_d v_{dc} k_{wd} \cdots\cdots (3.26)$$

ただし，

$$k_{jd} = k_d(i_j) - k_0 (j = u,v,w) \cdots\cdots (3.27)$$

$$k_0 = \tfrac{1}{3}\{k_d(i_u) + k_d(i_v) + k_d(i_w)\} \cdots\cdots (3.28)$$

(3.26)，(3.27)式を下記のようにベクトル表現する。

$$\boldsymbol{v}_d = f_c T_d v_{dc} \boldsymbol{k}_d \cdots\cdots (3.29)$$

ここで，$\boldsymbol{v}_i$を求めたと同様に$\boldsymbol{C}_1$を用いて$\gamma-\delta$軸の$\boldsymbol{v}_d'$に変換すれば次式が得られる。

$$\boldsymbol{v}_d' = f_c T_d v_{dc} \boldsymbol{C}_1{}^t \boldsymbol{k}_d \equiv f_c T_d v_{dc} \boldsymbol{k}_d' = v_{dc} \boldsymbol{C}_d \cdots\cdots (3.30)$$

ただし，$\boldsymbol{k}_d' = \boldsymbol{C}_1{}^t \boldsymbol{k}_d$，$\boldsymbol{C}_d = f_c T_d \boldsymbol{k}_d$である。

ここで，(3.30)式をγ，δ軸成分ごとに分けて表現すれば下記のとおりとなる。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma d} \\ v_{\delta d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\gamma d} \\ C_{\delta d} \end{bmatrix} v_{dc} \cdots\cdots (3.31)$$

ただし，$C_{\gamma d}$，$C_{\delta d}$は下記のとおりである。

$$\begin{bmatrix} C_{\gamma d} \\ C_{\delta d} \end{bmatrix} = \sqrt{\tfrac{2}{3}} f_c T_d \begin{bmatrix} k_{ud}\cos\theta_w + k_{vd}\cos(\theta_w - \frac{2}{3}\pi) + k_{wd}\cos(\theta_w + \frac{2}{3}\pi) \\ -k_{ud}\sin\theta_w - k_{vd}\sin(\theta_w - \frac{2}{3}\pi) - k_{wd}\sin(\theta_w + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \cdots\cdots (3.32)$$

(3) T_dの影響を考慮した直流電源入力とインバータ出力の関係

したがって，T_dの影響を考慮した場合の直流電圧v_{dc}とインバータ出力である交流電圧v_γ，v_δの関係は，(3.21)式と(3.31)式の差を取って次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\gamma i} - v_{\gamma d} \\ v_{\delta i} - v_{\delta d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\gamma i} - C_{\gamma d} \\ C_{\delta i} - C_{\delta d} \end{bmatrix} v_{dc} \cdots\cdots (3.33)$$

また，インバータ損失を無視すると直流電力と交流出力が等しく下記の関係が成立する。

$$v_{dc} i_{dc} = v_\gamma i_{t\gamma} + v_\delta i_{t\delta} \cdots\cdots (3.34)$$

ここで，(3.33)式のv_γ，v_δを(3.34)式に代入後，両辺をv_{dc}で割ると次式のように直流電流i_{dc}と交流電流i_γ，i_δの関係が求まる[(1),(4)~(8)]。

$$\therefore i_{dc} = (C_{\gamma i} - C_{\gamma d}) i_{t\gamma} + (C_{\delta i} - C_{\delta d}) i_{t\delta} \quad \cdots\cdots (3.35)$$

(4) コンバータ（含むフィルタ部）の基本方程式

フイルタ部を含めたコンバータについては，図３．５(a)より v_{dc}，i_i を変数として状態方程式表示を行い次式を得る。

$$pv_{dc} = (i_i - i_{dc})/C \quad \cdots\cdots (3.36)$$

$$pi_i = (V - v_{dc} - r_{dc} i_i)/L_{dc} \quad \cdots\cdots (3.37)$$

３．３．３　インバータおよびコンバータ（含むフィルタ部）のブロック線図表示

前節で求めたインバータおよびフィルタ部を含むコンバータの方程式からデジタルシミュレーションのためのブロック図を求めると図３．１６が得られる。この結果と，前章において導入した主磁束の飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデルは，第５章，第６章におけるシミュレーションモデのベースとなっている[3)~6)]。

３．４　安定性解析のためのインバータ主要部における基本方程式

(1) 検討の条件

第４章では，T_d を考慮した駆動系の定常状態からの微小変位分の定常状態への復元動作に関して安定性解析を行う。このためのインバータ主要部を３．３節の検討結果に基づくとともに下記の条件を追加し系の簡単化を図る。

(a) T_d の影響を除いた波形は，正弦波とする。

このことは，(3.13)，(3.14)式において $|\alpha_p| \le 1$ であり，$f_0 = 0$ を対象とすることになる。

(b) T_d の影響による電圧は，低次高調波の影響は無視して基本波のみ検討の対象とする。

(2) T_d の影響を除いた理想正弦波電圧と T_d の影響による電圧の基本波の計算

(a) T_d の影響を除いた電圧

(3.21)式で与えられる。ただし，$C_{\gamma i}$，$C_{\delta i}$ は，下記で表される。

$|\alpha_p| \le 1$ の場合は，(3.13)式，(3.14) 式および (3.17)式より，$v_{u0,i}$，$v_{v0,i}$，$v_{w0,i}$ がそれぞれ α_u，α_v，α_w のみの関数で，歪みが無くそれぞれの位相が順次 $2\pi/3$ ずつ遅れた正弦波となる。

すなわち $f_0 = 0$，$f_{ji} = f_i(\alpha_j)(j = u, v, w)$ となるため，(3.22)式は，下記のように α_p に比例した簡単な式で表される[7),8)]。

$$\begin{bmatrix} C_{\gamma i} \\ C_{\delta i} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{3}{2}}\alpha_p \begin{bmatrix} \sin(\theta_0 - \delta) \\ \cos(\theta_0 - \delta) \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} C_{11} \\ C_{12} \end{bmatrix} \alpha_p \quad \cdots\cdots (3.38)$$

ただし，

$$\begin{bmatrix} C_{11} \\ C_{12} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \sin(\theta_0 - \delta) \\ \cos(\theta_0 - \delta) \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots (3.39)$$

(b) T_d の影響による電圧

(3.31)式で与えられる。ただし，T_d の影響による高調波を除く基本波のみの場合の $C_{\gamma d}$，$C_{\delta d}$ は，(3.32)式から下記のとおり求められる。

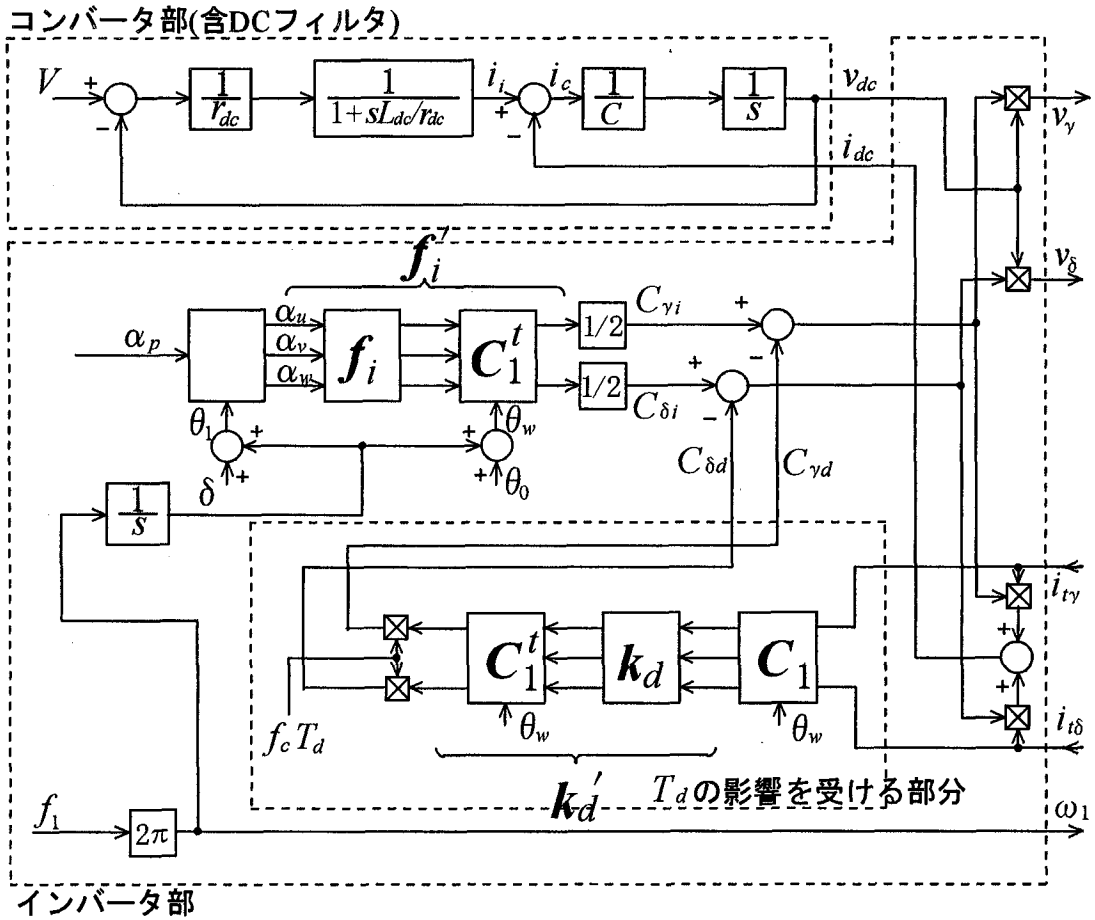


図３．１６　T_dの影響を考慮したPWMインバータのブロック線図

３．２．２で述べたように，k_{dj}は，基本波の位相がj相の電流と位相が等しく大きさ１の方形波であるから，その基本波は，インバータの理想正弦波電圧に対する位相差をφ_iとして，下記のとおりとなる(図３．７参照)。

$$\left.\begin{aligned} k_{du} &= -\tfrac{4}{\pi}\sin(\omega_1 t+\delta-\varphi_i) \\ k_{dv} &= -\tfrac{4}{\pi}\sin(\omega_1 t+\delta-\varphi_i-\tfrac{2}{3}\pi) \\ k_{dw} &= -\tfrac{4}{\pi}\sin(\omega_1 t+\delta-\varphi_i+\tfrac{2}{3}\pi) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots(3.40)$$

したがって，(3.40)式を(3.32)式を代入すると次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} C_{\gamma d} \\ C_{\delta d} \end{bmatrix} = \sqrt{\tfrac{3}{2}}\tfrac{4}{\pi} f_c T_d \begin{bmatrix} \sin\{\varphi_i-(\delta-\theta_0)\} \\ \cos\{\varphi_i-(\delta-\theta_0)\} \end{bmatrix} \cdots\cdots(3.41)$$

ここで，図３．１７に示した電圧，電流および座標軸の関係に見られるように，一次電流のδ軸となす角度をβとすると

$$\varphi_i-(\delta-\theta_0)=\beta=\tan^{-1}(i_{t\gamma}/i_{t\delta}) \cdots\cdots(3.42)$$

が成り立つので，これを(3.41)式に代入すると次式が得られる[7],[8]。

$$\begin{bmatrix} C_{\gamma d} \\ C_{\delta d} \end{bmatrix} = \sqrt{\tfrac{3}{2}}\tfrac{4}{\pi} f_c T_d \begin{bmatrix} i_{t\gamma}/i_t \\ i_{t\delta}/i_t \end{bmatrix} \equiv C_{20} \begin{bmatrix} i_{t\gamma}/i_t \\ i_{t\delta}/i_t \end{bmatrix} \cdots\cdots(3.43)$$

ここに，$C_{20}=\sqrt{\tfrac{3}{2}}\tfrac{4}{\pi} f_c T_d$ ，$i_t=\sqrt{{i_{t\gamma}}^2+{i_{t\delta}}^2}$ $\cdots\cdots(3.44)$

したがって，３．２．２(3)に示したように，インバータに損失がなく直流入力と交流出力が等しいと仮定したときに成り立つ(3.35)式に(3.38)式および(3.43)式を代入して次式を得る[7],[8]。

$$i_{dc}=(C_{11}i_{t\gamma}+C_{12}i_{t\delta})\alpha_p-C_{20}i_t \cdots\cdots(3.45)$$

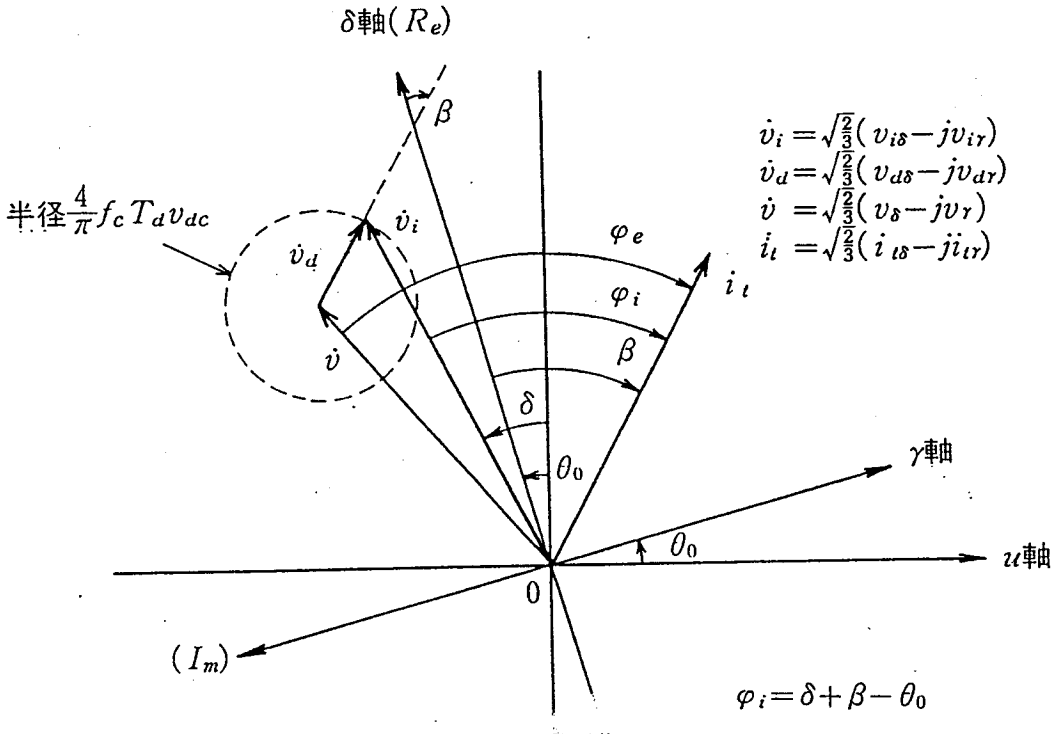


図３．１７　電圧・電流の位相関係

3．5　第3章のまとめ

電圧形ＰＷＭインバータ主回路におけるトランジスタの上下アーム短絡防止期間T_dは，15～30μsと短いにも拘わらず，それらが要因となりインバータの出力低下や不安定現象を生じる場合などの悪影響が認められることがある。そのため，本章ではまず，T_dが正弦波ＰＷＭインバータで駆動される誘導機に及ぼす影響について実験結果を示すとともにT_dを考慮した PWM インバータの動作と出力波形に及ぼす影響について数式的に取り扱い，T_dの影響による出力低下と低次高調波の影響を定量的に把握することによってT_dが正弦波ＰＷＭインバータで駆動される誘導機の諸特性に及ぼす影響について明らかにした。また，T_dを考慮した正弦波ＰＷＭインバータにおけるシミュレーションモデルのベースとなる基本方程式を算出した。下記に結果をまとめた。

(1) 出力電圧v_{u0}は，理想的な正弦波電圧$v_{u0,i}$と，相電流i_{tu}と同極性でピーク値$\bar{v}_{td}$の方形波電圧$v_{u0,d}$との差で表される。$v_{u0,d}$は，尖頭値$(4/\pi)\bar{v}_{td}$の基本波成分であり，それに対して大きさが$1/n$のすべての奇数高調波成分を含んでいる(線間電圧では$n=6m\pm1$次高調波）。したがって，T_dの影響を考慮したv_{u0}の基本波電圧の尖頭値V_eは，T_dの影響のない理想的な尖頭値V_iより小となる。また，負荷力率φ_eの絶対値はV_iに対する負荷電流の位相角φ_iの絶対値より大となり，T_dが大なるほど，またφ_eが小なるほど電圧低下率は大となる。

(2) インバータとして可変速シミュレーション装置を用い，誘導電動機を無負荷運転することによって不安定現象の発生状況を検討した。f_c T_dをパラメータとして，インバータの周波数一定f_1のもとで出力電圧V_1(線間電圧基本波尖頭値)を可変として電動機一次電流の波形を観測，安定・不安定の判別を行い，種々のf_1について同様の判別を繰り返して，その結果からV_1-f_1座標上にf_c T_dをパラメータとした不安定領域マップを作成した。T_dの増加とともに不安定領域が増加する様子が確認できた。

(3) T_dの補正の方法として，トランジスタにおける蓄積時間のばらつき等の遅れ分を次の動作時のＯＮタイミングにより発生を遅らせ補正する方法，および電流の極性を判別し，たとえば$i_{tu}>0$の範囲では，T_u^-のベース信号を禁止する（D_u^-を流れるため構わない）ことによって，T_dの影響を受けずに$D_u^- \rightarrow T_u^+$と転流を行う方法など，T_dの補正の方法についても多少触れた。

以上，(1)，(2)と合わせてT_dの影響による問題点の定量的な評価を可能とし，確実な補正方式を明らかにした。

(4)最後に，T_dの影響を除いた理想正弦波電圧とT_dの影響による電圧の基本波の計算式を求め，この結果を用いてT_dを考慮した出力電圧を算出した。また，インバータの直流入力と出力の関係を数式化し，T_dの影響を考慮した正弦波ＰＷＭインバータのシミュレーションモデルとなる基本方程式を算出した。

なお，本章では，電圧形三角波比較 PWM インバータについて述べたが，他の PWM 方式に関しても適用が可能である。

第３章　参考文献

(1) 村井，細野，常広:「ＰＷＭインバータで駆動される誘導電動機の安定性について」電学論 B,105, 467 (昭 60-5).

(2) 細野，佐藤，柳沢，大上，鎌倉:「PWM インバータの上下アーム短絡防止期間の波形への影響について」，昭 57 電気関係学会東海支部連大，131.

(3) 大山，海野，常広：「Time Delay の無いＰＷＭインバータ」，昭 58 電気関係学会東海支部連大，115.

(4) T. Kishimoto, K. Matsumoto, T. Kamakura, M. Daijo and Y. Nishizawa: "Effect of Switching Deadtime Interval on Characteristics of PWM Inverter Fed Induction Motor" Third Joint WESTINGHOUSE-MELCO Power Electronics Seminor, April 1984.

(5) 岸本，松本，鎌倉，大上：「PWM インバータの上下アーム短絡防止期間の IM 駆動時における安定性の影響について」，昭 58 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 131.

(6) 岸本，吉田，松本，鎌倉，大上:「インバータの短絡防止期間を考慮した IM 駆動系のディジタルシミュレーション」昭 59 電気関係学会東海支部連大 No. 136.

(7) 岸本，吉田，松本，鎌倉，大上:「PWM インバータの上下アーム短絡防止期間の IM 駆動時における安定性への影響について」昭和 60 電気関係学会全国大会講演論文集 No. 647.

(8) 岸本，松本，鎌倉，大上：「電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析」，電気学会論文誌 B,106,737-744 (昭 61-9).

(9) 柳沢，鎌倉，大上：「可変速シミュレーション装置の開発と応用」，三菱電機技報 Vol. 57 No.7 (1983).

(10) 川岸，宇高，森：昭 59 年度電気関係学会連大 No. 500.

第４章　電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析

４．１　まえがき

前章では，ＰＷＭインバータにおける主トランジスタの上下アーム短絡防止期間T_dの影響を考慮した，誘導機駆動系の安定性解析やディジタルシミュレーションによる過渡特性解析を行うことを前提として，コンバータ側フィルタとT_dを考慮した電圧形正弦波ＰＷＭインバータの基本方程式を誘導した。

この章では，これらの結果を発展させて，まず主磁束の磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル[1]に鉄損を追加し，駆動系全体の方程式を求める[11],[12],[14],[15]。その結果から定常特性を計算し，さらに，各変数が定常動作点から微小変化したときの応答を求めるための線形化方程式を誘導する。続いて，線形化方程式から導かれる特性方程式から固有値法により不安定領域を算出し，実験結果の検証を行う。また，電動機の定数変化に対する影響について計算例を示す[12],[15]。

最後に，系の一巡伝達関数を算出するとともに，T_dの影響と主磁束の磁気飽和無視の少なくとも一方を含むときの一巡伝達関数とT_dの影響なしでかつ主磁束の磁気飽和考慮した場合の一巡伝達関数の比率を求め，それらのボード線図からT_dの影響と主磁束の磁気飽和におけるそれぞれの固有の性質を抽出してその意味を明らかにする[14],[15]。

なお，本章の内容は，主として文献(1)および(9)～(15)に基づくものである。

４．２　誘導電動機駆動系の安定性解析の背景

低周波正弦波電源で運転中の誘導電動機の目標速度変化を与えた場合は，低ダンピングの速度の振動を生じるものの通常の対称構造をした誘導機の場合には，その振動は持続しないことが示されている。そして，Rogers 氏らは，定常値からの微小変化に対する特性方程式の近似解を求め，その固有値の動きに基づいて各種パラメータの影響を調べ，その裏付けをおこなっている[2]。

Brown 氏[3]は，停止した電動機に対して定常運転時の主磁束の飽和レベルに対応する大小二つの商用周波電圧を印加して，トルクおよび一次電流の始動時の過渡現象を計算し，このときの主磁束に対応した磁気飽和を考慮しない従来の電圧方程式において一定インダクタンス値を与えて計算した場合と比較している。結果によると，飽和を考慮した場合は，考慮しない場合に比べてトルク低下が見られ，顕著ではないが電流も減少する。従来の磁気飽和を考慮しないモデルを用いて，励磁インダクタンスに主磁束の飽和磁化特性を盛り込んだ場合も示されている。この場合は，飽和の影響が過剰に表れ，主磁束の飽和レベルに対応した一定の相互インダクタンスを用いた方が，かえって誤差が少ない結果が示されている（第２章の図２．５を参照されたい）。

また，Lipo 氏[4]は，整流器と電圧形インバータ駆動時の直流側フィルタと電動機間のエネルギーの授受にともなう不安定現象が生じることを示し，系の定常動作点の近傍で成り立つ線形化方程式を Nyquist や Routh の判別式によってその安定性を評価し，定格値で基準化したトルク－回転数座標上に不安定領域を得ている。ただし，誘導電動機は，主磁束の飽和や鉄損を考慮してい

ない。また，インバータは，６ステップ電圧形であるが，電圧波形は，その基本波のみを解析の対象としている。

文献(5)では，この著者の行った実験結果と文献(4)の解析結果との比較検討を行っている。結果によると，解析結果は実験結果に比べて不安定領域が広く，特に，無負荷時において，解析結果では不安定であるが実験結果では安定で，ある程度の負荷がかかって初めて不安定に達する。この違いについて，文献(4)の著者は，インバータの転流に伴う損失がダンピング作用をするのではないかとも述べているが，文献(5)の著者は，磁気飽和や，巻線法や，摩擦ダンピングの影響などを挙げている。

野中氏らは，文献(6)の中で，同様の系におけるインバータ電圧の基本波分について，定常値からの回転数の微小変動に対するトルクの関係を求めて，そこから同期化トルク係数と制動係数を求め，ナイキストの安定判別結果との関連付けを行っている。また，方形波電圧やそれをＰＷＭ制御した場合について，高調波により特性方程式の係数が$\pi/3$の周期で変動することを考慮して安定判別を行い，高調波を無視した定係数の特性方程式に基づく結果と比較し，高調波分の影響は少ないことを示している。しかし，ＰＷＭの場合は，方形波に比べ不安定領域が小さくなっている。これは，インバータの電圧波形の差が影響するのではなくＰＷＭ制御の場合は，電動機側からみたフィルタのＬ，Ｃの値は，基本波電圧が小さいほど等価的に小さくなるためである。

以上は，誘導電動機における主磁束の磁気飽和を考慮されていない。

文献(7)では，電圧形インバータ駆動時の直流側フィルタと電動機間のエネルギーの授受にともなう不安定領域などの解析精度を高めるためには，主磁束の飽和と影響を考慮することが必須であるとの見解をとっている。そして，文献(4)と同様に，主磁束方向をｄ軸とし，その方向において飽和を生じ，ｑ軸は，従来通りの飽和がないとしたモデルを採用し実験結果の検証をしている。この文献では，前述の文献(2)のように主磁束の飽和を静的および動的２つのインダクタンスによって表現するのでなく，励磁電流に対する磁束の関係を示す飽和磁化曲線として与えている。このシミュレーションモデル採用によって，動作点の近傍における微小信号レベルにおいて成立する線形化方程式から求めた基準化トルク(対象とする回転数／定格回転数)との関係を示す不安定領域マップについて実験結果と解析結果を比較すると，実験値に比べて解析結果の不安定領域が大きくなるという従来から存在していた疑問をこの飽和モデルの採用によって解決している。また，飽和が大きい場合は，完全に無負荷において，解析結果では不安定域にあるにもかかわらず実験値では安定であることが明白となったが，この場合も飽和モデルの採用によって納得のいく説明をつけている。

文献(8)は，誘導電動機の主磁束の飽和と鉄損を考慮した解析モデルを用いて電流形インバータ駆動系の安定性の解析を行っている。一次電流，鉄損抵抗の電流および両者の差である励磁電流の３つの電流を状態変数として複素表示し，電圧方程式を誘導している。誘導電動機における主磁束の磁気飽和に関しては文献(3)などと同様に静的なインダクタンスと動的なインダクタンスを考慮した解析を行っており，電圧方程式の誘導方法は，基本的には文献(3)と同様である。なお，鉄損に関しても静的な抵抗と動的な抵抗に分けた取り扱いを行っている。また，発生トルク式は近似式で与えているようであるが，厳密式との関連など明確でない。

以上は，誘導機単体に関するものか，あるいはインバータに関しても６ステップかＰＷＭであってもそのキャリア周波数が低い場合で，コンバータにＬＣＲフィルタを持つ系に関する安定性に関するものであった。

しかるに，電圧形ＰＷＭインバータにおいては，前章で詳述したように，主回路トランジスタ

の上下アームが同時にオン状態になることを防止するための短絡防止時間T_dを設けている。そして，文献(9)では，これを考慮してインバータと誘導機を含む系について誘導機の主磁束の飽和を無視した解析モデルについて，動作点近傍における微小変化分について成立する線形化方程式の代表根の位置から不安定限界や同一安定度の条件を求めて，インバータ周波数を横軸にとり，定格電圧で基準化した誘導機端子電圧を縦軸にとった図中に示している。そのうちの不安定領域について，計算結果を実験結果と比較すると，同一インバータ周波数における計算結果は，実験結果における不安定範囲上限より上部に伸びている。この要因として，鉄心の飽和による鉄損増加とそれに伴って直流電流が増加しサイリスタコンバータの位相制御角が減少する結果による等価インダクタンスの減少を挙げている。これらは，鉄心の主磁束の飽和に伴う間接的な影響であり，飽和そのものを挙げていない。また，実証されていない。

４．３　駆動系の方程式

以上述べた背景のもとで，図４．１に示す（前出図３．５(a)を改めて示す）電圧型ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析のために，下記(1)，(2)を総合した高精度で実用性の高い解析モデルを構築する。

(1) 誘導電動機は，第２章で検討した主磁束の磁気飽和を考慮したシミュレーションモデルに鉄損に対する抵抗値を加える。

(2) 電源は，前章で検討したように，直流電源とＬＣＲフィルタよりなるコンバータフィルタ部およびT_dを考慮したインバータ部から構成する。

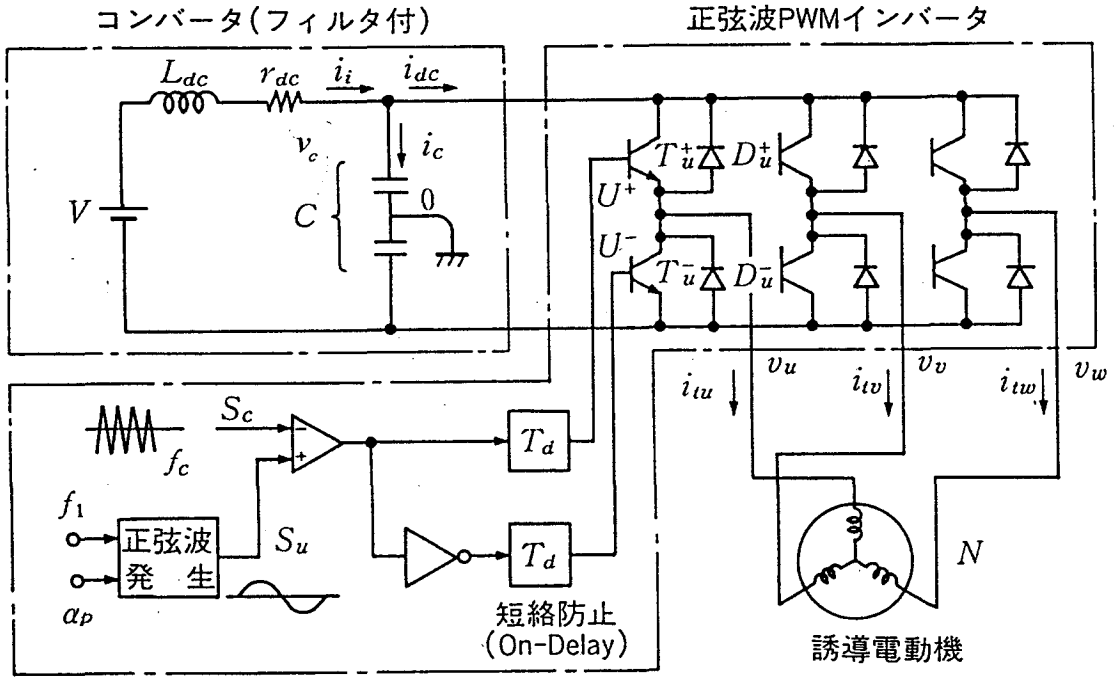
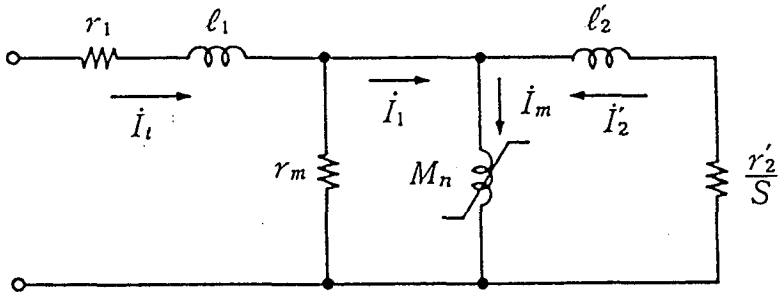


図４．１　ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系

４．３．１　主磁束の飽和と鉄損を考慮した誘導電動機の電圧方程式の誘導

第２章で算出した各巻線が対称な三相誘導機における主磁束の磁気飽和を考慮した電圧方程式[(1)]をベースに，新たに，鉄損を励磁インダクタンスに並列な抵抗r_mとして追加した電圧方程式を取り扱う[(11),(12),(14),(15)]。これは，不安定現象が生じ易い軽負荷においては鉄損が系に及ぼす影響が大きく，それを検討することが必要であるとの認識に基づいている。検討の対象となる回路構成を示す等価回路（概念図であり厳密には主磁束の飽和を考慮していない）を図４．２に示す。



(注)$\dot{I}_t$, $\dot{I}_1$および$\dot{I}'_2$は，それぞれ一次電流，
それから鉄損分を引いた電流および二
次電流の定常時基本波実効値を示す。

図４．２　対象となる誘導電動機の等価回路（磁気飽和と鉄損を考慮した概念図）

第２章の結果を参照し，角周波数ω_1で回転する$\gamma-\delta$座標を用いて，磁束鎖交数表現により電電圧方程式を纏めると，次に示す６つの方程式が得られる。

$$\left.\begin{aligned}
v_\gamma &= r_1 i_{t\gamma} + p\psi_{1\gamma} - \psi_{1\delta}\omega_1 \\
v_\delta &= r_1 i_{t\delta} + p\psi_{1\delta} + \psi_{1\gamma}\omega_1 \\
0 &= -r_m(i_{t\gamma} - i_{1\gamma}) + p\lambda_\gamma - \lambda_\delta\omega_1 \\
0 &= -r_m(i_{t\delta} - i_{1\delta}) + p\lambda_\delta + \lambda_\gamma\omega_1 \\
0 &= r'_2 i'_{2\gamma} + p\psi'_{2\gamma} - \psi'_{2\delta}\omega_s \\
0 &= r'_2 i'_{2\delta} + p\psi'_{2\delta} + \psi'_{2\gamma}\omega_s
\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (4.1)$$

ここに，

$$\left.\begin{aligned}
\psi_{1\gamma} &= l_1 i_{t\gamma} + \lambda_\gamma \qquad \psi_{1\delta} = l_1 i_{t\delta} + \lambda_\delta \\
\psi'_{2\gamma} &= l'_2 i'_{2\gamma} + \lambda_\gamma \qquad \psi'_{2\delta} = l'_2 i'_{2\delta} + \lambda_\delta
\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (4.2)$$

$i_{t\gamma}$，$i_{t\delta}$は,それぞれ一次電流のγ，δ軸成分であり，そこから，r_mを流れるそれぞれの座標軸成分の電流を差し引いた値が,それぞれ$i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$，である。このような取り扱いは，たとえば文献**(12)**に見られる。(4.1)式の第３式および第４式は，r_mと励磁インダクタンスの並列回路で成り立つ関係式である。

文献(1)に示すように，主磁束による全鎖交磁束数を，i_mの関数として$\lambda(i_m)$で表すと次式が成り立つ。

$$\left.\begin{aligned}\lambda_\gamma &= \lambda(i_m) i_{m\gamma} / i_m = M_n i_{m\gamma} \\ \lambda_\delta &= \lambda(i_m) i_{m\delta} / i_m = M_n i_{m\delta}\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (4.3)$$

$$\left.\begin{aligned}p\lambda_\gamma &= L_\gamma p i_{m\gamma} - L_{\gamma\delta} p i_{m\delta} \\ p\lambda_\delta &= -L_{\gamma\delta} p i_{m\gamma} + L_\delta p i_{m\delta}\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (4.4)$$

ここに，

$$\left.\begin{aligned}i_{m\gamma} &= i_{1\gamma} + i_{2\gamma}', \quad i_{m\delta} = i_{1\delta} + i_{2\delta}' \\ i_m &= \sqrt{i_{m\gamma}^{\,2} + i_{m\delta}^{\,2}}\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (4.5)$$

$$\left.\begin{aligned}L_\gamma &= M_d (i_{m\gamma} / i_m)^2 + M_n (i_{m\delta} / i_m)^2 \\ L_\delta &= M_d (i_{m\delta} / i_m)^2 + M_n (i_{m\gamma} / i_m)^2 \\ L_{\gamma\delta} &= (M_n - M_d) i_{m\gamma} i_{m\delta} / i_m^{\,2}\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (4.6)$$

$$M_n = \lambda(i_m) / i_m, \quad M_d = \partial\lambda(i_m) / \partial i_m \cdots\cdots (4.7)$$

なお，M_n，M_dはそれぞれ励磁インダクタンスの定常分および変動分を表す。第２章で用いた供試電動機の$\lambda(i_m)$，M_n，M_dの関係を改めて図４．３に示す（前出，図２．１０(a)を改めて示す）。

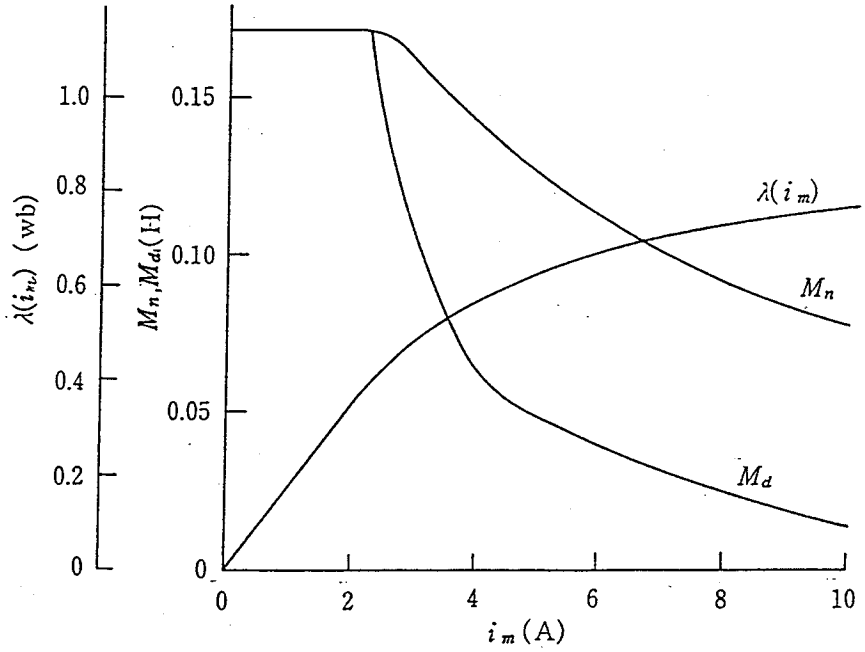


図４．３　供試電動機の$\lambda(i_m)$，M_n，M_dの関係

ここで，(4.3)，(4.4)式を(4.1)式に代入し，さらに，(4.5)式の第１，第２式を適用すれば，下記に示す電流を状態変数とした電圧方程式が得られる。

$$\boldsymbol{v}' = (\boldsymbol{A}_{MI} p + \boldsymbol{B}_{MI})\boldsymbol{i}' \quad \cdots\cdots(4.8)$$

ここに，

$$\boldsymbol{i}' = \begin{bmatrix} i_{t\gamma} & i_{t\delta} & i_{1\gamma} & i_{1\delta} & i_{2\gamma}' & i_{2\delta}' \end{bmatrix}^t \quad \cdots\cdots(4.9)$$

$$\boldsymbol{v}' = \begin{bmatrix} v_\gamma & v_\delta & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t \quad \cdots\cdots(4.10)$$

$$\boldsymbol{A}_{MI} = \begin{bmatrix} l_1 & 0 & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ 0 & l_1 & -L_{\gamma\delta} & L_\delta & -L_{\gamma\delta} & L_\delta \\ 0 & 0 & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ 0 & 0 & -L_{\gamma\delta} & L_\delta & -L_{\gamma\delta} & L_\delta \\ 0 & 0 & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & l_2' + L_r & -L_{\gamma\delta} \\ 0 & 0 & -L_{\gamma\delta} & L_\delta & -L_{\gamma\delta} & l_2' + L_\delta \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(4.11)$$

$$\boldsymbol{B}_{MI} = \begin{bmatrix} r_1 & -l_1\omega_1 & 0 & -M_n\omega_1 & 0 & -M_n\omega_1 \\ l_1\omega_1 & r_1 & M_n\omega_1 & 0 & M_n\omega_1 & 0 \\ -r_m & 0 & r_m & -M_n\omega_1 & 0 & -M_n\omega_1 \\ 0 & -r_m & M_n\omega_1 & r_m & M_n\omega_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -M_n\omega_s & r_2' & -(l_2' + M_n)\omega_s \\ 0 & 0 & M_n\omega_s & 0 & (l_2' + M_n)\omega_s & r_2' \end{bmatrix} \quad \cdots(4.12)$$

$\boldsymbol{A}_{MI}$，$\boldsymbol{B}_{MI}$は，鉄損を考慮したことを区別して添え字MIを付している。

ところで，鉄損を無視する場合は$i_{t\gamma} = i_{1\gamma}$，$i_{t\delta} = i_{1\delta}$であり，

$$\boldsymbol{i}' = \begin{bmatrix} i_{1\gamma} & i_{1\delta} & i_{2\gamma}' & i_{2\delta}' \end{bmatrix}^t \quad \cdots\cdots(4.13)$$

$$\boldsymbol{v}' = \begin{bmatrix} v_\gamma & v_\delta & 0 & 0 \end{bmatrix}^t \quad \cdots\cdots(4.14)$$

として，

$$\boldsymbol{A}_M = \begin{bmatrix} l_1 + L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ -L_{\gamma\delta} & l_1 + L_\delta & -L_{\gamma\delta} & L_\delta \\ L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & l_2' + L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ -L_{\gamma\delta} & L_\delta & -L_{\gamma\delta} & l_2' + L_\delta \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(4.15)$$

$$\boldsymbol{B}_M = \begin{bmatrix} r_1 & -(l_1 + M_n)\omega_1 & 0 & -M_n\omega_1 \\ (l_1 + M_n)\omega_1 & r_1 & M_n\omega_1 & 0 \\ 0 & -M_n\omega_s & r_2' & -(l_2' + M_n)\omega_s \\ M_n\omega_s & 0 & (l_2' + M_n)\omega_s & r_2' \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(4.16)$$

のようになる。

4．3．2　その他の方程式

(1) 発生トルクと機械系運動方程式

主磁束の飽和を考慮した発生トルクは，第２章の検討結果によって(4.7)式のM_nを用いて次式のように線形の場合と同様な形式で表される[1]。

$$\tau = p_m M_n (i_{1\delta} i_{2\gamma}' - i_{1\gamma} i_{2\delta}') \cdots\cdots (4.17)$$

また，機械系の運動方程式は，次式で表される。

$$p\omega_{rm} = (\tau - D\omega_{rm} - \tau_l)/J \quad (\text{ただし，} \omega_{rm} = \omega_r / p_m) \cdots\cdots (4.18)$$

(2) インバータ (第３章の３．４参照)[12),(15)]

u相におけるT_dの影響がない理想の電圧波形を次式で表す。

$$v_{ui} = -V_i \sin(\omega_1 t + \delta) \quad (\text{ただし，} V_i = \alpha_p v_{dc}/2 \ (\alpha_p\text{:変調率})) \cdots\cdots (4.19)$$

一方，u相における出力電圧v_uのうちT_dの影響を受けた電圧v_{ud}は，第３章に示したようにv_{ui}に対する位相遅れ角をφ_tとすると次式で表される。

$$v_{ud} = -(4/\pi)\bar{v}_{td} \sin(\omega_1 t + \delta - \varphi_i) \quad (\text{ただし，} \bar{v}_{td} = f_c T_d v_{dc}) \cdots\cdots (4.20)$$

したがって，v_uは，次式で与えられる。

$$v_u = v_{ui} - v_{ud} \cdots\cdots (4.21)$$

v相，w相の電圧は，それぞれ(4.19)～(4.21)式に対して順次$2\pi/3$ずつ位相が遅れる。

ここでu相，v相，w相の電圧を$\theta_w = \omega_1 t + \theta_0$で回転する$\gamma - \delta$軸における電圧に変換すれば(4.22)式が得られる[12),(15)]。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\gamma i} - v_{\gamma d} \\ v_{\delta i} - v_{\delta d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\gamma i} - C_{\gamma d} \\ C_{\delta i} - C_{\delta d} \end{bmatrix} v_{dc}$$

$$= \begin{bmatrix} C_{11}\alpha_p - C_{20} i_{t\gamma}/i_t \\ C_{12}\alpha_p - C_{20} i_{t\delta}/i_t \end{bmatrix} v_{dc} \cdots\cdots (4.22)$$

ここに，

$$i_t = \sqrt{{i_{t\gamma}}^2 + {i_{t\delta}}^2} \cdots\cdots (4.23)$$

$$\left.\begin{aligned} C_{11} &= \tfrac{1}{2}\sqrt{\tfrac{3}{2}} \sin(\theta_0 - \delta) \\ C_{12} &= \tfrac{1}{2}\sqrt{\tfrac{3}{2}} \cos(\theta_0 - \delta) \\ C_{20} &= \sqrt{\tfrac{3}{2}}\tfrac{4}{\pi} f_c T_d \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (4.24)$$

そして，インバータに損失がなく，直流入力と交流出力とが等しいと仮定すると

$$v_{dc} i_{dc} = v_\gamma i_{t\gamma} + v_\delta i_{t\delta} \cdots\cdots (4.25)$$

が成り立つ。この式に，(4.22)式を代入した後v_{dc}を消去すると次式が得られる[12),(15)]。

$$i_{dc} = (C_{11} i_{t\gamma} + C_{12} i_{t\delta})\alpha_p - C_{20} i_t \cdots\cdots (4.26)$$

(3)コンバータ（含むフィルタ部） [12),(15)]

フィルタ部を含むコンバータについては，次式が成り立つ[12),(15)]。

$$p v_{dc} = (i_i - i_{dc})/C \cdots\cdots (4.27)$$

$$p i_i = (V - v_{dc} - r_{dc} i_i)/L_{dc} \cdots\cdots (4.28)$$

4．3．3　駆動系全体の方程式

(4.21)式を(4.10)式に代入してv_γ，v_δを消去するとともに，(4.17)，(4.26)式をそれぞれ(4.18)，(4.27)式に代入して，τ，i_{dc}を消去し，(4.8)式を含めると，駆動系全体を表す９元１次微分方程式が得られる[12),15)]。

$$\boldsymbol{Apx}=\boldsymbol{b} \quad \cdots\cdots(4.29)$$

ただし，

$$\boldsymbol{x}=\left[\boldsymbol{i}'^{\,t} \quad v_{dc} \quad i_i \quad \omega_r\right]^t \quad \cdots\cdots(4.30)$$

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{MI} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \begin{bmatrix} 1 & & \\ & 1 & \\ & & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(4.31)$$

$$\boldsymbol{b}=\begin{bmatrix} \boldsymbol{v}'-\boldsymbol{B}_{MI}\boldsymbol{i}' \\ \left[i_i-\left\{(C_{11}i_{t\gamma}+C_{12}i_{t\delta})\alpha_p-C_{20}i_t\right\}\right]/C \\ (V-v_{dc}-r_{dc}i_i)/L_{dc} \\ \left\{p_m{}^2M_n(i_{1\delta}i_{2\gamma}-i_{1\gamma}i_{2\delta})-D\omega_r-p_m\tau_l\right\}/J \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(4.32)$$

$$\boldsymbol{v}'=\left[(C_{11}\alpha_p-C_{20}i_{t\gamma}/i_t)v_{dc} \quad (C_{12}\alpha_p-C_{20}i_{t\delta}/i_t)v_{dc} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0\right]^t \quad \cdots\cdots(4.33)$$

である。

4．4　線形化方程式とその特性方程式の誘導

ここで，$\boldsymbol{x}$およびその各成分について，定常動作点に添え字0，そこからの微小変動分にΔを付して$\boldsymbol{x}=\boldsymbol{x}_0+\Delta\boldsymbol{x}$と表し，(4.29)式を動作点$\boldsymbol{x}_0$の近傍でTaylor展開し，一次近似により線形化すると次式が得られる。

$$\boldsymbol{b}_0=\boldsymbol{0}, \quad \boldsymbol{A}_0p\Delta\boldsymbol{x}=\Delta\boldsymbol{b} \quad \cdots\cdots(4.34)$$

第１式は定常解を表し，第２項は過渡解を表す。

ここで，α_p，ω_1，τ_lに対する定常値近傍の微小外乱を

$$\Delta\boldsymbol{f}=\left[\Delta\alpha_p \quad \Delta\omega_1 \quad \Delta\tau_l\right]^t \quad \cdots\cdots(4.35)$$

と置けば，

$$\Delta\boldsymbol{b}=(\partial\boldsymbol{b}/\partial\boldsymbol{x})_0\Delta\boldsymbol{x}+(\partial\boldsymbol{b}/\partial\boldsymbol{f})_0\Delta\boldsymbol{f} \quad \cdots\cdots(4.36)$$

と表される。したがって，(4.36)式を(4.34)式に代入すると次式が成り立つ[12)~15)]。ここで，

$$\boldsymbol{A}_0p\Delta\boldsymbol{x}=-\boldsymbol{D}_0\Delta\boldsymbol{x}-\boldsymbol{F}_0\Delta\boldsymbol{f} \quad \cdots\cdots(4.37)$$

なお，$\boldsymbol{A}_0$は，(4.29)式の$\boldsymbol{A}$の定常値であり，$\boldsymbol{D}_0=-(\partial\boldsymbol{b}/\partial\boldsymbol{x})_0$，$\boldsymbol{F}_0=-(\partial\boldsymbol{b}/\partial\boldsymbol{f})_0$である。$\boldsymbol{D}_0$，$\boldsymbol{F}_0$の詳細は，表４．１に示す。この表を求める過程において，M_nがi_mの関数であり，i_m，i_tが，それぞれ(4.5)，(4.23)式で表されることを考慮した。また，$\omega_{s0}=\omega_{10}-\omega_{r0}$，

表４．１　行列D_0, F_0の成分

$$
D_0 = \begin{bmatrix}
r_1 + z_{\gamma 0} & -l_1\omega_{10} - z_{\gamma\delta 0} & \omega_{10}L_{\gamma\delta 0} & -\omega_{10}L_{\delta 0} & \omega_{10}L_{\gamma\delta 0} & -\omega_{10}L_{\delta 0} & -C_{\gamma 0} & 0 & 0 \\
l_1\omega_{10} - z_{\gamma\delta 0} & r_1 + z_{\delta 0} & \omega_{10}L_{\gamma 0} & -\omega_{10}L_{\gamma\delta 0} & \omega_{10}L_{\gamma 0} & -\omega_{10}L_{\gamma\delta 0} & -C_{\delta 0} & 0 & 0 \\
-r_m & 0 & r_m + \omega_{10}L_{\gamma\delta 0} & -\omega_{10}L_{\delta 0} & \omega_{10}L_{\gamma\delta 0} & -\omega_{10}L_{\delta 0} & 0 & 0 & 0 \\
0 & -r_m & \omega_{10}L_{\gamma 0} & r_m - \omega_{10}L_{\gamma\delta 0} & \omega_{10}L_{\gamma 0} & -\omega_{10}L_{\gamma\delta 0} & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & \omega_{s0}L_{\gamma\delta 0} & -\omega_{s0}L_{\delta 0} & r_2' + \omega_{s0}L_{\gamma\delta 0} & -\omega_{s0}(l_2' + L_{\delta 0}) & 0 & 0 & \psi_{2\delta 0}' \\
0 & 0 & \omega_{s0}L_{\gamma 0} & -\omega_{s0}L_{\gamma\delta 0} & \omega_{s0}(l_2' + L_{\gamma 0}) & r_2' - \omega_{s0}L_{\gamma\delta 0} & 0 & 0 & -\psi_{2\gamma 0}' \\
C_{\gamma 0}/C & C_{\delta 0}/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_{dc} & r_{dc}/L_{dc} & 0 \\
0 & 0 & p_m{}^2\lambda_{2\delta 0}'/J & -p_m{}^2\lambda_{2\gamma 0}'/J & -p_m{}^2\lambda_{1\delta 0}/J & p_m{}^2\lambda_{1\gamma 0}/J & 0 & 0 & D/J
\end{bmatrix}
$$

$$
F_0 = \begin{bmatrix}
-C_{11}v_{dc0} & -\psi_{1\delta 0} & 0 \\
-C_{12}v_{dc0} & \psi_{1\gamma 0} & 0 \\
0 & -\lambda_{\delta 0} & 0 \\
0 & \lambda_{\gamma 0} & 0 \\
0 & -\psi_{2\delta 0}' & 0 \\
0 & \psi_{2\gamma 0}' & 0 \\
C_{\alpha 0}/C & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & p_m/J
\end{bmatrix}
$$

ここに，$C_{\gamma 0} = C_{11}\alpha_{p0} - C_{20}i_{t\gamma 0}/i_{t0}$，$C_{\delta 0} = C_{11}\alpha_{p0} - C_{20}i_{t\delta 0}/i_{t0}$，$C_{\alpha 0} = C_{11}i_{t\gamma 0} + C_{12}i_{t\delta 0}$

$z_{\gamma 0} = C_{20}v_{dc0}i_{t\delta 0}{}^2/i_{t0}{}^3$，$z_{\delta 0} = C_{20}v_{dc0}i_{t\gamma 0}{}^2/i_{t0}{}^3$，$z_{\gamma\delta 0} = C_{20}v_{dc0}i_{t\gamma 0}i_{t\delta 0}/i_{t0}{}^3$

$\lambda_{1\gamma 0} = L_{\delta 0}i_{1\gamma 0} + L_{\gamma\delta 0}i_{1\delta 0}$，$\lambda_{1\delta 0} = L_{\gamma 0}i_{1\delta 0} + L_{\gamma\delta 0}i_{1\gamma 0}$，$\lambda_{2\gamma 0}' = L_{\delta 0}i_{2\gamma 0}' + L_{\gamma\delta 0}i_{2\delta 0}'$

$\lambda_{2\delta 0}' = L_{\gamma 0}i_{2\delta 0}' + L_{\gamma\delta 0}i_{2\gamma 0}'$

$\Delta\omega_s = \Delta\omega_1 - \Delta\omega_r$ であり，$\boldsymbol{D}_0$ の要素中の $L_{\gamma 0}$，$L_{\delta 0}$，$L_{\gamma\delta 0}$ 誘導の過程では，(4.6)式を用いて簡単化を図っている。

(4.37) 式の特性方程式は，$\boldsymbol{A}_0^{-1}$ を $\boldsymbol{A}_0$ の逆行列，$\boldsymbol{E}$ を単位行列，λ を固有値として，

$$\left|\lambda\boldsymbol{E} - \boldsymbol{A}_0^{-1}\boldsymbol{D}_0\right| = 0 \cdots\cdots (4.38)$$

で与えられる。系が安定のためには，この方程式における９個の特性根 $\lambda_i (i = 1 \sim 9)$ の実数部が全て負でなければならない。多くは，虚軸に最も近い代表根で安定判別できる。

４．５　固有値法による安定性の検討

４．５．１　実験による不安定領域マップの作成

２極，1.5 kW の供試電動機を無負荷運転し，安定性の実験を行う。供試システムの主要定数を表４．２に示す。電動機の磁気特性は，既に図４．３に示した。v_{dc}，f_c および T_d などを設定し，インバータの種々の f_1，α_p について定常状態における電圧および電流を観測，安定判別し，$V_1 - f_1$ 座標上に不安定領域マップを作成する。f_c=1.2kHz とし，$f_c T_d$ をパラメータとするときの実験結果を図４．４に示す[10)~12),15)]。安定，不安定の境界は，それぞれの値の中間を取っている。

表４．２　供試システムの諸元

電　動　機
定　格　200 V，6.4 A，1.5 kW，2,850 rpm (50 Hz，２極：P_m=1)
r_1=1.207 Ω，r_2'=1.094 Ω，l_1=0.00283 H，l_2'=0.00262 H $r_m = r_{50}(f_1/50)^{0.42}$：$r_{50}$=450 Ω， M_{n0}(定格値)=0.1216 H(i_{m0}=5.26 A)，J=0.0225 kgf·m²，D=0 〔i_m に対する $\lambda(i_m)$, M_n, M_d は図４．３の通りである〕
インバータ・フィルタ
V=280 V，f_c=20 kHz(max)，$V_1(\alpha_p)$：可変，T_d：可変
r_{dc}=0.01 Ω，L_{dc}=0.00001 H，C=0.1 F

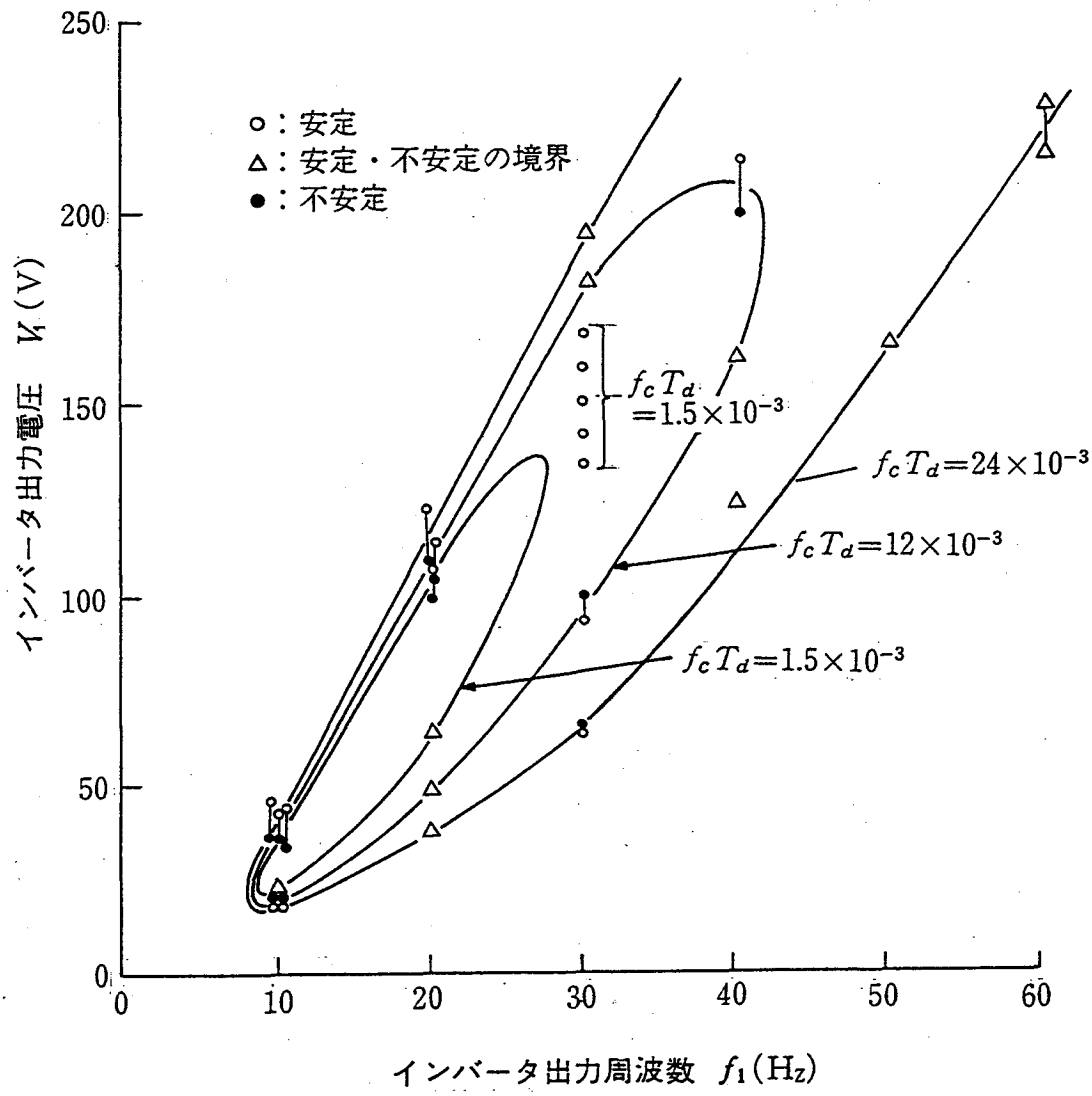


図４．４　実験による不安定領域

４．５．２　固有値法による安定性の解析

表４．１に示す定数および図４．３に示す磁気飽和特性を用いて，f_1一定のもとでV_1を変化させて固有値を求める[12),(15)]。図４．５にf_1=30Hzについてf_cT_dが$1.5\text{x}10^{-3}$と$12\text{x}10^{-3}$の２ケースにおける固有値を示す。同図(a)は，全９根のうち虚軸から最も離れた$\sigma_\lambda \cong -3\text{x}10^5$の実軸上あるいはその近傍の２根を除いた７根（ただし実軸に対して対称のため$\omega_\lambda \geq 0$の場合のみ示した。同図(b)は，そのうち，虚軸に最も近い代表根のみ示した。前者f_cT_d=$1.5\text{x}10^{-3}$のときは，V_1の全域で安定，後者f_cT_d=$12\text{x}10^{-3}$のときは，V_1=91.7～193.5Vの範囲において不安定となる。

f_cT_dをパラメータとし，V_1-f_1座標上に不安定領域マップを作成する。計算結果を図４．６に実線で示し，比較のため実験結果を同図に点線で示す。次に，M_nを定格値M_{n0}に一定((4.6)式において$L_\gamma = L_\delta = M_n = M_d = M_{n0}$，$L_{\gamma\delta}=0$とする）として磁気特性を線形化した場合の計算結果を図４．７に実線で示し，実験結果を同図中に点線で示す。

図４．６では，f_cT_d=$24\text{x}10^{-3}$，f_1>40Hzにおける不安定領域の下限を除いて，実験結果と計算結果は極めてよく一致している。不安定領域上限のf_cT_dの変化に対する影響は小さく，一定の勾配に収束する傾向が見られるが，磁気飽和の影響によるものと思われる。一方，図４．７では，不安定領域の上限は，f_cT_dの違いに対する変化が大きく，実験結果と相当かけ離れている。

以上の結果から，ここで採用したような磁気飽和を考慮することにより初めて，実験結果の検証が定量的なレベルで可能なことが実証されたといえる[12),(15)]。

４．５．３　諸定数の変化が安定性に与える影響

前節で検討したf_cT_d=$12\text{x}10^{-3}$一定の場合について，表４．２の基準値から諸定数が変化した場合の不安定領域マップへの影響につき計算結果を示す[12),(15)]。

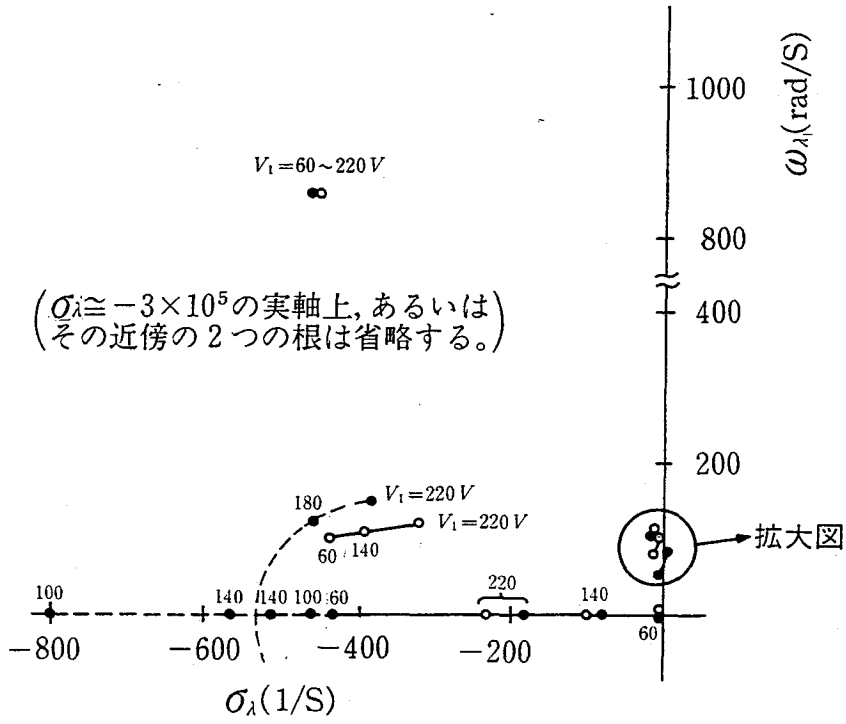
(1) 負荷(すべり周波数f_s)に対する影響　f_sをパラメータとした不安定領域マップへの影響を図４．８(a)に示す。f_sの増加，すなわち負荷の増加により不安定領域は急減する。なお，供試電動機の定格すべりは，約2.5Hzである。

(2) 電動機諸定数に対する影響　抵抗(r_1，r_2'，r_m)，インダクタンス(l_1，l_2',$\lambda(i_m)$)の基準値からの増減による不安定領域への影響を，それぞれ図４．８(b)，図４．８(c)に示す。増減の比率は1.5倍および0.67倍［ただし，$\lambda(i_m)$は，同一i_mに対する値を0.67倍とすると全域で安定となるため1.2倍および0.8倍とした］である。同図(b)，(c)において共通に，増減についてそれぞれ実線および破線で表す。また，基準値に対する値を一点鎖線で示す。

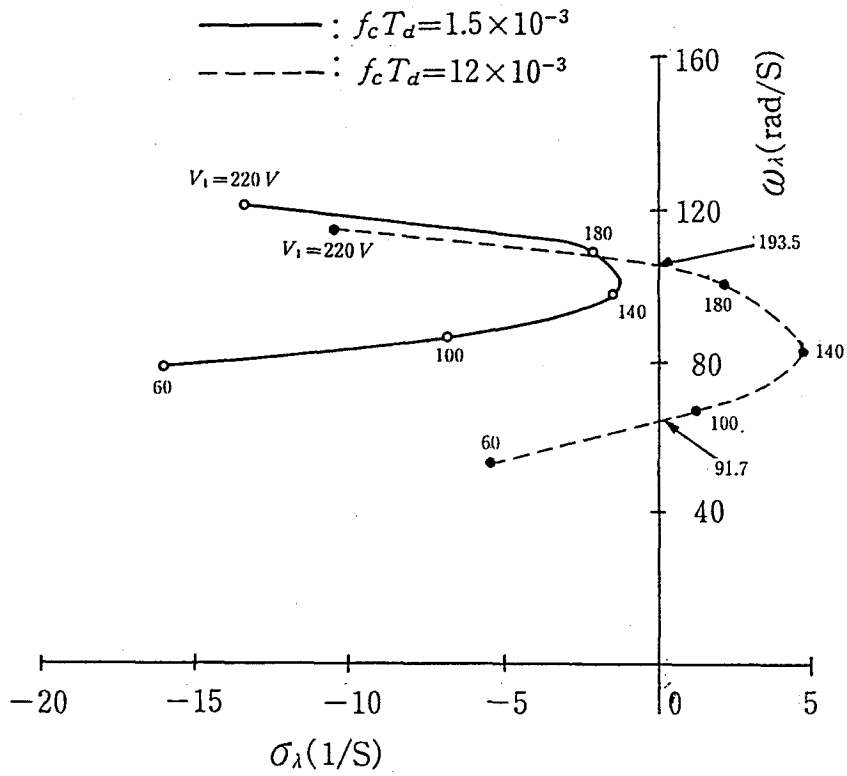
結果によると，不安定領域を縮小させるには，r_2'，l_1，l_2'を増加させ，逆にr_1，r_m，$\lambda(i_m)$を減少させる必要がある。その際，$\lambda(i_m)$，r_2'の変化に対する不安定領域への影響は，特に大であり，ついで，l_1，l_2'の変化に対する影響が大きい。r_1，r_mの影響は，比較的小である。

なお，種々の定数変化に対する不安定領域の上限値の変化は，$\lambda(i_m)$を除けば前述のT_dに対する影響と同様に，その下限値の変化に比べて小さく一定の勾配を持つ直線に向けて収束する傾向があり，磁気飽和が，不安定領域の上限値に大きく作用していることが分かる。

(3) 回転子の慣性能率に対する影響　慣性能率Jの基準値，それから1.5倍および0.67倍とした場合の不安定領域への影響を図４．８(d)に示す。この場合も，不安定領域の上限値の変化は，下限値の変化に比べて小さく一定の勾配を持つ直線に向けて収束する傾向がある。



(a) 全体図（ただし，虚軸から最も離れた値は省略）



(b) 図(a)における○部拡大図（虚軸に最も近い代表根）

図４．５　V_1の変化に対する固有値の動き

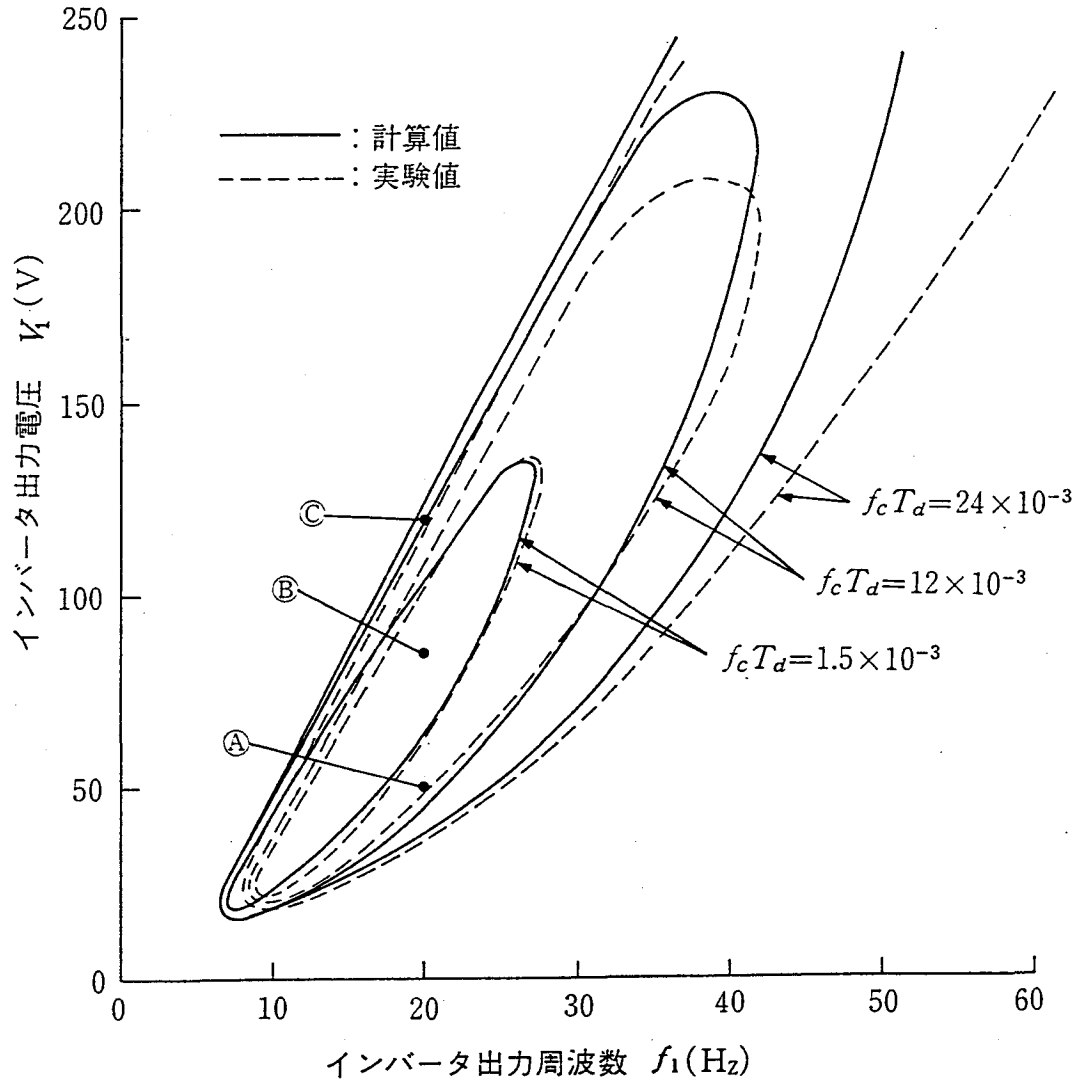


図４．６　実験および計算による不安定領域の比較
（計算値は磁気飽和モデルによる）

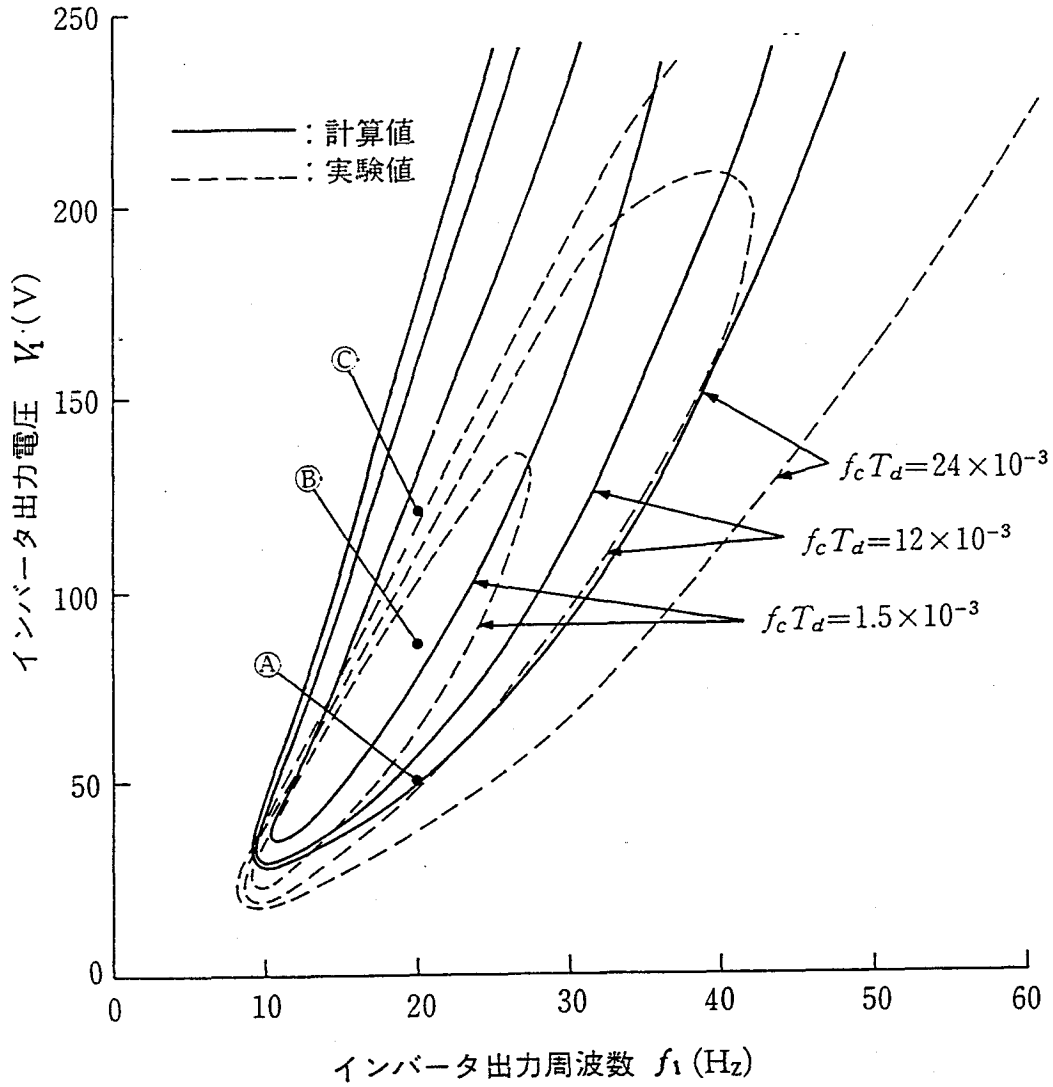
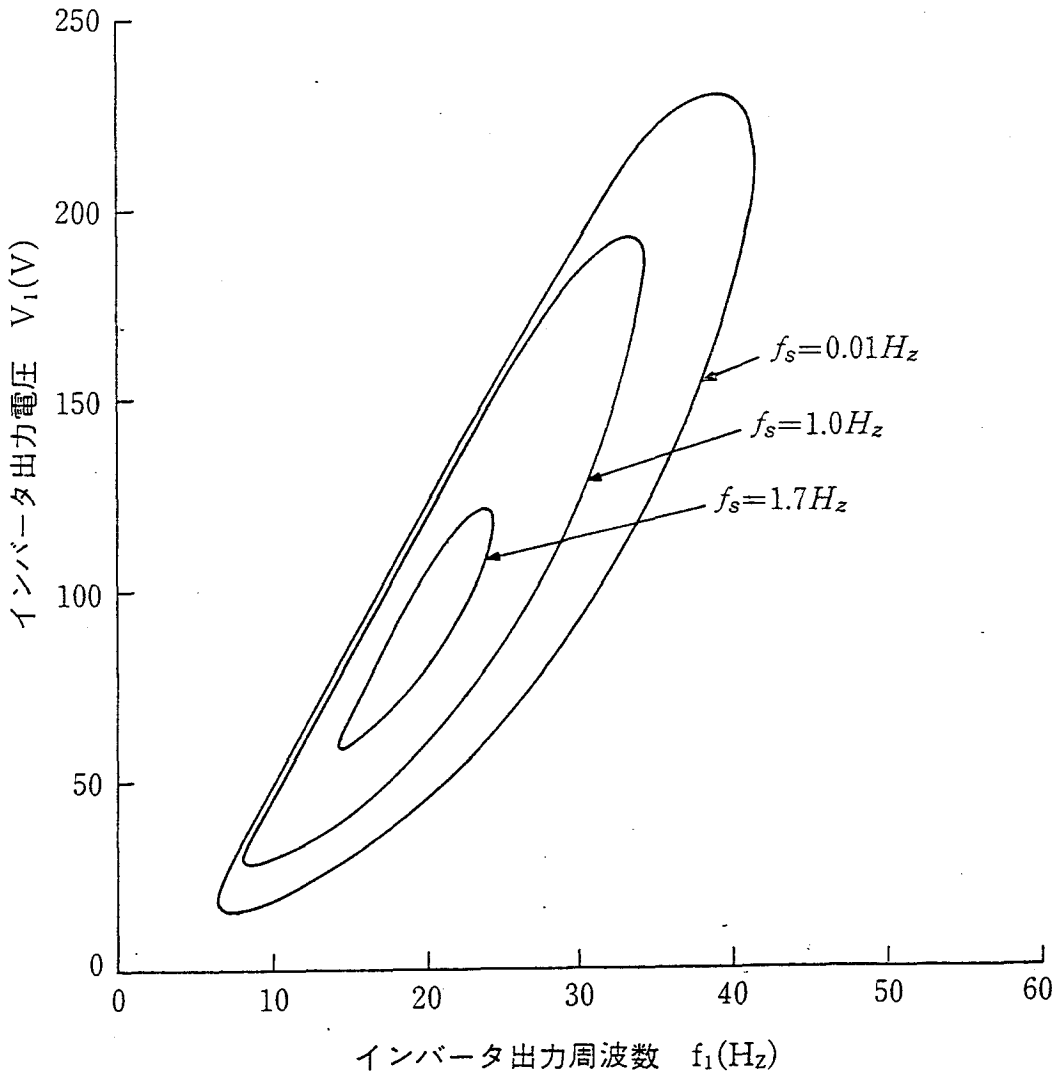
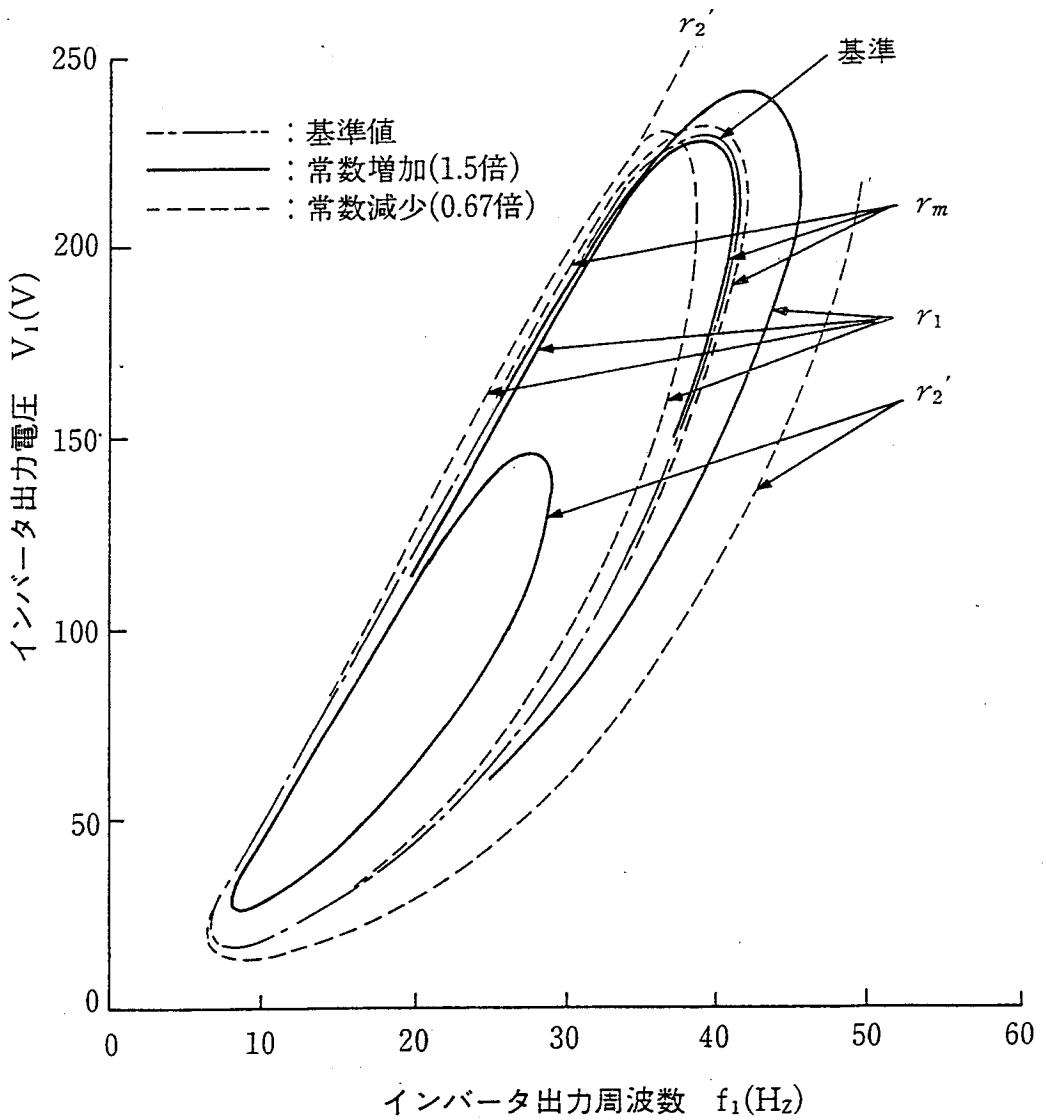


図４．７　実験および計算による不安定領域の比較
（計算値は線形モデルによる）



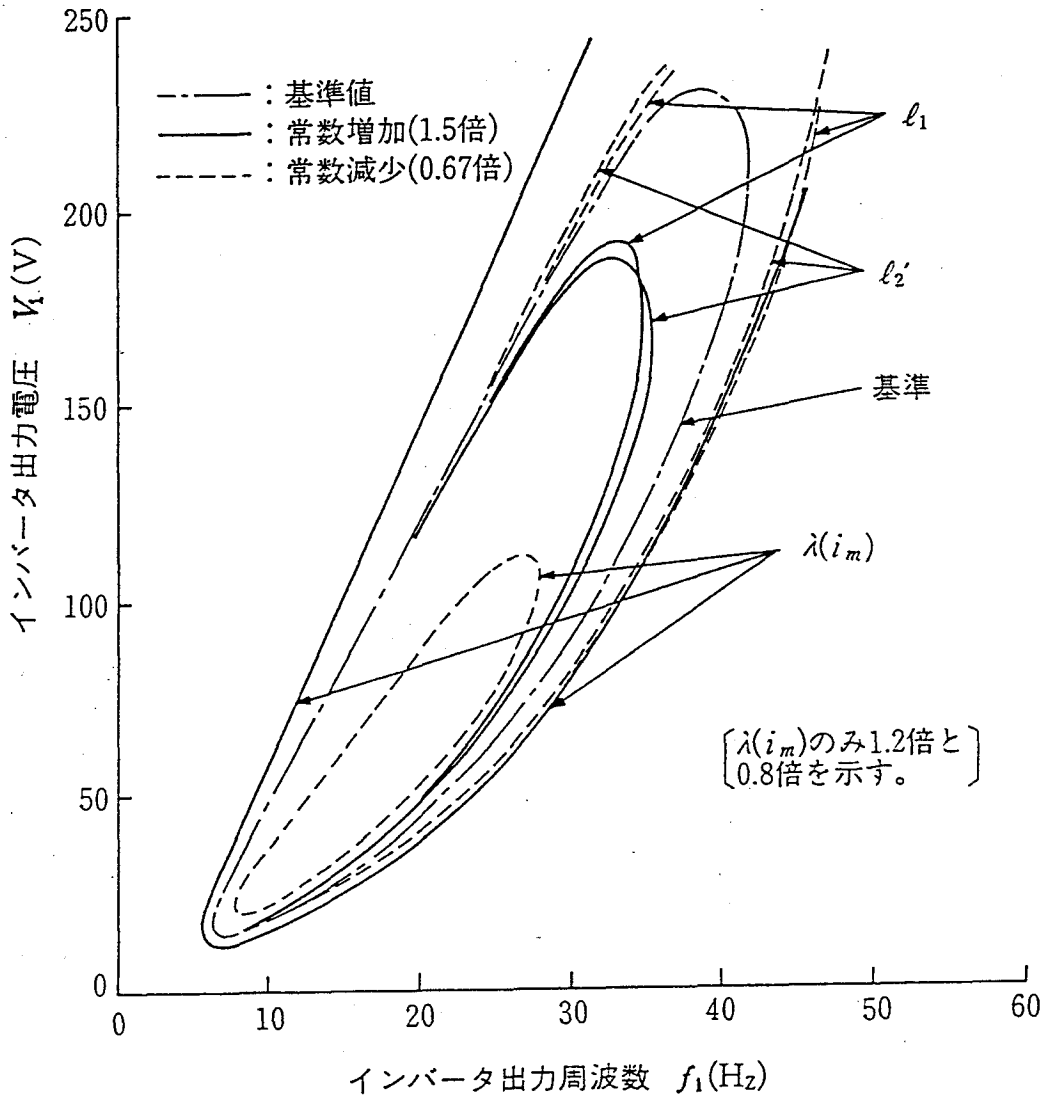
(a) f_sに対する変化

図４．８　誘導電動機の定数変化に対する不安定領域の変化



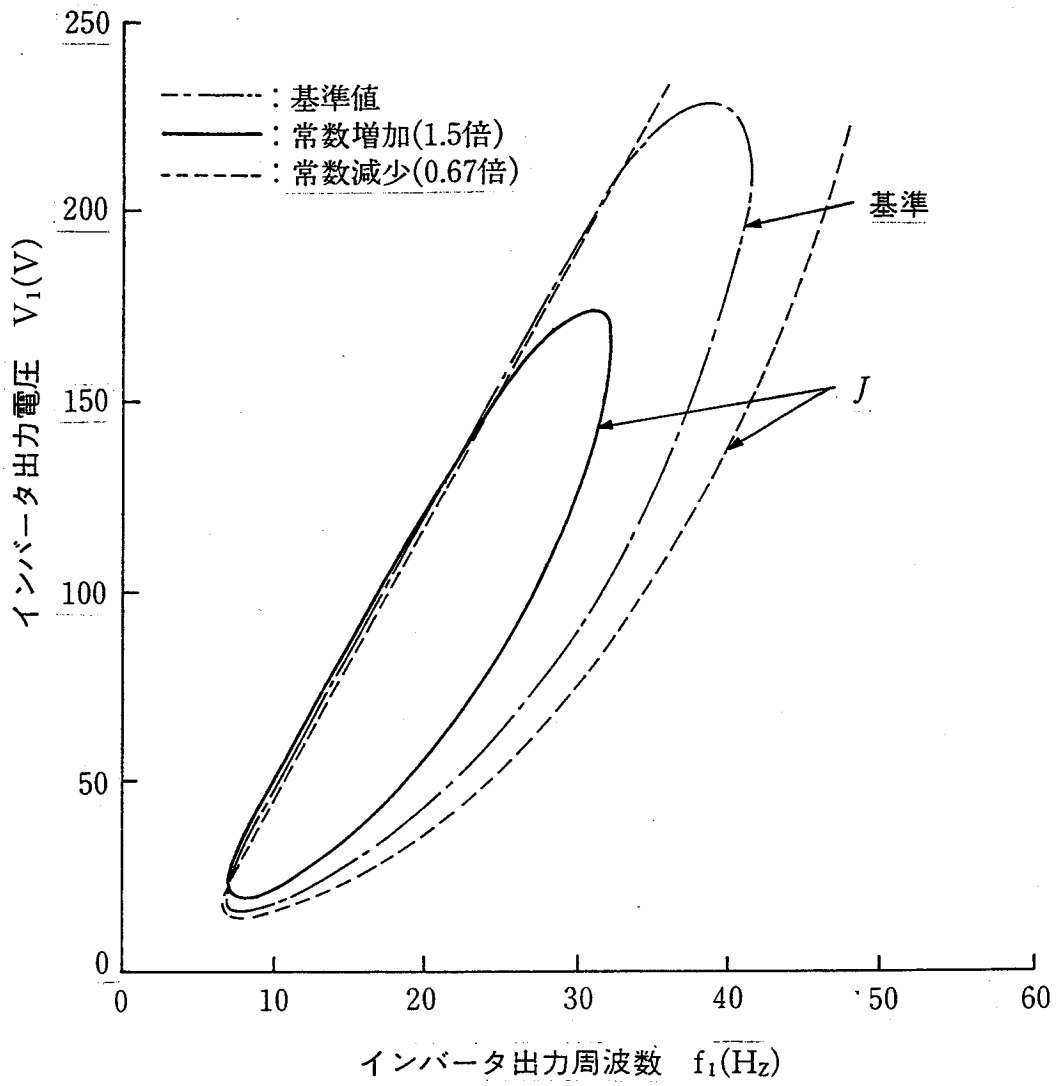
(b) r_1, r_2', r_m に対する変化

図４．８　誘導電動機の定数変化に対する不安定領域の変化(つづき)



(c) l_1, l_2', $\lambda(i_m)$に対する変化

図４．８　誘導電動機の定数変化に対する不安定領域の変化(つづき)



(d) J に対する変化

図４．８　誘導電動機の定数変化に対する不安定領域の変化(つづき)

4．6　T_d および磁気飽和の影響に対する解析結果の考察

4．6．1　系の一巡伝達関数の算出

(4.34)式の線形化方程式を用い，インバータの出力電圧，周波数や負荷トルクなどの微小外乱に対する発生トルクや回転数の応答性を評価するため，これらの入出力関係を示す伝達関数を算出し，T_d や磁気飽和が系に与える影響を考慮する。

(4.34)式において，$\Delta \boldsymbol{x}$ を $\Delta\omega_r$ とそれ以外のとに分けて次式で表す。

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{E0} & \boldsymbol{0}^t \\ \boldsymbol{0} & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} \Delta \boldsymbol{x}_E \\ \Delta\omega_r \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} \boldsymbol{D}_{E0} & \boldsymbol{d}_{10} \\ \boldsymbol{d}_{20} & D/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \boldsymbol{x}_E \\ \Delta\omega_r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \boldsymbol{F}_{E0} \\ \boldsymbol{f}_{20} \end{bmatrix} \Delta \boldsymbol{f} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (4.39)$$

ここに，$\Delta \boldsymbol{x}_E = \left[\Delta \boldsymbol{x}_M{}^t \quad \Delta v_{dc} \quad \Delta i_i \right]^t$

$$\boldsymbol{d}_{10} = \left[0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \psi_{2\delta 0}{}' \quad -\psi_{2\gamma 0}{}' \quad 0 \quad 0 \right]^t$$

$$\boldsymbol{d}_{20} = \left[0 \quad 0 \quad p_m{}^2 \lambda_{2\delta 0}{}'/J \quad -p_m{}^2 \lambda_{2\gamma 0}{}'/J \quad p_m{}^2 \lambda_{1\delta 0}/J \quad -p_m{}^2 \lambda_{1\gamma 0}/J \quad 0 \quad 0 \right]^t$$

なお，$\boldsymbol{A}_{E0}$，$\boldsymbol{D}_{E0}$ は，表４．１に示した９行９列の $\boldsymbol{A}_0$，$\boldsymbol{D}_0$ から９行および９列目を除いた８行８列の行列であり，$\boldsymbol{F}_{E0}$ は，同式の $\boldsymbol{F}_0$ の９行目を除いた８行３列の行列である。

ここで，$\Delta \boldsymbol{x}_E$，$\Delta\omega_r$ の初期値を，それぞれ $\Delta \boldsymbol{x}_{E0}$，$\Delta\omega_{r0}$ として(4.39)式をラプラス変換すると，次の二つの式が導かれる[14],[15]。

$$s\Delta \boldsymbol{x}_E(s) - \Delta \boldsymbol{x}_{E0} = -\boldsymbol{A}_{E0}{}^{-1} \boldsymbol{D}_{E0} \Delta \boldsymbol{x}_E(s) - \boldsymbol{A}_{E0}{}^{-1} \boldsymbol{d}_{10} \Delta\omega_r(s) - \boldsymbol{A}_{E0}{}^{-1} \boldsymbol{F}_{E0} \Delta \boldsymbol{f}(s) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (4.40)$$

$$s\Delta\omega_r(s) - \Delta\omega_{r0} = -p_m / J \cdot \Delta\tau(s) - D / J \cdot \Delta\omega_r(s) - p_m / J \cdot \Delta\tau_l(s) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (4.41)$$

ただし，

$$\Delta\tau(s) = -p_m \left\{ \lambda_{2\delta 0}{}' \Delta i_{1\gamma}(s) - \lambda_{2\gamma 0}{}' \Delta i_{1\delta}(s) - \lambda_{1\delta 0} \Delta i_{2\gamma}{}'(s) + \lambda_{1\gamma 0} \Delta i_{2\delta}{}'(s) \right\} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (4.42)$$

ここで，

$$(s\boldsymbol{E} + \boldsymbol{A}_{E0}{}^{-1} \boldsymbol{D}_{E0})^{-1} \Delta \boldsymbol{x}_E = \boldsymbol{q}_1(\mathrm{s}) \equiv \left[q_{1i}(\mathrm{s}) \right]$$

$$-(s\boldsymbol{E} + \boldsymbol{A}_{E0}{}^{-1} \boldsymbol{D}_{E0})^{-1} \boldsymbol{A}_{E0}{}^{-1} = \boldsymbol{U}(s) \equiv \left[U_{ij}(s) \right]$$

$$\boldsymbol{F}_{E0} \Delta \boldsymbol{f} = \boldsymbol{f}_{\alpha 0} \Delta\alpha_p(s) + \boldsymbol{f}_{\omega 0} \Delta\omega_1(s)$$

と表し，さらに，

$$\boldsymbol{U}(s) \boldsymbol{d}_{10} = \boldsymbol{q}_2(s) \equiv \left[q_{2i}(s) \right]$$

$$-\boldsymbol{U}(s) \boldsymbol{f}_{\alpha 0} = \boldsymbol{q}_3(s) \equiv \left[q_{3i}(s) \right]$$

$$-\boldsymbol{U}(s) \boldsymbol{f}_{\omega 0} = \boldsymbol{q}_4(s) \equiv \left[q_{4i}(s) \right]$$

と置くと，次式が得られる。

$$\Delta \boldsymbol{x}(s) = \boldsymbol{q}_1(s) + \boldsymbol{q}_2(s) p_m \Delta\omega_{rm}(s) + \boldsymbol{q}_3(s) \Delta\alpha_p(s) + \boldsymbol{q}_4(s) \Delta\omega_1(s) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (4.43)$$

ここで，$\Delta i_{1\gamma}(s)$，$\Delta i_{1\delta}(s)$，$\Delta i_{2\gamma}{}'(s)$，$\Delta i_{2\delta}{}'(s)$ を，それぞれ $j = 3 \sim 6$ に対応させ $\Delta i_j(s)$ と置くと

$$\Delta i_j(s) = q_{1j}(s) + q_{2j}(s) p_m \Delta\omega_{rm}(s) + q_{3j}(s) \Delta\alpha_p(s) + q_{4j}(s) \Delta\omega_1(s) \quad \cdots\cdots\cdots (4.44)$$

となり，この式を(4.42)式に代入すれば，$\Delta\tau(s)$ は，下記のとおりとなる。

$$\Delta\tau(s)=G_1(s)+G_2(s)\Delta\omega_{rm}(s)+G_3(s)\Delta\alpha_p(s)+G_4(s)\Delta\omega_1(s)\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(4.45)$$

ただし，

$$G_i(s)=-p_m\left\{\lambda_{2\delta 0}{}'q_{i3}(s)-\lambda_{2\gamma 0}{}'q_{i4}(s)-\lambda_{1\delta 0}q_{i5}(s)+\lambda_{1\gamma 0}q_{i6}(s)\right\}(i=1\sim 4)$$

ここに，$G_1(s)$は，$\Delta\omega_1$の初期値による$\Delta\tau$への影響分（単位はN·m），$G_2(s)$～$G_4(s)$は，それぞれ$\Delta\omega_{rm}$，$\Delta\alpha_p$，$\Delta\omega_1$による$\Delta\tau$への影響分（単位はそれぞれN·m/rad，N·m，N·m·s/rad)を表す伝達関数である。

(4.41)式，(4.45)式の関係を図４．９にブロック線図表示する。この系の一巡伝達関数$G(s)$は，次式で表される。

$$G(s)=-G_2(s)/(Js+D)\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(4.46)$$

また，$\Delta\theta_{rm}(s)$に対する$\Delta\tau(s)$の周波数特性は

$$\Delta\tau(j\omega)/\Delta\theta_{rm}(j\omega)=-j\omega G_2(j\omega)\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(4.47)$$

で表されるが，これは文献(6)などに示される同期化トルク係数$K_s(j\omega)$，制動係数$K_d(j\omega)$により$-\{K_s(j\omega)+j\omega K_d(j\omega)\}$で表される。

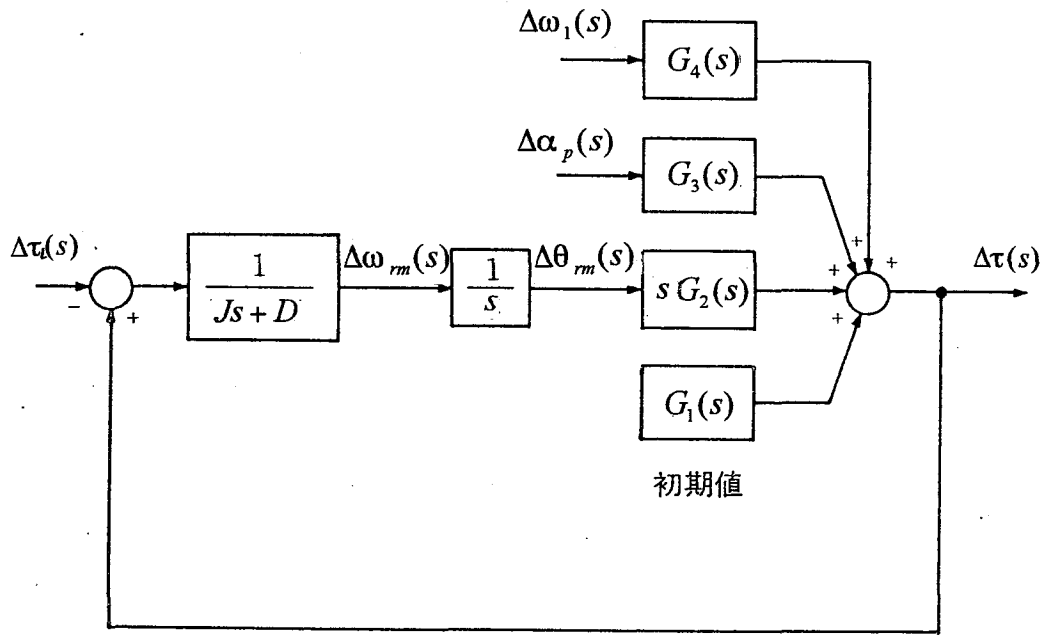


図４．９　微小トルク変動に対する応答を示すブロック線図

４．６．２　T_dおよび磁気飽和の影響に関する考察

T_dおよび磁気飽和による安定性への影響については，前述の固有値法や，$K_s(j\omega)$，$K_d(j\omega)$の値などにより検討できる。以下において，これらの影響をより明確に把握することを試みる。

そこで，本論文では，図４．９に示した系の一巡伝達関数の$G(j\omega)$として

- 電動機の解析モデルが磁気飽和を考慮したモデルか（磁気飽和モデル）考慮しないモデルか（線形モデル）。
- インバータのT_dの影響が小さいか補正されて無視出来る（T_dの影響なし）か影響があるか（T_dの影響あり）。

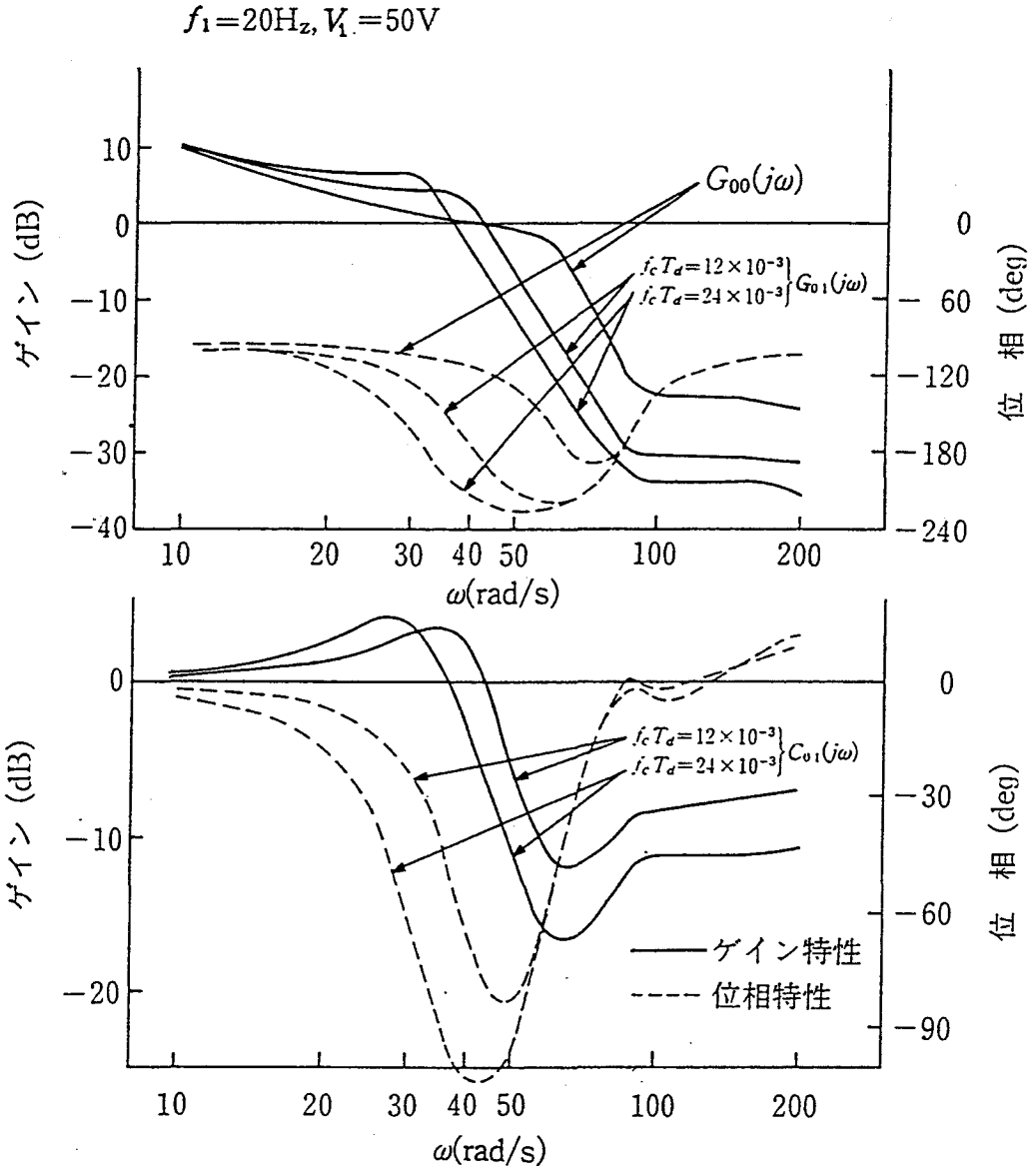
のそれぞれのいずれを選択するかによって区分される下記４ケースを定義する。

(1) 磁気飽和モデル・T_dの影響なし・・・・$G_{00}(j\omega)$（基準伝達関数）
(2) 磁気飽和モデル・T_dの影響あり・・・・$G_{01}(j\omega)$
(3) 線形モデル・T_dの影響なし・・・・・・・・$G_{10}(j\omega)$
(4) 線形モデル・T_dの影響あり・・・・・・・・$G_{11}(j\omega)$

そして，$G_{00}(j\omega)$に対する$G_{01}(j\omega)$，$G_{10}(j\omega)$，$G_{11}(j\omega)$の比率を，それぞれ$C_{01}(j\omega)$，$C_{10}(j\omega)$，$C_{11}(j\omega)$と表す。これらは$G_{00}(j\omega)$に作用して$G_{01}(j\omega)$，$G_{10}(j\omega)$，$G_{11}(j\omega)$という結果を得るための，補償要素的な効果を示し，数式的にT_dの線形化の項を分離できないものの，その特質を抽出でき，その効果を明確にできる[14],[15]。

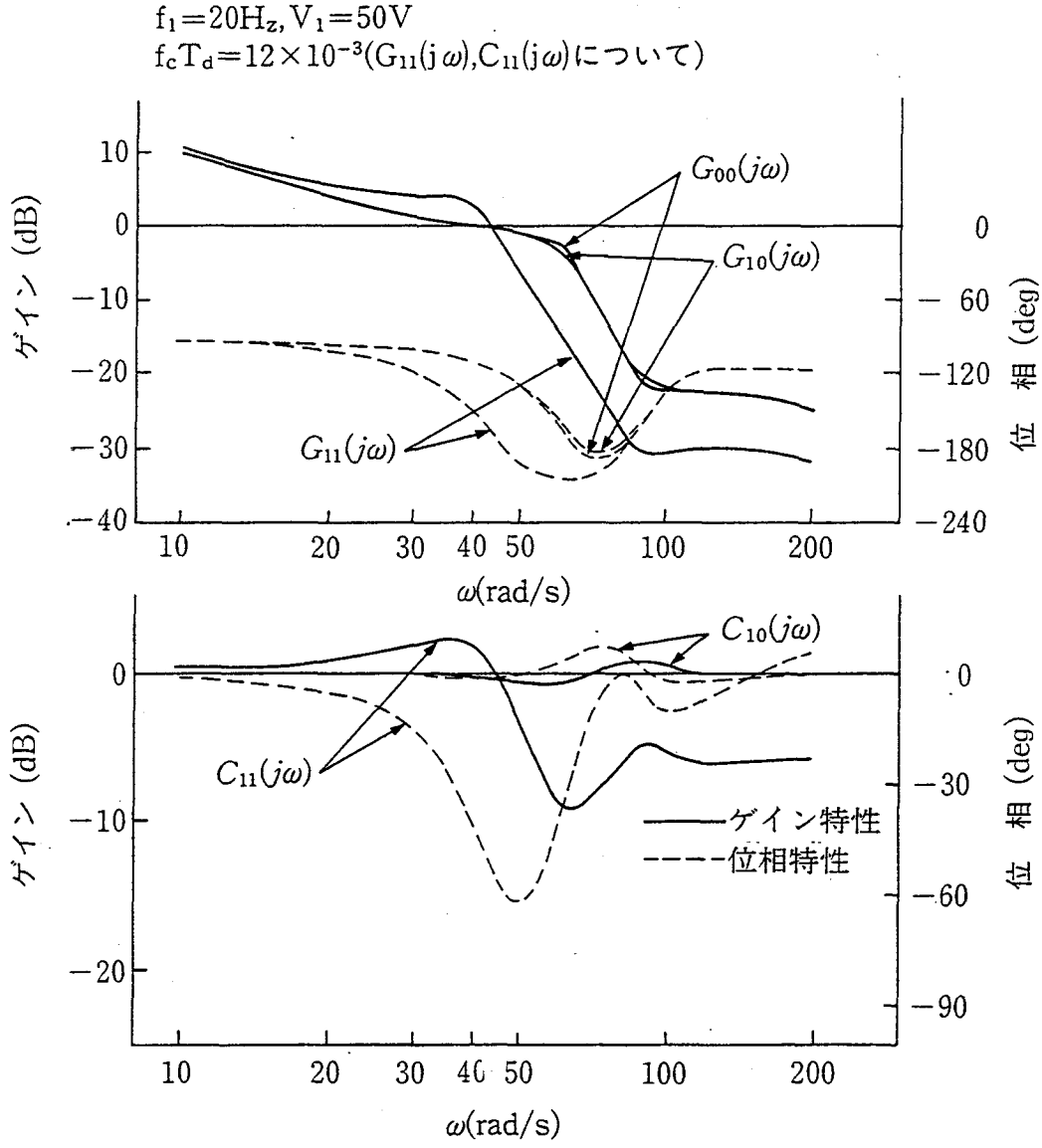
まず，T_dの影響を調べるため，図４．６のⒶ点(f_1=20Hz，V_1=50V)における$G_{00}(j\omega)$($f_cT_d=0$)と，$f_cT_d=12\times10^{-3}$および$f_cT_d=24\times10^{-3}$の$G_{10}(j\omega)$と，これらに対応する$G_{01}(j\omega)$のボード線図を図４．１０(a)に示す。$G_{00}(j\omega)$と二つの$G_{01}(j\omega)$から，$f_cT_d=0$の場合は，安定であり約 70° の位相余有があるが，それ以外では，不安定であり，T_dが大なるほど位相遅れ量が増加し不安定さが増加することがわかる。そして，$C_{01}(j\omega)$は，T_dの増加とともに高周波域での利得低下と最大位相遅れ量の増加(T_d=12x10^{-3}と 24x10^{-3}において，それぞれ 84° ，104°)を生じ，通常のフィードバック系における位相遅れ補償要素と類似の作用があると考えられる。

同様にして，図４．６および図４．７のf_1=20Hz 上のⒶ点(V_1=50V)およびⒸ点(V_1=120V)における$C_{01}(j\omega)$のボード線図を求め，$f_cT_d=0$において磁気飽和の有無の特性を比較する。さらに，$f_cT_d=12\times10^{-3}$の影響を付加した$G_{11}(j\omega)$と対応する$C_{11}(j\omega)$のボード線図を求める。Ⓐ，Ⓒ点における結果を，それぞれ図４．１０(b)，図４．１０(c)に示す。$G_{10}(j\omega)$から，Ⓐ点では最大進み角は，7° と小さいが前述の位相遅れ要素と類似の特性を示す。一方，Ⓒ点では最大遅れ角 13° と小さいが同様に位相遅れ要素と類似の特性を示す。また，結果は省略するが，B 点では定格近傍のため線形化による影響はほとんどない。すなわち，$\lambda(i_m)$は，Ⓐ点では減少して安定化され，逆にⒸ点では増加して不安定となり，Ⓑ点では，ほとんど変化しない。すなわち，磁気特性を線形近似した場合は，不安定領域はV_1/f_1が大なる方向へ移行することが理解できる。さらに，T_dの影響が付加された場合は，$G_{11}(j\omega)$によってⒶ，Ⓒ点とも位相遅れ要素と類似の特性を示し，T_dの増加とともに不安定領域は上限側，下限側の双方に広がることが理解できる。ただし，Ⓒ点に比べてⒶ点の位相遅れ量が大きく不安定化の影響が大といえる。



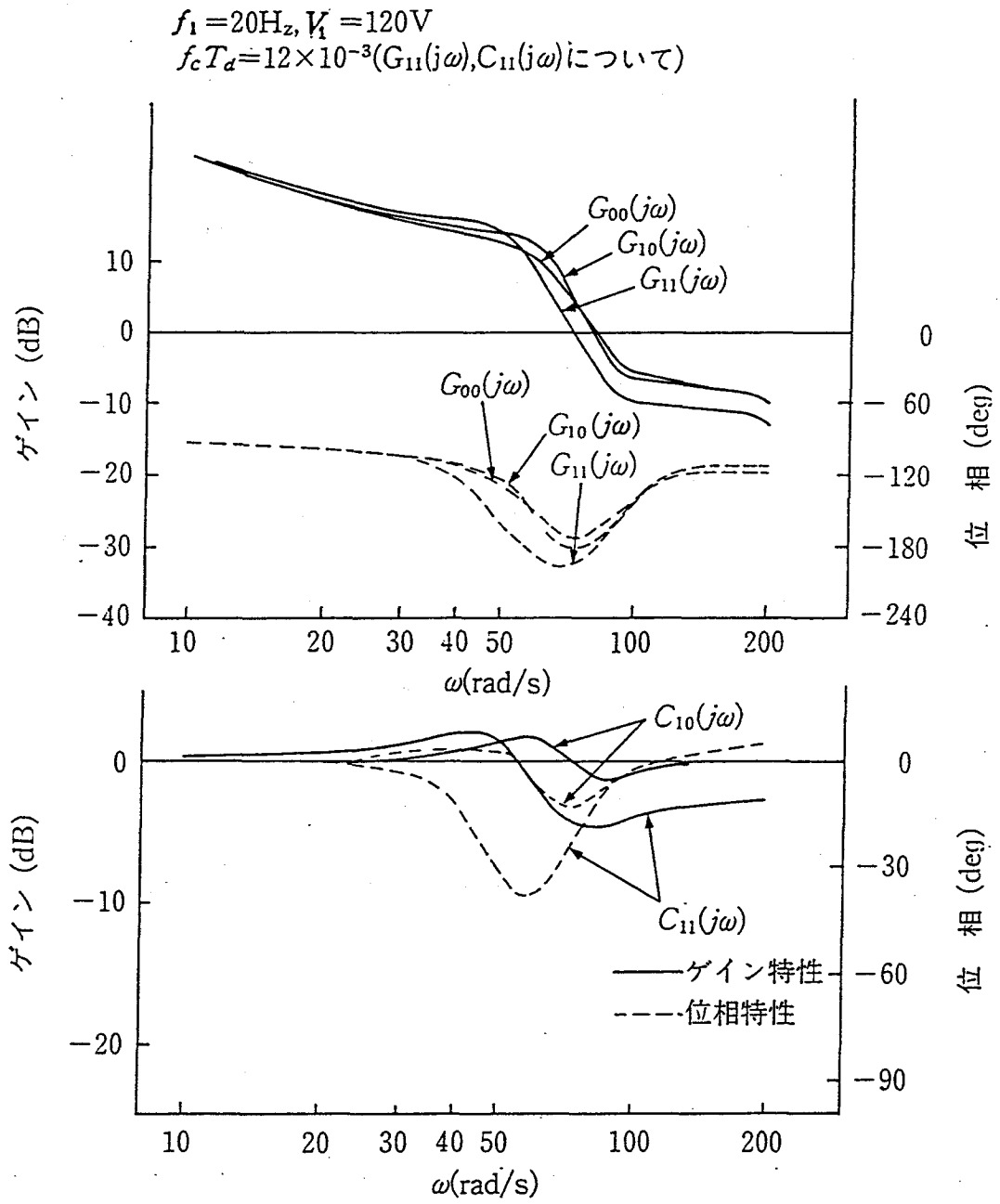
(a) T_dの影響（A 点）

図４．１０　磁気飽和 and/or T_d の影響を考慮した系の一巡伝達関数およびそれらの基準伝達関数に対する比率



(b) 磁気飽和を考慮しない場合の影響（A 点）

図４．１０　磁気飽和 and/or T_d の影響を考慮した系の一巡伝達関数およびそれらの基準伝達関数に対する比率(つづき)



(c) 磁気飽和を考慮しない場合の影響（C 点）

図４．１０　磁気飽和 and/or T_d の影響を考慮した系の一巡伝達関数およびそれらの基準伝達関数に対する比率(つづき)

4．7　第４章のまとめ

以上，電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析を行い，その過程および検討結果として，下記の成果を得た。

(1) 電動機の主磁束の飽和と鉄損を考慮し，インバータの入力側フイルタとT_dを考慮した駆動系全体の方程式をまとめ，系全体を表す９元一次微分方程式を得た。

(2) 上記微分方程式から，定常解およびそこからの微小変化分を変数とする線形化方程式を算出するとともにその特性方程式を求めた。

(3) 特性方程式の特性根のうち虚軸との交点から，インバータ出力の周波数－電圧座標上において不安定領域を計算した。その結果，主磁束の磁気飽和を考慮することにより，定量的レベルで実験結果の検証が可能なことを明らかにした。

(4) また，この結果を踏まえ，電動機定数の変化に対する不安定領域の変化の影響について計算例を示した。

(5) さらに，駆動系の一巡伝達関数から，T_dの有無および磁気飽和の有無に注目し，それらの固有の性質を抽出し，そこから，T_dによる不安定性の増加することや磁気飽和を無視した線形モデルでは実際より不安定になることなどを明確にした。

以上，電圧形正弦波PWMインバータは，T_dの影響によって，低次高調波分を含む電圧降下を生じるが，そのうちの基本波のみを対象として安定性の解析を行った。結果によると，電動機の解析モデルとして第２章で得た磁気飽和モデルを採用することによって実験とよく合ったこと，５次，７次などの低次高調波分による影響は，文献(5)にも示されるように少ないことなどにより，本解析手法は実用上十分な成果が得られたと思う。本章の検討結果は，インバータによる誘導電動機駆動系のシステム設計や，特性評価のための有効な手段となるものと考えられる。

第４章　参考文献

(1) 岸本：「磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル」，電気学会論文誌 B, 106, 339～346 (昭 61-4).

(2) G. J. Rogers, "Linearized analysis of induction-motor transients." Proc. IEE (London), Vol. 112, pp. 1917-1926, October 1965.

(3) J. E. Brown, K. P. Kovac, P. Vas : "A Method of Including the Effects of Main Flux Path Saturation in the Generalized Equations of A. C. Machines" , IEEE Trans. Power Apparatus Syst. PAS-102, 1, 96 (1983).

(4) T. A. Lipo, P. C. Krause: "Stability Analysis of a Rectifier-Inverted Induction Motor Drive" , IEEE Trans. Power Apparatus Syst., PAS-88, 55 (1969).

(5) R. Yarema, G. Studtman : Discussion of Ref (4), IEEE Trans. Power Apparatus Syst., PAS-88, 55 1969).

(6) 野中，伊藤：「電圧形インバータ駆動による誘導電動機の安定性について」，電機学会論文誌 B，97, 85 (昭 52-11).

(7) Y. K. He, T. A. Lipo: "Saturation Effects in the Stability Analysis of VSI Induction Motor Drive", IPEC Tokyo Conf. Rec. 181 (1983).

(8) 石田，上田:「鉄損と主磁束の飽和を考慮した電流形インバータ駆動系の安定性」電学論 B, 100, 461 (昭 55-8).

(9) 村井，細野，常広：「ＰＷＭインバータで駆動される誘導電動機の安定性について」電気学会論文誌 B, 105, 467 (昭 60-5).

(10) 岸本，松本，鎌倉，大上：「PWM インバータの上下アーム短絡防止期間の IM 駆動時における安定性の影響について」，昭 58 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 131.

(11) 岸本，吉田，松本，鎌倉，大上:「インバータの短絡防止期間を考慮した IM 駆動系のディジタルシミュレーション」昭 59 電気関係学会東海支部連大 No. 136.

(12) 岸本，吉田，松本，鎌倉，大上：「インバータの短絡防止期間の影響を考慮した IM 駆動系の安定判別について」昭和 60 電気学会全国大会講演論文集 No. 647.

(13) 岸本：「インバータ駆動 IM のデジタルシミュレーションによる動特性評価」昭 60 電気関係学会全国大会講演論文集 No. 632.

(14) 岸本：「インバータによる IM 駆動系の伝達関数と磁気飽和の伝達関数表現について」昭 60 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 121.

(15) 岸本，松本，鎌倉，大上：「電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析」，電気学会論文誌 B,106,737-744 (昭 61-9).

第５章　電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系のシミュレーション技法

５．１　まえがき

交流電動機の可変速制御は，パワーエレクトロニクスとこれを支える周辺技術のめざましい発展に伴い，従来の直流電動機にとって変わろうとしてきた。このような状況下にあっては，新機能や高機能を備えた高品質かつ差別化した可変速制御装置を，短期間にしかも低価格で製作することが要求される。

このような急速に発展する製品の開発を支援する技術をしてＣＡＥ，ＣＡＤがあり，シミュレーション技術は，その中核となる技術，あるいは主要な解析ツールとして位置付けられており，可変速制御装置の研究，開発にシミュレーション技術を充分活用すべきである。事実，パワーエレクトロニクス製品の急速な発展と並行して，対象となる系における構成部分のシミュレーションモデルの構築やシミュレーション技術そのもののめざましい進展も各所で見られる[(1)~(3)]。

シミュレーション技術は，可変速制御装置の開発から生産に至る過程の，前半におけるシステム設計や基本設計段階において，装置の性能や特性を精度よく予測することによって，試作を全く行わないで済ましたり試作台数を最小限に押さえることを可能として，開発期間の短縮と開発費用の低減をねらいとする技術である。また，試験評価段階において，試験結果とシミュレーション結果とを比較することによって，試作品が予想された性能を得られているかを検証する技術である（図５．１）。

この章では，第２章～第４章を通して論じてきた主磁束の磁気飽和を考慮した誘導電動機モデル[(4)]と主トランジスタのT_dの影響を考慮した電圧形ＰＷＭインバータモデルとを総合したシミュレーションモデルおよび安定性解析のための線形化方程式を用いて，誘導電動機の電圧形ＰＷＭインバータによる駆動システムについて，下記を実現するための技法について論じる。

(a) 始動およびそれに続く過渡特性や定常特性の計算を可能とする[(5)~(7)]。

(b) (a)を求めるための駆動系の方程式をベースに，安定性解析のため第４章で導入した線形化方程式[(8)]から，微小外乱に対する系の過渡特性の計算を可能とする[(9),(10)]。

さらに，シミュレーションによる結果について，(a)に関しては，上述の可変速シミュレーション装置を用いた実験結果と比較し，(b)に関しては，第４章に示した固有値法の結果[(8),(10)]と合わせて，系の安定性の解析的な評価に応用する。

なお，本章の内容は，主として文献(5)～(10)に基づくものである。

５．２　駆動系のディジタルシミュレーションに関する一般事項

５．２．１　シミュレーションモデルの具備条件

電動機制御は，アナログ制御からマイクロプロセッサの利用へ，さらにマイクロプロセッサーの演算速度の増加にしたがって制御装置のディジタル化が進み，それに対応してこの種の装置開発の過程においては，マイクロプロセッサの演算タイミング，演算時間，変数の量子化を考慮することが望まれる場合もある。しかしながら，これらをすべて網羅した場合には，必要な演算時間と演算時間刻み幅の比率，すなわち演算回数が膨大過ぎて現実的でなくなることになる。

すなわち，シミュレーションを行う場合，まず，対象とする駆動系のモデリングを行い，それ

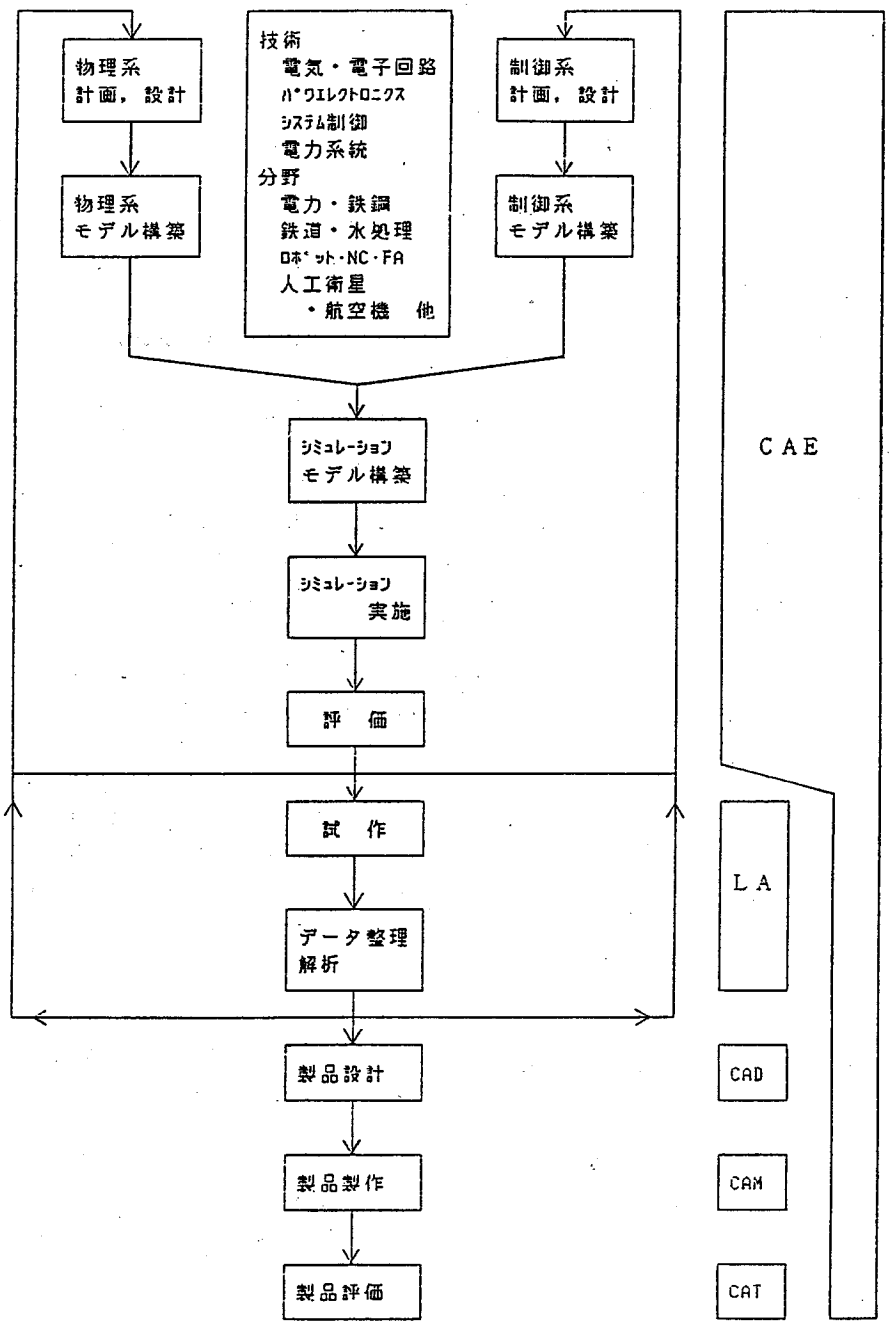


図５．１　ＣＡＥとシミュレーション技術の概念

を数式化するとともに，シミュレーションを行うための入力形式にて記述するという過程を踏む必要がある。その際当然ながら，検討したい項目とその要求精度などの目的を明確にして，使用する計算機の演算速度やメモリとも関連づけて，駆動系のモデルに盛り込むべき規模を必要かつ充分のものに押さえることが極めて重要である。

５．２．２　シミュレーションツールと試験装置

(1) シミュレーションソフトウエアＢＡＣＳ-Ⅱと制御系設計ＣＡＥシステムＷＡＶＥＳ/C

ディジタルシミュレーションソフトウェアＢＡＣＳ (Block diagram Analog Compiler System)[1]は，その名称が示すようにブロック線図表示された制御系の解析とシンセシスの手段として，制御系の動特性をするための言語であり，三菱電機内で開発され運用されている。入力プログラムとしては，

(a) ブロック線図の伝達関数とそれらの接続関係を示す構造プログラム

(b) ユーザがが独自に作成するFORTRANサブプログラム形式のユーザ関数

(c) パラメータに対する入力データ

によって構成される。入力用のブロック線図の伝達関数としては，アナログ計算機の要素をすべて含む標準関数を持っているが，これだけでは取り扱えない特殊なシミュレーションを扱うためにユーザ関数を有している。ＢＡＣＳーⅡは，初期ＢＡＣＳがバージョンアップされたもので，たとえば，標準関数として論理演算やタイマー機能を有している。シミュレーションは，大型あるいは中型計算機によりバッチ処理され，出力波形は，計算後オフラインでグラフ表示される。

その後，三菱電機内では，コンピュータと制御理論の進歩に対応してＥＷＳ(Engineering Work station)向けのシステム制御系総合ＣＡＥシステムＷＡＶＥＳ／Ｃ(Workstation-based Advanced Visual Engineering System for Control)[2]が開発された。このシステムは，図５．２に示すように構成されている。本システムは，ブロック線図あるいは状態方程式で記述されるモデルのシミュレーション，古典制御・現代制御に基づく設計および評価分析を行うことができるシステムである。シミュレーションソフトウェアとして前述したＢＡＣＳがさらに高性能化され組み込まれている。シミューレーション・モジュールについて，主な特長を述べると下記のとおりである。

(a) 制御要素として前述したＢＡＣＳーⅡ同様，非線形を含む約５０以上の標準関数に加えて，ユーザがＦＯＲＴＲＡＮで記述したモデルを関数に追加できる。

(b) スカラ要素だけでなく状態方程式や行列要素の記述ができる。

(c) コンパイルリンク・シミュレーション・出力の三つの独立したプロセス起動が可能であり，マルチタスク作業が簡単にできる。

(d) シミュレーションと並行して波形をグラフ出力する機能があり，さらに途中で割り込んでシミュレーションを中止するなどの対話形シミュレーション機能を持っている。

交流電動機の可変速制御は，可変速の対象となる電動機，駆動用電源主回路およびその制御回路より構成される。そのうちの制御回路に関しては，伝達関数形式として直接与えられる。一方，電動機および電源主回路に関しては，複数のブロックの伝達関数とそれらの接続関係として表現することになるが，それを実現するためには特別な工夫を要する。

すなわち，電動機に関しては，その電圧方程式および回転系の方程式を状態方程式形式に変更して，入力となる電圧やそれらの状態変数自体の関数として，各状態変数の微分値を与え，それを積分要素や伝達関数を通してシステム全体を構成する。その際，複雑な非線形要素や行列演算などの計算を可能とするため，独自に上述した入出力関係を関数の形で記述できるユーザ関数を

適宜使用する。

また，主回路構成に関しては，トランジスタなどの半導体SWをゲート信号（サイリスタなどではON時の通電電流やOFF時の印加電圧）とON,OFFとなる条件を与え，その動作モードごとの電動機巻線への通電条件など，それぞれの動作モード毎に回路方程式を表現する。電源回路にフィルタが含まれる場合は，フィルタ前後における電圧および電流の関係を伝達関数あるいは状態方程式表現して，前述の動作モードに対応した回路方程式に含めて入力できるようにする。

本研究におけるシミュレーションには，ＢＡＣＳ－Ⅱ，ＷＡＶＥＳ／Ｃの双方を用いている。

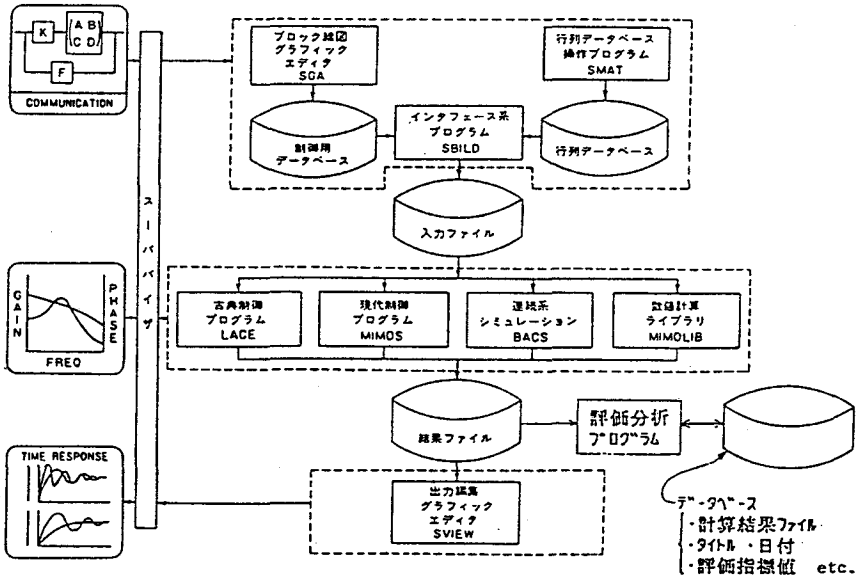


図５．２　システム制御系総合ＣＡＥシステムＷＡＶＥＳ／Ｃ

(2) 可変速シミュレーション装置

可変速シミュレーション装置は，交流電動機の可変速制御装置や駆動対象である交流電動機の最適条件を追求するため，三菱電機（株）名古屋製作所開発部において開発されたリアルタイムシミュレータで，モデル化が困難な電動機部分には，実機を用い，ミニコンで作成したＰＷＭ波形や制御方式を直接電力用ＭＯＳ－ＦＥＴインバータのドライブ回路に入力し，実電圧で電動機を稼動できる機能を備えた装置である[3]。

図５．３に本装置の概要を，また，表５．１にその仕様を示す。この装置のデータの流れを図５．４に示す。シミュレーションモデルの構築段階において所望のＰＷＭ電圧波形を作るためにミニコンを使用し，ＦＯＲＴＲＡＮ言語を用いた波形生成プログラムによりオフラインで波形データを作り，ディスクパックＤ／Ｐに格納する。そして，Ｄ／Ｐに格納したデータは，実機モータを駆動するために，電動機駆動プログラムによって，オンラインで主記憶装置Ｍ１，Ｍ２，高速インターフェースＩ／Ｆを介してＭＯＳ－ＦＥＴを主回路素子とするインバータドライブユニットＤ／Ｕに出力する。

本論文で採用した第２章から第５章までの試験結果は，主としてこの装置を用いて得られたものである。本装置は，インバータ部分の動作状態が明確であるため，電動機部分のシミュレーシ

ョンモデルと実機との比較，あるいは短絡防止期間の影響の評価に際して，キャリア周波数の影響を除いた平均値的取り扱いによる近似モデルの妥当性などの検討に最適と思われる。

なお，第２章，第５章においても本装置を使用した例を示したが，最も良く本装置の特長が活かされているこの章において，その内容をシミュレーションソフトウエアとともに紹介した。

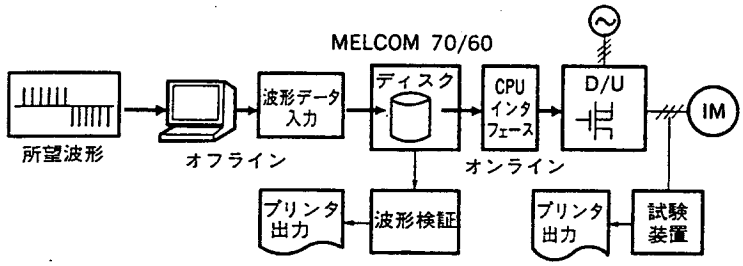


図５．３　可変速シミュレーション装置の概要

表５．１　可変速シミュレーション装置の仕様

仕様		内容
ミニコン	本体	MELCOM 70 モデル 60 (MELCOM 70／60)
	チャネルインタフェース機構	IO モード　最高転送速度 400 K 語／s
	記憶装置	固定ディスク，ディスクパック，FDD，MT
	入出力機器	CRT，CR，ハードコピー，グラフィックディスプレイ，LP，X-Y プロッタ　他か
ドライブユニット	出力電圧	三相　電圧形 200 V max
	出力電圧波形	ミニコンプログラムによる PWM 任意電圧波形
	出力電流容量	ピーク 100 A　7.5 kW IM 駆動可能
	制御方式	オープンループ制御
	コンバータ機能	盤面ボリュームによる電圧制御可能
	インバータ機能	６相インバータの各相は MOS-FET 並列接続使用
	PWM 電圧発生方式	基準クロックカウントによる６アームオンオフ信号発生方式
	基準クロック周期	500 ns (2 MHz)～12.5 μs (80 kHz) の間 125 ns とび（プログラムにより指定可）
	出力周波数	0.1 Hz～20 kHz

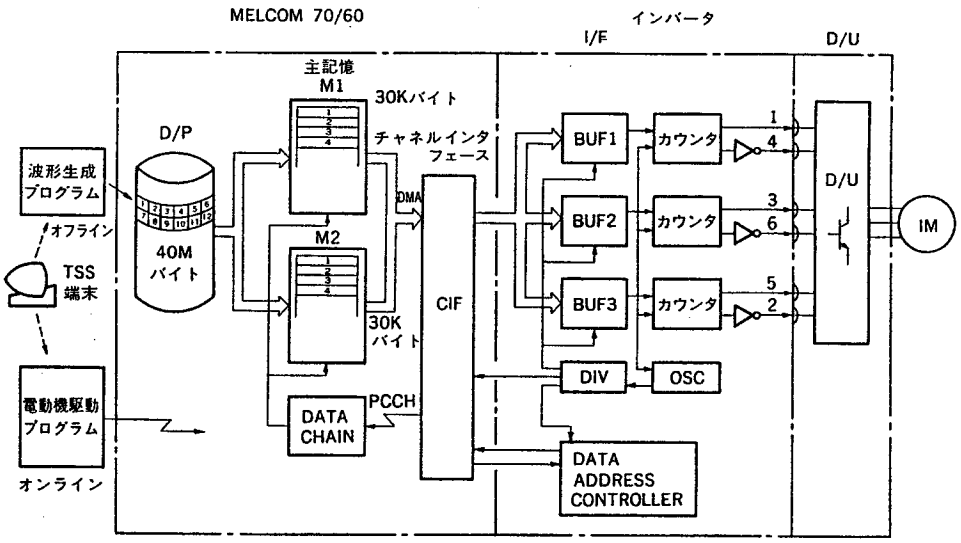


図５．４　可変速シミュレーション装置におけるデータの流れ

５．３　電圧形ＰＷＭインバータによる磁気飽和と鉄損を考慮した誘導電動機駆動系の過渡特性計算プログラム

５．３．１　対象とする誘導電動機の電圧方程式

各巻線が対象な三相誘導機において主磁束の磁気飽和を考慮し，電流を変数として角周波数ω_1で回転するγ-δ座標を用いて表した電圧方程式を第２章の(2.57)式に示した。

一方，第４章の安定解析の結果から，インバータ駆動における誘導電動機の軽負荷時の回転特性は，電動機の主磁束における磁気飽和やインバータの短絡防止期間T_dの影響を受けるだけでなく，電動機の鉄損の影響も受けることが明確になった。

したがって，この節においては，(2.57)式をベースに，励磁インダクタンスに並列な抵抗をr_mとして鉄損を追加して，次に示す６元の連立方程式から鉄損が駆動系に与える影響についても検証が可能となるシミュレーションプログラムの構築を図る（第４章　４．３．１参照）。

$$\boldsymbol{v}' = (\boldsymbol{A}_{MI}\,p + \boldsymbol{B}_{MI})\boldsymbol{i}' \quad \cdots\cdots(5.1)$$

ここに，

$$\boldsymbol{i}' = \left[i_{t\gamma} \quad i_{t\delta} \quad i_{1\gamma} \quad i_{1\delta} \quad i_{2\gamma}' \quad i_{2\delta}' \right]^t \quad \cdots\cdots(5.2)$$

$$\boldsymbol{v}' = \left[v_\gamma \quad v_\delta \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \right]^t \quad \cdots\cdots(5.3)$$

$$\boldsymbol{A}_{MI}=\begin{bmatrix} l_1 & 0 & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ 0 & l_1 & -L_{\gamma\delta} & L_\delta & -L_{\gamma\delta} & L_\delta \\ 0 & 0 & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ 0 & 0 & -L_{\gamma\delta} & L_\delta & -L_{\gamma\delta} & L_\delta \\ 0 & 0 & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & l_2'+L_r & -L_{\gamma\delta} \\ 0 & 0 & -L_{\gamma\delta} & L_\delta & -L_{\gamma\delta} & l_2'+L_\delta \end{bmatrix} \cdots\cdots(5.4)$$

$$\boldsymbol{B}_{MI}=\begin{bmatrix} r_1 & -l_1\omega_1 & 0 & -M_n\omega_1 & 0 & -M_n\omega_1 \\ l_1\omega_1 & r_1 & M_n\omega_1 & 0 & M_n\omega_1 & 0 \\ -r_m & 0 & r_m & -M_n\omega_1 & 0 & -M_n\omega_1 \\ 0 & -r_m & M_n\omega_1 & r_m & M_n\omega_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -M_n\omega_s & r_2' & -(l_2'+M_n)\omega_s \\ 0 & 0 & M_n\omega_s & 0 & (l_2'+M_n)\omega_s & r_2' \end{bmatrix} \cdots\cdots(5.5)$$

ここに

$$\left.\begin{aligned} L_\gamma &= M_d(i_{m\gamma}/i_m)^2+M_n(i_{m\delta}/i_m)^2 \\ L_\delta &= M_d(i_{m\delta}/i_m)^2+M_n(i_{m\gamma}/i_m)^2 \\ L_{\gamma\delta} &= (M_n-M_d)i_{m\gamma}i_{m\delta}/i_m^{\,2} \end{aligned}\right\} \cdots\cdots(5.6)$$

$$M_n=\lambda(i_m)/i_m,\quad M_d=\partial\lambda(i_m)/\partial i_m \cdots\cdots(5.7)$$

$$\left.\begin{aligned} i_{m\gamma} &= i_{1\gamma}+i_{2\gamma}', \qquad i_{m\delta}=i_{1\delta}+i_{2\delta}' \\ i_m &= \sqrt{i_{m\gamma}^{\,2}+i_{m\delta}^{\,2}} \end{aligned}\right\} \cdots\cdots(5.8)$$

なお，M_n，M_dは，それぞれ励磁インダクタンスの定常分および変動分を表す。供試電動機の$\lambda(i_m)$，M_nおよびM_dの関係は，第２章の図２．１０に示したとおりである。$i_{t\gamma}$，$i_{t\delta}$は,それぞれ一次電流のγ，δ軸成分であり，そこから，それぞれの軸のr_mを流れる電流を差し引いた値が,それぞれ$i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$，である。文献(5),(8),(10)などにおいてこのような取り扱いをした。(5.1)式の第３行目および第４行目は，r_mと励磁インダクタンスの並列回路で成り立つ関係式である。

５．３．２　演算時間刻み幅に関する考察と電圧方程式の近似

ところで，6 行６列の行列$\boldsymbol{A}_{MI}$，$\boldsymbol{B}_{MI}$よりなる(5.1)式を数値計算するために，$\boldsymbol{pi}'$について解いて状態方程式形式で表すと

$$\boldsymbol{pi}'=-\boldsymbol{A}_{MI}^{-1}\boldsymbol{B}_{MI}\boldsymbol{i}'+\boldsymbol{A}_{MI}^{-1}\boldsymbol{v}' \cdots\cdots(5.9)$$

が得られる。このように定式化された多元連立方程式の数値計算の安定性を保証するためには，一般解の中で減衰の最も早い成分または最高周波数成分について，関数値が安定に計算されるように演算時間刻み幅を選択すればよい。すなわち，数値計算に使用される時間刻み幅hは，(5.9)式から電源電圧$\boldsymbol{v}'$の項を取り除いた斉次式に対応する固有方程式

$$\det(\lambda\boldsymbol{I}+\boldsymbol{A}_{MI}^{-1}\boldsymbol{B}_{MI})=0 \cdots\cdots(5.10)$$

の絶対値の最大根から限界ならびに最適値を論じることができる。ただし，λおよび$\boldsymbol{I}$はそれぞれ固有値および単位行列を表すものとする。

従来，hは，(5.10)式における最大固有値λ_1の絶対値の逆数，またはその２倍程度であると言われている。

$$|\lambda_1|\cdot h \leq 1.0\sim2.0 \cdots\cdots (5.11)$$

しかし，右辺の数値範囲のうち，2.0 でもこの式の解は発散しないが，解の精度を論じる場合は，1.0 程度が望ましいともいわれている。また，最大固有値が純虚数または虚数部が支配的な複素数の場合において，時間刻み幅の目安として(5.11)式を適用すると度数換算で 57° ～114° となり，最小でも正弦波の半サイクルを３本の線で折れ点近似することに相当したかなりの誤差が予想されるため，さらに最小値より 20～30%低い 40° ～46° 程度（実際には，25%低い 43.2° を採用）が必要であると述べている[11]。

ところで，第４章において，鉄損抵抗および機械系を考慮した９行９列の行列方程式(定常値近傍の微小変化に対する方程式）について固有値を求め，そこから固有値法によって系の安定判別を行った。この時の最大固有値は，実数，あるいは実数に近いものであったが，このときの最大固有値は，約$-3\text{x}10^5\ \text{s}^{-1}$，したがって時定数で$3.3\text{x}10^{-6}$ s となっている。この値は，漏れインダクタンスl_1と鉄損抵抗l_1の比$l_1 / r_m \equiv T_m = 0.00283/450=6.4\ \text{x}10^{-6}$ とオーダ的に一致している。

一例としてh=$2\text{x}10^{-6}$ s に選んだとするとき，商用周波数 60Hz 駆動する系の１サイクル（1 周期 $1.67\text{x}10^{-2}$s)の現象をシミュレートするだけで$8.3\text{x}10^3$回もの演算を要することになる。

したがって，以下においては，(5.1)式から電源周波数$\omega_1 T_m \ll 1$の仮定のもとで近似を行い，実質的に最大の固有値の影響を除去することとする。

(5.1)式は，主磁束に対する誘起々電圧e_γ，e_δを導入して，下記のとおり書き換えられる。

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\gamma p & -L_{\gamma\delta}p - M_n\omega_1 & L_\gamma p & -L_{\gamma\delta}p - M_n\omega_1 \\ -L_{\gamma\delta}p + M_n\omega_1 & L_\delta p & -L_{\gamma\delta}p + M_n\omega_1 & L_\delta p \\ L_\gamma p & -L_{\gamma\delta}p - M_n\omega_s & r_2' + (l_2' + L_\gamma)p & -L_{\gamma\delta}p + (l_2' + M_n)\omega_s \\ -L_{\gamma\delta}p + M_n\omega_s & L_\delta p & -L_{\gamma\delta}p + (l_2' + M_n)\omega_s & r_2' + (l_2' + L_\delta)p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma}' \\ i_{2\delta}' \end{bmatrix}$$

$\cdots\cdots (5.12)$

$$v_\gamma = (r_1 + l_1 p)i_{t\gamma} - l_1\omega_1 i_{t\delta} + e_\gamma \cdots\cdots (5.13)$$

$$v_\delta = l_1\omega_1 i_{t\gamma} + (r_1 + l_1 p)i_{t\delta} + e_\delta \cdots\cdots (5.14)$$

$$r_m(i_{t\gamma} - i_{1\gamma}) = e_\gamma \cdots\cdots (5.15)$$

$$r_m(i_{t\delta} - i_{1\delta}) = e_\delta \cdots\cdots (5.16)$$

ここで，(5.15)式および(5.16)式より，それぞれ$i_{t\gamma}$，$i_{t\delta}$を求めて，これらを(5.13)および(5.14)式に代入すると，v_γ，v_δについて次式が得られる。

$$v_\gamma = (r_1 + l_1 p)i_{1\gamma} - l_1\omega_1 i_{1\delta} + \{(1 + r_1 / r_m) + (l_1 / r_m)p\}e_\gamma - (l_1\omega_1 / r_m)e_\delta$$

$\cdots\cdots (5.17)$

$$v_\delta = l_1\omega_1 i_{1\gamma} + (r_1 + l_1 p)i_{1\delta} + (l_1\omega_1 / r_m)e_\gamma + \{(1 + r_1 / r_m) + (l_1 / r_m)p\}e_\delta$$
$$\cdots\cdots(5.18)$$

上記２式をe_γ，e_δについて解くと次式が得られる。

$$e_\gamma = \{(k_m + T_m p) / \Delta(p)\}v_\gamma + \{T_m\omega_1 / \Delta(p)\}v_\delta$$
$$-[\{(k_m + T_m p)(r_1 + l_1 p) + T_m l_1 \omega_1{}^2\} / \Delta(p)]i_{1\gamma}$$
$$+[\{k_m + T_m p)l_1\omega_1 - T_m\omega_1(r_1 + l_1 p)\} / \Delta(p)]i_{1\delta} \cdots\cdots(5.19)$$

$$e_\delta = -\{T_m\omega_1\} / \Delta(p)\}v_\gamma + \{(k_m + T_m p) / \Delta(p)\}v_\delta$$
$$-[\{k_m + T_m p)l_1\omega_1 - T_m\omega_1(r_1 + l_1 p)\} / \Delta(p)]i_{1\gamma}$$
$$-[\{(k_m + T_m p)(r_1 + l_1 p) + T_m l_1 \omega_1{}^2\} / \Delta(p)]i_{1\delta} \cdots\cdots(5.20)$$

ここに

$$k_m = 1 + r_1 / r_m,\quad T_m = l_1 / r_m \cdots\cdots(5.21)$$

$$\Delta(p) = (k_m + T_m p)^2 + (T_m\omega_1)^2 \cdots\cdots(5.22)$$

ここで，時定数T_mが充分短く解析の対象となる周波数ω_1内で$T_m\omega_1 \ll 1$が成り立つと仮定して，(5.19)および(5.20)式を(5.12)式に代入してまとめると(5.23)～(5.27)式が得られる[5]。

$$\boldsymbol{v}_A{}' = (\boldsymbol{A}_{MA}p + \boldsymbol{B}_{MA})\boldsymbol{i}' \cdots\cdots(5.23)$$

ただし，

$$\boldsymbol{i}' = \left[\, i_{1\gamma} \quad i_{1\delta} \quad i_{2\gamma}{}' \quad i_{2\delta}{}' \,\right]^t \cdots\cdots(5.24)$$

$$\boldsymbol{v}_A{}' = \left[\, X_m v_\gamma + Y_m v_\delta \quad -Y_m v_\gamma + X_m v_\delta \quad 0 \quad 0 \,\right]^t$$
$$= \left[\, v_{\gamma e} \quad v_{\delta e} \quad 0 \quad 0 \,\right]^t$$

さらに，$v_{\gamma e} = X_m v_\gamma + Y_m v_\delta$，$v_{\delta e} = Y_m v_\gamma - X_m v_\delta$として，

$$\boldsymbol{A}_{MA} = \begin{bmatrix} X_m l_1 + L_\gamma & Y_m l_1 - L_{\gamma\delta} & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ -(Y_m l_1 + L_{\gamma\delta}) & X_m l_1 + L_\delta & -L_{\gamma\delta} & L_\delta \\ L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & l_2{}' + L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ -L_{\gamma\delta} & L_\delta & -L_{\gamma\delta} & l_2{}' + L_\delta \end{bmatrix} \cdots\cdots(5.26)$$

$$\boldsymbol{B}_{MA} = \begin{bmatrix} X_m r_1 + Y_m l_1\omega_1 & -(X_m l_1 + M_n)\omega_1 + Y_m r_1 & 0 & -M_n\omega_1 \\ (X_m l_1 + M_n)\omega_1 - Y_m r_1 & X_m r_1 + Y_m l_1\omega_1 & M_n\omega_1 & 0 \\ 0 & -M_n\omega_s & r_2{}' & -(l_2{}' + M_n)\omega_s \\ M_n\omega_s & 0 & (l_2{}' + M_n)\omega_s & r_2{}' \end{bmatrix}$$
$$\cdots\cdots(5.27)$$

が得られる。なお，(5.22)～(5.24)式において，次式の関係を用いた。

$$\left.\begin{aligned} \Delta(p) \cong \Delta(0) &= k_m{}^2 + (T_m\omega_1)^2 \\ X_m &= k_m / \Delta(0) \\ Y_m &= T_m\omega_1 / \Delta(0) \end{aligned}\right\} \cdots\cdots(5.28)$$

$i_{t\gamma}$，$i_{t\delta}$は，(5.18)および(5.19)式をそれぞれ(5.15)，(5.16)式に代入してまとめると，それぞれ

$$
\begin{aligned}
i_{t\gamma} &= v_{\gamma e}/r_m \\
&\quad -\{(X_m/r_m)(r_1+l_1p)+1+(Y_m/r_m)l_1\omega_m\}i_{1\gamma} \\
&\quad +\{(X_m/r_m)l_1\omega_1-(Y_m/r_m)(r_1+l_1p)\}i_{1\delta} \cdots\cdots (5.29) \\
i_{t\delta} &= v_{\delta e}/r_m \\
&\quad -\{(X_m/r_m)l_1\omega_1-(Y_m/r_m)(r_1+l_1p)\}i_{1\gamma} \\
&\quad -\{(X_m/r_m)(r_1+l_1p)+1+(Y_m/r_m)l_1\omega_m\}i_{1\delta} \cdots\cdots (5.30)
\end{aligned}
$$

と表される。なお，上式は，$pi_{1\gamma}$，$pi_{1\delta}$と微分項を含むが，(5.23)式を解く際に求まるので，その結果を直接代入すればよい。

５．３．３ 駆動系のシミュレーションプログラム

この章において検討した主磁束の磁気飽和と鉄損を考慮した電圧方程式((5.23)～(5.27)式)に第２章で求めたトルク式((2.56)式)と機械系の運動方程式(2.61)式)を追加した誘導電動機のシミュレーションモデルを構成した。そして，このモデルと第３章で検討したT_dを考慮した電圧形ＰＷＭインバータモデル((3.12)～(3.33)式)とを組み合わせて，インバータ・誘導電動機駆動系のシミュレーションプログラムを作成した。

図５．５に駆動システムの概要を示す簡単化したブロック線図を示す。また，図５．６には，前節５．３．１で検討した磁気飽和を考慮した誘導電動機のブロック線図と第３章で検討し図３．１６に示したインバータのブロック線図を組み合わせた結果を示す[(5)～(7)]。

第２章では，鉄損抵抗を無視した誘導電動機のシミュレーションモデルの検討を行い，図２．１４にそのブロック線図を示した。図２．１４と図５．６の違いは，下記のとおりである。

(a) 図２．１４の４行４列の行列$\boldsymbol{A}_M$，$\boldsymbol{B}_M$は，それぞれ鉄損を考慮した４行４列の行列$\boldsymbol{A}_{MA}$，$\boldsymbol{B}_{MA}$に変更された。

(b) $\boldsymbol{A}_{MA}$，$\boldsymbol{B}_{MA}$を求める際，時定数$T_m = l_1/r_m$が充分短く解析の対象となる周波数ω内では，$T_m\omega \ll 1$であると仮定して微分演算子pの項を省略した。しかし，定数項の省略は行っていないため，電源周波数と同期して回転する$\gamma-\delta$座標上で表されたこれらの行列は，定常状態における定格周波数成分に対する誤差を生じない。

(c) $i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$を$i_{t\gamma}$，$i_{t\delta}$と区別したため，第２章と同様の変数$i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$，$i_{2\gamma}'$，$i_{2\delta}'$から$i_{t\gamma}$，$i_{t\delta}$を求める関係式(5.29)，(5.30)式が必要となる。

(d) 第４章の系の線形化方程式から得られる特性方程式において，その最大固有値を近似的に取り除けたため，鉄損の影響を無視したモデルと鉄損を考慮したシミュレーションが同等の時間刻み幅によって可能である。

(e) 図５．７に，図５．６に対応したＢＡＣＳ－Ⅱプログラムのためのブロック線図を示す。同図(a)は，インバータ・コンバータ部，同図(b)は，電動機部である。図中に見られるように種々の使用者関数を用いて主磁束の磁気飽和特性など種々の非線形特性を与えている。

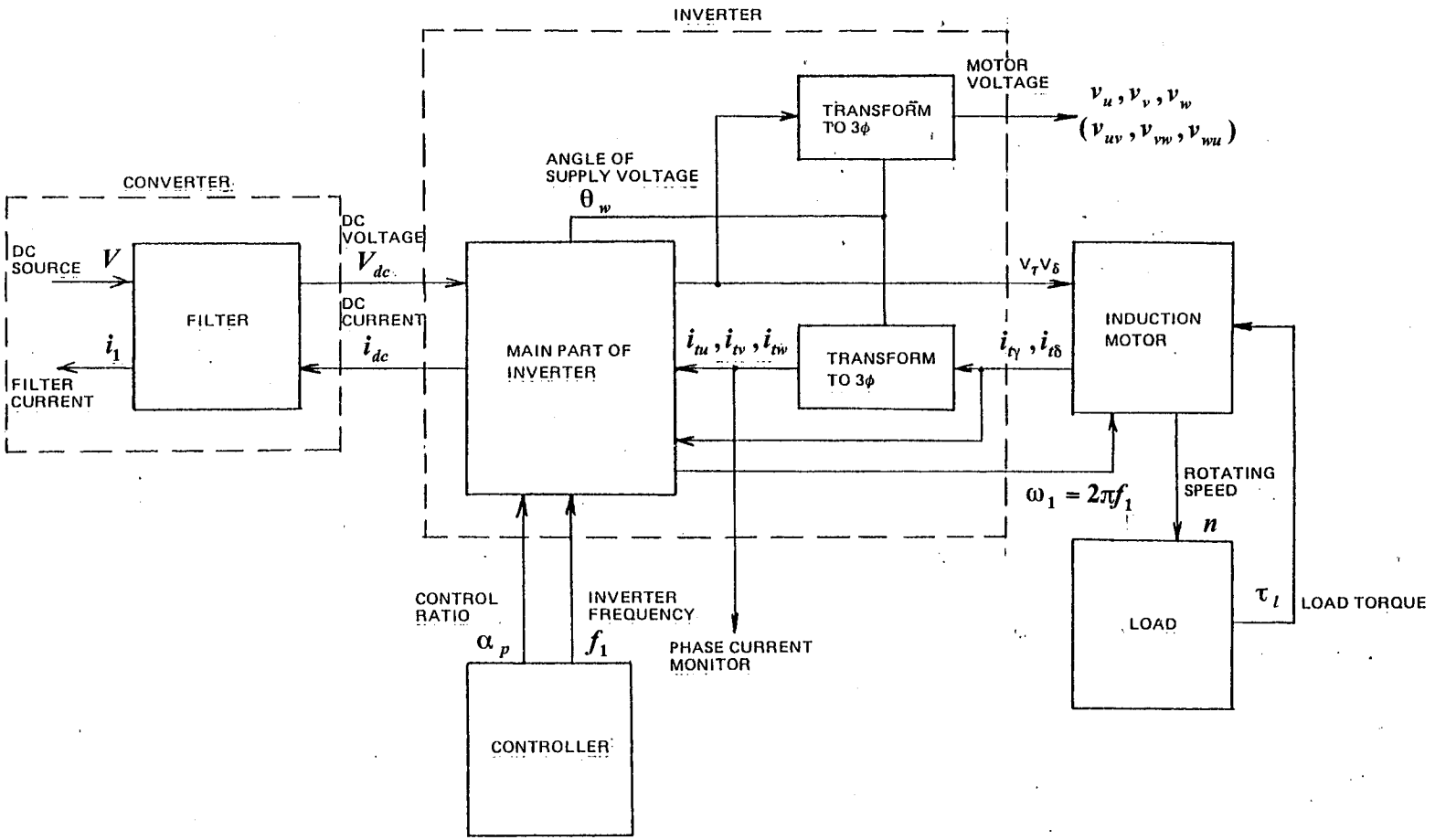
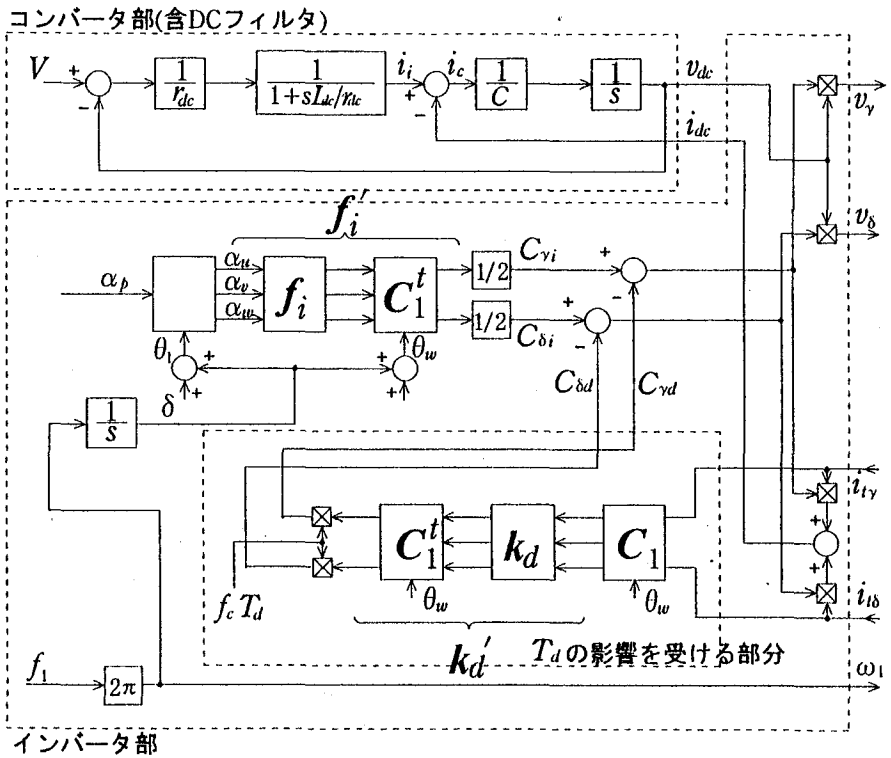
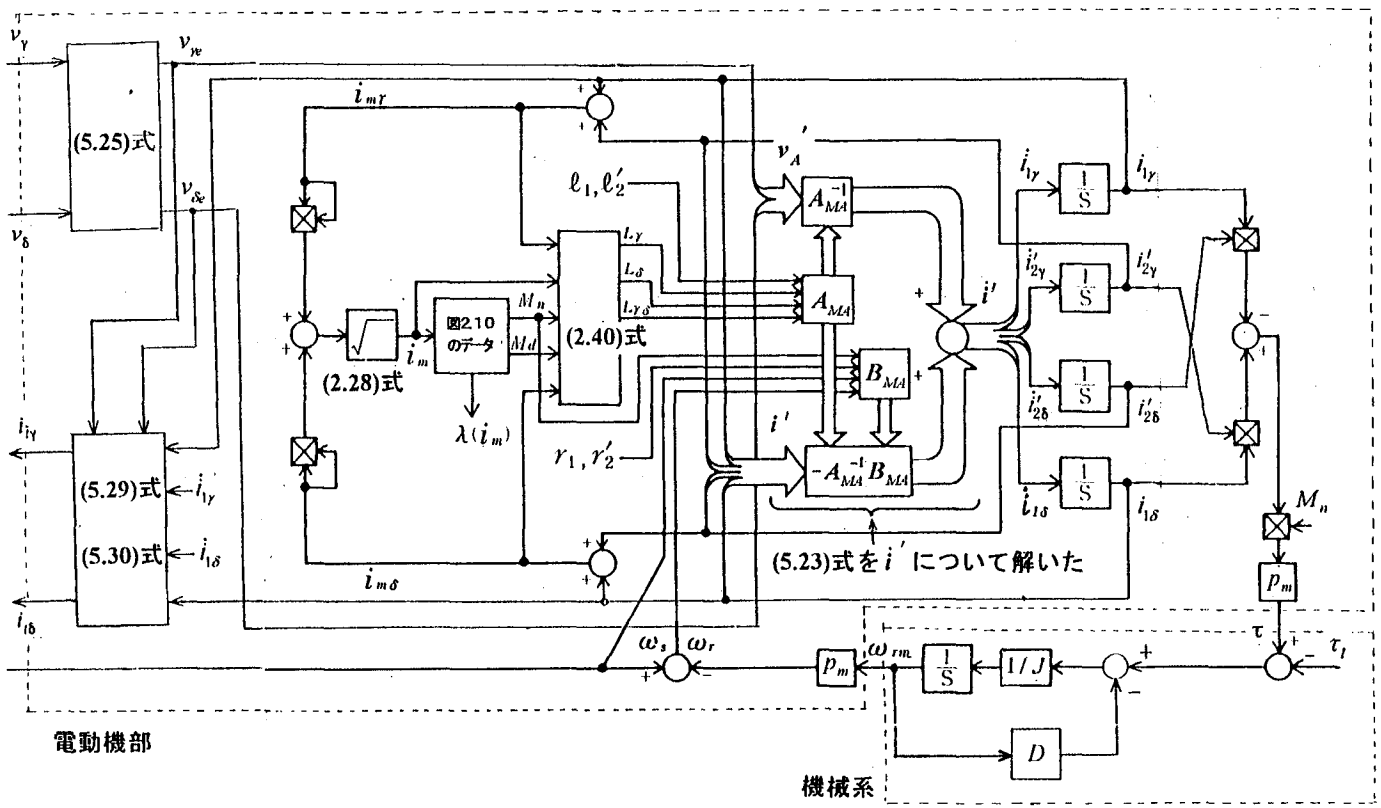


図５．５　シミュレーションの対象となる駆動システムの構成



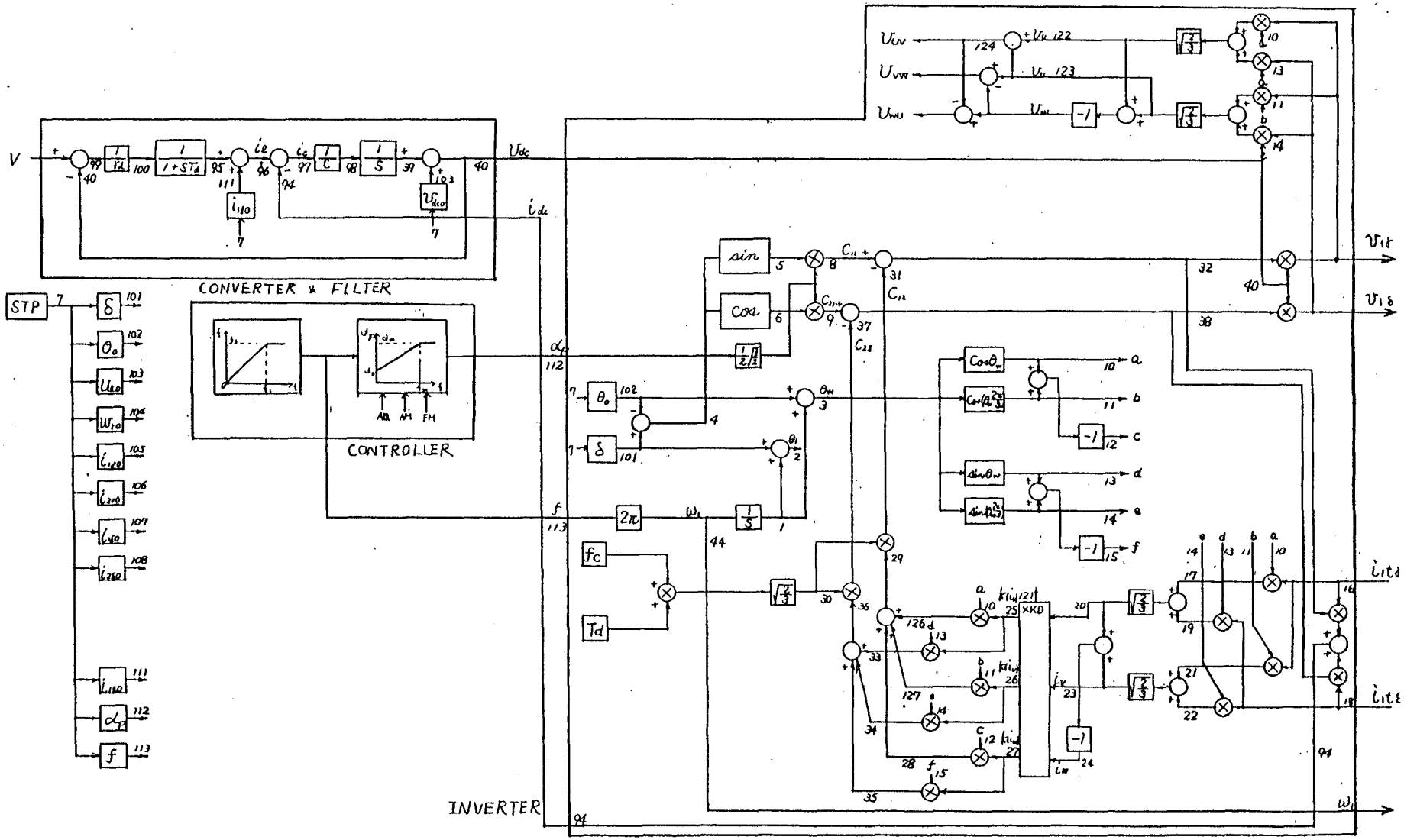
(a) インバータ・コンバータ部

図５．６　電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動システムのブロック線図 (1/2)



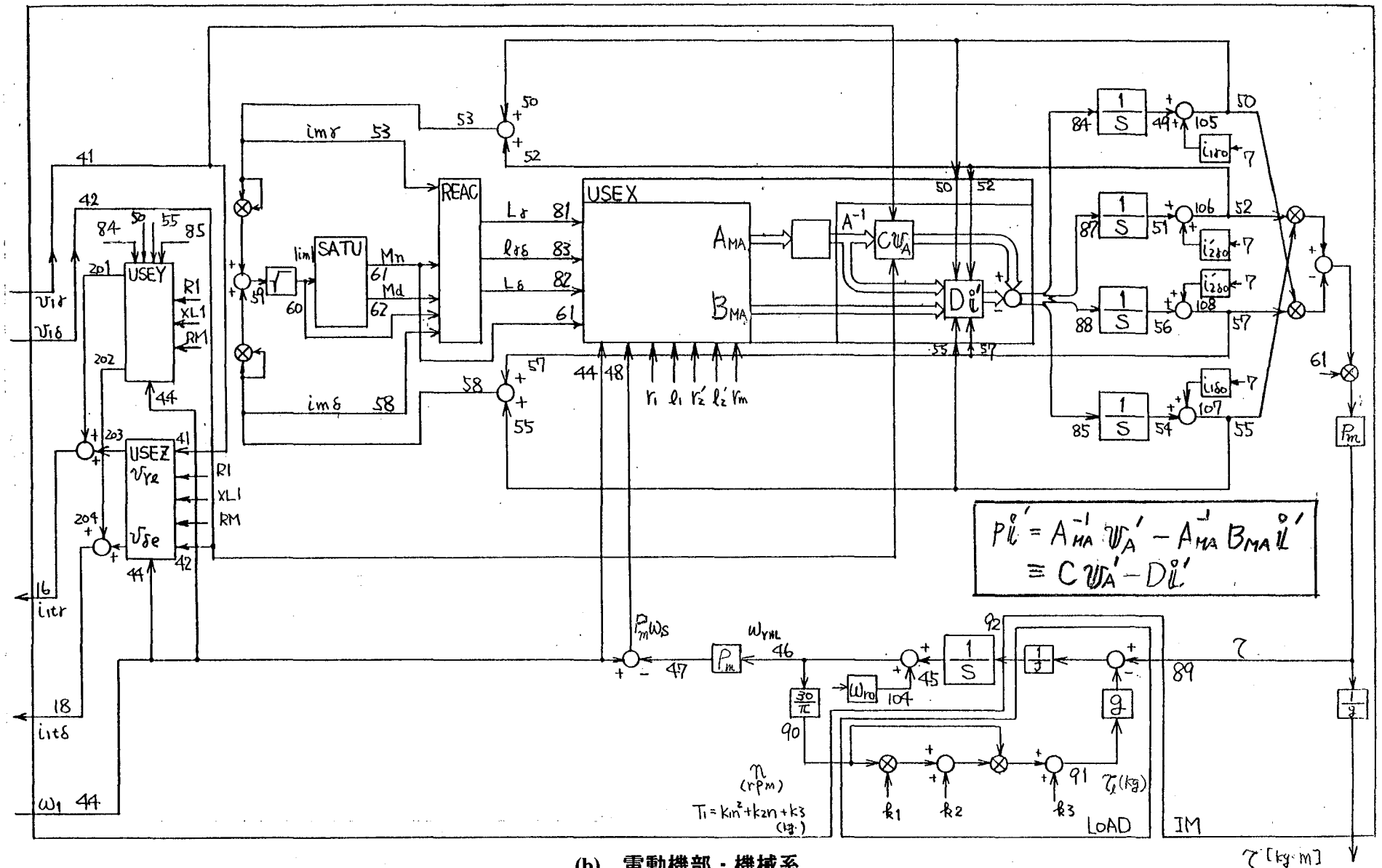
(b) 電動機部・機械系

図５．６　電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動システムのブロック線図（2/2)



(a) インバータ・コンバータ部

図５．７　電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動システムのブロック線図（ＢＡＣＳ－Ⅱ用）(1/2)



(b) 電動機部・機械系

図５．７　電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動システムのブロック線図（ＢＡＣＳ－Ⅱ用）(2/2)

５．４　線形化方程式のブロック線図表示とディジタルシミュレーション法

５．４．１　駆動系全体の行列表示

第４章で誘導した(4.37)式に示す線形化方程式は，そこで論じた固有値法による安定性解析だけでなく駆動系解析の基礎になるものである。この節では，第４章で誘導した線形化方程式から，微小外乱に対する系の応答を計算するためのＢＡＣＳ－Ⅱを対象としたブロック線図表示を行う。その際，シミュレーションに必要な計算処理時間と時間刻み幅の比である計算ステップ数は，要求精度を満たす充分な回数だけ必要であることは言うまでもないが，過大な計算ステップ数は，計算処理時間がかかり過ぎたり，場合によっては丸め誤差などが集積されてかえって計算精度が低下する。

前節５．３．２で取り上げたように，起動時などの過渡応答を計算するための時間刻み幅は，系の特性方程式の最大固有値から決まる過渡特性の最小の減衰時定数や振動周期に比べ充分小さく取る必要がある。ただし，計算ステップ数が過大とならないように，演算時間刻み幅を(所要演算時間)／(許容できる最大計算ステップ数)以上に選ぶ必要がある。そのため，前節では，鉄損抵抗を考慮したため６行６列に拡大した電圧方程式を４行４列に近似縮小することによって，系の特性方程式における最大固有値を除去し，等価的に演算時間刻み幅を大きくした。

ところで，上記の線形化方程式によって微小変動に対する過渡特性を計算する場合でも，鉄損抵抗を考慮する場合は，６次元の電圧方程式から得た(4.37)式の線形化方程式に対して，その特性方程式の最大固有値を除去するような近似を行うか，前節で得られた近似４次元電圧方程式から出発することが要求される。しかし，計算が複雑になるため，この節では，鉄損を無視した４元の電圧方程式を出発点とするものに留める。

駆動系全体を表す７次元１次微分方程式は，前章の(4.29)式と同形式である。これらを改めて(5.31)式に示す[8],[10]。

$$\boldsymbol{A}\boldsymbol{p}\boldsymbol{x} = \boldsymbol{b} \quad \cdots\cdots(5.31)$$

前章の(4.30)式～(4.33)式に対する式は，それぞれ(5.32)式～(5.35)式で表される。ただし，鉄損を無視したため(4.32)，(4.33)式中の$i_{t\gamma}$，$i_{t\delta}$およびi_tを，それぞれ$i_{1\delta}$，$i_{1\gamma}$およびi_1に等しいと置き換えた。

$$\boldsymbol{x} = \left[\boldsymbol{i}'^{\,t} \quad v_{dc} \quad i_i \quad \omega_r\right]^t \quad \cdots\cdots(5.32)$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_M & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \begin{bmatrix} 1 & & \\ & 1 & \\ & & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(5.33)$$

$$\boldsymbol{b} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}' - \boldsymbol{B}_M \boldsymbol{i}' \\ \left[i_i - \left\{(C_{11} i_{1\gamma} + C_{12} i_{1\delta})\alpha_p - C_{20} i_1\right\}\right] / C \\ (V - v_{dc} - r_{dc} i_i) / L_{dc} \\ \left\{p_m{}^2 M_n (i_{1\delta} i_{2\gamma}{}' - i_{1\gamma} i_{2\delta}{}') - D\omega_r - p_m T_l\right\} / J \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(5.34)$$

$$\boldsymbol{v}' = \left[(C_{11}\alpha_p - C_{20} i_{1\gamma} / i_1) v_{dc} \quad (C_{12}\alpha_p - C_{20} i_{1\delta} / i_1) v_{dc} \quad 0 \quad 0\right]^t \quad \cdots\cdots(5.35)$$

また，$\boldsymbol{i}'$，$\boldsymbol{A}_M$ および $\boldsymbol{B}_M$ は，それぞれ(4.13)，(4.15)および(4.16)式が適用される。

$$\boldsymbol{i}' = \begin{bmatrix} i_{1\gamma} & i_{1\delta} & i_{2\gamma}' & i_{2\delta}' \end{bmatrix}^t \cdots\cdots(4.13)$$

$$\boldsymbol{A}_M = \begin{bmatrix} l_1 + L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ -L_{\gamma\delta} & l_1 + L_\delta & -L_{\gamma\delta} & L_\delta \\ L_\gamma & -L_{\gamma\delta} & l_2' + L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ -L_{\gamma\delta} & L_\delta & -L_{\gamma\delta} & l_2' + L_\delta \end{bmatrix} \cdots\cdots(4.15)$$

$$\boldsymbol{B}_M = \begin{bmatrix} r_1 & -(l_1 + M_n)\omega_1 & 0 & -M_n\omega_1 \\ (l_1 + M_n)\omega_1 & r_1 & M_n\omega_1 & 0 \\ 0 & -M_n\omega_s & r_2' & -(l_2' + M_n)\omega_s \\ M_n\omega_s & 0 & (l_2' + M_n)\omega_s & r_2' \end{bmatrix} \cdots\cdots(4.16)$$

５．４．２　定常状態からの微小変化に対する線形化方程式とその過渡特性の計算

この系の定常状態 x_0 および定常状態からの微小外乱 Δb に対する変位 Δx の応答は，次式で表される（第１式は定常解を表し，第２式は過渡解を表す）。

$$\boldsymbol{b}_0 = 0,\quad \boldsymbol{A}_0 p\Delta\boldsymbol{x} = \Delta\boldsymbol{b} \cdots\cdots(5.36)$$

ここで，α_p，ω_1，τ_l に対する定常値近傍の微小外乱を

$$\Delta\boldsymbol{f} = \begin{bmatrix} \Delta\alpha_p & \Delta\omega_1 & \Delta\tau_l \end{bmatrix}^t \cdots\cdots(5.37)$$

と置けば，

$$\Delta\boldsymbol{b} = (\partial\boldsymbol{b}/\partial\boldsymbol{x})_0 \Delta\boldsymbol{x} + (\partial\boldsymbol{b}/\partial\boldsymbol{f})_0 \Delta\boldsymbol{f} \cdots\cdots(5.38)$$

と表される。したがって，(5.38)式を(5.36)式に代入すると次式が成り立つ[(8)~(10)]。

$$\boldsymbol{A}_0 p\Delta\boldsymbol{x} = -\boldsymbol{D}_0 p\Delta\boldsymbol{x} - \boldsymbol{F}_0 \Delta\boldsymbol{f} \cdots\cdots(5.39)$$

ただし，$(\partial\boldsymbol{b}/\partial\boldsymbol{x})_0 = -\boldsymbol{D}_0$，$(\partial\boldsymbol{b}/\partial\boldsymbol{f})_0 = -\boldsymbol{F}_0$ である。$\boldsymbol{D}_0$，$\boldsymbol{F}_0$ の詳細は，第４章の表４．２に示したため，ここでは省略する。

この式を誘導電動機の電圧方程式(４次元)とそれ以外(フィルタ＋機械系の３次元)に分離すると次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{M0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{E} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} \Delta\boldsymbol{x}_{MT} \\ \Delta\boldsymbol{x}_2 \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} \boldsymbol{D}_{M0} & \boldsymbol{D}_{10} \\ \boldsymbol{D}_{20} & \boldsymbol{D}_{30} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\boldsymbol{x}_{MT} \\ \Delta\boldsymbol{x}_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \boldsymbol{F}_{MT0} \\ \boldsymbol{F}_{20} \end{bmatrix} \Delta\boldsymbol{f} \cdots\cdots(5.40)$$

ただし，

$$\Delta\boldsymbol{x}_{MT} = \begin{bmatrix} \Delta i_{t\gamma} & \Delta i_{t\delta} & \Delta i_{2\gamma}' & \Delta i_{2\delta}' \end{bmatrix}^t \cdots\cdots(5.41)$$

$$\Delta\boldsymbol{x}_2 = \begin{bmatrix} \Delta v_{dc} & \Delta i_i & \Delta\omega_{rm} \end{bmatrix}^t \cdots\cdots(5.42)$$

$$\Delta\boldsymbol{f} = \begin{bmatrix} \Delta\alpha_p & \Delta\omega_1 & \Delta\tau_l \end{bmatrix}^t \cdots\cdots(5.43)$$

ここで，$\Delta\boldsymbol{x}_{MT}$，$\Delta\boldsymbol{x}_2$ の初期値を，それぞれ，$\Delta\boldsymbol{x}_{MT0}$，$\Delta\boldsymbol{x}_{20}$ としてラプラス変換し，下記のように４組に分離する。

$$
\left.
\begin{aligned}
s\Delta \boldsymbol{x}_{MT}(s)-\Delta \boldsymbol{x}_{MT0} &= \boldsymbol{H}\Delta \boldsymbol{x}_{MT}(s)+\boldsymbol{q}_1\Delta v_{dc}(s)+\boldsymbol{q}_2\Delta\omega_{rm}(s)+\boldsymbol{q}_3\Delta\alpha_p(s)+\boldsymbol{q}_4\Delta\omega_1(s)\\
s\Delta v_{dc}(s)-\Delta v_{dc0} &= -C_{c\gamma 0}/C\cdot\Delta i_{t\gamma}(s)-C_{c\delta 0}\cdot\Delta i_{t\delta}(s)+1/C\cdot\Delta i_i-C_{c\alpha 0}/C\cdot\Delta\alpha_p(s)\\
s\Delta i_i(s)-\Delta i_{i0} &= -1/(T_{dc}r_{dc})\cdot\Delta v_{dc}(s)-(1/T_{dc})\Delta i_i(s)\\
s\Delta\omega_{rm}(s)-\Delta\omega_{rm0} &= \Delta\tau(s)/J-D/J\cdot\Delta\omega_{rm}(s)-(1/J)\Delta\tau_1(s)
\end{aligned}
\right\}
\quad\cdots\cdots(5.44)
$$

ただし,

$$
\Delta\tau(s)=-p_m\{\lambda_{2\delta 0}'\Delta i_{t\gamma}(s)-\lambda_{2\gamma 0}'\Delta i_{t\delta}(s)-\lambda_{1\delta 0}\Delta i_{2\gamma}'(s)+\lambda_{1\gamma 0}\Delta i_{2\delta}'(s)\}\cdots\cdots(5.45)
$$

(5.44), (5.45)式をブロック線図表示すると図５．８が得られる。

この式から初期値$\Delta \boldsymbol{x}_{MT0}$，$\Delta \boldsymbol{x}_{20}$を与えて，$\Delta \boldsymbol{f}=\left[\Delta\alpha_p \quad \Delta\omega_1 \quad \Delta\tau_l\right]^t$の何れかの入力に対する応答が求められる[9]。

なお，次節では，インバータ電圧のピーク値$\Delta\alpha_p$を検出し，適当な比例ゲインを介して$\Delta\alpha_p$あるいは$\Delta\omega_1$に負帰還させることによって，$\Delta\tau_l$の外乱に対して本来不安定な系を安定化させるシミュレーション例を取り上げた。ここで，v_p（Δv_p）は，次式で与えられる。

$$
v_p=\sqrt{v_\gamma^{\,2}+v_\delta^{\,2}}\quad\cdots\cdots(5.46)
$$

そこで，v_p，v_γおよびv_δを定常項と変動項に分けて

$$
v_p=v_{p0}+\Delta v_p,\quad v_\gamma=v_{\gamma 0}+\Delta v_\gamma,\quad v_\delta=v_{\delta 0}+\Delta v_p\quad\cdots\cdots(5.47)
$$

とおいて，定常項に対して変動項の比率が充分小さいとの仮定の下でTaylor展開の一次近似をするとv_{p0}，Δv_pは，下記のとおりとなる。

$$
v_{p0}=\sqrt{v_{\gamma 0}^{\,2}+v_{\delta 0}^{\,2}}\quad\cdots\cdots(5.48)
$$

$$
\begin{aligned}
\Delta v_p &= v_p-v_{p0}=\sqrt{(v_{\gamma 0}+\Delta v_v)^2+(v_\delta+\Delta v_\delta)^2}-\sqrt{v_{\gamma 0}^{\,2}+v_{\delta 0}^{\,2}}\\
&\cong\frac{v_{\gamma 0}\Delta v_\gamma+v_{\delta 0}\Delta v_\delta}{\sqrt{v_{\gamma 0}^{\,2}+v_{\delta 0}^{\,2}}}\quad\cdots\cdots(5.49)
\end{aligned}
$$

ここで，v_γおよびv_δは，(4.22)式に示す$i_{t\gamma}$，$i_{t\delta}$およびi_tの関係から鉄損を無視した$i_{1\delta}$，$i_{1\gamma}$およびi_1に置き換えて(5.50), (5.51)式で表される。

$$
v_\gamma=v_{\gamma i}-v_{\gamma d}=(C_{11}\alpha_p-C_{20}i_{1\gamma}/i_1)v_{dc}\quad\cdots\cdots(5.50)
$$

$$
v_\delta=v_{\delta i}-v_{\delta d}=(C_{12}\alpha_p-C_{20}i_{1\delta}/i_1)v_{dc}\quad\cdots\cdots(5.51)
$$

したがって，微小変化に対して下記が成り立つ（表４．２参照）。

$$
\begin{aligned}
\Delta v_\gamma &= (C_{11}\alpha_{p0}-C_{20}i_{1\gamma 0}/i_{10})\Delta v_{dc}+C_{11}v_{dc0}\Delta\alpha_p\\
&\quad +C_{20}v_{dc0}\{-(i_{1\delta 0}^{\,2}/i_{10}^{\,3})\Delta i_{1\gamma}+(i_{1\gamma 0}i_{1\delta 0}/i_{10}^{\,3})\Delta i_{1\delta}\}\\
&= C_{\gamma 0}\Delta v_{dc}+C_{11}v_{dc0}\Delta\alpha_p-z_{\gamma 0}\Delta i_{1\gamma}+z_{\gamma\delta 0}\Delta i_{1\delta}\quad\cdots\cdots(5.52)\\
\Delta v_\delta &= (C_{12}\alpha_{p0}-C_{20}i_{1\delta 0}/i_{t0})\Delta v_{dc}+C_{12}v_{dc0}\Delta\alpha_p\\
&\quad +C_{20}v_{dc0}\{(i_{1\gamma 0}i_{1\delta 0}/i_{10}^{\,3})\Delta i_{1\gamma}-(i_{1\gamma 0}/i_{10}^{\,3})\Delta i_{1\delta}\}\\
&= C_{\delta 0}\Delta v_{dc}+C_{12}v_{dc0}\Delta\alpha_p+z_{\gamma\delta 0}\Delta i_{1\gamma}-z_{\delta 0}\Delta i_{1\delta}\quad\cdots\cdots(5.53)
\end{aligned}
$$

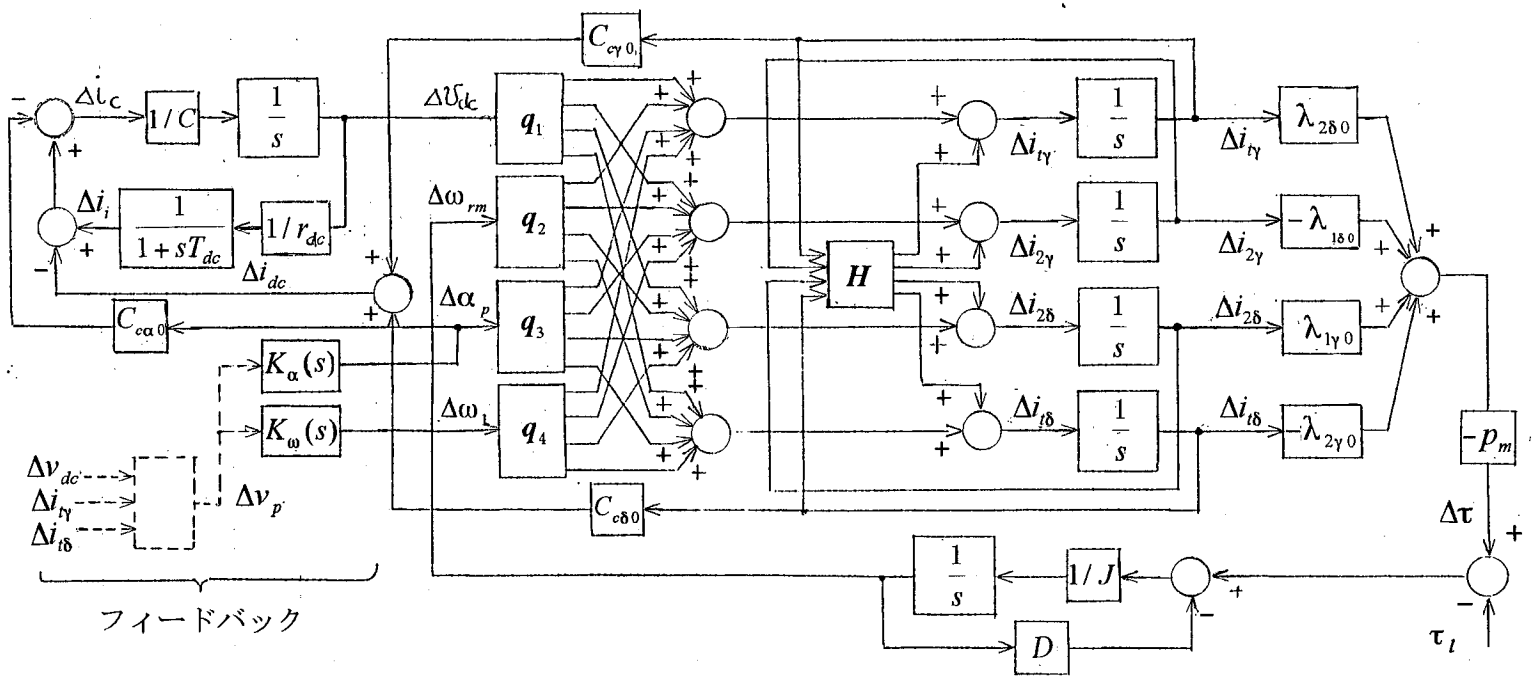


図５．８　線形化方程式を用いた定常状態からの微小変動に対する
応答計算のためのブロック線図

５．５　シミュレーション結果とその評価

５．５．１　PWMインバータの定常波形の実験結果とシミュレーション結果の比較

第３章以降，ＰＷＭ制御インバータのT_dの影響に関する特性解析やT_dの影響を考慮したシミュレーションに際して，直接のキャリア周波数f_cの影響は無視し，T_dの影響によって相電流の極性と一致する１相あたりピーク値$f_c T_d v_{dc}$の方形波電圧を生じるものと近似（f_cの平均値的取り扱いと呼ぶ）して，インバータ出力電圧に与える基本波成分の低下および5，7･･･6n±1 次の低次高調波の大きさを取り扱ってきた。

しかし，ここでは，以降の近似検討に先駆け，三角波比較正弦波によるPWM動作を正確に行わせ，実験結果とシミュレーション結果との比較を行った。供試電動機およびインバータの共通仕様は，表５．２（表３．１すなわち表４．２を改めて記載）に示す[(5)~(10)]。

運転条件は，無負荷運転であり，$T_d=30\mu$sec，キャリア周波数$f_c=360$Hz，運転周波数$f_1=30$Hz である。インバータの線間電圧v_{uv}および相電流i_uについて，図５．９(a)に実験結果，同図(b)にシミュレーション結果を示す。

両者のi_uは，よく一致しており，基本動作が正常であることが確認できた。なお，計算結果における時間刻み幅は$h=1\times10^{-4}$s である（次項５．５．２のシミュレーションも同様）。５．３．２に示した近似電圧方程式を用いない場合に必要とされる$h=2\times10^{-6}$s に比べて50倍の刻み幅で計算が可能となったといえる。

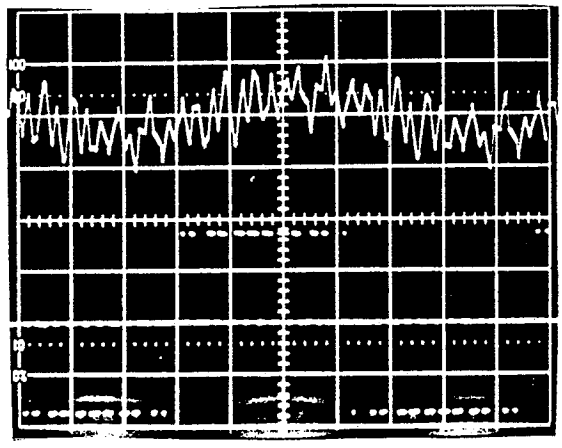
表５．２　供試システムの諸元

電　動　機
定　格　200V，6.4A，1.5kW，2,850rpm (50Hz，２極:$P_m=1$)
$r_1=1.207\,\Omega$，$r_2'=1.094\,\Omega$，$l_1=0.00283$H，$l_2'=0.00262$H $r_m=r_{50}(f_1/50)^{0.42}$: $r_{50}=450\,\Omega$， M_{m0}(定格値)$=0.1216H(i_{m0}=5.26$A)，$J=0.0225$kgf･m²，$D=0$ 〔i_m に対する $\lambda(i_m), M_n, M_d$ は図４．３の通りである〕
インバータ・フィルタ
$V=280$V，$f_c=20$kHz(max)，$V_1(\alpha_p)$: 可変，T_d: 可変
$r_{dc}=0.01\,\Omega$，$L_{dc}=0.00001$H，$C=0.1$F

５．５．２　駆動系の不安定現象の実験結果とシミュレーションによる検証

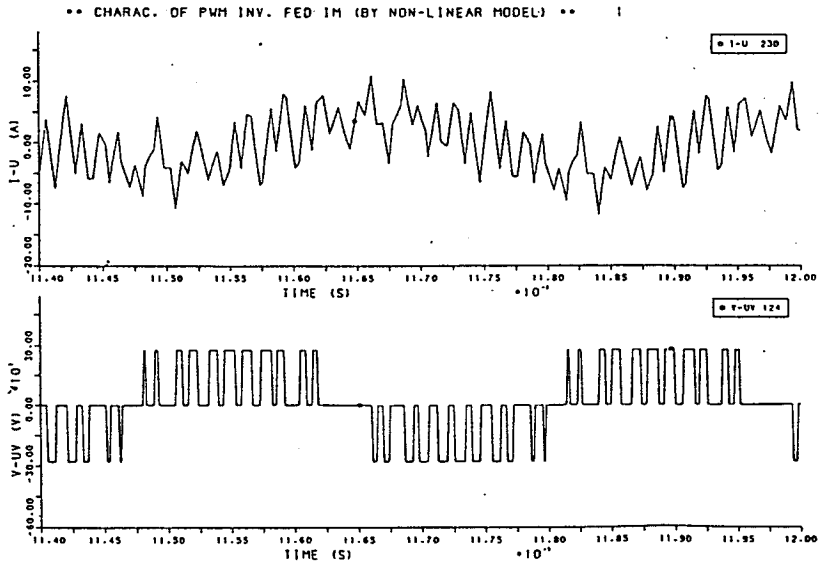
図５．７のブロック線図に基づき駆動系の定常時のシミュレーションを行い，可変速シミュレーション装置による実験結果と比較を行った。供試モータおよびインバータの共通仕様は，表５．２のとおりである。なお，シミュレーションは，インバータf_cを平均値的に取り扱い，ここでも時間刻み幅は，$h=1\times10^{-4}$s とした。

下記のとおり，Case 1-1 および Case 1-2 の２ケースについて比較検討した。なお，関連する不安定領域と計測点 A ～ E の関係を図５．１０に示す（図４．６参照)。



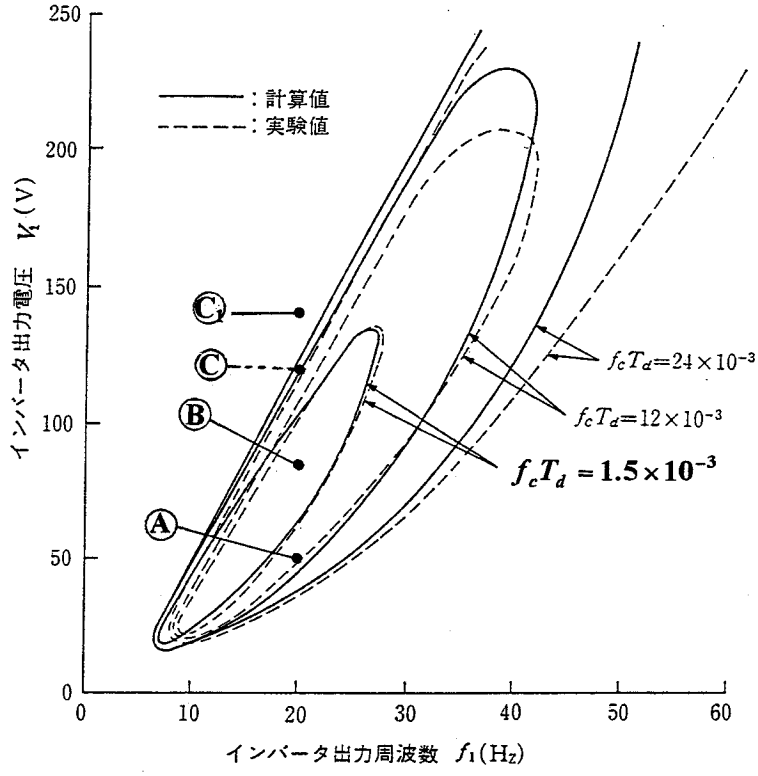
α_p : 0.7093
i_u : 10A/div.
v_{uv} : 560V p-p
時間 : 5ms/div.

(a) 実験結果

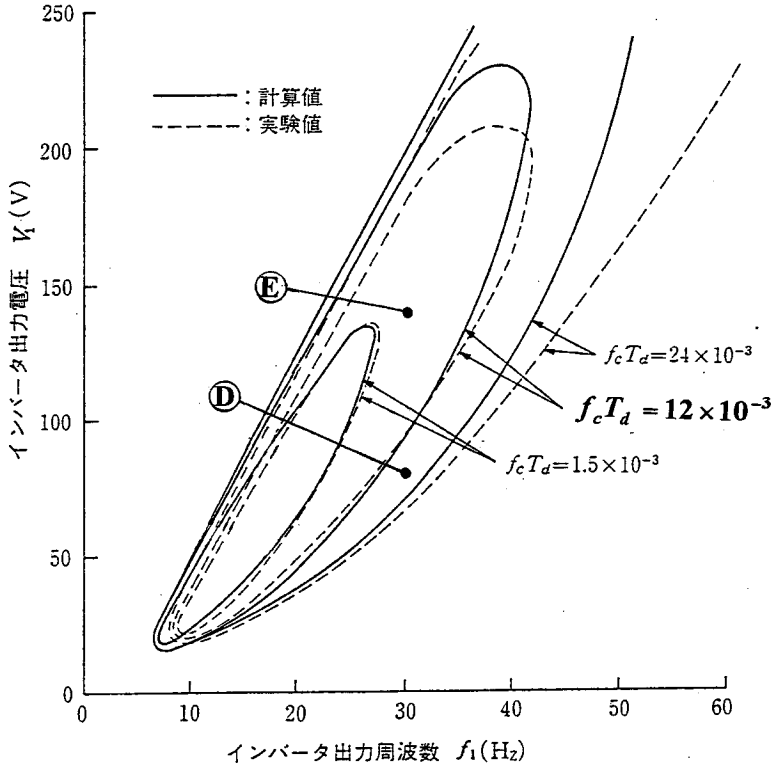


(b) シミュレーション結果（h=0.1ms）

図５．９　PWMインバータ駆動時のインバータ出力波形



(a) Case 1-1（A 点，B 点，C_1点）



(b) Case 1-2 （D 点，E 点）

図５．１０ Case 1-1 および Case 1-2 の測定点

(1) Case 1-1 [5]

(a) 試験条件

$f_c = 1.2\text{kHz}$，$T_d = 1.25\mu s$，したがって $f_c T_d = 1.5\times10^{-3}$

測定点は，図５．１０(a)に示した $f_1 = 20\text{Hz}$ における電圧 V_1 の異なるⒶ～Ⓒの３点

Ⓐ: $V_1 = 50\text{V}$（安定），Ⓑ: $V_1 = 90\text{V}$（不安定），Ⓒ: $V_1 = 140\text{V}$（安定）

(b) 実験および計算結果

図５．１１(a)～(c)にそれぞれⒶ～Ⓒ点における実験結果を示す。

図５．１２(a)～(c)にそれぞれⒶ～Ⓒ点における磁気飽和を考慮した誘導機モデルを用いた計算結果(計算結果①とする）を示す。

図５．１３(a)～(c)にそれぞれⒶ～Ⓒ点における磁気飽和を考慮しない線形誘導機モデルを用いた計算結果（計算結果②とする）を示す。

(c) 考察

実験結果と計算結果を比較検討し，下記の成果が得られた。

- 実験結果と計算結果①は，Ⓐ点～Ⓒ点にわたって良好な一致を見た。
- 実験結果と計算結果②でも，Ⓐ，Ⓑ点においてよく一致しているが，Ⓒ点では，実験結果が安定であるにもかかわらず，計算結果は不安定となった。
- T_d の影響による線間電圧のステップ状変化，およびそれに起因した相電流の低次高調波による歪みは，Ⓐ点の計算結果①においては，明確（とくに V_1 が低く T_d の影響が相対的に大でかつ安定なⒶ点において）である。一方，同実験結果においては，明確でない。これは，不安定現象などの低周波分の観測が容易なように設けたキャリア周波数除去用フィルタの影響を過剰に受けたためと考えられる。

(2) Case 1-2 [6]～[8],[10]

(a) 試験条件

$f_c = 1.2\text{kHz}$，$T_d = 10\mu s$，したがって $f_c T_d = 12\times10^{-3}$

測定点は，図５．１０(b)に示した $f_1 = 30\text{Hz}$，電圧 V_1 の異なるⒹ,Ⓔ２点

Ⓓ：V_1=80V（不安定），Ⓔ：V_1=140V（安定）

(b) 実験および計算結果

図５．１4(a)，(b)にそれぞれⒹ点における実験結果および磁気飽和を考慮した誘導機モデルを用いた計算結果を示す。

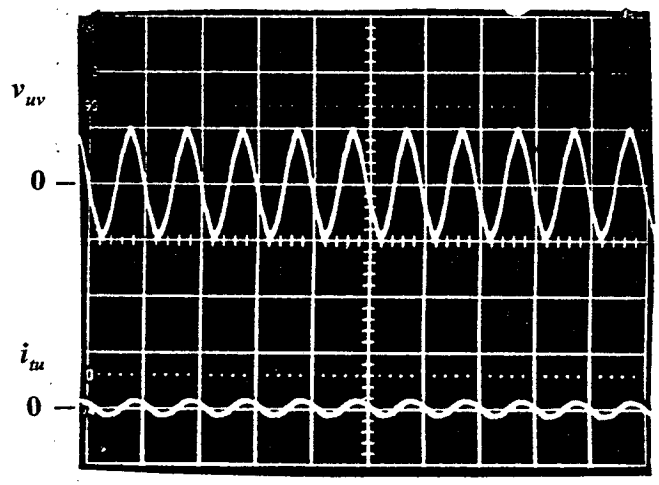
図５．１5(a)，(b)にそれぞれⒺ点における実験結果および上記の計算結果を示す。

(c) 考察

実験および計算結果を比較検討から下記の成果が得られた。

- 実験結果と計算結果は，Ⓓ点，Ⓔ点ともに良好な一致を見た。とくに写真とその直下における計算結果の波形を比較すると明らかである。
- T_d の影響による線間電圧のステップ状変化，およびそれに起因した相電流の低次高調波による歪みの影響は，Case 1 同様に図５．１４に示したⒹ点においても，計算結果は，比較的明確である。実験結果でも同様の歪みが認められるが，上記高調波除去フィルタによってキャリア周波数成分が充分除去されていないため判別し難くなっている。

(a) A 点(V_1=50V)



SCALE

v_{uv} : 50V/div.

i_{tu} : 10A/div.

t : 50ms/div.

条件

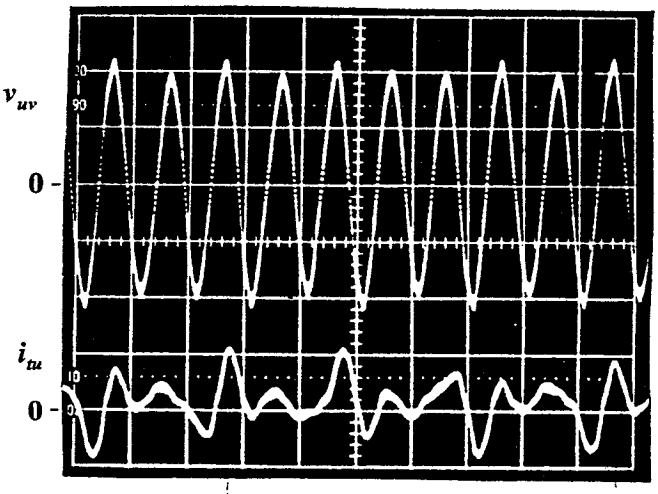
v_{dc} = 280V

f_c = 1.2kHz

f_1 = 20Hz

T_d = 1.25 μ s

(b) B 点(V_1=90V)



(c) C 点(V_1=140V)

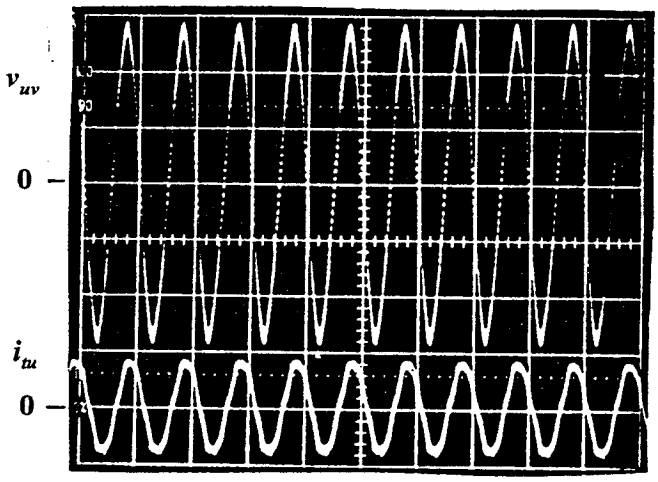
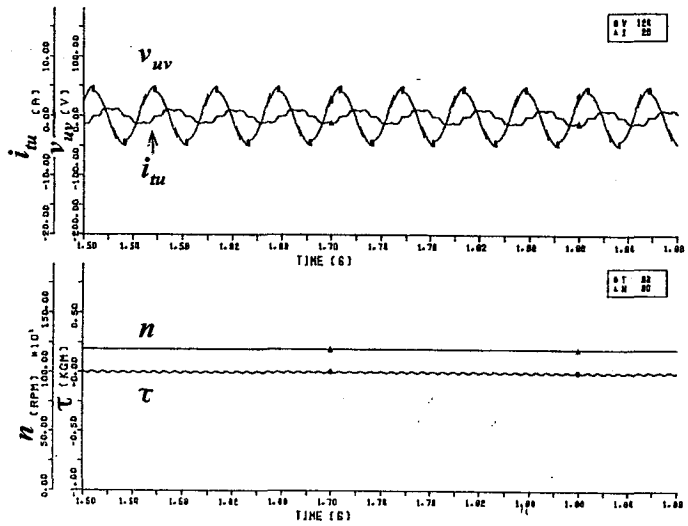
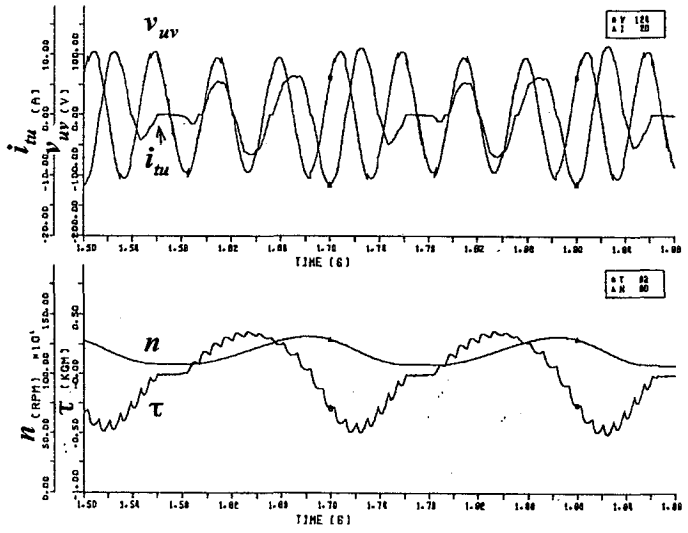


図５．１１　Case 1-1 の実験結果

(a) A 点(V_1=50V)



(b) B 点(V_1=90V)



(c)Ⓒ点(V_1=140V)

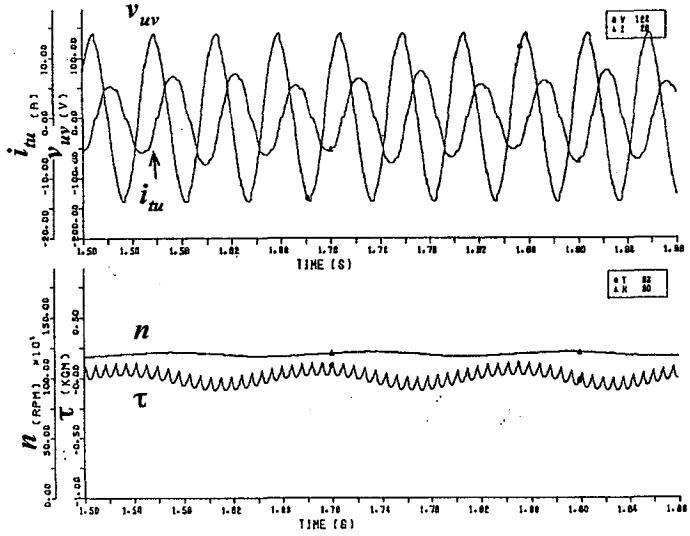
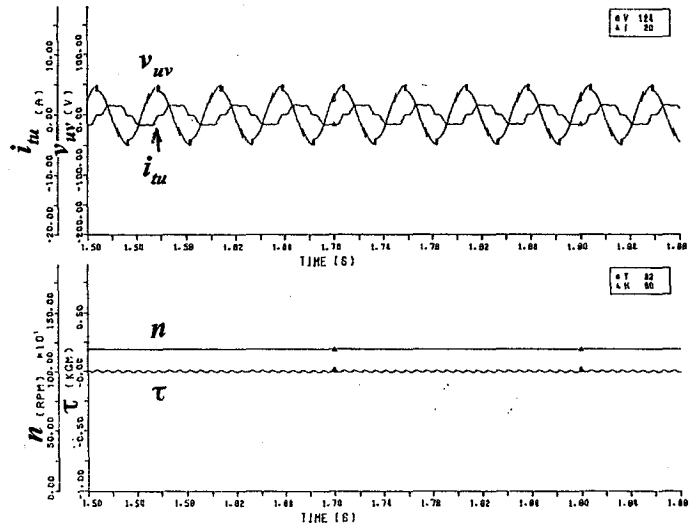
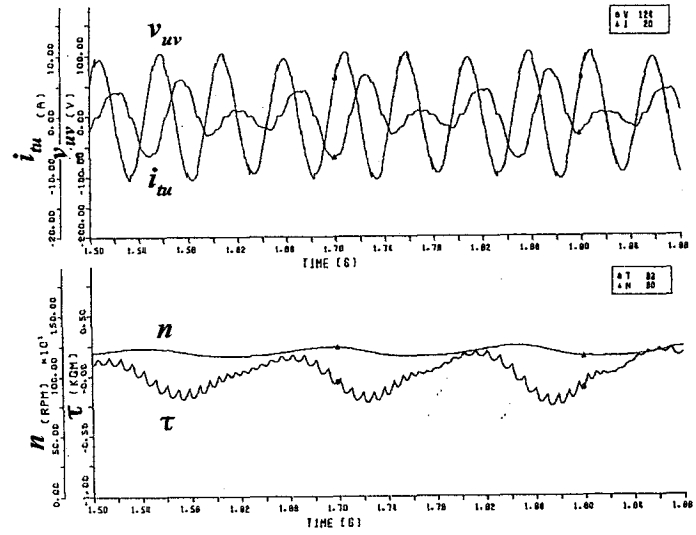


図５．１２　Case 1-1 の計算結果（計算結果①：磁気飽和考慮）

(a) A 点(V_1=50V)



(b) B 点(V_1=90V)



(c) Ⓒ点(V_1=140V)

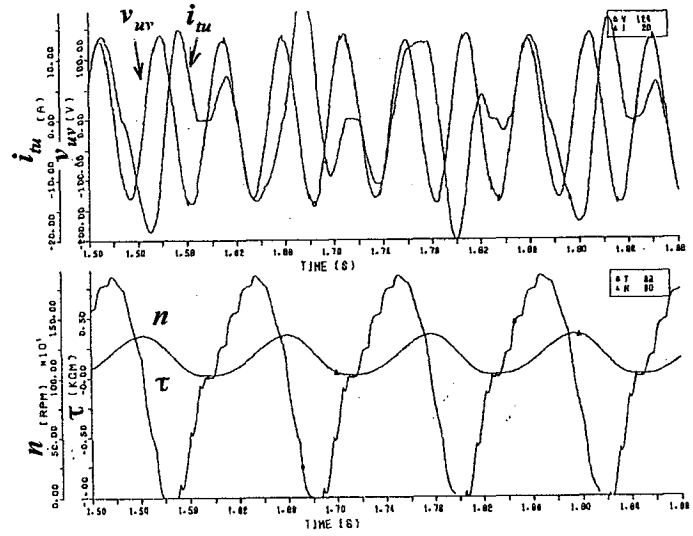


図５．１３　Case 1-1 の計算結果（計算結果②：磁気飽和無視）

実験条件

v_{dc} = 280V

f_c = 1.2kHz

f_1 = 30Hz

T_d = 10 μs

(f_c T_d =12x10^{-3})

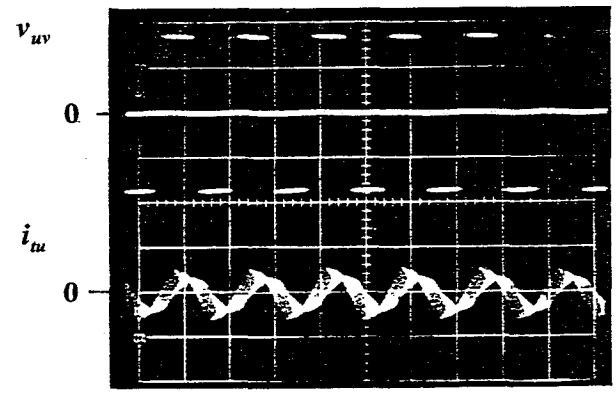
v_1 = 80V

SCALE

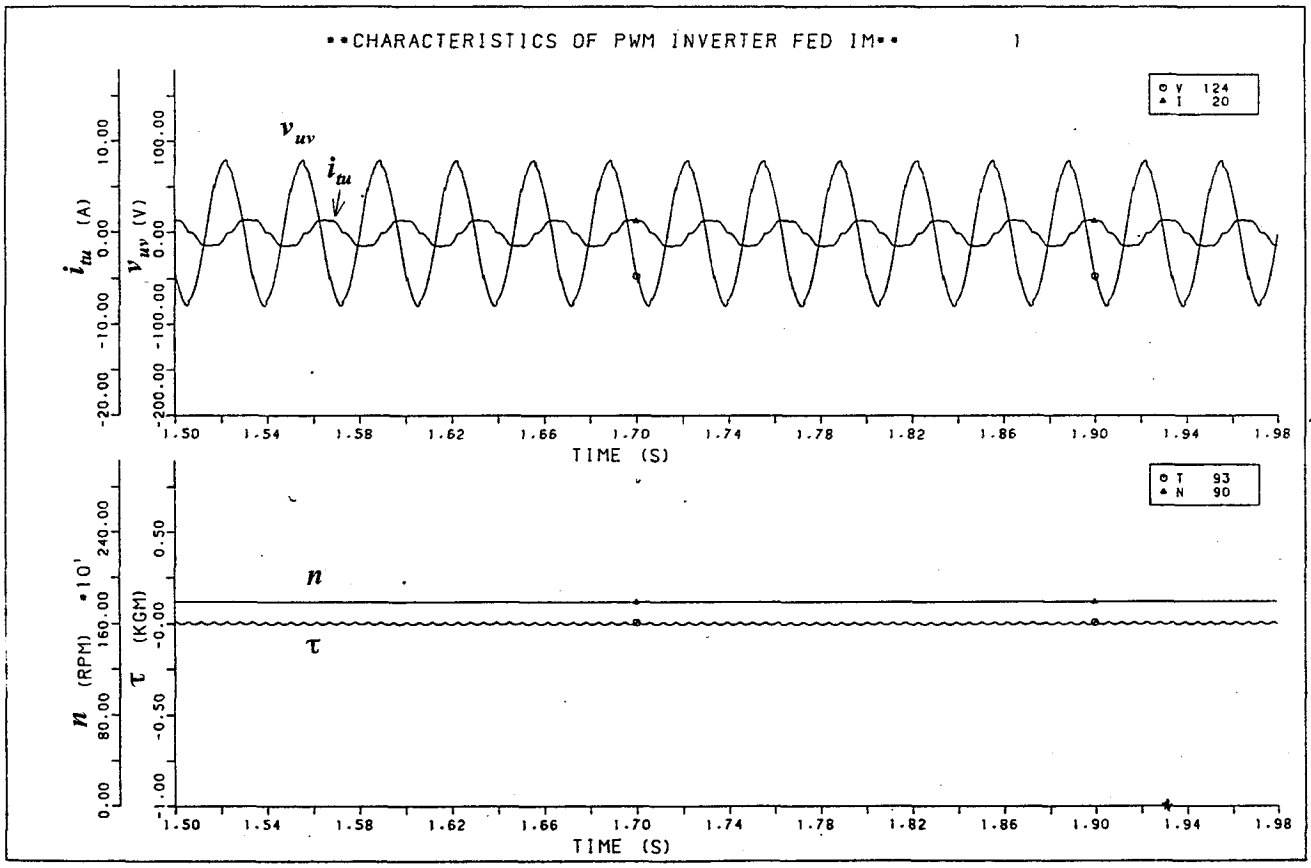
v_{uv} :100V/div.

i_u : 10A/div.

t : 20ms/div.



(a) 実験結果



(b) 計算結果

図５．１４　Case 1-2 の実験結果と計算結果との比較（D 点：安定点）

実験条件

v_{dc} = 280V

f_c = 1.2kHz

f_1 = 30Hz

T_d = 10 μ s

(f_c T_d =12x10^{-3})

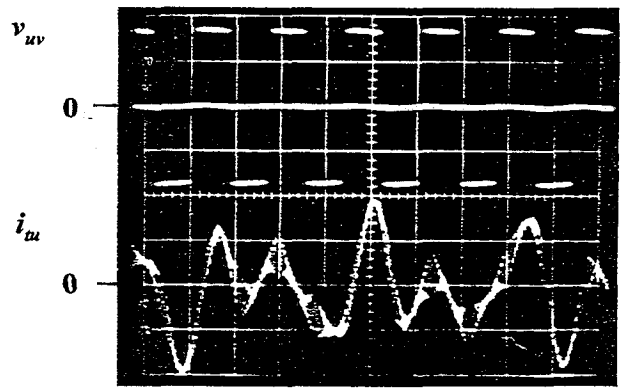
v_1 = 140V

SCALE

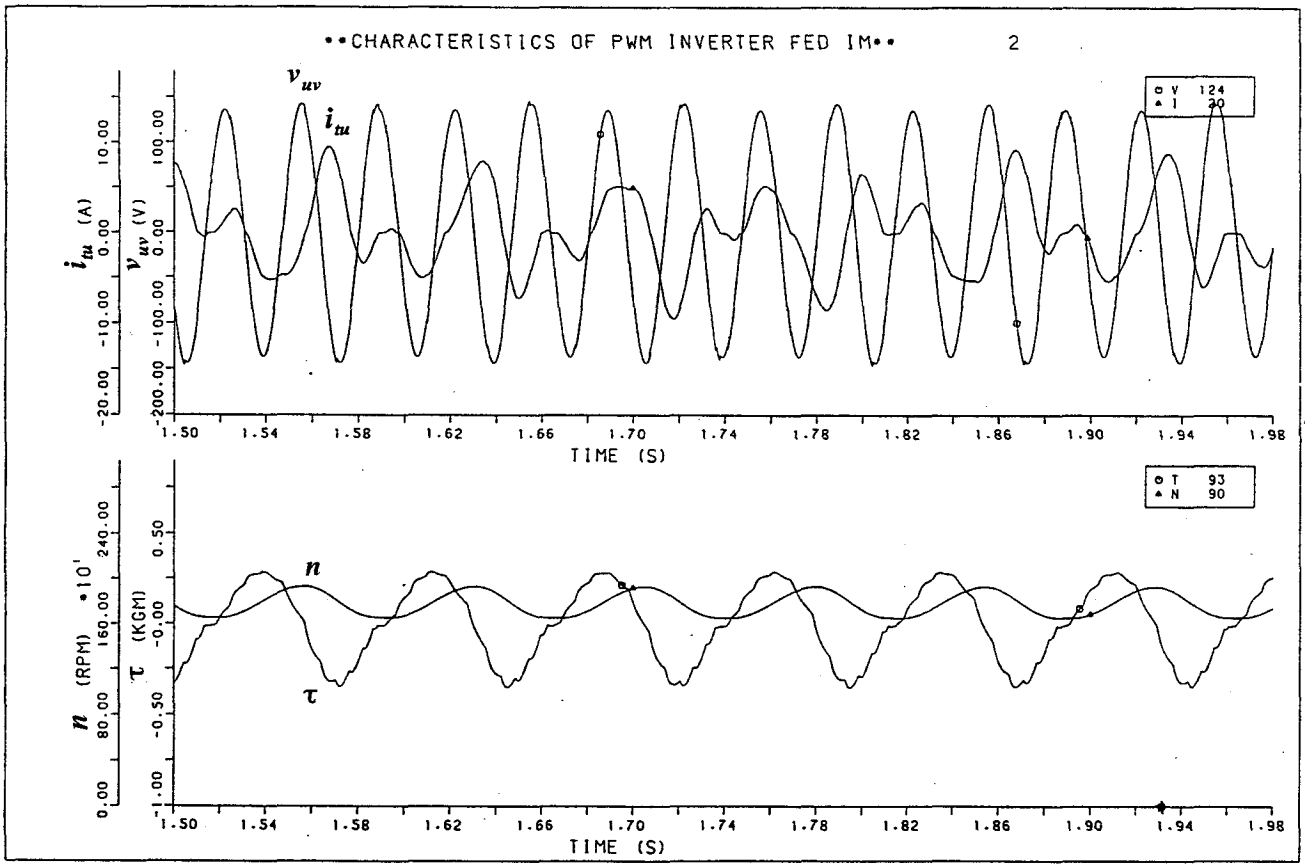
v_{uv} : 100V/div.

i_u : 10A/div.

t : 20ms/div.



(a) 実験結果



(b) 計算結果

図５．１５　Case 1-2 の実験結果と計算結果との比較（E 点：不安定）

５．５．３　定常運転時における定常点からの微小外乱に対する過渡特性

図５・８に基づき，負荷トルクの変化$\Delta\tau_l$に対する発生トルク$\Delta\tau$や回転数$\Delta\omega_r$の応答を計算するBACS-Ⅱによるシミュレーションプログラムを作成したので計算結果を示す[9]。計算に用いた誘導機およびインバータの共通仕様は，表５．２のとおりである。また，$f_1T_d=18\times10^{-3}$一定として，図５．１６に示すように，計算の対象となる定常状態における動作点として$f_1=20$ Hzにおける$V_1=80$ V（Ⓧ点，不安定），$V_1=140$ V(Ⓨ点，安定）の２点を選んだ。

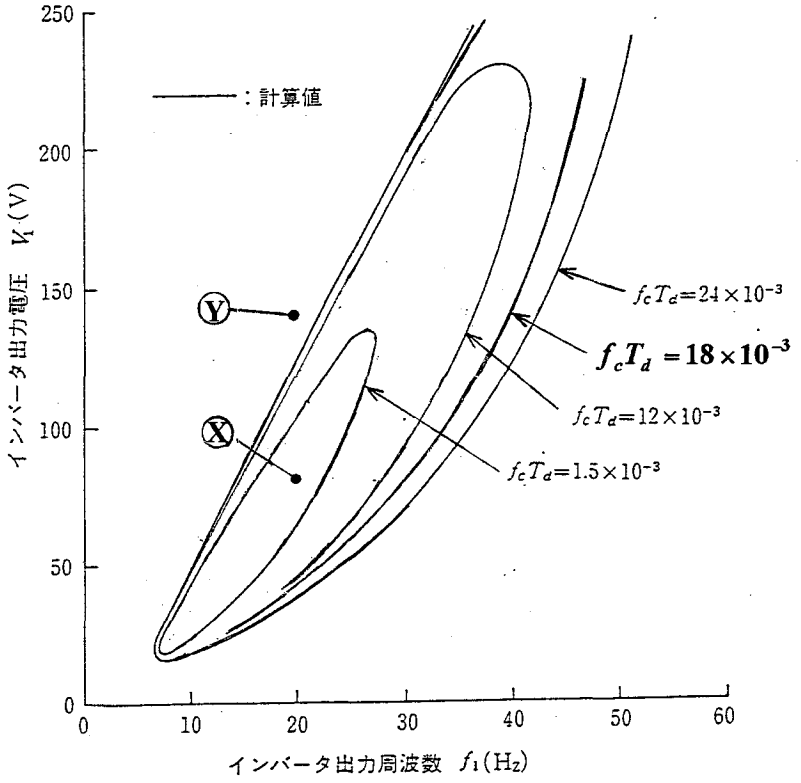


図５．１６　Case 2-1 の測定点（Ⓧ点：Ⓨ点）(Case 2-1，Case 2-2 共通)

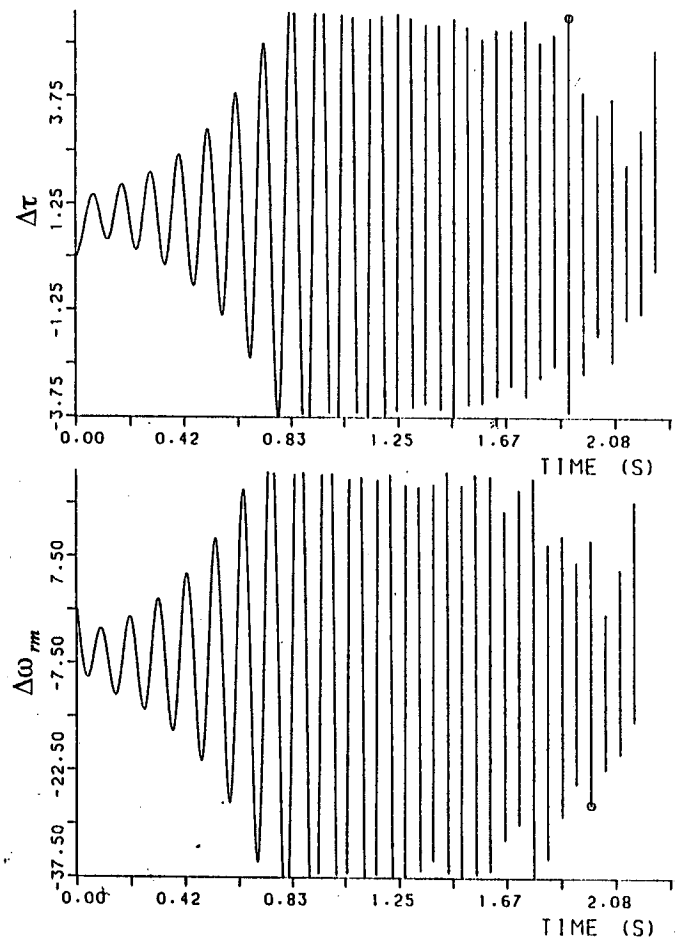
(1) Case2-1　トルク外乱に対する発生トルクおよび回転速度の応答

負荷トルクが大きさ１N-m だけステップ状に変化したことによる発生トルクおよび速度の変動を図５．１７に示す。同図(a)は，Ⓧ点，同図(b)は，Ⓨ点である。

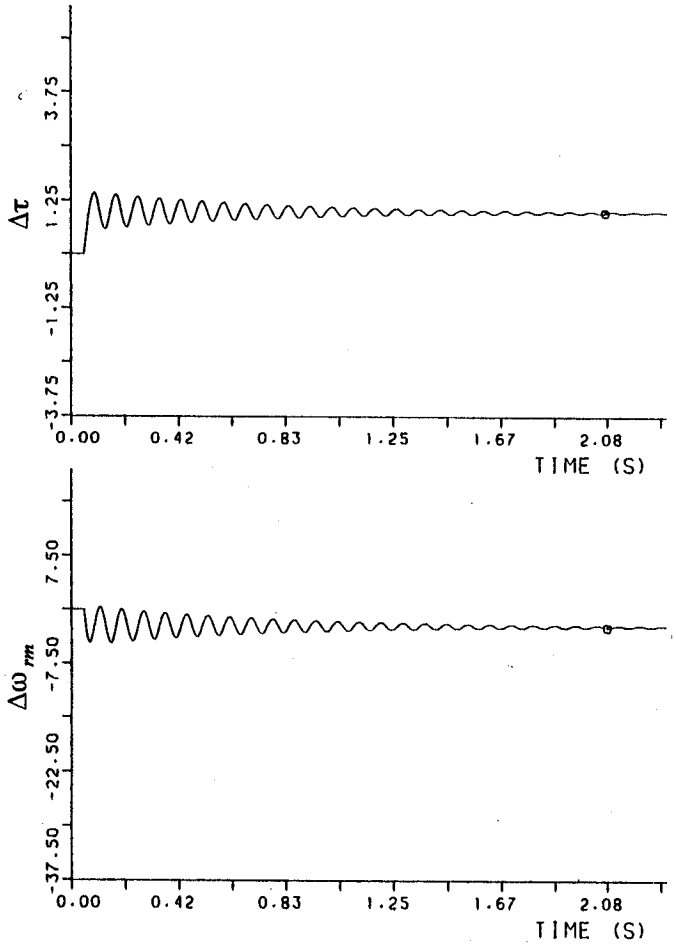
(2) Case 2-2　インバータ電圧フィードバックによる応答の安定化

上述Ⓧ点のように，$\Delta\tau_l$の外乱に対して本来不安定となる条件においても，インバータ電圧のピーク値Δv_pを検出し，適当な比例ゲインを介して$\Delta\alpha_p$あるいは$\Delta\omega_1$に負帰還させることによって安定化させるためのシミュレーションを行ったので一例を示す。

電動機の端子電圧Δv_pは，前述(5.49)，(5.52)および(5.53)式に基づいて計算し，電源角周波数ω_1あるいはインバータ変調率α_pを下記のように負帰還させる。



(a) Ⓧ点における応答



(b)Ⓨ点における応答

図５・１７　Case 2-1 微小トルク外乱に対する発生トルクτおよび回転角速度ω_{rm}の応答

$$\Delta\omega_1 = -K_\omega \Delta v_p, \quad \text{あるいは} \Delta\alpha_p = -K_\alpha \Delta v_p \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (5.54)$$

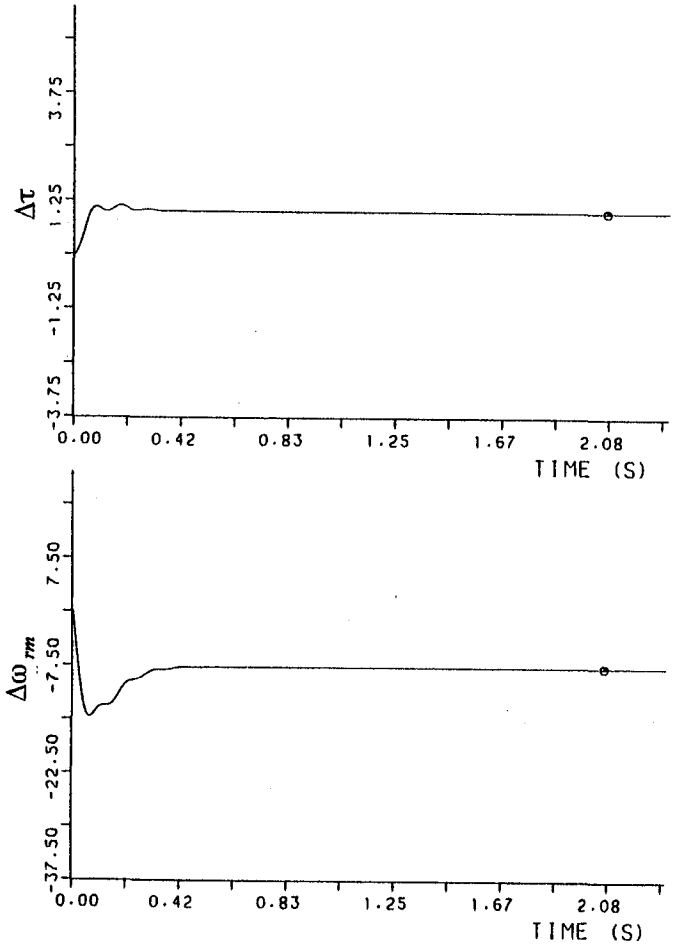
前述の例と同様に負荷トルクが大きさ 1 N-m だけステップ状に変化したことによる発生トルクおよび速度ω_rの変動を求めた。

図５．１８にシミュレーション結果を示す。図５．１７(b)に示すように本来不安定領域にある系（X 点）に対して，同図(a)は，安定化のために$\Delta\alpha_p = -K_\alpha \Delta v_p$と負帰還した場合の応答特性（$K_\alpha = 0.07$の場合)を示す。同図(b)は，同様に$\Delta\omega_1 = -K_\omega \Delta v_p$と負帰還をした場合の応答特性($K_\omega = 1.4$の場合)を示す。

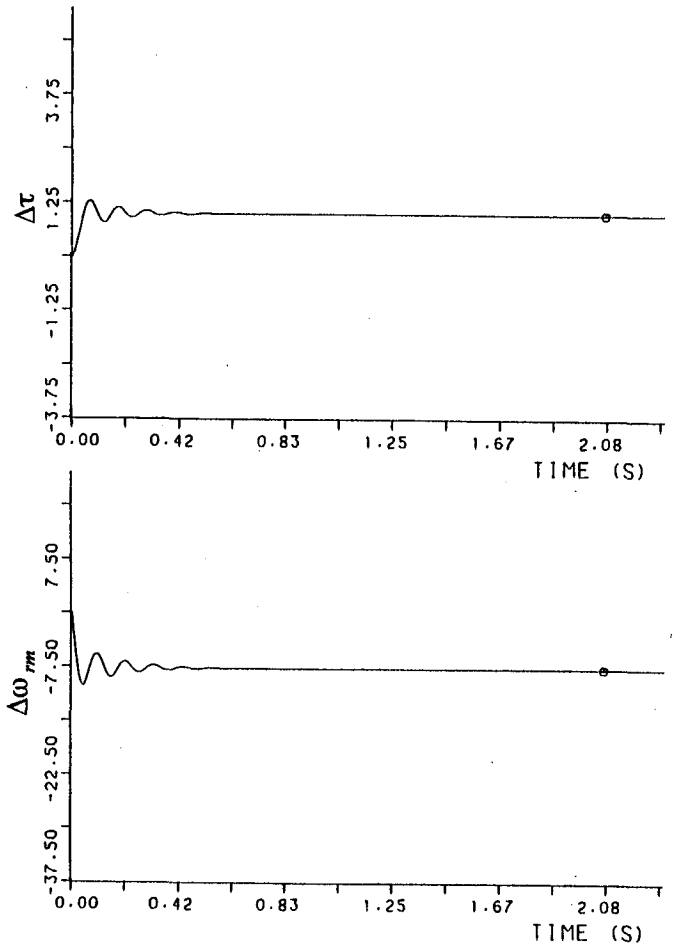
(3) 考察

$f_1 T_d = 0.018$，$f_1 = 20\,\text{Hz}$において，V_1を変化させたときの特性方程式における代表根の動き（第４章参照）を図５．１９に示す。同図(a)は，フィードバックなしの場合を示す。不安定範囲は，V_1=91.7V～193.5V である。K_αの増加とともに狭まり，全範囲で安定に達する状況が把握できる。同図(b)は，$\Delta\alpha_p = -K_\alpha \Delta v_p$：$K_\alpha = 0.03$と負帰還した場合の代表根の動きを示す。不安定範囲はK_αの増加とともに狭まり，図示していないが$K_\alpha = 0.05$では，ほぼ全域で安定となる。同図(c)は，$\Delta\omega_1 = -K_\omega \Delta v_p$：$K_\omega = 1.0$とである。負帰還した場合の代表根の動きを示す。不安定範囲は，K_ωの増加とともに狭まり，この場合も図示していないが，$K_\omega = 1.0$では，全範囲で安定である。

以上述べたように，線形化方程式に基づく微小外乱に対する系の応答を計算することによって，系の特性が把握できるが，この結果は，特性方程式の代表根の動きと比較することによって不安定系を安定化するためのツールとなる。

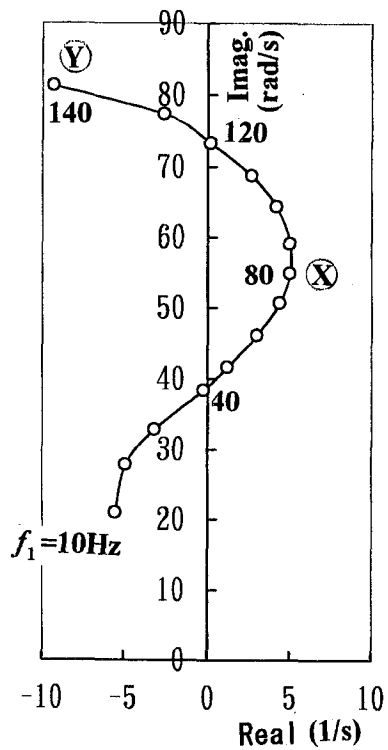


(a)　Δv_p を検出し $\Delta\omega_1$ へ帰還する例　K_ω=1.0

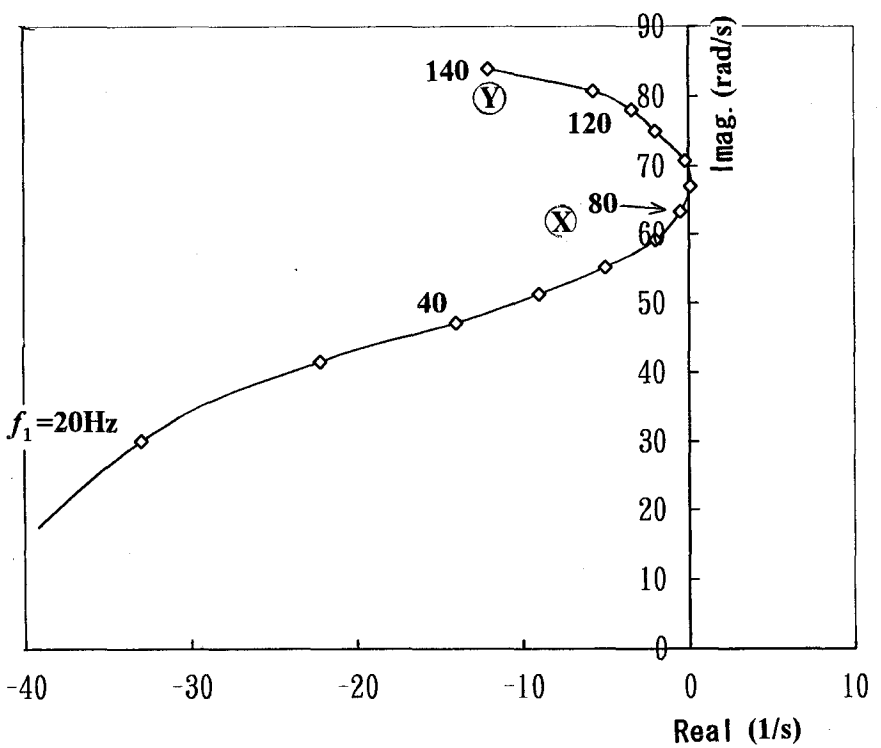


(b)　Δv_p を検出し $\Delta\alpha_p$ へ帰還する例　K_α=0.05

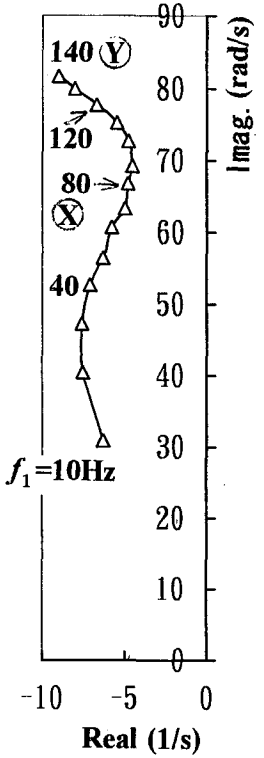
図５・１８　Case 2-2 インバータ出力電圧フィードバックによるＸ点の応答安定化の例



(a) フィードバックなしに
おける代表根の動き



(b) K_α=0.03 における
代表根の動き



(c) K_ω=1.0 における
代表根の動き

図５．１９　インバータ出力電圧フィードバックにおけるフィードバック
ゲインと特性方程式の代表根の移動状況

５．６　第５章のまとめ

この章では，第２章～第４章を通して論じてきた，主磁束の磁気飽和を考慮した誘導電動機を主トランジスタのT_dの影響を考慮した電圧形ＰＷＭインバータで駆動するシステムについて，下記を実現するための技法について論じた。

(a)　始動およびその後における過渡特性や定常特性の計算プログラム

(b)　安定性解析のために第４章で導出した定常状態とその動作点近傍の微小変化で成り立つ線形化方程式に基づいた，微小外乱に対する系の過渡特性の計算用プログラム

その結果，下記の成果が得られた。

(1) 第４章の解析結果から，インバータ駆動における軽負荷時の誘導電動機の回転特性は，電動機の磁気飽和やT_dの影響だけでなく，電動機の鉄損の影響も受けることが明確になったため，第２章で求めた誘導機の解析モデルに，励磁インダクタンスに並列な抵抗r_mとして鉄損を追加した６行６列の電圧方程式をベースに，鉄損が駆動系に与える影響を考慮した起動特性や定常特性が検証可能となるシミュレーションプログラムが得られた。

(2) 上記シミュレーションプログラムにおいて，第４章の系の線形化方程式に対応した特性方程式から最大固有値のみを等価的に取り除く手法が得られた。その結果，定常特性を変えずに，鉄損を無視したモデルと同等の時間刻み幅によって鉄損を考慮したシミュレーションが可能となった。

下記の(3)の計算例では，時間刻み幅hは 100μs で可能であった。５．３．２に示したように，近似電圧方程式を用いない場合に必要とされるh=2μs に対して 50 倍である。

(3) 得られたプログラムを用いて行った例題とその結果の概要は，下記のとおりである。

(a)以降の近似検討に先駆け，三角波比較正弦波による PWM 動作を正確に行わせ，f_cの影響を考慮したシミュレーションを行い，実験結果とシミュレーション結果とを比較した。
両電流波形はよく一致しており，基本動作が正常であることが確認できた。

(b) 引き続いてインバータf_cの平均値的取り扱いのもとで，駆動系の定常時のシミュレーションを行い，可変速シミュレーション装置による実験結果と比較を行った。f_cT_dおよびインバータ周波数の異なる２ケースについて，インバータ電圧V_1を可変とし安定時，不安定時の電圧電流波形の比較を行い双方の結果がよく一致することを確認した。

(c) (b)のうち，特定のケースについては，電動機を飽和の影響を無視した線形モデルを用いたシミュレーション結果との比較も行った。その結果，V_1が大きく飽和の影響のあるところでは，実験結果や飽和モデルの場合は安定であるにも関わらず，不安定となり双方に大きな差が認められ，飽和を考慮したモデルの有効性が確認された。

(4) 定常状態の近傍の微小変動に対する過渡特性を計算するため，鉄損を無視した４行４列の電圧方程式を出発点した線形化方程式によって，初期値$\Delta \boldsymbol{x}_{MI0}=\left[\Delta i_{t\gamma 0} \quad \Delta i_{t\delta 0} \quad \Delta i_{2\gamma 0}{}' \quad \Delta_{2\delta 0}{}'\right]^t$，$\Delta \boldsymbol{x}_{20}=\left[\Delta v_{dc0} \quad \Delta i_{i0} \quad \Delta \omega_{rm0}\right]^t$を与えて，$\Delta \boldsymbol{f}=\left[\Delta \alpha_p \quad \Delta \omega_1 \quad \Delta \tau_l\right]^t$の何れかの入力に対する$\Delta \boldsymbol{x}_{MI}=\left[\Delta i_{t\gamma} \quad \Delta i_{t\delta} \quad \Delta i_{2\gamma}{}' \quad \Delta_{2\delta}{}'\right]^t$および$\Delta \boldsymbol{x}_2=\left[\Delta v_{dc} \quad \Delta i_i \quad \Delta \omega_{rm}\right]^t$の応答を求める計算プロ

グラムを作成した。

(5) (4)で得られたプログラムを用いた例題とその結果の概要は，下記のとおりである。

(a) 安定および不安定の定常動作点におけるトルク外乱に対する発生トルク $\Delta\tau$ および回転速度 $\Delta\omega_{rm}$ の応答を求めた。

(b)上記例題に加えて，インバータ電圧のピーク値 Δv_p を検出し，適当な比例ゲインを介して $\Delta\alpha_p$ あるいは $\Delta\omega_1$ に負帰還させることによって，$\Delta\tau_l$ の外乱に対して本来不安定な系を安定化させるシミュレーション例を示した。

(c) ここで作成したプログラムは，第４章に示した固有値法の結果と合わせて，系の安定性を解析的に評価することを可能とする。

以上の成果は，５．１に述べたように，システム設計や基本設計段階においては，装置の性能や特性を予測するために，また，試験評価段階においては，試験結果とシミュレーション結果とを比較するためのツールとして活用可能と考える。

第５章　参考文献

(1) 松浦，外山:「ブロック線図のディジタル・シミュレーション・プログラム-BACS」，情報処理 Vol. 10, No. 4, July 1969.

(2) 片岡，小林：「ワークステーション上のシミュレーション言語におけるユーザインタフェースについて」，日本シミュレーション学会 第７回シミュレーション・テクノロジー・コンファレンス p77～p80 (1988 年 6 月).

(3) 柳沢，鎌倉，大上：「可変速シミュレーション装置の開発と応用」，三菱電機技報 Vol. 57 No.7 (1983).

(4) 岸本:「磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル」, 電学論 B, 106 (昭 61-4).

(5) T. Kishimoto, K. Matsumoto, T. Kamakura, M. Daijo and Y. Nishizawa: "Effect of Switching Deadtime Interval on Characteristics of PWM 1nverter Fed Induction Motor" Third Joint WESTINGHOUSE-MELCO Power electronics Seminor, April 1984.

(6) 岸本，松本，鎌倉，大上：「PWM インバータの上下アーム短絡防止期間の IM 駆動時における安定性の影響について」，昭 58 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 131.

(7) 岸本，吉田，松本，鎌倉，大上:「インバータの短絡防止期間を考慮した IM 駆動系のディジタルシミュレーション」，昭 59 電気関係学会東海支部連大 No. 136.

(8) 岸本，吉田，松本，鎌倉，大上:「インバータの短絡防止期間の影響を考慮した IM 駆動系の安定性判別について」，昭和 60 電気学会全国大会講演論文集 No. 647.

(9) 岸本：「インバータ駆動ＩＭのディジタルシミュレーションによる動特性評価」，昭 61 電気学会全国大会講演論文集 No. 632.

(10) 岸本，松本，鎌倉，大上：「電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析」，電気学会論文誌 B,106,737-744 (昭 61-9).

(11) 佐藤：「電気回路網過渡解析の時間刻み幅自動選択法」，電気学会論文誌 B,92-8,437-443 (昭 47-9).

第６章　誘導電動機解析モデルのベクトル制御への応用

６．１　まえがき

従来，工業用ミシン駆動装置は，主としてクラッチモートル方式[(1)]が用いられてきたが，ブレーキなどに摩擦部があることや，ミシンの停止中でも引き続きモータが運転し続けるため，騒音や消費電力増加の問題があった。その対策としてサーボモータ化の要求が考えられる。そこで，当時，工作機械用などへの適用が図られていたベクトル制御方式をミシン用として適用することを試みた。その結果，ミシン用として世界で初めて，ブレーキなど摩擦部分の全くない堅牢な誘導電動機用全ディジタルベクトル制御システムを応用したＡＣサーボ装置が開発されるに至った[(2),(3)]。

以下では，前章で論じた電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系のディジタルシミュレーションの適用例として，すべり周波数制御形ベクトル制御を適用した「ベクトル制御形ＡＣサーボ装置」の開発時において，基本設計や特性評価の過程で行ったシミュレーションの結果を主体に論じる[(2),(4)~(6)]。

６．２　対象とする駆動系および制御系の構成

６．２．１　駆動系の構成

図６．１に一般工業用ミシンの構成，図６．２に「ベクトル制御形ＡＣサーボ装置」の全体構成を示す[(2)]。「ベクトル制御形ＡＣサーボ装置」は，モータの速度・位置信号を出力するエンコーダを内蔵したモータ部，ミシン軸に直結したミシン針の位置信号を出力する位置検出器，ペダル操作による動作量を速度信号に変えて制御盤に入力するレバー部，およびエンコーダ・位置検出器・レバー部からの信号を受けてモータ部とミシンを制御する制御盤の４つの部分から構成されている。

この装置の動作は，次のとおりである。作業者のペダル操作がレバー部を介して速度指令となって，モータ部への周波数・電圧を変えてモータを所望の速度で回転させてミシンを駆動する。制御回路では，エンコーダ・電流検出器からモータの速度・電流が常にフィードバックされており，これを基にベクトル制御を行う。また，停止動作は，モータを減速させ，位置検出器の信号を受けてエンコーダからの位置信号によって位置ループ制御を行ってミシン針を定位置に停止させる。

この誘導電動機用全ディジタルベクトル制御システムを工業用ミシンに採用するにあたって，新たに，（１）低漏洩電流・低騒音モータ，（２）ベクトル制御回路の小型化，（３）ノイズ防止回路なども開発された。

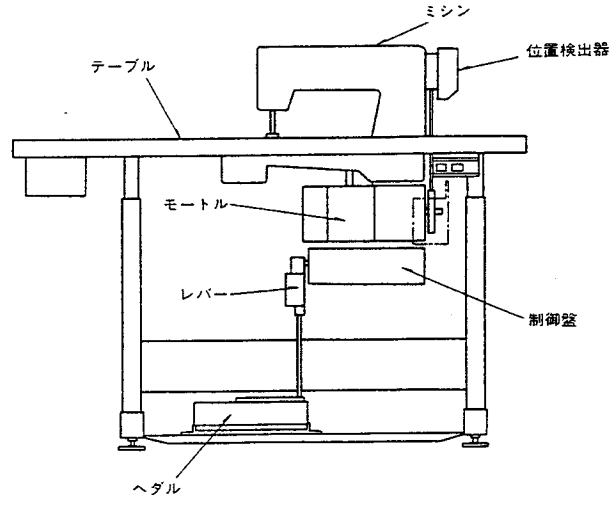


図６．１　一般工業用ミシンの構成

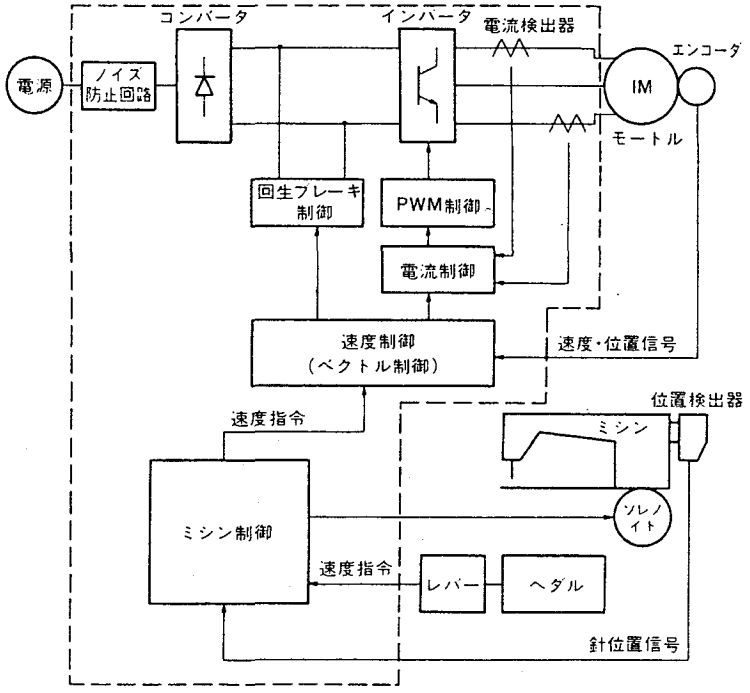


図６．２　ベクトル制御形ＡＣサーボの全体構成

６．２．２　ベクトル制御システムの概要

図６．３に誘導電動機用全ディジタルベクトル制御システムの基本構成を示す[(2)]。ここでは，電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系を用いたすべり角周波数を制御するベクトル制御方式（以下「すべり周波数制御形ベクトル制御」あるいは単に「ベクトル制御」と称する）を採用し，誘導電動機の回転座標系の$\gamma-\delta$座標上における磁束（２次磁束）のδ軸成分が０となるようにすべり角周波数を制御する。これによって，誘導機の一次電流を，直流機の電機子電流のようにトルク発生に寄与するδ軸トルク分電流と，それに直交するγ軸磁束分電流とに分離し独立に制御することを可能とする。具体的な制御は誘導機の一次電流成分$i_{1\delta}$，$i_{1\gamma}$を検出して，これらをそれぞれの目標とするトルクτと２次磁束ψ_2に対応する電流値に制御するために，同時に検出した回転角周波数ω_rとすべり角周波数ω_sとの和としてインバータの角周波数ω_1を決定するとともに，所要のインバータ電圧指令値v_γ^*とv_δ^*を得ることによって行われる。図中の「＊」および「∧」は，それぞれ指令値および推定値を表す（以下の図においても同様）。

ところで，このような制御を行う際，$i_{1\gamma}$をv_δ^*に影響されずにv_γ^*のみによって制御でき，一方，$i_{1\delta}$をv_γ^*に影響されずにv_δ^*のみによって制御できるというように，γ軸とδ軸が互いに干渉せず，それぞれ独立であれば，制御系の設計やパラメータ設定が容易となる。そのために，γ軸，δ軸間にわたる干渉項をキャンセルするための補正を行う。

このような制御を行うため 16 ビットシングルチップマイコンを用い，その性能を最大限引き出すことによって全ディジタルベクトル制御を可能とした。

この制御システムでは，与えられた目標速度パターンに合わせて所定の負荷トルクが要求されるが，最大出力点では，一次電流を最小にするために力率・効率値を最大にし，また定格点では，温度上昇低減の点から効率を上昇させるなど独自の磁束分電流制御を採用している。

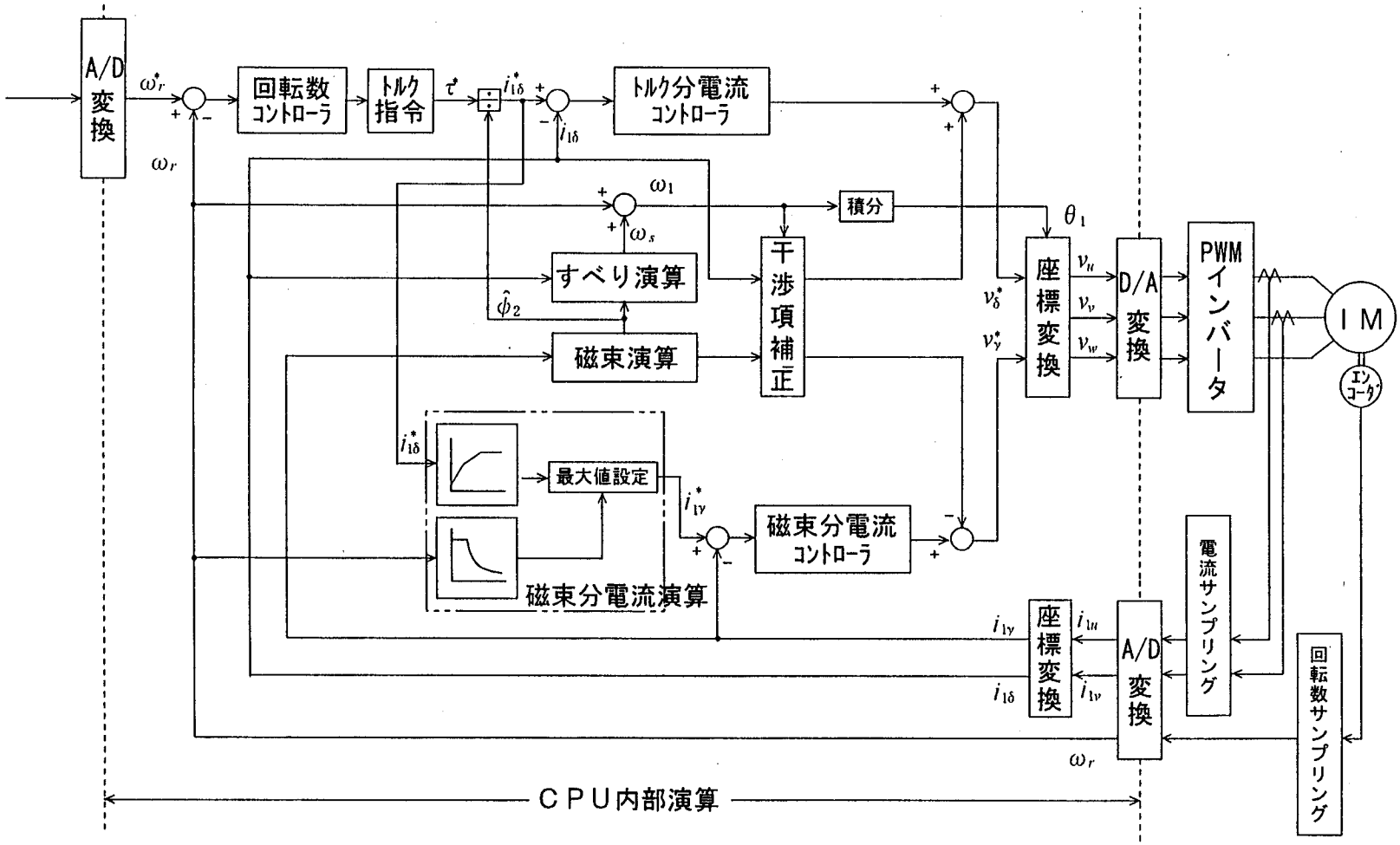


図６．３　全ディジタルベクトル制御システムの基本構成

６．３　シミュレーションシステムの構成

６．３．１　概要

概要前述のベクトル制御システムの実用化にあたって，前章までにおいて検討してきた磁気飽和を考慮した誘導電動機の解析モデルとT_dを考慮したPWMインバータモデルをベースに，ディジタル制御で問題となるディジタル演算に基づく無駄時間（Dead Time：以下DT)やサンプリングホールド(Sampling Hold Time：以下SH)を等価的に考慮したベクトル制御部分を追加したシミュレーションプログラムを開発した。このプログラムによってシステム構成，ベクトル制御の基本的な制御定数が駆動系に与える影響を検討し，実験値との比較検証を繰り返した。

以下において対象としたすべり制御形ベクトル制御方式の制御原理の説明とシミュレーションシステムの内容について述べる。

６．３．２　ベクトル制御方式の制御原理

(1) 誘導電動機の電圧方程式，発生トルク式の２次鎖交磁束を変数とした表現

ベクトル制御の基本的な構成は，主磁束の飽和の影響を無視し回路定数を一定とした(2.43)式に示す誘導電動機の解析モデルをベースにしている。その定常特性は，(2.43)式から付録２．６によって誘導される(付2.33)式により記述され，その等価回路は，図２．１あるいは図２．２から鉄損を無視したものである。

誘導電動機の鎖交磁束を用いた電圧方程式は，下記のように表せる。

$$\left.\begin{aligned} v_{1\gamma} &= r_1 i_{1\gamma} + p\psi_{1\gamma} - \psi_{1\delta}\dot{\theta}_w \\ v_{1\delta} &= r_1 i_{1\delta} + p\psi_{1\delta} + \psi_{1\gamma}\dot{\theta}_w \\ 0 &= r_2' i_{2\gamma}' + p\psi_{2\gamma}' - \psi_{2\delta}'\dot{\theta}_s \\ 0 &= r_2' i_{2\delta}' + p\psi_{2\delta}' + \psi_{2\gamma}'\dot{\theta}_s \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (6.1)$$

ここに，

$$\left.\begin{aligned} \psi_{1\gamma} &= L_1 i_{1\gamma} + M_0 i_{2\gamma}' \\ \psi_{1\delta} &= L_1 i_{1\delta} + M_0 i_{2\delta}' \\ \psi_{2\gamma}' &= M_0 i_{1\gamma} + L_2 i_{2\gamma}' \\ \psi_{2\delta}' &= M_0 i_{1\delta} + L_2 i_{2\delta}' \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (6.2)$$

ただし，

$$L_1 = l_1 + M_0,\quad L_2 = l_2' + M_0 \cdots\cdots (6.3)$$

回路定数が一定の場合，(6.1)式～(6.3)式から二次電流$i_{2\gamma}'$，$i_{2\gamma}'$および一次磁束$\psi_{1\gamma}$，$\psi_{1\delta}$を消去し，一次電流$i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$と二次磁束$\psi_{2\gamma}'$，$\psi_{2\delta}'$を変数として表すと次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1+\sigma L_1 p & -\sigma L_1\omega_1 & (M_0/L_2)p & -(M_0/L_2)\omega_1 \\ \sigma L_1\omega_1 & r_1+\sigma L_1 p & (M_0/L_2)\omega_1 & (M_0/L_2)p \\ -(M_0/L_2)r_2' & 0 & r_2'/L_2+p & -\omega_s \\ 0 & -(M_0/L_2)r_2' & \omega_s & r_2'/L_2+p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ \psi_{2\gamma}' \\ \psi_{2\delta}' \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(6.4)$$

ただし，$\sigma = 1 - M_0^2/(L_1L_2)$（漏れ係数）である。

発生トルクは，電流を変数として

$$\tau = p_m M_0 (i_{1\delta} i_{2\gamma}' - i_{1\gamma} i_{2\delta}') \quad \cdots\cdots(6.5)$$

と表されるが，(6.2)式の第３および第４式より，それぞれ$i_{2\gamma}'$，$i_{2\gamma}'$を求めて，(6.5)式に代入すると，$i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$，$\psi_{2\gamma}'$および$\psi_{2\delta}'$を変数として(6.6)式のように表される。

$$\tau = p_m (M_0/L_2)(i_{1\delta}\psi_{2\gamma}' - i_{1\gamma}\psi_{2\delta}') \quad \cdots\cdots(6.6)$$

(2) ベクトル制御の制御原理

対象とするすべり電流制御形ベクトル制御は，２次磁束をγ軸方向に固定し(6.4)，(6.6)式を

$$\psi_{2\gamma}' = \psi_2, \qquad \psi_{2\delta}' = 0 \quad \cdots\cdots(6.7)$$

となるように制御する。

すなわち，(6.7)式を(6.4)式の第３行および第４行目に代入して得られる

$$\left.\begin{aligned} -(M_0/L_2)r_2' i_{1\gamma} + (r_2'/L_2 + p)\psi_2 = 0 \\ -(M_0/L_2)r_2' i_{1\delta} + \omega_s \psi_2 = 0 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots(6.8)$$

を満たすように制御を行う。

ベクトル制御系の構成や特性解析のために系全体のブロック線図表示が行われる。その際，駆動系の電圧方程式に関しては，一般的には，付録６．１にその過程を示したように(6.4)式を状態方程式で表現すればよい。その例を図６．４に示す。

発生トルクは，(6.7)式を(6.6)式に代入して

$$\tau = p_m (M_0/L_2)\psi_2 i_{1\delta} \quad \cdots\cdots(6.9)$$

で表され，２次磁束ψ_2，電機子電流に相当する$i_{1\delta}$との積に比例する。ベクトル制御は，ψ_2と$i_{1\delta}$を独立に制御することによって，直流機に相当する高応答特性を得ようとするものである。

(3) 制御系の非干渉化

(6.7)式が実現されれば，その結果として，(6.7)式を(6.4)式の第１行，第２行に代入した

$$v_\gamma = (r_1 + \sigma L_1 p) i_{1\gamma} - \sigma L_1 \omega_1 i_{1\delta} + (M_0/L_2) p\psi_2 \quad \cdots\cdots(6.10)$$

$$v_\delta = \sigma L_1 \omega_1 i_{1\gamma} + (r_1 + \sigma L_1 p) i_{1\delta} + (M_0/L_2)\omega_1 \psi_2 \quad \cdots\cdots(6.11)$$

の関係が得られる。

しかしながら，(6.10)，(6.11)式は，それぞれ$-\sigma L_1\omega_1 i_{1\delta}$，$\sigma L_1\omega_1 i_{1\gamma} + (M_0/L_2)\omega_1\psi_2$と，ともに$\omega_1$に比例した干渉項を含んでいる。これらを打ち消すために１次電圧を，v_γ，v_δの代わりに，それぞれ

$$v_\gamma + \sigma L_1 \omega_1 i_{1\delta},\quad v_\delta - \{\sigma L_1 \omega_1 i_{1\gamma} + (M_0 / L_2)\omega_1 \psi_2\}$$

とすることによって，磁束分とトルク分が，それぞれ，

$$v_\gamma = (r_1 + \sigma L_1 p) i_{1\gamma} + (M_0 / L_2) p\psi_2 \quad \cdots\cdots(6.12)$$

$$v_\delta = (r_1 + \sigma L_1 p) i_{1\delta} \quad \cdots\cdots(6.13)$$

と分離・非干渉化される[7]。

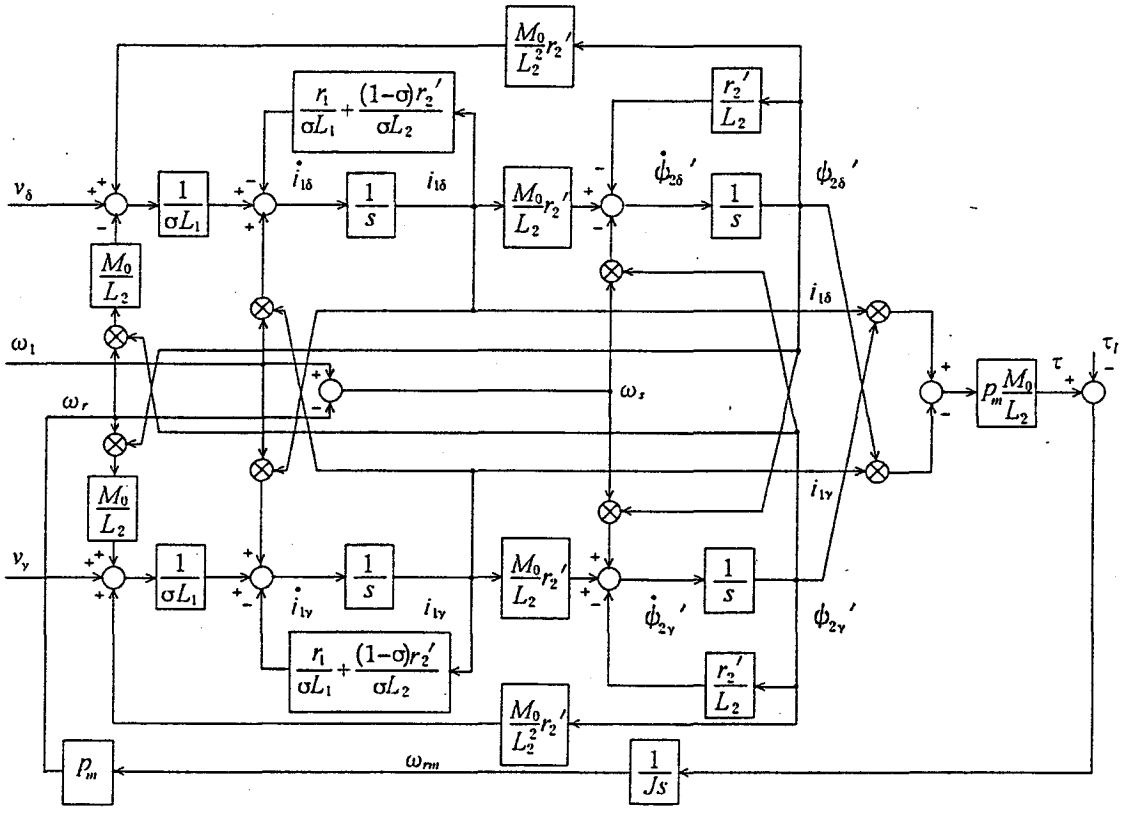


図６．４　状態方程式表現したベクトル制御系のブロック線図

６．３．３　シミュレーションプログラムの内容

(1) ベクトル制御系の構成

シミュレーションプログラムは，第５章において報告した主磁束の磁気飽和とトランジスタの T_d の影響を考慮した正弦波 PWM インバータによる誘導電動機駆動系のディジタルシミュレーションモデルにベクトル制御系を追加したものである。誘導機部，インバータ部およびベクトル制御部より構成され，前述の連続系シミュレーション言語ＢＡＣＳ-Ⅱを用いている。図６．５にシミュレーションプログラムに対応した制御系のブロック線図を示す。図を参照して制御の内容を示す。

(6.8)式の第１式をラプラス変換し，ψ_2 について解いて推定値として表すと次式が得られる。

$$\hat{\psi}_2 = \frac{\hat{M}_0}{1 + (\hat{L}_2 / \hat{r}_2')s} i_{1\gamma} \quad \cdots\cdots(6.14)$$

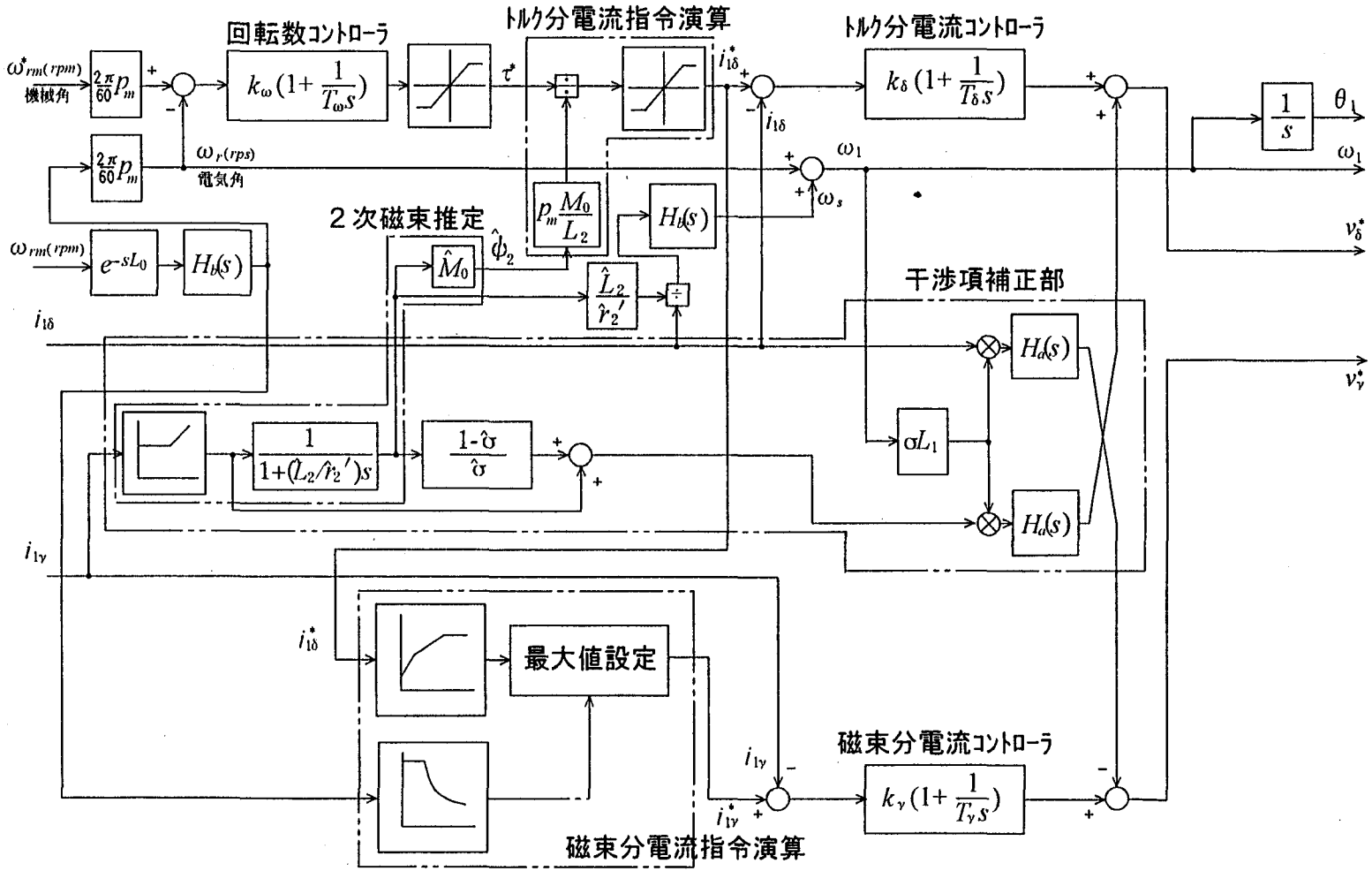


図６．５　シミュレーションプログラムに対応した制御系のブロック線図
（その１）すべり周波数制御形ベクトル制御部

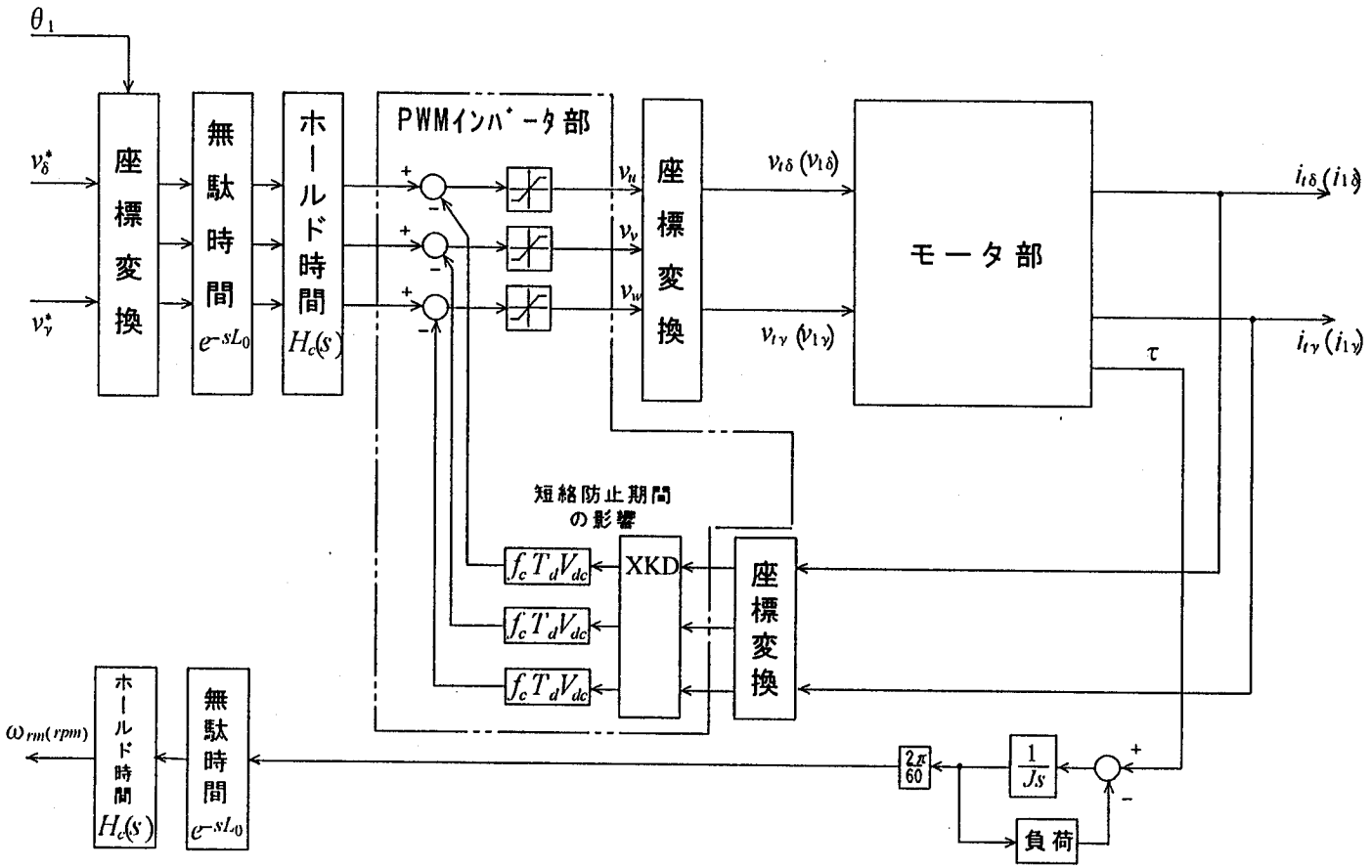


図６．５　シミュレーションプログラムに対応した制御系のブロック線図
（その２）インバータ・誘導電動機部

この関係を用いて$\hat{\psi}_2$を推定し，それがψ_2^*と一致するように「磁束制御」する。
また，(6.9)式を$i_{1\delta}$について解き指令値として次式を得る。

$$i_{1\delta}^* = \frac{\tau^*}{p_m(\hat{M}_0 / \hat{L}_2)\hat{\psi}_2} \cdots\cdots(6.15)$$

この式から$i_{1\delta}$がτ^*に対応する$i_{1\delta}^*$と一致するように「(トルク分) 電流制御」する。

また，(6.8)式の第２式より得られる

$$\hat{\omega}_s = \frac{(M_0 / L_2)r_2' i_{1\delta}}{\hat{\psi}_2} \cdots\cdots(6.16)$$

を用いて，前述の$\hat{\psi}_2$と電流検出後に座標変換した$i_{1\delta}$から，ω_sを推定する。そして，検出したω_{rm}(したがってω_r)と$\hat{\omega}_s$を足して

$$\omega_1^* = \omega_r + \hat{\omega}_s (\omega_r = p_m \omega_{rm}) \cdots\cdots(6.17)$$

によってインバータの周波数を設定（速度制御）する。

なお，上記において，$\hat{\psi}_2$は，直流電動機同様にある速度までは一定，それ以上の速度範囲では弱め界磁とするなど，ω_{rm}の関数として与えられる。また，$i^*_{1\delta}$は，速度コントローラの出力であるτ^*を$\hat{\omega}_s$で除した値として与えられる。

なお，図６．５においては，非干渉制御に関連し，

$$\begin{aligned}
&\hat{\sigma}\hat{L}_1\omega_1 i_{1\gamma} + (\hat{M}_0 / \hat{L}_2)\omega_1\hat{\psi}_2 \\
&= \hat{\sigma}\hat{L}_1\omega_1 i_{1\gamma} + \frac{\hat{M}_0^{\,2}}{\hat{L}_2}\frac{1}{1+(\hat{L}_2 / \hat{r}_2')s}\omega_1 i_{1\gamma} \\
&= \{1 + \frac{1-\hat{\sigma}}{\hat{\sigma}}\frac{1}{1+(\hat{L}_2 / \hat{r}_2')s}\}\hat{\sigma}\hat{L}_1\omega_1 i_{1\gamma} \cdots\cdots(6.18)
\end{aligned}$$

を用いて制御系の構成を簡単化している。

以上，ベクトル制御系の説明は，主磁束の磁気飽和を考慮しないで，励磁インダクタンスをM_0(一定)としてきたが，実際の駆動系でもこのように一定にする場合とM_0を励磁電流の関数として与える場合などがあり，制御系の要求性能に応じて選択される。

ベクトル制御系のシミュレーションモデルとしては，制御装置，誘導電動機それぞれを実際の装置に忠実にシミュレートすることが望ましい。そこで，本章では，制御装置の励磁インダクタンス値を定格値M_0で一定とし，制御装置とは別に，誘導電動機の解析モデルとしては，第２章で検討した$\lambda(i_m)$から得られるM_n，M_dを与える磁気飽和モデルを採用した。なお，定格値は，$M_n = M_0$である。

ベクトル制御は，誘導機の等価回路およびその定数値が正確に推定されることを前提とした制御である。定数が正確に同定され，さらに$\hat{\psi}_2 = \psi_2^*$，$i_{1\delta} = i_{1\delta}^*$および$\omega_{rm} = \omega_{rm}^*$が達成されたときに所望の特性が得られることになる。

(2) コントローラ

ベクトル制御のためのコントローラとして，トルク分電流コントローラ，磁束分電流コントローラおよび回転数コントローラが用いられ，ともにＰＩ制御を行う。

トルク分電流および磁束分電流の応答が回転数の変化に比べて充分速く，かつ非干渉化制御が行われるものと仮定すると，図６．４に示した制御系のブロック図は，図６．６のように簡単化される。v_δ^*，v_γ^*に対する$i_{1\delta}$，$i_{1\gamma}$の応答は，図６．７(a)で表され，PI 制御のための制御パラメータは，図６．７(b)の応答を参考にして決められる。

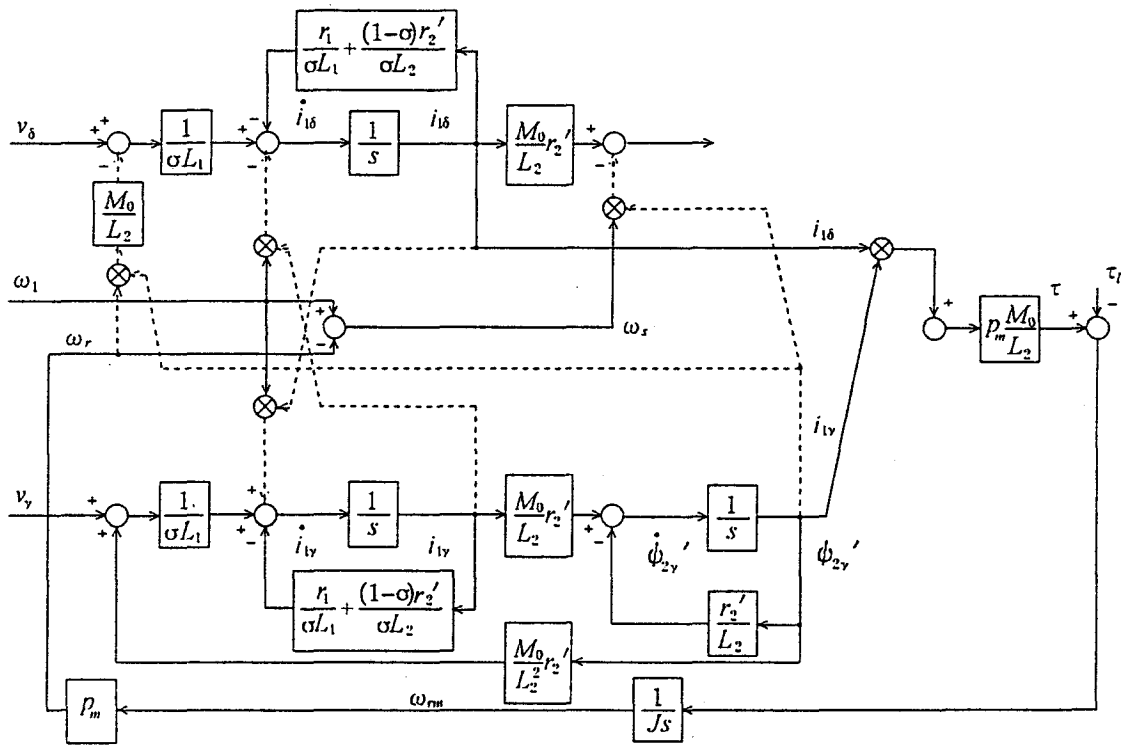
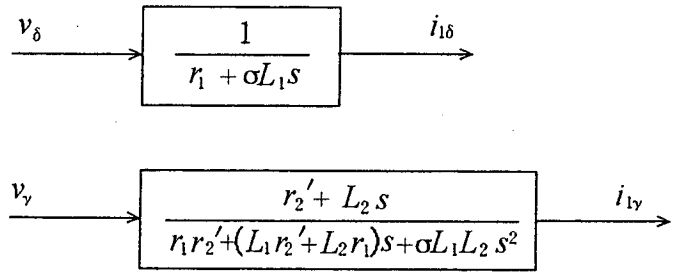
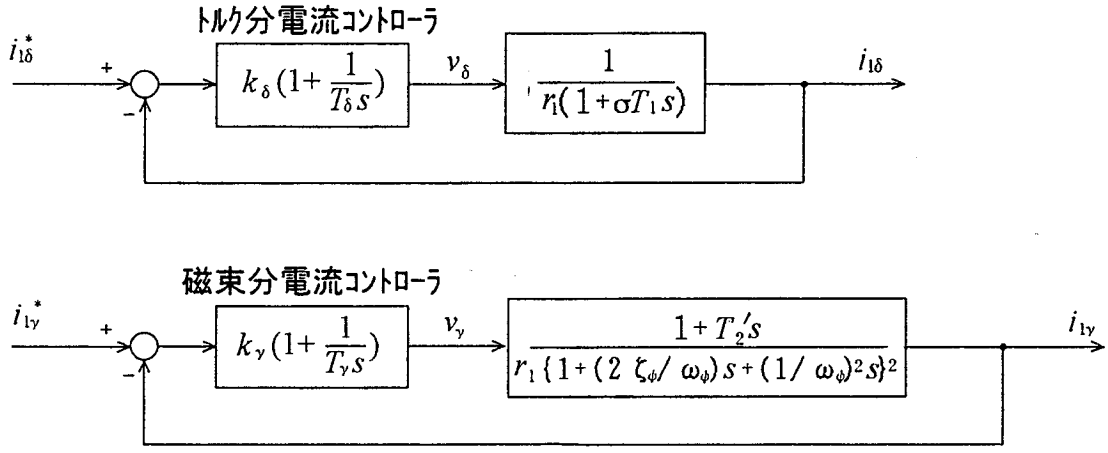


図６．６　非干渉化されたベクトル制御系のブロック線図



(a) v_δ, v_γに対する$i_{1\gamma}$, $i_{1\delta}$の関係



(b) ＰＩ制御コントローラを用いた$i_{1\gamma}$*, $i_{1\delta}$*に対する$i_{1\gamma}$, $i_{1\delta}$の関係

図６．７　非干渉化されたベクトル制御系のδ, γ各軸方向の伝達特性

(3) ディジタル演算に基づく無駄時間とサンプリングホールドの扱い

実際の駆動装置は，ベクトル制御を行うために 16 ビット・シングルチップマイコンによるディジタル制御が行われている。しかし，このシミュレーションプログラムは，ディジタル演算を厳密にシミュレーションせずに，図６．５に示したように等価的な無駄時間（Dead Time：以下必要に応じDT)やサンプリングホールド(Sampling Hold：以下同様にSH)を考慮した連続制御系として取り扱っている。以下では，その取り扱いについて述べる。

図６．８は，マイコンによる演算順序を模式的に示したものである。演算サンプリング周期は，$1/f_s$であり，ディジタル演算は，この周期ごとに演算を行うＣブロックと一回置きに交互に演算を行うＡ，Ｂ両ブロックに分かれている。

Ｃブロックは，即応性が要求される電動機電流の検出，$\gamma-\delta$座標への変換，$i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$のコントローラ部の演算を行い，それ以前にＡ，Ｂ両ブロックで演算した値と合わせてインバータ電圧指令出力を発生させる。PWMインバータにおける電圧指令出力は，Ｃブロックで演算した信号と基準となる三角波とを比較して，インバータ各相のアームを構成する上下両トランジスタにおけるON，OFFのタイミングを決定することにより行われ，この信号は次回のサンプリング時までホールドされる。この信号と三角波との比較は，Ｃブロックでの演算処理時間や三角波を決め

るインバータのキャリア周波数等の関係から，毎周期ごとに電流検出から 1/2 周期後に行われる。このことは，電圧指令信号が，常に 1/2 周期前の電流信号(1/2 周期の無駄時間が存在)を使って即時に演算されたことに等価と見なせる。一方，電流は電圧指令直後に応答するにも拘わらず 1/2 周期後にしか検出されないため，電圧指令直後に 1/2 周期の無駄時間が存在するものと見なせる。

Bブロックでは，回転数ω_{rm}を検出し，これを用いたω_r，ω_s，ω_1の演算およびω_rコントローラの演算，ならびに$i_{1\delta}^*$の演算を行う。$i_{1\delta}^*$の演算結果は，このブロックの開始から 1/2 周期後に検出される電流$i_{1\delta}$から$i_{1\delta}$コントローラの演算に使われる。このことは，前述したように，電圧指令信号は，1/2 周期前の電流値の信号（$L_0 = 1/(2f_s)$の無駄時間が存在）を使って瞬時に演算されたことと等価であり，さらに加えて，電流値信号に対して 1/2 周期前の回転数信号（無駄時間$L_0 = 1/(2f_s)$が存在）を用い即時に演算されたことと等価であるといえる。

Aブロックでは，前述の電圧指令直後から，$i_{1\gamma}^*$演算，$\hat{\psi}_2$演算および干渉項を補正するための演算などが行われ，次々回の電圧指令を演算するまでの期間$2/f_s$だけホールドされる。

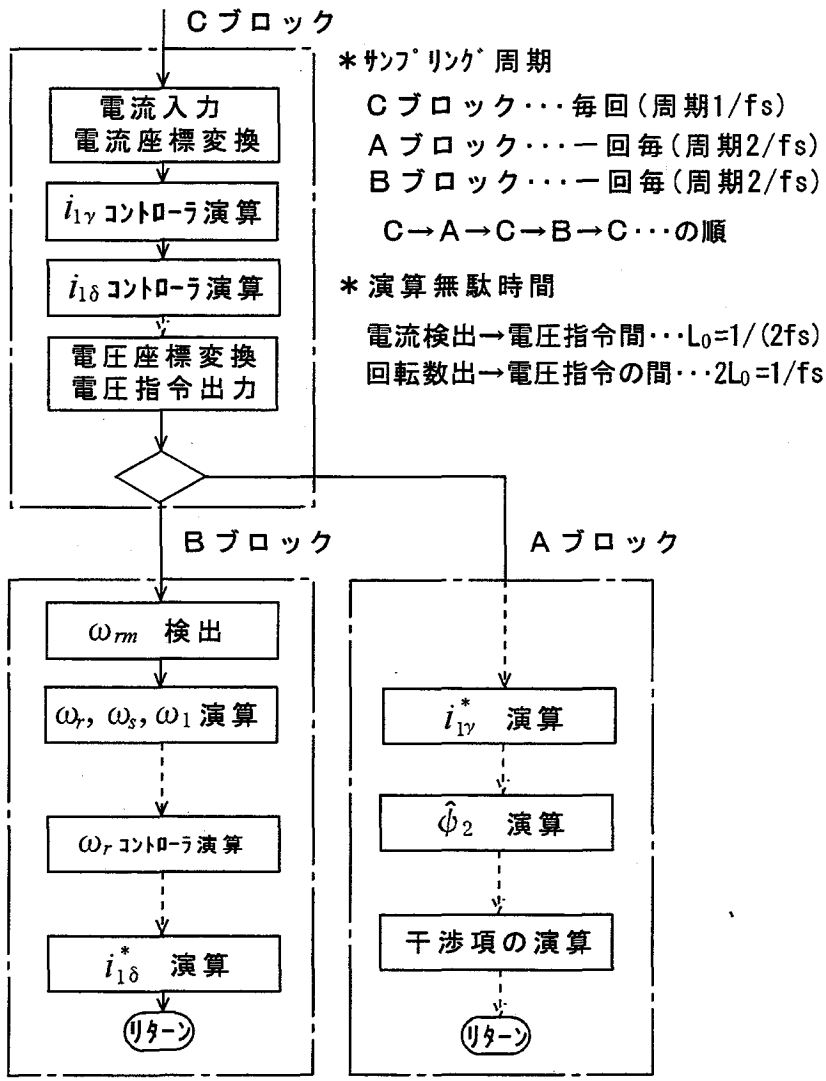


図６．８　マイコンによる演算順序の模式図

６．４　過渡応答実験のシミュレーションによる検証

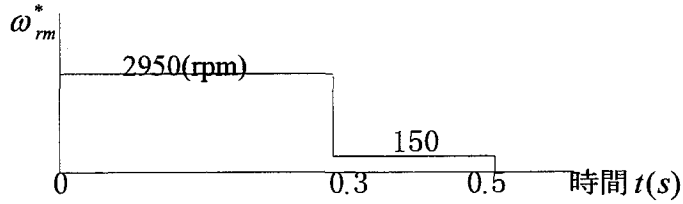
６．４．１ 加速特性Ⅰ(ミシン負荷，モータ回転数 3000 rpm)

(1) 目的

実験装置とシミュレーションプログラム双方の初期的な動作確認のために，目標回転数指令を与えて静止状態から一定時間加速した後，目標指令を零付近に切り替えて減速させる加減速実験を実施し，双方の特性比較を行った。負荷としては，ミシンを用いた。

(2) 実験装置および実験の概要

- 負荷：ミシン（LS2-190-M1T 形ミシン，AL 製ﾌﾟｰﾘ付，布，糸なし)
- 回転数指令



- ベクトル制御系の干渉項の補正なし。
- PWM インバータにおける T_d 補正なし。
- ベクトル制御のサンプリング周波数 f_s=1.2kHz,
- PWM インバータのキャリア周波数 f_c=3.6kHz
- 図６．５（その１）では，電動機一次電流の δ 軸成分に関し，ω_s の演算および干渉項補正部への入力信号は $i_{1\delta}$ から得，$i_{1\gamma}^*$ のための入力信号は $i_{1\delta}^*$ から得た場合を示している。ただし，この実験では，干渉項補正部への入力信号を $i_{1\delta}^*$ から得，$i_{1\gamma}^*$ のための入力信号を $i_{1\delta}$ から（一次遅れ要素を経て）得た。ω_s に関しては，図６．５その１）のとおりである。

(3) シミュレーションの条件

- モータ定数，負荷 GD^2 および制御システム定数（表６．１に示す諸元の定数１）
- 可変パラメータ：T_d 補正の有無とサンプリングにおける影響の有無との組み合わせによる Case A～Case D の４ケース（各条件の差違は，表６．２のとおりである)。

(4) 実験結果およびシミュレーション結果

図６．９に実験結果を示す。

上記４ケース中の Case A，Case D の２ケースにおけるシミュレーション結果をそれぞれ図６．１０，図６．１１に示す。

図６．１０は，ディジタル演算に基づく，ＤＴおよびＳＨを考慮しない場合の結果を示す。一方，図６．１１は，ＤＴやＳＨを考慮した場合の結果を示す。

図６．９～図６．１１に共通で，下記 a～g の 7 項目の過渡特性を示した。また，シミュレーション結果については，h を追加した。それらの内容は，下記のとおりである。

a. 電動機回転数指令値 ω_{rm}^*(rpm)

表６．１　試験装置の諸元

項　　目	記号	定　数　1 数　　値　[単位]	定　数　2 数　　値　[単位]
誘導電動　機			
[定　格]			
極数	$2p_m$	4	4
電圧		150V(3 相)	150V(3 相)
回転数	n	3000 rpm	4000 rpm
出力		550 W	550 W
[定　数]			
１次抵抗	r_1	1.115　Ω	1.115　Ω
２次抵抗	r_2'	1.746　Ω	1.811　Ω
励磁ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ	M_0	0.00421 H	0.00424 H
１次漏洩ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ	l_1	0.00275 H	0.00297 H
２次漏洩ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ	l_2'	0.00275 H	0.00297 H
慣性能率	J	0.001769 kg-m^2	0.002161 kg-m^2
ベクトル　御制			
[ﾄﾙｸ分電流　ｺﾝﾄﾛｰﾗ]			
比例ｹﾞｲﾝ	k_δ	10.7 ($\omega_{\delta c}$ =2000rad/s)	5.25 ($\omega_{\delta c}$ =1000rad/s)
積分時定数	T_δ	0.005 s ($\omega_{\delta i}$ =200rad/s)	0.01 s ($\omega_{\delta i}$ =100rad/s)
[磁束分電　流ｺﾝﾄﾛｰﾗ]			
比例ｹﾞｲﾝ	k_γ	11.0 ($\omega_{\gamma c}$ =2000rad/s)	11.8 ($\omega_{\gamma c}$ =2000rad/s)
積分時定数	T_γ	0.005 s ($\omega_{\gamma i}$ =200rad/s)	0.005 s ($\omega_{\gamma i}$ =200rad/s)
[速度ﾙｰﾌﾟ　ｹﾞｲﾝ]			
比例ｹﾞｲﾝ	k_ω	0.0514($\omega_{\omega c}$ =58rad/s)	0.0708($\omega_{\delta c}$ =80rad/s)
積分時定数	T_ω	0.148 s($\omega_{\omega i}$ =6.76rad/s)	0.125 s(T_ω =8rad/s)
電圧形 PW　M インバータ			
[定　格]			
入力電圧(DC)	v_{dc}	280 V	280 V
出力電圧(AC)	V_1	240 V max(p-0)	240V max(p-0)
出力周波数	f_1	110 Hz max	110Hz max
ｷｬﾘｱ周波数	f_c	3.6 kHz	1.6 kHz
ｻﾝﾌﾟﾘﾝｸﾞ周波数	f_s	1.2 kHz	1.6 kHz

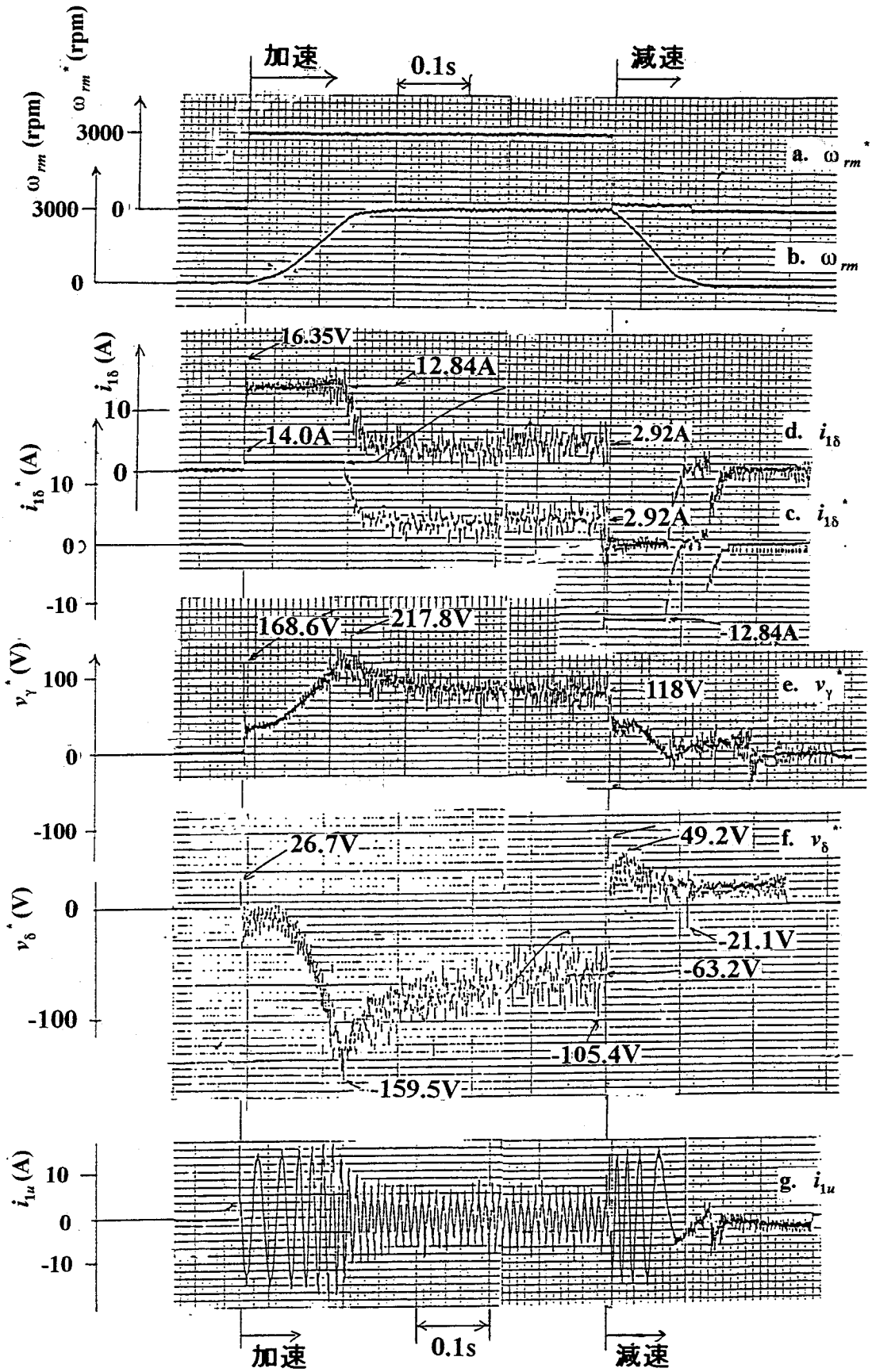


図６．９　加速特性Ⅰ(ミシン負荷，モータ回転数 3000 rpm)
(実験結果)

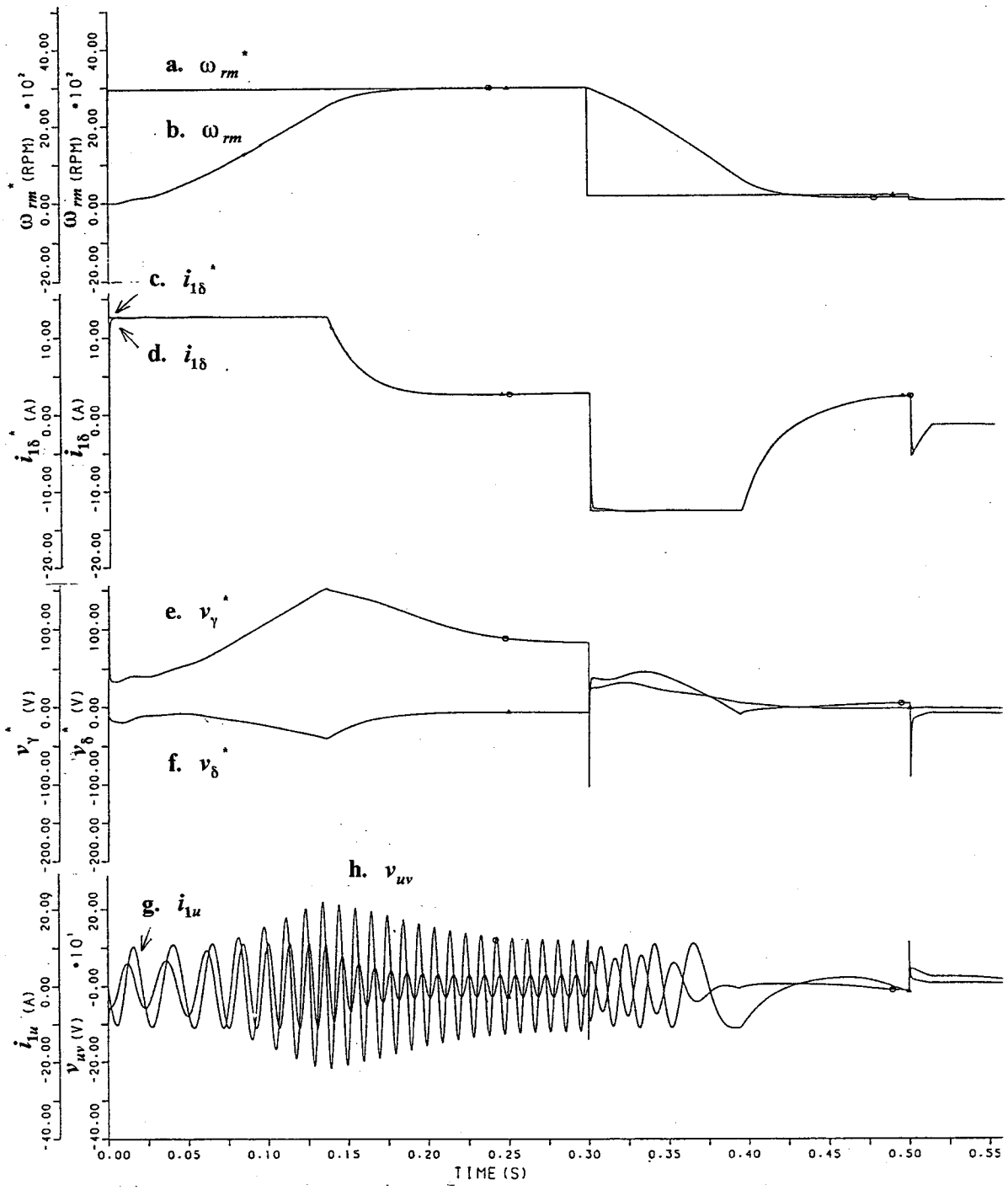


図６．１０　加速特性Ｉ(ミシン負荷，モータ回転数 3000 rpm)
(シミュレーション結果 Case A･･･ＤＴ，ＳＨの影響無視)

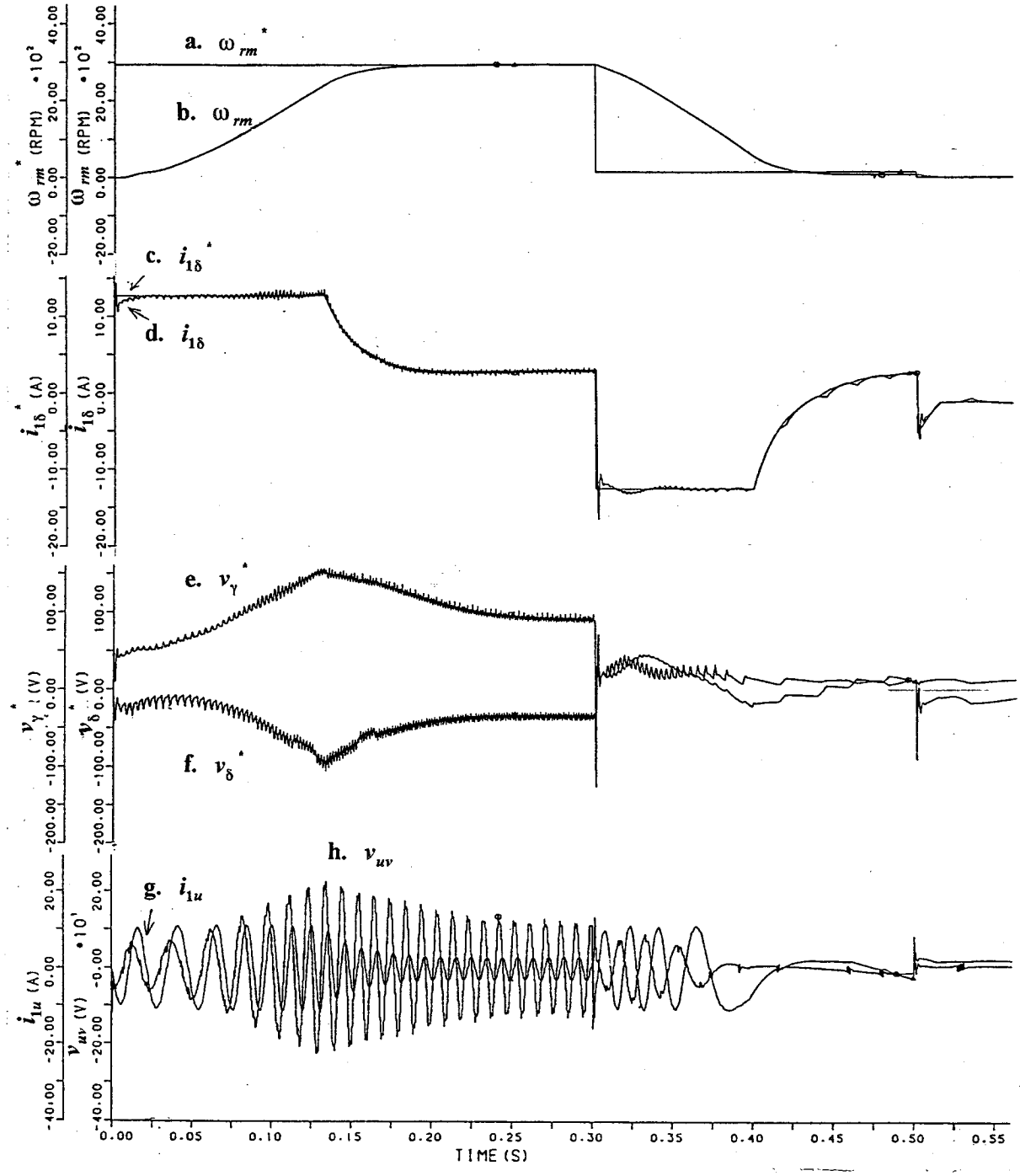


図６．１１　加速特性Ｉ(ミシン負荷，モータ回転数 3000 rpm)
(シミュレーション結果 Case D･･･ＤＴ，ＳＨの影響考慮)

b. 電動機回転数 ω_{rm} (rpm)

c. 電動機トルク分電流指令値 $i_{1\delta}^{*}$ (A)

d. 電動機トルク分電流 $i_{1\delta}$ (A)

e. インバータ電圧指令値 v_{γ}^{*} (V)

f. インバータ電圧指令値 v_{δ}^{*} (V)

g. 電動機 u 相電流 i_{1u} (A)

h. 電動機線間電圧 v_{uv} (V) (計算結果のみ)

(5) 考察

(a) 図６．１０，図，６．１１に示したシミュレーション結果は，いずれも，f_c の直接の影響は考慮していない（T_d による基本波の低下および低次高調波の影響は別）ので，それに起因した実験結果との差があるのは当然である。なお，ＤＴやＳＨを考慮した図６．１１の特性は，図６．１０に比べ振動的であるが，実験結果との比較においては，ＤＴやＳＨの考慮の有無による差は顕著ではない。

(b) 実験結果において，加速，減速それぞれの開始時（定回転数達成直後にも多少）にシャープなパルス状の変化（上記(c)～(f))が見られるがシミュレーションによる計算結果においても同様の変化が見られる。計算結果は，この変化も含めて，実験結果を忠実にシミュレート出来ている。

(c)図６．１０に示したＴＤやＳＨを考慮しない計算結果とこれらを考慮した図６．１１の結果との差は，インバータの電圧指令値である v_{γ}^{*}，v_{δ}^{*} において顕著に現れる。このことは，ＤＴやＳＨがある場合にはそれらの影響を見込む必要のあることを裏付けている。

(d) このＤＴやＳＨの影響をより定量的に評価するため，定常回転数に達した時の v_{γ}^{*}，v_{δ}^{*} の平均値に基づき電圧の絶対値と γ 軸を基準とした位相の関係を比較すると，表６．２のとおりとなる。v_{γ}^{*}，v_{δ}^{*} の関係を図６．１２にベクトル表示する。インバータの電圧指令値の絶対値は，ＤＴやＳＨの影響に比べて変化は小さい。そして，その位相角は，主としてＤＴの影響によって変化することが分かる。

表６．２　実験結果およびシミュレーション結果における
ＳＨ，ＤＴ考慮の要否による v_{γ}^{*}，v_{δ}^{*} の影響

条件					電圧			備考
項目		DT	SH	v_{γ}^{*} (V)	v_{δ}^{*} (V)	$\sqrt{v_{\gamma}^{*2}+v_{\delta}^{*2}}$ (V)	$\theta=-\tan^{-1}(v_{\delta}/v_{\gamma})$ (deg)	
計算値	Case A	×	×	-4.9	85.8	85.9	3.3	図６．１０
	Case B	×	○	2.5	96.5	96.5	1.5	省略
	Case C	○	×	-35.7	79.8	87.4	24.1	省略
	Case D	○	○	-32.0	92.0	97.4	19.1	図６．１１
実験値		○	○	-39.3	118.0	124	18.4	図６．９

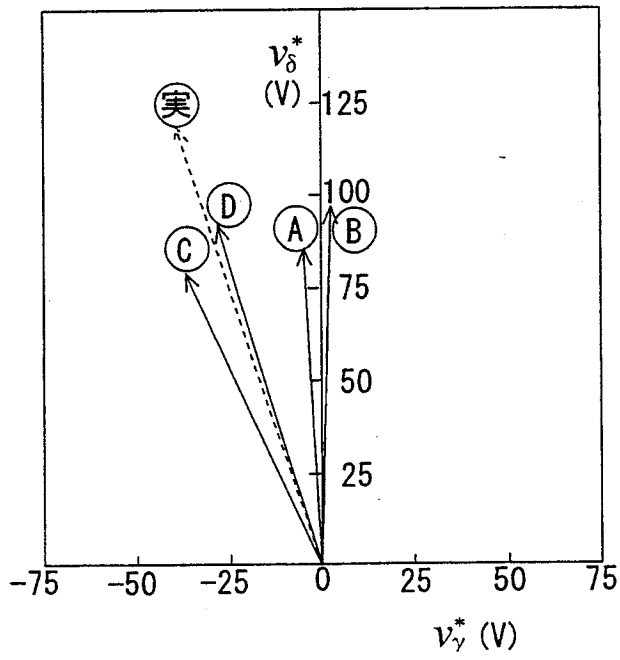


図６．１２　試験結果およびシミュレーション結果(ＳＨ，ＤＴ考慮の要否の違いによる case A～case D)対するv_γ^*，v_δ^*の関係を示すベクトル図

６．４．２ 加速特性Ⅱ（慣性負荷，モータ回転数～4000 rpm）

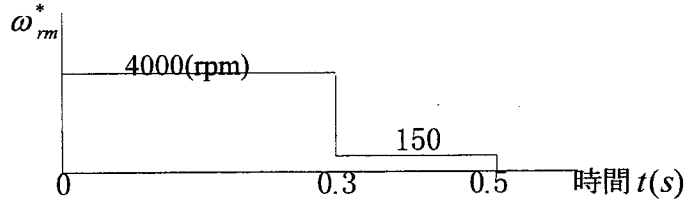
(1) 目的

６．４．１の結果等を参照にして制御系の検討を進めた。ここでは，そのうちの慣性負荷(GD^2=0.007kg-m^2)による加速試験(～4000 rpm)における実験結果とシミュレーション結果とを比較する。シミュレーション結果では，さらにf_sの異なる例を１ケース追加して，高性能化の可能性の検討も行った。

(2) 実験装置および実験の概要

６．４．１(2)との主要な違いを下記に示す(表６．１に示す諸元の定数２参照)。

- 負荷：慣性負荷（GD^2=0.007kg-m^2，全体ではGD^2=0.008644kg-m^2)
- 回転数指令



- ベクトル制御系は，図６．５のとおりである。すなわち，干渉項補正を行い（入力信号を$i_{1\delta}^*$から得ている），$i_{1\gamma}^*$を求めるための入力信号を$i_{1\delta}$から得ている。
- f_s=1.6kHz
- f_c=1.6kHz
- インバータは，T_dに対する補正を行っている。

(3) 実験結果およびシミュレーション結果

図６．１３～図６．１５に，それぞれ実験結果，シミュレーション結果(Case 1)，および同(Case

2)を示す。それぞれのケースにおけるf_s，f_cは下記のとおりである。

・実験結果　　f_s=1.6kHz，f_c=1.6kHz

・シミュレーション結果

(Case 1) f_s=1.6kHz，f_c=1.6kHz

(Case 2) f_s=2.4kHz，f_c=3.6kHz

なお，Case 2における条件は，f_s，f_cの値を除いてCase 2と同じ。すなわち，実験結果，シミュレーション結果ともT_d補正を行っている。

図６．１３～図６．１５共通で，下記a～pの16項目の過渡特性を示した(ただし，c.，e，j.，k.，l.，m,，n,，o.および p.は，計算結果のみ)。これらの内容は，下記のとおりである(・・・・・・の後の記号は，図中に示されたシミュレーション結果の項目を示す)。

a. 電動機電流(u相)i_{1u}(A)・・・・・・・IU

b. 電動機線間電圧(u-v間)v_{uv}(V)・・・・・・・VUV

c, 電動機回転数指令値ω_{rm}^*(rpm)・・・・・・・WRR

d. 電動機回転数ω_{rm}(rpm)・・・・・・・WRF

e. 磁束分電流指令値$i_{1\gamma}^*$(A)・・・・・・・IDSR

f. 磁束分電流(ｺﾝﾄﾛｰﾙ部)$i_{1\gamma}$(A)・・・・・・・IDSF

g. トルク分電流指令値$i_{1\delta}^*$(A)・・・・・・・IQSR

h. トルク分電流$i_{1\delta}$(A)・・・・・・・IQSF

i. 推定２次磁束$\hat{\psi}_2$(Wb)・・・・・・・FLUX

j. 推定すべり回転数$\hat{\omega}_s$(rpm)・・・・・・・WS

k. トルク指令値τ^*(N-m)・・・・・・・TRR

l. トルクτ(N-m)・・・・・・・TRR

m. インバータ電圧指令値v_γ^*(V)・・・・・・・VDSR

n. インバータ電圧指令値v_δ^*(V)・・・・・・・VQSR

o. γ軸干渉項補正電圧$v_{\gamma co}^*$(V)・・・・・・・VDSCO

p. δ軸干渉項補正電圧$v_{\delta co}^*$(V)・・・・・・・VQSCO

(4) 考察

(a) 実験結果とシミュレーション結果(Case 1)は，加減速時，定常時を通してよく一致している。代表点として下記を示す。

- a. i_{1u}，b. v_{uv}，d. ω_{rm}の波形全般
- h. $i_{1\delta}$，i. $\hat{\psi}_2$の減速開始時の振動波形

(b) シミュレーション結果(Case 1)に比べて，同(Case 2)は，上記$i_{1\delta}$，i. $\hat{\psi}_2$の減速開始時における振動が多少抑えられているが，全体として大差は見られない。

(c) シミュレーション結果(Case 2)では，f. $i_{1\gamma}$，h. $i_{1\delta}$，m. v_γ^*，n. v_δ^*，o. $v_{\gamma co}^*$，p. $v_{\delta co}^*$に見られるような高周波振動が見られる。試験装置で実現する際には，制御パラメータの調整が必要である。

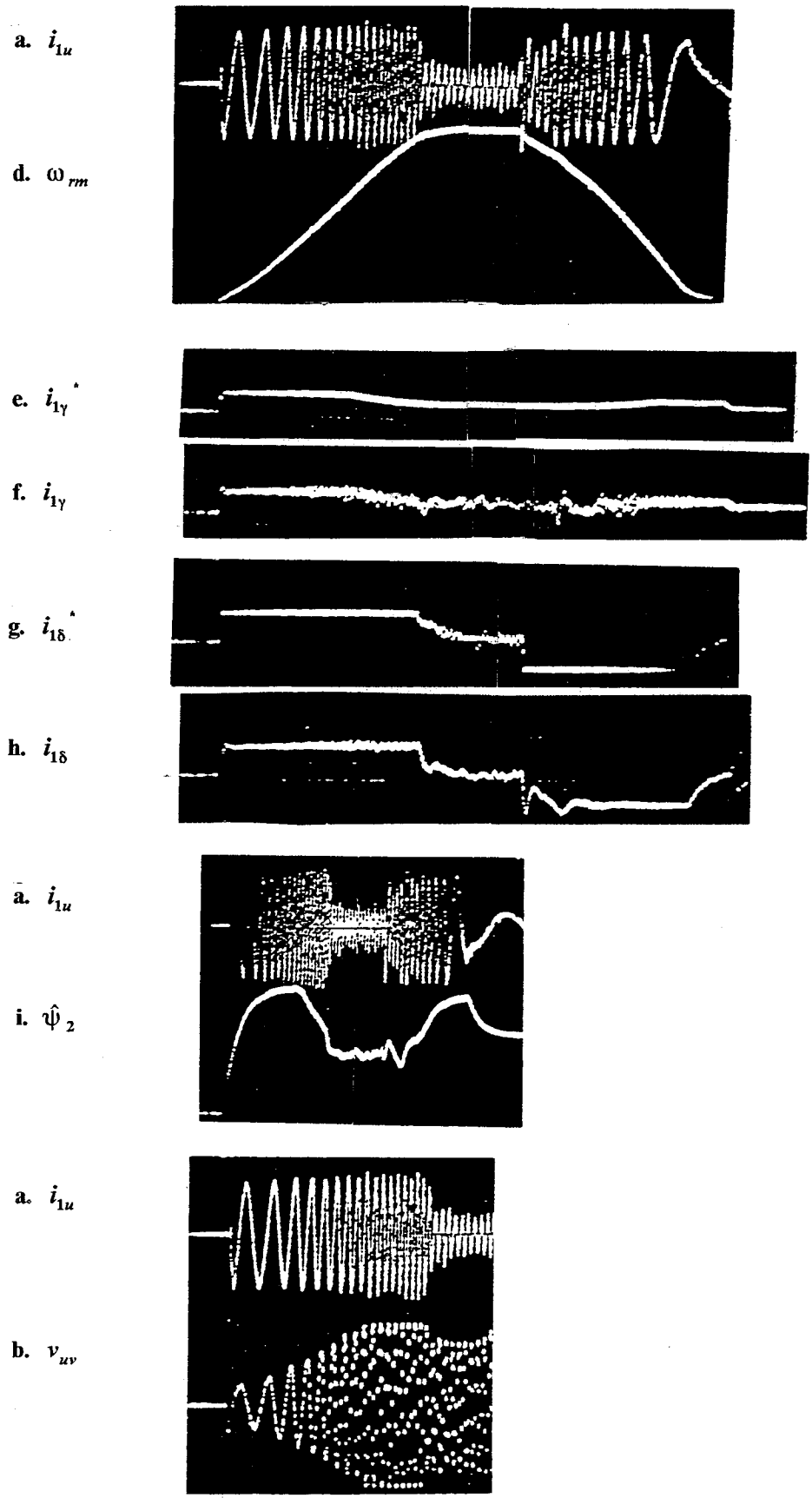


図６．１３　加速特性Ⅱ(慣性負荷，モータ回転数　4000 rpm，T_d補正あり)
(実験結果・・・$f_s = 1.6$kHz，　$f_c = 1.6$kHz)

a. i_{1u} (A)・・・IU

b. v_{uv} (V)・・・VUV

c. ω_{rm}^{*} (rpm)・・・WRR

d. ω_{rm} (rpm)・・・WRF

e. $i_{1\gamma}^{*}$ (A)・・・IDSR

f. $i_{1\gamma}$ (A)・・・IDSF

g. $i_{1\delta}^{*}$ (A)・・・IQSR

h. $i_{1\delta}$ (A)・・・IQSF

i. $\hat{\psi}_2$ (Wb)・・・FLUX

j. $\hat{\omega}_s$ (rpm)・・・WS

k. τ^{*} (N-m)・・・TRR

l. τ (N-m)・・・TRR

m. v_{γ}^{*} (V)・・・VDSR

n. v_{δ}^{*} (V)・・・VQSR

o. $v_{\gamma co}^{*}$ (V)・・・VDSCO

p. $v_{\delta co}^{*}$ (V)・・・VQSCO

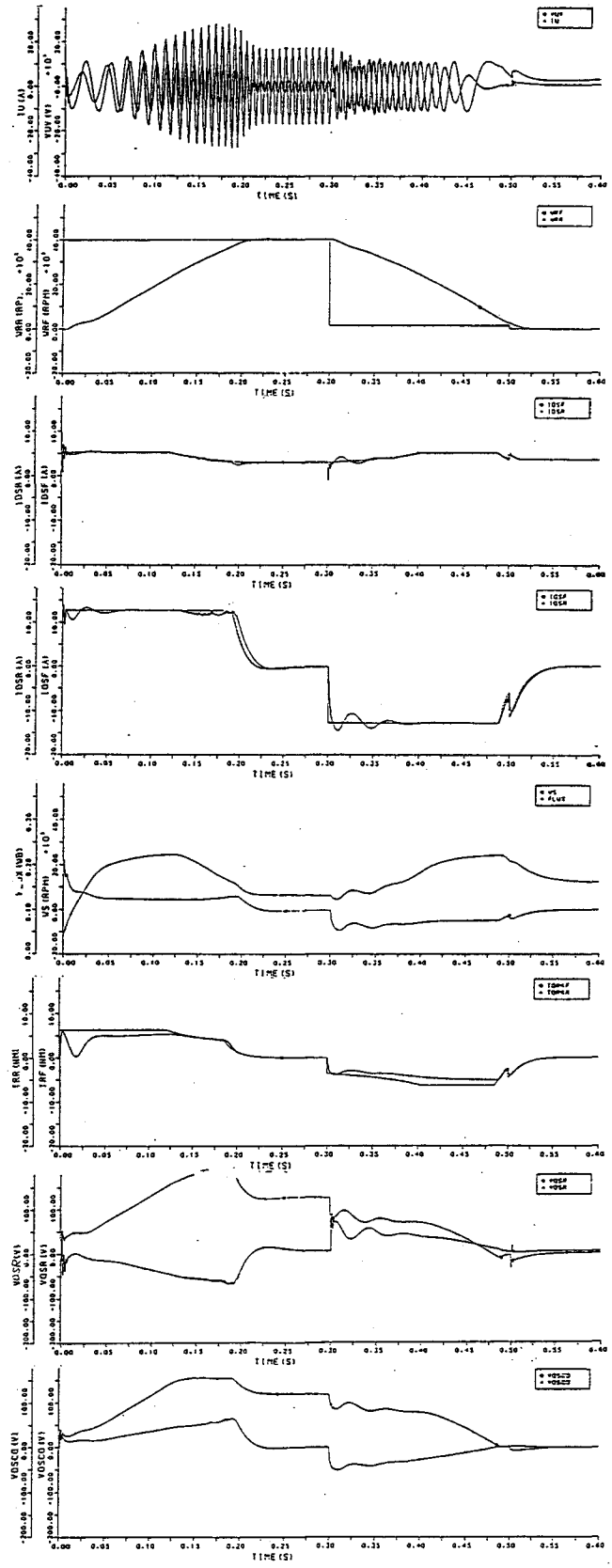


図６．１４　加速特性Ⅱ(慣性負荷，モータ回転数 4000 rpm，T_d 補正あり)
(シミュレーション結果 Case 1・・・ $f_s = 1.6\text{kHz}$，$f_c = 1.6\text{kHz}$)

a. i_{1u} (A)・・・IU

b. v_{uv} (V)・・・VUV

c. ω_{rm}^{*} (rpm)・・・WRR

d. ω_{rm} (rpm)・・・WRF

e. $i_{1\gamma}^{*}$ (A)・・・IDSR

f. $i_{1\gamma}$ (A)・・・IDSF

g. $i_{1\delta}^{*}$ (A)・・・IQSR

h. $i_{1\delta}$ (A)・・・IQSF

i. $\hat{\psi}_2$ (Wb)・・・FLUX

j. $\hat{\omega}_s$ (rpm)・・・WS

k. τ^{*} (N-m)・・・TRR

l. τ (N-m)・・・TRR

m. v_{γ}^{*} (V)・・・VDSR

n. v_{δ}^{*} (V)・・・VQSR

o. $v_{\gamma co}^{*}$ (V)・・・VDSCO

p. $v_{\delta co}^{*}$ (V)・・・VQSCO

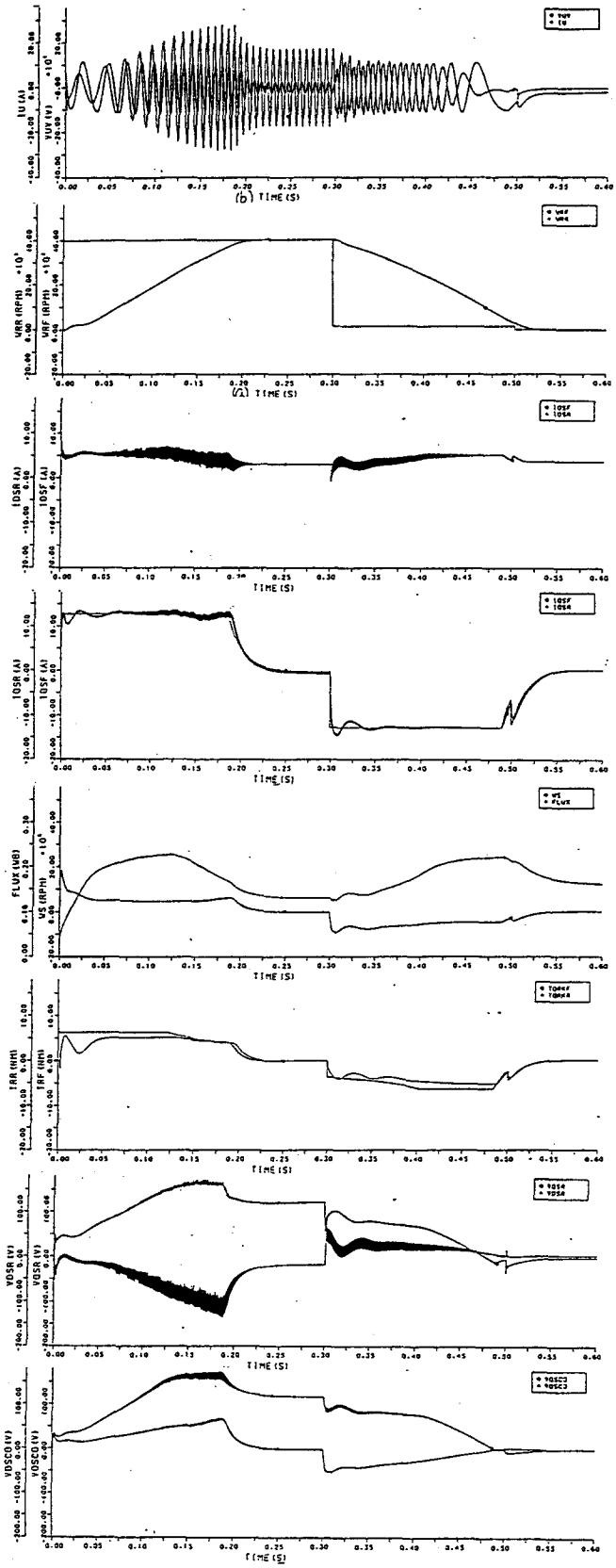


図６．１５　加速特性Ⅱ(慣性負荷，モータ回転数 4000 rpm，T_d 補正あり)
(シミュレーション結果 Case 2・・・ $f_s = 2.4$kHz，$f_c = 3.6$kHz)

６．４．３　T_d補正の有無による特性比較

(1) 目的

６．４．２と同じ。前項では，上下アーム短絡防止期間T_dの影響を補正した場合について検討した。この節ではT_dの影響を補正しない場合の代表的な結果を示し，本シミュレーションプログラムによってT_dの影響や補正の効果について検討できることを示す。

(2) 実験装置および実験の概要

６．４．２との違いは，インバータはT_dに対する補正を行っていないため，何らかのT_dによる低次高調波分の影響を受けることである。

・実験結果　　f_s=1.6kHz，f_c=1.6kHz

・シミュレーション結果

(Case 1)　f_s=1.6kHz，f_c=1.6kHz

(Case 2)　f_s=2.4kHz，f_c=3.6kHz

なお，Case 2における条件は，f_s，f_cの値を除いてCase 1と同じ。したがって，実験結果，シミュレーション結果ともT_d補正は行っていない。

(3) 実験結果およびシミュレーション結果

図６．１６～図６．１８にそれぞれ実験結果，シミュレーション結果(Case 1)，および同(Case 2)を示す。なお，図６．１６～図６．１８共通で，前述の図６．１３～図６．１５と同様に，a～pの16項目の過渡特性を示した。

(4)考察

(a) 実験結果同士では，T_d補正の有無の差はほとんど見られない。

(b) シミュレーション結果(Case 1)同士を比較すると，T_d補償なしの場合は，その影響によるリップル分を含むが，それを除いた低次の部分の応答にはほとんど差は見られない。ただし，相電流は，低次高調波よる歪みが見受けられる（特に起動初期において顕著)。この差が実験結果に現れていないのは，検出回路の低域フイルタによって高調波分が除去されたことによるものと推定される。

(c) シミュレーション結果(Case 2)についてT_d補償の有無を比較すると下記のことがいえる。

- T_d補正なしの場合は，その影響によるリップル分を含むが，その周波数は変わらない。ただし，その大きさは，Case 1の約２倍になっている（f_c比の3.6kHz/1.6kHz=2.25倍と推定)。
- T_d補正をしていない場合には，相電流は，Case 1と同様に低次高調波よる歪みが見受けられる（特に起動初期において顕著)。その大きさは，やはり上記の比率だけ大きくなっている。
- T_d補正なしの場合は，T_d補正ありの場合に見られた高周波振動分は消滅している。

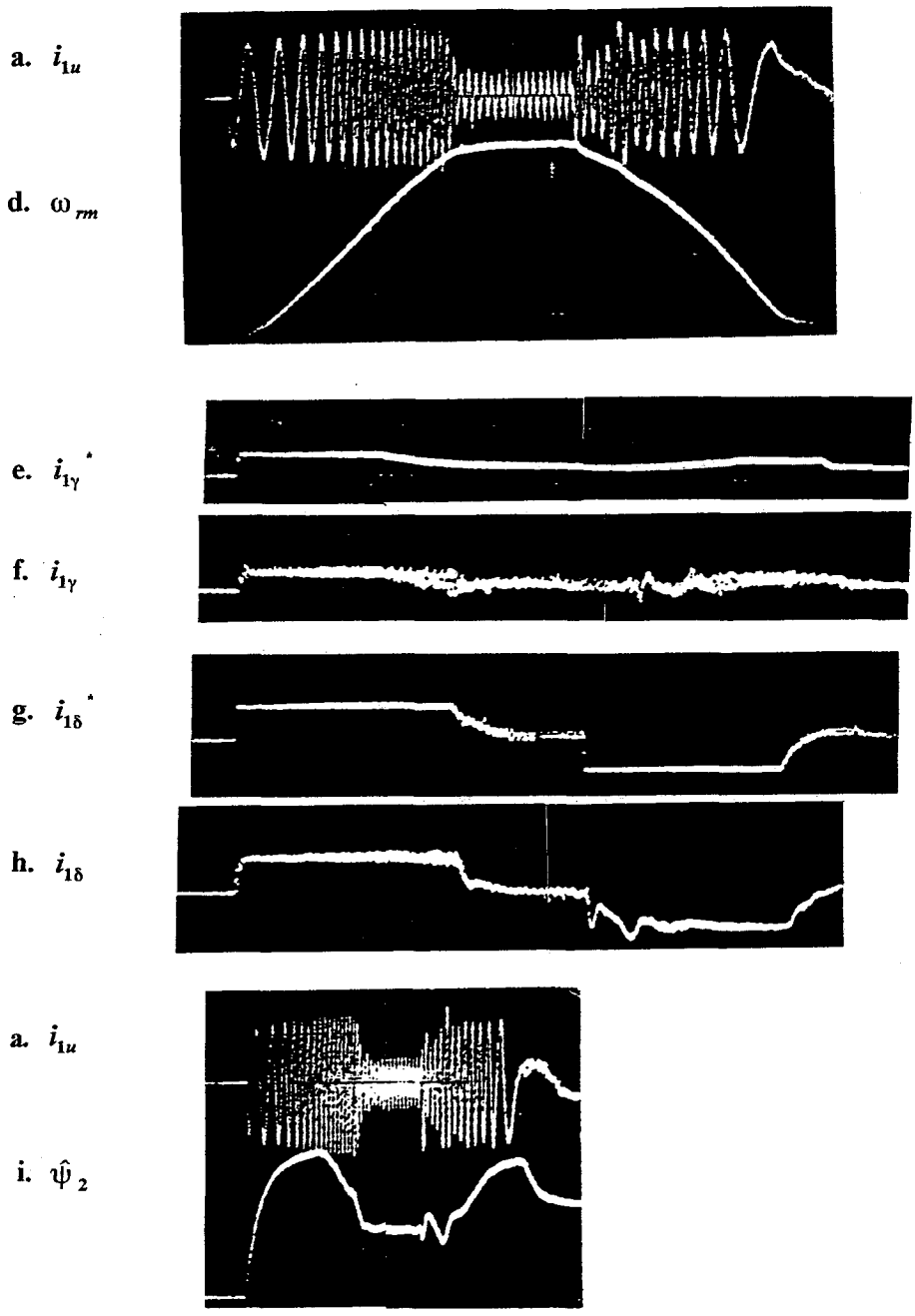


図６．１６　加速特性Ⅱ(慣性負荷，モータ回転数 ～4000 rpm，T_d補正なし)
(実験結果・・・$f_s = 1.6\text{kHz}$，$f_c = 1.6\text{kHz}$)

a. i_{1u} (A)・・・IU

b. v_{uv} (V)・・・VUV

c. ω_{rm}^{*} (rpm)・・・WRR

d. ω_{rm} (rpm)・・・WRF

e. $i_{1\gamma}^{*}$ (A)・・・IDSR

f. $i_{1\gamma}$ (A)・・・IDSF

g. $i_{1\delta}^{*}$ (A)・・・IQSR

h. $i_{1\delta}$ (A)・・・IQSF

i. $\hat{\psi}_2$ (Wb)・・・FLUX

j. $\hat{\omega}_s$ (rpm)・・・WS

k. τ^{*} (N-m)・・・TRR

l. τ (N-m)・・・TRR

m. v_{γ}^{*} (V)・・・VDSR

n. v_{δ}^{*} (V)・・・VQSR

o. $v_{\gamma co}^{*}$ (V)・・・VDSCO

p. $v_{\delta co}^{*}$ (V)・・・VQSCO

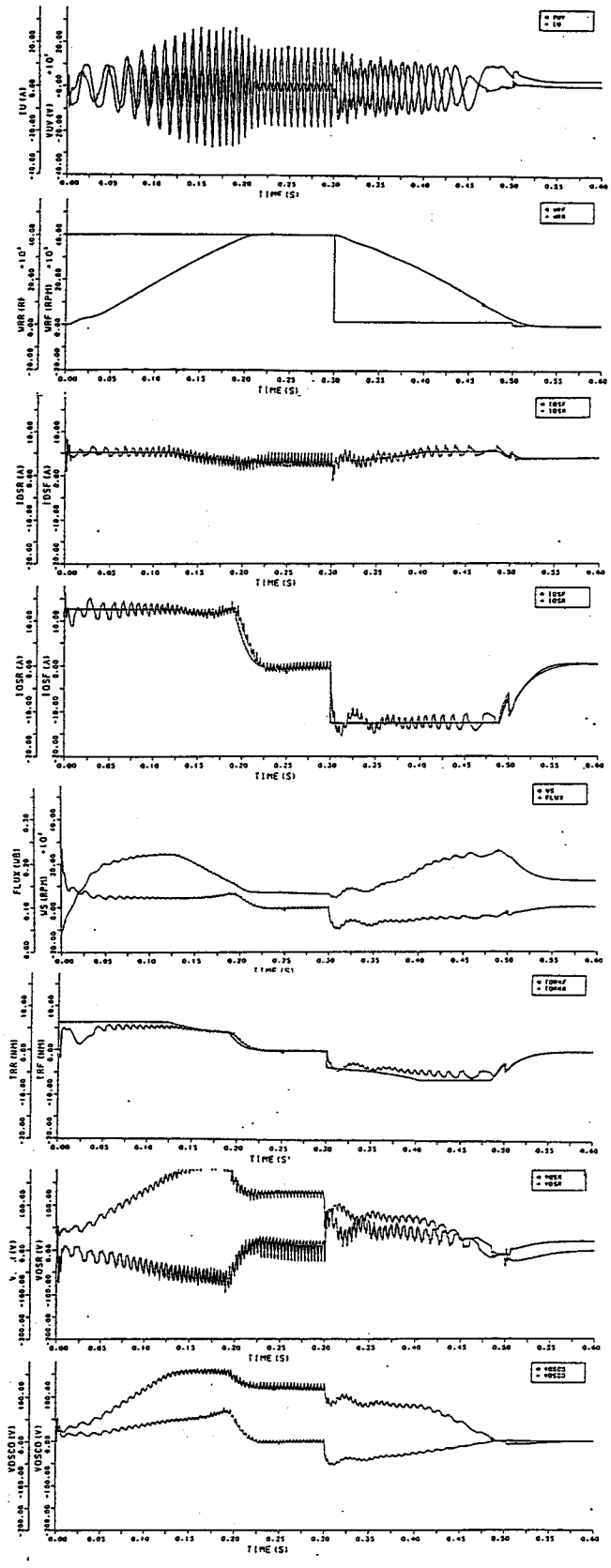


図６．１７　加速特性Ⅱ(慣性負荷，モータ回転数 4000 rpm，T_d 補正なし)
(シミュレーション結果 Case 1・・・ $f_s = 1.6\text{kHz}$ ， $f_c = 1.6\text{kHz}$)

a. i_{1u} (A)・・・IU

b. v_{uv} (V)・・・VUV

c. ω_{rm}^{*} (rpm)・・・WRR

d. ω_{rm} (rpm)・・・WRF

e. $i_{1\gamma}^{*}$ (A)・・・IDSR

f. $i_{1\gamma}$ (A)・・・IDSF

g. $i_{1\delta}^{*}$ (A)・・・IQSR

h. $i_{1\delta}$ (A)・・・IQSF

i. $\hat{\psi}_2$ (Wb)・・・FLUX

j. $\hat{\omega}_s$ (rpm)・・・WS

k. τ^{*} (N-m)・・・TRR

l. τ (N-m)・・・TRR

m. v_{γ}^{*} (V)・・・VDSR

n. v_{δ}^{*} (V)・・・VQSR

o. $v_{\gamma co}^{*}$ (V)・・・VDSCO

p. $v_{\delta co}^{*}$ (V)・・・VQSCO

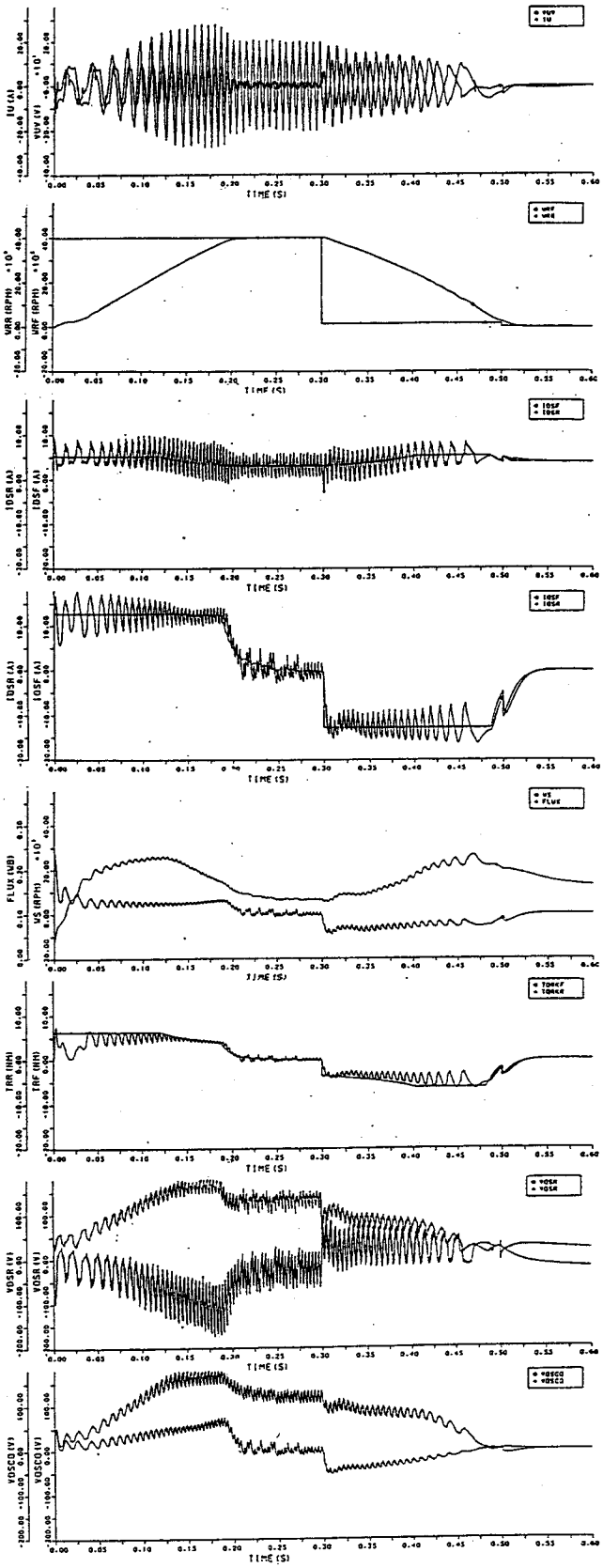


図６．１８　加速特性Ⅱ(慣性負荷，モータ回転数 4000 rpm，T_d 補正なし)
(シミュレーション結果 Case 2・・・f_s = 2.4kHz，f_c = 3.6kHz)

６．４．４　主磁束磁気飽和の影響に関する一検討

(1) 目的

６．４．２の慣性負荷を用いた加速特性実験では，実験装置のベクトル制御部における誘導機の回路定数を一定値としたため，シミュレーションモデルにおけるベクトル制御部もそれに合わせた。一方，誘導機のシミュレーションモデルとしては実機を忠実にシミュレートする点から磁気飽和を考慮したモデルを採用した。

その結果，前述のように実験結果とシミュレーション結果は，よく一致した。

ここでは，以上のシミュレーションモデルをベースとして，このときの誘導電動機のシミュレーションモデルを含め，定格値が等しく飽和の程度が異なる磁気特性を与え，磁気特性の違いの加速特性に及ぼす影響を比較する。

(2) 実験装置および実験の概要

６．４．２に示した実験装置および対応する実験方法が基本(両結果とも f_s=1.6kHz, f_c=1.6kHz, である。また，ともに T_d 補正をおこなっている)。

(3) シミュレーションの条件

ベクトル制御部における誘導電動機の回路定数は，実験装置に合わせて一定値とした。誘導電動機の磁気特性は，図６．１９に示すように飽和の程度が異なる条件①～④を用いた。

(4) 実験結果およびシュミュレーション結果

図６．２０(a)に条件①に対応する実験結果を示す。図６．20(b)に対応するシミュレーション結果を示す。また，図６．２１において，条件①～④に対するシミュレーション結果の比較を行う。ただし，線間電圧，相電圧，相電流については，条件①のみを示し，回転数，推定磁束，発生トルクについては，条件①～④をすべて示した。なお，図６．２０～図６．２１で v_{uv}，i_v など繰り返し示したが，比較の対象となる項目との時間スケールを合わせ易くするためである。

(5) 考察

この実験結果は，既に６．４．２で検討したようにシミュレーション結果とよく一致している。

なお，飽和の程度が大きいほど，加速時間を要することが分かる。４条件とも定格点における励磁インダクタンスが等しいため，この点における定常特性がすべて同じになることが予想されるが，加速時においてはこの差が無視できないことが分かる。一方，推定磁束値は，回転数に依存する弱め界磁域に入る迄は，各条件でほぼ等しい。

誘導機のシミュレーションモデルとして，通常よく用いられる励磁インダクタンス値を一定とする方法では，このような加減速特性の差は論じられないし磁気特性の差を見逃すことになる。ここで採用した誘導機のシミュレーションモデルは，実験結果の検証のために非常に有効である。

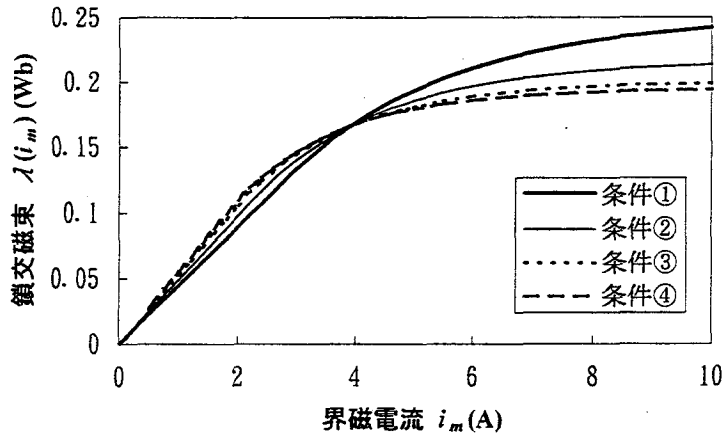
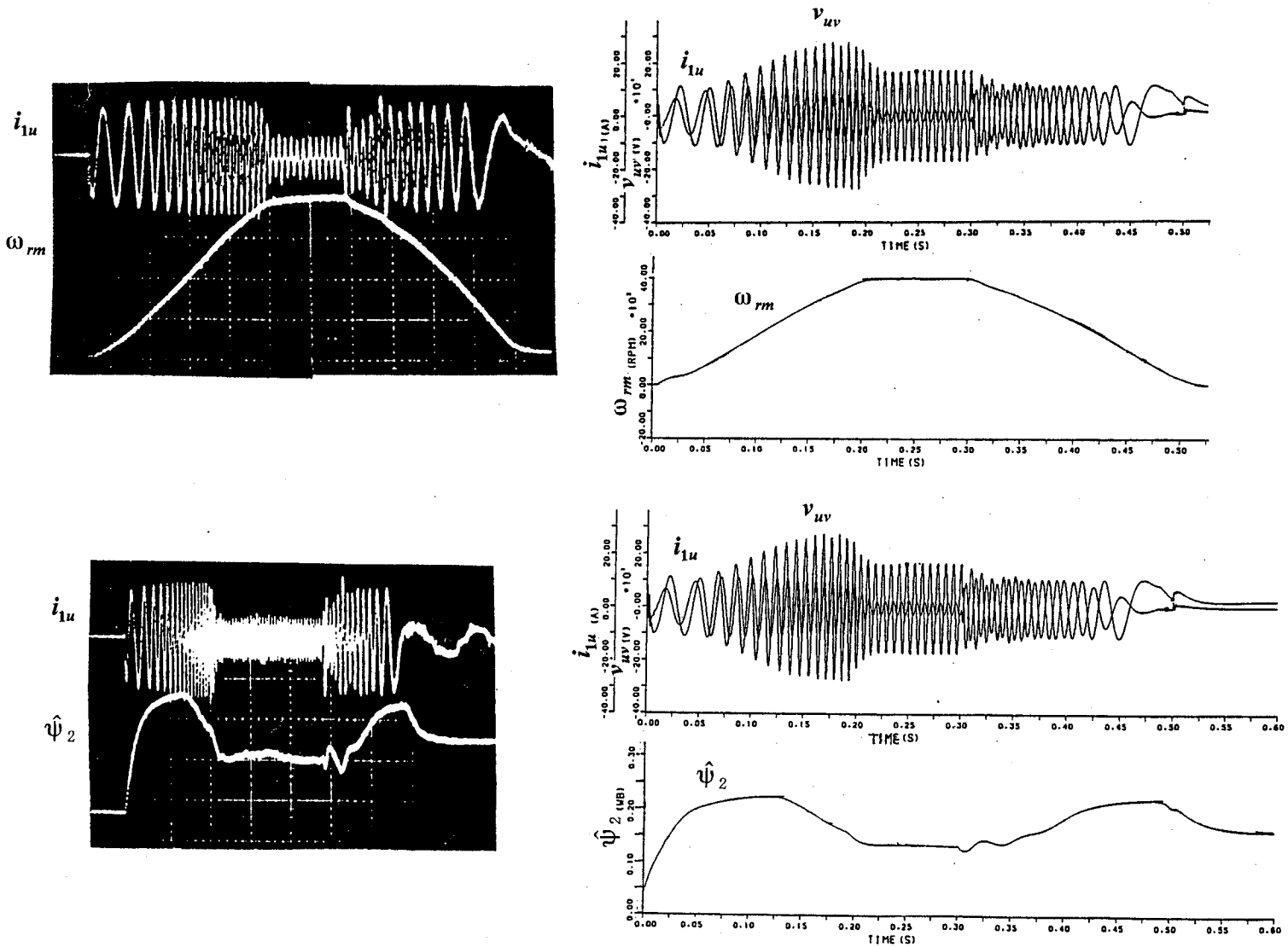


図６．１９　シミュレーションに用いた誘導電動機の磁気特性



(a) 実験結果　　(b)計算結果

図６．２０　実験結果と計算結果（条件①）の比較

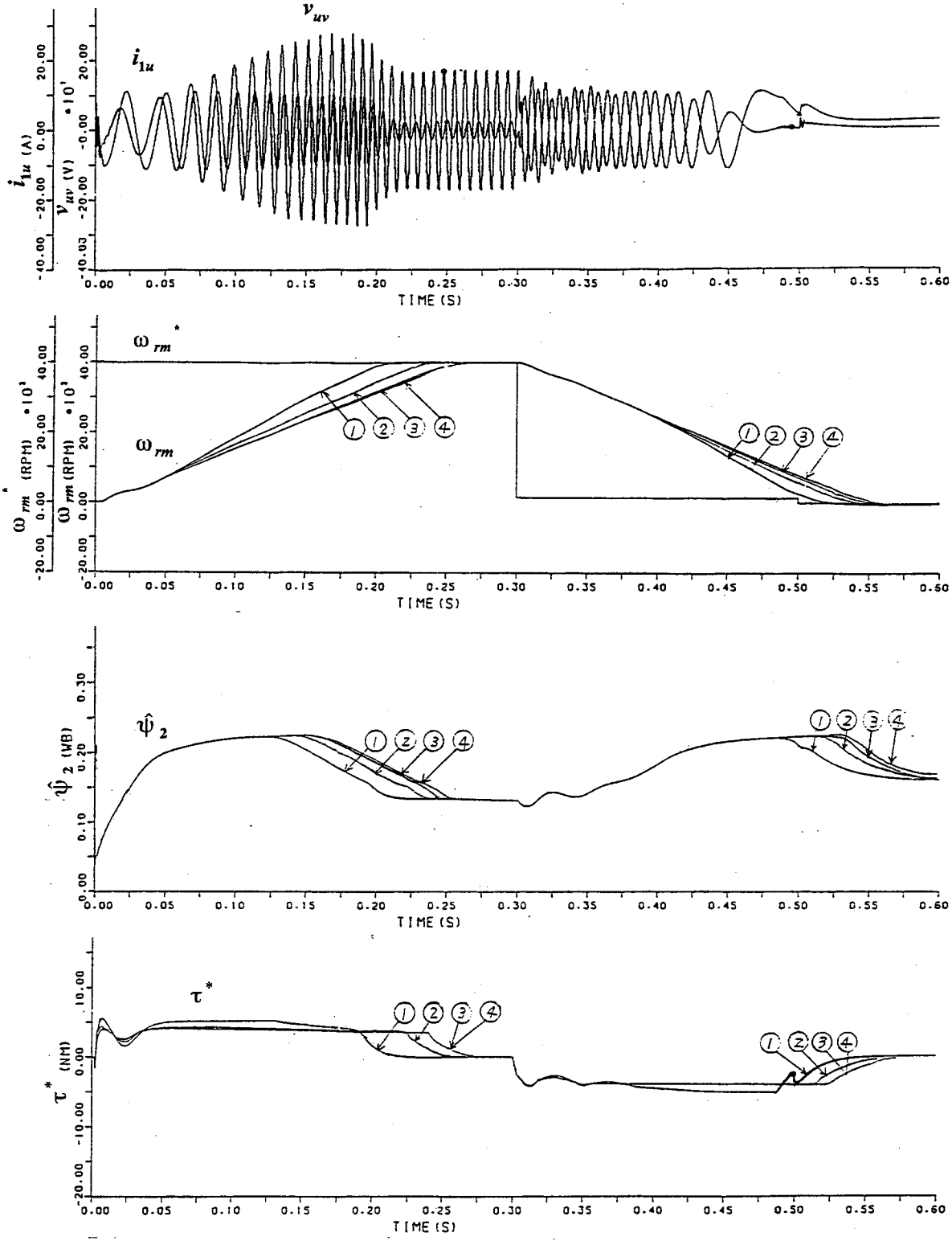


図６．２１　シミュレーション結果（条件①～条件④）

６．５　磁気飽和を考慮したベクトル制御方式の検討

駆動部である誘導電動機の電圧方程式の変数としては，第５章までにおいて用いた二次電流の代わりに，６．３において述べた二次磁束に変更すれば，駆動部と制御部を総合したベクトル制御系全体について直流機相当の性能を得るための非干渉化の検討等には都合がよい。そして，図６．４に示したような磁気飽和を無視した駆動系の場合は，付録６．１に示したように比較的容易に二次磁束に変更できた。しかし，第２章で検討したは容易でない。

そこで，６．４で取り扱うシミュレーションプログラムにおいては，制御系としては二次磁束に変更が容易な磁気飽和を無視した誘導電動機モデルに立脚した従来のベクトル制御法，電圧方程式としては，前章までの磁気飽和を考慮した二次電流を変数とした駆動系のモデルをそのまま採用した。

６．５では，主磁束の磁気飽和を考慮した誘導機シミュレーションモデルに立脚した新しいベクトル制御アルゴリズムの構築を目標とし，その準備段階として磁気飽和を考慮した駆動系のモデルにおける二次電流から二次磁束への変数変更を試みるとともに，磁気飽和を考慮した誘導機モデルの取り扱い方について論じる。

６．５．１　ベクトル制御を対象としたシミュレーションモデルの提案

(1) 電圧方程式の一次電流と二次磁束を変数とした表記

前章までは，誘導電動機の電圧方程式を一次電流と二次電流を変数として表記した。しかし，６．３節において磁気飽和を考慮しない場合について述べたように，ベクトル制御のためのシミュレーションモデルとして電圧方程式を一次電流と二次磁束を変数として表すと，直流機における界磁回路と電機子回路との対比や両者間の非干渉化の検討が容易となり，ベクトル制御系の構成法や特性検討に有効となることが期待される。

そこで，筆者が前章までに論じてきた磁気飽和を考慮したシミュレーションモデルに関しても，一次電流と二次磁束を変数した表現を行いその効果について論じることとする。

第２章の２．３節では，磁気飽和を考慮した電圧方程式を鎖交磁束形式でまとめて，主磁束の飽和を考慮しない場合と同形式の(2.33)，(2.34)式を得た。この章では，改めて(6.19)，(6.20)式として示す。ただし，(2.34)式において，$\dot{\theta}_w = \omega_1$，$\dot{\theta}_s = \omega_s$とした。

$$\left.\begin{aligned} v_{1\gamma} &= r_1 i_{1\gamma} + p\psi_{1\gamma} - \psi_{1\delta}\omega_1 \\ v_{1\delta} &= r_1 i_{1\delta} + p\psi_{1\delta} + \psi_{1\gamma}\omega_1 \\ 0 &= r_2' i_{2\gamma}' + p\psi_{2\gamma}' - \psi_{2\delta}'\omega_s \\ 0 &= r_2' i_{2\delta}' + p\psi_{2\delta}' + \psi_{2\gamma}'\omega_s \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (6.19)$$

ただし，

$$\left.\begin{aligned} \psi_{1\gamma} &= l_1 i_{1\gamma} + \lambda_\gamma \qquad \psi_{1\delta} = l_1 i_{1\delta} + \lambda_\delta \\ \psi_{2\gamma}' &= l_2' i_{2\gamma}' + \lambda_\gamma \quad \psi_{2\delta}' = l_2' i_{2\delta}' + \lambda_\delta \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (6.20)$$

さらに(2.38)，(2.39)式を改めて(6.21)，(6.22)式と置く。

$$\left.\begin{aligned}\lambda_\gamma &= M_n i_{m\gamma} = M_n(i_{1\gamma} + i_{2\gamma}')\\ \lambda_\delta &= M_n i_{m\delta} = M_n(i_{1\delta} + i_{2\delta}')\end{aligned}\right\} \cdots\cdots(6.21)$$

$$\left.\begin{aligned}p\lambda_\gamma &= L_\gamma p i_{m\gamma} - L_{\gamma\delta} i_{m\delta}\\ p\lambda_\delta &= -L_{\gamma\delta} p i_{m\gamma} + L_\delta p i_{m\delta}\end{aligned}\right\} \cdots\cdots(6.22)$$

ここで，(6.20)式を微分した後，(6.22)式を代入して $p\psi_{1\gamma}$， $p\psi_{1\delta}$ を求めると次式が得られる。

$$\left.\begin{aligned}p\psi_{1\gamma} &= l_1 p i_{1\gamma} + L_\gamma p i_{m\gamma} - L_{\gamma\delta} p i_{m\delta}\\ &= L_{1\gamma} p i_{1\gamma} + L_\gamma p i_{2\gamma}' - L_{\gamma\delta}(p i_{1\delta} + p i_{2\delta}')\\ p\psi_{1\delta} &= l_1 p i_{1\delta} - L_{\gamma\delta} p i_{m\gamma} + L_\delta p i_{m\delta}\\ &= L_{1\delta} p i_{1\delta} + L_\delta p i_{2\delta}' - L_{\gamma\delta}(p i_{1\gamma} + p i_{2\gamma}')\end{aligned}\right\} \cdots\cdots(6.23)$$

ただし，

$$L_{1\gamma} = l_1 + L_\gamma,\quad L_{1\delta} = l_1 + L_\delta \cdots\cdots(6.24)$$

また，(6.20)式から $p\psi_{2\gamma}'$， $p\psi_{2\delta}'$ を $p\psi_{1\gamma}$， $p\psi_{1\delta}$ と関連付けると，(6.25)式が成り立つ。

$$\left.\begin{aligned}p\psi_{2\gamma}' - p\psi_{1\gamma} &= l_2' p i_{2\gamma}' - l_1 p i_{1\gamma}\\ p\psi_{2\delta}' - p\psi_{1\delta} &= l_2' p i_{2\delta}' - l_1 p i_{1\delta}\end{aligned}\right\} \cdots\cdots(6.25)$$

ここで，(6.25)式の第１式，第２式より，それぞれ $pi_{1\gamma}$， $pi_{1\delta}$ について解いて(6.23)式に代入し，これらを消去すると(6.26)式が得られる。

$$\left.\begin{aligned}p\psi_{1\gamma} &= L_{1\gamma} p i_{1\gamma} + (L_\gamma / l_2')(p\psi_{2\gamma}' - p\psi_{1\gamma} + l_1 p i_{1\gamma})\\ &\quad - L_{\gamma\delta} p i_{1\delta} - (L_{\gamma\delta} / l_2')(p\psi_{2\delta}' - p\psi_{1\delta} + l_1 p i_{1\delta})\\ p\psi_{1\delta} &= L_{1\delta} p i_{1\delta} + (L_\delta / l_2')(p\psi_{2\delta}' - p\psi_{1\delta} + l_1 p i_{1\delta})\\ &\quad - L_{\gamma\delta} p i_{1\gamma} - (L_{\gamma\delta} / l_2')(p\psi_{2\gamma}' - p\psi_{1\gamma} + l_1 p i_{1\gamma})\end{aligned}\right\} \cdots\cdots(6.26)$$

この式を $p\psi_{1\gamma}$， $p\psi_{1\delta}$ について解くと次式が得られる。

$$\left.\begin{aligned}L_{2\gamma}' p\psi_{1\gamma} - L_{\gamma\delta} p\psi_{1\delta} &= (L_{1\gamma} l_2' + L_r l_1) p i_{1\gamma} + L_\gamma p\psi_{2\gamma}'\\ &\quad - L_{\gamma\delta}(l_1 + l_2') p i_{1\delta} - L_{\gamma\delta} p\psi_{2\delta}'\\ -L_{\gamma\delta} p\psi_{1\gamma} + L_{2\delta}' p\psi_{1\delta} &= (L_{1\delta} l_2' + L_\delta l_1) p i_{1\delta} + L_\delta p\psi_{2\delta}'\\ &\quad - L_{\gamma\delta}(l_1 + l_2') p i_{1\gamma} - L_{\gamma\delta} p\psi_{2\gamma}'\end{aligned}\right\} \cdots\cdots(6.27)$$

ただし，

$$L_{2\gamma}' = l_2' + L_\gamma,\quad L_{2\delta}' = l_2' + L_\delta \cdots\cdots(6.28)$$

ここで，(6.27)式より $p\psi_{1\gamma}$， $p\psi_{1\delta}$ をともに一次電流と二次磁束の関数として表す。

(第１式) x $L_{2\delta}{}'$ +(第２式) x $L_{\gamma\delta}$ として $p\psi_{1\delta}$ を消去すると，(6.29)式が得られる。

$$
\begin{aligned}
(L_{2\delta}{}'L_{2\gamma}{}' - L_{\gamma\delta}{}^2)p\psi_{1\gamma} &= \{L_{2\delta}{}'(L_{1\gamma}l_2{}' + L_\gamma l_1) - L_{\gamma\delta}{}^2(l_1 + l_2{}')\}pi_{1\gamma} \\
&+ \{-L_{2\delta}{}'L_{\gamma\delta}(l_1 + l_2{}') + L_{\gamma\delta}(L_{1\delta}l_2{}' + L_\delta l_1)\}pi_{1\delta} \\
&+ (L_{2\delta}{}'L_\gamma - L_{\gamma\delta}{}^2)p\psi_{2\gamma}{}' + (-L_{2\delta}{}'L_{\gamma\delta} + L_{\gamma\delta}L_\delta)p\psi_{2\delta}{}'
\end{aligned}
\quad \cdots\cdots (6.29)
$$

同様に，(第１式) x $L_{\gamma\delta}$ +(第２式) x $L_{2\gamma}{}'$ として $p\psi_{1\gamma}$ を消去すると，(6.30)式が得られる。

$$
\begin{aligned}
(L_{2\gamma}{}'L_{2\delta}{}' - L_{\gamma\delta}{}^2)p\psi_{1\delta} &= \{L_{\gamma\delta}{}'(L_{1\gamma}l_2{}' + L_{\square}l_1) - L_{2\gamma}{}'L_{\gamma\delta}(l_1 + l_2{}')\}pi_{1\gamma} \\
&+ \{-L_{\gamma\delta}{}^2(l_1 + l_2{}') + L_{2\gamma}{}'(L_{1\delta}l_2{}' + L_\delta l_1)\}pi_{1\delta} \\
&+ (L_{\gamma\delta}L_\gamma - L_{2\gamma}{}'L_{\gamma\delta})p\psi_{2\gamma}{}' + (-L_{\gamma\delta}{}^2 + L_{2\gamma}{}'L_\delta)p\psi_{2\delta}{}'
\end{aligned}
\quad \cdots\cdots (6.30)
$$

なお，(6.29)，(6.30)式中の係数において，(2.40)式およびそれを一部変更した(6.31)式が成り立つ。

$$
\left.
\begin{aligned}
L_\gamma &= M_d(i_{m\gamma}/i_m)^2 + M_n(i_{m\delta}/i_m)^2 = M_d\cos^2\phi + M_n\sin^2\phi \\
&= \{(M_n + M_d) - (M_n - M_d)\cos 2\phi\}/2 \\
L_\delta &= M_d(i_{m\delta}/i_m)^2 + M_n(i_{m\gamma}/i_m)^2 = M_d\sin^2\phi + M_n\cos^2\phi \\
&= \{(M_n + M_d) + (M_n - M_d)\cos 2\phi\}/2 \\
L_{\gamma\delta} &= (M_n - M_d)i_{m\gamma}\cdot i_{m_\delta}/i_m^2 = (M_n - M_d)\cos\phi\sin\phi \\
&= (M_n - M_d)\sin 2\phi/2 \\
M_d &= \partial\lambda(i_m)/\partial i_m
\end{aligned}
\right\}
\quad \cdots\cdots (6.31)
$$

付録６．２によって下記の結果が得られる。

$$
p\psi_{1\gamma} = \{l_1 + \Lambda_n(\phi)l_2{}'\}pi_{1\gamma} - \Delta_{dn}(\phi)l_2{}'pi_{1\delta} + \Lambda_n(\phi)p\psi_{2\gamma}{}' - \Delta_{dn}(\phi)p\psi_{2\delta}{}'
\quad \cdots\cdots (6.32)
$$

$$
p\psi_{1\delta} = -\Delta_{dn}(\phi)l_2{}'pi_{1\gamma} + \{l_1 + \Lambda_n(\phi)l_2{}'\}pi_{1\delta} - \Delta_{dn}(\phi)p\psi_{2\gamma}{}' + \Lambda_n(\phi)p\psi_{2\delta}{}'
\quad \cdots\cdots (6.33)
$$

ただし，(6.32)，(6.33)において次式を用いた。

$$
\left.
\begin{aligned}
\Lambda_n(\phi) &\equiv 1 - (\cos^2\phi/L_{2n} + \sin^2\phi/L_{2d})l_2{}' \\
\Lambda_d(\phi) &\equiv 1 - (\cos^2\phi/L_{2d} + \sin^2\phi/L_{2n})l_2{}' \\
\Delta_{dn}(\phi) &\equiv (1/L_{2d} - 1/L_{2n})\sin\phi\cos\phi\, l_2{}'
\end{aligned}
\right\}
\quad \cdots\cdots (6.34)
$$

ここに，

$$
L_{2n} = l_2{}' + M_n, \quad L_{2d} = l_2{}' + M_d
\quad \cdots\cdots (6.35)
$$

つぎに，$i_{2\gamma}{}'$，$i_{2\delta}{}'$，$\psi_{1\gamma}$ および $\psi_{1\delta}$ を $i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$，$\psi_{2\gamma}{}'$ および $\psi_{2\delta}{}'$ の関数として表す。(6.21)式を(6.20)式に代入すると次式が得られる。

$$\left.\begin{aligned}
\psi_{1\gamma} &= l_1 i_{1\gamma} + M_n(i_{1\gamma} + i_{2\gamma}') = L_{1n} i_{1\gamma} + M_n i_{2\gamma}' \\
\psi_{1\delta} &= l_1 i_{1\delta} + M_n(i_{1\delta} + i_{2\delta}') = L_{1n} i_{1\delta} + M_n i_{2\delta}' \\
\psi_{2\gamma}' &= l_2' i_{2\gamma}' + M_n(i_{1\gamma} + i_{2\gamma}') = L_{2n} i_{2\gamma}' + M_n i_{1\gamma} \\
\psi_{2\delta}' &= l_2' i_{2\delta}' + M_n(i_{1\delta} + i_{2\delta}') = L_{2n} i_{2\delta}' + M_n i_{1\delta}
\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (6.36)$$

ただし，

$$L_{1n} = l_1 + M_n \cdots\cdots (6.37)$$

(6.36)式の第３式，第４式を，それぞれ$i_{2\gamma}'$，$i_{2\delta}'$について解くと次式が得られる。

$$\left.\begin{aligned}
i_{2\gamma}' &= (\psi_{2\gamma}' - M_n i_{1\gamma}) / L_{2n} \\
i_{2\delta}' &= (\psi_{2\delta}' - M_n i_{1\delta}) / L_{2n}
\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (6.38)$$

次に，(6.38)式の第１式における$i_{2\gamma}'$，第２式における$i_{2\delta}'$をそれぞれ(6.36)式の第１式，第２式を代入すると，$\psi_{1\gamma}$，$\psi_{1\delta}$について次式が得られる。

$$\left.\begin{aligned}
\psi_{1\gamma} &= L_{1n} i_{1\gamma} + M_n(\psi_{2\gamma}' - M_n i_{1\gamma}) / L_{2n} \\
&= (l_1 + M_n l_2' / L_{2n}) i_{1\gamma} + (M_n / L_{2n}) \psi_{2\gamma}' \\
&= \{l_1 + \Lambda_n(0) l_2'\} i_{1\gamma} + \Lambda_n(0) \psi_{2\gamma}' \\
\psi_{1\delta} &= L_{1n} i_{1\delta} + M_n(\psi_{2\delta}' - M_n i_{1\delta}) / L_{2n} \\
&= (l_1 + M_n l_2' / L_{2n}) i_{1\delta} + (M_n / L_{2n}) \psi_{2\delta}' \\
&= \{l_1 + \Lambda_n(0) l_2'\} i_{1\delta} + \Lambda_n(0) \psi_{2\delta}'
\end{aligned}\right\} \cdots\cdots (6.39)$$

ただし，上式の$\Lambda_n(0)$は，(6.34)式の第１式に$\phi = 0$を代入した値である。

ここで，(6.32)～(6.35)式，(6.38)式および(6.39)式を(6.19)式に代入して，(6.19)式を一次電流$i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$と二次磁束$\psi_{2\gamma}'$，$\psi_{2\delta}'$を変数としてマトリックス表記すると(6.40)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + \Sigma_d(\phi) p & -\Delta_{dn}(\phi) l_2' p - \Sigma_n(0) \omega_1 \\ -\Delta_{dn}(\phi) l_2' p + \Sigma_n(0) \omega_1 & r_1 + \Sigma_n(\phi) p \\ -\Lambda_n(0) r_2' & 0 \\ 0 & -\Lambda_n(0) r_2' \end{bmatrix} *$$

$$* \begin{bmatrix} \Lambda_d(\phi) p & -\Delta_{dn}(\phi) p - \Lambda_n(0) \omega_1 \\ -\Delta_{dn}(\phi) p + \Lambda_n(0) \omega_1 & \Lambda_n(\phi) p \\ r_2' / L_{2n} + p & -\omega_s \\ \omega_s & r_2' / L_{2n} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ \psi_{2\gamma}' \\ \psi_{2\delta}' \end{bmatrix} \cdots\cdots (6.40)$$

ただし，

$$\Sigma_d(\phi) = l_1 + \Lambda_d(\phi) l_2', \quad \Sigma_d(0) = l_1 + \Lambda_d(0) l_2', \quad \Sigma_n(\phi) = l_1 + \Lambda_n(\phi) l_2', \quad \Sigma_n(0) = l_1 + \Lambda_n(0) l_2' \cdots\cdots (6.41)$$

この式は，主磁束の飽和を考慮に入れた誘導電動機のベクトル制御対応の電圧方程式であり，主磁束の磁気飽和を考慮しない(6.4)式と比較すると下記の特徴が認められる。

① 行列の要素として，主磁束の飽和を考慮しない場合には存在しなかった$\Delta_{dn}(\phi)$をむ項が現れた。

② 主磁束の飽和を考慮しないときのM_0に起因した要素がM_nとM_dに起因した要素に２分された。たとえば，前者は，$\Lambda_n(\phi)$，$\Sigma_n(\phi)$，後者は，$\Lambda_d(\phi)$，$\Sigma_d(\phi)$である。

③ 主磁束の飽和を考慮しない場合は，第２章に述べたように

$$M_n = M_d = L_\gamma = L_\delta = M_0(\text{一定}),\quad L_{\gamma\delta} = 0 \cdots\cdots(6.42)$$

となるため，この関係を考慮すると，(6.34)式は，

$$\Lambda_n(\phi) = \Lambda_d(\phi) = M_0/L_2,\quad \Delta_{dn}(\phi) = 0 \cdots\cdots(6.43)$$

となる。そこで，この式を(6.40)，(6.41)式に代入し，その後(6.41)式をさらに(6.40)式に代入すると，(6.40)式は，(6.4)式と一致する。

(2) 状態方程式形式への変更

(6.40)式を状態方程式形式で表現すると付録６．３の(付6.31)式のように表される。

また，第２章(2.56)式に示した一次電流，二次電流を変数とする発生トルクの式を改めて(6.44)式として示す。

$$\tau = p_m M_n (i_{1\delta} i_{2\gamma}{}' - i_{1\gamma} i_{2\delta}{}') \cdots\cdots(6.44)$$

ここで，第２章の(2.32)式から

$$\psi_{2\gamma}{}' = l_2{}' i_{2\gamma}{}' + M_n(i_{1\gamma} + i_{2\gamma}{}') = M_n i_{1\gamma} + L_{2n} i_{2\gamma}{}'$$

$$\psi_{2\delta}{}' = l_2{}' i_{2\delta}{}' + M_n(i_{1\delta} + i_{2\delta}{}') = M_n i_{1\delta} + L_{2n} i_{2\delta}{}'$$

ただし，$L_{2n} = l_2{}' + M_n$

が成り立つので，これらの式を$i_{2\gamma}{}'$，$i_{2\delta}{}'$について解いて

$$i_{2\gamma}{}' = (\psi_{2\gamma}{}' - M_n i_{1\gamma})/L_{2n},\quad i_{2\delta}{}' = (\psi_{2\delta}{}' - M_n i_{1\delta})/L_{2n} \cdots\cdots(6.45)$$

を得，(6.45)式を(6.44)式に代入すると，一次電流と２次磁束を変数とする次式が得られる。

$$\tau = p_m (M_n / L_{2n})(i_{1\delta} \psi_{2\gamma}{}' - i_{1\gamma} \psi_{2\delta}{}') \cdots\cdots(6.46)$$

図６．４に対応する磁気飽和を考慮したブロック線図を図６．２２に示す。

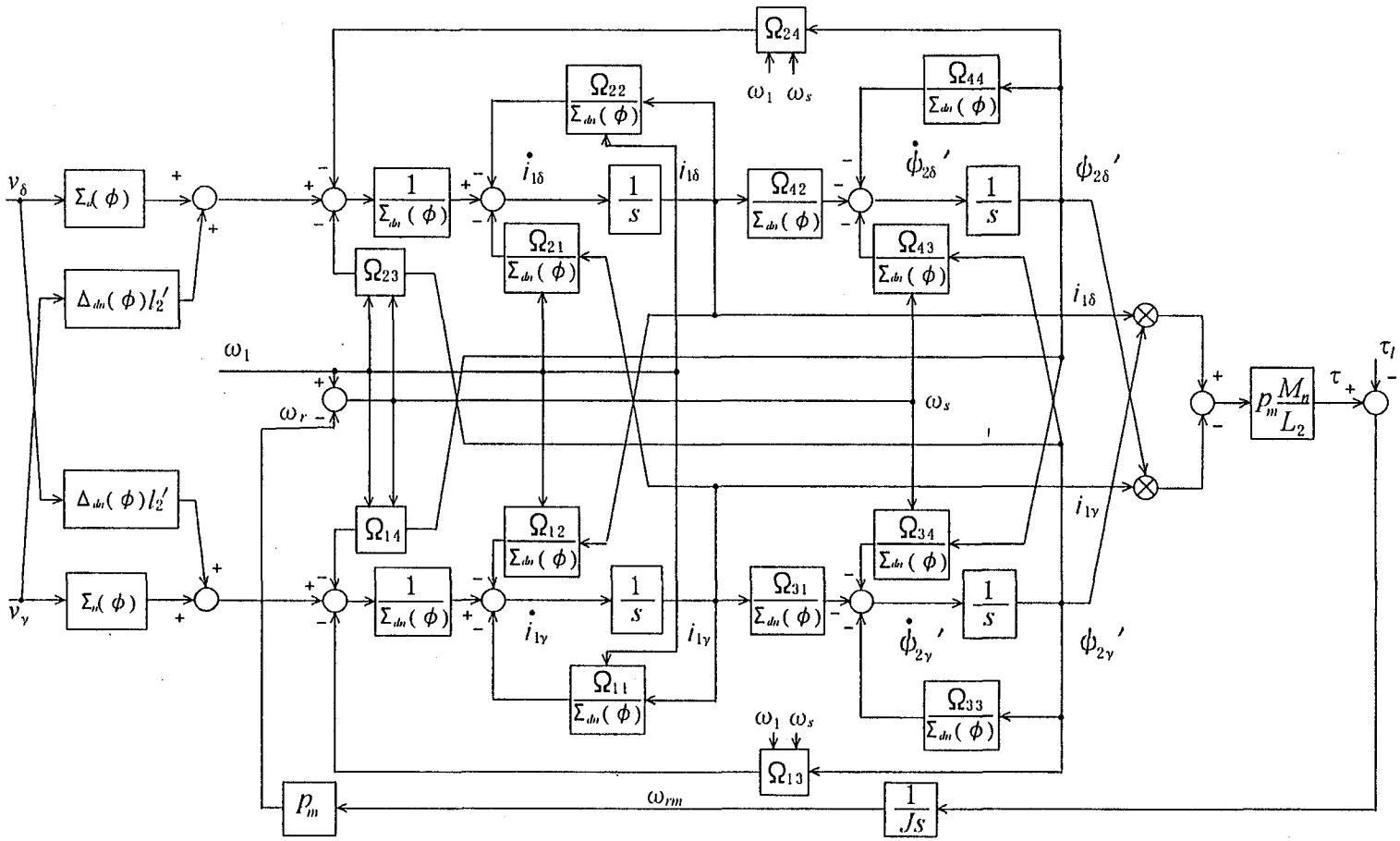


図６．２２　磁気飽和を考慮したベクトル制御系の基本ブロック線図
（状態方程式表現：飽和を考慮しない場合図６．４に一致）

６．５．２　磁気飽和を考慮したベクトル制御系の構成

(6.40)式の第３行目および第４行目に(6.7)式の関係を代入すると次式が成り立つ。

$$\left.\begin{aligned} -\Lambda_n(0)r_2' i_{1\gamma} + (r_2'/L_{2n} + p)\psi_2 = 0 \\ -\Lambda_n(0)r_2' i_{1\delta} + \omega_s\psi_2 = 0 \end{aligned}\right\} \cdots\cdots(6.47)$$

また，発生トルクは，(6.46)式に(6.7)式を代入して次式で表される。

$$\tau = p_m(M_n/L_{2n})\psi_2 i_{1\delta} \cdots\cdots(6.48)$$

ここで，(6.8)式の第１式から得られる(6.14)式の推定磁束$\hat{\psi}_2$に対応して，(6.47)式の第１式から磁気飽和を考慮した式を求めると次式が得られる。

$$\hat{\psi}_2 = \frac{\hat{\Lambda}_n(0)\hat{L}_{2n}}{1+(\hat{L}_{2n}/\hat{r}_2')s} i_{1\gamma} \cdots\cdots(6.49)$$

この関係を用いて$\hat{\psi}_2$を推定し，それがψ_2^*と一致するように「磁束制御」する。また，「(トルク分) 電流制御」指令値については，(6.9)式から得られる(6.15)式に対応して，(6.48)式から磁気飽和を考慮した次式が得られる。

$$i_{1\delta}^* = \frac{\tau^*}{p_m(\hat{M}_n/\hat{L}_{2n})\hat{\psi}_2} \cdots\cdots(6.50)$$

また，ω_sの推定値に関しては，(6.8)式の第２式より得られる(6.16)式に対応して，(6.47)式の第２式から磁気飽和を考慮した次式が得られる。

$$\hat{\omega}_s = \frac{\hat{\Lambda}_n(0)r_2' i_{1\delta}}{\hat{\psi}_2} \cdots\cdots(6.51)$$

以上の演算を行った結果，$\hat{\psi}_2 = \psi_2^*$，$i_{1\delta} = i_{1\delta}^*$および$\omega_{rm} = \omega_{rm}^*$が達成されるときは，(6.7)式を(6.40)式の第１行，第２行に代入した

$$v_\gamma = \{r_1 + \Sigma_d(\phi)p\}i_{1\gamma} + \{-\Delta_{dn}(\phi)l_2' p - \Sigma_n(0)\omega_1\}i_{1\delta} + \Lambda_d(\phi)p\psi_2 \cdots\cdots(6.52)$$

$$v_\delta = \{-\Delta_{dn}(\phi)l_2' p + \Sigma_n(0)\omega_1\}i_{1\gamma} + \{r_1 + \Sigma_n(\phi)p\}i_{1\delta} + \{-\Delta_{dn}(\phi)p + \Lambda_n(0)\omega_1\}\psi_2 \cdots\cdots(6.53)$$

を満たすように制御される。ここで(6.52)，(6.53)式は，それぞれ$\{-\Delta_{dn}(\phi)l_2' p - \Sigma_n(0)\omega_1\}i_{1\delta}$，$\{-\Delta_{dn}(\phi)l_2' p + \Sigma_n(0)\omega_1\}i_{1\gamma} + \{-\Delta_{dn}(\phi)p + \Lambda_n(0)\omega_2\}\psi_1$とともに$\omega_1$に比例した干渉項を含んでいる。これらを打ち消すために１次電圧を，v_γ，v_δの代わりに，それぞれ

$v_\gamma + \{\Delta_{dn}(\phi)l_2' p + \Sigma_n(0)\omega_1\}i_{1\delta}$，$v_\delta + \{\Delta_{dn}(\phi)l_2' p - \Sigma_n(0)\omega_1\}i_{1\gamma} + \{\Delta_{dn}(\phi)p - \Lambda_n(0)\omega_1\}\psi_2$とすることによって，磁束分電流とトルク分電流が，それぞれ，

$$v_\gamma = \{r_1 + \Sigma_d(\phi)p\}i_{1\gamma} + \Lambda_d(\phi)p\psi_2 \cdots\cdots(6.54)$$

$$v_\delta = \{r_1 + \Sigma_n(\phi)p\}i_{1\delta} \cdots\cdots(6.55)$$

と分離でき非干渉化される。

したがって，(6.47)式の第１式からψ_2を求めて(6.54)式に代入してψ_2を消去して，磁束分に関する電圧と電流の関係をラプラス演算子で表現すると，下記の結果が得られる。

$$\frac{I_{1\gamma}(s)}{V_{\gamma}(s)}=\frac{r_2^{'}+L_{2n}s}{r_1r_2^{'}+[\{\Sigma_d(\phi)+\Lambda_d(\phi)\Lambda_n(0)L_{2n}\}r_2^{'}+L_{2n}r_1]s+\Sigma_d(\phi)L_{2n}s^2} \quad \cdots\cdots\cdots(6.56)$$

ここで,

$$\begin{aligned}\Sigma_d(\phi)+\Lambda_d(\phi)\Lambda_n(0)L_{2n}&=l_1+\Lambda_d(\phi)l_2^{'}+\Lambda_d(\phi)(1-l_2^{'}/L_{2n})L_{2n}\\&=l_1+\Lambda_d(\phi)L_{2n} \quad \cdots\cdots\cdots(6.57)\end{aligned}$$

が成り立つので，(6.56)式は，次式のように多少簡単化される，

$$\frac{I_{1\gamma}(s)}{V_{\gamma}(s)}=\frac{r_2^{'}+L_{2n}s}{r_1r_2^{'}+[\{l_1+\Lambda_d(\phi)L_{2n}\}r_2^{'}+L_{2n}r_1]s+\Sigma_d(\phi)L_{2n}s^2} \quad \cdots\cdots\cdots(6.58)$$

一方，トルク分に関しては，(6.55)式から直接次式が得られる。

$$\frac{I_{1\delta}(s)}{V_{\delta}(s)}=\frac{1}{r_1+\Sigma_n(\phi)s} \quad \cdots\cdots\cdots(6.59)$$

図６．７(a)に示したv_{δ}，v_{γ}に対する$i_{1\delta}$，$i_{1\gamma}$の応答に対応する磁気飽和を考慮した同様の関係を図６．２３に示す。

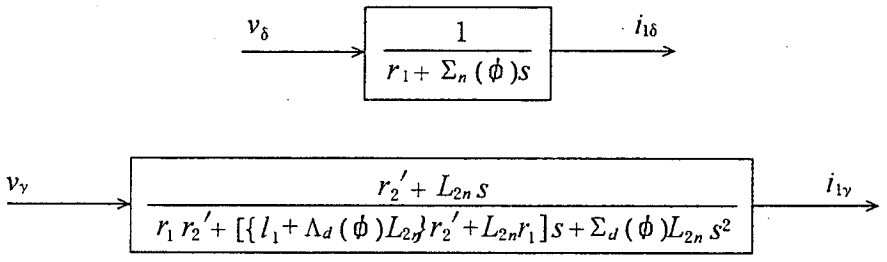


図６．２３　磁気飽和を考慮したベクトル制御系の非干渉化された場合のv_{δ}，v_{γ}に対する$i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$の関係

６．６　第６章のまとめ

前章で論じた電圧形ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系のディジタルシミュレーションの適用例として，すべり周波数制御形ベクトル制御用のシミュレーションプログラムを作成し，工業用ミシン駆動用「ベクトル制御形ＡＣサーボ装置」の基本設計や特性評価の過程に適用した結果について論じた。また，主磁束の磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデルに立脚した新しいベクトル制御アルゴリズムの構築を目指した理論的検討を行った。

本章で得られた結果を要約すると下記のとおりである。

(1) 作成したシミュレーションプログラムは，前述の連続系シミュレーション言語ＢＡＣＳ-Ⅱを用いている。前章までに検討した主磁束の磁気飽和を考慮した誘導電動機の解析モデルとT_dの影響を考慮したPWMインバータモデルをベースに，ディジタル演算に伴う無駄時間（DT)やサンプリングホールド(SH)を等価的に考慮した連続系のベクトル制御部分を追加している。

(2) 静止状態から目標回転数指令を与えて一定時間加速した後，目標指令を零付近に切り替え減速させる加減速特性について，実験とシミュレーションの比較を行い下記の結果を得た。

(a) ミシン負荷による加減速実験(3000rpm)結果とシミュレーション結果の双方における初期的な動作の確認のため，f_s=1.2kHz，f_c=3.6kHzとして，ベクトル制御における干渉項補正およびＰＷＭインバータにおけるT_d補正なしの条件で特性比較を行った。シミュレーション結果は，実験結果を忠実にシミュレートでき，実験装置における設計段階や特性評価時に活用出来る見通しを得た。

また，ＤＴやＳＨを考慮しない場合についてもシミュレーションを実施し，その結果から，干渉項補正を行う際，厳密にはＤＴやＳＨの影響分も見込む必要のあることを示した。

(b) ベクトル制御における干渉項補正およびＰＷＭインバータにおけるT_d補正を行い，慣性負荷(GD^2=0.007kg-m)による加減速実験(～4000rpm)結果とシミュレーション結果との比較を行った。実験装置は，f_s=1.6kHz，f_c=1.6kHzとし，シミュレーションは，同条件(ケース１）のほかに(ケース２)としてf_s=2.4kHz，f_c=3.6kHzを追加した。結果によるとi_{1u}，v_{uv}，ω_{rm}の波形全般および$i_{1\delta}$，$\hat{\psi}_2$の減速開始時の振動波形において両者の特性はよく一致した。また，シミュレーション結果(ケース１)に比べて，同(ケース２)は，$i_{1\delta}$，$\hat{\psi}_2$の減速開始時の振動波形を始めとした振動が多少抑えられているが，全体として大差は見られない。しかし，(ケース２)では$i_{1\gamma}$，$i_{1\delta}$，v_γ^*，v_δ^*，$v_{\gamma co}^*$，$v_{\delta co}^*$に見られるような高周波振動が現れている。

(c) 前述(b)でT_d補正をしない場合について，同様の実験およびシミュレーションを行いT_d補正の有無における特性比較を行った。その結果，試験結果では，検出回路の低域フィルタによって高調波分が除去されたためか，T_d補正の有無の差はほとんど見られなかった。

一方，シミュレーション結果(ケース１)同士を比較すると，T_d補正なしの場合はその影響によるリップル分を含むが，相電流を除けば双方の差はほとんど見られない。しかし，相電流は，起動初期を始めとして低次高調波よる歪みが見受けられる。

また，シミュレーション結果(ケース２)においても同様の現象が起こり，リップルの周波数は変わらないが，その大きさは，ケース１の約２倍になっている。

(3)誘導電動機の電圧方程式や発生トルクの式は，前章までは，一般的な一次電流と二次電流を変数として表記した。一方，ベクトル制御を対象とした誘導機の電圧方程式を一次電流と二次磁

束を変数として表すと，直流機における界磁回路と電機子回路との対比や両者間の非干渉化の検討が容易となりベクトル制御系の構成や特性検討に有効となることが期待される。

そのため，これまで論じてきた，磁気飽和を考慮したシミュレーションモデルの電圧方程式を一次電流と二次磁束を変数したベクトル制御系としての表現法に変更して，さらに下記の結果を得た。

(a) 得られた電圧方程式は，主磁束の磁気飽和を考慮しない場合と比較すると行列の要素に$\Delta_{dn}(\phi)$を含む項が新たに現れる。また，M_0を用いた行列の要素がM_nのほかにM_dに起因した要素が現れる。

(b) ベクトル制御系の構成や特性解析のために系全体のブロック線図表示を行うに際して，電圧方程式を状態方程式形式で表現することは有用である。磁気飽和を考慮しない場合のベクトル制御のための電圧方程式は，付録６．１にその過程を示したように状態方程式で表現出来る。そこで，磁気飽和を考慮した場合における状態方程式形式への変更を試みた。

(c) さらに，上記の磁気飽和を考慮した一次電流と二次磁束を変数した電圧方程式からベクトル制御された条件およびγ軸，δ軸間干渉項の影響を補正した関係式を得て，磁気飽和を考慮しない場合と同様に，v_γ，i_γ間の関係およびv_δ，i_δ間の関係をまとめた。

第６章　参考文献

(1) 小林：「渦電流方式可変速クラッチモートル≪リミストップＺ≫」三菱電機技報，54, No. 10 (昭 55).

(2) 熊谷，山内，玉国，岸本：「ミシン駆動用 AC サーボ装置≪ミリサーボＸ≫」三菱電機技報 62, 6, 493 (1988).

(3) 中村，熊谷，山内，林：「ミシン用 AC サーボ装置≪ミリサーボＸ≫Ａシリーズ」三菱電機技報 65, 9, 867 (1991).

(4) 岸本，吉田，松本，鎌倉，大上:「インバータの短絡防止期間を考慮した IM 駆動系のディジタルシミュレーション」昭 59 電気関係学会東海支部連大 No. 136.

(5) 岸本，熊谷，玉国：「ベクトル制御システムのデジタルシミュレーションにおける磁気飽和に対する一考察」昭和 62 電気関係学会全国大会講演論文集，No. 636.

(6) 岸本，熊谷，玉国：「誘導電動機を用いたベクトル制御システムのデジタルシミュレーション」,昭和 62 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 128.

(7) たとえば，梶田・裾野：「非干渉化制御法による誘導機の高速トルク制御」住友重機技報，33, No. 97, April 1985.

(8) 松浦・外山:「ブロック線図のディジタルシミュレーション・プログラムー BACS」情報処理, 10, No.4, p.216 (昭 44-6) 1(13).

付録６．１　飽和を考慮しない線形モデルの状態方程式表現

(6.4)式を状態方程式の形式で表すために，pを含む項を左辺に集めると

$$\begin{bmatrix} \sigma L_1 & 0 & M_0/L_2 & 0 \\ 0 & \sigma L_1 & 0 & M_0/L_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ \psi_{2\gamma}' \\ \psi_{2\delta}' \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_1 & -\sigma L_1 \omega_1 & 0 & -(M_0/L_2)\omega_1 \\ \sigma L_1 \omega_1 & r_1 & (M_0/L_2)\omega_1 & 0 \\ -(M_0/L_2)r_2' & 0 & r_2'/L_2 & -\omega_s \\ 0 & -(M_0/L_2)r_2' & \omega_s & r_2'/L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ \psi_{2\gamma}' \\ \psi_{2\delta}' \end{bmatrix}$$

……(付 6.1)

が得られる。ここで，

$$\begin{bmatrix} \sigma L_1 & 0 & M_0/L_2 & 0 \\ 0 & \sigma L_1 & 0 & M_0/L_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$$

$$= \begin{bmatrix} 1/(\sigma L_1) & 0 & -(M_0/L_2)(\sigma L_1) & 0 \\ 0 & 1/(\sigma L_1) & 0 & -(M_0/L_2)(\sigma L_1) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

……(付 6.2)

が導かれるので，この式を(6.7)式の両辺に左側から乗じると次式が得られる。

$$p \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ \psi_{2\gamma}' \\ \psi_{2\delta}' \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$
-\begin{bmatrix}
\frac{r_1}{\sigma L_1}+\frac{r_2'(1-\sigma)}{\sigma L_2} & -\omega_1 & -\frac{M_0 r_2'}{\sigma L_1 L_2^2} & -\frac{\omega_r M_0}{\sigma L_1 L_2} \\
\omega_1 & \frac{r_1}{\sigma L_1}+\frac{r_2'(1-\sigma)}{\sigma L_2} & \frac{\omega_r M_0}{\sigma L_1 L_2} & -\frac{M_0 r_2'}{\sigma L_1 L_2^2} \\
-\frac{M_0 r_2'}{L_2} & 0 & \frac{r_2'}{L_2} & -\omega_s \\
0 & -\frac{M_0 r_2'}{L_2} & \omega_s & \frac{r_2'}{L_2}
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ \psi_{2\gamma}' \\ \psi_{2\delta}' \end{bmatrix}
$$
$\cdots\cdots\cdots\cdots$(付 6.3)

付録６．２　$p\psi_{1\gamma}$，$p\psi_{1\delta}$の$pi_{1\gamma}$，$pi_{1\delta}$，$p\psi_{2\gamma}'$，$p\psi_{2\delta}'$による表記

(6.29)式，(6.30)式より，それぞれ(付 6.4)式，(付 6.5)式が得られる。

$$c_0 p\psi_{1\gamma} = c_{11} pi_{1\gamma} + c_{12} pi_{1\delta} + c_{13} p\psi_{2\gamma}' + c_{14} p\psi_{2\delta}' \quad \cdots\cdots \text{(付 6.4)}$$

$$c_0 p\psi_{1\delta} = c_{21} pi_{1\gamma} + c_{22} pi_{1\delta} + c_{23} p\psi_{2\gamma}' + c_{24} p\psi_{2\delta}' \quad \cdots\cdots \text{(付 6.5)}$$

各係数は，下記のとおり表される。

$$
\begin{aligned}
c_0 &= L_{2\gamma}L_{2\delta} - L_{\gamma\delta}^2 \\
&= (l_2' + L_\gamma)(l_2' + L_\delta) - L_{\gamma\delta}^2 \\
&= l_2'^2 + l_2'(L_\gamma + L_\delta) + L_\gamma L_\delta - L_{\gamma\delta}^2 \\
&= l_2'^2 + l_2'(M_n + M_d) + \{(M_n + M_d)^2 - (M_n - M_d)^2\}/4 \\
&= (l_2' + M_n)(l_2' + M_d) \equiv L_{2n}L_{2d}
\end{aligned}
$$
$\cdots\cdots\cdots\cdots$(付 6.6)

$$
\begin{aligned}
c_{11} &= L_{2\delta}(L_{1\gamma}l_2' + L_\gamma l_1) - L_{\gamma\delta}^2(l_1 + l_2') \\
&= L_{2\delta}\{(L_{2\gamma} - l_2' + l_1)l_2' + (L_{2\gamma} - l_2')l_1\} + L_{\gamma\delta}^2(l_1 + l_2') \\
&= (L_{2\delta}L_{2\gamma} - L_{\gamma\delta}^2)(l_1 + l_2') - L_{2\delta}l_2'^2 \\
&= L_{2n}L_{2d}(l_1 + l_2') + (L_\delta + l_2')l_2'^2 \\
&= L_{2n}L_{2d}(l_1 + l_2') - \{M_d\cos^2\phi + M_n\sin^2\phi + l_2'(\cos^2\phi + \sin^2\phi)\}l_2'^2 \\
&= L_{2n}L_{2d}(l_1 + l_2') - (L_{2d}\cos^2\phi + L_{2n}\sin^2\phi)l_2'^2
\end{aligned}
$$
$\cdots\cdots\cdots\cdots$(付 6.7)

$$
\begin{aligned}
c_{12} &= -L_{2\delta}L_{\gamma\delta}(l_1 + l_2^{'}) + L_{\gamma\delta}(L_{1\delta}l_2^{'} + L_{\delta}l_1) \\
&= L_{\gamma\delta}\{(-L_{2\delta} + L_{\delta})l_1 + (-L_{2\delta} + L_{1\delta})l_2^{'}\} \\
&= L_{\gamma\delta}(-l_2^{'}l_1 - l_2^{'2} + l_1 l_2^{'}) = -L_{\gamma\delta}l_2^{'2} \\
&= -(M_n - M_d)\sin\phi\cos\phi\, l_2^{'2} \\
&= -(L_{2n} - L_{2d})\sin\phi\cos\phi\, l_2^{'2}
\end{aligned}
$$

……(付 6.8)

$$
\begin{aligned}
c_{13} &= L_{2\delta}L_{\gamma} - L_{\gamma\delta}^{2} \\
&= L_{2\delta}(L_{2\gamma} - l_2^{'}) - L_{\gamma\delta}^{2} \\
&= L_{2n}L_{2d} - L_{2\delta}l_2^{'} \\
&= L_{2n}L_{2d}\Lambda_n(\phi)
\end{aligned}
$$

……(付 6.9)

$$
\begin{aligned}
c_{14} &= -L_{2\delta}L_{\gamma\delta} - L_{\gamma\delta}L_{\delta} \\
&= -L_{\gamma\delta}(L_{\delta} + l_2^{'} - L_{\delta}) = -L_{\gamma\delta}l_2^{'} \\
&= -(L_{2n} - L_{2d})\sin\phi\cos\phi\, l_2^{'}
\end{aligned}
$$

……(付 6.10)

$$
\begin{aligned}
c_{21} &= -L_{2\gamma}L_{\gamma\delta}(l_1 + l_2^{'}) + L_{\gamma\delta}(L_{1\gamma}l_2^{'} + L_{\gamma}l_1) \\
&= -L_{\gamma\delta}l_2^{'} = c_{12}
\end{aligned}
$$

……(付 6.11)

$$
\begin{aligned}
c_{22} &= L_{2\delta}(L_{1\gamma}l_2^{'} + L_{\gamma}l_1) - L_{\gamma\delta}^{2}(l_1 + l_2^{'}) \\
&= L_{2n}L_{2d}(l_1 + l_2^{'}) - (L_{2d}\cos^2\phi + L_{2n}\sin^2\phi)l_2^{'2}
\end{aligned}
$$

……(付 6.12)

$$
\begin{aligned}
c_{23} &= L_{\gamma\delta}L_{\gamma} - L_{2\gamma}L_{\gamma\delta} \\
&= L_{\gamma\delta}(L_{\gamma} - L_{\gamma} - l_2^{'}) = -L_{\gamma\delta}l_2^{'} = c_{14} \\
&= -(L_{2n} - L_{2d})\sin\phi\cos\phi\, l_2^{'}
\end{aligned}
$$

……(付 6.13)

$$
\begin{aligned}
c_{24} &= -L_{\gamma\delta}^{2} + L_{2\gamma}L_{\delta} \\
&= -L_{\gamma\delta}^{2} + L_{2\gamma}(L_{2\delta} - l_2^{'}) \\
&= L_{2n}L_{2d} - L_{2\gamma}l_2 \\
&= L_{2n}L_{2d}\Lambda_n(\phi)
\end{aligned}
$$

……(付 6.14)

ここで，(付 6.4)および(付 6.5)式から，それぞれ $p\psi_{1\gamma}$ および $p\psi_{1\delta}$ を解くと，下記のように纏められる。

$$p\psi_{1\gamma} = (c_{11}/c_0)pi_{1\gamma} + (c_{12}/c_0)pi_{1\delta} + (c_{13}/c_0)p\psi_{2\gamma}{}' + (c_{14}/c_0)p\psi_{2\delta}{}'$$

……(付 6.15)

$$p\psi_{1\delta} = (c_{21}/c_0)pi_{1\gamma} + (c_{22}/c_0)pi_{1\delta} + (c_{23}/c_0)p\psi_{2\gamma}{}' + (c_{24}/c_0)p\psi_{2\delta}{}'$$

……(付 6.16)

(付 6.15)，(付 6.16)における係数は，下記のように表される。

$$\begin{aligned}(c_{11}/c_0) &= l_1 + \{1-(\cos^2\phi/L_{2n} + \sin^2\phi/L_{2d})l_2{}'\}l_2{}' \\ &= l_1 + \Lambda_n(\phi)l_2{}'\end{aligned}$$

……(付 6.17)

ここに

$$\Lambda_n(\phi) \equiv 1-(\cos^2\phi/L_{2n} + \sin^2\phi/L_{2d})l_2{}'$$ ……(付 6.18)

$$\begin{aligned}(c_{12}/c_0) &= -(1/L_{2d} - 1/L_{2n})\sin\phi\cos\phi\, l_2{}'^2 \\ &= -\Delta_{dn}(\phi)l_2{}'\end{aligned}$$

……(付 6.19)

ここに，

$$\Delta_{dn}(\phi) \equiv (1/L_{2d} - 1/L_{2n})\sin\phi\cos\phi\, l_2{}'$$ ……(付 6.20)

$$(c_{13}/c_0) = \Lambda_n(\phi)l_2{}'$$ ……(付 6.21)

$$\begin{aligned}(c_{14}/c_0) &= -(1/L_{2d} - 1/L_{2n})\sin\phi\cos\phi\, l_2{}' \\ &= -\Delta_{dn}(\phi)\end{aligned}$$

……(付 6.22)

$$\begin{aligned}(c_{21}/c_0) &= (c_{12}/c_0) \\ &= -\Delta_{dn}(\phi)l_2{}'\end{aligned}$$

……(付 6.23)

c_{22} は，c_{11} における γ と δ を交換した値となる。したがって，

$$\begin{aligned}(c_{22}/c_0) &= l_1 + \{1-(\cos^2\phi/L_{2d} + \sin^2\phi/L_{2n})l_2{}'\}l_2{}' \\ &= l_1 + \Lambda_d(\phi)l_2{}'\end{aligned}$$

……(付 6.24)

ここに，$\Delta_d(\phi) \equiv 1-(\cos^2\phi/L_{2d} + \sin^2\phi/L_{2n})l_2{}'$ ……(付 6.25)

$$\begin{aligned}(c_{23}/c_0) &= (c_{14}/c_0) \\ &= -(1/L_{2d} - 1/L_{2n})\sin\phi\cos\phi\, l_2{}' \\ &= -\Delta_{dn}(\phi)\end{aligned}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\text{(付 6.26)}$$

$$(c_{24}/c_0)=\Lambda_n(\phi)l_2' \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\text{(付 6.27)}$$

付録６．３　飽和を考慮したモデルの状態方程式表現

(6.40)式を状態方程式形式で表すために，pを含む項を左辺に集めると

$$\begin{bmatrix} \Sigma_d(\phi) & -\Delta_{dn}(\phi)l_2' & \Lambda_d(\phi) & -\Delta_{dn}(\phi) \\ -\Delta_{dn}(\phi)l_2' & \Sigma_n(\phi) & -\Delta_{dn}(\phi) & \Lambda_n(\phi) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta}' \\ \psi_{2\gamma}' \\ \psi_{2\delta} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_1 & -\Sigma_n(0)\omega_1 & 0 & -\Lambda_n(0)\omega_1 \\ \Sigma_n(0)\omega_1 & r_1 & \Lambda_n(0)\omega_1 & 0 \\ -\Lambda_n(0)r_2' & 0 & r_2'/L_{2n} & -\omega_s \\ 0 & -\Lambda_n(0)r_2' & \omega_s & r_2'/L_{2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta}' \\ \psi_{2\gamma}' \\ \psi_{2\delta} \end{bmatrix}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\text{(付 6.28)}$$

ここで，上式における左辺の行列の逆行列は，下記のとおりである。

$$\begin{bmatrix} \Sigma_d(\phi) & -\Delta_{dn}(\phi)l_2' & \Lambda_d(\phi) & -\Delta_{dn}(\phi) \\ -\Delta_{dn}(\phi)l_2' & \Sigma_n(\phi) & -\Delta_{dn}(\phi) & \Lambda_n(\phi) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$$

$$= \frac{1}{\Sigma_{dn}(\phi)} \begin{bmatrix} \Sigma_n(\phi) & \Delta_{dn}(\phi)l_2' & -\Sigma_n(\phi)\Lambda_d(\phi)+\{\Delta_{dn}(\phi)\}^2 l_2' & \Delta_{dn}(\phi)\left\{\Sigma_n(\phi)-\Lambda_n(\phi)l_2'\right\} \\ \Delta_{dn}(\phi)l_2' & \Sigma_d(\phi) & \Delta_{dn}(\phi)\left\{\Sigma_d(\phi)-\Lambda_d(\phi)l_2'\right\} & -\Sigma_d(\phi)\Lambda_n(\phi)+\{\Delta_{dn}(\phi)\}^2 l_2' \\ 0 & 0 & \Sigma_{dn}(\phi) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Sigma_{dn}(\phi) \end{bmatrix}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\text{(付 6.29)}$$

ここに，

$$\Sigma_{dn}(\phi)=\Sigma_d(\phi)\Sigma_n(\phi)-\{\Delta_{dn}(\phi)l_2'\}^2 \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\text{(付 6.30)}$$

この式を(6.28)式の両辺に左側から乗じると次式が得られる。

$$p\begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta}' \\ \psi_{2\gamma}' \\ \psi_{2\delta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Sigma_{dn}(\phi)} \begin{bmatrix} \Sigma_n(\phi)v_\gamma + \Delta_{dn}(\phi)l_2' v_\delta \\ \Delta_{dn}(\phi)l_2' v_\gamma + \Sigma_d(\phi)v_\delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$-\frac{1}{\Sigma_{dn}(\phi)}\begin{bmatrix}\Omega_{11} & \Omega_{12} & \Omega_{13} & \Omega_{14}\\ \Omega_{21} & \Omega_{22} & \Omega_{23} & \Omega_{24}\\ \Omega_{31} & \Omega_{32} & \Omega_{33} & \Omega_{34}\\ \Omega_{41} & \Omega_{42} & \Omega_{43} & \Omega_{44}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta}{}' \\ \psi_{2\gamma} \\ \psi_{2\delta}{}' \end{bmatrix} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\text{(付 6.31)}$$

ここに,

$$\Omega_{11} = \Sigma_n(\phi)\{r_1 + \Lambda_d(\phi)\Lambda_n(\phi)r_2{}'\} + \Delta_{dn}(\phi)l_2{}'\{\Sigma_n(0)\omega_1 + \Delta_{dn}(\phi)\Lambda_n(0)r_2{}'\}$$

$$\Omega_{12} = -\Sigma_n(\phi)\Sigma_n(0)\omega_1 + \Delta_{dn}(\phi)[l_2{}'r_1 - \{\Sigma_n(\phi) - \Lambda_n(\phi)l_2{}'\}\Lambda_n(0)r_2{}']$$

$$\Omega_{13} = -\Sigma_n(\phi)\Lambda_d(\phi)r_2{}' / L_{2n}$$
$$+\Delta_{dn}(\phi)[l_2{}'\Lambda_n(0)\omega_1 + \Delta_{dn}(\phi)l_2{}'r_2{}' / L_{2n} + \{\Sigma_n(\phi) - \Lambda_n(\phi)l_2{}'\}\omega_s]$$

$$\Omega_{14} = -\Sigma_n(\phi)\{\Lambda_n(0)\omega_1 - \Lambda_d(\phi)\omega_s\}$$
$$-\Delta_{dn}(\phi)[\Delta_{dn}(\phi)l_2{}'\omega_s - \{\Sigma_n(\phi) - \Lambda_n(\phi)l_2{}'\}r_2{}' / L_{2n}]$$

$$\Omega_{21} = \Sigma_d(\phi)\Sigma_n(0)\omega_1 + \Delta_{dn}(\phi)[l_2{}'r_1 - \{\Sigma_d(\phi) - \Lambda_d(\phi)l_2{}'\}\Lambda_n(0)r_2{}']$$

$$\Omega_{22} = \Sigma_d(\phi)\{r_1 + \Lambda_n(\phi)\Lambda_n(\phi)r_2{}'\} - \Delta_{dn}(\phi)l_2{}'\{\Sigma_n(0)\omega_1 + \Delta_{dn}(\phi)\Lambda_n(0)r_2{}'\}$$

$$\Omega_{23} = \Sigma_d(\phi)\{\Lambda_n(0)\omega_1 - \Lambda_n(\phi)\omega_s\}$$
$$+\Delta_{dn}(\phi)[\Delta_{dn}(\phi)l_2{}'\omega_s + \{\Sigma_d(\phi) - \Lambda_d(\phi)l_2{}'\}r_2{}' / L_{2n}]$$

$$\Omega_{24} = -\Sigma_d(\phi)\Lambda_n(\phi)r_2{}' / L_{2n}$$
$$+\Delta_{dn}(\phi)[l_2{}'\Lambda_n(0)\omega_1 + \Delta_{dn}(\phi)l_2{}'r_2{}' / L_{2n} - \{\Sigma_d(\phi) - \Lambda_d(\phi)l_2{}'\}\omega_s]$$

$$\Omega_{31} = -\Sigma_n(\phi)\Lambda_n(0)r_2{}'$$

$$\Omega_{32} = 0$$

$$\Omega_{33} = \Sigma_{dn}(\phi)r_2{}' / L_{2n}$$

$$\Omega_{34} = -\Sigma_{dn}(\phi)\omega_s$$

$$\Omega_{41} = 0$$

$$\Omega_{42} = -\Sigma_{dn}(0)\Lambda_n(\phi)r_2{}'$$

$$\Omega_{43} = \Sigma_{dn}(\phi)\omega_s$$

$$\Omega_{44} = \Sigma_{dn}(\phi)r_2{}' / L_{2n}$$

第７章　フライホイール付き直流発電電動機を用いた トロイダル磁場コイル電源システム

７．１　まえがき

本章では，日本原子力研究所ＪＦＴ－２Ｍ（高性能トカマク開発試験装置）[1]のトロイダル磁場を既設の1.42Tから2.2Tに増強するため，蓄積エネルギー210MJ，全GD^2 1050ton-m^2のフライホイール（以下ＦＷ）付き直流発電電動機（以下ＤＣＧ）を用いたトロイダル磁場コイル（以下ＴＦＣ）電源を開発したことについて述べる。

本電源は，システム全体の占有面積を低減化するため直流発電電動機方式を採用し，電動運転で所定の回転数まで加速してエネルギーをＦＷに蓄積し，発電運転でそれを放出することで回転機の共用化を図ったものである。

ところで，直流用遮断器は，一般に開極時に遮断部の電流零点を得るための専用の手段を要し，そのため，例えば開極部と並列に，リアクトル，コンデンサなどの直列回路を必要とする[11]。しかし，本電源では，界磁電源に低レンジ電圧検出器を追加するだけで，本来のＴＦＣのパルス電流制御だけでなく，開極時に遮断部の電流を開極可能なレベルまで絞り込むための制御を可能とした。その結果，電流零点を得る専用の手段は用いず，汎用の交流ガス遮断器（以下ＧＣＢ）を採用した独自の主回路切替方式を実現した。

本電源に関して，ＤＣＧ単体の構造や性能については，文献(2)，(3)，(6)，および(7)で報告した。この章では，とくに文献(4)，(5)，(8)，および(9)を主体に，ＴＦＣ電源における制御システムの位置づけや主回路構成について述べるとともに，界磁用サイリスタ電源による発電機運転時のＴＦＣのパルス電流制御，主回路切替器の開極法などを主体に，本電源の制御の動作原理と特長を明らかにする。また，開極時の電流裁断によるサージ電圧防止用のアレスタの特性，現地試験結果の概要についても述べる。

なお，第８章においては，制御パラメータと特性との関係を明らかにするために行った特性解析とシミュレーションによる実験結果の検証を主体に述べる。

７．２　電源システムの構成

７．２．１　トロイダル磁場電源の位置づけ

トロイダル磁場電源は，ＪＦＴ－２Ｍにおいて，高温プラズマ電流を真空中で安定保持するためのドーナツ型直流磁場を作るための設備であり，図７．１にＪＦＴ－２Ｍ高性能トカマク開発装置の外観[7]，図７．２にトロイダル磁場電源のシステム構成を示す[8]。

本電源システムは，運転制御室にトロイダル磁場電源制御監視盤（以下制御監視盤）を設置し，この盤に操作用，監視用などのマンマシン機器類を集中装備することによって，次節に述べる主回路構成の通常の運転操作がすべてこの盤において実施可能な構成となっている。

制御監視盤は，ＪＦＴ－２Ｍ制御系とのインターフェースのもとに協調制御を行っており，ＪＦＴ－２Ｍ制御系から，ＴＦＣ電源の運転許可，運転モード設定，パルス放電トリガーなど，ＪＦＴ-２Ｍシステム全体の運転条件設定に関する信号[1]を受信して，ＴＦＣ電源の制御に展開するとともに，その制御状態に関わるＴＦＣ電源準備完了，通電，故障，電源極性などの信号を送信する[8]。図７．３に制御監視盤の外観を示す。

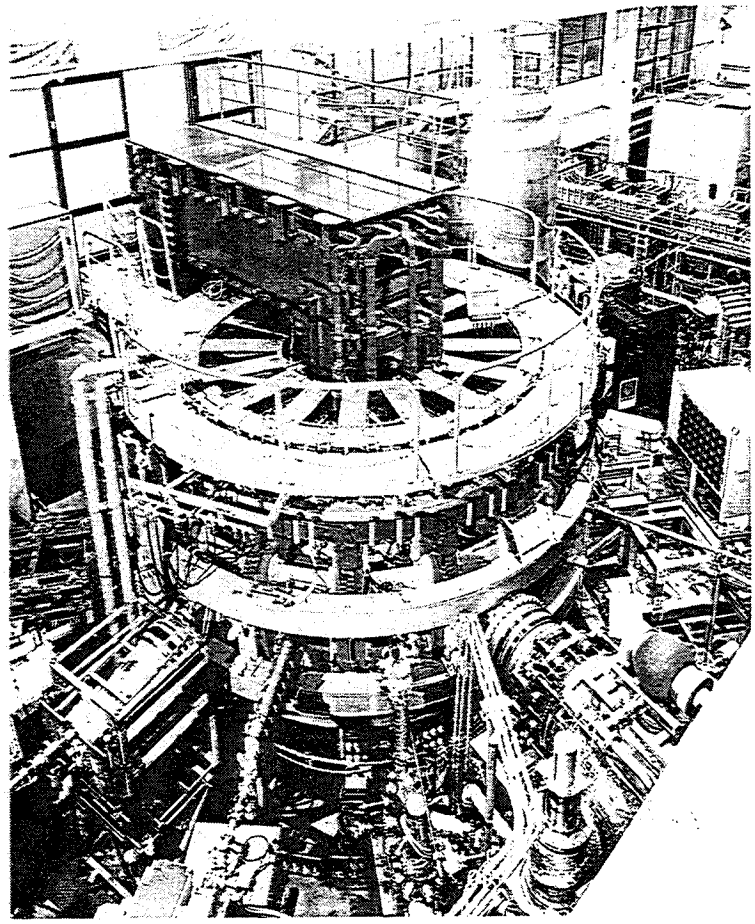


図７．１　ＪＦＴ－２Ｍ高性能トカマク装置の外観

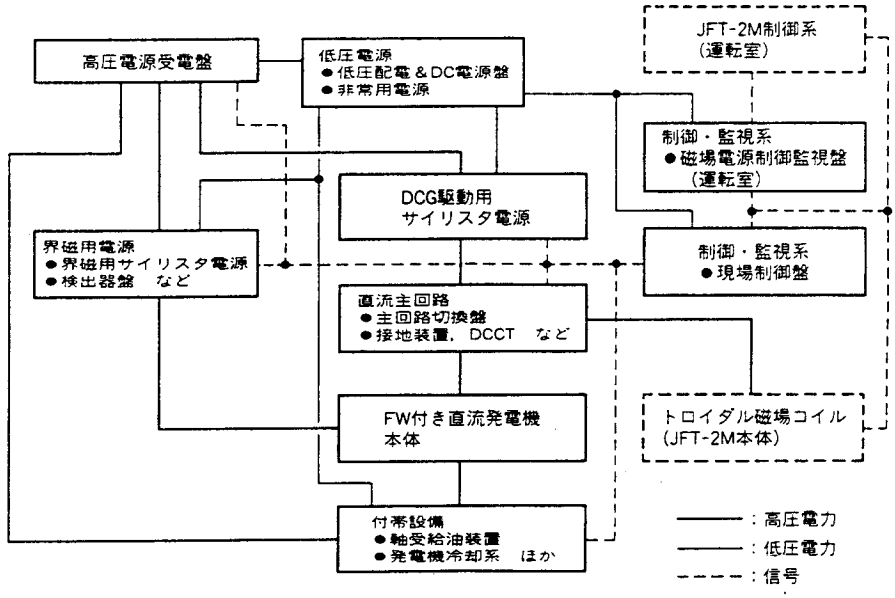


図７．２　トロイダル磁場コイル電源のシステム構成

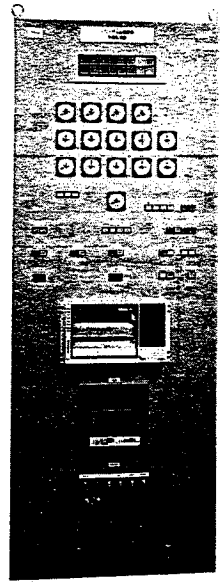


図７．３　制御監視盤の外観

７．２．２　発電方式の比較

従来，ＪＦＴ－２Ｍでは誘導電動機と直流発電機のＭ－Ｇ電源方式が用いられ[1]，ＪＴ－６０(大型臨界プラズマ試験装置)ではＦＷ付き交流発電電動機方式が用いられた[10]。

この電源システムの検討にあたり，直流発電機と交流発電機の２種類のシステムを検討した。交流機については，円筒形と突極形の交流機同士のＭ－Ｇ方式を検討したが，これらは，Ｍ－Ｇセットであることに加えて，直流出力を得るための変圧器や変換器が必要となる。図７．４に各種発電方式のシステム構成，専有面積，特長を示す。この結果から発電システムとして，占有面積が最小である直流発電システムを採用した[2],[3],[7]。

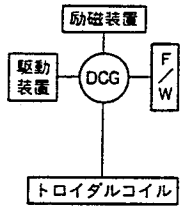
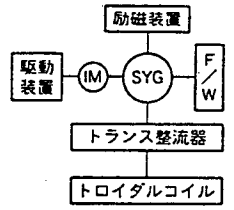
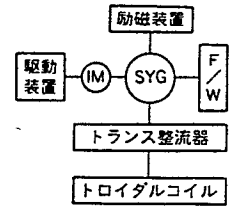
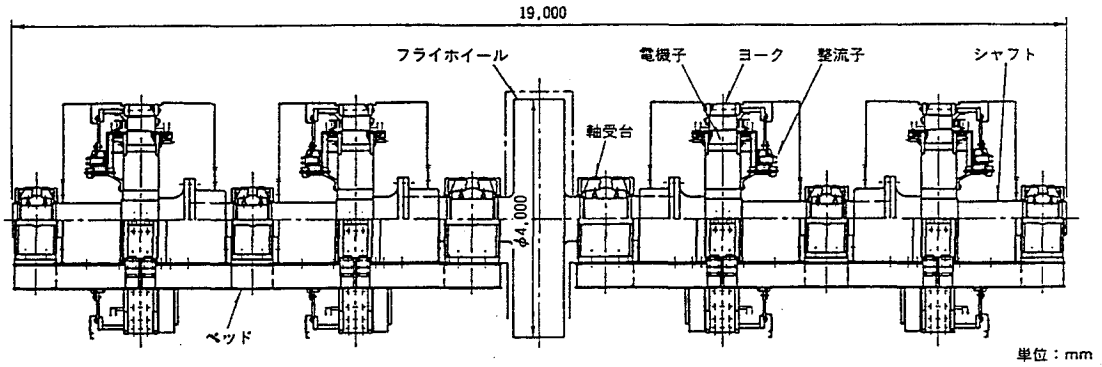
方　式	直流発電機	円筒形交流発電機	突極形交流発電機
システム構成			
仕　様	51,300kW 225／460r/min	51,300kW 2,100／3,000r/min	51,300kW 630／900r/min
占有面積	73m²	105m²	90m²
特　長	直接直流出力が得られるため出力トランスと整流器が不要であり，コンパクトなシステムである。	総質量が最も軽く基礎工事が有利。占有面積が最も大きい。	総質量が軽く基礎工事が有利。占有面積が大きい。

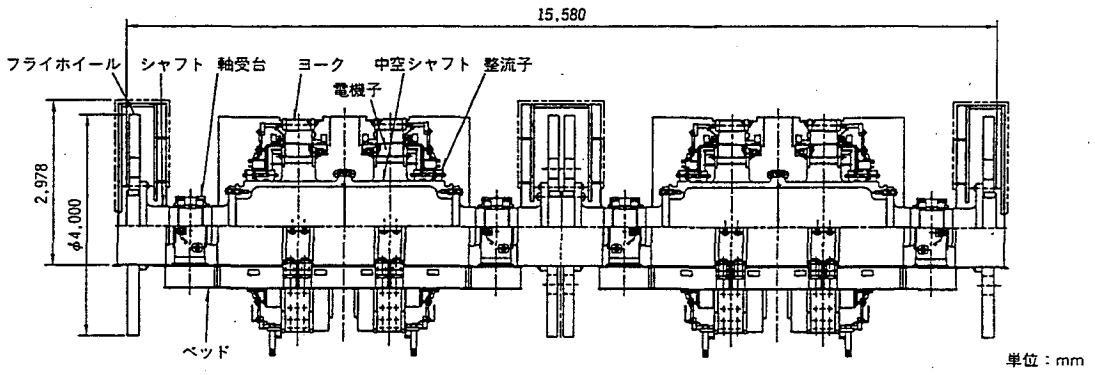
図７．４　発電方式の比較

７．２．３　ＤＣＧの構造と主回路構成

ＤＣＧは，製作・輸送などの制約から1.35kV，9.5kA，12,825kWずつ4分割した。図７．５にフライホイール付きＤＣＧの構成を示す。同図(a)は，発電電動機を直流機で製作する場合に一般的に用いられる４台をタンデム結合した構成，同図(b)は，本機で採用した二重電機子合構成である。本機では，分割部の軽量化を図るための，二重電機子×２結合構成，電機子とフライホール部の分割，電機子スパイダーとの一体化中空シャフトによる軽量・高剛性化などの工夫がなされて，既設の建屋内に配置するための全長の制約や輸送時の問題をクリアしている[2),(3),(7)]。図７．６に本機の外観を示す。



(a) 従来からの一般的構成（タンデム構成）



(b)ＴＦＣ電源用の構成（二重電機子構成）

図７．５　フライホイール付ＤＣＧの構成

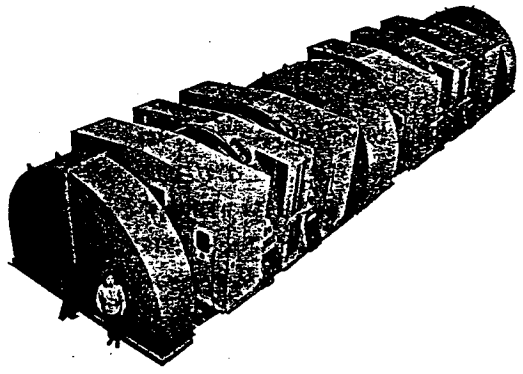


図７．６　フライホイール付きＤＣＧの外観

本電源装置の主回路構成は，図７．７に示すとおりであり[4],[8],[9]，表７．１にこの装置の主要な諸元を示す[4],[6],[8],[9]。

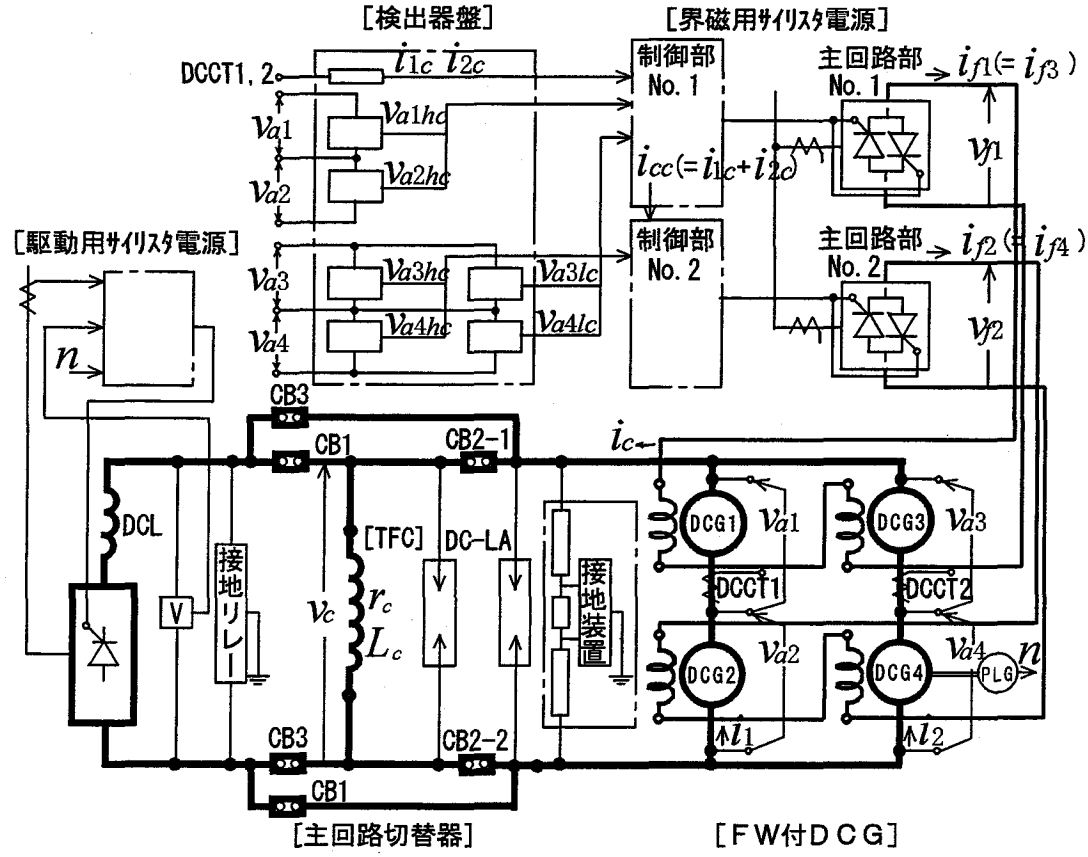
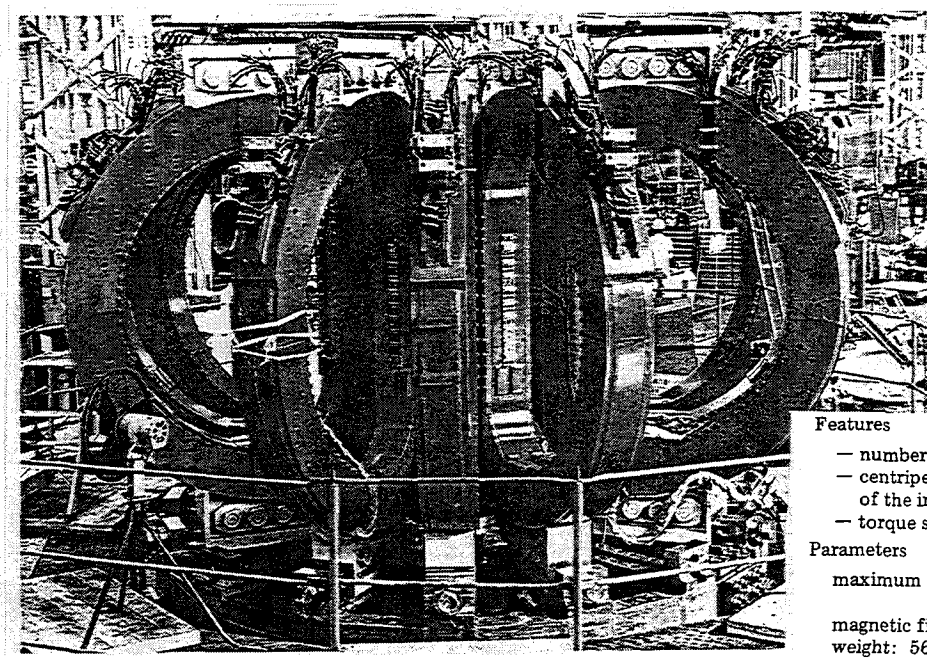


図７．７　主回路構成

表７．１　ＴＦＣ電源の主要仕様

トロイダルコイルインピーダンス		
抵抗	rc	0.131Ω (at70℃)
インダクタンス	Lc	0.260H
FW付き発電機の定格		
吐出エネルギー		210MJ
台数		4台
出力		51.3MW (12,825kW×4台)
電圧		2,700V (1,350V×2直列)
電流		19kA (9,500A×2並列)
GD^2		1,050ton・m²
回転速度		225／460r／min
短時間定格		5s
周期		＜6min (上記最大定格時)
パルス放電モードの通電仕様		
磁場		2.2T (最大)～0.6T (最小)
(電流換算値		18,752～5,107A)
フラットトップ時間		≧1s

また，図７．８にＤＣＧの負荷となるＴＦＣの外観を示す。



Features
- number of coils: 16
- centripetal force support: the center port of the iron core
- torque support: anti-torque beams

Parameters
maximum AT.: 9.37 MAT
(≧ 25.0 at phase II)
magnetic field: 1.5 T (≧ 4.0 at phase II)
weight: 56 ton

図７．８　電源装置の負荷となるＴＦＣの外観

図７．７に示すとおり，４台のＤＣＧは，２台ずつ直並列接続し，各々の出力を許容値限度まで引き出すため，各ＤＣＧの無負荷，負荷両特性を合わせ，端子電圧v_{a1}～v_{a4}と電機子電流i_1，i_2を均一化した。ＴＦＣ電圧v_cは，直列接続されたＤＣＧ電圧v_{a1}とv_{a2}，(またはv_{h3}とv_{h4})の和として，また，ＴＦＣ電流i_cは，ＤＣＣＴ１とＤＣＣＴ２よってi_1とi_2の和として検出される。

界磁巻線は，同図のように２組の直列ＤＣＧブロックの正極側同士(ＤＣＧ１，ＤＣＧ３)，負極側同士(ＤＣＧ２，ＤＣＧ４)を，それぞれ直列接続して，2台の界磁用サイリスタ電源（以下界磁電源)No.1，No.2に接続して同時動作させた。界磁電源No.1の出力電圧(界磁電圧)，対応するＤＣＧの界磁電流を，それぞれv_{f1}，$i_{f1}(=i_{f3})$，No.2に対するそれらをv_{f2}，$i_{f2}(=i_{f4})$と表す。

主回路電圧は，DC2.7kVの正負出力端に接続した高抵抗で中点接地することで，v_{a1}～v_{a4}を±1.35kVとその絶対値を負荷電圧の1/2に均一化した。

界磁用サイリスタ電源は，両極性の磁場の供給およびコイル電流立ち下げ時のＦＷへの電力回生などの必要性から，４象限(両極性，回生可)運転可能なサイリスタ式ＡＣ／ＤＣコンバータを採用した。これは，下記のように多目的に用いられている。

(1) 発電機運転による設定値に向けたＴＦＣ電流制御。
(2) (1)終了後の次のＤＣＧ駆動に備えたＣＢ２開極のための電流零制御(電圧零制御も含む）。
(3) 駆動サイリスタ電源によるＤＣＧ起動または再加速（界磁電流一定とする）。
(4) ＤＣＧのエネルギーをＴＦＣへ放出させて停止させる発電制動(界磁電流一定とする)。

図７．９に界磁サイリスタ盤及び検出器の外観を示す。なお，以下で取り扱う制御盤，検出器盤を主体とした主要な記号については，付録を参照されたい。

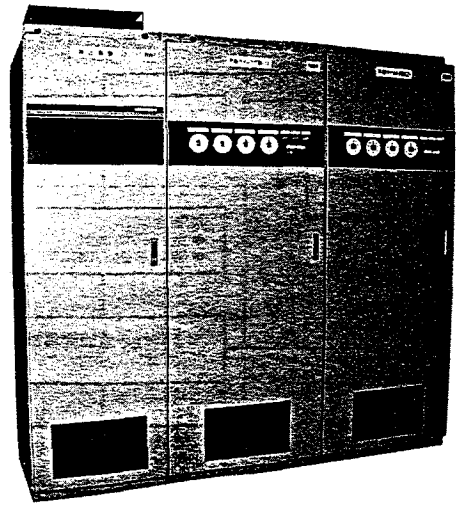


図７．９　界磁用サイリスタ盤および検出器盤の外観

７．２．４　ＴＦＣ電源の運転パターン

図７．１０にプラズマ実験時のＤＣＧの運転パターンを示す[(4),(5),(8),(9)]。

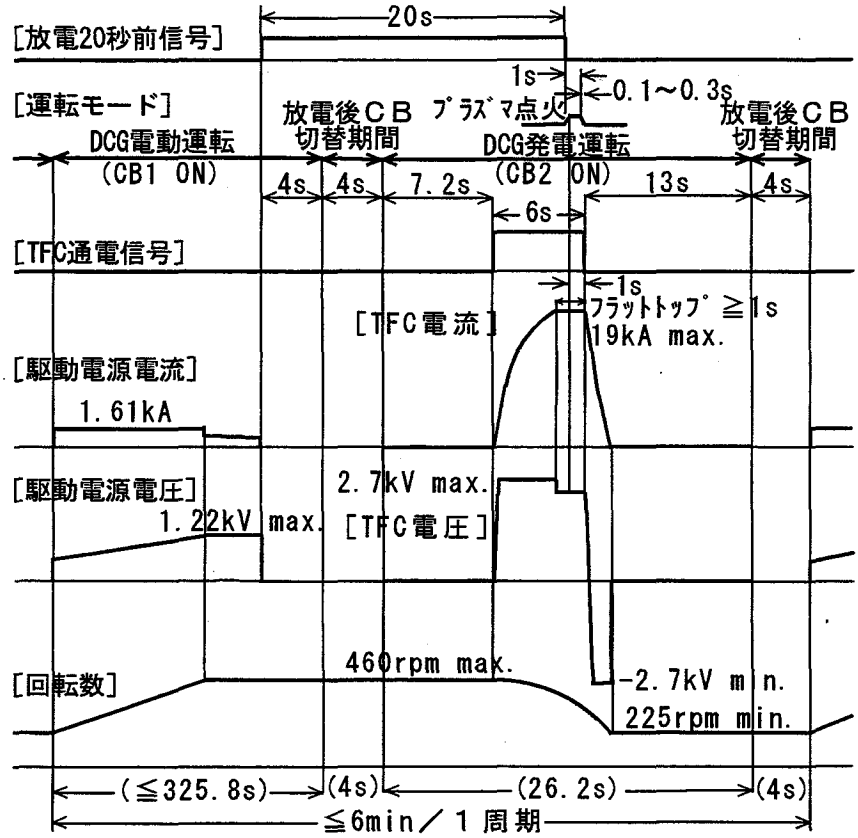


図７．１０　プラズマ実験時のＤＣＧの運転パターン

ＤＣＧの運転は，ＪＦＴ－２Ｍからの信号に従って行われる。ＣＢ１を閉じて，駆動用サイリスタ電源(以下，駆動電源(DC1.22kV，1.61kA))によって電動運転し，所定の回転数設定値(225～460rpm)に向けて回転数nを制御する。所定の回転数で待機後，ＣＢ２への切替信号を受けて発電運転に移り，設定に応じた最大電流 DC19kA（磁場強度2.2Tは18.752kAに相当），フラットトップ１s以上のパルス電流をＴＦＣに供給する。通電信号終了後は，パルス電流をＣＢ２が開極可能な値まで絞り，所定の切替期間中にＣＢ１へ切り替えて再加速する。2.2Tの磁場発生時には，225～460rpm間を加減速するため，パルス放電の周期が最大6min以内）となる。

実験終了後や緊急時には，230rpmまではパルス通電やフリーランによって減速させ，それ以降，ＣＤ２閉として発電制動を行い，約30sで停止させる。

そのほか，プラズマ中に混入してくる不純物を減少させるため，実験に先立って真空容器内に低温プラズマをつくり，その衝撃によって真空容器内面の付着不純物を追い出すＴＤＣ(Taylor Discharge Cleaning)運転モードがある。このモードは，ＣＢ３閉として駆動電源とＴＦＣを直結して定電流制御(1kA max)された電流をＴＦＣへ連続して供給する。

７．３　界磁電源によるＴＦＣ電流制御

７．３．１　制御系の主要動作タイミング

図７．１１に界磁電源によるＴＦＣ電流制御系の基本構成を示す[4),(5),(8),(9)]。以下の説明は，一般的表現になっているが，図は，主として界磁電源No.1について述べており，図中の添え字1，2は，それぞれNo.1とNo.2の区別を示す。

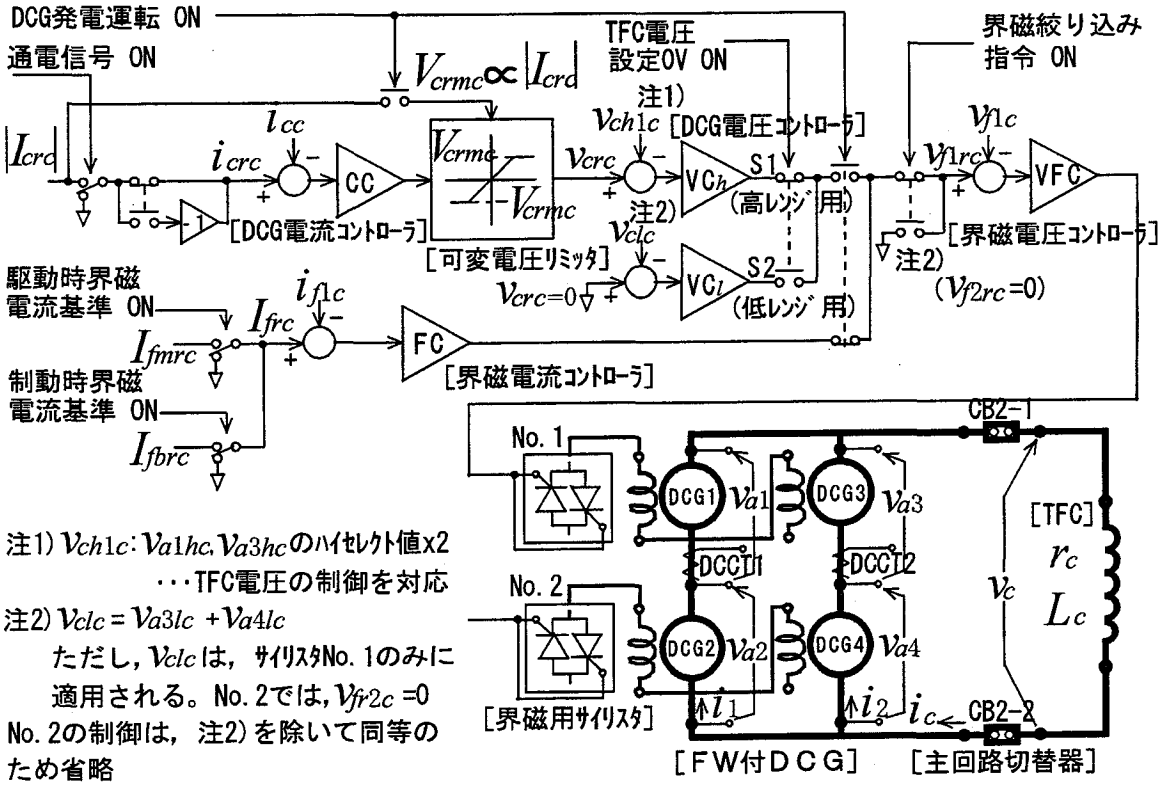


図７．１１　ＴＦＣ電流制御系の基本構成

この系は，i_cが電流指令値I_{cr}に等しくなるようにi_{cr}一定制御を行い，v_{cr}一定制御とv_{fr}一定制御のマイナループを有する。界磁電源は，ＤＣＧの駆動運転時や制動運転時に一定の界磁電流を供給する。

図７．１２にＴＦＣ電流制御の主要動作タイミング，表７．２に以下の特性解析に使用する主要な項目の記号と数値を示す。説明にあたって，動作期間を通電信号期間(以下[期間Ｉ])と電流零制御期間(以下[期間Ⅱ])に大別し，さらに，以降の特性解析に対応させて細分する。v_{fr}一定制御期間は，比較的短いため，直後のv_{cr}一定制御期間に含めた。

［期間Ｉ］

期間Ｉ-1 ($t_{u-} > t \geq 0$) ：i_c立ち上げ時v_{cr}一定制御

期間Ｉ-2 ($t_1 > t \geq t_{u-}$) ：i_{cr}一定制御(フラットトップ)

［期間Ⅱ］

期間Ⅱa （狭義の電流零制御期間)

期間Ⅱa-1($t_{d-} > t \geq t_1$)：i_c立ち下げ時v_{cr}一定制御

期間Ⅱa-2($t_2 > t \geq t_{d-}$)：$i_{cr} = 0$一定制御

期間Ⅱb ($t_3 > t \geq t_2$) ：$v_{cr} = 0$一定制御

説明に際し，i_c立ち上げ時のＴＦＣ電圧，対応する到達電流を，それぞれV_{cmax}，$I_{cmax}(=V_{cmax}/r_c)$，そのときのフラットトップ電流，同電圧を，それぞれI_{cm}，$V_{cm}(=r_c I_{cm})$で表す。ここで，この制御方式の主要な特長を概説する。

(a) i_cは，V_{cmax}=2.7kV一定として立ち上げても，I_{cm}=19 kA到達までに約4sを要する。一方，このように立ち上げたときのＴＦＣの熱的限界となる通電期間が6sであるため，残りの2s中に1s以上のフラットトップを確保する必要がある。したがって，I_{cm}=19 kA を目標とする場合には，電流設定値は，[期間Ｉ]を通してI_{cr}一定とし，そのうち期間Ｉ-1ではV_{cmax}=2.7kV一定として立ち上げ，最短時間でi_cがI_{cm}に到達出来るようにした。

(b) I_{cr}の値によらず期間Ｉ-2の時間を常に一定に保つため，I_{cr}を変える場合にも，i_c立ち上げ時の電圧フォーシング率$\alpha(=V_{cmax}/V_{cm}=I_{cmax}/I_{cm})$を約1.2で一定とした。

(c) 界磁電源に４象限(両極性，回生可)運転可能なサイリスタＡＣ／ＤＣコンバータを採用し，正負両極性のパルス電流の供給を可能とした。また，所望のデューティサイクルを確保するために［期間Ⅱ］の短縮とこの間のＴＦＣの抵抗損軽減を図った。なお，v_{fr}一定制御期間は比較的短いため，以下の期間ごとの動作説明は，直後のv_{cr}一定制御期間に含めた。

(1) ［期間Ｉ］の制御

・期間Ｉ-1では，v_cは，概略i_fに比例するが，v_{fr}一定制御(V_{fmax}(400Vmax))によりほぼ直線的に増加してV_{cmax}(2.7kVmax一定)に達する。しかし，このv_c立ち上げ期間を無視すると，i_cは，$t=t_u$においてI_{cm}(図７．１０の点③)を通る時定数$T_c=L_c/r_c$の指数関数に従って増加し，最終的に$V_{cmax}/r_c=I_{cmax}$に至る途中の，$t=t_u$直前の$t=t_{u-}$における点①において期間Ｉ-2に移る。

・期間Ｉ-2では，期間遷移時の過渡現象が終了した後$v_c=r_c I_{cm}=V_{cm}$に整定する。ここでは，この過渡現象を省略し，i_cは，$t=t_{u-}$で，点①から直ちに点②の$i_c=I_{cm}$に達するものとし見なす。

以降，この動作を「基準応答」，省略した点①から$i_c = I_{cm}$に至る過渡現象を「過渡偏差」として，両者を区別して取り扱う。「過渡偏差」は，次章において詳述する。

(2) ［期間Ⅱ］の制御

［期間Ⅱ］は，$i_{cr} = 0$制御とする狭義の電流零制御期間(以下[期間Ⅱa])と，その後の$v_{cr} = 0$制御を行う間接的な電流零制御期間(以下[期間Ⅱb])とに分けて取り扱う。

［期間Ⅱa］

- 期間Ⅱa-1の開始時は，偏差が$I_{cr} - i_c = 0 - i_c < 0$であり，[期間Ⅰ]初期とは逆極性のため，まず$v_{fr} = -V_{f\,max}$(一定)で，$v_c$は，$V_{cm}$から概略直線的に減少する$i_f$に比例して急減して$v_{c\,min} = -V_{c\,max}^{-}$(ただし，$i_c$立ち下がり時の電圧フォーシング率を$\gamma = V_{c\,max}^{-} / V_{cm}$と表す。一般には$V_{c\,max}^{-} \neq V_{c\,max}$であるが，図７．９では$V_{c\,max}^{-} = V_{c\,max}$，したがって，$\gamma = \alpha$で説明)に達する。この$v_c$の立ち下げ時間を無視すると，$i_c$は，$t = t_d$において零(点⑥)を通り，$-I_{c\,max}^{-}$に至るような時定数$T_c$の指数関数に従って減少し，途中の$t = t_d$直前の$t = t_{d-}$の点④から期間Ⅱa-2に移る。
- 期間Ⅱa-2では，遷移時の過渡現象終了後$i_c = 0$（厳密には制御系と電流検出器の総合精度で決まる残留電流i_{c0}）になるが，ここでも，$t = t_d^{-}$で点④より直ちに点⑤の$i_c = 0$(図４はi_{c0}を省略)に達するものとする。

  $t = t_2$において接点をS1→S2と切り替え，[期間Ⅱｂ]に移る。

[期間Ⅱｂ]では，v_cは，７．４に述べる低レンジ電圧検出器を用いて時定数T_cに比べて充分短時間で，制御系や電圧検出器の精度で決まる電圧v_{c00}($|v_{c00}| \ll |v_{c0}|$)に制御される。したがって，i_cは，$i_c = i_{c00} + (i_{c0} - i_{c00})\exp\{-(t - t_2)/T_c\}$に従って，$t = t_2$の$i_{c0}$から自然減衰して最終値$i_{c00}$(=$v_{c00}/r_c$)に至る。

$t = t_3$においてＣＢ２が開極動作を開始すると，i_cは，アーク電圧の上昇とともにi_{c00}から更に急減し，開始から約20ms後の開極動作中に零点を切り，ＣＢ２は遮断される。図７．１２中に図中で使用した曲線の線種とその意味づけ，点①～点⑥の時間tとそのときのi_c，v_cの値を示す。

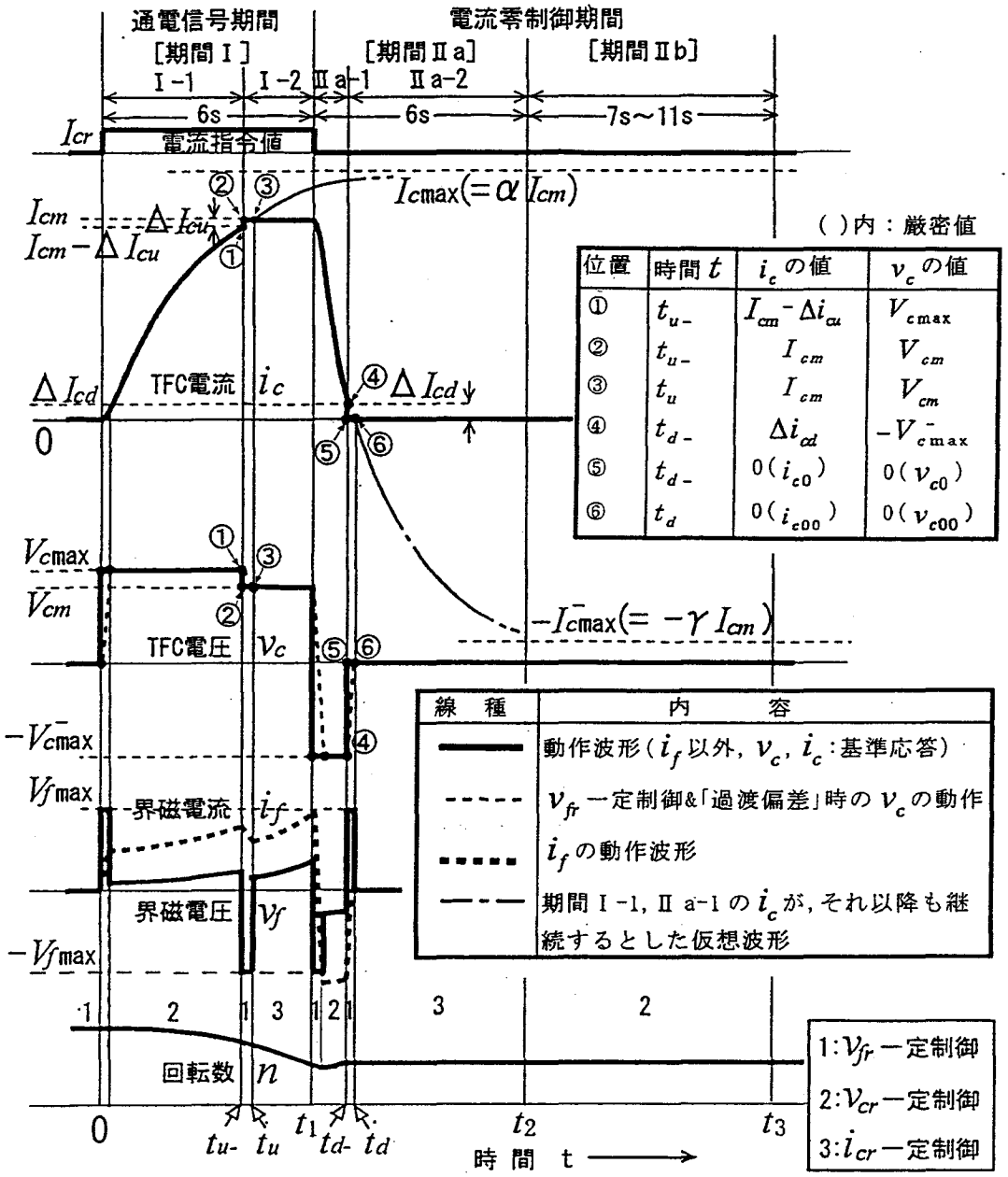


図７．１２　ＴＦＣ電流制御の主要動作タイミング

表７．２　この章の特性解析に使用する主要な項目の記号と数値

項　　目		記号	数　　値 [単　位]
[ＴＦＣ]	抵抗	r_c	0.118 Ω(at 40° C)
	ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ	L_c	0.260H
	時定数	T_c	2.20s
[ＤＣＧ]	回転数	n	225～460rpm
	電機子巻線		
	抵抗,ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ	r_a , L_a	0.01 Ω, 0.00015H
	時定数	T_a	0.015s
	界磁巻線		
	抵抗,ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ	r_f , L_f	0.138 Ω, 0.440H
	時定数	T_a	3.188s
	誘起々電圧の係数	k	0.0274(1350V/460rpm/107A)
	$e_a = kni_f$		0.0254(1350V/225rpm/236A)
		J	2.606×10^{5}kg-m^2
[制　御]	i_c検出ｹﾞｲﾝ	ξ_{ic}	10V / 20kA
	i_c ｺﾝﾄﾛｰﾗｹﾞｲﾝ	K_{iu} , K_{id}	18.8, 6.3
	v_c検出ｹﾞｲﾝ	λ_{vc}	10V / 3kV
	v_c ｺﾝﾄﾛｰﾗｹﾞｲﾝ	K_v	0.72
	v_f 検出ｹﾞｲﾝ	λ_{fc}	6V / 460V
	v_c ﾌｫｰｼﾝｸﾞ率	α	立ち上げ: $I_{c\max} / I_{cm} = 1.22$
		γ	立ち下げ: $-I_{c\min} / I_{cm} = 1.22$

７．３．２　ＴＦＣ電流制御系の基準応答と電圧フォーシング率の影響

(1) 基準応答の算出

図７．１３に特性解析の対象となるＴＦＣ電流制御系のブロック線図を示す[4],[9]。ＤＣＧは，[期間Ⅱｂ]を除き4台とも同一構造かつ同時動作するものとする。この電流制御系は，回転系の影響やリミッタなどの非線形要素を含むため特性解析は容易でなく，結果のシミュレーションによる確認が重要であるが，まず下記の仮定を設け，系の特性決定に向けた方向付けを行う。

(a) 同一動作期間内では，リミッタの影響は除く。

(b) ＤＣＧ一台あたりの電機子抵抗，電機子インダクタンスをr_a，L_aとする。表７．２によると，$r_a \ll r_c, L_a \ll L_c$が成り立つため，$r_c(1+T_c s)/\{r_m(1+T_m s)\} \cong 1$の近似を行う。(ただし，$r_m = r_c + (n_s/n_p) r_a$，$L_m = L_c + (n_s/n_p) L_a$，$T_m = L_m / r_m$)

(c) v_f制御系は，K_{fc}，$1/T_{fc}$が大なるため，図７．１３の点a，b間の伝達特性を$1/\lambda_{fc}$一定と近似する。

ところで，ＤＣＧ一台あたりの誘起々電圧は，$e_a = Kni_f$で与えられる。ここで，仮定(b)を適用すると$v_c \cong n_s e_a$ (n_s=2)が成り立つ。

各制御系は，パラメータが少なくかつ安定性を重視して，$G_v(s) = K_v$，$G_i(s) = K_{iu}$(通電制御時), K_{id}(電流零制御時)と比例要素とし，精度はフィードバック・ゲインを調整することで確保する。

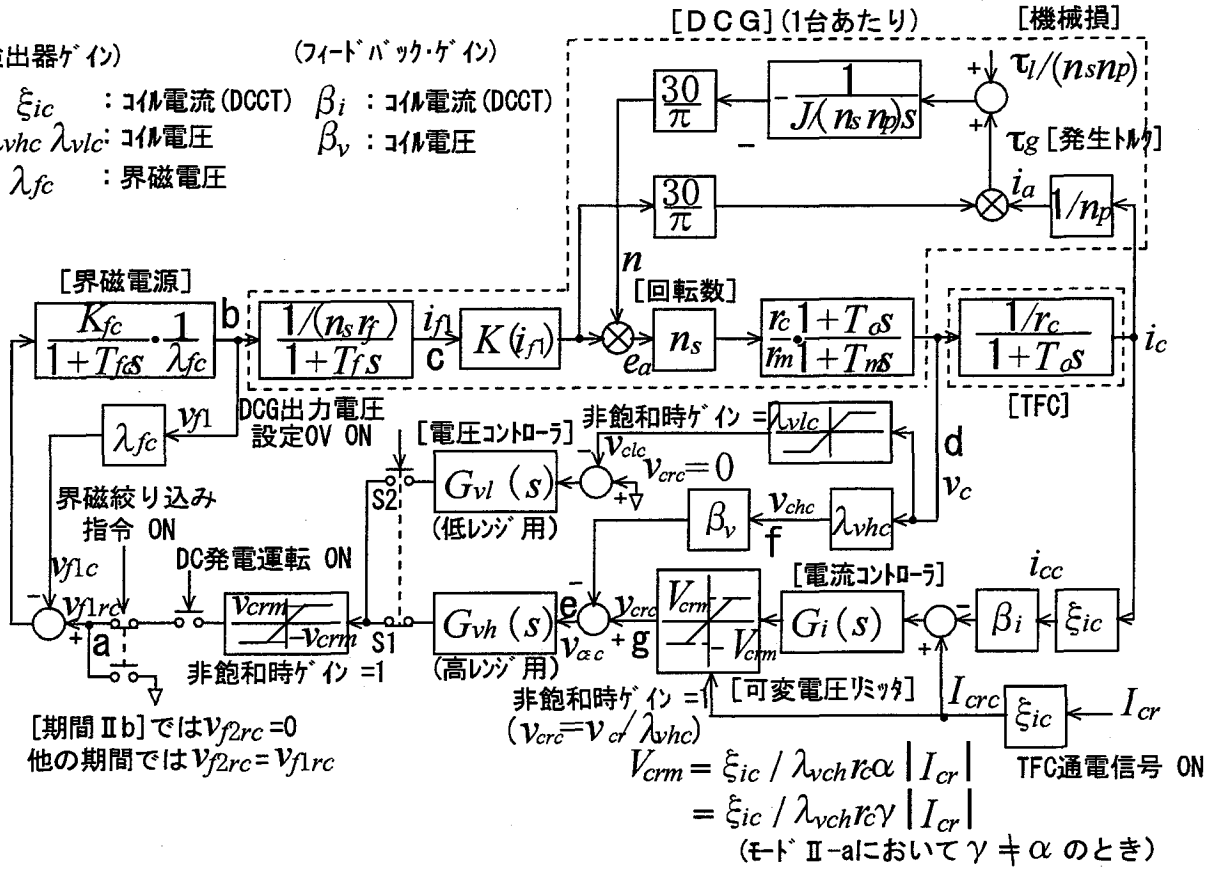


図７．１３　特性解析の対象となるＴＦＣ電流制御系のブロック線図

以上の仮定を踏まえ，系の特性式を(7.1)～(7.3)式で表す。

機械系：$-J\frac{d}{dt}(\frac{\pi}{30}n)=\tau_g+\tau_l$ ……(7.1)

電気系：$L_c\frac{d}{dt}i_c=v_c-r_ci_c$ ……(7.2)

$\tau_g=(30/\pi)n_sKi_fi_c$，$v_c=n_sKni_f$ ……(7.3)

ただし，トルクτ_gは，減速時を正とし，機械損τ_lは，対象期間ではτ_gに比べて充分小さいので，以下の検討ではこれを無視する。

制御系の応答を示す変数を「基準応答」と「過渡偏差」との和として表し，前者に添え字b，後者の先頭にΔを付す[9]。過渡偏差に対する安定性や応答については第８章で取り扱うことにし，この章では，安定性が確保されているものと見なして基準応答について検討する。

基準応答については，(7.3)式の第１，第２式より，$\tau_g=(30/\pi)v_ci_c/n$が算出されるので，これを(7.1)式に代入すると，(7.4)式が得られる。

$$\frac{1}{2}J\frac{d}{dt}(\frac{\pi}{30}n)^2=-v_ci_c \quad \cdots\cdots(7.4)$$

したがって，(7.2)，(7.4)式の変数i_c，v_c，nに添え字bを付し，変数のうち一定値となるものを期間ごとに設定するとともに初期条件を与えてi_{cb}，v_{cb}，n_bを算出する。ここでは，(7.2)式からi_{cb}を算出する。

・期間Ⅰ-1 ($t_{u-}>t\geq 0$)

v_cの立ち上げ時間を無視し，$t=0$において，$v_c=V_{cmax}$(一定)，$i_{cb}=0$であるとの仮定のもとに(7.2)式を解くと次式が得られる。

$$i_{cb}=\alpha I_{cm}\{1-\exp(-t/T_c)\} \quad \cdots\cdots(7.5)$$

ここに，

$$\alpha=V_{cmax}/V_{cm} \quad \cdots\cdots(7.6)$$

さらに，$t=t_u(\equiv t_{u-})$の時$i_{cb}=I_{cm}$となるので，この関係を(7.5)式に代入すると，t_uはαの関数として次式で与えられる。

$$t_u=T_c\ln\{\alpha/(\alpha-1)\} \quad \cdots\cdots(7.7)$$

・期間Ⅰ-2 ($t_1\geq t\geq t_{u-}$)

$$i_{cb}=I_{cm}，\quad v_{cb}=r_cI_{cm}=V_{cm}(一定) \quad \cdots\cdots(7.8)$$

この期間の長さをt_fとすると次式が得られる。

$$t_f=t_1-t_u(一定) \quad \cdots\cdots(7.9)$$

・期間Ⅱa-1($t_{d-}\geq t\geq t_1$)

v_cの立ち下げ時間を無視し，$t=t_1$以降$v_{cb}=-\gamma V_{cm}$であり，かつ$t=t_1$の時$i_{cb}=V_{cm}/r_c$であるとして(7.2)式を解くと

$$i_{cb}=-\gamma I_{cm}+(\gamma+1)I_{cm}\exp\{-(t-t_1)/T_c\} \quad \cdots\cdots(7.10)$$

が得られる。ここに，

$$\gamma = V_{cmax} / V_{cm} \cdots\cdots (7.11)$$

また，(7.10)式において，$t = t_d (\cong t_{d-})$の時$i_c = 0$となることから，t_dはγの関数として次式で表される。

$$t_d - t_1 (\equiv t_{d1}) = T_c \ln\{(\gamma + 1)/\gamma\} \cdots\cdots (7.12)$$

・期間Ⅱa-2 ($t \geq t_{d-}$)

$$i_{cb} = i_{c0} (\cong 0) \cdots\cdots (7.13)$$

(2) 電圧フォーシング率とＴＦＣの抵抗損の関係

前節の期間Ⅰ-1，Ⅰ-2，Ⅱa-1にわたってi_{cb}^2をI_{cm}^2で基準化して時間積分し，等価通電時間（I_{cm}を連続通電した場合と抵抗損が等しくなる時間）を求め，それぞれt_{ue}，t_{fe}，t_{d1e}(添え字eを付し実時間と区別)とすると，(7.14)～(7.16)式が得られる。(簡単のため，期間Ⅰ-1，Ⅱa-1の最終時点$t = t_{u-}$，$t = t_{d-}$をそれぞれ$t = t_u$，$t = t_d$と近似する)。

$$t_{ue} = \alpha T_c [\alpha \ln\{\alpha/(\alpha - 1)\} - 1 - 1/(2\alpha)] \cdots\cdots (7.14)$$

$$t_{fe} = t_1 - t_u (= t_f) \cdots\cdots (7.15)$$

$$t_{d1e} = \gamma T_c [\gamma \ln\{(\gamma + 1)/\gamma\} - 1 + 1/(2\gamma)] \cdots\cdots (7.16)$$

ＴＦＣにI_{cm}を通電するときの消費電力を$P_{cm} = r_c I_{cm}^2$と表すと，上記期間の全消費エネルギーW_tは次式で表される。

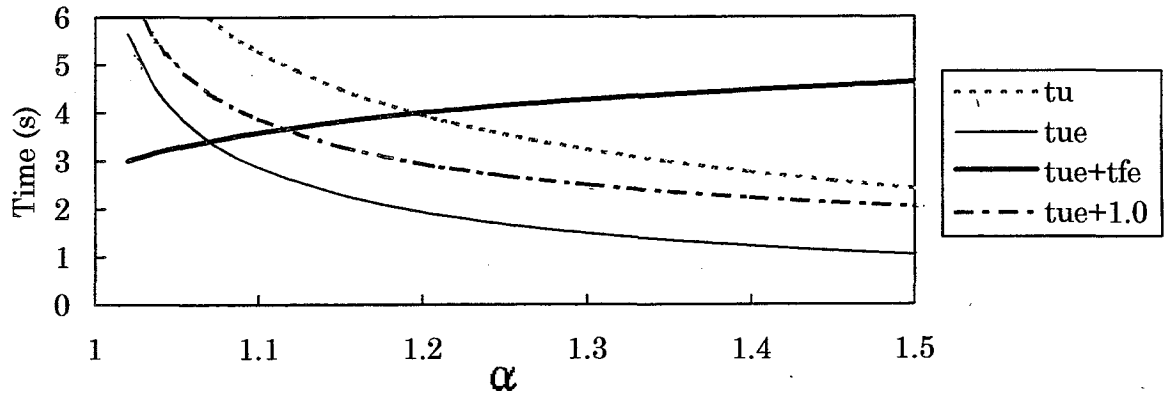
$$W_t = P_{cm}(t_{ue} + t_{fe} + t_{d1e}) \cdots\cdots (7.17)$$

(7.14)，(7.15)式から，αに対するt_u，t_{ue}，$t_{ue} + t_{fe}$，$t_{ue} + 1$を求め，結果を図７．１４(a)に示す。

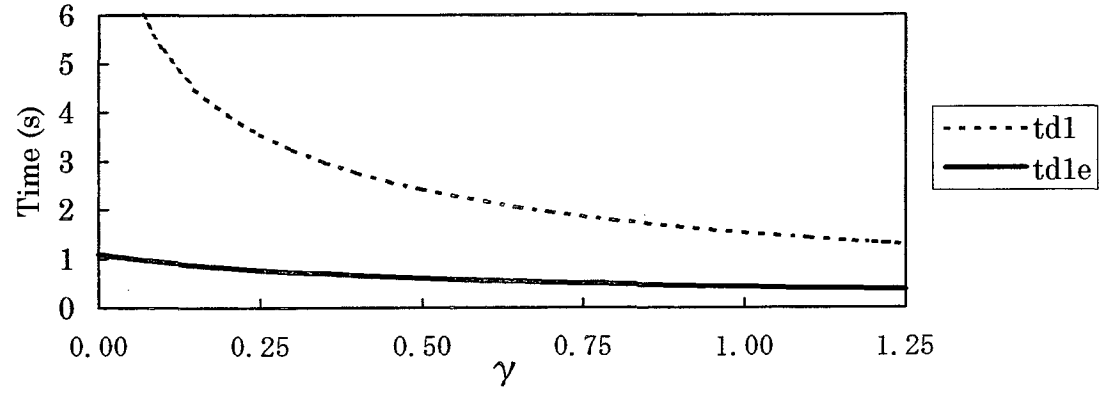
図によると，$t_{ue} + t_{fe}$は他と異なりαの増加に従って増加しているが，これは，[期間Ⅰ]が6sに固定されていて，αの増加に伴いt_{fe}がt_{ue}の減少分以上に増加することによる。$t_{ue} + 1$は，期間Ⅰ-2において，フラットトップ1sを確保するための過渡現象を無視した最小値であり，$t_{ue} + t_{fe}$と$t_{ue} + 1$との差が過渡状態として許容できる時間といえる。両曲線の交点は，$\alpha = 1.12$，$t_{ue} = 2.66\,\mathrm{s}$，$t_{fe} = 1\,\mathrm{s}$であり，この$\alpha$が，フラットトップ 1sを得るための最小値である。図から，αは大なる程[期間Ⅰ]の短縮とＴＦＣの抵抗損の低減が図られるが，ＤＣＧは最大フラットトップ時における電圧のα倍の耐電圧が要求されることになる。αは，パルス放電の所望デューティサイクルとＤＣＧの容量制限から決められる。表７．２の定数$\alpha = 1.22$に対しては，$t_{ue} + t_{fe} = 4.06\,\mathrm{s}$，すなわち$t_{ue} = 1.83\,\mathrm{s}$，$t_{fe} = 2.23\,\mathrm{s}$(マージンは1.23 s)となる。このとき$t_u = 3.77\,\mathrm{s}$である。

同図(b)にγに対するt_{d1}，t_{d1e}の関係を示す。[期間Ⅰ]終了後，急速にi_f（したがってv_c)を逆極性($\gamma > 1$)にして，ＴＦＣの蓄積エネルギーをＤＣＧへ回生する。現状は，$\gamma = 1.22$において$t_{d1} = 1.32\,\mathrm{s}$，$t_{d1e} = 0.37\,\mathrm{s}$である。一方，従来ＪＦＴ－２Ｍ用として採用されたような[期間Ⅰ]終了後，v_cを零として時定数T_cでフリーランさせる方式は，$\gamma = 0$であり，$t_{d1} = \infty$，$t_{d1e} = T_c/2 = 1.10\,\mathrm{s}$となる。本電源のように，電力回生を行うと電流零到達を早め，かつ抵抗損が低減される。$t_{ue} + t_{fe} + t_{d1e}$について両者を比較すると，$\gamma = 0$のとき5.16 sであり，一方，

$\gamma = 1.22$ のとき 4.43 s であるから，後者は 0.73 s(14%)だけ減少して電力回生の効果がある[9]。



(a) α に対する t_u，t_{ue}，$t_{ue}+t_{fe}$，$t_{ue}+1$ の関係



(b) γ に対する t_{d1}，t_{d1e} の関係

図７．１４　電圧フォーシング率 α，γ と通電時間，等価通電時間との関係

７．４　低レンジ電圧検出器を用いた主回路切替器の開極

７．４．１　ＣＢ２開極時の要求仕様と開極方式の選定

ＣＢ２用として，気中遮断器，真空遮断器などの機種について耐圧，アーク電圧，遮断回数，裁断開始電流[12), (13)]などを比較検討し，総合的に見て汎用三相ＧＣＢ(定格7.2kV，3kA，形式6-SFG-40K(三菱))を採用した。ＣＢ２の要求仕様は，定格2.7kV，19kA，遮断回数10^4回程度であったが，上記ＧＣＢに対してこの要求仕様を満たすには，開極開始電流を10A程度まで絞り込む必要があるが，これは，定格19kAで精度0.05%の高精度・広レンジ検出器が要求されることを意味する。そのため，低レンジ専用ＤＣＣＴを追加する案も検討したが，精度とは別に，同時にそのＤＣＣＴに19kA通電を許容する必要があるが容易ではなかった。そこで，著者は，定常状態においては，ＴＦＣ両端の低電圧を検出できればその値をＴＦＣ抵抗で除して間接的に低電流が検出できることに着目し，低レンジ電圧検出器と電圧零制御方式を採用するという独自の検出・制御方式によって，この難問を解決した。

なお，開極予定の時刻に達してもv_cが開極限度以上の電圧の場合を想定し，一定以上(1.5V，約20Aとした)のv_cでは開極動作を禁じた。また，開極途中の電流裁断によるサージ電圧防止策として，図７．７のようにアレスタＤＣ－ＬＡを設置した。

７．４．２　電圧零制御の原理

電圧零制御は，図７．１１に示した２台の界磁制御用電源のうちNo.1で行い，No.2は，$v_{f2}=0$一定とした[4),(8),(9)]。

図７．１５は，電圧零制御の原理説明図であり，同図(a)に主回路の等価回路を示す。図において，ＤＣＧk($k=1$～４)の界磁電流i_{fk}通電時の誘起々電圧を$e_{ak}=f_{\phi k}(i_{fk})$，同様に電機子抵抗を$r_{ak}$と表すと，次式が成り立つ。

$$e_{a12}-r_{a12}i_1=e_{a34}-r_{a34}i_2=r_c(i_1+i_2)=v_c \cdots\cdots (7.18)$$

ただし，誘起々電圧を$e_{a12}=e_{a1}+e_{a2}$，$e_{a34}=e_{a3}+e_{a4}$，電機子抵抗を$r_{a12}=r_{a1}+r_{a2}$，$r_{a34}=r_{a3}+r_{a4}$というように直列ＤＣＧブロックごとにまとめた。

ここで，(7.18)式から$v_c=0$，したがって$i_c=0$の条件を求めると，

$$e_{a12}/r_{a12}=-e_{a34}/r_{a34}=i_{loop}(=i_1=-i_2) \cdots\cdots (7.19)$$

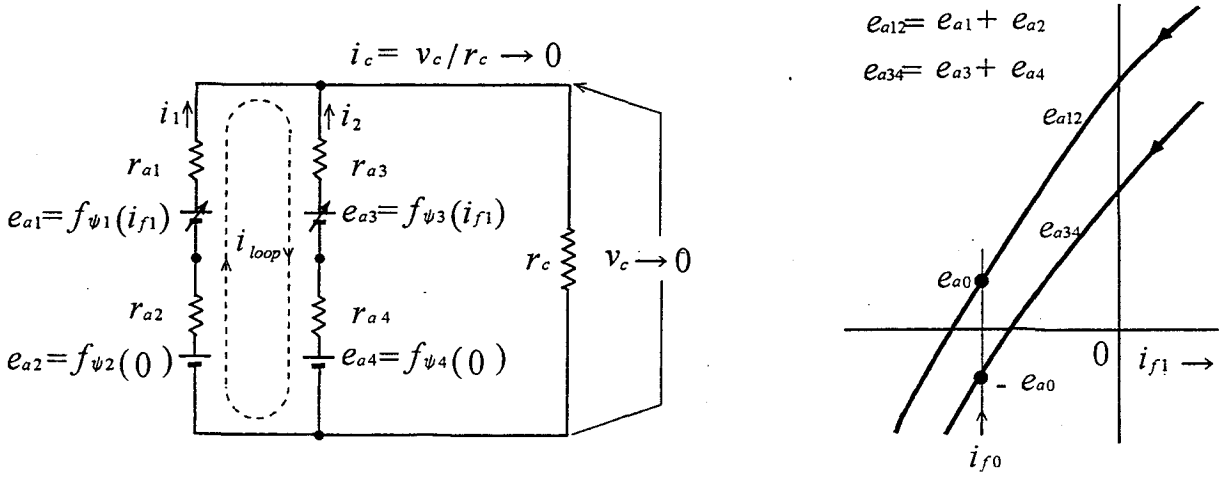
となる。ここに，i_{loop}は，$i_c=0$の場合に全ＤＣＧを流れる循環電流である。とくに，r_{a1}～$r_{a4}=r_a$の場合は，(7.19)式が次のように簡単化される。

$$e_{a12}=-e_{a34}\equiv e_{t0},\quad i_{loop}=e_{t0}/(2r_a) \cdots\cdots (7.20)$$

電圧零制御の原理は，残留磁気のために$i_{f2}=0$でも存在し，制御系にとって外乱となるe_{a2}，e_{a4}を，それぞれi_{f1}により変化するe_{a1}，e_{a3}で同時に打ち消そうとするものである。直列ＤＣＧブロックが一つの場合は，後者によって前者を完全に打ち消すことができるが，このように２ブロック並列の場合は，双方を同時に打ち消すことができずe_{a1}，e_{a3}を調整し，i_{f1}に伴って変化する循環電流i_{loop}による電機子抵抗両端の電圧降下で打ち消し$v_c=0$とすることがポイントである。$i_{f2}=0$におけるi_{f1}とe_{12}，e_{34}の関係，すなわち直列ＤＣＧブロックごとの$i_{f1}=0$近傍

におけるi_{f1}に対する無負荷飽和特性を図７．１５(b)に示す。図から$e_{a34}=-e_{a12}\equiv e_{t0}$とするための$i_{f1}=i_{f0}$が一義的に定まるので電圧零制御が常に行えることが示された。

なお，このような検出・制御を行わない場合は，$i_{f1}=0$，$i_{f2}=0$のときでも残留磁気によって，数百Ａ程度の電流が流れることがある。



(a) 等価回路　　(b) i_{f1}とe_{12}，e_{34}の関係

図７．１５　電圧零制御の原理説明図

７．４．３　低レンジ電圧検出器

図７．１６(a)および図７．１６(b)に，それぞれ低レンジ用電圧検出器の回路構成および入出力電圧の関係を示す[(4),(8),(9)]。この制御のためにＤＣＧ電圧をv_{a3}とv_{a4}の和として検出する。図７．１６(a)では，そのうちv_{a3}検出用を例とし，ツェナーダイオード（以下ZD)は，ツェナー電圧一定，かつ漏洩電流なし，電圧増幅器（以下VA)は，ゲイン１（入力インピーダンス∞，出力インピーダンス零）とともに理想的な場合について説明する。

入力電圧v_{a3}と出力電圧v_{a3lc}との間に次の関係が成り立つ。

・$|v_{a3}|\leq E_z/\eta$のとき（検出範囲）

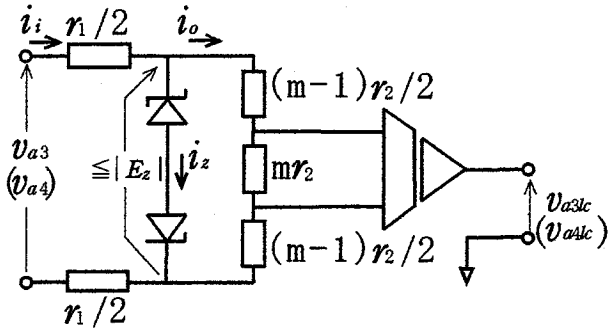
$$v_{a3lc}=\eta m v_{a3}\ \text{（検出ゲイン:}v_{a3lc}/v_{a3}=\eta m\text{）}，\ i_i=i_o=v_{a3}/(r_1+r_2)，\ i_z=0\cdots\cdot(7.21)$$

・$v_{a3}\gtrless\pm E_z/\eta$（複号同順）のとき

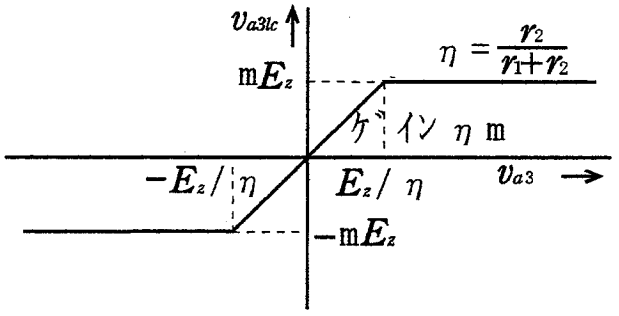
$$v_{a3lc}=\pm mE_z\text{(一定)}，\ i_i=\pm(v_{a3}-E_z)/r_1，\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(7.22)$$

ただし，$\eta=r_2/(r_1+r_2)$，mはVAとr_2との端子電圧比。

したがって，$r_2\rightarrow\infty$（$\therefore\eta\rightarrow 1$），$m\rightarrow 1$の理想条件では，検出ゲイン$\eta m$は最大値$v_{a3lc}/v_{a3}=1$となる。一方，ZD，VAの内部抵抗，あるいは$r_2$が存在する場合は，$\eta<1$，あるいは$m<1$となる。それに加えて，$r_1$自体やZDの損失を制限すために$r_1$を大とすると，$\eta$がさらに下がり検出ゲインは低下する。



(a) 回路構成



(b) 入出力電圧の関係

図７．１６　低レンジ用電圧検出器の原理説明図

ところで，フルスケールがv_{3amax}の高レンジ電圧検出器をフルスケールがE_zの検出器として用いた場合，検出器の誤差は，v_{3amax}/E_z倍に拡大する。しかし，低レンジ電圧検出器では，$1/(\eta m)$倍に留まる。本方式における具体的な数値v_{3amax}=1350V，E_z=5V，$\eta=0.8$，$m=0.5$の場合は，v_{3amax}/E_z:$1/(\eta m)$＝270：2.5となり，約110倍改善される。その結果，i_c=10Aに対応する$v_{3a}\cong 0.75$ V程度の検出は容易であるといえる[4),(8),(9)]。

７．４．４　定常時の電流遮断特性

(1) 解析モデルと回路方程式

電流遮断特性を検討するための解析モデルを図７．１７，GCBの開極およびアーク特性を図７．１８に示す。

図７．１７の回路において，下記の式が成り立つ。

$$L_c di_c/dt + r_c i_c = v_{c00} - e_{ar} \quad \cdots\cdots(7.23)$$

ただし，L_c，r_cは，コイルのインダクタンスおよび抵抗，i_cは，コイル電流，v_{c00}は，目標電圧0Vとした制御時における誤差電圧(開極時の初期値となる)（したがって，この誤差電圧により生じるコイル電流は，$i_{c00}=v_{c00}/r_c$）である。

また，図７．１７，図７．１８共通で，開極過渡時，全開極時の空隙をそれぞれg，Gと表す。同様にアーク電圧をそれぞれe_{ar}，E_{ar}と表す。

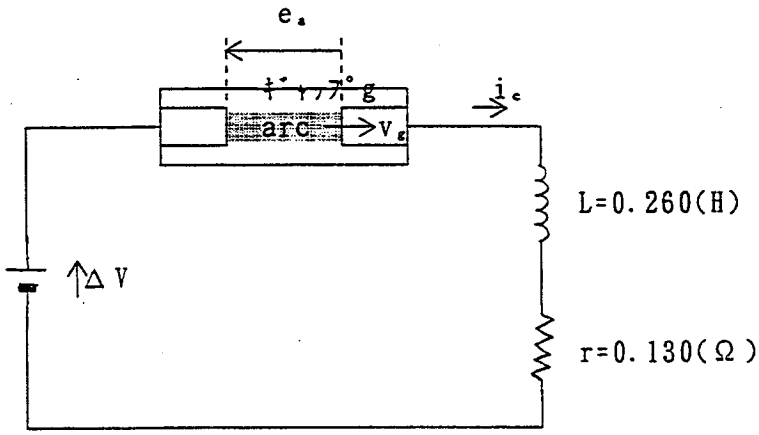


図７．１７ 電流遮断特性解析モデル

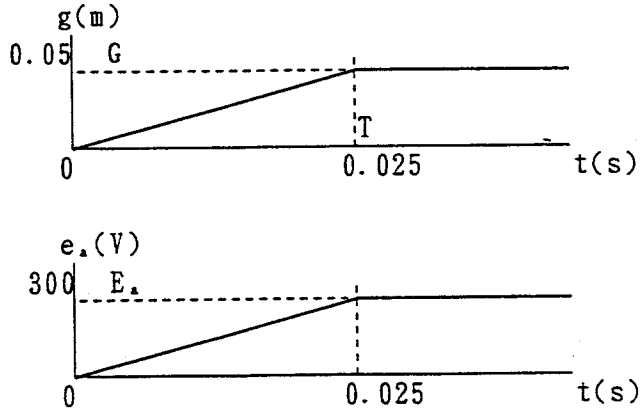


図７．１８ ＧＣＢの開極およびアーク特性

ここで，単位ギャップ当たりのアーク電圧de_{ar}/dg =6x10^{3}V/m(=6V/mm)，G =0.05m(=50mm)，開極速度v_g = 2m/sのもとに計算を行う。全開極時のアーク電圧E_{ar}，およびそこに至る時間Tは，それぞれ次式で与えられる。

$$E_{ar} = (de_{ar}/dg)G = 300\text{V},\quad T = g/v_g = 0.025\text{s}(=25\text{ms})$$

下記の仮定のもとに解析を行う。

(a) GCB開極の直前において，発電機の電圧制御系(v_{c00}一定に制御されている)は，定常状態に達しており$i_{c00} = v_{c00}/r_c$が成り立つものとする。

(b) $v_{c00} > 0$(したがって，図の極性において$i_c > 0$，$e_{ar} > 0$)とする。$v_{c00} < 0$(したがって$i_c < 0$，$e_{ar} < 0$）のときは容易に類推できる。

(c) この項では，チョッピング現象（７．５で取り扱う）は生じないものとして検討する。

開極過渡時，全開極時にわたるgおよびe_{ar}は，図７．１８に示すように下記で表される。

$t \le T$ ［開極過渡時］

$$e_{ar} = (de_{ar}/dg)v_g t = (E_{ar}/T)t = 1.2\text{x}10^4 t \text{ (V/s)} \cdots\cdots (7.24)$$

ただし，$i_c = i_{c00} = v_{c00}/r_c$ $(at\ t=0)$，$i_c = I_{c01}$ $(at\ t=T)$

$t > T$ ［全開極時］

$$e_{ar} = E_{ar} \cdots\cdots (7.25)$$

(2) i_cの遮断特性の計算

(a) $t \le T$の時

(7.23)および(7.24)を解いて次式を得る。

$$i_c = v_{c00}/r_c e^{-(r_c/L_c)t} + \{v_{c00}/r_c + (E_{ar}/r_c)(L_c/r_c)/T\}\{1 - e^{-(r_c/L_c)t}\} - (E_{ar}/r_c)t/T \cdots\cdots (7.26)$$

ここで，$t \le T$では，i_cはまだ零に達しないと仮定し，$t = T$におけるi_cをI_{c01}とおくと

$$I_{c01} = v_{c00}/r_c e^{-(r_c/L_c)T} + \{v_{c00}/r_c + (E_{ar}/r_c)(L_c/r_c)/T\}\{1 - e^{-(r_c/L_c)T}\} - E_{ar}/r_c \cdots\cdots (7.27)$$

が得られる。$t \le T$では，$(r_c/L_c)t \le 0.0125 \ll 1$が成り立つので

$$e^{-(r_c/L_c)t} \cong 1 - (r_c/L_c)t + (L_c/r_c)^2 t^2/2 \cdots\cdots (7.28)$$

と近似すると，(7.26)，(7.27)式は，それぞれ(7.29)，(7.30)式のように近似できる。

$$i_c \cong i_{c00} - (E_{ar}/L_c)/T \cdot t^2/2 = i_c = i_{c00} - 2.308 \times 10^4 t^2 \cdots\cdots (7.29)$$

$$I_{c01} \cong i_{c00} - (E_{ar}/L_c)T/2 = i_{c00} - 14.42 \cdots\cdots (7.30)$$

上記２式より，下記の結果が得られる。

①$i_{c00} \le 14.42$ Aの場合

$t \le T$の時は，この期間内に$i_c = 0$に到達する($t = t_{off}$後とする)。(7.29)式よりt_{off}とi_{c00}との関係は，次式で表される。

$$t_{off} = \sqrt{(2L_c T/E_{ar})i_{c00}} = 0.00658\sqrt{i_{c00}} \text{ s} \cdots\cdots (7.31)$$

②$i_{c00} > 14.42$Aの場合

(7.30)式より，$t \le T$の範囲では$i_c = 0$に到達せず，i_cの初期値の如何に拘わらずこの時間Tの間にi_cは，14.42Aだけ減少する。

(b) $t > T$の時（上記②$i_{c00} > 14.42$Aの場合のみが対象）

(7.23)および(7.25)式を解いて

$$i_c = I_{c01} e^{-(r_c/L_c)(t-T)} + (v_{c00} - E_{ar})/r_c \{1 - e^{-(r_c/L_c)(t-T)}\} \cdots\cdots (7.32)$$

同様に，この範囲についても$(r_c/L_c)(t-T) \ll 1$と近似すると，(7.32)式は，下記のとおり近似される。

$$i_c = I_{c01}\{1 - (r_c/L_c)(t-T)\} + \{(v_{c00} - E_{ar})/L_c\}(t-T) \cdots\cdots (7.33)$$

ここで，(7.33)式に(7.30)式および$v_{c00} = r_c i_{c00}$を代入して，I_{c01}，i_{c00}を消去すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} i_c &= \{i_{c00} - (E_{ar}/L_c)T/2\} \times \{1 - (r_c/L_c)(t-T)\} + \{(r_c i_{c00} - E_{ar})/L_c\}(t-T) \\ &= \{i_{c00} - (E_{ar}/L_c)T/2\} - \{1 - (r_c/L_c)T/2\}(E_{ar}/L_c)(t-T) \\ &= i_{c00} - 14.42 - 1147(t - 0.025) \end{aligned} \cdots\cdots (7.34)$$

この式に再度，(7.30)式を代入して次式が得られる。

$$i_c = I_{c01} - 1147(t - 0.025) \quad \cdots\cdots(7.35)$$

(7.34)式に$i_c = 0$，$i_c = 0$を代入すると，次式に示すi_{c00}に対するt_{off}の関係式が求まる。

$$t_{off} = 0.025 + (i_{c00} - 14.42)/1147 \quad \cdots\cdots(7.36)$$

以上，(a)，(b)をまとめて，i_{c00}=7.69～30.8A(v_{c00}=1～4V)におけるi_c減少の状況についての計算結果（(7.29)および(3.34)式による）を図７．１９に示す。また，i_{c00}（v_{c00}）に対するt_{off}の関係（(7.31)式および(7.36)式による）を図７．２０に示す。

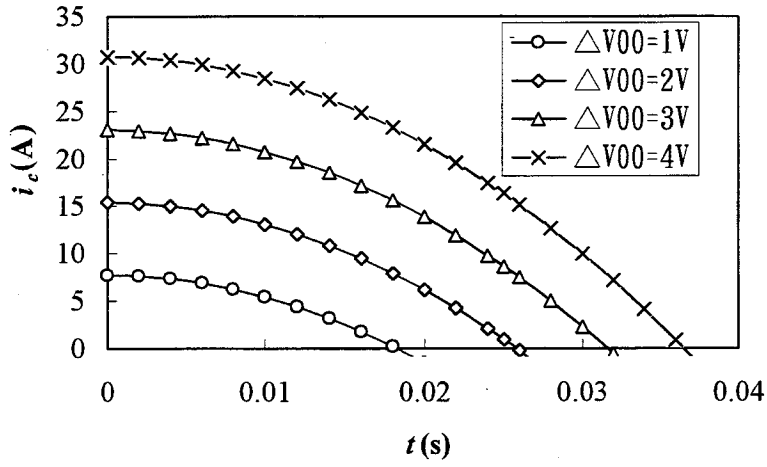


図７．１９　i_{c00}をパラメータとしたi_c減少の状況
(i_{c00}=7.69～30.8A(v_{c00}=1～4V))

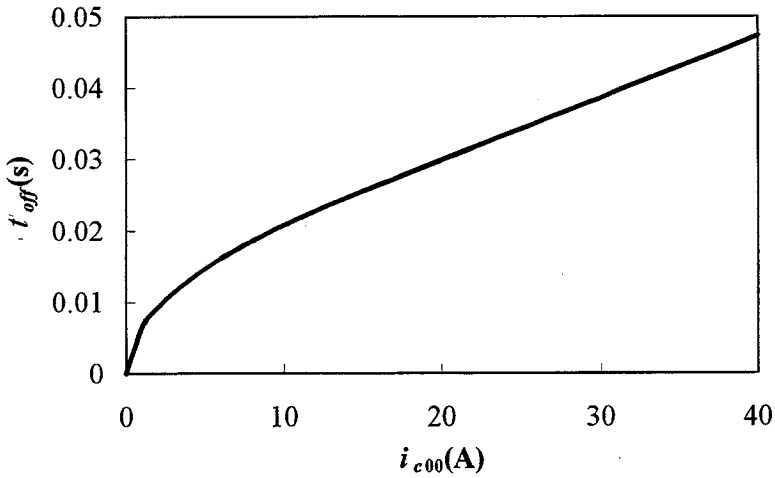


図７．２０　i_{c00}（v_{c00}）に対するt_{off}の関係

(3) 初期電流とアークによるエネルギー損失の状況

(2)において，開極後のi_cの減少特性が求められたので，i_cとその時のe_{ar}との積で与えられる遮断器の空隙部における消費電力P_{ar}および開極初期から電流遮断に至るまでの総エネルギー損失W_{ar}を求める。

(a) $t \le T$の時

①消費電力P_{ar}

$$P_{ar} = e_{ar} i_c$$
$$= (E_{ar}/T)t\{i_{c00} - (E_{ar}/L_c)/T \cdot t^2/2\} = i_c = i_{c00} - 2.308\times10^4 t^2$$
$$= (E_{ar} i_{c00}/T)t - \{E_{ar}{}^2/(L_c/T^2)\}t^3/2$$
$$= 1.20\times10^4 i_{c00} t - 2.769\times10^8 t^3 \text{ Watt} \cdots\cdots (7.37)$$

②エネルギー損失W_{ar}

P_{ar}を時間0から(7.31)式に示されるt_{off}まで積分する。

$$W_{ar} = \int_0^{\sqrt{(2L_cT/E_{ar})i_{c00}}} P_{ar}\,dt$$
$$= \left| (E_{ar} i_{c00}/T)t^2/2 - \{E_{ar}{}^2/(L_c/T^2)\}t^4/8 \right|_0^{\sqrt{(2L_cT/E_{ar})i_{c00}}}$$
$$L_c i_{c00}{}^2/2 = 0.131\, i_{c00}{}^2 \text{ Joule (27.24Joule at 14.42A)} \cdots\cdots (7.38)$$

(b) $t > T$の時

①消費電力P_{ar}

(7.25)式より$e_{ar} = E_a$であり，i_cとしては，(7.34)式を用いて計算する。

$$P_{ar} = e_{ar} i_c$$
$$= E_{ar}\left[\{i_{c00} - (E_{ar}/L_c)T/2\} - \{1-(r_c/L_c)T/2\}(E_{ar}/L_c)(t-T) \right]$$
$$= 300\times\{i_{c00} - 14.42 - 1147(t-0.025)\} \text{ Watt} \cdots\cdots (7.39)$$

②エネルギー損失W_{ar}

開極過渡時のエネルギー損失をW_{ar0T}とおく。これは，(7.38)式において積分範囲を0～Tとして下記のとおり計算できる。

$$W_{ar0T} = E_{ar}T\{i_{c00}/2 - E_{ar}T/(8L)\} = 3.75(i_{c00} - 7.212) \cdots\cdots (7.40)$$

(7.30)式より$i_{c00} = (E_{ar}/L_c)T/2$のときは，$W_{ar0T} = = (E_{ar}T)^2/(8L_c) = i_{c00}{}^2 L_c/2$となる。

$$W_{ar} = \int_T^t P_{ar}\,dt + W_{ar0T}$$
$$= E_{ar}\left| \{i_{c00} - (E_{ar}/L_c)T/2\}t - \{1-(r_c/L_c)T/2\}(E_{ar}/L_c)(t-T)^2/2 \right|_T^t + W_{a0T}$$
$$= E_{ar}[\{i_{c00} - (E_{ar}/L_c)T/2\}(t-T) - \{1-(r_c/L_c)T/2\}(E_{ar}/L_c)(t-T)^2/2]$$
$$+ E_{ar}T\{i_{c00}/2 - E_{ar}T/(8L_c)\}$$
$$= 300(i_{c00} - 14.42)(t - 0.025) - 1.72\times10^5(t-0.025)^2 + 3.75(i_{c00} - 7.212) \text{ Joule}$$
$$\cdots\cdots (7.41)$$

ところで，(7.36)式からt_{off}がi_{c00}の関数で与えられるので，このt_{off}をtとして上式に代入すると，W_{ar}は，i_{c00}の関数として次式で与えられる。

$$W_{ar} = 0.1308(i_{c00} - 14.42)^2 + 27.24 \quad \text{Joule} \quad (27.24\text{Joule at } 14.42\text{A}) \cdots\cdots\cdots\cdots (7.42)$$

(7.38)式と(7.42)式を総合して，i_{c00}に対するW_{ar}の関係を図７．２１に示す。

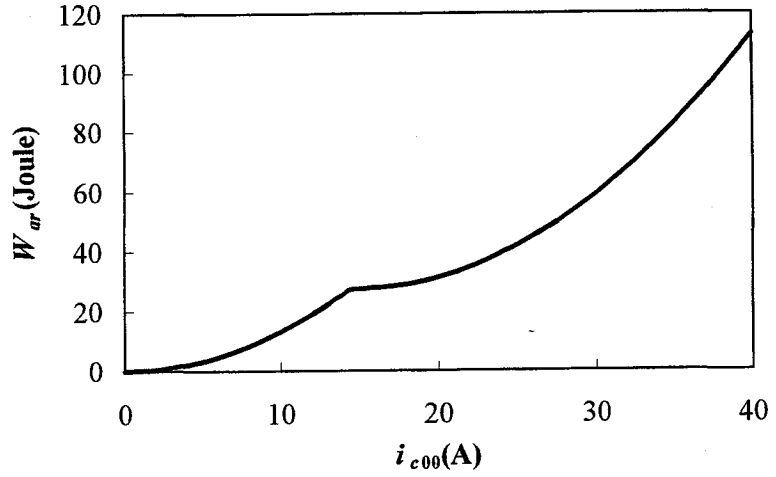


図７．２１　i_{c00}（v_{c00}）に対するエネルギー損失W_{ar}の関係

(4) 制御誤差電流(or電圧)がGCBの遮断特性に及ぼす影響

以上の検討結果から，制御誤差電流(or電圧)がGCBの遮断特性に及ぼす影響をまとめる。

(a) (7.29)式，(7.35)式，および図７．１９に示したように，電流の減少分は，初期電流i_{c00}に関係なく，$t \le T(=0.025\,s)$ではt^2に比例，$t > T$ではtに比例する。そのうち$i_{c00} \le 14.42\,\text{A}$のときは，$t \le T$において遮断される。

(b) (7.31)式，(7.36)式および図７．２０に示したように，$i_{c00} \le 14.42\,\text{A}$の電流遮断に要する時間$t_{off}$は，$\sqrt{i_{c00}}$に比例する。$i_{c00}$=7.69A($v_{c00}$=1V)における$t_{off}$は，0.0183sである。

一方，$i_{c00} > 14.42\,\text{A}$において，$i_{c00}$のうち14.42Aまで減少するのに0.025s要し，14.42Aから零に至る時間は，直線的に増加する。t_{off}は双方の時間の和となる。

一般に遮断すべき電流は，開極時間内に零になるのが望ましいといわれており，目標のi_{c00}=8A($v_{c00} \cong 1$ V)は，妥当な値と考えられる。

なお，(7.29)式から，電流の減少の速さは，$(E_{ar} / L_c) / T$に比例する。すなわち，アーク電圧に比例し，L_cおよびＧＣＢの開極速さに反比例する。

(c) (7.38)式，(7.40)式および図７．２１に示したように，開極開始時からの総ｴﾈﾙｷﾞｰ損失W_{ar}は，$i_{c00} \le 14.42$ Aのときはi_{c00}^2に比例して増加する。一方，i_{c00}>14.42Aのときは，電流を14.42Aだけ減少させるまでの損失27.24Jouleに，14.42Aからの増分の，２乗に比例した損失を加えた値である。

遮断一回ごとのW_{ar}の総和で許容遮断回数が決まるとすれば，$i_{c00} \leqq 14.42\text{A}$のときは，$i_{c00}^2$に反比例する。一方，$i_{c00}$>14.42Aのときは，(7.41)式で表される値に逆比例する。目標の$i_{c00} = 7.69\text{A}$におけるW_{ar}は，7.75 Jである。

７．５　電流裁断によるサージ電圧防止用アレスタの特性

７．５．１　電流裁断によるチョッピング現象とサージ電圧

遮断途中の電流(ｱｰｸ電流)が減少し零点に近づく過程のある電流以下において，ガス流速によってアークの弧心が吹き飛ばされ，本来の電流零点以前に電流が遮断される現象をチョッピング現象あるいは電流裁断現象[12),(13)]といい，特に真空アークで生じ易いといわれている。

負荷側(あるいは電源側)に直列インダクタンスを含む回路を遮断する途中にチョッピング現象を生じると，直前のインダクタンスの蓄積エネルギーが瞬時に放出され，$e_s = -Ldi/dt$で与えられる過渡的な電圧であるサージ電圧が発生する。遮断器内等で損失がないとすると，理論上無限大のサージ電圧が，インダクタンス両端に発生することになる。

この電圧を抑制するために，負荷側（あるいは電源側）のインダクタンスLを含む回路に並列にC(あるいは，C，L直列)を接続し,蓄積エネルギーを有限の時間を掛けて放出させるようにする。このようなLC回路において，チョッピング現象開始時の電流をI_0とすると，サージ電圧e_sは

$$e_s = \frac{I_0}{\omega C}\sin \omega t \cdots \text{ただし}, \omega = 1/\sqrt{LC} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (7.43)$$

で与えられる。したがってe_sの尖頭値E_sは

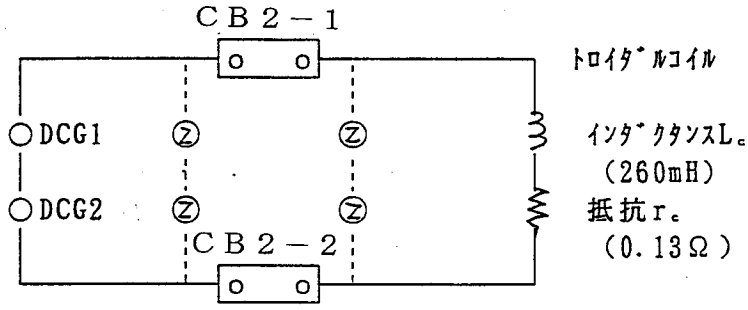
$$E_s = \frac{I_0}{\omega C} = I_0\sqrt{L/C} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (7.44)$$

となり，I_0，$\sqrt{L}$に比例し$\sqrt{C}$に逆比例する。サージ電圧を一定値以下に抑制するためには，アレスタを挿入することが有効である。

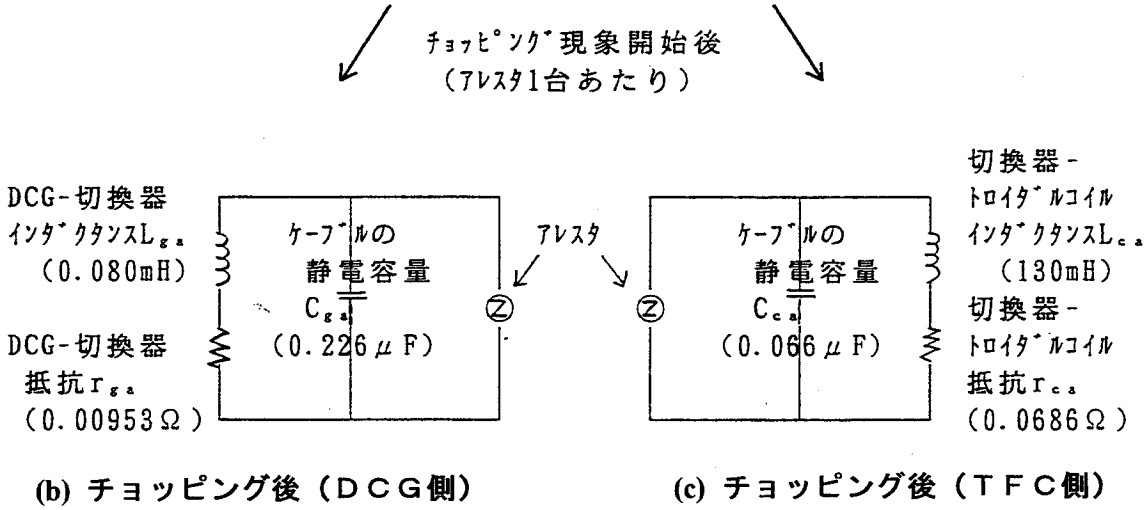
７．５．２　回路構成とアレスタに対する正常時の通電特性

(1) 回路構成

図７.２２にアレスタの接続に注目した回路構成を示す。この回路構成は，同図(a)に示すように，ＣＢ２－１(正極)およびＣＢ２－２(負極)間に，２台ずつ直列接続された２組のアレスタを切換器のＤＣＧ側および負荷トロイダルコイル側に各１組ずつ設置する方式とした。直列接続部は非接地で使用する。図７．２２(b)および図７．２２(c)は，ＤＣＧ側およびＴＦＣ側それぞれの回路構成を示し，図中にチョッピング後のサージ電圧の算定に必要な回路定数を示した。サージ電圧・電流の算定式の誘導は次項に示す。



(a) 主回路通電時



(b) チョッピング後（ＤＣＧ側）　　(c) チョッピング後（ＴＦＣ側）

図７．２２　アレスタの接続に注目した回路構成

(2) 通常の動作時のアレスタ印加電圧(図７．２３参照)

制御目標電圧　　V_{t0}=1350V

許容電圧　　V_{t1}=1420V(=1350 x 1.05)

(２台の直列ＤＣＧが正常動作時にかかり得る最大電圧の特性)

許容最大電圧　　V_{tmax}=1485V(=1350V x 1.10)

(故障時以外に越えることのない電圧。この値を超えるとＤＣＧ過電圧(or 差電圧)異常としてＤＣＧの発生電圧を零にさせる)。

許容電圧実効値　　V_{tle} =202.6V(1,420Vの14.3%)

(V_{tle}^2 x 360s=1420^2 x 6.5s + 1290^2 x 1s=1.477 x 10^7より計算。V_{tle}は，アレスタの抵抗値が印加電圧に依存せずに一定と考えたとき，正常動作時にアレスタにかかる損失がV_{t1}と等しい直流電圧)

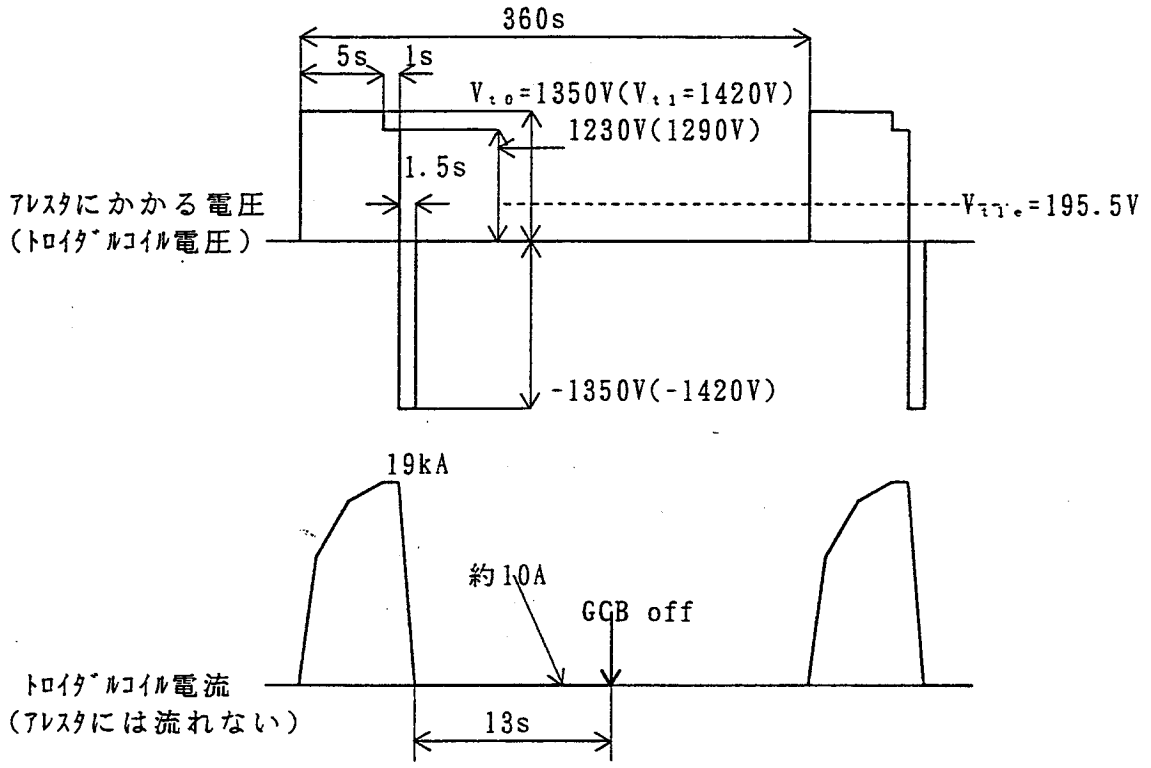


図７．２３　正常時にアレスタにかかる電圧波形

７．５．３　アレスタの仕様

アレスタは，直流1,500V回路用のＭＤＨ－ＰＡ形酸化亜鉛形避雷器などとして実績のある，定電圧特性の優れた酸化亜鉛(ＺｎＯ)素子を用いた避雷器(三菱電機製：ＭＯＡ=Metal Oxide surge Arresterと称している)を採用した。

仕様決定に際し，７．５．２に示した回路構成とアレスタの正常時における通電特性の特長を考慮して下記のような設計を行った。

(1) 負荷であるＴＦＣにおいては，異常電圧に対する絶縁耐力は大であるが回路内の蓄積エネルギーが大きいためチョッピング後に大きいサージ電圧が発生し易い。一方ＤＣＧにおいては，絶縁耐力は小であるがチョッピング発生時のＤＣＧにおける蓄積エネルギーが少ないのでサージ電圧は並列C(ケーブルのC含む)で抑制し易い。

そこで，ＤＣＧ保護の観点からアレスタのサージによる制限電圧を低く設定することを最重点とした設計をした。

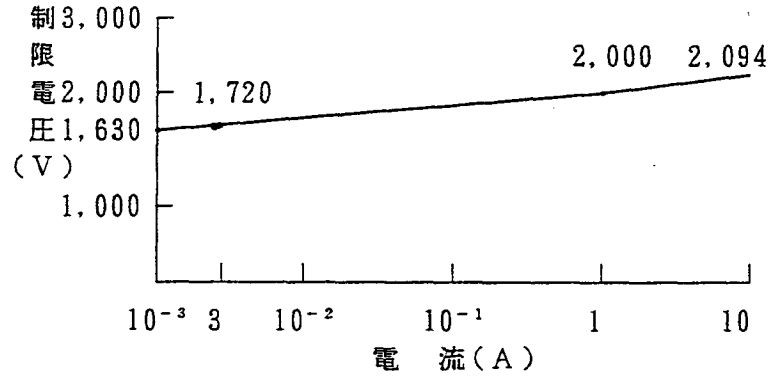
すなわち，1,500V 回路ＭＯＡのサージ電流1Aが流れるときの端子電圧は3,300～3,500Vであるが，チョッピング発生後の異常電圧をなるべく低く抑えるために，正常時の印加電圧に対する漏洩電流およびその損失をその許容範囲内で上限近くに設定した。具体的には，サージ電流1Aが流れるときの端子電圧を2,000Vとした。

(2) 負荷ＴＦＣ用にも共用出来るようにし，予備品の確保の容易さを図った。

表７．３に採用したアレスタの定格・仕様を示す。

表７．３　アレスタの定格・仕様

機　　種	MDH-PA形直流避雷器
形　　名	ｼﾘｺﾝ整流器保護用
支持方式	支持碍子(C-6)付き
定格制限電圧	電流1A通電時2,000V±50V (±2.5%)を目標。
正常時最大印加電圧	+1,420V(6s),-1,420V(1.5s) の360sごとの繰返し
V_{1mA}　管理上限値	1,630V
V_{1mA}　管理下限値	1,460V (1,630x0.9)
課電率	1,420V/1460V=0.9
ｴﾈﾙｷﾞｰ(正常時)	1,420Vx1mAx7.5s=11J/回
推定V-I特性　　下図参照	



７．５．４　サージ電圧・電流の計算

７．５．１に示したように，L，rに対して並列Cがない回路を遮断する途中にチョッピング現象を生じた場合，原理的にはチョッピング開始時の電流I_{s0}の値に拘らず無限大のサージ電圧を生じることになる。一方，Cが存在する場合のコイルに発生する電圧は，下記のように減衰振動で表される。

$$v_s = I_{s0}\sqrt{L/C}\, e^{-(r/L)t} \sin(t/\sqrt{LC}) \cdots\cdots (7.45)$$

このチョッピング開始電流 1Aあたりのv_sの最大値$(v_s / I_{s0})_{\max}$および振動周波数f_sは，次式で与えられる。

$$(v_s / I_{s0})_{\max} = \sqrt{L/C}\,, \quad f_s = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \cdots\cdots (7.46)$$

種々のCの値に対する$(v_s / I_{s0})_{\max}$およびf_sは，表７．４のとおりとなる(ただし，L=0.26Hであり，コイルの両端に対する値を示す)。

表７．４　L，r直列回路に対する並列Cの大きさとコイルに発生するサージ電圧への関係

（L，rは，ＴＦＣの定数）

$C(\mu F)$	$(v_s / I_{s0})_{\max}$ (kV/A)	f_s (Hz)
1	0.510	312
0.1	1.612	161
0.01	5.10	31.2
0.001	16.12	16.1

つぎに，図７．２２に従ってアレスタ１個をベースとした回路定数を求める。

ケース①　主回路切換器～ＴＦＣ間

・ＴＦＣ

L_c=0.260H，r_c=0.131Ω(70° C)，C_cは無視

・ケーブル

C_{wc}=0.132μF，L_{wc}=5.73x10^{-6}H，r_{wc}=6.15x10^{-3}Ω(90° C)

・アレスタ１台をベースとした合計

$C_{ca} = C_{wc}/2$=0.066μF，$L_{ca} = (L_c + L_{wc})/2$=0.130H，$r_{ca} = (r_c + r_{wc})/2$=0.0686Ω，

したがって，$(v_{sc} / I_{sc0})_{\max}$=1.403kV/A，$f_{sc}$=1.72kHzとなり，サージ電圧が正常時の最大電圧1,420Vを越えるときのI_{sc0}の値は，1.01Aである。

ケース②　主回路切換器～DCG間

・DCG電機子

L_c=1.51x10^{-4}H，r_a=0.00968Ω(60° C)

・ケーブル

C_{wg}=0.451μF，L_{wg}=8.70x10^{-6}H，r_{wg}=9.35x10^{-3}Ω(90C°)

・アレスタ１台をベースとした合計

$C_{ga}=C_{wg}/2$=0.226μF, $L_{ga}=(L_a+L_{wg})/2$=8.00x10^{-5}H,

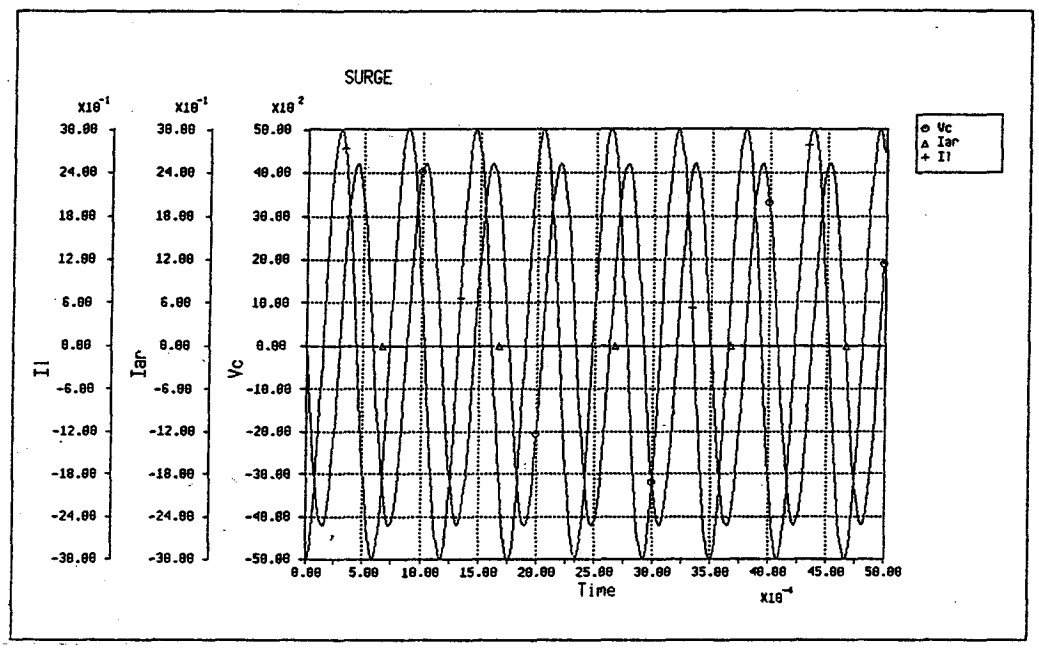
$r_{ga}=(r_a+r_{wg})/2$=0.00953Ω

したがって，$(v_{sg}/I_{sg0})_{max}$=18.8V/A, f_{sg}=37.8kHzとなり，同様に，サージ電圧が正常時の最大電圧1,420Vを越えるとき，I_{sg0}の値は，75.5Aである。

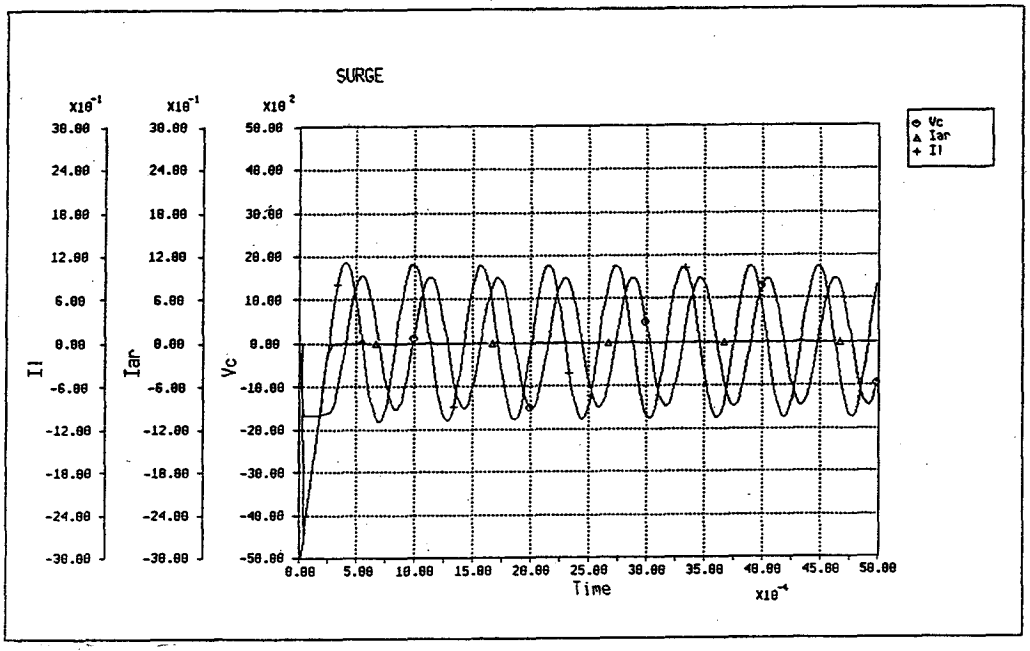
計算例として，アレスタの有無によるコンデンサ電圧v_c(=アレスタ電圧)，インダクタンス電流i_lおよびアレスタ電流i_{ar}の比較を行う。

図７．２４および図７．２５に，それぞれケース①およびケース②に対する計算結果を示す。図中の各ケースにおける(a)は，アレスタ無し，(b)は，アレスタありの場合を示す。(a)，(b)を比較することでアレスタによる電圧抑止効果が理解できる。なお振動の減衰時定数は，ケース①，ケース②において，それぞれ1.895s，8.395msである。

ケース①は，ケース②に比べ1/74.6のI_{s0}で同一サージ電圧を発生し，約230倍も振動の減衰は遅くなる。

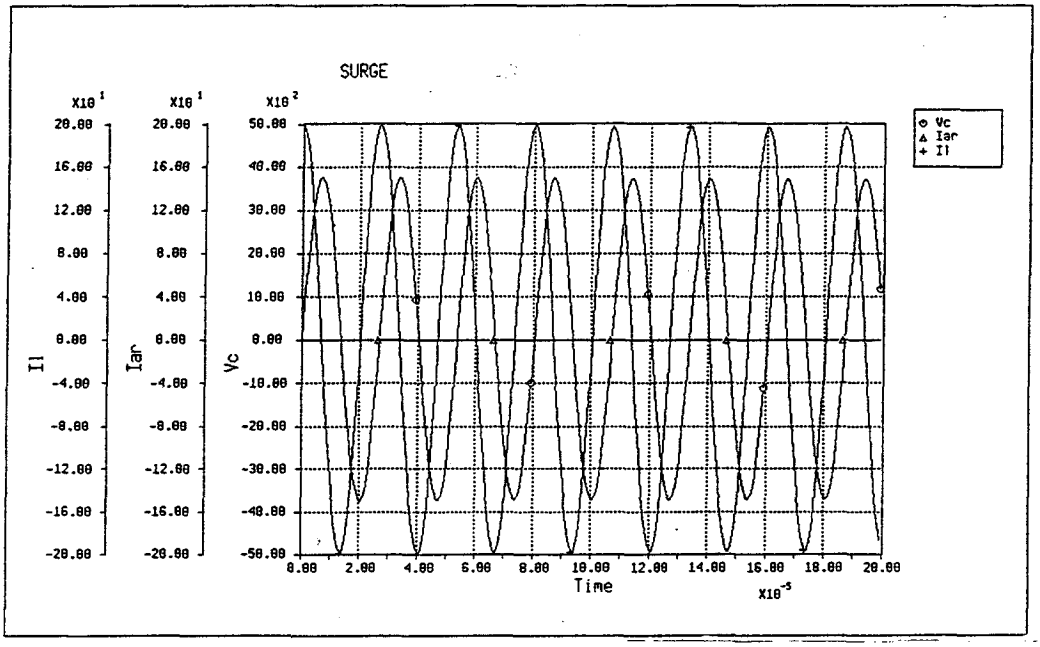


(a) アレスタ無し

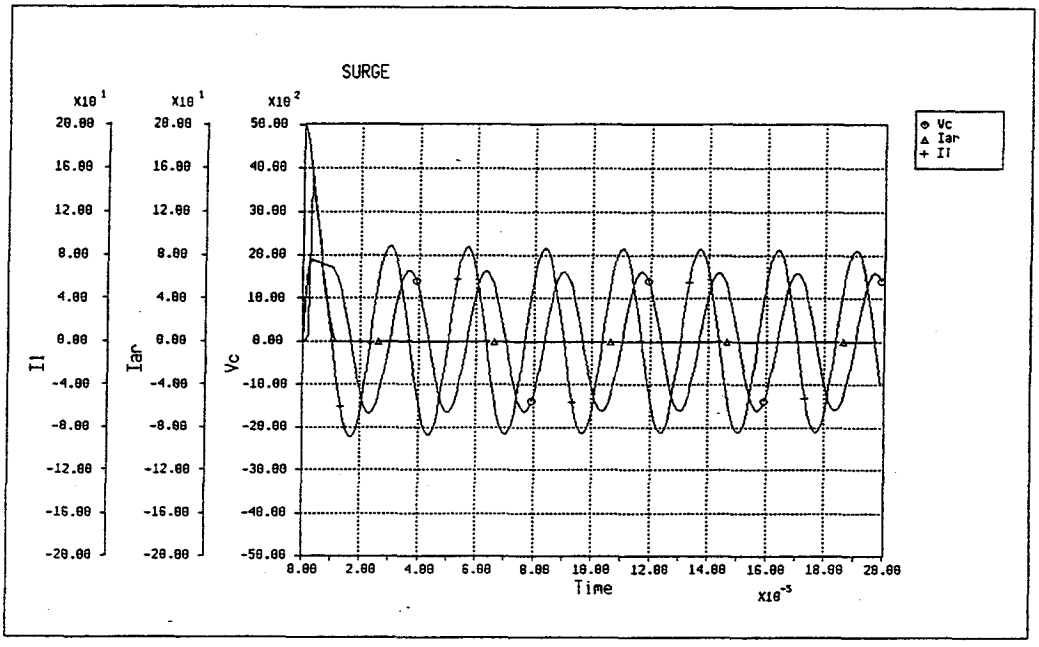


(b)アレスタ有り

図７．２４　主回路切替器～ＴＦＣ間サージ特性（ケース①）



(a) アレスタ無し



(b)アレスタ有り

図７．２５　主回路切替器～ＤＣＧ間サージ特性（ケース②）

７．６　試験結果

７．６．１　パルス通電特性

図７．２６に，パルス通電試験で，フラットトップ磁場強度2.2T(18.752kA)達成時の現地試験結果を示す[(2)~(9)]。ＴＦＣ電流は，全期間にわたり安定に制御され，ＧＣＢの開極動作も正常であった。

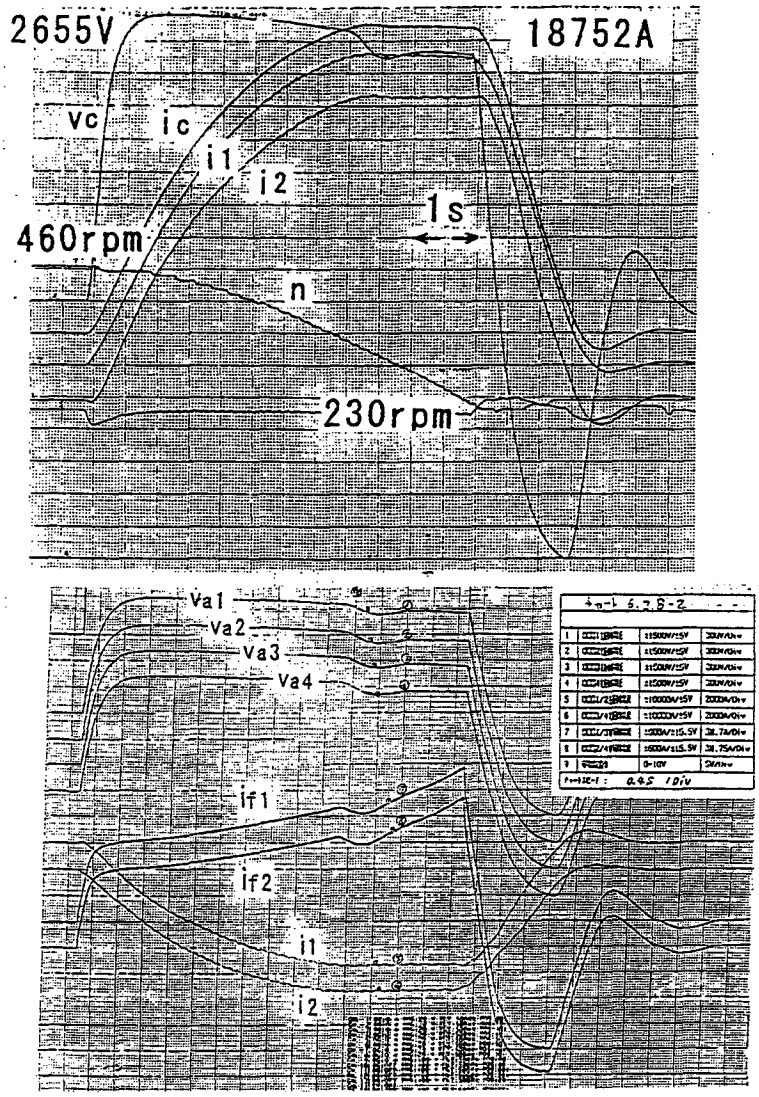


図７．２６　パルス通電特性（実測値）

通電前460rpmにおける磁場強度B_Tとi_c，i_1，i_2，i_1-i_2の関係[4],[8],[9]を図７．２７に示す。

以上のデータから下記の結果が得られた。

(1) ＴＦＣに要求仕様のDC 2.7kV，フラットトップ電流19kA，期間1s以上のパルス電流周期6minが達成できた。

(2) 広範な磁場強度に対しＤＣＣＴ１とＤＣＣＴ２の電流バランスは，良好であった。

(3) 通電期間終了後に，ＴＦＣ電流は，急速に絞り込まれ，６秒後の電圧零制御開始直前までに定電流に電流零制御された。主回路切替器の開極も正常であった。

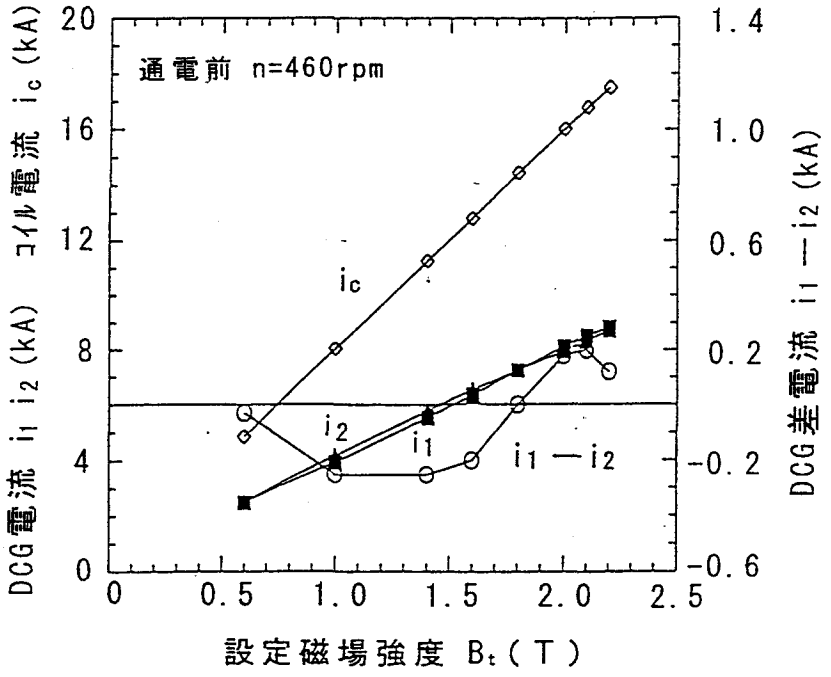


図７．２７　ＴＦＣ磁場強度に対するＤＣＧ電流（実測値）

７．６．２　電圧零制御特性

図７．２６の場合は，期間Ⅱb直前には電流零制御が定常状態に達しており，電圧零制御へは極めて安定に遷移する[4],[9]。

７．６．３　ＤＣＧ起動および制動特性

ＤＣＧ起動時の現地試験結果を図７．２８に示す[4]。0～460rpmの加速時間は，7min 13sであった。また，パルス放電モードにおいて繰り返し周期の上限を決める225～460rpmの加速時間は，4min 10s程度であった。

図７．２９に初期回転数160rpmからの制動特性[4],[9] を示す。30sで約10rpmまで減速できた。

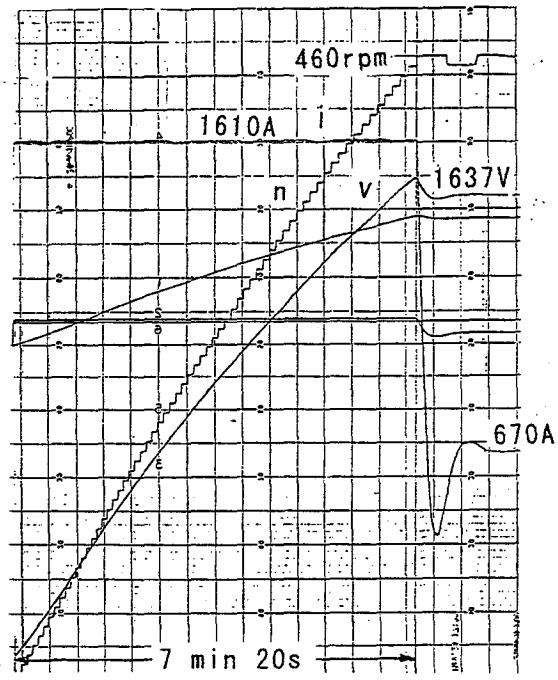


図７．２８　ＤＣＧ起動特性（実測値）

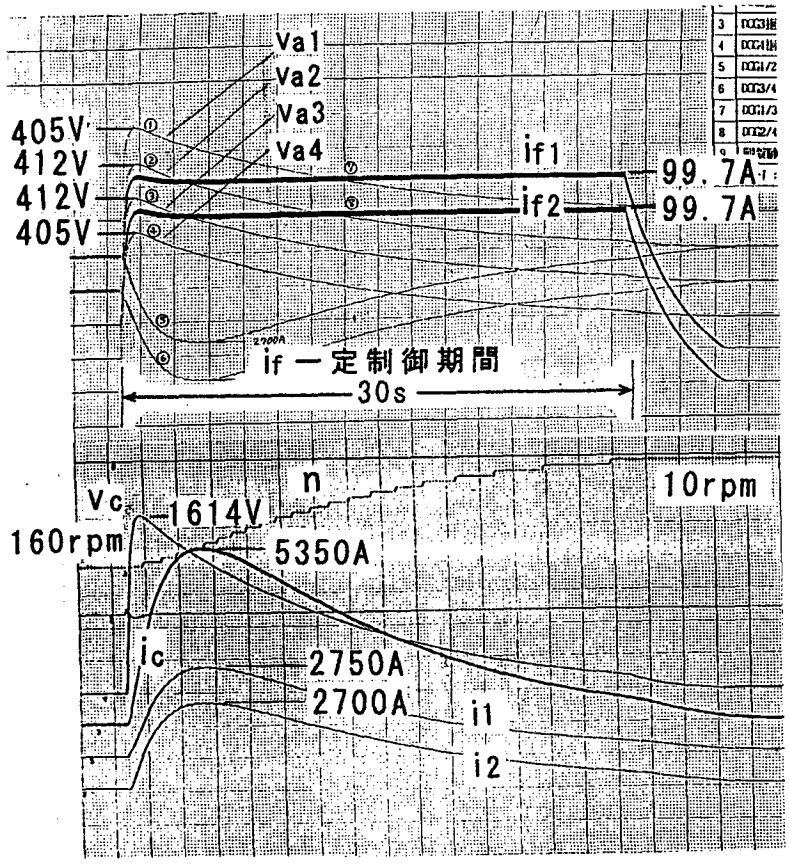


図７．２９　ＤＣＧ発電制動特性（実測値）

７．７　第７章まとめ

以上，パルス発生用電源システム用として電動機運転，パルス電流制御および制動，主回路切替器の開極などの多目的に使われたフライホイール付直流発電電動機（ＤＣＧ）の制御特性について検討結果を報告した。現地試験でも良好な結果が得られた。その中で汎用交流ＧＣＢを用いた直流回路の開極手法は，極めてユニークなものである。

本章における成果は，次のように要約できる。

(1) ４象限運転可能なサイリスタコンバータからのＤＣＧ界磁制御により，i_cのフラットトップ制御と通電信号期間終了後のＤＣＧへの電力回生を伴う電流零制御を行う独自の方式を開発し，仕様DC2.7kV，フラットトップ電流DC19kAの所定のデューティサイクル運転を可能とした。

(2) 低レンジ電圧検出器を追加することで，高精度電圧零制御を行い，$|i_c|<10$ Ａの検出・制御を実現した。その結果，主回路切替器として，主回路に電流零点を得る専用の手段を用いずに，汎用交流ＧＣＢの適用を可能とした。

(3) 開極時の電流裁断によるサージ電圧防止用のアレスタの特性について検討した。

なお，実測値は，ＪＦＴ－２Ｍ本体の実験再開を目前に控えた限られた時間の中で得たものである。ＤＣＧが記録的大容量のため，慎重を要し，安定運転に力点を置いた。

第７章　参考文献

(1) 荘司ほか：「JFT-2M装置の概要」日本原子力研究所内部報告，JAERI-M83-194，p137～ p139 (1983年12月).

(2) 中西，堀田，大藪，岸本，谷：「JFT-2Mトロイダルコイル用フライホイール付き大容量直流発電機」プラズマ・核融合学会第11回核融合エネルギ連合講演会(1995. 12).

(3) 中西，岸本，河瀬，堀田，谷：「フライホイール付き発電電動機の開発」電気学会回転機研究会資料，RM-95-108 (1995).

(4) 岸本，平山，加茂，福田，中西，谷：「トロイダルコイルを負荷とする直流発電電動の制御特性」電気学会回転機研究会資料，RM-96-2 (1996).

(5) 岸本，平山，加茂，福田，中西，谷：「JFT-2Mトロイダルコイルを負荷とする直流発電電動機の制御」プラズマ・核融合学会第13回年会 (1996.3).

(6) 谷，菊池，長谷川，柏，小又，鈴木，鈴木，大藪，中西，岸本，加茂：「大容量直流発電機によるJFT-2Mのトロイダル磁場コイル電源」プラズマ・核融合学会第13回年会 (1996.3).

(7) 谷，中西，堀田，河瀬，大藪，岸本：「日本原子力研究所殿向け高性能トカマク開発試験装置 JFT-2M トロイダル電源フライホイール付き直流発電機」三菱電機技報 70, No.5, p532～p536 (1996).

(8) 谷，岸本，平山，加茂，福田，中西：「日本原子力研究所向けJFT-2M磁場電源制御システム」三菱電機技報70，No.7, p729～p734 (1996).

(9) 岸本，平山，加茂，中西，谷：「トロイダル磁場コイル電源用フライホイール付き直流発電電動機の制御特性」，電気学会論文誌 Vol.117-D, p579～pa88 No.5, May, 1997,

(10) 電気学会技術報告 (Ⅱ部) 第188号トカマク型核融合炉の電気技術11-21 (1985).

(11) 電気学会編：「高電圧大電流工学」p216～p218 (1988).

(12) 電気学会編：「高電圧大電流工学」p108～p109 (1988).

(13) 橋本：「雷とサージ」電気書院　p27～p35 (1993).

第８章　フライホイール付き直流発電電動機の動特性解析および実験結果のシミュレーションによる検証

８．１　まえがき

日本原子力研究所ＪＦＴ－２Ｍ向けに開発したフライホイール（以下ＦＷ）付き直流発電電動機（以下ＤＣＧ）を用いたトロイダル磁場コイル（以下ＴＦＣ）電源に関して，第７章では，システムの概要，ＴＦＣ電流制御法および主回路切替器の開極法など，特長のある方式の動作原理や特性について述べ，現地試験を通じて基本的な仕様が満たされたことを実証した[(1)~(8)]。

この章では，前章の結果を得るために事前に検討したＴＦＣコイル電流制御特性，電流零制御特性，制動特性などについて，制御パラメータの変化による特性変化を明らかにするための特性解析およびシミュレーションによる実験結果の検証などを行い，フライホイール発電電動機の制御特性をまとめた[(3),(4),(6)~(8)]。

８．２　ＴＦＣ電流制御系の特性解析

８．２．１　ＤＣＧ特性の取り扱いと制御系の線形化

図７．１３に示した，特性解析の対象となるＴＦＣ電流制御系のブロック線図を改めて図８．１に示す[(3),(8)]。また，特性解析にあたって，そのために使用する表７．２に示した主要な項目の記号と数値を改めて表８．１として示す[(3),(8)]。なお，ＤＣＧは，７．３．２に示したように，[期間Ⅱｂ]を除き4台とも同一構造かつ同時動作するものとし，仮定(a)～(c)などは，ここでも成り立つとした取り扱いを行っている。

上述の仮定に従えば，ＤＣＧ一台あたりの誘起々電圧は，$e_a = Kni_f$ で与えられ，７．３．２(1)の仮定(b)を適用すると $v_c \cong n_s e_a$ (n_s=2)が成り立つ。

そこで，制御系の各ループのうち，電圧制御ループにおいては，電圧制御ゲイン $G_v(s) = K_v$ (一定)と比例制御(Ｐ制御)を行い，Ｐ制御において問題になる定常状態における目標値と出力の差である定常偏差(オフセット)を無くし，制御精度を高めるためフィードバックゲインを調整した。また，電流制御ループにおいても，$G_i(s) = K_{iu}$ (通電制御時)，K_{id} (電流零制御時)と比例要素とし，やはり制御精度を高めるためフィードバックゲインを調整してオフセット補償する，実機として採用した方式を主体に解析した。

系の特性式を(8.1)～(8.3)式で表す((7.1)～(7.3)式を改めて表記)。

$$\text{機械系：} -J\frac{d}{dt}\left(\frac{\pi}{30}n\right) = \tau_g + \tau_l \cdots\cdots (8.1)$$

$$\text{電気系：} L_c\frac{d}{dt}i_c = v_c - r_c i_c \cdots\cdots (8.2)$$

$$\tau_g = (30/\pi)n_s K i_f i_c,\quad v_c = n_s K n i_f \cdots\cdots (8.3)$$

ただし，トルク τ_g は，減速時を正とし，機械損 τ_l は，対象期間では τ_g に比べて小さいので，以下の検討でも無視する。

(8.3)式の τ_g を(8.1)式に代入し，(8.1)，(8.2)，および(8.3)式の第２式の各変数 i_f，

v_c，i_c，nを，それぞれ$i_{fb}+\Delta i_f$，$v_{cb}+\Delta v_c$，$i_{cb}+\Delta i_c$，$n_b+\Delta n$に置き換え，Δを付した変数同士の積が，他の項に比べて充分小さい範囲を対象としてこれらを無視すると，(8.4)～(8.6)式が得られる。

$$-J\frac{d}{dt}\left(\frac{\pi}{30}\Delta n\right)\cong n_s\left(\frac{30}{\pi}\right)K(i_{fb}\Delta i_c+i_{cb}\Delta i_f)\cdots\cdots(8.4)$$

$$L_c\frac{d}{dt}(\Delta i_c)=\Delta v_c-r_c\Delta i_c\cdots\cdots(8.5)$$

$$\Delta v_c\cong n_sK(i_{fb}\Delta n+n_b\Delta i_f)\cdots\cdots(8.6)$$

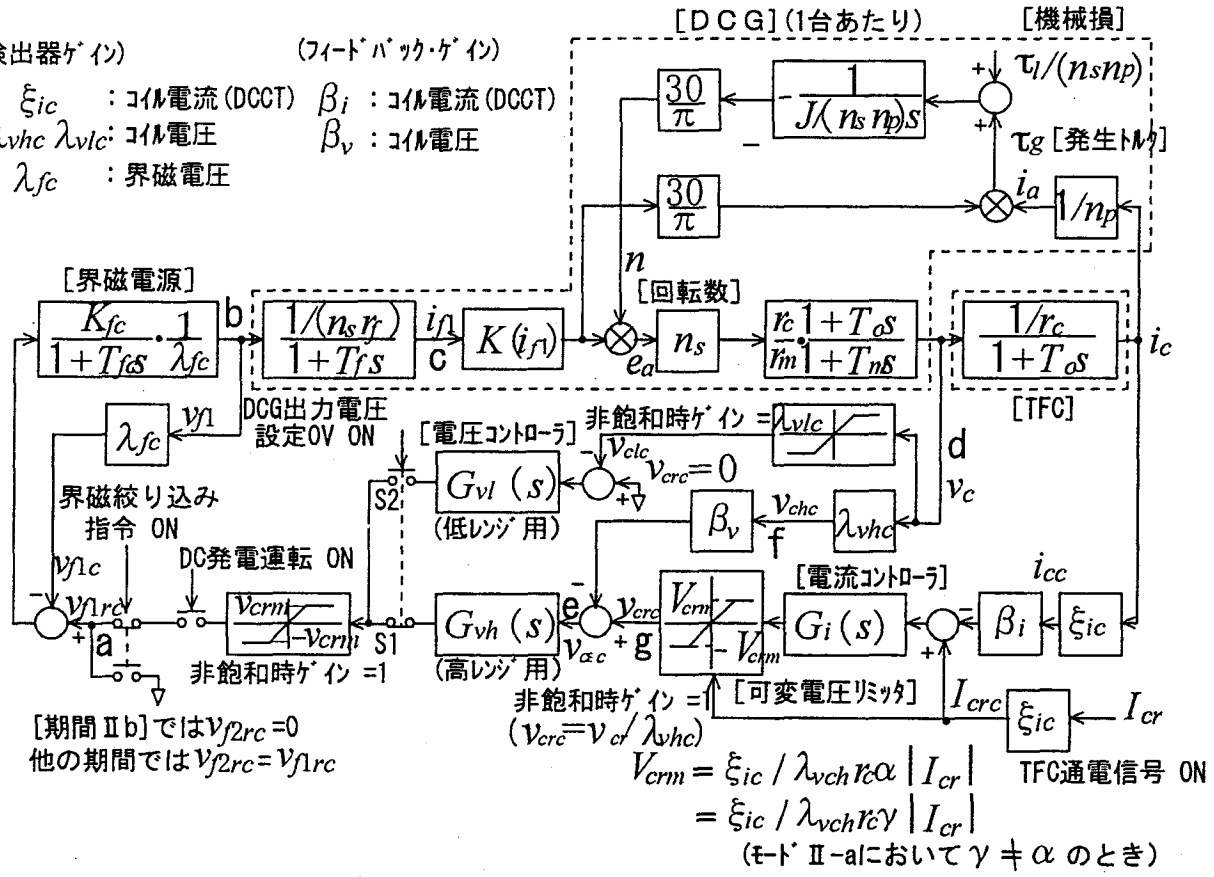


図８．１　特性解析の対象となるＴＦＣ電流制御系のブロック線図

表８．１　この章の特性解析に使用する主要な項目の記号と数値

項　　目		記号	数　　値 [単　位]
[ＴＦＣ]	抵抗	r_c	0.118 Ω(at 40° C)
	ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ	L_c	0.260H
	時定数	T_c	2.20s
[ＤＣＧ]	回転数	n	225～460rpm
	電機子巻線		
	抵抗,ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ	r_a, L_a	0.01 Ω, 0.00015H
	時定数	T_a	0.015s
	界磁巻線		
	抵抗,ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ	r_f, L_f	0.138 Ω, 0.440H
	時定数	T_a	3.188s
	誘起々電圧の係数	k	0.0274(1350V/460rpm/107A)
	$e_a = kni_f$		0.0254(1350V/225rpm/236A)
		J	2.606×10^{5}kg-m^2
[制　御]	i_c 検出ｹﾞｲﾝ	ξ_{ic}	10V / 20kA
	i_c ｺﾝﾄﾛｰﾗｹﾞｲﾝ	K_{iu}, K_{id}	18.8, 6.3
	v_c 検出ｹﾞｲﾝ	λ_{vc}	10V / 3kV
	v_c ｺﾝﾄﾛｰﾗｹﾞｲﾝ	K_v	0.72
	v_f 検出ｹﾞｲﾝ	λ_{fc}	6V / 460V
	v_c ﾌｫｰｼﾝｸﾞ率	α	立ち上げ: $I_{cmax}/I_{cm}=1.22$
		γ	立ち下げ: $-I_{cmin}/I_{cm}=1.22$

ここで，「基準応答」の変化が「過渡偏差」の応答に比べて充分遅く，「過渡偏差」の計算に際しては定数と見なし，Δv_c と Δi_f の関係（点c, d間）を求め，ラプラス変換すると，

$$\frac{\Delta V_c(s)}{\Delta I_f(s)} = \Theta(s) K n_s n_b \quad \cdots\cdots (8.7)$$

が得られる。ただし，

$$\Theta(s) = [1-\{(30/\pi)^2 n_s K i_{fb} I_{cm}/(n_b J s)\}] / [1+\{(30/\pi) n_s K i_{fb}\}^2/\{J r_c s(1+T_c s)\}] \quad \cdots\cdots (8.8)$$

表８．１の定数を代入して周波数特性を求める(図８．２)。

$|\Theta(j\omega)|$は，高周波域では1で，その通過域はn_bが小さいほど狭くなるが，対象となる回転数範囲において最も条件の厳しい$n_b = 225rpm$でも$\omega > 3$ (rad/s)において6(dB)以下に収まるため，全域にわたって1であると近似する[8]。すなわち，

$$\frac{\Delta V_c(s)}{\Delta I_f(s)} \cong n_s n_b K \quad \cdots\cdots (8.9)$$

と仮定する。

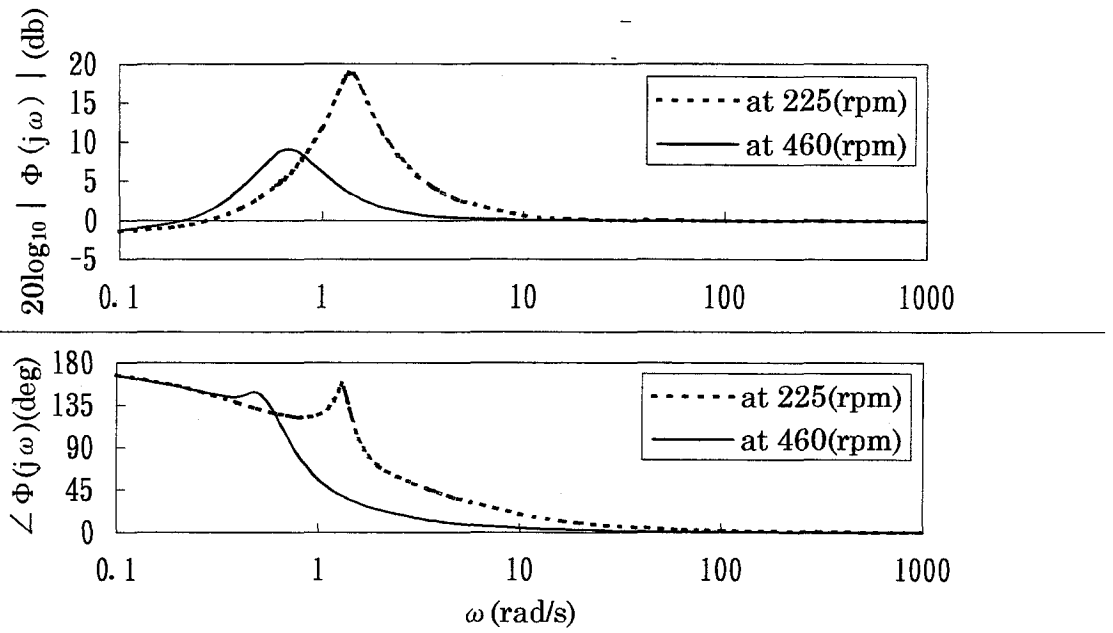


図８．２　$|\Theta(j\omega)|$，$\angle\Theta(j\omega)$の周波数特性

以上の条件を踏まえ，図８．１の点e($\Delta V_{cec}(s)$)，点f($\Delta V_{cc}(s)$)間の伝達特性を求めると，次式のように線形化される。

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta V_{cec}(s)} = \frac{\lambda_{vhc}\Delta V_c(s)}{\Delta V_{cec}(s)} = G_{vop}(s) \equiv \frac{K_{vop}}{1+T_f s} \cdots\cdots (8.10)$$

$$K_{vop} = (Kn_b\lambda_{vhc}K_v)/(n_s\lambda_{fc}r_c) \cdots\cdots (8.11)$$

ここで，閉ループゲイン$K_{vop}/(\beta_v K_{vop}+1)=1$となるように，$\beta_v = 1-1/K_{vop}$とすると，点e，f間の伝達特性は，

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta V_{crc}(s)} = G_{vcl}(s) = \frac{1}{1+T_{fcl}s} \cdots\cdots (8.12)$$

$$T_{fcl} = T_f / K_{vop} \cdots\cdots (8.13)$$

と表される。(8.12)，(8.13)式は，フィードバック制御により定電圧制御された磁界電源の伝達特性を示す。

実機では，制御系の各ループのうち，電圧制御ループにおいては，電圧制御ゲイン$G_v(s)=K_v$(一定)と比例制御(Ｐ制御)を行い，電流制御ループにおいてもＰ制御を採用し，両ループとも制御精度を高めるためフィードバックゲインを調整してオフセット補償した。以下においても，実機に採用したこの制御方式を主体に解析した。

ただし，電流制御ループに関しては，表８．２に示す諸ケースについて比較検討した。すなわち，８．２．２においては，比較のために，オフセットが存在するがフィードバックゲインを1とする直結フィードバックについても過渡特性の検討を行った。このように，Ｐ制御においてオフセット補償有無の両方式を，それぞれCase P-1，Case P-2と定義した。

また，８．２．３においては，オフセットを生じない比例積分制御(ＰＩ制御)との比較についても触れる。この場合も積分動作を除いた場合において，Ｐ制御同様のオフセット

補償の有無によってCase PI-1, Case PI-2とした。

表８．２　ＴＦＣ電流制御系のケースごとのパラメータ比較

	区分	Case P-1	CaseP-2	CasePI-1	CasePI-2
	制御方式	比例制御		比例積分 制御	
期間Ⅰ-2	$G_i(s)$	K_{iu}		$K_{iuop}\{1+ 1/(T_{Iu}s)\}$	
	前向き経路ｹﾞｲﾝ	K_{iuop}		$K_{iuop}\{1+ 1/(T_{Iu}s)\}$	
	ﾌｨｰﾄﾞﾊﾞｯｸ･ｹﾞｲﾝ	$\beta_{iu1}=1-1/K_{iuop}$	$\beta_{iu2}=1$	$\beta_{iu1}=1-1/K_{iuop}$	$\beta_{iu2}=1$
	ｵﾌｾｯﾄ率	補償可	$1/(K_{iuop}+1)$	0	0
期間Ⅱa-2	$G_i(s)$	K_{id}		$K_{iuop}\{1+ 1/(T_{Iu}s)\}$	
	前向き経路ｹﾞｲﾝ	K_{idop}		$K_{iuop}\{1+ 1/(T_{Iu}s)\}$	
	ﾌｨｰﾄﾞﾊﾞｯｸ･ｹﾞｲﾝ	$\beta_{id1}=1-1/K_{idop}$	$\beta_{id2}=1$	$\beta_{iu1}=1-1/K_{iuop}$	$\beta_{iu2}=1$
	ｵﾌｾｯﾄ率[注1)]	補償可	$1/(K_{iuop}+1)$	0	0

８．２．２　定電流制御時の過渡特性

系の安定性や精度評価にとって重要な，ＴＦＣ電流のフラットトップ制御時における過渡特性(期間Ⅰ-2)と電流零制御時の過渡特性(期間Ⅱa-2)を求める。特性計算にあたって，前項８．２．１の検討結果を踏まえて，図８．１に示した制御系をベースとして線形化を図ったＴＦＣ電流制御系のブロック線図を図８．３に示す。同図(a)は，図８．１に対比したブロック線図を示す。また，期間Ⅰ-2，期間Ⅱa-2における制御系のまとめをそれぞれ図８．３(b)，図８．３(c)に示す。

(1) フラットトップ制御時の過渡特性(期間Ⅰ-2)

８．２．１に従って，ＴＦＣ電流の瞬時値を$i_c=i_{cb}+\Delta i_c$で表す。この期間では，$i_{cb}=I_{cm}$である。Δi_cを下記の過程に従って求める。

期間Ⅰ-1から期間Ⅰ-2への遷移時における「過渡偏差」の算出には，期間Ⅰ-2の初期値を考慮した初期値の設定が重要である。

図８．１より(8.14)～(8.16)式が成り立つ。

$$(1+T_{fcl}s)\Delta V_c(s)-T_{fcl}\Delta v_{c0}=\Delta V_{cr}(s) \cdots\cdots(8.14)$$

$$\Delta V_{cr}(s)=(\xi_{ic}/\lambda_{vhc})K_{iu}\{\Delta I_{cr}(s)-\beta_{iu}\Delta I_c(s)\} \cdots\cdots(8.15)$$

$$(1+T_cs)\Delta I_c(s)-T_c\Delta i_{c0}=\Delta V_c(s)/r_c \cdots\cdots(8.16)$$

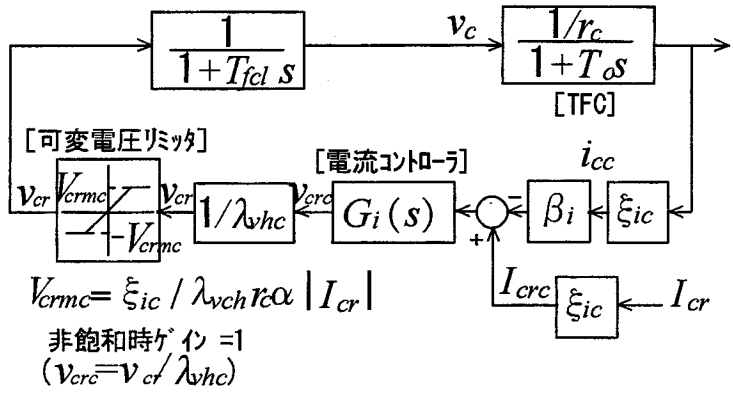
これらの式から$\Delta V_c(s)$，$\Delta V_{cr}(s)$を消去するとともに

$$(\xi_{ic}K_{iu})/(\lambda_{vhc}r_c)=K_{iuop} \cdots\cdots(8.17)$$

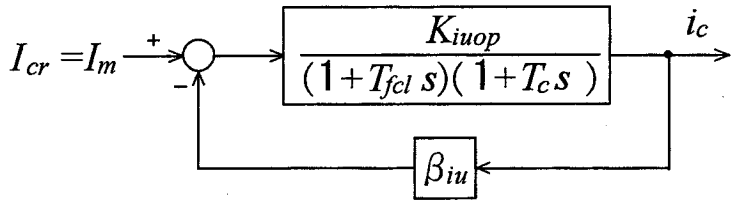
と置き,さらに$\omega_1=1/T_c$，$\omega_2=1/T_{fcl}$と置き，初期値Δi_{c0}，Δv_{c0}を与え，$\Delta I_{cr}(s)$に対する$\Delta I_c(s)$を求めると，

$$(s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n{}^2)\Delta I_c(s)=\omega_n{}^2/\kappa\Delta I_{cr}(s)+(\omega_2+s)\Delta i_{c0}+\omega_1/r_c\Delta v_{c0} \cdots\cdots(8.18)$$

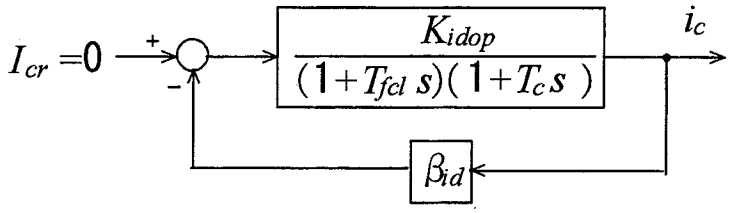
が成り立つ。ただし，



(a) 図８．１と対比したブロック線図



(b) 期間Ⅰ-2における制御系ブロック図



(c) 期間Ⅱa-2における制御系ブロック図

図８．３　ＴＦＣ電流制御系の線形化ブロック線図

$$\kappa = \kappa_{iu} = \beta_{iu} + 1/K_{iuop} \cdots\cdots (8.19)$$

$$\omega_n = \omega_{nu} = \sqrt{\kappa_{iu} K_{iuop} \omega_1 \omega_2} \cdots\cdots (8.20)$$

$$\zeta = \zeta_u = (\sqrt{\omega_1/\omega_2} + \sqrt{\omega_2/\omega_1})/(2\sqrt{K_{iuop}\kappa_{iu}}) \cdots\cdots (8.21)$$

ここで，可変電圧リミッタが，期間Ⅰ-2のように飽和せずに，定電流制御が行える条件を求めると，次式が得られる。

$$\lambda_{vhc} V_{cmax} \geq \left| \xi_{ic} K_{iu} (I_{cm} - \beta_{iu} i_c) \right| \cdots\cdots (8.22)$$

フィードバックゲインβ_{iu}の異なる下記２ケースについて過渡特性の計算式を算出する。

・Case P-1： オフセット補償をする場合（この磁場コイル電源に採用した方式）

$$\beta_{iu1} = 1 - 1/K_{iuop} \cdots\cdots (8.23)$$

・Case P-2： オフセット補償をしない場合

$$\beta_{iu2} = 1 \cdots\cdots (8.24)$$

以下，(a)，(b)に各ケースの特性式をまとめる。

(a) Case P-1

(8.19)式に(8.23)式を代入し，(8.19)′式を得る。さらに，これを(8.20)，(8.21)式に代入し，(8.20)′，(8.21)′式が得られる。

$$\kappa = \kappa_{iu1} = 1 \cdots\cdots (8.19)'$$

$$\omega_n = \omega_{nu1} = \sqrt{K_{iuop} \omega_1 \omega_2} \cdots\cdots (8.20)'$$

$$\zeta = \zeta_{u1} = (\sqrt{\omega_1/\omega_2} + \sqrt{\omega_2/\omega_1})/(2\sqrt{K_{iuop}}) \cdots\cdots (8.21)'$$

つぎに，上記(8.22)式に，(8.23)式，$i_c = I_{cm} + \Delta i_c$，$V_{c\max} = \alpha V_{cm} = \alpha r_c I_m$を代入した後，さらに，(8.22)式に(8.17)式を代入すると次式が得られる。

$$(\alpha+1)/(\alpha-1)\Delta I_{cu1} \geq \Delta i_c \geq -\Delta I_{cu1} \cdots\cdots (8.25)$$

ここで，

$$\Delta I_{cu1} = (\alpha-1) I_{cm} / (K_{iuop} - 1) \cdots\cdots (8.26)$$

$t = t_{u-}$において，Δi_{c0}は，(8.25)式の下限になり

$$\Delta i_{c0} = -\Delta I_{cu1} (< 0) \cdots\cdots (8.27)$$

が成り立つので，Δv_{c0}は，下記のように表される。

$$\Delta v_{c0} = (\alpha-1) V_{cm} = (K_{iuop} - 1) r_c \Delta I_{cu1} (> 0) \cdots\cdots (8.28)$$

また，$\Delta I_{cr}(s)$は，下記のとおり表される。

$$\Delta I_{cr}(s) = 0 \cdots\cdots (8.29)$$

したがって，(8.19)′式～(8.21)′式および(8.27)式～(8.29)式を(8.18)式に代入すると，

$$(s^2 + 2\zeta_{u1}\omega_{nu1} s + {\omega_{nu1}}^2) \Delta I_c(s) = -\{s - (K_{iuop}\omega_1 - 2\zeta_{u1}\omega_{nu1})\} \Delta I_{cu1} \cdots\cdots (8.30)$$

が得られ，$t = t_{u-}$を基準として$t - t_{u-} = t_\Delta$と置いて上式をラプラス逆変換すると，ζ_{u1}の値に応じたΔi_cが求まる[8]。

例えば，$\zeta_{u1} < 1$のときは，Δi_cは，次式で表される。

$$\Delta i_c = -\Delta I_{cu1} \exp(-\zeta_{u1}\omega_{nu1} t_\Delta) \{\cos(\sqrt{1-{\zeta_{u1}}^2}\ \omega_{nu1} t_\Delta)$$

$$-(K_{iuop}\omega_1-\zeta_{u1}\omega_{nu1})/(\sqrt{1-\zeta_{u1}^2}\,\omega_{un1})\sin(\sqrt{1-\zeta_{u1}^2}\,\omega_{nu1}t_\Delta)\}\cdots\cdots\cdots(8.31)$$

$\zeta_{u1}>1$のときの解は上式のζ_{u1}を$j\zeta_{u1}$に置き換え，また$\zeta_{u1}=1$のときの解は$\zeta_{u1}\to 1$の極値をとり容易に得られるので省略する。

(b) Case P-2

(8.19)式に(8.24)式を代入し，(8.19)″ 式を得る。さらに，これを(8.20)，(8.21)式に代入して(8.20)″，(8.21)″ 式が得られる。

$$\kappa=\kappa_{iu2}=1+1/K_{iuop}\cdots\cdots\cdots(8.19)''$$

$$\omega_n=\omega_{nu2}=\sqrt{(K_{iuop}+1)\omega_1\omega_2}\cdots\cdots\cdots(8.20)''$$

$$\zeta=\zeta_{u2}=(\sqrt{\omega_1/\omega_2}+\sqrt{\omega_2/\omega_1})/(2\sqrt{K_{iuop}+1})\cdots\cdots\cdots(8.21)''$$

つぎに，上記(8.22)式に，(8.24)式，$i_c=I_{cm}+\Delta i_c$，$V_{c\max}=\alpha V_{cm}=\alpha r_c I_m$を代入した後，さらに，(8.22)式に(8.17)式を代入すると次式が得られる。

$$\Delta I_{cu2}\geq\Delta i_c\geq-\Delta I_{cu2}\cdots\cdots\cdots(8.25)'$$

ただし，

$$\Delta I_{cu2}=\alpha I_{cm}/K_{iuop}\cdots\cdots\cdots(8.26)'$$

$t=t_{u-}$において，Δi_{c0}は，(8.25)′式の下限になり

$$\Delta i_{c0}=-\Delta I_{cu2}(<0)\cdots\cdots\cdots(8.27)'$$

が成り立つので，Δv_{c0}は，下記のように表される。

$$\Delta v_{c0}=(\alpha-1)V_{cm}=(1-1/\alpha)K_{iuop}r_c\Delta I_{cu2}(>0)\cdots\cdots\cdots(8.28)'$$

また，$\Delta I_{cr}(s)$は，下記のとおり表される。

$$\Delta I_{cr}(s)=0\cdots\cdots\cdots(8.29)'$$

したがって，(8.19)″ 式～(8.21)″ 式および(8.27)′式～(8.29)′式を(8.18)式に代入すると，

$$(s^2+2\zeta_{u2}\omega_{nu2}s+\omega_{nu2}^2)\Delta I_c(s)=-\{s-(1-1/\alpha)K_{iuop}\omega_1+\omega_2\}\Delta I_{cu2}\cdots\cdots\cdots(8.30)'$$

が得られる。ここで$t=t_{u-}$を基準として$t-t_{u-}=t_\Delta$と置いてこの式を解くと，ζ_{u2}に応じたΔi_cが求まる。例えば，$\zeta_{u2}<1$のときの解を示すと次式で表される。

$$\Delta i_c=-\Delta I_{cu2}\exp(-\zeta_{u2}\omega_{nu2}t_\Delta)\{\cos(\sqrt{1-\zeta_{u2}^2}\,\omega_{nu2}t_\Delta)$$
$$-[\{(1-1/\alpha)K_{iuop}+1\}\omega_1-\zeta_{u2}\omega_{nu2}]/(\sqrt{1-\zeta_{u2}^2}\,\omega_{un2})\sin(\sqrt{1-\zeta_{u2}^2}\,\omega_{nu2}t_\Delta)\}$$
$$\cdots\cdots\cdots(8.31)'$$

Case P-2の場合もCase P-1同様に，$\zeta_{u2}>1$のときの解は，上式のζ_{u2}を$j\zeta_{u2}$に置き換え，また$\zeta_{u2}=1$のときの解は，$\zeta_{u2}\to 1$の極値をとり容易に得られるので省略する。

(2) 電流零制御時の過渡特性(期間Ⅱa-2)

この期間では，$i_c=\Delta i_c(\because i_{cb}=0)$である。

(8.18)式からΔi_cを求めるに際して，K_{iuop}，ω_{nu}およびζ_uの添え字uをdに変更(K_{idop}は，(8.17)式のK_{iu}をK_{id}に変更)する。すなわち

$$\kappa=\kappa_{id}=\beta_{id}+1/K_{idop}\cdots\cdots\cdots(8.32)$$

$$\omega_n=\omega_{nu}=\sqrt{\kappa_{id}K_{idop}\omega_1\omega_2}\cdots\cdots\cdots(8.33)$$

$$\zeta = \zeta_d = (\sqrt{\omega_1/\omega_2} + \sqrt{\omega_2/\omega_1})/(2\sqrt{K_{idop}\kappa_{id}}) \cdots\cdots (8.34)$$

と表す。電流零制御が行える条件を求めると

$$\lambda_{vhc} V_{c\max}^{-} \geq \left| \xi_{ic} K_{id}(0 - \beta_{id} i_c) \right| \cdots\cdots (8.35)$$

が得られ，フィードバックゲインβ_{iu}の異なる下記２ケースについて過渡特性の計算式を算出する。

・Case P-1 オフセット補償をする場合（採用した方式）

$$\beta_{id1} = 1 - 1/K_{idop} \cdots\cdots (8.36)$$

・Case P-2 オフセット補償をしない場合

$$\beta_{id2} = 1 \cdots\cdots (8.37)$$

(a) Case P-1

(8.32)式に(8.36)式を代入し，(8.32)′式を得る。さらに，これを(8.33)，(8.34)式に代入し(8.33)′，(8.34)′式が得られる。

$$\kappa = \kappa_{id1} = 1 \cdots\cdots (8.32)'$$

$$\omega_n = \omega_{nu} = \sqrt{K_{idop}\omega_1\omega_2} \cdots\cdots (8.33)'$$

$$\zeta = \zeta_{d1} = (\sqrt{\omega_1/\omega_2} + \sqrt{\omega_2/\omega_1})/(2\sqrt{K_{idop}}) \cdots\cdots (8.34)'$$

つぎに，(8.35)式に(8.36)式，$i_c = 0 + \Delta i_c$，$V_{c\max}^{-} = \gamma V_{cm} = \gamma r_c I_{cm}$を代入した後，さらに，(8.17)式における添え字を$u \to d$に変更して(8.35)式に代入すると次式が得られる。

$$\Delta I_{cd1} \geq \Delta i_c \geq -\Delta I_{cd1} \cdots\cdots (8.38)$$

ここで，

$$\Delta I_{cd1} = \gamma I_{cm}/(K_{idop} - 1) \cdots\cdots (8.39)$$

$t = t_{d-}$において，Δi_{c0}は，(8.38)式の上限であり

$$\Delta i_{c0} = \Delta I_{cd1} (> 0) \cdots\cdots (8.40)$$

が成り立つので，Δv_{c0}，$\Delta i_{cr}(s)$は，下記のように表される。

$$\Delta v_{c0} = -\gamma V_{cm} = -(K_{idop} - 1) r_c \Delta I_{cd1} \cdots\cdots (8.41)$$

$$\Delta i_{cr}(s) = 0 \cdots\cdots (8.42)$$

したがって，(8.32)′式～(8.34)′式および(8.39)式～(8.42)式を(8.18)式に代入すると

$$(s^2 + 2\zeta_{d1}\omega_{nd1}s + \omega_{nd1}{}^2)\Delta I_c(s) = \{s - (K_{idop}\omega_1 - 2\zeta_{d1}\omega_{nd1})\}\Delta I_{cd1} \cdots\cdots (8.43)$$

が得られる。そこで，$t = t_{d-}$を基準に$t - t_{d-} = t_\Delta$と置いてこの式を解くと，ζ_{d1}の値に応じたΔi_cが求まる。

例えば，$\zeta_{d1} < 1$のときは，Δi_cは，次式で表される[8]。

$$\Delta i_c = \Delta i_{cd1} \exp(-\zeta_{d1}\omega_{nd1}t_\Delta)\{\cos(\sqrt{1-\zeta_{d1}{}^2}\,\omega_{nd1}t_\Delta) - (K_{idop}\omega_1 - \zeta_{d1}\omega_{nd1})/(\sqrt{1-\zeta_{d1}^2}\,\omega_{ud1})\sin(\sqrt{1-\zeta_{d1}{}^2}\,\omega_{nd1}t_\Delta)\} \cdots\cdots (8.44)'$$

$\zeta_{d1} > 1$のときの解は，上式のζ_{d1}を$j\zeta_{d1}$に置き換え，また$\zeta_{d1} = 1$のときの解は，$\zeta_{d1} \to 1$の極値をとり容易に得られるので省略する。

(b) Case P-2

(8.32)式に(8.37)式を代入し，(8.32)″式を得る。さらに，これを(8.33)，(8.34)式に代入し(8.33)″，(8.34)″式が得られる。

$$\kappa = \kappa_{id2} = 1 + 1/K_{idop} \cdots\cdots (8.32)''$$

$$\omega_n = \omega_{nd2} = \sqrt{(K_{idop}+1)\omega_1\omega_2} \cdots\cdots (8.33)''$$

$$\zeta = \zeta_{d2} = (\sqrt{\omega_1/\omega_2}) + \sqrt{\omega_2/\omega_1})/(2\sqrt{K_{idop}+1}) \cdots\cdots (8.34)''$$

つぎに，上記(8.35)式に(8.37)式および$i_c = 0 + \Delta i_{c0}$，$V_{c\max}^{-} = \gamma V_{cm} = \gamma r_c I_{cm}$を代入した後，さらに，(8.17)式の添え字を$u \to d$に変更して(8.35)式に代入すると，次式が得られる。

$$\Delta I_{cd2} \geq \Delta i_c \geq -\Delta I_{cd2} \cdots\cdots (8.38)'$$

ここで，

$$\Delta I_{cd2} = \gamma I_{cm} / K_{idop} \cdots\cdots (8.39)'$$

$t = t_{d-}$においては，ΔI_{cd2}は，(8.38)′式の上限であるから

$$\Delta i_{c0} = \Delta I_{cd2} (> 0) \cdots\cdots (8.40)'$$

が成立するため，Δv_{c0}，$\Delta I_{cr}(s)$は，下記のように表される。

$$\Delta v_{c0} = -\gamma V_{cm} = -K_{idop} r_c \Delta I_{cd2} \cdots\cdots (8.41)'$$

$$\Delta I_{cr}(s) = 0 \cdots\cdots (8.42)$$

したがって，(8.39)′式～(8.42)′式および(8.32)″式～(8.34)式″を(8.18)式に代入すると

$$(s^2 + 2\zeta_{d2}\omega_{nd2}s + \omega_{nd2}{}^2)\Delta I_c(s) = (s + \omega_2 - K_{idop}\omega_1)\Delta I_{cd2} \cdots\cdots (8.43)$$

が得られ，この式において$t = t_{d-}$を基準に$t - t_{d-} = t_\Delta$と置いてラプラス逆変換すると，ζ_{d2}の値に応じたΔi_cの解が求まる。

例えば，$\zeta_{d2} < 1$における解は，次式で表される。

$$\Delta i_c = \Delta I_{cd2} \exp(-\zeta_{d2}\omega_{nd2}t_\Delta)\{\cos(\sqrt{1-\zeta_{d2}{}^2}\,\omega_{nd2}t_\Delta)$$

$$-\{(K_{idop}+1)\omega_1 + \zeta_{d2}\omega_{nd2})/(\sqrt{1-\zeta_{d2}^2}\omega_{nd2})\sin(\sqrt{1-\zeta_{d2}{}^2}\,\omega_{nd2}t_\Delta)\} \cdots\cdots (8.44)'$$

$\zeta_{d2} > 1$における解は，上式のζ_{d2}を$j\zeta_{d2}$に置き換え，また$\zeta_{d2} = 1$のときの解は，$\zeta_{d2} \to 1$における極値をとり容易に得られるので省略する。

(3) 制御系のパラメータ選定上の問題点

以上の検討結果から，まず，実機の制御系として採用したCase P-1について，パラメータ選定上の問題点について論じる。

Case P-1に関しては，期間Ⅰ-2におけるΔi_cは，(8.31)式にパラメータとしてα，K_{vop}（したがってT_{fcl}），K_{iuop}，およびβ_{iu}（したがってκ_{iu}）を与えることにより求まる。同様に，期間Ⅱa-2におけるΔi_cは，(8.31)′式の解にα，K_{iuop}の代わりに，それぞれγ，K_{idop}を代入することにより求まる。

まず，実機として採用したCase P-1に関して考察する。

期間Ⅰ-1，期間Ⅱa-1では，可変電圧リミッタが飽和しているが，i_cが，それぞれの設定値I_{cm}，0に近づく過程で，それぞれ$t = t_{u-}$，$t = t_{d-}$において飽和から開放され，それぞれの期間Ⅰ-2，期間Ⅱa-2に移行する。その後，電流値が基準応答の値に向けて速やかに収束するためには，制御パラメータを電流値がふたたび飽和状態に戻らないように設定する必

によって与えられる。

このような条件式を満たすための電流の範囲およびそこでの過渡特性計算式は，期間Ⅰ-2ではそれぞれ(8.25)式および(8.31)式で与えられる。同様に，期間Ⅱa-2ではそれぞれ(8.38)式および(88･44)式で与えられる。

ところで，期間Ⅰ-2では，Δi_cは，初期値$-\Delta I_{cu1}$に対して$(\alpha+1)/(\alpha-1)$倍($\alpha=1.22$のときは10.1倍）までのオーバシュートに対しては，可変電圧リミッタが飽和に戻ることはない(ふたたび最低値に戻った時$-\Delta I_{cd1}$以下になるか否かは実用的でないので省略する）。一方，期間Ⅱa-2では，Δi_cは，初期値ΔI_{cd1}から$-\Delta I_{cd1}$を越えてアンダーシュートしようとして$-\Delta I_{cd1}$で飽和し，再びⅡa-1に戻る可能性があり，その場合，正負両リミッタ値間で振動して電流零への収束が遅くなる。

そこで，問題の大きい期間Ⅱa-2を主体に，K_{vop}，K_{idop}と線形限界や応答波形との関係についてまとめる。

期間Ⅰ-2および期間Ⅱa-2について，各期間における電流初期値で基準化して，それぞれ$-\Delta i_c/\Delta I_{cu}$および$\Delta i_c/\Delta I_{cd}$で表すと，初期値$t_\Delta=0$において，これらは，ともに1となり，線形限界での$K_{vop}$に対する$K_{idop}$，$\omega_{nd}$および$\zeta_d$の関係は，図８．４のとおりとなる[8]。線形領域は，概略$\zeta_d \geq 0.3$であり，このときK_{vop}，ω_{nd}は，ともにK_{idop}に比例することが解る。

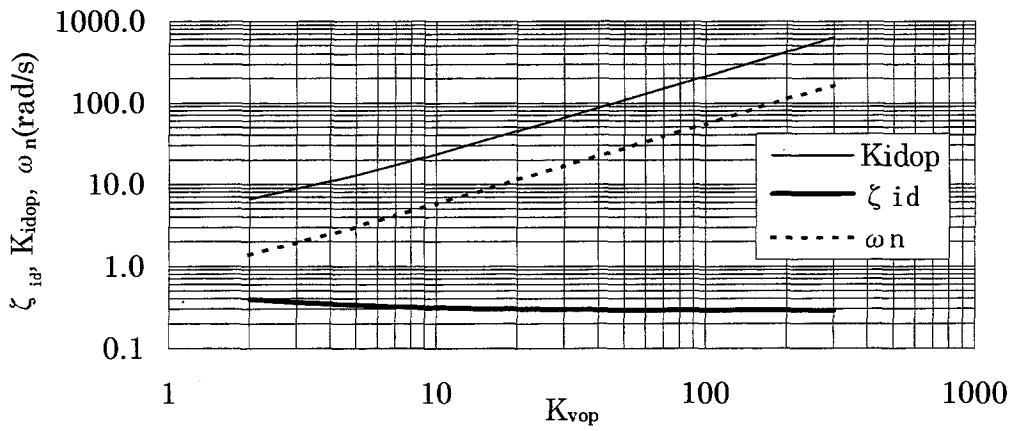


図８．４　線形限界におけるK_{vop}に対するK_{idop}，ω_{nd}およびζ_dの関係

基準化した$\Delta i_c/\Delta I_{cd}$の過渡応答を図８．５に示す[8]。表８．１から$K_{vop}=11.9$(nにより変化するので$K=0.0254$とし，$n=350rpm$で代表とした）における$K_{idop}=27.6$(線形限界)，設計値$K_{idop}=8.01$および$K_{iuop}=23.9$の結果である。

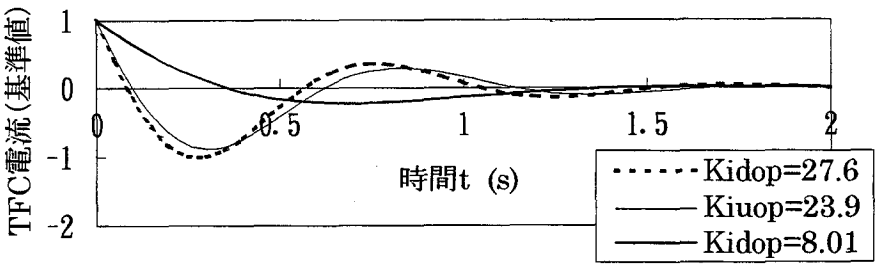


図８．５　電流零制御時の基準化過渡応答 $\Delta i_c / \Delta I_{cd}$

８．２．３　Ｐ制御とＰＩ動作との比較

(1) ＰＩ動作時の過渡特性算定式

７．３．１に示したように，ＤＣＧとＴＦＣとの仕様上の制約から，通電期間6s中の最長2sしかない期間Ⅰ-1の中で過渡応答後に1s以上のフラットトップを確保するためには，過渡現象の整定時間を短く設計することが要求される。

通常，精度向上の点からは定常偏差を生じない比例積分制御（ＰＩ制御）が採用されるがこの電流制御系ではＰＩ制御を採用せずに，よりパラメータが少なく解析的取り扱いが容易で安定性を重視した比例制御（Ｐ制御）を採用した。その結果，電流制御系は典型的な２次振動系となり，直結フィードバック系では，定常偏差率を小さくしようとループゲインを上げると振動的になり安定性が低下するため，フィードバックゲインを調整することによって定常偏差を補正した。

しかし，ＰＩ制御についても解析的に検討し，比例制御（Ｐ制御）との比較をしておく。ただし，期間Ⅱa-2に関しては，オフセットなどの制御精度がほとんど性能に影響しないため，期間Ⅰ-2のみを検討の対象とする。従来のＰ制御要素に対してＰＩ制御要素は，

$$K_{iu} \rightarrow K_{iu}\{1+1/(sT_{Iu})\} \quad \text{したがって，} \quad K_{iuop} \rightarrow K_{iuop}\{1+1/(sT_{Iu})\}$$

ここで，Ｐ制御との対比のため，β_{iu}の異なる下記２ケース，Case PI-1，CasePI-2について過渡特性の計算式を算出する(付録８．１に期間Ⅱa-2も含めて詳述した）。

・Case PI-1　：オフセット補償をする場合（採用した方式）

ＰＩ制御においては，基本的には誤差分の補正は不要であるがＩの負担を最小にすることを前提とする。

$$\beta_{iu1} = 1 - 1/K_{iuop} \cdots\cdots (8.23)$$

・Case PI-2　：オフセット補償をしない場合

$$\beta_{iu2} = 1 \cdots\cdots (8.24)$$

以下，(a)，(b)各ケースを区別して計算式をまとめる。式の誘導に関しては，付録８．１に示した[9)~(11)]。

［期間Ⅰ-2］における，の過渡特性は，それぞれ(付8.18)式，(付8.18)'式で表される。ただし，ζ_{au1}，ζ_{au2}については，(付8.7)式を参照されたい。

・Case PI-1

$$\Delta i_{cu} = \Delta i_{cua} + \Delta i_{cub}$$

$$= \left[A_{0u1} e^{-t_\Delta / T_{au1}} - e^{-\zeta_{au1}\omega_{au1} t_\Delta} \left\{ A_{1u1} \cos(\sqrt{1-\zeta_{au1}^2}\,\omega_{au1} t_\Delta) + A_{2u1} \sin(\sqrt{1-\zeta_{au1}^2}\,\omega_{au1} t_\Delta) \right\} \right] \Gamma_{u1}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.18)$$

ここに,

$$X_{u1} = (K_{iuop} - 1)\omega_1 - \omega_2$$

$$\Gamma_{u1} = \frac{\Delta I_{cu1}}{\omega_{au1}(2\zeta_{au1} - \omega_{au1}T_{au1}) - 1/T_{au1}}$$

$$A_{0u1} = 1/T_{au1} + X_{u1}$$

$$A_{1u1} = 2\zeta_{au1}\omega_{au1} - \omega_{au1}{}^2 T_{au1} + X_{u1}$$

$$A_{2u1} = [\omega_{au1}(T_{au1}X_{u1} + 1) - (2\zeta_{au1}\omega_{au1} - \omega_{au1}{}^2 T_{au1} + X_{u1})\zeta_{au1}] / \sqrt{1-\zeta_{au1}{}^2}$$

・Case PI-2

$$\Delta i_{cu} = \left[A_{0u2}e^{-t_\Delta/T_{au2}} - e^{-\zeta_{au2}\omega_{au2}t_\Delta}\left\{A_{1u2}\cos(\sqrt{1-\zeta_{au2}{}^2}\,\omega_{au2}t_\Delta) + A_{2u2}\sin(\sqrt{1-\zeta_{au2}{}^2}\,\omega_{au2}t_\Delta)\right\}\right]\Gamma_{u2}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.18)'$$

ここに,

$$X_{u2} = (1 - 1/\alpha)K_{iuop}\omega_1 - \omega_2$$

$$\Gamma_{u2} = \frac{\Delta I_{cu2}}{\omega_{au2}(2\zeta_{au2} - \omega_{au2}T_{au2}) - 1/T_{au2}}$$

$$A_{0u2} = 1/T_{au2} + X_{u2}$$

$$A_{1u2} = 2\zeta_{au2}\omega_{au2} - \omega_{au2}{}^2 T_{au2} + X_{u2}$$

$$A_{2u2} = [\omega_{au2}(T_{au2}X_{u2} + 1) - (2\zeta_{au2}\omega_{au2} - \omega_{au2}{}^2 T_{au2} + X_{u2})\zeta_{au2}] / \sqrt{1-\zeta_{au2}{}^2}$$

(2) 各ケースにおける特性比較

以上，前項８．２．２(1)において，Ｐ制御におけるCase P-1およびCase P-2について，フラットトップ制御時(期間Ｉ-2)および電流零制御時(期期間Ⅱa-2)の過渡特性の算定式をまとめた。また，８．２．３ (1)において，ＰＩ制御におけるCase PI-1およびCase PI-2について，フラットトップ制御時の過渡特性の算定式をまとめた。

これらの特性算定式に基づくフラットトップ制御時における計算例を図８．６に示す。

図中では，Case P-1，Case P-2，Case PI-1およびCase PI-2は，それぞれP-1，P-2，PI-1およびPI-2と略記した。また，ＰＩ制御における( )内の数値は，ＰＩ制御における積分時定数 T_{Iu} の値を示す。なお，前述のように［期間Ｉ-2］におけるCase P-1とCase PI-1の初期値は，その直前までは積分値が零であると仮定しているために等しい。同様に，Case P-2とCase PI-2の初期値も等しい。図の特性は，Case P-1の初期値を－1として基準化している。

Case P-1は実機として適用した特性を示しており，制御系のパラメータは表８．２に示すとおりである。以下，制御パラメータは，上記積分時定数 T_{Iu} 以外は共通である。

Case P-2は，Case P-1と違いオフセット補償をしなかった場合であり，前向きのゲイン K_{iuop} が18.8と低いために大きなオフセット量を示しており，Case P-1のオフセット補償の効果は大きい。

つぎにＰＩ制御について考察する。この場合の系の特性方程式は，付録８．１の(付8.6)式に示したように３次系である。すなわち，

$$s^3 + a_1 s^2 + a_{2u}s + a_{3u} = 0 \cdots\cdots(付8.6)$$

ただし，

$$a_1 = 1/T_c + 1/T_{fcl}$$

$$a_{2u} = (1 + K_{iuop}\beta_{iu})/(T_{fcl}T_c)$$

$$a_{3u} = K_{iuop}\beta_{iu}/(T_{Iu}T_{fcl}T_c)$$

系の安定条件は，下記のようにその係数間に

$$a_1 a_{2u} > a_{3u} \cdots\cdots (8.45)$$

が成り立つことである[9],[10]。すなわち，

$$T_{Iu} > \{K_{iuop}\beta_{iu}/(K_{iuop}\beta_{iu}+1)\}\{T_cT_{fcl}/(T_c+T_{fcl})\}$$

$$\cong T_cT_{fcl}/(T_c+T_{fcl}) \quad (\text{ただし，} K_{iuop}\beta_{iu} \gg 1 \text{と仮定}) \cdots\cdots (8.46)$$

上記のCase PI-1，あるいはCase PI-2の場合も$K_{iuop}\beta_{iu} \gg 1$と仮定して，概略

$$T_{Iu} > 1/(1/2.20+1/0.270)=0.24$$

となる。図８．６では，T_{Iu}として0.3sおよび1.0s の２ケースについて計算例を示したが，T_{Iu}=0.3 s の場合は，前述の安定限界に近く振動的である。一方，T_{Iu}=1.0s の場合は，［期間Ⅰ-2］が2s のうちの1sにおいて収束させるという制約があるため，T_{Iu}=1.0s の場合でもT_{Iu}の上限を超えていると考えられる。すなわち，Case PI-1においては多少効果は認められるが，Case PI-2の場合は積分を追加したことによる遅れとオフセットによる過渡偏差電流の初期値が大きいため期間1s以内には収束しない。

以上は，実機として採用したCase P-1 をベースに考えてきたが，このような制約条件では，Case PI-1においては，比例積分制御による積分の効果が多少認められるが，より積分の効果を上げるにはK_{iuop}をさらに大きくして応答を速めた上で検討することが望まれる。なお，この場合でも，あらかじめ積分動作を除いた部分でオフセット補償をした上で積分動作を追加することが重要である。

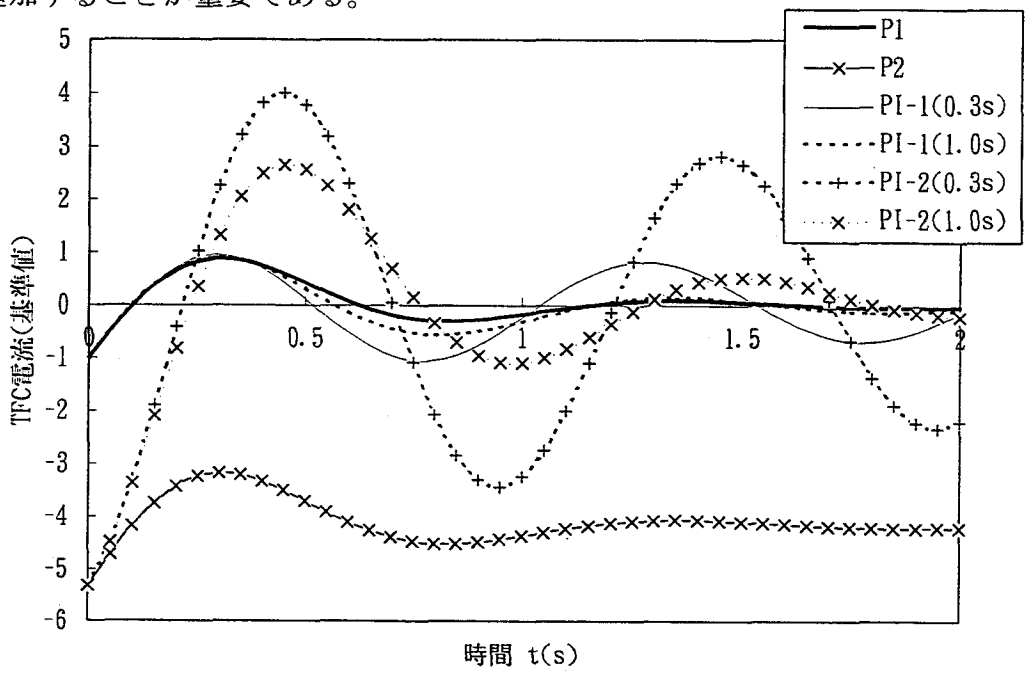


図８．６　フラットトップ制御時のケースごとの特性比較

８．３　発電制動特性の解析

この電源装置は，定常運転時や緊急停止時において，一定の回転数までは前節までに検討したパルス電流制御によって回転数を低下させ，その後，発電制動によって停止させる[4]。その際，制動時におけるＤＣＧや負荷ＴＦＣの発熱などの制約条件下で，出来るだけ短期間で停止させる要求があり，それを考慮して初期回転数，界磁電流が決定される。

この節では，このような発電制動に関して，制動時の過渡特性に着目して特性解析を行い，設計パラメータの選定法を明らかにする[12],[13]。

８．３．１　系の特性式

界磁電流を一定に保って発電制動を行うときの過渡特性の検討を行う。図８．７に発電制動時の制御系のブロック線図を示す。

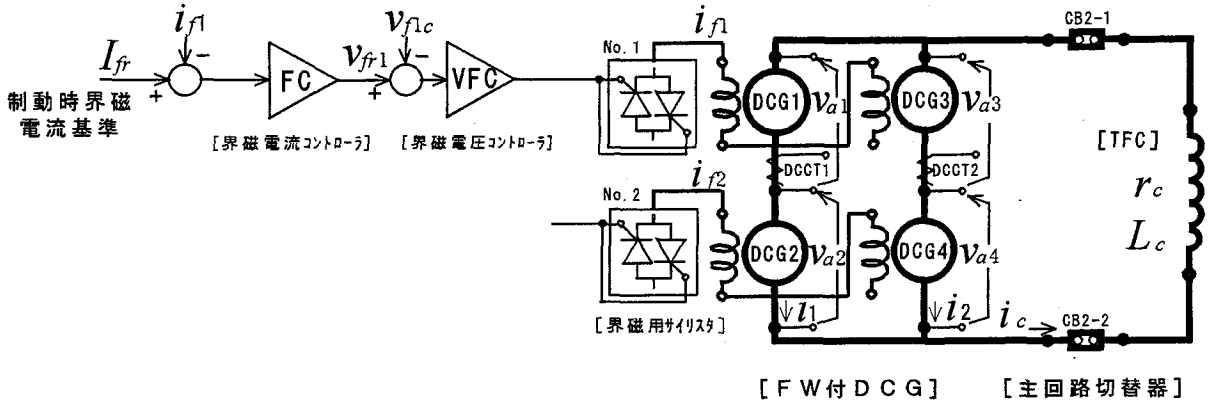


図８．７　発電制動時の制御系のブロック線図

回転数n，コイル電流i_cの初期値をn_0，i_{c0}とし，その後の n，i_cの過渡特性を解析する。(8.1)式～(8.3)式において，界磁電流を一定とおき，初期値を与えてラプラス変換する。

(8.1)式において$\tau_l = 0$とおき，(8.1)式，(8.3)の第１式からτ_gを消去して，i_cを求めると次式が得られる（ラプラス変換後の式に関して）。

$$-J(\frac{\pi}{30})\{sN(s)-n_0\} = T_g(s) \cdots\cdots (8.47)$$

$$L_c\{sI_c(s)-i_{c0}\} = V_c(s)-r_cI_c(s) \cdots\cdots (8.48)$$

$$T_g(s) = (30/\pi)n_sKI_fI_c(s),\quad V_c(s) = n_sKI_fN(s) \cdots\cdots (8.49)$$

さらに，(8. 49)式の第1式を(8. 47)式に代入して次式を得る。

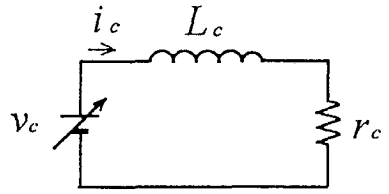
$$-J(\frac{\pi}{30})\{sN(s)-n_0\} = (30/\pi)n_sKI_fI_c(s)$$

$$\therefore\ I_c(s) = -\frac{J}{n_s K I_f}\left(\frac{\pi}{30}\right)^2\{sN(s) - n_0\} \cdots\cdots (8.50)$$

一方，(8.49)式の第２式を(8.48)式に代入して次式を得る。

$$L_c\{sI_c(s) - i_{c0}\} = n_s K I_f N(s) - r_c I_c(s) \cdots\cdots (8.51)$$

ここで，(8.49)の第２式と(8.51)式から，発電制動時の過渡特性を表す等価回路として図８．８が得られる。



$$v_c = n_s K i_f n$$

図８．８　発電制動時の過渡特性を表す等価回路

また，(8.50)式を(8.51)式に代入してまとめると$N(s)$を変数とした次式を得る。

$$\{s^2 + \frac{r_c}{L_c}s + \frac{91.2(n_s K I_f)^2}{L_c J}\}N(s) = (s + \frac{r_c}{L_c})n_0 - \frac{91.2(n_s K I_f)}{J} i_{c0} \cdots\cdots (8.52)$$

上式において，$91.2 = (30/\pi)^2$である。

一方，(8.51)式を$N(s)$について解いて(4.50)式に代入すると，$I_c(s)$を変数とした次式が得られる。

$$I_c(s) = -\frac{J}{n_s K I_f}\left(\frac{\pi}{30}\right)^2\left[\frac{s\{sL_c I_c(s) + r_c I_c(s) - L_c i_{c0}\}}{n_s K I_f} - n_0\right]$$

$$\{s^2 + \frac{r_c}{L_c}s + \frac{91.2(n_s K I_f)^2}{L_c J}\}I_c(s) = \frac{n_s K I_f}{L_c} n_0 + s i_{c0} \cdots\cdots (8.53)$$

ここで，

$$r_c / L_c = \nu_1,\quad 91.2(n_s K I_f)^2 / (L_c J) = \nu_2,\quad 91.2(n_s K I_f) / J = \nu_3 \cdots\cdots (8.54)$$

とおくと，(8.52)式，(8.53)式は，それぞれ下記のように表される。

$$(s^2 + \nu_1 s + \nu_2)N(s) = (s + \nu_1)n_0 - \nu_3 i_{c0} \cdots\cdots (8.55)$$

$$(s^2 + \nu_1 s + \nu_2)I_c(s) = (\nu_2 / \nu_3)n_0 + s i_{c0} \cdots\cdots (8.56)$$

まず，$N(s)$について解く。(8.55)式より下記が得られる。

$$N(s) = \frac{n_0 s + (\nu_1 n_0 - \nu_3 i_{c0})}{s^2 + \nu_1 s + \nu_2} \equiv \frac{n_0(s + x_0)}{s^2 + 2\zeta_g \omega_g s + \omega_g^2} \cdots\cdots (8.57)$$

ここに

$$\zeta_g \omega_g = \nu_1 / 2,\quad \omega_g = \sqrt{\nu_2},\quad \zeta_g = \nu_1 / (2\sqrt{\nu_2}),\quad x_0 = \nu_1 - \nu_3 i_{c0} / n_0$$

８．３．２ 回転方向一定条件の検討

(1) 制動時の回転数の過渡特性と回転方向一定条件

(8.55)式を逆ラプラス変換すると，初期回転数をn_0とした減速時の過渡特性が得られる。この過渡特性は，典型的な２次振動系であり，ζ_gの値に応じて$\zeta_g \geq 1 (\nu_1^2 \geq 4\nu_2)$のときは非振動的($\zeta_g = 1 (\nu_1^2 = 4\nu_2)$のときは臨界値)，一方，$\zeta_g < 1 (\nu_1^2 < 4\nu_2)$のときは振動的となる。

ところで，直流機は，可逆運転が可能な場合と一方向運転のみを要求される場合が存在するが，今回採用したＤＣＧは，そのうちの一方向運転のみ可能な設計となっている。

一方，振動的な場合は制動時に回転数が必ず逆転することになるため，今回のＤＣＧの制動用としては対象外である。したがって，以降の検討は非振動的な場合に限定して，その範囲内で回転方向一定の条件を求める。

すなわち，$\zeta_g > 1 (\nu_1^2 > 4\nu_2)$の場合が対象であり，回転数の減速特性は次式で表される。

$$n = n_0 e^{-\zeta_g \omega_g t} \left\{ \cosh(\sqrt{\zeta_g^2 - 1}\, \omega_g t) + \frac{x_0 - \zeta_g \omega_g}{\sqrt{\zeta_g^2 - 1}\, \omega_g} \sinh(\sqrt{\zeta_g^2 - 1}\, \omega_g t) \right\}$$

$$= \frac{n_0}{2} e^{-\zeta_g \omega_g t} \left[\{1 + \frac{x_0 - \zeta_g \omega_g}{\sqrt{\zeta_g^2 - 1}\, \omega_g}\} \exp(\sqrt{\zeta_g^2 - 1}\, \omega_g t) + \{1 - \frac{x_0 - \zeta_g \omega_g}{\sqrt{\zeta_g^2 - 1}\, \omega_g}\} \exp(-\sqrt{\zeta_g^2 - 1}\, \omega_g t) \right] \quad \cdots\cdots (8.58)$$

ここで，$\sqrt{\zeta_g^2 - 1}\, \omega_g = \sqrt{\nu_1^2 - 4\nu_2}\, / 2$などを考慮すると次式が得られる。

$$1 \pm \frac{x_0 - \zeta_g \omega_g}{\sqrt{\zeta_g^2 - 1}\, \omega_g} = \frac{(\sqrt{\nu_1^2 - 4\nu_2} \pm \nu_1) \mp 2\nu_3 i_{c0} / n_0}{\sqrt{\nu_1^2 - 4\nu_2}} \equiv \begin{matrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{matrix} \quad \text{（複号同順）}$$

このλ_1，λ_2を用いて(8.58)式が常に正であるための条件を求めると次式が得られる。

$$\lambda_1 \geq 0, \text{ すなわち } \quad i_{c0} / n_0 \leq (\sqrt{\nu_1^2 - 4\nu_2} + \nu_1) / (2\nu_3) \quad \cdots\cdots (8.59)$$

逆に言えば，この式は，$\nu_1^2 > 4\nu_2$ (すなわち$\zeta_g > 1$)の場合でも，i_{c0}がある値以上では，逆転することがあり得ることを示している。

(2) 位相面解析による検討

以上，検討した界磁電流一定としてＤＣＧを発電制動させるときの過渡特性を回転数とその変化分（∝コイル電流）を座標上に示して位相面解析を行う。

(8.1)式～(8.3)式において，

$$n = x, \quad \dot{n} = y \quad \cdots\cdots (8.60)$$

と表すと，(8.61)，(8.62)式が成り立つ。

$$\dot{x} = y \quad \cdots\cdots (8.61)$$

$$\dot{y} = -\frac{r_c}{L_c} y - \frac{91.2 (n_s K i_f)^2}{L_c J} x \equiv -(\nu_1 y + \nu_2 x) \quad \cdots\cdots (8.62)$$

ここに，ν_1，ν_2は，(8.54)式で与えた。(8.62)式を(8.61)式で除すと次式が得られる。

$$dy / dx = -(\nu_1 y + \nu_2 x) / y \quad \cdots\cdots (8.63)$$

この式は，x，yに関する同次形であるため，$y=xu$とおいて解き得る。この式をxで微分すると$y'=xu'+u$が成り立つので，この式に(8.63)式に代入して

$$xu'+u=-(\nu_1 u+\nu_2)/u$$

$$\therefore \frac{dx}{x}=-\frac{udu}{u^2+\nu_1 u+\nu_2} \cdots\cdots (8.64)$$

が得られる[12]。ここで，x，yの初期値$x=x_0$，$y=y_0$，すなわち$u=u_0=y_0/x_0$を与えて(8.64)式を解くと次式が得られる(例えば，文献(13))。

$$\ln x-\ln x_0=-\tfrac{1}{2}\log\left|u^2+\nu_1 u+\nu_2\right|+\tfrac{1}{2}\log\left|u_0{}^2+\nu_1 u_0+\nu_2\right|-\tfrac{\nu_1}{2}(I_B(u)-I_B(u_0)) \cdots\cdots (8.65)$$

ここに，

$$I_B(u)=-\int_0^u \frac{1}{u^2+\nu_1 u+\nu_2}du$$

$$=\begin{cases} \dfrac{-2}{\sqrt{\nu_1{}^2-4\nu_2}}\arctan\mathrm{h}\dfrac{2u+\nu_1}{\sqrt{\nu_1{}^2-4\nu_2}} & \left[\nu_1{}^2>4\nu_2\right] \\ \dfrac{2}{\sqrt{4\nu_2-\nu_1{}^2}}\arctan\dfrac{2u+\nu_1}{\sqrt{4\nu_2-\nu_1{}^2}} & \left[\nu_1{}^2<4\nu_2\right] \\ \dfrac{-2}{2u+\nu_1} & \left[\nu_1{}^2=4\nu_2\right] \end{cases} \cdots\cdots (8.66)$$

ここで，yと前項の(2)項のi_cとの関係を示す。

(8.1)式において$\tau_l=0$とした後，(8.3)式の第1式を代入しi_cについて解くと次式が得られる。

$$i_c=-(\frac{\pi}{30})^2\frac{J}{n_s K i_f}\frac{d}{dt}n=-y/\nu_3 \cdots\cdots (8.67)$$

したがって，初期値y_0とi_{c0}の間に次の関係が成り立つ。

$$i_{c0}=-y_0/\nu_3 \cdots\cdots (8.68)$$

したがって，以下では（x，y）面の代わりに(n，i_c)面上で位相面解析を行う。

(8.49)式より次式が得られる。

$$I(s)=\frac{i_{c0}s+(\nu_2/\nu_3)n_0}{s^2+\nu_1 s+\nu_2} \cdots\cdots (8.69)$$

$\zeta_g>1\,(\nu_1{}^2>4\nu_2)$のときは，次式が成り立つ。

$$i_c=e^{-\zeta_g\omega_g t}\left\{i_{c0}\cosh(\sqrt{\zeta_g{}^2-1}\,\omega_g t)+\frac{(\nu_2/\nu_3)n_0-\zeta_g\omega_g i_{c0}}{\sqrt{\zeta_g{}^2-1}\,\omega_g}\sinh(\sqrt{\zeta_g{}^2-1}\,\omega_g t)\right\} \cdots\cdots (8.70)$$

(3) 計算例

計算例として，非振動的な条件$\zeta_g\geq 1\,(\nu_1{}^2\geq 4\nu_2)$の場合で，初期値$n_0$および$i_{c0}$の異なる下記の2ケースについて，(8.58)式および(8.70)式を用いて時間$t_1=0$sから$t_1=2$sまで順次変

化させて，それぞれnおよびi_cを求め(n，i_c)座標面上にその軌跡を示す。

計算のための諸定数としては，表８．１に示した数値が用いられている(ただし，誘起々電圧の係数$k=0.0254$とした)。表８．１および(8.54)式より下記の結果が得られる。

ν_1=0.454，ν_2=0.0347，ν_3=1.78x10^{-3}

$$\therefore \sqrt{\nu_1^2-4\nu_2}/(2\nu_3)=387\text{A/rpm}=0.387\text{kA/rpm}\cdots\cdots(8.71)$$

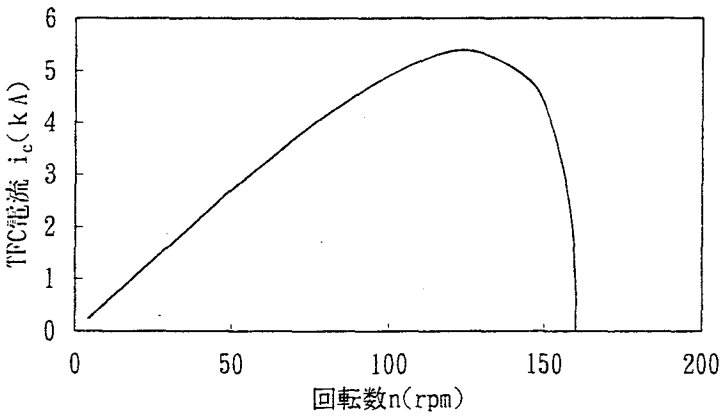
i_{c0}/n_0がこの値以下の場合は制動時を通して回転方向は一定であるが，これ以上の場合は回転数が零を通過して，その後逆回転する。前者および後者の例をそれぞれ以下の例１，例２に示した。計算結果をそれぞれ図８．９(a)，図８．９(b)に示す。

(a) 例１　n_0=160rpm，i_{c0}=0kAの場合

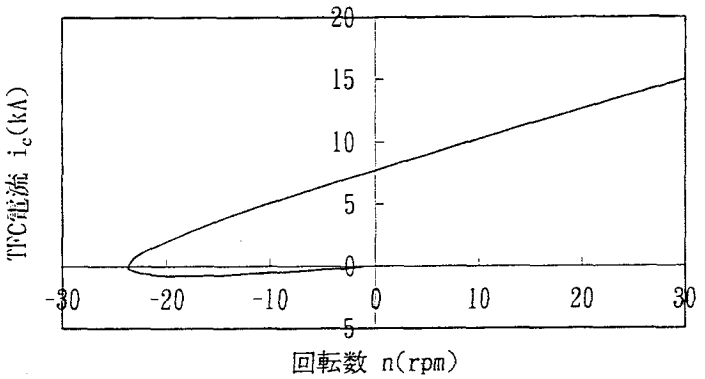
この例は，i_{c0}=0 kAのため(8.59)式が成立する場合である。制動開始前に電流を零にリセットした後制動に入る。本電源装置として採用した条件である。

(b) 例２　n_0=30rpm，i_{c0}=15kAの場合

この場合は，i_{c0}/n_0=500であり(8.71)式の値より大であり，図８．９(b)より回転数が零を通過して逆転する様子がよく分かる。



(a) 回転方向一定の場合



(b) 停止後逆回転する場合

図８．９　発電制動時における位相面（(n,i_c)座標面）軌跡（$\zeta_g>1$）

８．４　試験結果のシミュレーションによる検証

前章においても試験結果について報告したが，この章では，図８．１に示すブロック線図に基づいたシミュレーションプログラムを作成し，これら試験結果の検証を行った。

シミュレーションは，４台のＤＣＧの特性が等しいとする図８．１のモデルをベースに，期間ＩＩｂのようにＤＣＧの動作が一部異なる場合は，適宜部分変更した。計算は，三菱電機内における汎用の制御系設計CAEシステム[14]によった。

８．４．１　パルス通電試験結果

図８．１０(a)，(b)に，パルス通電試験におけるフラットトップ磁場強度2.2T(18.752kA)達成時の現地試験結果[1]~[3],[6],[8]と同条件のシミュレーション結果[3],[4],[7],[8] (表７．１の定数による)[8]を示す。両結果は良く一致し，ＴＦＣ電流は全期間にわたり安定に制御され，ＧＣＢの開極動作も正常であった。

８．４．２　制御特性に関する考察

(1) 定電流制御制御および電流零制御特性

図８．１０(b)に示すＴＦＣ電流の期間Ｉ-2とＩＩa-2を拡大し，それぞれ図８．１１(a)，(b)に示す。図中の ΔI_{cu}(=0.18kA)，ΔI_{cd}(=3.26kA)は，それぞれ(7.38)式，(7.48)式により計算した「過渡偏差」の初期値の絶対値である。一方，図８．１１(a)，(b)の ΔI_{cu}，ΔI_{cd}により基準化した「過渡偏差」の計算値を図８．５に示したが，図中の $K_{iuop}=23.9$，$K_{idop}=8.01$ の波形は，それぞれ対応する図８．１１(a)，(b)の波形と良く一致する。このことは，８．２．２において $|\Theta(j\omega)|$=1と近似した線形解析が妥当であり，この方法によって制御パラメータを設定すれば所望のシミュレーション結果が得られ，対応する実測値が推定あるいは検証できることが明確になった。

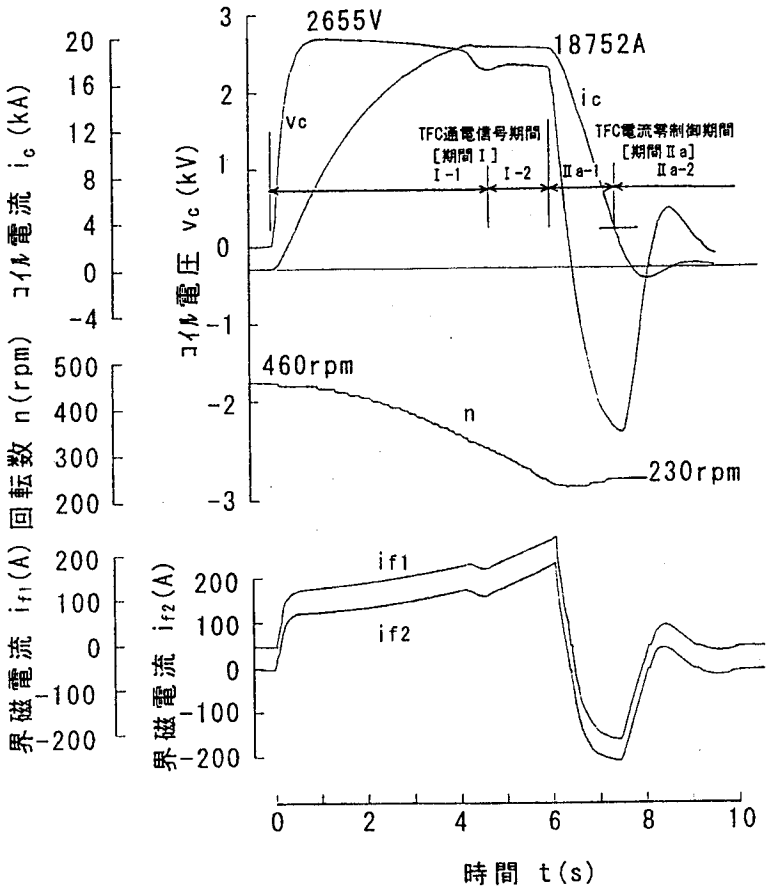
(2) 電圧零制御に関する考察

図８．１１(b)の場合は，期間ＩＩbの直前には電流零制御特性が定常状態に達しているため，続く期間ＩＩbの電圧零制御へは極めて安定に遷移する。

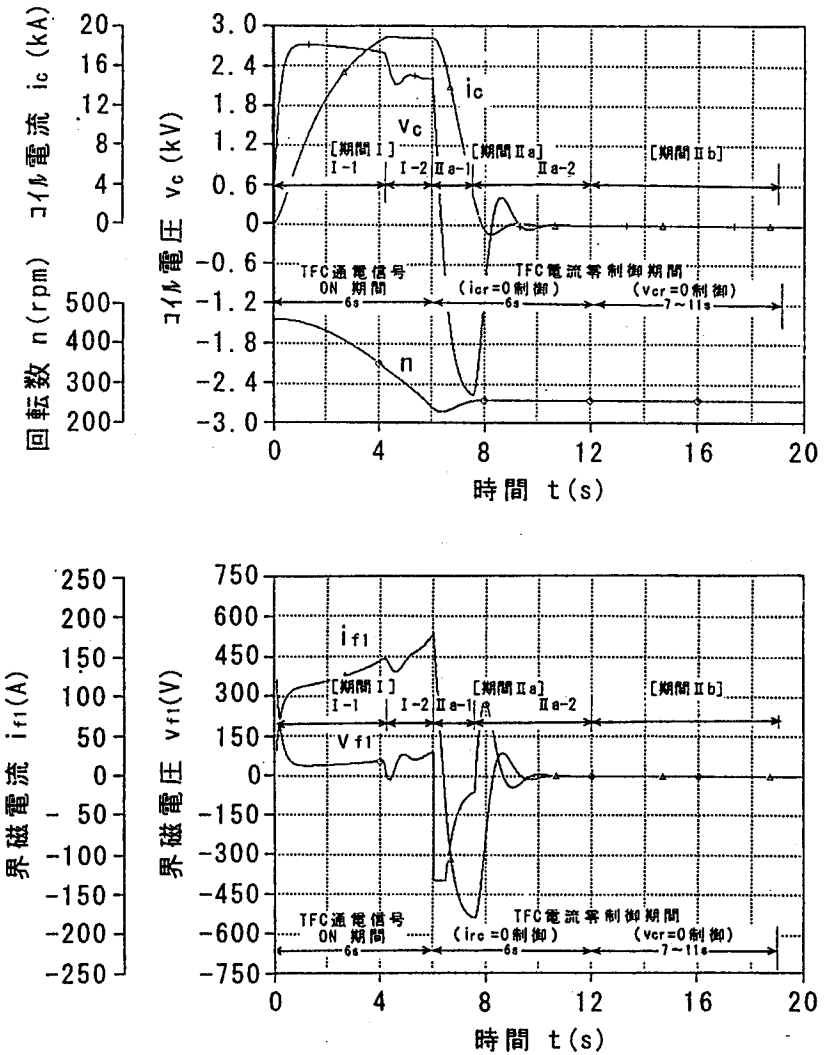
ここでは，期間ＩＩa-1が正規の6sより短い3sの場合の実測値とシミュレーションによる計算値を，それぞれ図８．１２(a)と８．１２(b)に示す。この場合は，v_c（したがって，i_{f1}，i_{f2}）が期間ＩＩa-1において定常値に達する前に期間ＩＩbに遷移し，$v_{f2}\rightarrow 0$ となるため，i_{f2}(したがって，v_{a2}，v_{a4})は，界磁電源の減少特性に従い，定常値以上の値から零に向かっている。この時v_cが零(v_{c00})となるように制御しているため，界磁電源No.1からi_{f1}(したがって，v_{a1}，v_{a3})が，i_{f2}の減少分を補正し$i_{f1}\cong -i_{f2}$となる様子が分かる。なお，v_{c00}の実測値から換算したi_{c00}は10A以下であった。

(3) ＤＣＧの発電制動特性

前章の図７．２９に示した制動特性について，改めて図８．１３(a) に示し，図８．１３(b)に同条件のシミューション結果を並べて示した。この例でも，シミュレーション結果は，実験結果とよく一致した。なお，このときの位相面（(n,i_c)座標面）軌跡は，図８．９(a)に示したとおりである。

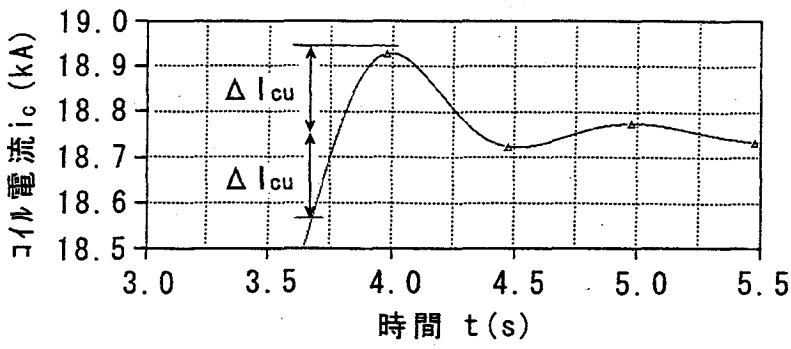


(a) 実測値



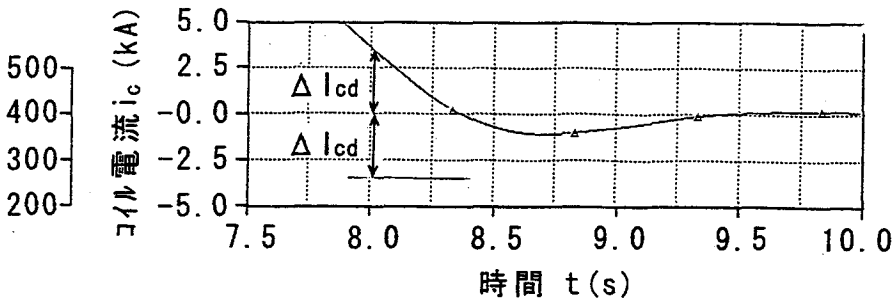
(b) 計算値

図８．１０　ＴＦＣパルス電流波形



ΔI_{cu} (=0.18kA)は，(7.38)式から算出した「過渡偏差」初期値の絶対値

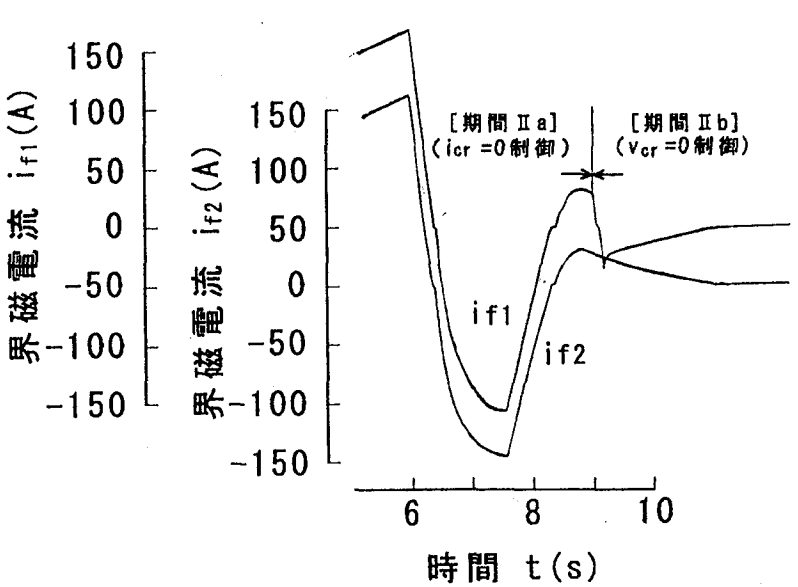
(a) 期間Ⅰ-2



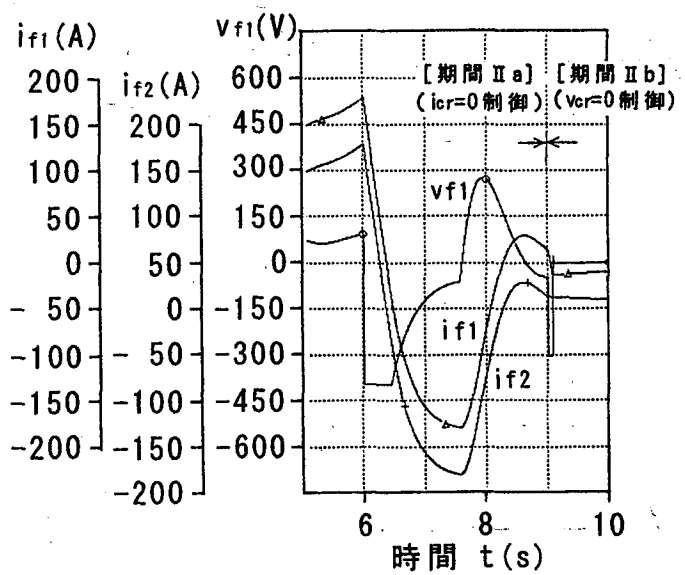
ΔI_{cd} (=3.26kA)は，(7.48)式から算出した「過渡偏差」初期値の絶対値

(b) 期間Ⅱ a-2

図８．１１　ＴＦＣパルス電流の定電流制御期間の拡大図

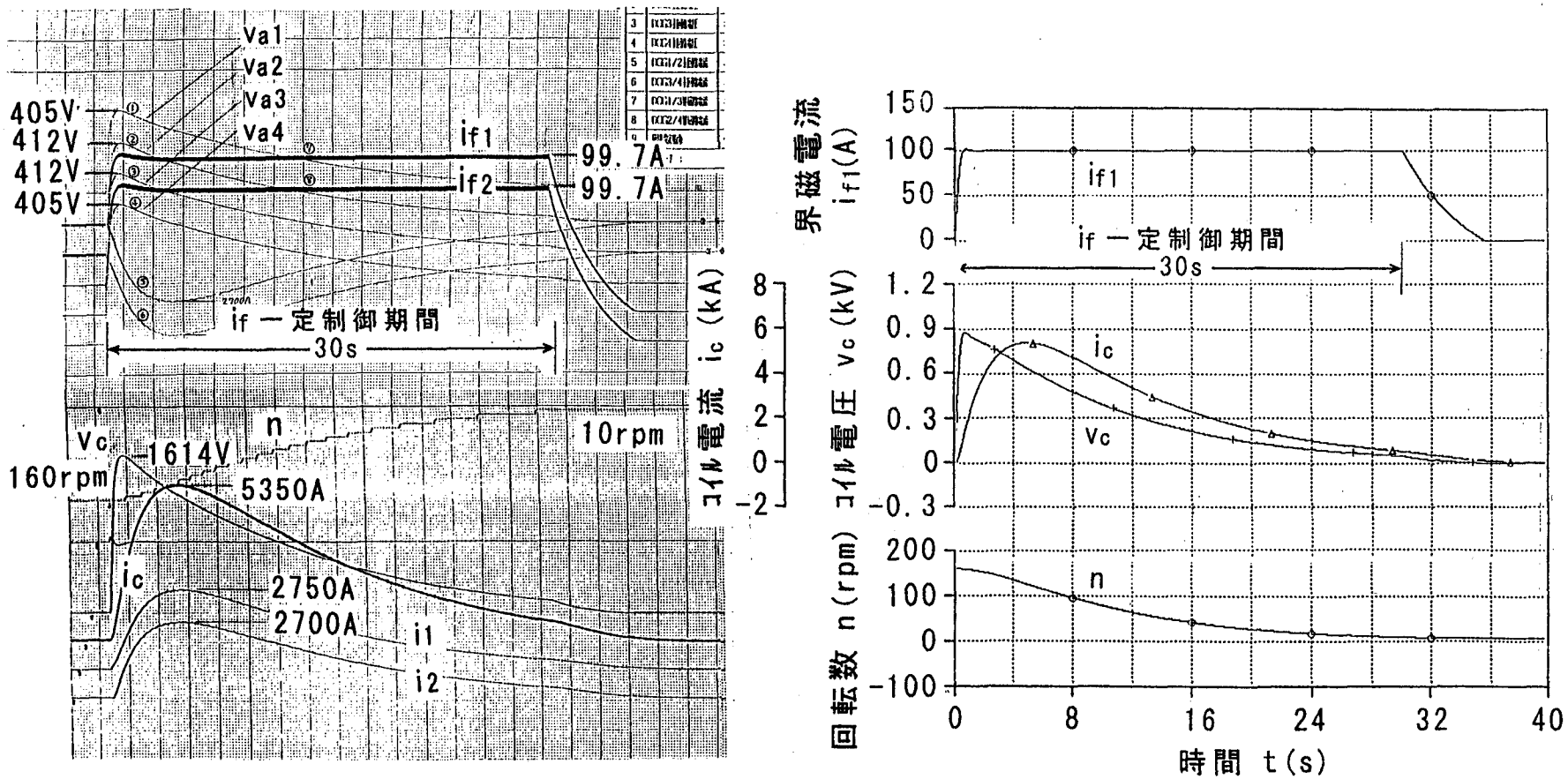


(a) 実測値



(b) 計算値

図８．１２　電圧零制御時の過渡応答(期間Ⅱ a-2 の時間は 3s)



(a) 実測値　　(b) 計算値

図8．13　DCG発電制動特性

８．５　第８章のまとめ

本論文での検討結果は次のように要約できる。

(1) 前章において，制御系の応答を「基準応答」と「過渡偏差」に分け，前者については第７章において検討した。この章では，後者と関連づけ，制御系の定数とフラットトップ時や電流零制御時の過渡特性の関係を示す算定式を算出した。

制御方式に関しては，実機として採用した比例制御でオフセットが零となるようにフィードバックゲインを調整するオフセット補償方式(CaseP-1)を主体として，オフセット補償をしない直結フィードバック方式(CaseP-2)についても解析した。また，これらに積分動作を付加した比例積分制御方式の２方式(それぞれCasePI-1およびCasePI-2)についても解析した。

(2) 各ケースを比較した結果，実機として採用したCase P-1は，現状では妥当な方式選定であるといえる。これに積分動作を追加したCase PI-1は，積分の効果が多少あると思えるが，作動期間が短いため十分でなく，さらに効果を上げるには，K_{iuop}をより大きくして応答を速めた上で積分動作が生かせるようにすることが望まれる。ただし，この場合でも，予め積分動作を除いた部分においてオフセット補償をした後積分動作を追加することや直前の期間における積分動作のワインドアップ対策は重要である。なお，オフセット補償のない場合は，比例制御の場合は問題外であり，比例積分制御でも積分動作に不必要な負担を生じる。

(3) 電圧一定制御期間である期間Ⅰ-1，期間Ⅱa-1終了時に可変電圧リミッタの飽和から開放され，それぞれの一定電流制御期間である期間Ⅰ-2，期間Ⅱa-2に移行する。その際，電流値が基準応答の値に向けて速やかに収束するためには，ふたたび可変電圧リミッタが作動しないように制御パラメータを設定する必要があり，各ケースに条件式を算定した。

そのうち，とくに実機として採用したCase P-1について具体的に条件を計算した。結果によると，期間Ⅰ-2では，初期値$-\Delta I_{cu1}$に対してその絶対値の約１０倍のオーバシュートまでは可変電圧リミッタが再び飽和に戻ることはない。一方，期間Ⅱa-2では，初期値ΔI_{cd1}からアンダーシュートして$-\Delta I_{cd1}$において飽和を生じ再びⅡa-1に戻る可能性があるため，問題の大きい期間Ⅱa-2を主体にK_{vop}，K_{idop}と線形限界や応答波形との関係を求めた。その結果，飽和を生じない線形の範囲は概略$\zeta_d \geq 0.3$であり，限界におけるK_{vop}，ω_{nd}は，ともにK_{idop}に比例関係にあることが示された。

(4) 一定界磁電流を与えてＤＣＧを発電制動によって停止させる場合に関し，制動時における回転数と負荷電流の過渡特性算定式を求めた。直流機は，可逆運転が可能な場合と一方向運転のみを要求される場合に分類できが，今回採用したＤＣＧは刷子の構造上一方向運転のみ可能となっており，停止に至るまで回転方向が一定であるための条件を求めた。

系は２次振動系であり減衰係数$\zeta_g < 1$のときは必ず回転数が逆転することになるため，非振動的な条件である減衰係数$\zeta_g \geq 1$が必要条件である。しかし，負荷電流が流れている場合には，制動開始時のi_{c0}/n_0が特定の値以下の場合はその後の回転方向は停止に至るまで一定であるが，i_{c0}/n_0がそれ以上の場合は制動途中に逆回転することになる。

例題として回転方向が一定の場合と逆転する場合の過渡特性をn，i_c座標面上に示した。

実機としては，例題に示した初期電流を零とした方式を採用している。

(5) パルス通電試験，一定電流制御特性，電流零制御特性および発電制動特性などの代表的な特性について，実測値をシミュレーションによる計算結果と比較し，いずれも精度よく検証でき，解析モデルが適切であることを実証した。シミュレーションプログラムは，４台のＤＣＧの特性が等しいとする図８．１のモデルをベースとした。また，期間Ⅱｂのようにの動作が一部異なる場合は，適宜部分変更した。

なお，前章にも述べたように，実測値は，ＪＦＴ－２Ｍ本体の実験再開を目前に控えた限られた時間の中で得たものである。また，ＤＣＧが記録的大容量のため，試験は慎重を要し，安定運転に力点を置いた。そして特性解析についても，主として実測値の検証に限定した。

第８章　参考文献

(1) 中西，堀田，大藪，岸本，谷：「JFT-2Mトロイダルコイル用フライホイール付き大容量直流発電機」プラズマ・核融合学会第11回核融合エネルギ連合講演会(1995. 12).
(2) 中西，岸本，河瀬，堀田，谷：「フライホイール付き発電電動機の開発」電気学会回転機研究会資料，RM-95-108 (1995).
(3) 岸本，平山，加茂，福田，中西，谷：「トロイダルコイルを負荷とする直流発電電動の制御特性」電気学会回転機研究会資料，RM-96-2 (1996).
(4) 岸本，平山，加茂，福田，中西，谷：「JFT-2Mトロイダルコイルを負荷とする直流発電電動機の制御」プラズマ・核融合学会第13回年会 (1996.3).
(5) 谷，菊池，長谷川，柏，小又，鈴木，鈴木，大藪，中西，岸本，加茂：「大容量直流発電機によるJFT-2Mのトロイダル磁場コイル電源」プラズマ・核融合学会第13回年会 (1996.3).
(6) 谷，中西，堀田，河瀬，大藪，岸本：「日本原子力研究所殿向け高性能トカマク開発試験装置JFT-2M トロイダル電源フライホイール付き直流発電機」三菱電機技報70, No.5, p532～p536 (1996).
(7) 谷，岸本，平山，加茂，福田，中西：「日本原子力研究所向けJFT-2M磁場電源制御システム」三菱電機技報70, No.7, p729～p734 (1996).
(8) 岸本，平山，加茂，中西，谷：「トロイダル磁場コイル電源用フライホイール付き直発電電動機の制御特性」，電気学会論文誌 Vol.117-D, p579～p588 No.5, May (1997).
(9) 例えば，電気学会編：「電気工学ハンドブック」電気学会 p3～p4(昭和42年1月).
(10) 河合：「制御工学」p115～p119 昭晃堂 (1983).
(11) 片山：「フィードバック制御の基礎」p159～p160 朝倉書店 (1987).
(12) 電気学会通信教育会編：「自動制御理論」p245～p249 電気学会 (1982).
(13) 森口ほか：「数学公式Ⅰ」p82～p83 岩波全書 (1980).
(14) 片岡，小林：「ワークステーション上のシミュレーション言語におけるユーザインタフェースについて」，日本シミュレーション学会 第７回シミュレーション・テクノロジー・コンファレンス p77～p80 (1988年6月).

付録　８．１　ＰＩ制御の検討

(1) フラットトップ制御時の過渡特性(期間Ⅰ-2)

(8.14)～(8.16)式のうち(8.15)式を(付8.1)式のように変更する。

$$(1+T_{fcl}s)\Delta V_c(s)-T_{fcl}\Delta v_{c0}=\Delta V_{cr}(s) \cdots\cdots (8.14)$$

$$sT_{Iu}\Delta V_{cr}(s)-T_{Iu}\Delta v_{cr0}$$
$$=(\xi_{ic}/\lambda_{vhc})K_{iu}[(sT_{Iu}+1)\{\Delta I_{cr}(s)-\beta_{iu}\Delta I_c(s)\}-T_{Iu}\{\Delta i_{cr0}-\beta_{iu}\Delta i_{c0}\}] \cdots (付8.1)$$

$$(1+T_cs)\Delta I_c(s)-T_c\Delta i_{c0}=\Delta V_c(s)/r_c \cdots\cdots (8.16)$$

これらの式から$\Delta V_c(s)$，$\Delta V_{cr}(s)$を消去するとともに，(8.17)式を参照にして，

$$\xi_{ic}K_{iu}\{1+1/(sT_{Iu})\}/(\lambda_{vhc}r_c)=K_{iuop}\{1+1/(sT_{Iu})\} \cdots\cdots (付8.2)$$

と置き，$\Delta I_{cr}(s)$に対する$\Delta I_c(s)$を求めると

$$sT_{Iu}[(1+T_{fcl}s)\{(1+T_cs)\Delta I_c(s)-T_c\Delta i_{c0}\}-(T_{fcl}/r_c)\Delta v_{c0}]-(T_{Iu}/r_c)\Delta v_{cr0}$$
$$=K_{iuop}[(sT_{Iu}+1)\{\Delta I_{cr}(s)-\beta_{iu}\Delta I_c(s)\}-T_{Iu}\{\Delta i_{cr0}-\beta_{iu}\Delta i_{c0}\}] \cdots\cdots (付8.3)$$

が得られ，整理して次式を得る。

$$\{T_{Iu}T_{fcl}T_cs^3+T_{Iu}(T_{fcl}+T_c)s^2+T_{Iu}(1+K_{iuop}\beta_{iu})s+K_{iuop}\beta_{iu}\}\Delta I_c(s)$$
$$=K_{iuop}(sT_{Iu}+1)\Delta I_{cr}(s)-K_{iuop}T_{Iu}\Delta i_{cr0}+T_{Iu}(T_cT_{fcl}s^2+T_cs+K_{iuop}\beta_{iu})\Delta i_{c0}$$
$$+(sT_{Iu}T_{fcl}/r_c)\Delta v_{c0}+(T_{Iu}/r_c)\Delta v_{cr0} \cdots\cdots (付8.4)$$

ここで，

$$T_{Iu}T_{fcl}T_cs^3+T_{Iu}(T_{fcl}+T_c)s^2+T_{Iu}(1+K_{iuop}\beta_{iu})s+K_{iuop}\beta_{iu}=0 \cdots\cdots (付8.5)$$

に着目し，両辺を$T_{Iu}T_{fcl}T_c$で割って

$$s^3+a_1s^2+a_{2u}s+a_{3u}=0 \cdots\cdots (付8.6)$$

と表す。ここに，

$a_1=1/T_c+1/T_{fcl}$（a_1は，期間Ⅰ，Ⅱの区別がないため，添え字uを付さない）。

$a_{2u}=(1+K_{iuop}\beta_{iu})/(T_{fcl}T_c)$

$a_{3u}=K_{iuop}\beta_{iu}/(T_{Iu}T_{fcl}T_c)$

この式は，sについての三次方程式で，その解は，例えばCardanoの公式[9]によって求められる。３つの根のうち常に実根となる１根を$s=-1/T_{au}$とおくと，(付8.6)式の左辺は，下記の通り因数分解される。この式を$H(s)$とおく。

$$(s+1/T_{au})(s^2+2\zeta_{au}\omega_{au}s+\omega_{au}{}^2)\equiv H_u(s) \cdots\cdots (付8.7)$$

ただし，$\omega_{au}=\sqrt{a_{3u}T_{au}}$，$\zeta_{au}=(a_{1u}-1/T_{au})/(2\sqrt{a_{1u}T_{au}})$である。

したがって，(付8.4)式は，(付8.7)式を用いて下記のように変形される。

$$T_{Iu}T_{fcl}T_c\,H_u(s)\,\Delta I_c(s)$$
$$=K_{iuop}(sT_{Iu}+1)\Delta I_{cr}(s)-K_{iuop}T_{Iu}\Delta i_{cr0}+T_{Iu}(T_cT_{fcl}s^2+T_cs+K_{iuop}\beta_{iu})\Delta i_{c0}$$
$$+(sT_{Iu}T_{fcl}/r_c)\Delta v_{c0}+(T_{Iu}/r_c)\Delta v_{cr0} \cdots\cdots (付8.8)$$

ところで，期間Ⅰ-1では，ＰＩ制御における積分動作は行われず，期間Ⅰ-2においてのみ

有効に働くように設計したとする（ﾜｲﾝﾄﾞｱｯﾌﾟ対策[10]を行っている）と，可変電圧リミッタが飽和せずに定電流制御が行える条件は，P制御と等しく(8.22)式で与えられる。

ここで，P制御との対比のため，β_{iu}の異なる下記２ケース，Case PI-1，CasePI-2について過渡特性の計算式を算出する。

・Case PI-1 ：オフセット補償をする場合（採用した方式）

ＰＩ制御においては，基本的には誤差分の補正は不要であるが，Ｉの負担を最小にすることを前提とする。

$$\beta_{iu1}=1-1/K_{iuop} \cdots\cdots (8.23)$$

・Case PI-2 ：オフセット補償をしない場合

$$\beta_{iu2}=1 \cdots\cdots (8.24)$$

以下，(a)，(b)各ケースを区別して計算式をまとめる。

(a) Case PI-1

Case PI-1の計算においては，計算の基になる(付8.6)式の係数a_{2u}，a_{3u}は，これらの式に(8.23)式の$\beta_{iu1}=1-1/K_{iuop}$を代入して下記の値で与えられる(a_1は，β_{iu1}に依存しない)。

$$a_{2u}\equiv a_{2u1}=K_{iuop}/(T_{fcl}T_c) \cdots\cdots (付8.9)$$

$$a_{3u}\equiv a_{3u1}=(K_{iuop}-1)/(T_{Iu}T_{fcl}T_c) \cdots\cdots (付8.10)$$

ここで，(付8.9)，(付8.10)式を(付8.7)式に代入した結果を下記のとおり表す。

$$H_u(s)\equiv H_{u1}(s)=(s+1/T_{au1})(s^2+2\zeta_{au1}\omega_{au1}s+\omega_{au1}{}^2) \cdots\cdots (付8.7)'$$

ただし，$\omega_{au1}=\sqrt{a_{3u1}T_{au1}}$，$\zeta_{au1}=(a_1-1/T_{au1})/(2\sqrt{a_1T_{au1}})$

一方，本文のCase P-1同様に，(8.22)式に，(8.23)式，$i_c=I_{cm}+\Delta i_c$，$V_{c\max}=\alpha V_{cm}=\alpha r_c I_m$を代入し，さらに(8.22)式に(8.17)式を代入すると次式が得られる。

$$(\alpha+1)/(\alpha-1)\Delta I_{cu1}\geq \Delta i_c\geq -\Delta I_{cu1} \cdots\cdots (8.25)$$

ここに，

$$\Delta I_{cu1}=(\alpha-1)I_{cm}/(K_{iuop}-1) \cdots\cdots (8.26)$$

Δi_{c0}は，$t=t_{u-}$において(8.25)式の下限になるため

$$\Delta i_{c0}=-\Delta I_{cu1}(<0) \cdots\cdots (8.27)$$

と置くと，Δv_{c0}，$\Delta I_{cr}(s)$は，下記のように表される。

$$\Delta v_{c0}=(\alpha-1)V_{cm}=(K_{iuop}-1)r_c\Delta I_{cu1}(>0) \cdots\cdots (8.28)$$

$$\Delta I_{cr}(s)=0 \cdots\cdots (8.29)$$

さらに，(8.15)式に(8.23)式$\beta_{iu1}=1-1/K_{iuop}$を代入し，初期値間の関係より次式が得られる。

$$\Delta v_{cr0}=(\xi_{ic}/\lambda_{vhc})K_{iu}(\Delta i_{cr0}-\beta_{iu1}\Delta i_{c0})=(K_{iuop}-1)r_c\Delta I_{cu1} \cdots\cdots (付8.11)$$

そこで，(付8.7)'式，(8.27)式～(8.29)式，(付8.11)式，および(8.23)式を(付8.8)式に代入すると，

$$T_{Iu}T_{fcl}T_cH_{u1}(s)\Delta I_c(s)$$

$$=-T_{Iu}\{T_cT_{fcl}s^2+T_cs+(K_{iuop}-1)\}\Delta I_{cu1}+sT_{Iu}T_{fcl}(K_{iuop}-1)\Delta I_{cu1}+T_{Iu}(K_{iuop}-1)\Delta I_{cu1}$$

$$\cdots\cdots (付8.12)$$

が得られ，両辺をT_{Iu}で割って次式を得る。

$$T_{fcl}T_cH_{u1}(s)\Delta I_c(s)$$
$$=-s[T_cT_{fcl}s-\{T_{fcl}(K_{iuop}-1)-T_c\}]\Delta I_{cu1} \quad \cdots\cdots(付8.13)$$

さらに，両辺を$T_{fcl}T_c$で割るとともに(付8.7)'を代入して次式を得る。

$$(s+1/T_{au1})(s^2+2\zeta_{au1}\omega_{au1}s+{\omega_{au1}}^2)\Delta I_c(s)$$
$$=-s[s-\{(K_{iuop}-1)\omega_1-\omega_2\}]\Delta I_{cu1} \quad \cdots\cdots(付8.14)$$

$\Delta I_c(s)$について解くと次式が得られる。

$$\Delta I_c(s)=\left\{\frac{1/T_{au1}+X_{u1}}{s+1/T_{au1}}-\frac{(2\zeta_{au1}\omega_{au1}-{\omega_{au1}}^2T_{au1}+X_{u1})s+{\omega_{au1}}^2(T_{au1}X_{u1}+1)}{(s+\zeta_{au1}\omega_{au1})^2+(\sqrt{1-{\zeta_{au1}}^2}\omega_{au1})^2}\right\}\Gamma_{u1}$$
$$\cdots\cdots(付8.15)$$

ただし，

$$X_{u1}=(K_{iuop}-1)\omega_1-\omega_2$$

$$\Gamma_{u1}=\frac{\Delta I_{cu1}}{\omega_{au1}(2\zeta_{au1}-\omega_{au1}T_{au1})-1/T_{au1}}$$

ここで，上式の第１項，第２項をそれぞれ$\Delta I_{ca}(s)$，$\Delta I_{cb}(s)$とおくと次式で表される。

$$\Delta I_{ca}(s)=\frac{1/T_{au1}+X_{u1}}{s+1/T_{au1}} \quad \cdots\cdots(付8.16)$$

$$\Delta I_{cb}(s)=\left\{-\frac{(2\zeta_{au1}\omega_{au1}-{\omega_{au1}}^2T_{au1}+X_{u1})(s+\zeta_{an1}\omega_{a1u})-(2\zeta_{au1}\omega_{au1}-{\omega_{au1}}^2T_{au1}+X_{u1})\zeta_{au1}\omega_{au1}+{\omega_{au1}}^2(T_{au1}X_{u1})}{(s+\zeta_{au1}\omega_{au1})^2+(\sqrt{1-{\zeta_{au1}}^2}\omega_{au1})^2}\right\}\Gamma_{u1}$$
$$=\left\{-\frac{(2\zeta_{au1}\omega_{au1}-{\omega_{au1}}^2T_{au1}+X_{u1})(s+\zeta_{an1}\omega_{au1})-(2\zeta_{au1}\omega_{au1}-{\omega_{au1}}^2T_{au1}+X_{u1})\zeta_{au1}\omega_{au1}+{\omega_{au1}}^2(T_{au1}X_{u1}+1)}{(s+\zeta_{au1}\omega_{au1})^2+(\sqrt{1-{\zeta_{au1}}^2}\omega_{au1})^2}\right\}\Gamma_{u1}$$
$$\cdots\cdots(付8.17)$$

そして，$t=t_{u-}$を基準に$t-t_{u-}=t_\Delta$と置いて(付8.19)，(付8.20)式を逆変換してζ_{au1}に応じた解を求める。例えば，$\zeta_{au1}<1$のときは，次式で表される。

$$\Delta i_{cu}=\Delta i_{cua}+\Delta i_{cub}$$
$$=\left[A_{0u1}e^{-t_\Delta/T_{au1}}-e^{-\zeta_{au1}\omega_{au1}t_\Delta}\left\{A_{1u1}\cos(\sqrt{1-{\zeta_{au1}}^2}\omega_{au1}t_\Delta)+A_{2u1}\sin(\sqrt{1-{\zeta_{au1}}^2}\omega_{au1}t_\Delta)\right\}\right]\Gamma_{u1}$$
$$\cdots\cdots(付8.18)$$

ここに，

$$A_{0u1}=1/T_{au1}+X_{u1}$$

$$A_{1u1}=2\zeta_{au1}\omega_{au1}-{\omega_{au1}}^2T_{au1}+X_{u1}$$

$$A_{2u1}=[\omega_{au1}(T_{au1}X_{u1}+1)-(2\zeta_{au1}\omega_{au1}-{\omega_{au1}}^2T_{au1}+X_{u1})\zeta_{au1}]/\sqrt{1-{\zeta_{au1}}^2}$$

$\zeta_{au1}>1$のときは，上式のζ_{au1}を$j\zeta_{au1}$に置き換え，$\zeta_{au1}=1$のときは$\zeta_{au1}\to 1$の極値をとり容易に得られるので省略する。

ここで，期間Ｉ-2に入った後再び期間Ｉ-1に戻らないための条件を求める。一度期間Ｉ-2に入った後は，積分要素の影響を受けるが下記の制約を受ける。

$$\lambda_{vhc}V_{c\max} \geq \left| \xi_{ic}K_{iu}(\Delta i_{cu} + \frac{1}{T_{Iu}}\int_0^{t_\Delta} \Delta i_{cu}dt) \right| \cdots\cdots (付8.19)$$

ただし，Δi_{cu}は，(付8.18)式で与えられ，$\frac{1}{T_{Iu}}\int_0^{t_\Delta} \Delta i_{cu}dt$は，次式で表される。

$$\frac{1}{T_{Iu}}\int_0^{t_\Delta} \Delta i_{cu}dt$$

$$= \left| B_{0u1}e^{-t/T_{au1}} - e^{-\zeta_{au1}\omega_{au1}t}\{B_{1u1}\cos(\sqrt{1-\zeta_{au1}{}^2}\,\omega_{au1}t) + B_{2u1}\sin(\sqrt{1-\zeta_{au1}{}^2}\,\omega_{au1}t)\} \right|_0^{t_\Delta} \Gamma_{u1}$$

$$= [B_{0u1}(1-e^{-t_\Delta/T_{au1}}) + B_{1u1} - e^{-\zeta_{au1}\omega_{au1}t_\Delta}\{B_{1u1}\cos(\sqrt{1-\zeta_{au1}{}^2}\,\omega_{au1}t_\Delta) + B_{2u1}\sin(\sqrt{1-\zeta_{au1}{}^2}\,\omega_{au1}t_\Delta)\}]\,\Gamma_{u1}$$
$$\cdots\cdots (付8.20)$$

ここに，

$$B_{0u1} = (T_{au1}/T_{Iu})(1/T_{au1} + X_{u1})$$

$$B_{1u1} = \frac{1}{\omega_{au1}T_{Iu1}}(-\zeta_{au1}A_{1u1} - \sqrt{1-\zeta_{au1}{}^2}A_{2u1})$$

$$B_{2u1} = \frac{1}{\omega_{au1}}(-\zeta_{au1}A_{2u1} + \sqrt{1-\zeta_{au1}{}^2}A_{1u1})$$

(b) Case PI-2

Case PI-2の計算における各係数のもとになるa_{2u}，a_{3u}は，(付8.6)式の係数に (8.24)式，すなわち$\beta_{iu2}=1$を代入した下記の値である。

$$a_{2u} \equiv a_{2u2} = (1+K_{iuop})/(T_{fcl}T_c) \cdots\cdots (付8.9)'$$

$$a_{3u} \equiv a_{3u2} = K_{iuop}/(T_{Iu}T_{fcl}T_c) \cdots\cdots (付8.10)'$$

ここで，(付8.9) ′式および(付8.10) ′式を(付8.7)式に代入すると次式が得られる。

$$H_u(s) \equiv H_{u2}(s) = (s+1/T_{au2})(s^2 + 2\,\zeta_{au2}\omega_{au2}s + \omega_{au2}{}^2) \cdots\cdots (付8.7)''$$

ただし，$\omega_{au2} = \sqrt{a_{3u2}T_{au2}}$，$\zeta_{au2} = (a_1 - 1/T_{au2})/(2\sqrt{a_1T_{au2}})$

一方，本文のCase P-1同様に，(8.22)式に(8.24)式，$i_c = I_{cm} + \Delta i_c$，$V_{c\max} = \alpha V_{cm} = \alpha r_c I_m$を代入し，さらに(8.22)式に(8.17)式を代入すると次式が得られる。

$$\Delta I_{cu2} \geq \Delta i_c \geq -\Delta I_{cu2} \cdots\cdots (8.25)'$$

ここに，

$$\Delta I_{cu2} = \alpha I_{cm}/K_{iuop} \cdots\cdots (8.26)'$$

Δi_{c0}は，$t = t_{u-}$において(付8.21)式の下限になるため

$$\Delta i_{c0} = -\Delta I_{cu2}(<0) \cdots\cdots (8.27)'$$

となる。また，Δv_{c0}，$\Delta I_{cr}(s)$は，下記のように表される。

$$\Delta v_{c0} = (\alpha-1)V_{cm} = (1-1/\alpha)K_{iuop}r_c\Delta I_{cu2}(>0) \cdots\cdots (8.28)'$$

$$\Delta I_{cr}(s) = 0 \cdots\cdots (8.29)'$$

さらに，Δv_{cr0}は，(8.15)式に(8.24)式$\beta_{iu}=1$を代入し，初期値間の関係より，次式が得られる。

$$\Delta v_{cr0} = K_{iuop}r_c\Delta I_{cu2} \cdots\cdots (付8.11)'$$

そこで，(付8.7)″，(8.27)′〜(付8.14)，(811)′および(8.24)式を(付8.8)式に代入すると，

$$T_{Iu}T_{fcl}T_cH_{u2}(s)\Delta I_c(s)$$
$$= -T_{Iu}(T_cT_{fcl}s^2 + T_cs + K_{iuop})\Delta I_{cu2} + sT_{Iu}T_{fcl}(1-1/\alpha)K_{iuop}\Delta I_{cu2} + T_{Iu}K_{iuop}\Delta I_{cu2}$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.12)'$$

が得られ，両辺を T_{Iu} で割って次式を得る。

$$T_{fcl}T_cH_{u2}(s)\Delta I_c(s)$$
$$= -s[T_cT_{fcl}s - \{T_{fcl}(1-1/\alpha)K_{iuop} - T_c\}]\Delta I_{cu2} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.13)'$$

さらに，両辺を $T_{fcl}T_c$ で割とともに(付8.7)″を代入して次式を得る。

$$(s+1/T_{au2})(s^2 + 2\zeta_{au2}\omega_{au2}s + \omega_{au2}{}^2)\Delta I_c(s)$$
$$= -s[s - \{(1-1/\alpha)K_{iuop}\omega_1 - \omega_2\}]\Delta I_{cu2} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.14)'$$
$$X_{u1} = (1-1/\alpha)K_{iuop}\omega_1 - \omega_2$$

この式を $\Delta I_c(s)$ について解き，さらに逆変換すると(付8.18)の添え字1を2に変更した結果((付8.18)′と置く）を得る。

$$\Delta i_{cu} = \Delta i_{cua} + \Delta i_{cub}$$
$$= \left[A_{0u2}e^{-t_\Delta/T_{au2}} - e^{-\zeta_{au2}\omega_{au2}t_\Delta}\left\{A_{1u2}\cos(\sqrt{1-\zeta_{au2}{}^2}\,\omega_{au2}t_\Delta) + A_{2u2}\sin(\sqrt{1-\zeta_{au2}{}^2}\,\omega_{au2}t_\Delta)\right\}\right]\Gamma_{u2}$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.18)'$$

ここに，

$$X_{u2} = (1-1/\alpha)K_{iuop}\omega_1 - \omega_2$$
$$\Gamma_{u2} = \frac{\Delta I_{cu2}}{\omega_{au2}(2\zeta_{au2} - \omega_{au2}T_{au2}) - 1/T_{au2}}$$
$$A_{0u2} = 1/T_{au2} + X_{u2}$$
$$A_{1u2} = 2\zeta_{au2}\omega_{au2} - \omega_{au2}{}^2T_{au2} + X_{u2}$$
$$A_{2u2} = [\omega_{au2}(T_{au2}X_{u2}+1) - (2\zeta_{au2}\omega_{au2} - \omega_{au2}{}^2T_{au2} + X_{u2})\zeta_{au2}]/\sqrt{1-\zeta_{au2}{}^2}$$

$\zeta_{au2} > 1$ のときは上記 $\zeta_{au2} < 1$ の各式の ζ_{au2} を $j\zeta_{au2}$ に置き換え，$\zeta_{au2} = 1$ のときは $\zeta_{au2} \to 1$ の極値をとり容易に得られるので省略する。

また，期間Ｉ-2に入った後再び期間Ｉ-1に戻らないための条件も(付8. 19)で示され，その中の Δi_{cu}，$\frac{1}{T_{Iu}}\int_0^{t_\Delta}\Delta i_{cu}dt$ は，それぞれ(付8. 18)，(付8. 20)式の添え字１を2に置き換えた式（それぞれ(付8. 18)′，(付8. 20)′式と置く）で与えられる。

(2) 電流零制御時の過渡特性(期間Ⅱa-2)

この期間では，$i_c = \Delta i_c\ (\because i_{cb} = 0)$ を目標とした制御を行う。Δi_c を求めるため，(付8.1)～(付8.8)式の添え字 u を d に変更(K_{idop} は，(8.17)式の K_{iu} を K_{id} に変更)すると次式が得られる。

$$T_{Iu}T_{fcl}T_c(s+1/T_{ad})(s^2 + 2\zeta_{ad}\omega_{ad}s + \omega_{ad}{}^2)\Delta I_c(s)$$
$$= K_{idop}(sT_{Id}+1)\Delta I_{cr}(s) - K_{idop}T_{Id}\Delta i_{cr0} + T_{Id}(T_cT_{fcl}s^2 + T_cs + K_{idop}\beta_{id})\Delta i_{c0}$$
$$+(sT_{Id}T_{fcl}/r_c)\Delta v_{c0} + (T_{Id}/r_c)\Delta v_{cr0} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.21)$$

電流零制御が行える条件は，

$$\lambda_{vhc}V_{c\max}^{-} \geq \left| \xi_{ic}K_{id}(0-\beta_{id}i_c) \right| \cdots\cdots(8.35)$$

で与えられる。β_{id}の異なる下記の２ケース，Case PI-1，Case PI-2について過渡特性の計算式を算出する。

・Case PI-1 ：オフセット補償をする場合（採用した方式）

ＰＩ制御においては，基本的には誤差分の補正は，不要であるがＩの負担を最小にすることを前提とする。

$$\beta_{id1} = 1-1/K_{idop} \cdots\cdots(8.36)$$

・Case PI-2 ：オフセット補償をしない場合

$$\beta_{id2} = 1 \cdots\cdots(8.37)$$

以下，(a)，(b)各ケースを区別して計算式を纏める。

(a) Case PI-1

本文のCase P-1同様に，(8.35)式に(8.36)式，$i_c = 0+\Delta i_{c0}$，$V_{c\max}^{-} = \gamma V_{cm} = \gamma r_c I_{cm}$を代入した後，さらに，(8.17)式の添え字を$u \to d$に変更して(8.35)式に代入すると次式を得る。

$$\Delta I_{cd1} \geq \Delta i_c \geq -\Delta I_{cd1} \cdots\cdots(8.38)$$

ただし，

$$\Delta I_{cd1} = \gamma I_{cm}/(K_{idop}-1) \cdots\cdots(8.39)$$

$t = t_{d-}$において，ΔI_{cd1}は，(8.37)式の上限であり

$$\Delta i_{c0} = \Delta I_{cd1}(>0) \cdots\cdots(8.40)$$

が成り立つので，Δv_{c0}，$\Delta I_{cr}(s)$は，下記のように表される。

$$\Delta v_{c0} = -\gamma V_{cm} = -(K_{idop}-1)r_c\Delta I_{cd1} \cdots\cdots(8.41)$$

$$\Delta I_{cr}(s) = 0 \cdots\cdots(8.42)$$

さらに，(8.15)式において添え字を$u \to d$と置き換えるとともに，(8.36)式の$\beta_{id1} = 1-1/K_{idop}$を代入し，初期値間の関係を考慮すると次式が得られる。

$$\Delta v_{cr0} = (\xi_{ic}/\lambda_{vhc})K_{id}(\Delta i_{cr0} - \beta_{id1}\Delta i_{c0}) = -(K_{idop}-1)r_c\Delta I_{cd1} \cdots\cdots(付8.22)$$

ここで，(8.36)式，(8.40)～(8.42)式および(付8.22)式を(付8.21)式に代入して，期間Ｉ-2における(付8.12)～(付8.14)式の過程を参考にしてまとめると(付8.23)式が得られる。

$$(s+1/T_{ad1})(s^2+2\zeta_{ad1}\omega_{ad1}s+{\omega_{ad1}}^2)\Delta I_c(s)$$
$$= -s[s-\{(K_{idop}-1)\omega_1-\omega_2\}]\Delta I_{cd1} \cdots\cdots(付8.23)$$

ここに，$\omega_1 = 1/T_c$　$\omega_2 = 1/T_{fcl}$　((8.18)式参照）である。

この式を$\Delta I_c(s)$について解くとともに，期間Ｉ-2における(付8.15)～(付8.18)式の過程を参考にして逆変換すると，(付8.18)式に対応する(付8.24)式が得られる。

$$\Delta i_{cd} = \left[A_{0d1}e^{-t_\Delta/T_{ad1}} - e^{-\zeta_{ad1}\omega_{ad1}t_\Delta}\left\{A_{1d1}\cos(\sqrt{1-{\zeta_{ad1}}^2}\,\omega_{ad1}t_\Delta) + A_{2d1}\sin(\sqrt{1-{\zeta_{ad1}}^2}\,\omega_{ad1}t_\Delta)\right\}\right] \Gamma_{d1}$$
$$\cdots\cdots(付8.24)$$

ここに，

$$X_{d1} = (K_{idop}-1)\omega_1 - \omega_2$$

$$\Gamma_{d1}=\frac{\Delta I_{cd1}}{\omega_{ad1}(2\zeta_{ad1}-\omega_{ad1}T_{ad1})-1/T_{ad1}}$$

$$A_{0d1}=1/T_{ad1}+X_{d1}$$

$$A_{1d1}=2\zeta_{ad1}\omega_{ad1}-{\omega_{ad1}}^2T_{ad1}+X_{d1}$$

$$A_{2d1}=[\omega_{ad1}(T_{ad1}X_{d1}+1)-(2\zeta_{ad1}\omega_{ad1}-{\omega_{ad1}}^2T_{ad1}+X_{d1})\zeta_{ad1}]/\sqrt{1-{\zeta_{ad1}}^2}$$

$\zeta_{ad1}>1$のときは，上式のζ_{ad1}を$j\zeta_{ad1}$に置き換え，$\zeta_{ad1}=1$のときは$\zeta_{ad1}\to 1$の極値をとり容易に得られるので省略する。

ここで，期間Ⅱa-2に入った後再びⅡa-1に戻らないための条件を求める。一度期間Ⅱa-2に入った後は積分要素の影響を受けるが，下記の制約を受ける。

$$\lambda_{vhc}V_{cmax}\geq\left|\ \xi_{ic}K_{id}(\Delta i_{cd}+\tfrac{1}{T_{Iu}}\int_0^{t_\Delta}\Delta i_{cd}dt)\ \right| \cdots\cdots(付8.25)$$

Δi_{cd}は，(付8.24)式で与えられ，$\frac{1}{T_{Iu}}\int_0^{t_\Delta}\Delta i_{cd}dt$は，次式で表される。

$$\frac{1}{T_{Id}}\int_0^{t_\Delta}\Delta i_c dt$$

$$=\left|B_{0d1}e^{-t/T_{ad1}}-e^{-\zeta_{ad1}\omega_{ad1}t}\{B_{1d1}\cos(\sqrt{1-{\zeta_{ad1}}^2}\omega_{ad1}t)+B_{2d1}\sin(\sqrt{1-{\zeta_{ad1}}^2}\omega_{ad1}t)\}\right|_0^{t_\Delta}\Gamma_{d1}$$

$$=[\ B_{0d1}(1-e^{-t_\Delta/T_{ad1}})+B_{1d1}-e^{-\zeta_{ad1}\omega_{ad1}t_\Delta}\{B_{1d1}\cos(\sqrt{1-{\zeta_{ad1}}^2}\omega_{ad1}t_\Delta)+B_{2d1}\sin(\sqrt{1-{\zeta_{ad1}}^2}\omega_{ad1}t_\Delta)\}\ ]\Gamma_{d1}$$

$\cdots\cdots(付8.26)$

ここに，

$$B_{0d1}=(T_{ad1}/T_{Id})(1/T_{ad1}+X_{d1})$$

$$B_{1d1}=\frac{1}{\omega_{ad1}T_{Id}}(-\zeta_{ad1}A_{1d1}-\sqrt{1-{\zeta_{ad1}}^2}A_{2d1})$$

$$B_{2d1}=\frac{1}{\omega_{ad1}}(-\zeta_{ad1}A_{2d1}+\sqrt{1-{\zeta_{ad1}}^2}A_{1d1})$$

(b) Case PI-2

本文のCase P-2同様に，(8.35)式に，(8.37)式，$i_c=0+\Delta i_{c0}$，$V_{cmax}^{-}=\gamma V_{cm}=\gamma r_c I_{cm}$を代入した後，さらに，(8.17)式の添え字を$u\to d$に変更して(8.35)式に代入して次式を得る。

$$\Delta I_{cd2}\geq\Delta i_c\geq-\Delta I_{cd2} \cdots\cdots(8.38)'$$

ただし，

$$\Delta I_{cd2}=\gamma I_{cm}/K_{idop} \cdots\cdots(8.39)'$$

ΔI_{cd2}は，$t=t_{d-}$において(8.33)式の上限であるから

$$\Delta i_{c0}=\Delta I_{cd2}(>0) \cdots\cdots(8.40)'$$

となる。また，Δv_{c0}，$\Delta I_{cr}(s)$は，下記のように表される。

$$\Delta v_{c0}=-\gamma V_{cm}=-K_{idop}r_c\Delta I_{cd2} \cdots\cdots(8.41)'$$

$$\Delta I_{cr}(s)=0 \cdots\cdots(8.42)$$

さらに，(8.15)式の添え字$u\to d$と置き換えるとともに(8.37)式$\beta_{id2}=1$を代入し初期値間の関係より次式が得られる。

$$\Delta v_{cr0}=(\xi_{ic}/\lambda_{vhc})K_{id}(\Delta i_{cr0}-\beta_{id2}\Delta i_{c0})=-K_{idop}r_c\Delta I_{cd2}\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.22)'$$

ここで，(8.37)式，(8.40)'～(8.42)'式および(付8.22)'式を(付8.21)式に代入して，期間Ⅰ-2における(付8.12)'～(付8.14)'式の過程を参考にしてまとめる(付8.23)'式が得られる。

$$(s+1/T_{ad})(s^2+2\zeta_{ad}\omega_{ad}s+\omega_{ad}{}^2)\Delta I_c(s)$$
$$=s\{s-(K_{idop}\omega_1-\omega_2)\}\ \Delta I_{cd2}\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.23)'$$

この式を$\Delta I_c(s)$について解くとともに，期間Ⅰ-2における(付8.15)～(付8.18)式の過程を参考にして逆変換すると，(付8.24)の添え字1を2に変更した結果((付8.24)'と置く)が得られる。

$$\Delta i_{cd}=\left[A_{0d2}e^{-t_\Delta/T_{ad2}}-e^{-\zeta_{ad2}\omega_{d2}t_\Delta}\left\{A_{1d2}\cos(\sqrt{1-\zeta_{ad2}{}^2}\,\omega_{ad2}t_\Delta)+A_{2d2}\sin(\sqrt{1-\zeta_{ad2}{}^2}\,\omega_{ad2}t_\Delta)\right\}\right]\Gamma_{d2}$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.24)'$$

ここに，

$$X_{d2}=K_{idop}\omega_1-\omega_2$$

$$\Gamma_{d2}=\frac{\Delta I_{cd2}}{\omega_{ad2}(2\zeta_{ad2}-\omega_{ad2}T_{ad2})-1/T_{ad2}}$$

$$A_{0d2}=1/T_{ad2}+X_{d2}$$

$$A_{1d2}=2\zeta_{ad2}\omega_{ad2}-\omega_{ad2}{}^2T_{ad2}+X_{d2}$$

$$A_{2d2}=[\omega_{ad2}(T_{ad2}X_{d2}+1)-(2\zeta_{ad2}\omega_{ad2}-\omega_{ad2}{}^2T_{ad2}+X_{d2})\zeta_{ad2}]/\sqrt{1-\zeta_{ad2}{}^2}$$

$\zeta_{ad2}>1$および$\zeta_{ad2}=1$のときは，前述のζ_{ad1}と同様の手段で求められるので省略する。

ここで，期間Ⅱa-2に入った後再びⅡa-1に戻らないための条件を求める。一度期間Ⅱa-2に入った後は，積分要素の影響を受けて下記の通りとなる。この式は，(付8. 19)式の添え字uをdと変更して得られる。

$$\lambda_{vhc}V_{c\max}\geq\left|\ \xi_{ic}K_{id}(\Delta i_c+\tfrac{1}{T_{Id}}\int_0^{t_\Delta}\Delta i_c dt)\ \right|\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.25)'$$

Δi_cは(付8.31)式で与えられ，$\frac{1}{T_{Id}}\int_0^{t_\Delta}\Delta i_c dt$は次式で表される。

$$\frac{1}{T_{Id}}\int_0^{t_\Delta}\Delta i_c dt$$
$$=\left|B_{0d2}e^{-t/T_{ad2}}-e^{-\zeta_{ad2}\omega_{ad2}t}\{B_{1d2}\cos(\sqrt{1-\zeta_{ad2}{}^2}\,\omega_{ad2}t)+B_{2d2}\sin(\sqrt{1-\zeta_{ad2}{}^2}\,\omega_{ad2}t)\}\right|_0^{t_\Delta}\Gamma_{u2}$$
$$=[\ B_{0d2}(1-e^{-t_\Delta/T_{ad2}})+B_{1d2}-e^{-\zeta_{ad2}\omega_{ad2}t_\Delta}\{B_{1d2}\cos(\sqrt{1-\zeta_{ad2}{}^2}\,\omega_{ad2}t_\Delta)+B_{2d2}\sin(\sqrt{1-\zeta_{ad2}{}^2}\,\omega_{ad2}t_\Delta)\}\ ]\Gamma_{d2}$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(付8.32)$$

ここに，

$$B_{0d2}=(T_{ad2}/T_{Id})(1/T_{ad2}+X_{d2})$$

$$B_{1d2}=\frac{1}{\omega_{ad2}T_{Id}}(-\zeta_{ad2}A_{1d2}-\sqrt{1-\zeta_{ad2}{}^2}A_{2d2})$$

$$B_{2d2}=\frac{1}{\omega_{ad2}}(-\zeta_{ad2}A_{2d2}+\sqrt{1-\zeta_{ad2}{}^2}A_{1d2})$$

第9章　結　論

9．1　本研究の成果

速度制御分野において，ＡＣ可変速制御技術は，電力半導体素子技術，インバータ主回路技術，マイクロエレクトロニクス技術による制御技術などのパワーエレクトロニクスのめざましい発展を支えとして，高性能・高機能化した可変周波数電源とその制御方式を実現し，誘導電動機を主体とする交流機の特長を活かしながら直流機の持つ速度制御性の良さに近づけ，さらに追い越す努力を重ねてきた。一方，直流機は，宿命といわれてきた整流性能の改善，コンピュータを活用した最適設計などの技術的な改善も顕著であり，交流式の可変速制御に比べて駆動電源も含めた駆動システム全体を比較して優位とされる省スペース，低損失，低コストなどの特長を生かした用途において依然として広く用いられている。

このような状況のもとで，筆者は，種々の新規の研究・開発テーマに携わり，ディジタルコンピュータを用いたシミュレーション技法や制御系の解析・設計技術を駆使して，そこで生じた主要な問題の解決を図ってきた。本論文は，これらを「回転機可変速駆動の性能向上に関する動特性解析手法の研究」としてまとめた成果である。

第２章～第８章について各章の成果を概説する。

(1) ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の不安定現象の究明(第２章～第５章)

(a) 磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデルの研究(第２章)

① 主磁束による磁気飽和を考慮した等価空隙の磁気パーミアンス分布を仮定し，物理的意味付けを明確にしながら，そこから電圧方程式および発生トルク式を誘導した。そして，電動機単体を駆動する場合において実験結果と得られた磁気飽和を考慮したシミュレーションモデルによる実験結果との比較を行い良好な一致を得て，磁気飽和を考慮したシミュレーションモデルとしての有効性を確認した。

② 算出した磁気飽和を考慮したモデル(Case 1)に，励磁インダクタンスM_0を特定の動作点で一定とした線形モデル(Case 2)およびCase 2のM_0を$M_n = \lambda(i_m)/i_m$と飽和磁化曲線に置き変えたモデル(Case 3)を加えた３種類のシミュレーションモデルを用いて，正弦波電源駆動時における再投入時の過渡特性(例１)と方形波電源駆動時における定常特性(例２)の２例についてディジタルシミュレーションを行い，これらの計算結果を実験結果と比較した。その結果，Case 1 は，実験結果と比較して良好な一致を見た。しかし，例２では，Case 2 の場合において実験では安定であるにも拘わらず不安定現象を生じてシミュレーションが不可能となっている。また，例１では，Case 3 は線形の場合よりさらに誤差が大きくなり，理論的裏付けのない方法では，飽和を考慮したためにかえって誤差が拡大している。

これらの検討を通して，シミュレーションモデルは，問題の対象となる現象に応じて適当なものを選ぶことが重要であり，そのうち，系の安定性の検討には，筆者の提案したこの磁気飽和モデルは特に有効である。

③ PWMインバータ駆動時の不安定現象は，軽負荷時（あるいは無負荷時）において顕著であるため，この現象の解析のためには鉄損を無視できないとの認識し，第４章，第５章では

鉄損抵抗を追加したシミュレーションモデルを考慮した。

(b) T_dを考慮した電圧形PWMインバータのシミュレーションモデルの研究 (第３章)

① T_dを考慮した正弦波ＰWMインバータの動作と出力電圧波形に及ぼす影響について数式的に取り扱い，T_dの影響による出力低下と低次高調波の影響を定量的に把握した。基本波電圧に関しては，T_dの影響を考慮した電圧尖頭値V_eは，T_dの影響がない理想的な尖頭値V_iより低下する。そして，そのときの負荷力率φ_eの絶対値は，V_iに対する負荷電流の位相角φ_iの絶対値より大であり，T_dが大，またφ_eが小なるほど電圧降下率は大であることを明らかにした。

② f_c T_dをパラメータとして，インバータを一定周波数f_1のもとで出力電圧V_1(線間電圧基本波尖頭値)を変化させて，無負荷運転時における電動機の一次電流波形の観測によって安定・不安定の判別を行い，V_1-f_1座標上にf_c T_dをパラメータとした不安定領域マップを作成した。その結果，T_dの増加とともに不安定領域が増加する様子が実験的に確認出来た。

③ トランジスタの蓄積時間のばらつきなどによる遅れを，次の動作時のＯＮタイミングを遅らせて補正する方法，および電流の極性を判別し，たとえば$i_{tu}>0$の範囲では，T_u^-のベース信号を禁止する(D_u^-を流れるため構わない)ことによって，T_dの影響を受けずに$D_u^- \rightarrow T_u^+$と転流を行う方法など，T_dの補正の方法について論じた。

④ T_dの影響のない理想正弦波電圧とT_dの影響による電圧の基本波を計算し，両者の差からT_dを考慮した出力電圧および直流側入力とインバータ出力の関係を数式化し，T_dの影響を考慮した正弦波ＰWMインバータのシミュレーションモデルの基本方程式を算出した。

(c) 電圧形PWMインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析(第４章)

① 誘導機は，主磁束による飽和と鉄損を考慮し，インバータは，入力側フイルタとT_dを考慮して，駆動系全体を表す９元一次微分方程式を得た。そして，この式の定常解からの微小変化分を変数とする線形化方程式およびその特性方程式を算出した。

② インバータ出力の特定周波数において電圧を可変としたときの特性方程式の固有値から不安定の範囲を特定し，さらに周波数を変化させて，インバータ出力の周波数－電圧座標上に不安定領域を求めた。この領域は実験値とよく一致し，主磁束の磁気飽和を考慮することによりはじめて実験結果の定量レベルでの検証が可能となった。この結果を受けて電動機定数の変化に対する不安定領域の影響について計算例を示した。

③ 駆動系の一巡伝達関数におけるT_dの有無と磁気飽和の有無との差に注目して，それらの固有の性質を抽出し，T_dの影響により不安定性が増加すること，磁気飽和を無視した線形モデルでは実験結果や飽和モデルによるシミュレーション結果に比べてより不安定になることなどを明らかにした。

T_dの影響のうちの電圧基本波分のみを対象としたが，磁気飽和モデルを採用することによって実験とよく合ったこと，５次，７次などの低次高調波分による影響が少ないと示されている文献があることなどから判断して，本解析手法は，インバータによる誘導電動機駆動系の設計や，特性評価のための有効な手段として広く活用できると思われる。

(d) 電圧形PWMインバータによる誘導電動機駆動系のシミュレーション技法(第５章)

① 鉄損を第２章で求めた誘導機の解析モデルにおける励磁インダクタンスに並列接続される抵抗 r_m として追加した６行６列の電圧方程式を用いて，系全体の起動特性や定常特性が検証可能なシミュレーションプログラムを作成した。そして，まず三角波比較正弦波 PWM 方式のインバータ動作を正確に行わせシミュレーション結果を駆動特性試験 (可変速シミュレーション装置による)の実験結果と比較し，双方の電流波形がよく一致して基本動作が正常であることを確認した。
② さらに，キャリア周波数 f_c の直接的な影響を除き平均値的取り扱いをして，定常時におけるシミュレーション結果と実験結果との比較を行った。f_cT_d とインバータ周波数の異なる２ケースについて，安定時と不安定時のインバータ電圧・電流波形について実験結果とシミュレーション結果とを比較し，双方の結果がよく一致することを確認した。
③ 特定のケースについては，電動機の飽和の影響を無視した線形モデルによるシミュレーション結果との比較も行った。その結果，V_1 が大きく飽和の影響のあるところでは，実験結果や飽和モデルのシミュレーション結果では安定であるにも拘わらず線形モデルのシミュレーション結果では不安定となり，飽和を考慮したモデルの有効性が確認された。
④ 定常状態の近傍の微小変動に対する鉄損を無視した４行４列電圧方程式を用いて算出した駆動系全体の７行７列線形化方程式から，誘導電動機の一次，二次電流の γ，δ 両軸成分，インバータ入力側の電圧，電流および回転速度 $\Delta\omega_{rm}$ の７変数の初期値を与えて，変調率 $\Delta\alpha_p$，運転周波数 $\Delta\omega_1$ あるいは $\Delta\tau_l$ のいずれかの入力に対する各変数の過渡特性を求めるプログラムを作成した。得られた結果を用いて，系が安定および不安定それぞれの場合について，定常動作点におけるトルク外乱に対する発生トルク $\Delta\tau$ および回転速度 $\Delta\omega_{rm}$ の応答例を求めた。さらに，本来 $\Delta\tau_l$ の外乱に対して不安定な系において，インバータ電圧のピーク値 Δv_p を検出し，比例ゲインを介して $\Delta\alpha_p$ あるいは $\Delta\omega_1$ に負帰還させ安定化させる例を示した。

ここで作成したプログラムは，第４章に示した固有値法の結果と合わせて，系の安定性を理論的に評価することを可能とした。

これらの成果は，システム設計や基本設計段階においては，装置の性能や特性を予測するために，また，試験評価段階においては，試験結果とシミュレーション結果とを比較するためのツールとして活用可能と考える。

(2) 誘導電動機ベクトル制御のディジタルシミュレーション(第６章)

① 電圧形ＰWMインバータによる誘導電動機駆動系のディタルシミュレーションの適用例と工業用ミシン駆動ＡＣサーボ装置用として採用されたすべり周波数形ベクトル制御系の検証のためのシミュレーションプログラムを作成した。このプログラムは，(1)項で求めた磁気飽和を考慮した誘導機の解析モデルと T_d を考慮したＰWMインバータモデルにベクトル制御部分を追加して構成される。ディジタル演算に伴う無駄時間 (DT)やサンプリングホールド(SH)を考慮した。

このプログラムを用いて，静止状態から一定時間加速して目標回転数に到達した後，指令値を零に切り替えて減速させる「加速特性」について，実験結果とシミュレーション結果との比較を行った。

② まず，ミシン負荷による加減速試験(3000rpm)結果とシミュレーション結果における双方の初期的な動作確認のため，f_s=1.2kHz，f_c=3.6kHz として，ベクトル制御の干渉項およびＰＷＭインバータのT_d補正をなしとする条件で特性比較をし，シミュレーション結果が試験結果を忠実にシミュレートできることを確認した。また，DT や SH の有無を比較し，厳密に非干渉化を行うには，補正項に DT や SH の影響分も見込む必要のあることを示した。

③ つぎに，ベクトル制御の干渉項補正およびＰＷＭインバータのT_d補正を行い，慣性負荷による加減速試験(～4000rpm)結果とシミュレーション結果との比較を行った。試験装置は，f_s=1.6kHz，f_c=1.6kHz であり，シミュレーションは，試験装置と同条件(ケース１）のほかにf_s=2.4kHz，f_c=3.6kHz(ケース２)を追加した。ケース１の結果によるとi_{1u}，v_{uv}，ω_{rm}の波形全般および$i_{1\delta}$，$\hat{\psi}_2$の減速開始時の振動波形において両者の特性はよく一致した。また，ケース２のシミュレーション結果も，全体的に，ケース１に比べて大差は見られなかった。

また，T_d補正の有無を試験結果による比較した。

これらの検討を通して工業用ミシン駆動ＡＣサーボ装置の設計および評価段階での支援を行い開発の促進に寄与した。

④ 主磁束の磁気飽和を考慮した誘導機シミュレーションモデルに立脚したベクトル制御アルゴリズムの構築を目指し，これまで論じてきた磁気飽和を考慮したシミュレーションモデルの電圧方程式を一次電流と二次磁束を変数したベクトル制御系として表現した。

得られた結果と磁気飽和を考慮しない場合とを比較すると，得られた電圧方程式の行列の要素中の励磁インダクタンスを含む要素は，磁気飽和を考慮しない場合にM_0であったところが磁気飽和による異方性を生じM_nとM_dに分かれる。また，磁気飽和を考慮した場合は，新たに，γ軸δ軸間に跨る要素にクロス成分$\Delta_{dn}(\phi)$を含む項が生じる。

⑤ ベクトル制御系の構成や特性解析のために系全体のブロック線図表示を行うに際して，電圧方程式を状態方程式形式で表現することは有用であるため，磁気飽和を考慮しない場合と同様に，それを考慮した場合について表現した。また，γ軸，δ軸間の干渉項を補正したときのv_γ，i_γ間の関係とv_δ，i_δ間の関係についてもまとめた。

④，⑤は計算式の誘導のみであり，磁気飽和を無視した場合に比較してかなり複雑であるが，まとまりはよく，今後，計算結果を通してその効果を見極めることは意味深いと思う。

(3) フライホイール付き直流発電電動機を用いたトロイダル磁場コイル電源システム(第７章，第８章)

(a)トロイダル磁場コイル電源システムにおける新技術と性能試験結果(第７章)

① ４象限運転可能なサイリスタコンバータのＤＣＧ界磁制御により，i_cのフラットトップ制御(期間と通電信号期間終了後のＤＣＧへの電力回生を伴う電流零制御を行う独自の方式を考案し，要求仕様 DC2.7kV，フラットトップ電流 DC19kA，1s の所定のデューティサイクル運転を可能とした。

② 制御系の設計に際して，制御系の応答を「基準応答」と「過渡偏差」に分け，「基準応答」に着目し，要求仕様を満たすための電圧フォーシング率α，γの決定法などを解析した。

③ 主回路切替器用ＧＣＢの開極法（低レンジの電圧検出器を有する電流零点実現のための高精度電流検出および電流零制御法）を考案・実現した。その結果，主回路に電流零点を得る

専用の手段を用いず，また汎用交流ＧＣＢの適用を可能とした。これに関連して，ＧＣＢの開極途中における過渡電流特性，ならびに電流裁断時におけるサージ電圧・電流特性および抑制のためのアレスタについて考察した。
④ 定格時におけるパルス通電試験ほかの実機による試験結果を示した。

(b) トロイダル磁場コイル電源の動特性解析 (第８章)
① 前述した「過渡偏差」について，フラットトップ制御時や電流零制御時の制御系の過渡特性の計算式を求めた。制御方式としては，実機として採用した比例制御のうちのフィードバックゲイン調整によるオフセット補償方式を主体に，オフセット補償をしない直結フィードバック方式，これらに積分動作を追加した比例積分制御方式の４方式について応答性を比較検討した。結果から，実機として採用した方式は妥当な選定であり，これに積分動作を追加した方式は，積分の効果は多少認められるものの作動期間が短いため不十分であることが判明した。積分動作を活かすためには，ループゲインK_{iuop}をさらに増加させ応答性を向上させる必要がある。
② 電流値を基準応答値に速やかに収束させるために，可変電圧リミッタによって飽和した電圧一定制御期間から開放された一定電流制御期間において，再度可変電圧リミッタが作動しないような制御パラメータ設定条件式をケース各に算出し，実機として採用した実機で採用した方式について詳細に計算した。とくに，期間Ⅱa-2では，初期値ΔI_{cd1}からアンダーシュートして$-\Delta I_{cd1}$で飽和し，再び期間Ⅱa-1に戻ることを避けるためのK_{vop}，K_{idop}の上限および応答波形との関係を求めた。
③ ＤＣＧを通常の運転停止や故障時の緊急停止のため，界磁電流一定としてＤＣＧを発電制動させる方式を採用したが，これに関連して，発電制動時の過渡特性と設計パラメータの設定法につき検討した。本電源システムに採用したＤＣＧは，ブラシの構造上から回転方向が一定方向に規定されていたため，制動期間にわたって回転方向が初期値と一定のための条件を求めた。検討結果によると，系は２次振動系であるが，回転方向一定の条件は，制動開始時に負荷電流が流れている場合においては，２次振動系の非振動条件，減衰係数$\zeta_g \geq 1$が満たされているだけでなく，さらにi_{c0}/n_0が特定値以下であるとの解析結果が得られた。そこで，実機として採用の対象となる非振動的な場合に限定して，回転方向一定の条件を求めた。例題として回転方向一定の場合と逆回転を生じる場合の過渡特性を（n,i_c）座標面上に示した。実機では，例題のうち初期電流を零とした前者の方式を採用した。
④ 実機による試験結果のシミュレーションによる検証ため，４台のＤＣＧの特性が等しいとする制御システムのシミュレーションプログラム（期間Ⅱｂのようにの動作が一部異なる場合は適宜部分変更）を作成した。上記(a)に示したパルス通電試験，一定電流制御特性，電流零制御特性および発電制動特性などの代表的な実測値をシミュレーションによる計算値と比較し，精度よく検証でき，シミュレーションモデルが適切であることも実証された。

本研究は，対象とする回転機の機種が第６章までは誘導電動機であり，第７章，第８章は，直流発電電動機である。また，用途も，第５章までは，文字とおり汎用化されようとした時期

の汎用電圧形ＰＷＭインバータによる駆動系の研究，第６章は，工業用ミシンのベクトル制御を世界に先駆けて新規に製品化を行った時期に直面した研究である。また，第７章，第８章は，前述した日本原子力研究所の既設トロイダル磁場コイル電源を能力増強する時期に直面して実施した研究成果であり，与えられた電源系統から所望の大電流パルス電流をトロイダル磁場コイルに供給するため世界最大規模の直流発電機を４台直並列接続して用いた新規開発装置に関わるものであった。

このように機種，用途とも多岐にわたった研究であったが，各テーマともシミュレーションモデルの構築，それを用いたパラメータサーベイや実験結果の検証が重要なポイントとなった。

実験値のシミュレーションによる検証の結果，両者が各ケースとも比較的よく一致し，シミュレーションモデルの正確さが実証された。このことは，各シミュレーションモデルが第５章に示したように，シミュレーションによって検討したい項目とその要求精度などの目的を明確にして，使用する計算機の演算速度やメモリとも関連づけて駆動系のモデルに盛り込むべき規模を必要かつ充分なものに抑えられたことに起因すると思われる。さらに，目的を達成させるための充分なシミュレーションツールと試験装置（計測器なども含む）が利用できたことに起因すると思われる。

ところで，本研究のうち第２章から第６章は，１９８８年頃までに行った研究であり，各用途ともその後急速な進展を遂げている。しかしながらここで取り上げたシミュレーションモデルを中心とした内容・アプローチは，基本的なものであり，ベースとなる基本方程式もできるだけ誘導過程を詳述した。そして，１０年以上経た現在でも学問的価値があり，この分野の研究に継続し取り入れていくことが可能である。

本論文のベースとなった筆者の文献は，その後の種々の文献においても解説記事として紹介されたり参考文献として引用されてきた。

誘導電動機における磁気飽和や鉄損の問題は，解析が複雑との理由だけから敬遠する傾向も見受けられたが，現在は，計算機の飛躍的な進展を得てシミュレーション環境は格段によくなっている。一方，システムの高度化に伴ってこれらを考慮することによって初めて解決するテーマも多い。しかしながら，前述のように主磁束の飽和の影響を，励磁電流の関数として励磁インダクタンスが変化するとした解析手法を採れば，却って実験値から遠ざかる無意味な結果となる場合も生じる。しかし，本論文で論じたような物理的な意味付けを明確にした解析モデルの採用によってこのような不安は取り除かれる。

本論文で論じた解析モデルやこれをベースとした応用システムは，今後においても有効なシミュレーションツールとしての適用が期待できる。

９．２　今後の課題と展望

最後に，本研究にかかわる今後の課題と将来の展望に関して項目別に記し本論文のまとめとしたい。

(1) 誘導電動機の非線形モデルに関して(第２章対応)

第２章において算出したシミュレーションモデルは，限られた実験結果の検証という形で，有効な効果が認められる２例を示した。その結果，駆動系が安定な場合には，従来の線形モデルを用いて主磁束の飽和の影響を励磁電流の関数として励磁インダクタンスが変化するとした解析手法によっても解析結果が実験結果と一致することもあるが，一般的に過渡特性に関しては，物理的に意味付けのない解析モデルの適用は無理である。このような無理な適用を避けて正確に現象を把握するためには，非線形モデルの有効性が顕著に認められる，より多くの適用例を体系的にまとめる必要がある。

磁気飽和の影響が問題となるケースとしては，励磁インピーダンスが二次インピーダンスに比べて支配的（低インピーダンス）で，かつ過渡的あるいは定常的に磁気飽和レベルに達する可能性がある場合である。下記のケースが挙げられる。

- 本論文の主題であった，ＰＷＭインバータによってv/f制御される誘導電動機の低周波無負荷運転時の不安定現象。
- v/f制御されるインバータの始動特性（始動時はすべりｓが大きいため，二次インピーダンスは小さいが運転周波数f_1が小さいため励磁インピーダンスも小さく，最大トルクが直接磁気飽和の影響を受ける）。直入れ始動時には，さらに影響が顕著である。
- 力率改善用コンデンサと並列接続されている系統における再投入特性。残留電圧と投入時の位相の関連で発生する過大なトルクの大きさは，磁気飽和特性に依存する。
- コンデンサを並列接続して自励式発電機として用いる場合には，発電電圧が磁気飽和特性に依存する。定常特性は，等価回路から求まるが，過渡特性は，本論文で提案したような解析モデルの適用が必須。

以上の解析に伴い，磁気飽和を考慮した励磁特性からM_n，M_dを励磁電流i_mの関数として精度良く決定する方法については検討の余地がある。とくに，M_dは磁化特性の微分値のため，測定精度が問題であり精度向上の方策が要求される。

(2) インバータによる駆動系の安定性問題(第３章～第５章対応)

第２章～第５章にのべた種々の文献が示すように，インバータによる誘導電動機駆動系の不安定性の問題は６ステップインバータについても論じられていたが，自己消弧素子を用いたＰＷＭ制御によるT_dの影響でクローズアップした。すなわち，誘導電動機は電気定数や機械定数の大小によって差はあるものの，元来無負荷や軽負荷時においてダンピング係数の低いシステムであり，本論文で論じたT_dの影響による等価的な一次抵抗の増加によって，ダンピングが減じた結果といえる。

本論文では，限られた実験結果を主体に解析結果をまとめたが，この駆動系は電気定数や慣性能率などパラメータの多い系であるため，広範囲にわたるパラメータの変化を包含してより体系的にまとめることも必要と思う。

また，インバータの入力側におけるフィルタ定数の安定性に及ぼす影響が検討できるような系を対象とし，計算も行ったが，パラメータが多くなるためその影響がほとんどない場合に限定してまとめた。

安定性の評価方法としては，定常状態からの微小変位における線形化方程式を算出し，そこから得られる特性方程式の根を対象とした。計算結果が実験結果と比較的よく一致することから実用的には納得のいく結果が得られたといえる。

不安定現象の物理的説明に関しては，下記の方法などが注目されるが今後の参考としたい。

- 定常状態近傍の微小変化分に対する線形化方程式から得られる特性方程式の二組の共役複素根における実部X根と虚部Y根は，それぞれ系の減衰係数K_dの逆数および振動数$2\pi f_d$で表され，電源周波数f_0の低い領域のY根の自励振動は論文の第３章～第５章で論じたT_dの影響を考慮した駆動系全体の負の減衰係数による発振であり，ほぼ$f_0/2$の自然周波数をもちかつ非線形な励磁アドミッタンスをもつことによって生じるパラメトリック負性抵抗によるもう一つの発振の２種類に分類し，電動機の種々のパラメータ変化に対する影響を論じている。
- より厳密に安定性を論じるために非線形微分方程式を直接数値積分することによってカオスやリミットサイクルの存在の点から論じる。

(3) ベクトル制御への適用

本論文で取り上げた内容は，製品開発の初期における設計段階や試験評価段階へのシミュレーションによる技術支援に関するものであったが，その後，工業用ミシン駆動装置として世界で初めて全ディジタルベクトル制御システムを採用した「ベクトル制御形 AC サーボ装置」として 100V，200V 系 550W シリーズとして製品化された。また操作性の向上，高負荷化や欧州中心とした 400V 系の要求などに応え，750kW，1.5kW および 400V 系などを含む高容量・高トルク仕様も追加した新シリーズや，さらに低コスト化を図ったシリーズなどと規模を拡大していった。最近では，750kW，1.5kW などの高出力化に対しては，より改善された 16 ビットマイコンが使用され，ベクトル制御の条件を満たしながら低速時に最大トルクが得られるような設定制御を付加するなど一層の高性能化が図られている。

本研究は，工作機械用サーボモータとして用いられていたベクトル制御を初めて工業用ミシンへの適用を図る時期に実施したものあったため，シミュレーションプログラムも試験装置の精度などの性能評価というより，設計どおり稼働しているか，根本的な欠陥がないか，目標通りの性能が達成で出来そうかなどに主眼を置いて行われたものであった。その点において，本研究は，新製品開発期間の短縮化などの役割を充分果たせたものと思う。

ところで，ベクトル制御全般の動向としては，磁束分電流とトルク分電流の非干渉制御を行うことにより直流機と同等の性能が期待できるため，応用分野は鉄鋼，製鋼，製紙から一般産業向けとして多岐にわたっている。そのなかで，たとえば，運転中の温度上昇により広範に変化する電動機の二次抵抗による特性変化の評価や変化に対する補償方法に対する研究は重要であり，ベクトル制御の出現時点から継続しているテーマであるが，本研究ではそれについては言及していない。積み残した問題といえる。しかし，この分野におけるその後の目覚ましい研究の進展によって，現状では二次抵抗の温度技術もほぼ確立され，当初から問題になっていた抵抗値の補償や最大効率制御を加味した制御法などの問題も解決された。

一方，磁気飽和と鉄損の問題も検討されてきたが，残された代表的な項目であるとの指摘も

ある。従来，これらの問題は，抵抗補償の問題に比べて影響が少ない割に取り扱いが複雑ため，体系的に取り組まれてきたといえない。その点で，本論文で筆者の提供する磁気飽和や鉄損に対する解析手法は，現時点においても継続した研究テーマであると思う。

また，センサレスベクトル制御は，汎用誘導電動機を用いてベクトル制御同等の高始動トルクを得るかあるいは高応答のトルク制御，速度制御を実現することを狙いとして研究されてきたもので，究極の駆動技術として実用化が期待されており，種々の方法が試みられているものの市販例は多くない。センサレスベクトル制御は性能的にはオープンループによる$V-f$制御とベクトル制御の中間に位置づけられているものであり，ここでも磁気飽和と鉄損を考慮した文献が多数発表されており，今後の更なる研究が期待される。

なお，速度センサレスベクトル制御では，計測可能な電圧・電流の検出値，または推定値を用いてトルクや速度を推定するため，電動機パラメータを正確に知ることが極めて重要であり，パラメータ自動測定器をベクトル制御系に内臓した方式なども見受けられる。誘導電動機の電気定数は本質的に，温度，周波数および電流値に関して複雑に変化するものであるので，高精度トルク制御の要求などに対処するためには，これらを考慮した自動計測法とリンクさせる必要がある。今後，電気定数の自動測定やオートチューニング技術の進展とも相俟って本論文で取り扱ったような磁気飽和モデルが直接あるいはさらに進展したかたちで適用されることが期待できる。今後の課題として取り上げる機会を得たい。

（4）核融合磁場コイル電源およびフライホイール付発電(電動)機（第７章，第８章）

トロイダル磁場コイル電源のＤＣＧは，最大 DC1.22kV，1.61kA(1.96MW)の駆動用サイリスタ電源からの電動運転によって 225～460rpm の所定の目標回転数で回転エネルギーとしてフライホイールに蓄積した後に発電運転に移り，設定に応じた最大 DC2.7kV，19kA(51.3MW),フラットトップ 1s 以上のパルス電流をＴＦＣに供給する。パルス放電の周期は，最大 6 分以内である。

この電源の負荷は，51.3MW の大容量パルス電力を 1 周期 6min(360s)毎に 6s 間だけに要求する極めて間欠的なものである。したがって，この電力をフライホイールで平滑することで，電力系統からは，ピーク電力の 3.8%である 1.96MW が供給できればよく，フライホイールの効果は絶大である。

このフライホイールにエネルギーを蓄積するために駆動用サイリスタコンバータによって AC 側から一定トルクで加速を行わせているが，交流側の皮相電力は回転数に関係せずほぼ一定のため常に一定の高調波を含んだ電流が流れる。一方，有効電力は回転数に比例して増加するため，無効電力は低速回転時に最大となる。これらを考慮した高調波低減と力率補償が重要であり対策を講じている。

本論文ではフライホイール付き直流発電電動機を対象としたが，現在筆者が設計検討に携わっている，計画中のトカマク形国際核融合実験炉（ＩＴＥＲ）対応の磁場コイル電源設備においても大容量のフライホイール付き発電電動機の適用が検討されている。ＩＴＥＲの電源システムにおいては，プラズマ電流制御の運転シナリオにしたがって，ポロイダル磁場（ＰＦ）コイル電流主体に繰り返し周期 2200s で大きく変動し，コンバータは全無効電力 500MVAr，全有効電力 600MW の供給を必要とする。そのうち全有効電力は，400MW の緩やかな変動(100 s)電力と，250MW の急速な変動(100s)電力に分けられる。そのため，急速な変動電力はフライホイール付の発電でまかない，緩やかな変動電力は系統から供給する案が最適と考えられている。

このフライホイール付き発電電動機は，本論文で取り上げたものに比べ蓄積エネルギーが数

倍以上大きいだけでなく，エネルギーの充・放電が独立に行える場合と違って連続的に行う必要があるため，ＧＴＯなどの自己消弧素子を用いた４象限コンバーターインバータを通して，巻線形誘導機の二次回路から電力を受・給電する方式などが考えられる。このようなシステムでは，系統の力率改善用にＳＣ(Static Condenser)，ＳＶＣ(Static Var Cotroller)あるいはＳＶＧ(Static Var Generator)が並列接続される場合が多く，充・放電の遷移状態では誘導機の励磁インピーダンスが二次回路インピイーダンスに比べて支配的になる。そのため，誘導機は主磁束の磁気飽和の影響を受けやすく，制御系設計や特性評価のための過渡特性解析には筆者の提案する磁気飽和モデルは有効になると考えられる。また，瞬時有効電力のフライホイール発電電動機による平滑とＳＶＣやＳＶＧによる無効電力補償との非干渉制御が要求されているが，これは，ベクトル制御におけるトルク分制御と磁束分制御との非干渉制御と対比して考えると興味深い。

ＩＴＥＲの電源は，多数のコイルとそれらに給電する多数台のサイリスタ式単位ＡＣ／ＤＣコンバータで構成する方式が検討されているが，さらにサイリスタ式コンバータの一部をＧＴＯ式に置き換えてサイリスタコンバータから生じる無効電力をこれで補償する方法，すべてＧＴＯコンバータとする方法など新方式の変換器の検討も進行中である。その際，最近注目されているＧＣＴ（Gate Commutated Turn-off）サイリスタは，大きな保護用スナバ回路を必要とするＧＴＯに比べて装置の小型化，低コスト化が期待できよう。

(5) 可変速制御分野の動向とシミュレーション技術

本論文に述べたＰＷＭインバータの不安定性やT_d補正に関して検討を行った時期は，汎用インバータが省エネルギー用と省力用とに分かれ，それぞれの用途別分極化が進んだ時代であった。その後汎用インバータは多機能化と用途別の専用化が進み，さらに前者は多機能化に加えて単機能化，低騒音インバータなどと機能別分極化して進展していった。

その間，第３章で論じたT_dの影響による電圧歪みやT_d補正に関してはその後も重要な課題として検討され主要な回路への組み込みも定着したといえる。

ＰＷＭインバータは，第一世代と呼ばれる非自己消弧素子「サイリスタ」に加えて第二世代と呼ばれる非自己消弧素子「バイポーラトランジスタ」が使用できるようになりさらにモジュール化などにより小型化されることと相俟って進展が図られていった。本論文でT_dの影響を論じたときはＰＷＭインバータの主回路素子として積極的にモジュール化が図られた頃であった。

その後，制御回路に使用するマイクロコンピュータの普及により小形・安価が図られるとともに一層の高機能・高性能化が図られ，適用分野が飛躍的に拡大していった。

たとえば，速度精度の向上，低速回転域でのトルク特性向上などの要求も強まり，低速時のトルク低下を改善する手法として，汎用モータを用いて回転数を検出することなくすべり周波数ベクトル制御同等の性能が得られる，磁束ベクトル制御機能を有した機種も普及している。また，多機能・高機能化インバータでは，磁束ベクトル制御に加えて瞬時再始動，商用切り替え，コンピュータリンク，キャリア周波数切り替えなどの機能を有するとともに，主回路にはＩＰＭ(Intelligent Power Module)と呼ばれる高速スイッチング素子が採用され，制御回路には３２ビットＤＳＰが採用され，ＡＳＩＣを介してパラメータユニットとシリアル交信し，内蔵オプションと直接交信できる機能を有している。

以上のべたように，ＰＷＭインバータおよびそれを用いた回転機の可変速制御技術は，小容量から大容量まで広範囲に使用されているが，この章の始めにも述べたように，大電力の高周

波スイッチングが容易に行われる自己消弧可能な電力用半導体素子の開発，インバータ主回路技術の進歩，前述のＤＳＰなどデジタル信号処理を行う制御用デバイスの普及などマイクロエレクトロニクス技術による制御技術の進展などのパワーエレクトロニクスのめざましい発展を支えとしている。

そして，可変速制御分野の今後の傾向を総合すれば

(a) 多機能・高機能・高性能化に伴い対象となるシステムの大規模化

(b) 高性能半導体素子の高周波化に伴うＥＭＩ(電磁妨害)や高周波漏れ電流問題の解決法

(c) (a)に関連し，定常特性だけでなく，故障時の過渡応答，保護システム設計および特性評価の重要性

などが挙げられる。これらの要求に応えるために，設計段階や試験評価のためのシミュレーション技術や関連した解析技術の重要性が一層増すものと思われれる。その際，制御理論は，基本設計のための有力な武器になるが，実際の装置では，電圧・電流の制限や制御回路の飽和などがあり，シミュレーションによる充分な動作確認が必須となる。

システムのシミュレーションを実施するにあたって，当然ながら，必要な計算時間とそれに対して時間刻み幅を決めることが重要である。たとえば，線形系の場合において，始動時から定常状態までシミュレーションする場合を想定すると，時間刻み幅は，特性方程式の複数個の固有値と関連し，系の最小時定数(あるいは，最大繰り返し周波数の半周期)以下に選び，演算時間は，最大時定数（あるいは，最小繰り返し周波数の半周期）に比べ充分長くに選ぶことが必要であるが，すべての時定数を網羅すると両者の比率である演算回数が膨大になりすぎてコンピュータの飛躍的な進展があっても，計算容量や計算時間に際限が無く非能率的である。

最近ではかなり高度なシミュレーションもパーソナルコンピュータ上で可能になってきており，また，種々のシミュレーションソフトの活用も可能である。

しかしながら，コンピュータの高性能化にも拘わらず，それにも増して大規模・高機能・高性能化の図られてきた可変速分野のシステムの動作を完全にシミュレートすることは，計算機の容量や演算時間の点で能力を超えてしまう場合も多く，検証したい現象を特定した必要かつ充分な規模の近似モデリングを行うための特別なアイデァを必要とする。たとえば，すべてコンピュータに解かせるのでなく，解析的に解ける部分は，その解の計算式を導入するなどの工夫が必要である。

今後の新たな問題解決のために，本論文がいくらかでも役立てば，筆者の最も幸いとするところである。

謝　辞

本論文を完遂するにあたり，終始ご懇切なるご指導とご鞭撻を賜りました大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻 辻 毅一郎教授に心から感謝申し上げます。

本論文の作成にあたり，懇切なるご指導とご高配を賜りました大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻 松浦虔士教授，熊谷貞俊教授に深く感謝申し上げます。

本論文の作成にあたり，貴重なご助言を賜りました大阪大学大学院工学研究科電気工学専攻 佐々木孝友教授ならびにレーザ核融合研究センター山中龍彦教授，中塚正大教授に厚く御礼申し上げます。

本論文をまとめるにあたり先鞭をつけていただき，貴重なご助言を賜りました大阪大学工学部 藤井克彦名誉教授，村上吉繁名誉教授，同学大学院工学研究科 鈴木　胖教授，ならびに同学健康体育学部 黒田英三教授に厚く御礼申し上げます。

また，本研究遂行にあたり，ＰＷＭインバータ技術を始め，種々ご指導，ご教授を賜りました名古屋工業大学電気情報工学科 常廣 譲教授，同学科 松井信行教授，岐阜大学電子情報工学科 村井由宏教授に厚く御礼申し上げます。

トロイダル磁場コイル電源の研究遂行に関し，制御方式の仕様検討・システム設計・評価試験などの各段階において，ご指導，ご教授を賜りました日本原子力研究所那珂研究所 核融合装置試験部ＪＦＴ－２Ｍ試験室 鈴木紀夫元室長，竹内　浩元室長，小池常之室長，谷 孝志課長代理，ならびに本研究遂行に関わられた同室の関係各位に厚く御礼申し上げます。

本研究は，三菱電機株式会社において行われたもので，そのうち，トロイダル磁場コイル電源に関する研究遂行とともに本研究をまとめる機会いただき，終始ご激励賜りました三菱電機株式会社本社核エネルギー開発部 森川鐵也元部長，成川武文部長，ならびに本研究に関わられた同社の関係各位に厚く御礼申し上げます。

電圧形ＰＷＭインバータおよび工業ミシン用ベクトル制御形ＡＣサーボ装置に関わる研究の機会を与えて下さるとともに，ご指導とご鞭撻を賜りました同社名古屋製作所開発部 故田中利夫元部長および三菱電機メカトロニクスソフトウエア株式会社 荒井伸治社長に厚く御礼申し上げます。

また，ＰＷＭインバータによる誘導電動機駆動系の不安定現象の究明に関わる研究遂行にあたり，多大なご協力とご支援をいただいた三菱電機株式会社本社ＦＡシステム事業本部ＦＡエンジニアリング推進部 松本圭二部長，同社名古屋製作所 大上正勝氏，浜島康昌氏，および本研究遂行に関わられた同社の関係各位，三菱電機エンジニアリング株式会社産業システム事業部 鈴木一正氏および本研究遂行に関わられた同事業部の関係各位，ならびに第一電工株式会社静岡工場 鎌倉孝幸技術部長に感謝の意を表します。

工業ミシン用ベクトル制御形ＡＣサーボ装置に関わる研究遂行にあたり，多大なるご協力とご支援をいただいた三菱電機株式会社本社ＦＡシステム事業本部機器事業部 熊谷 博氏，同社名古屋製作所 玉国法行氏，山内聡見氏，ならびに同所の関係各位，ならびに三菱電機エンジニアリング株式会社産業システム事業部 中村　隆氏に感謝の意を表します。

さらに，トロイダル磁場コイル電源に関わる研究遂行にあたり，多大なるご協力とご支援をいただいた三菱電機株式会社 電力・産業システム事業所 平山博英氏，中西悠二氏，福田輝夫氏，および本研究遂行に関わられた同社の関係各位，ならびに三菱電機エンジニアリング株式会社長崎事業所 加茂秀樹氏および本研究遂行に関わられた同事業所の関係各位に感謝の意を表します。

最後に，本研究は，以上に書ききれなかった多くの方々のご協力，ご援助，ご鞭撻のもとに為し得たものであり，これらの方々に深く感謝の意を表します。

業績目録

☆： 論文の主要部に採用， ◇： 論文に採用

1． 学術論文

(1)◇E. Ohno, T. Kishimoto and M. Akamatsu : "The Thyristor Commutatorless Motor", IEEE, Transaction on Magnetics, Vol. MAG-3, No. 3, Sept. 247 (1967).

(2)☆岸本：「磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル」，電気学会論文誌 B, 106, 339～346 (昭 61-4).

(3)☆岸本，松本，鎌倉，大上：「電圧形ＰWMインバータによる誘導電動機駆動系の安定性解析」，電気学会論文誌 B,106,737-744 (昭 61-9).
本論文は "Electrical Engineering in Japan", Vol. 106, No. 6, (1986)に翻訳掲載された。

(4) M. Kodaira, N. Awaji, T. Kishimoto, H. Usami and M. Watanabe : "Development of Highly Stable Synchrotron Radiation Source at SORTEC" Jpnanese Journal of Applied Physics, 30, No. 11B, 3043 (1991).

(5) 淡路，小平，岸本，大野，土舘：「ソルテック ＳＯＲ リングの真空系の現状」真空，34, No.10, 752 (1991).

(6) 椋木，岸本，渡邊，荒木，淡路，小平，土舘，飯田：「ソルテック１ＧｅＶ 500MA 電子蓄積リングの真空系の現状」真空，37, No.3, 188 (1994) (第３４回真空に関する連合講演会プロシーディングス p93(28pS-3) Dec. 24, 1993 に受理され，査読後掲載された).

(7) 椋木，岸本，渡邊，荒木，土舘，飯田：「冷陰極逆マグネトロン真空計感度の磁場による影響」真空，37, No.3, 221 (1994) (第３４回真空に関する連合講演会プロシーディングス p151 (29pA-3) Dec. 24, 1993 に受理され，査読後掲載された).

(8)☆岸本，平山，加茂，中西，谷：「トロイダル磁場コイル電源用フライホイール付き直流発電電動機の制御特性」，電気学会論文誌 D, 117巻５号，579～588(平成９年).

2． 国際会議

(1) H. Fujita, O. Asai, S. Nakamura, T. Kishimoto, M. Kodaira and N. Awaji : "Design and Performance of the 1 GeV Synchrotron Radiation Source at SORTEC" the 4 th China-Japan Joint Symposium on Accelerators for Nuclear Science and their Applications, Oct.15, 1990.

(2) M. Kodaira, M. Awaji, T. Kishimoto, O. Asai and M. Haraguchi : "Performance of SORTEC 1 GeV Synchrotron Radiation Source Facility and Future Plan", Proc. of the 3rd European Particle Accelerator Conference, 203 (1992).

(3) N. Awaji, M. Kodaira, M. Awaji, T. Kishimoto, T. Iida, Y. Kijima and H.Tsuchidate: "High Current Beam Storage Experiments in SORTEC SR Source ", ibid., 348(1992)

(4) N. Awaji, M. Kodaira, T. Kishimoto, H. Usami, M. Ohno, T. Iida and T. Tomimasu : " Long Beam-lifetime Operation at the SORTEC SR Ring", Rec. Sci. Instrum., 63 No. 1,745 (1992).

(5) N. Atoda, N. Awaji, M. Kodaira, T. Kishimoto, J.Nishino, K. Koga, Y.Maejima and K.Yanagida : " Present Status of the SORTEC Facility " Rec. Sci. Instrum., 63 No. 1, 1611 (1992).

(6) M. Kodaira, M. Awaji, T. Kishimoto, K. Mukugi, M. Watanabe, T. Iida and

H. Tsuchidate : "Upgrading to 500mA of the Stored Beam Current at SORTEC 1 GeV Source Facility" , Proc. of the 1993 Particle Accelerator Conference, 1515 (1993).

(7) T. Kishimoto, M. Kodaira, M. Awaji, K. Mukugi, Y. Kijima and M. Araki: "Performance of Up-graded SORTEC 1 GeV 500mA SR Source Facility " , ibid., 1518 (1993).

3. 学術講演論文(電気学会全国大会ほか)

(1) 光岡, 岸本:「サイクロコンバータ式疲労試験機駆動用電源」, 昭和 39 年電気関係学会関西支部連合大会, 7-27.

(2) 阪尾, 岸本:「Royer 発振器の発振機構の解析」, 電気通信学会非線形理論研究会資料 1964 年 12 月 18 日.

(3) 大野, 岸本:「トランジスタ転流式 SCR インバータ」, 昭和 40 年電気四学会連合大会, 846.

(4) 岸本, 阪尾, 大野」: Royer 発振器の発振機構の解析」, 昭和 40 年電気四学会連合大会, 1803.

(5)◇大野, 岸本:「ブロック線図デジィタルシミュレーション法によるインバータの解析」昭和 41 年電気四学会連合大会, 558.

(6)◇岸本, 大野:「サイリスタ無整流子電動機の特性の一解析」, 昭和 40 年電気関係学会関西支部連合大会 2-29.

(7)◇大野, 岸本:「サイクロコンバータ式サイリスタ電動機」, 昭和 41 年電気関係学会関西支部連合大会 2-29.

(8) 大野, 岸本, 植田:「リニアモータ式戸閉装置」, 第 10 回自動制御連合講演会 321, 昭和 42 年 11 月.

(9) 岸本, 大野:「リニアモータの端効果について」昭和 42 年電気関係学会関西支部連合大会, 2d-1.

(10) 大野, 岸本:「リニアモータの吸引力について」, 昭 43 年電気四学会連合大会 493.

(11) 山村, 大野, 岸本:「サイリスタ式リニアモータ(2)」昭和 43 年電気四学会連合大会, 765.

(12) 大野, 岸本:「両側方式リニアモータの特性解析」, 昭和 43 年電気関係学会関西支部連合大会, 4-19.

(13) 岸本 (浩), 小倉, 岸本 (健), 近藤:「リニヤード A 形貨車加減速装置」, 昭和 43 年電気関係学会関西支部連合大会,, 4-20.

(14) 岸本, 大野:「両側方式リニアモータの特性解析(2)」, 昭和 44 年電気四学会連合大会, 576.

(15) 大野, 岸本 (健), 岸本 (浩), 小倉:「貨車加減速装置"リニヤード"の実験モデル(2)」, 昭和 44 年電気四学会連合大会, 852.

(16) 大野, 岸本, 小倉:「貨車加減速装置"リニヤード" C 形の特性」電気四学会連合大会, 774, 昭和 45 年 4 月.

(17) 岸本, 大野, 萩原:「超高速列車の磁気浮上方式に関する基礎的検討」, 昭和 45 年電気四学会連合大会, 775.

(18) 森川, 松倉, 岸本:「吸引制御型磁気軸受の制御系の検討」JAACE '73-5 第 17 回通常総会学術講演会.

(19) 萩原, 岸本, 森川, 平野:「磁気軸受制御系の検討」 年電気学会全国大会, 1020.

(20) 堀池, 岸本, 竹下, 古石, 仲行:「円板形永久磁石式同期電動機の高速特性」昭和 50 年電気学会全国大会, 609.

(21) 西廣，森川，岸本，堀池，川岸：「インバータ駆動される永久磁石式同期電動機の伝達関数と乱調に関する一検討」昭和50年電気学会全国大会，747.
(22) 岸本，森川，西廣，堀池，川岸：「インバータ駆動される永久磁石式同期電動機の外部フィードバック補償による安定化について」，昭和50年電気学会全国大会，749.
(23) 岸本，堀池，西廣，川岸：「可変周波数電源による円板型HMの特性」パワーエレクトロニクス研究会第17回例会資料，昭和51年.
(24) 古石，岸本：「懸垂型回転軸の振動に関する一検討」日本機械学会東海支部第27期総会講演論文集(‘78-3-17,18) No. 783-2
(25) 森川，岸本，堀池，西廣，川岸，田中：「ヒステリシス電動機の二次損失算出法」昭和53年電気学会全国大会，446.
(26) 森川，岸本，堀池，西廣，川岸，田中：「ヒステリシス電動機回転子リングの磁気特性のシミュレーション」昭和53年電気学会全国大会，451.
(27) 岸本，堀池，西廣，川岸：「ヒステリシス電動機の可変周波数電源駆動」パワーエレクトロニクス研究会第28回例会資料，昭和53年.
(28) 古石，岸本：「スクイズ油膜ダンパで指示した回転軸の振動 (第2報，垂直男性軸の場合)」日本機会学会講演論文集 No.790-4(‘79-4, 第56期通常総会・機械力学，計測・自動制御).
(29)☆岸本，松本，鎌倉，大上：「PWM インバータの上下アーム短絡防止期間の IM 駆動時における安定性の影響について」，昭 58 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 131.
(30)☆T. Kishimoto, K. Matsumoto, T. Kamakura, M. Daijo and Y. Nishizawa : “Effect of Switching Dead Time Interval on Characteristics of PWM Inverter fed Induction Motor” Third Joint WESTINGHOUSE-MELCO Power Electronics Seminar. April, 1984.
(31)☆岸本，吉田，松本，鎌倉，大上:「インバータの短絡防止期間を考慮したIM駆動系のディジタルシミュレーション」昭 59 電気関係学会東海支部連大 No. 136.
(32)☆岸本，吉田，松本，鎌倉，大上:「インバータの短絡防止期間の影響を考慮したIM駆動時の安定判別について」昭和60 電気関係学会全国大会講演論文集 No. 647.
(33)☆岸本：「インバータによるIM 駆動系の伝達関数と磁気飽和の影響について」昭60 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 121.
(34)☆岸本：「インバータ駆動IMのデジタルシミュレーションによる動特性評価」昭 60 電気関係学会全国大会講演論文集 No. 632.
(35)☆岸本，熊谷，玉国：「誘導電動機を用いたベクトル制御システムのデジタルシミュレーション」,昭和62 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 128.
(36)☆岸本，熊谷，玉国：「ベクトル制御システムのデジタルシミュレーションにおける磁気飽和に対する一考察」昭和62 電気関係学会全国大会講演論文集,, No. 636.
(37)◇足立，伊藤，大上，鎌倉，岸本：「コンバータ回路の定常波形計算」昭 62 電気関係学会東海支部連大予講集 No. 124.
(38) K.Okada, M. Kodaira, K. Matsuo, T. Kishimoto and K. Yanagida : “Study of Lithograhy using the SORTEC 1 GeV Synchrotron Radiation Source Facility” 9 th Symposium on Future Electron Devices, Nov. 14-15 Makuhari, Chiba, Japan.
(39) T. Nogchi, T. Tomimasu and T. Kishimoto : “SORTEC dedicated Electron Storage Ring for X-ray Lithography” 集中移動形研究室 於電総研 Dec. 13, 1990.
(40) M. Kodaira, N. Awaji, T. Kishimoto, H. Usami and M. Watanabe : “Status of SORTEC

1GeV Ring" Proc. of Topical Sym. on Synchrotron Radiation, 32 (1991).
(41) 淡路，小平，宇佐見，岸本：「ソルテック 電子蓄積リングのイオントラッピング現象」理化学研究所・高輝度光科学研究センター共催 ＳＲ真空シンポジウムプロシーデンス 45 (1991).
(42) 宇佐見，長戸路，岸本：「シンクロトロン放射光を照射したステンレス鋼からのガス放出現象計測」理化学研究所･高輝度光科学研究センター共催 ＳＲ真空シンポジウムプロシーデンス 108 (1991).
(43) 小平，淡路，宇佐見，岸本，渡邊：「ソルテックにおけるＳＲ光源運転実績」第３８回応用物理学関係連合講演会 31a-ZT-1, 1286 (1991).
(44) 淡路，小平，宇佐見，岸本，渡邊：「ソルテック ＳＲ 光源の最適化と現状」：第４回日本放射光学会年会予稿集 78, (1991).
(45) M. Awaji, M. Kodaira, T. Kishimoto, et al. : "Recent Progress of the SORTEC SOR Ring" Proc. of the 8th Symposium on Accelerator Science and Technology, Saitama, 25 (1991).
(46) 岸本，小平，淡路，岡田，伊藤，柳田：「ソルテックにおけるＳＯＲ光源施設の現状」 平成３年電気学会電子･情報･システム部門全国大会予稿集 D-3-2, 324 (1991).
(47) T. Kishimoto, M. Kodaira, K. Mukugi, H. Tsuchidate, O. Asai, T.Iida and Y. Kijima: "Present Status of 1-GeV 500 mA SR Source Facility" , Proc. of the 9th Symposium on Accelerator Science and Technology, p23, Tsukuba, Japan (1993).
(48) 椋木， 岸本，幸丸，淡路，渡邊，荒木，淡路，土舘，飯田，中西：「ソルテックＳＯＲリング 圧力分布シミュレーションと実測圧力，ビーム寿命との比較」contributed to the 9 the Meeting on Ultra High Vacuum Techniques for Accelerators and Storage Rings, KEK, March 3-4 (1994).
(49)☆中西，岸本，河瀬，堀田，谷：「大容量フライホイール付き発電電動機の開発」電気学会回転機研究会資料，RM-95-108 (1995).
(50)☆中西，堀田，大藪，岸本，谷：「JFT-2M トロイダルコイル用フライホイール付き大容量直流発電機」プラズマ・核融合学会第 11 回核融合エネルギ連合講演会(1995. 12).
(51)☆岸本，平山，加茂，福田，中西，谷：「トロイダルコイルを負荷とする直流発電電動機の制御特性」電気学会回転機研究会資料，RM-96-2 (1996).
(52)☆岸本，平山，加茂，福田，中西，谷：「JFT-2M トロイダルコイルを負荷とする直流発電電動機の制御」，プラズマ・核融合学会第 13 回年会 (1996.3).
(53)☆谷，菊池，長谷川，柏，小又，鈴木，鈴木，大藪，中西，岸本，加茂：「大容量直流発電機による JFT-2M のトロイダル磁場コイル電源」，プラズマ・核融合学会第 13 回年会 (1996.3).
(54)◇玉井，荘司，仙田，岸本，山根：「核融合炉用電源システムの検討」プラズマ・核融合学会第 14 回年会(1997.3).

４． 投稿論文(三菱電機技報ほか)

(1)◇大野，岸本，赤松：「サイリスタ無整流子電動機」三菱電機技報 39, 9, 1103 (1965).
(2)◇E. Ohno, T Kishimoto and M. Akamatsu : "The Thyristor Commutatorless Motors" , Mitsubishi Denki Laboratory Reports, Oct. (1966).
(3)◇林，大野，岸本，赤松，衛藤，山下：「サイクロコンバータ式無整流子電動機」三菱電機

技報 40 ,2, 6, 933 (1966).

(4) 大野，岸本：「リニアモータの基本特性」三菱電機技報 42, 12 1581 (1968).

(5)☆熊谷，山内，玉国，岸本：「ミシン駆動用 AC サーボ装置≪リミサーボX≫」三菱電機技報 62, 6, 493 (1988).

(6) 岸本，原口，飯田，来島，松井，阿刀田：「(株) ソルテック 1GeV 放射光装置の大電流化改造と現状」三菱電機技報 68, 9, 809 (1994).

(7)☆谷，中西，堀田，河瀬，大藪，岸本：「日本原子力研究所向け JFT-2M トロイダル電源用フライホイール付き直流発電機」，三菱電機技報 70, 5, 532. (1996). 2 .

(8)☆谷，岸本，平山，加茂，福田，中西：「日本原子力研究所向け JFT-2M 用トロイダル磁場電源制御システム」，三菱電機技報 70, No. 7 729 (1996).

4. その他の雑誌（解説）

(1) 大野，岸本：「SCR インバータとその応用（その３）ー動作と原理」三菱電機技報 39, 10, 1282 (1965).

(2) 大野，岸本：「リニアモータの現状と将来」，電気評論，Vol.53, No.4, 585～592 (1968).

(3) 大野，岸本：「サイリスタとその建築関係への応用」(1)～(4)「設備設計」昭和 42 年 5 月～8 月.

(4) 大野，岸本：「リニアモータの話」，電気工事の友(関東電気協会) 昭和 44 年 5 月号.

(5) 岸本，前原，川村，笹井：「リニアモータのＦＡ分野への応用」，電気評論，Vol.76, No.4 (1991).

(6) 岸本，椋木，小平，淡路，渡邊，荒木，土舘，飯田，来島：「ソルテックにおける 1 GeV ＳＲ光源の現状」放射光, 7, No.1, 15 (1994).

付録　本論文で使用される主要な記号

1．第２章～第６章　共通

(1) 誘導電動機，インバータで共通に用いられる記号

$\boldsymbol{i}$, i	(A)	：相電流瞬時ベクトルおよびその要素
$\boldsymbol{v}$, v	(V)	：相電圧瞬時ベクトルおよびその要素
t		：列ベクトルに付して，その行ベクトル値，行列に付してその転置行列を示す。
		：u，v，w 相を表す添え字（例 i_{1u}）
γ，δ，0		：γ，δ，0 相を表す添え字（例 $\lambda_{1\gamma}$）
ω_1	(rad/s)	：インバータ周波数に同期した角速度
$\boldsymbol{C}$		：γ，δ，0 相から u，v，w 相への変換行列。$\boldsymbol{C}_1$，$\boldsymbol{C}_2$ は，$\boldsymbol{C}$ の，それぞれ固定子，回転子の変換行列
・(ドット)		：時間に対する微分あるいは微分演算子
diag( )		：( ) 内を対角要素とする対角行列
p		：微分演算子
s		：ラプラス演算子

(2) 誘導電動機に関する記号

1，2		：固定子，回転子を表す添え字
m		：電流に付して主磁束を与える励磁電流を表す添え字（例 $i_{m\gamma}$）
t		：一次電流に付して，励磁インダクタンスに並列抵抗を流れる電流を加算した場合を区別して表す添え字（例 $i_{t\gamma}$）
λ，$\lambda(i_m)$	(Wb)	：主磁束に対する磁束鎖交数およびその i_m の関数表現
ψ	(Wb)	：主磁束と漏れ磁束との和に対する鎖交磁束数
$\boldsymbol{R}$，r	(Ω)	：抵抗行列およびその要素である１相あたりの抵抗
$\tilde{\boldsymbol{L}}$	(H)	：主磁束に対するインダクタンス行列
$\boldsymbol{L}_{11}$，$\boldsymbol{L}_{22}$	(H)	：$\tilde{\boldsymbol{L}}$ のうちの固定子間同士および回転子間同士のインダクタンス行列。それぞれの j 相，k 相間の要素は，$L_1(j,k)$，$L_2(j,k)$
$\boldsymbol{M}_{12}$ $\boldsymbol{M}_{21}$	(H)	：$\tilde{\boldsymbol{L}}$ のうちの固定子，回転子間同士のインダクタンス行列。それぞれの j 相，k 相間の要素は，$M_{12}(j,k)$，$M_{21}(j,k)$
$\tilde{\boldsymbol{L}}_0$，$\tilde{\boldsymbol{L}}_2$	(H)	：$\tilde{\boldsymbol{L}}$ のうちの定数項および２次高調波成分
$\boldsymbol{L}_l$，l	(H)	：漏れインダクタンス行列およびその要素である１相あたりの漏れインダクタンス
′ (プライム記号)		：回転子に関する値に付してその座標変換後の値を示す（例 $\boldsymbol{i}'$）
＊		：γ 軸を固定子ｕ相軸に固定した座標で表した値
θ	(rad)	：固定子ｕ相巻線を基準とした任意の位相角（電気角）

θ_ω	(rad)	：固定子u相巻線を基準としたγ軸の位相角（電気角）
$p(\theta)$	(H/rad)	：空隙のθにおける単位角あたりの磁気パーミアンス
$F(\theta), F_m$	(AT/rad)	：固定子および回転子の全巻線が作るにおける単位角当たりの合成起磁力とその最大値
ϕ	(rad)	：$F(\theta)$が最大となるγ軸からの進み角（電気角）
f_m	(1/rad)	：固定子あるいは回転子の巻線1相の単位電流，単位角あたりの起磁力最大値
θ_r， θ_{rm}	(rad)	：回転子u相巻線の固定子u相巻線に対する回転角（電気角および機械角）
ω_r， ω_{rm}	(rad/s)	：回転子の回転角速度（電気角および機械角）
$\Phi(\theta)$	(Wb/rad)	：$F(\theta)$により作られるθにおける単位角あたりの空隙磁束分布
M_n	(H)	：定常値に対する(静的)励磁インダクタンス
M_d	(H)	：変動分に対する(動的)励磁インダクタンス
M_0	(H)	：飽和を考慮しない場合の励磁インダクタンス
W_m'	(J)	：空隙中の磁気随伴エネルギー(単位角あたりは$W_m'(\theta)$(J/rad))
p_m		：極対数
τ， τ_l	(N-m)	：発生トルクおよび負荷トルク
J	(kg-m^2)	：回転部の慣性モーメント
D	(kg-m^2/s)	：回転部のダンピング係数
$\boldsymbol{A}$， $\boldsymbol{B}$		：インバータによる誘導電動機駆動系の係数よりなる行列

(3) コンバータ（含むフィルタ），インバータに関する記号

V	(V)	：フィルタへの入力電圧（コンバータの出力，一定の直流と仮定）
i_i	(A)	：フィルタへの入力電流（コンバータの出力）
r_{dc}	(Ω)	：インバータ・フィルタの抵抗
L_{dc}	(H)	：インバータ・フィルタのインダクタンス
C	(F)	：インバータ・フィルタのコンデンサ容量
i_c	(A)	：インバータ・フィルタのコンデンサ電流
v_{dc}	(V)	：インバータへの入力電圧（フィルタの出力電圧）
i_{dc}	(A)	：インバータへの入力電流（フィルタの出力電流）
f_c	(Hz)	：PWMインバータのキャリア周波数
T_d	(s)	：主回路トランジスタの上下アーム短絡防止期間
V_i	(V)	：$T_d=0$におけるインバータ理想波形の尖頭値(相電圧)
δ	(rad)	：$T_d=0$ におけるインバータ理想波形の初期位相角
0		：コンバータ中性点基準の相電圧の相を表す添え字に追加する添え字
v_u， v_{u0}	(V)	：それぞれ，インバータ(電動機)，コンバータの中性点を基準としたu相電圧瞬時値

$v_{u,d}$, $v_{u0,d}$ (V) : v_u, v_{u0}のうちそれぞれに対応したT_dの影響による電圧

$v_{u,i}$, $v_{u0,i}$ (V) : v_u, v_{u0}のうちそれぞれに対応したT_dに影響しない(理想)電圧

v_{uv} (V) : u, v相間の線間電圧

$v_{uv,d}$, $v_{uv,i}$ (V) : v_{uv}のうちT_dの影響を受ける電圧および影響を受けない理想電圧

φ_i (rad) : $v_{u0,i}$に対するi_u($\because v_{u0,d}$の基本波)の位相遅れ角(=遅れ力率角)

φ_i (rad) : インバータ負荷としての電動機の力率角

α_p : PWMインバータの出力波形変調率($V_i = \alpha_p v_{dc}/2$)

$v_{u01}, v_{u01,i}, v_{u01,d}$ (V) : それぞれ, $v_{u0}, v_{u0,i}, v_{u0,d}$の基本波電圧

V_e (V) : v_{u01}の尖頭値（$v_{u01,d}$の尖頭値は$\frac{4}{\pi}\bar{v}_{td}$）

η : $v_{u01,d}$の尖頭値$\frac{4}{\pi}\bar{v}_{td}$と$v_{u01,i}$の尖頭値$V_i$の比

x : v_{u01}の尖頭値V_eと$v_{u01,i}$の尖頭値V_iの比

$f_i(\alpha_j)$: j相($j=u,v,w$)の正弦波制御信号（尖頭値α_p)による$v_{j0,i}$の基準値（最大値１, $v_{j0,i} = \frac{1}{2}v_{dc}f_i(\alpha_j)$)

f_0 : $f_i(\alpha_j)(j=u,v,w)$に対応するコンバータ中性点を基準としたインバータ(電動機)中性点電圧基準値

f_{ji}, f_i : $f_i(\alpha_j)$に対応する$v_{ji}(j=u,v,w)$の基準値とそれらのベクトル表示

$k_d(i_j)$: i_jの極性判別信号

k_0 : $k_d(i_j)(j=u,v,w)$に対応するコンバータ中性点を基準としたインバータ(電動機)中性点電圧基準値

k_{jd}, k_d : $k_d(i_j)$に対応する$v_{jd}(j=u,v,w)$の基準値とそれらのベクトル表示

f_1 (Hz) : インバータの運転周波数

V_1 (V) : インバータ出力線間電圧の基本波尖頭値

(4) ベクトル制御系に関する記号(第６章)

[全般]

* 目標値（指令値）を示す。(例ω_{rm}^*)

^ 推定値を示す。(例$\hat{\psi}_2$)

[誘導機]

M_0 (H) : 磁気飽和をしない場合の励磁インダクタンス，あるいは磁気飽和を考慮した場合のその定格値

l_1, l_2' (H) : 一次および二次漏れインダクタンス

L_1, L_1 (H) : 一次自己インダクタンス($=l_1+M_0$)および二次自己インダクタンス($=l_2+M_0$)

σ : 漏れ係数

ψ_2	(Wb)	：ベクトル制御時の二次鎖交磁束数(γ軸方向)
L_{1n}，L_{1d}	(H)	：磁気飽和を考慮したM_n，M_dに対する一次自己インダクタンス
L_{2n}，L_{2d}	(H)	：磁気飽和を考慮したM_n，M_dに対する二次自己インダクタンス

［ベクトル制御］

k_δ		：トルク分電流コントローラの比例ゲイン
T_δ	(s)	：トルク分電流コントローラの積分時定数
k_γ		：磁束分電流コントローラの比例ゲイン
T_γ	(s)	：磁束分電流コントローラの積分時定数
k_ω		：速度ループ゛コントローラの比例ゲイン
T_ω	(s)	：速度ループ゛コントローラの積分時定数
f_s	(Hz)	：制御系のサンプリング周波数

２．第７章，第８章共通

r_c	(Ω)	：ＴＦＣの抵抗
L_c	(H)	：ＴＦＣのインダクタンス
T_c	(s)	：ＴＦＣの時定数
n	(rpm)	：ＤＣＧの回転数
n_s		：ＤＣＧの直列台数(=2)
n_p		：ＤＣＧの並列台数(=2)
f, a		：界磁(field)，電機子(armature)を区別する添え字
r_a	(Ω)	：ＤＣＧの電機子巻線の抵抗(／台)
L_a	(H)	：ＤＣＧ電機子巻線のインダクタンス(／台)
T_a	(s)	：ＤＣＧ電機子巻線の時定数
r_f	(Ω)	：ＤＣＧ界磁巻線の抵抗(／台)
L_f	(H)	：ＤＣＧ界磁巻線のインダクタンス(／台)
T_a	(s)	：ＤＣＧ界磁巻線の時定数
K		：ＤＣＧ誘起々電圧の係数$e_a = Kni_f$(／台)
J	(kg-m^2)	：ＤＣＧ回転部の全慣性能率($GD^2/4$)（フライホイール含む）
ξ_{ic}	(V/A)	：i_c検出ゲイン
K_{iu}，K_{id}		：i_cコントローラゲイン
λ_{vc}		：v_c検出ゲイン
K_v		：v_cコントローラゲイン
α，γ		：立ち上げ時および，立ち下げ時のv_cのフォーシング率
1，2		：界磁電源 No.1，2 を区別する添え字（1，2 共通の場合(例 i_{crc})，や No.2 のみ対象の低レンジ検出器は添え字略(例 v_{clc}))

h, l		：高(high)レンジ検出器,低(low)レンジ検出器を区別する添え字
r		：制御系の指令値を示す添え字
c		：電圧，電流が検出器出力・制御信号レベルの値であることを示す添え字(ただし，v_c，i_cのc以外)
複数の添え字		：上記の順（不要時省略可）に付す(例v_{a1hc}，v_{f1rc})
v_{a1hc}～v_{a4hc}	(V)	：v_{a1}～v_{a4}の高レンジ検出器による出力
v_{a3lc}, v_{a4lc}	(V)	：v_{a3}, v_{a4}の低レンジ検出器による出力
v_{fr}，v_{cr}	(V)	：一般表現した制御対象v_f, v_cに対する指令値
i_{cr}	(A)	：一般表現した制御対象i_cに対する指令値
v_{f1c}(or v_{f2c})	(V)	：v_{f1}(or v_{f2})検出器の出力電圧と，それを制御するための指令値(ただし，期間Ⅱbではv_{f2rc}=0)
v_{f1rc}(or v_{fr2})		
v_{fr}一定制御	(V)	：期間Ⅰ-1，Ⅱa-1のv_{cr}一定制御期間直前における指令値v_{f1rc}(=v_{f2rc})を$\pm V_{fmaxc}$とする上記制御