

交流車両の新しい誘導電動機駆動システム

Induction Motor Driving Systems for AC Electric Rolling Stock

日立製作所は、交流車両を対象にPWMコンバータ及びインバータによる誘導電動機駆動システムの開発を進めている。このシステムは、高速、省エネルギー、低誘導障害など多くの特徴を備えた次世代の交流車両駆動システムである。

本論文は、システムの概要及びこれを実現する新制御技術、すなわちコンバータの動作可能な架線電圧範囲を拡大する限界トレース形ベクトル制御、電動機電流の脈動を抑制するインバータのビートレス制御などについて述べる。

また、上記新制御技術の性能確認などを行うため開発したシミュレータ、すなわち主回路機器を低電圧のアナログ電子回路で模擬し、実際の制御装置で制御可能なシミュレータについて述べる。更に、大容量GTOサイリスタを用いて構成したコンバータ、インバータなどの試作主要機器の概要を紹介する。

中村 清* Kiyoshi Nakamura
 岩滝雅人** Masato Iwataki
 木村 彰* Akira Kimura
 石田俊彦*** Toshihiko Ishida

1 緒 言

鉄道車両の駆動用電動機としては、100年以上にわたってブラシ及び整流子を持つ直流電動機が用いられてきたが、保守性及び信頼性の向上、小形化など多くのメリットを備えた誘導電動機を使用するのが鉄道関係者の長年の夢であった。近年、大容量GTO(Gate Turn Off)サイリスタとマイクロコンピュータの急速な発展とあいまって、直流電化区間ではPWM(Pulse Width Modulation)インバータによる誘導電動機駆動システム、いわゆるインバータ電車の実用化が急速に進んでいる。

一方、交流車両でも軽量化、高速化などを目的として、誘導電動機駆動システムの適用検討が行われ、種々の方式が考えられている^{1),2)}。いずれの方式も交流電源電圧を直流に変換するコンバータが必要であり、インバータにも交流車両特有の制御が必要となるなど、実用化に当たっては解決すべき多くの課題がある。

本論文では、GTOサイリスタを用いた電圧形PWMコンバータ方式について、交流車両制御に好適な制御システム、システム開発に有用なリアルタイムシミュレータ、試作機器の概要を紹介する。

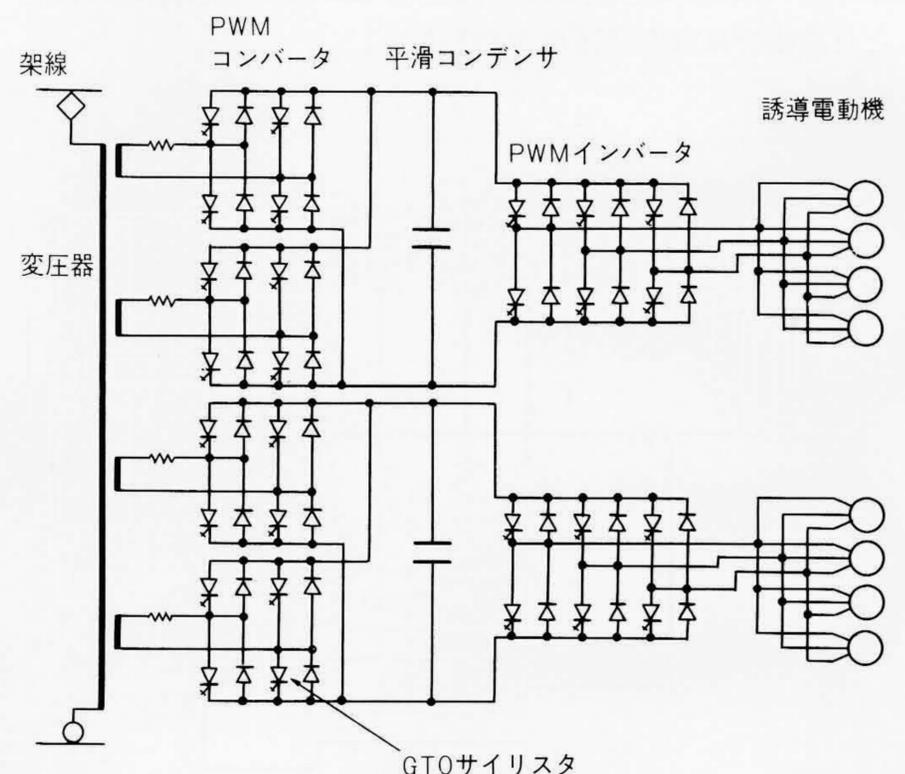
2 システムの概要

図1はシステムの構成を示すものであり、架線の交流電力が変圧器を介してPWMコンバータに加えらる。PWMコンバータは、高調波電流低減及びGTOサイリスタの電流容量と協調をとるため4台の小容量ブリッジから成る多重構成とされ、それぞれの直流出力電力が平滑コンデンサに加えらる。この直流電力をPWMインバータで三相交流電力に変換し、誘導電動機を駆動するものである。

システムは次のような特徴を備えている。

(1) PWMコンバータ

入力交流電流をほぼ正弦波状に、かつ電圧と同相(基本波力率1.0)に制御可能であり、省エネルギー、誘導障害低減効果が得られる。



注：略語説明 PWM(Pulse Width Modulation), GTO(Gate Turn Off)

図1 PWMコンバータ・インバータによる誘導電動機駆動システム
 本システムは、高速、省エネルギー、低誘導障害など多くの特徴を備えた次世代の交流車両制御システムである。

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

(2) PWMインバータ

GTOサイリスタへのゲート信号の与え方により、前進・後進及び力行・回生の切換えができるため主回路の無接点化が可能である。

(3) 誘導電動機

電動機が無整流子化された結果、整流子に起因するトラブルの発生がない。また、整流上の問題がないので、回転数を機械的な限界まで上げることができ、電動機の小形化、電車の高速化などが可能である。

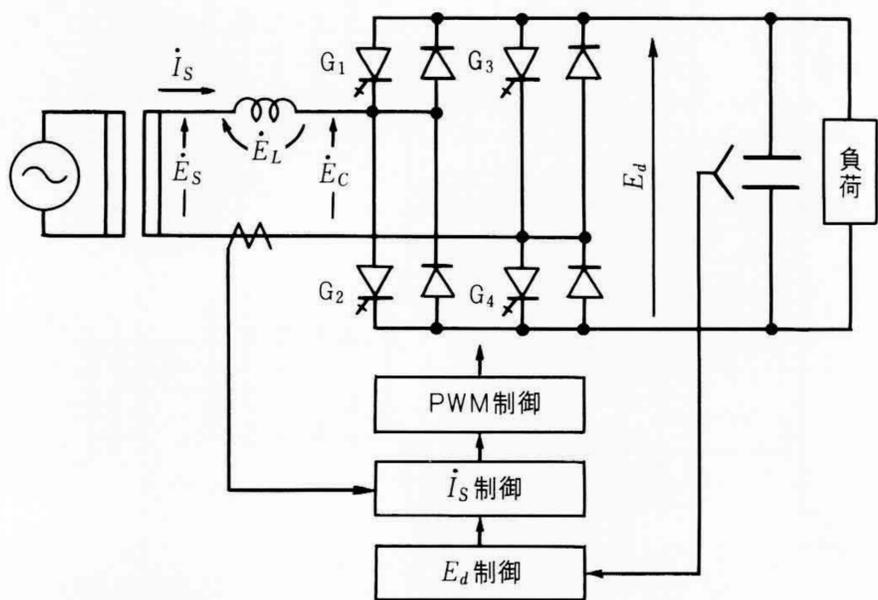
3 PWMコンバータ制御システム

3.1 動作原理

PWMコンバータ制御システムは図2に示すように構成され、GTOサイリスタG₁~G₄のゲート制御を行い、直流出力電圧が所定の値となるようコンバータ入力電流を制御するものである。このとき、入力電流をほぼ正弦波状に、かつ変圧器の二次電圧と同相に制御可能で、基本波力率を1に保つことができる。

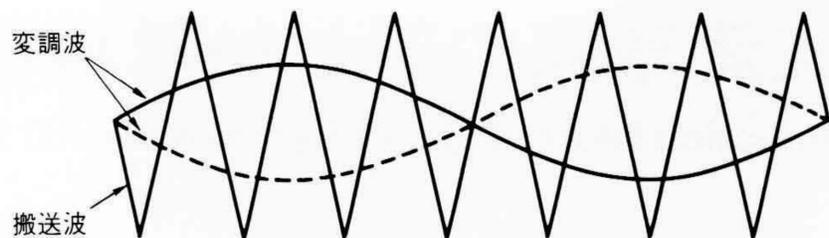
図3はPWM制御の原理を示すものであり、正弦波状の変調波と三角波状の搬送波を比較することにより図示のゲートパルスを作成し、図2中のGTOサイリスタG₁~G₄に加える。この結果、コンバータの交流入力端子には直流出力電圧E_dをPWM制御した図示の入力端子電圧が発生する。

図3(d)は二次電圧 \dot{E}_s 、リアクトル電圧 \dot{E}_L 及び \dot{E}_C の基本波成分の関係を示すベクトル図であり、 \dot{E}_s は \dot{E}_L と \dot{E}_C の和に等しく、入力電流 \dot{I}_s は \dot{E}_L と直交関係にある。そこで、 \dot{E}_C の大きさと位相を操作することにより、 \dot{I}_s の大きさと位相が制御される。すなわち、同図(d-1)のように \dot{E}_C を \dot{E}_s に対して遅れ位相としたときコンバータは力行運転が、同図(d-2)のように \dot{E}_C を進み位相とした場合には回生運転が行われる。

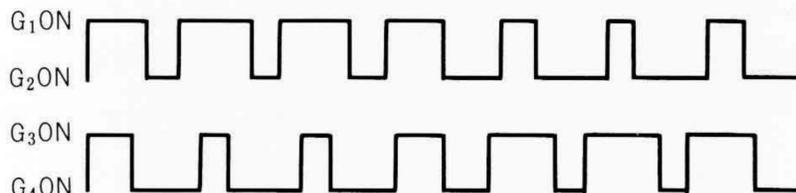


注：略語説明 \dot{E}_s (変圧器二次電圧), \dot{E}_L (リアクトル電圧)
 \dot{E}_C (コンバータ入力端子電圧)
 E_d (直流出力電圧)
 \dot{I}_s (コンバータ入力電流)
 $G_1 \sim G_4$ (GTOサイリスタ)

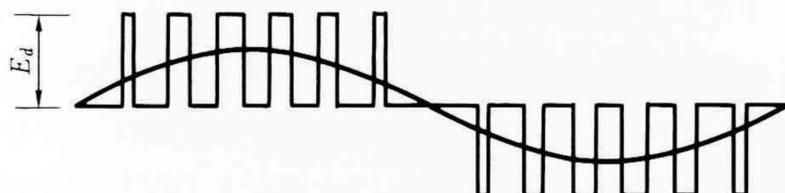
図2 PWMコンバータの基本構成 直流出力電圧及び力率の制御が可能である。



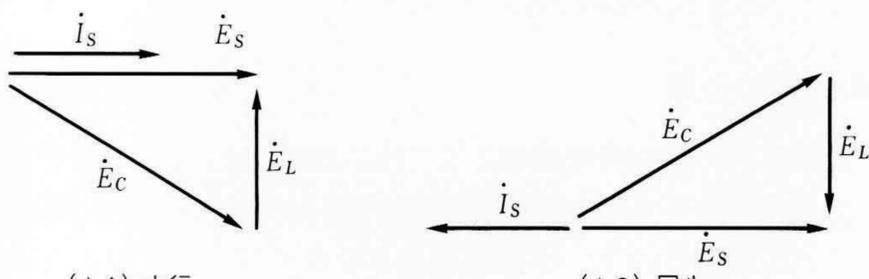
(a) 変調波と搬送波



(b) ゲートパルス



(c) コンバータ入力端子電圧



(d-1) 力行

(d-2) 回生

(d) ベクトル図

図3 コンバータのPWM制御原理図 コンバータの交流入力端子には、直流電圧をPWM制御したパルス状の電圧が発生し、その基本波の大きさ及び位相を操作することによって、入力電流の大きさと位相が制御される。

3.2 デジタルシミュレーション結果

システムを設計するに当たっては、コンバータに要求される性能とGTOサイリスタの特性、変圧器の仕様などの間に協調をとる必要がある。これら相互の関係については、デジタルシミュレーション及び解析的手法で検討されている^{3),4)}。

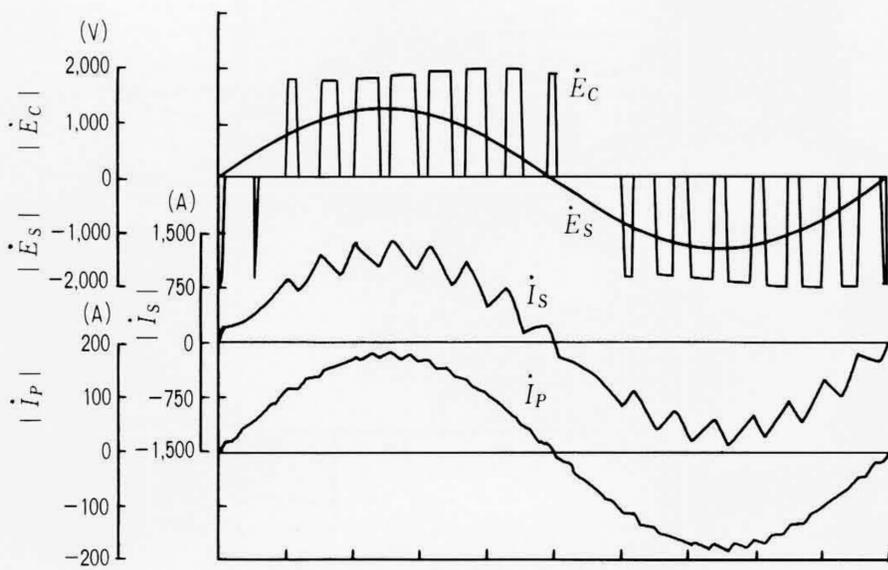
シミュレーション結果の例を図4に示す。4相PWMコンバータ制御により、従来の他励制御方式に比べて、特に低次高調波が大幅に低減されている。

一方、シミュレーション結果により、変圧器特性と等価妨害電流及びGTOサイリスタの遮断電流を検討した結果を図5に示す。

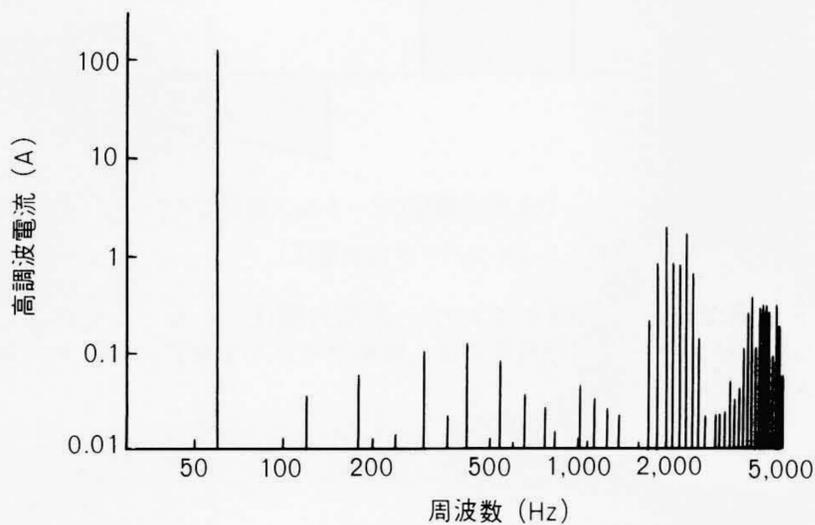
ここで、変圧器二次巻線間のリアクタンス配分のバランスの程度を表すバランス度 α 、二次巻線間の結合の程度を表す疎密度 β を図5(a)のように定義する。図5(b)に示すように、バランス度 α 及び疎密度 β により、等価妨害電流及びGTOサイリスタの遮断電流が大幅に変化する。仮に、等価妨害電流を2A以下に抑えることにすると、バランス度 α 及び疎密度 β が図中の淡い網目部分に存在するよう変圧器を設計する必要がある。

3.3 限界トレース形ベクトル制御

鉄道車両では架線電圧の変動範囲が大きく、一般に定格電



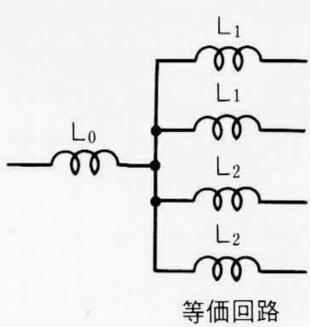
(a) シミュレーション波形の例



(b) $|I_p|$ の高調波分析結果

注：略語説明 I_p (架線電流)

図4 デジタルシミュレーション結果の例 4相PWMコンバータ制御により、従来の位相制御に比べて、特に低次高調波が大幅に低減されている。

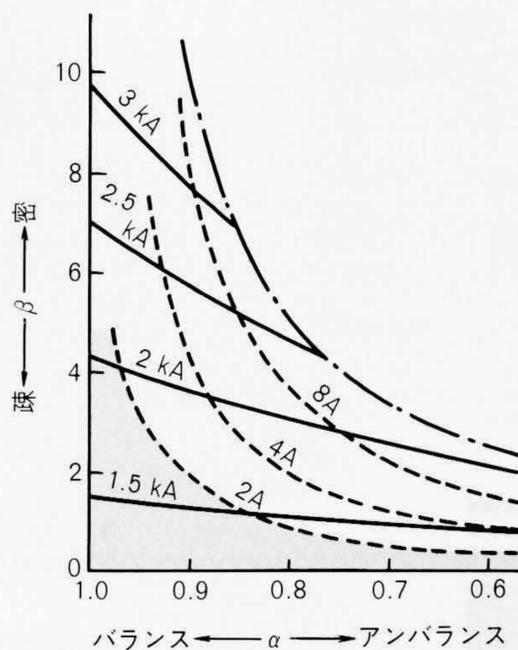


等価回路

$$\alpha = 1 - \frac{|L_1 - L_2|}{8L_0 + L_1 + L_2}$$

$$\beta = 1 + \frac{8L_0}{L_1 + L_2}$$

(a) 変圧器の等価回路と
バランス度 α 、疎密度 β の定義



(b) 等価妨害電流及び遮断電流

注：略語説明など

α (バランス度), β (疎密度)

—— 遮断電流, - - - 等価妨害電流, - · - α, β の存在限界

図5 変圧器特性と等価妨害電流及び遮断電流 変圧器のバランス度 α 、疎密度 β に応じて、等価妨害電流及び遮断電流が大きく変化する。

圧の $\pm 20\%$ にも達する。本制御方式は、このような大幅な架線電圧の変動に対しても、コンバータの運転を可能にするものである⁵⁾。

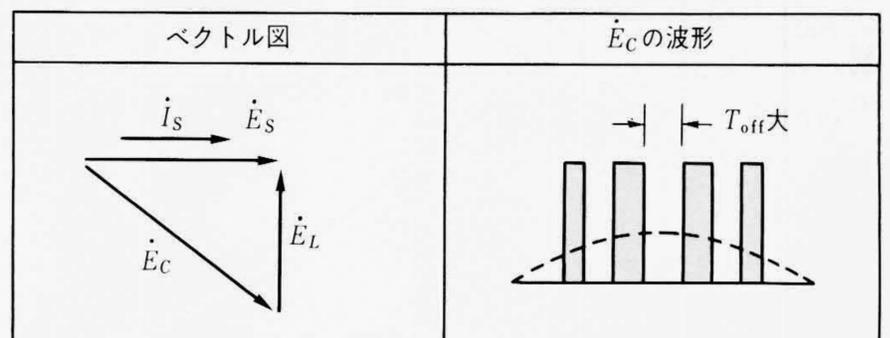
PWMコンバータの動作可能な架線電圧範囲を決定する要因として、GTOサイリスタの最大遮断電流と最小オフ時間の限界がある。本制御方式は、架線電圧が変動して遮断電流やオフ時間が限界に近づいたならば、これを越えぬように限界をトレースするよう動作させ、引き続きコンバータの運転を可能とするものである。

3.3.1 オフ時間の限界制御

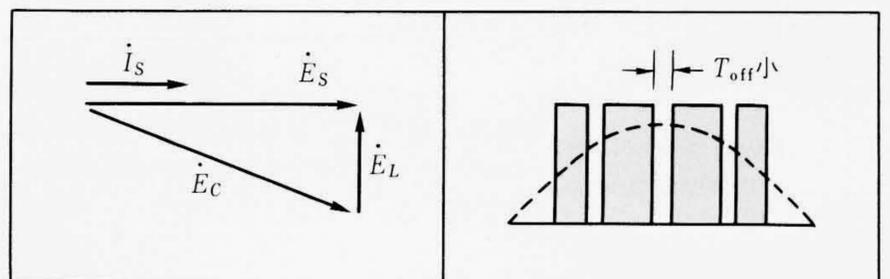
コンバータ入力端子電圧 \dot{E}_c は、直流出力電圧 E_d をPWM制御することにより得られるため、図6(a)のような波形となり、その大きさはパルス幅を調整することによって制御される。ここで、 T_{off} はGTOサイリスタのオフ時間で、素子の許容値(最小オフ時間)以上を確保する必要がある。

図6(b)のように架線電圧が高くなった場合には、変圧器の二次電圧 \dot{E}_s も大きくなる。所要の電力を負荷に供給するには \dot{E}_s に応じて \dot{E}_c も大きくする必要があるが、 \dot{E}_c を大きくすると T_{off} が図示のように小さくなり、許容値以下になるとコンバータの運転が不可能となる。

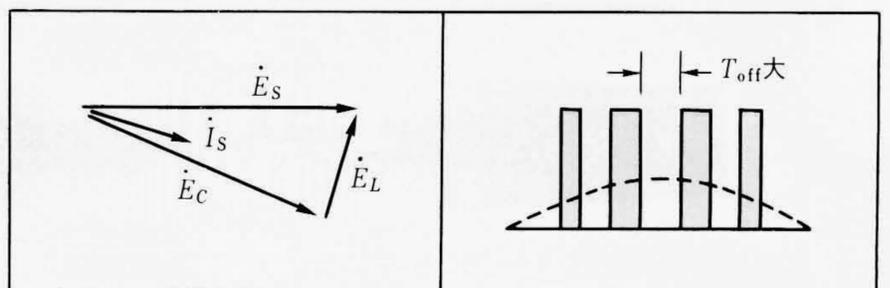
そこで、図6(c)のように i_s の位相をずらせば、同図(b)の場合より小さな \dot{E}_c で同じ電力を供給できることに着目し、力率を調整することによって T_{off} を確保することにした。



(a) 力率=1.0, 架線電圧：低



(b) 力率=1.0, 架線電圧：高



(c) 力率<1.0, 架線電圧：高

注：略語説明 T_{off} (オフ時間)

図6 高架線電圧時のオフ時間限界制御 力率を調整することによって、高架線電圧時のオフ時間を確保する。

3.3.2 遮断電流の限界制御

負荷に一定の電力を供給するため、 E_d が小さくなると、それに応じて I_s を増大させる必要がある。 I_s の増大とともにGTOサイリスタの遮断電流も増大し、これが限界(最大遮断電流)を越えると電流制御が不能となる。

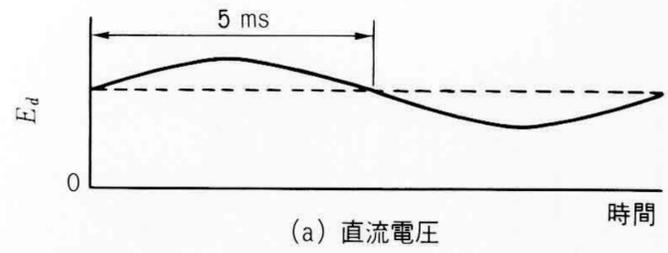
そこで、 I_s の大きさを制限することによって遮断電流を抑制することにした。これにより、低架線電圧時には出力電力が低下するものの継続したコンバータの運転を可能とした。

本制御方式を用いたコンバータの入出力特性を図7に示す。力率調整及び I_s の大きさを制限することによって、20 kVから30 kVと広い架線電圧範囲でコンバータの運転を可能とした。

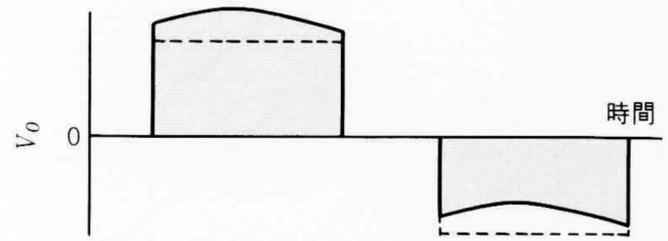
4 PWMインバータ制御システム

4.1 ビートレス制御

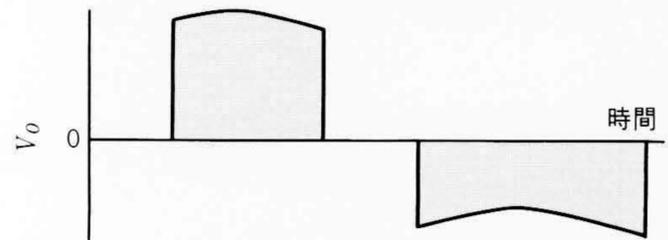
インバータは、前章で述べたPWMコンバータを電源としているが、コンバータの直流出力電圧には入力交流電源の2倍周波数の脈動成分が含まれている⁶⁾。この脈動周波数にインバータ周波数が近づいたところで、電動機電流などに図8に示すようなビート現象が発生する。このビート現象の周波数は、直流電圧の脈動周波数とインバータ周波数との差に等しく、インバータ周波数に応じて同図(a)のように変化する。同図(b)は同図(a)の拡大図であり、ビート現象が発生すると電動機電



(a) 直流電圧



(b) 出力電圧(ビートレス制御なし)



(c) 出力電圧(ビートレス制御あり)

注：略語説明 V_o (インバータ出力電圧)

図9 直流電圧の脈動とインバータ出力電圧 ビートレス制御によって、インバータ出力電圧の正、負半サイクルでのアンバランスが解消される。

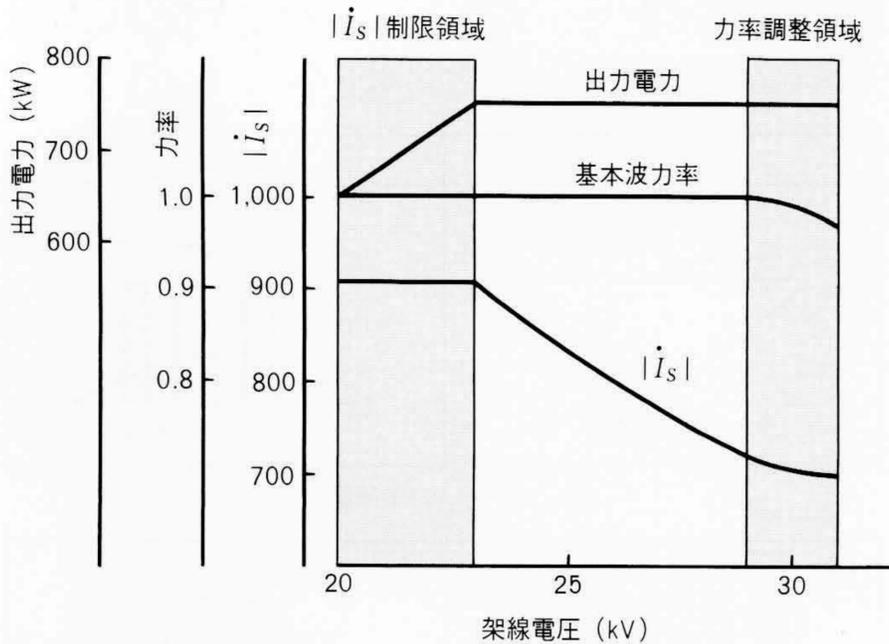


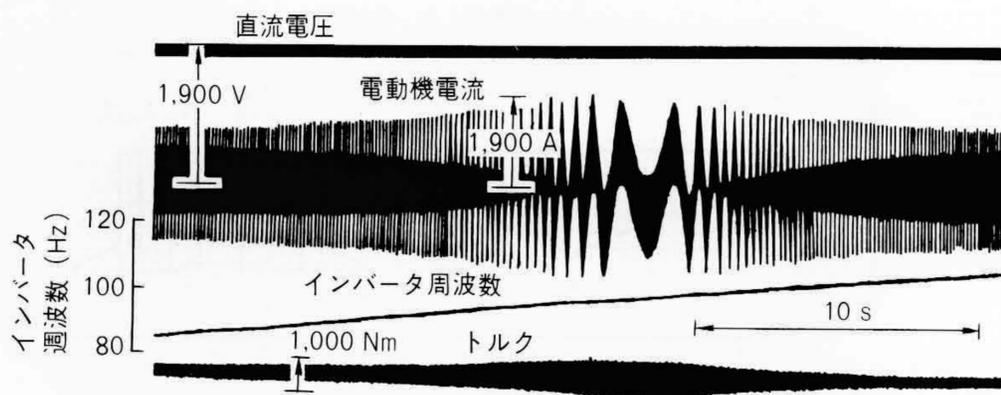
図7 PWMコンバータの入出力特性 限界トレース形ベクトル制御によって、PWMコンバータの動作可能な架線電圧範囲が拡大される。

流が増してGTOサイリスタの電流遮断限界を越えたり、トルク脈動の原因となる。

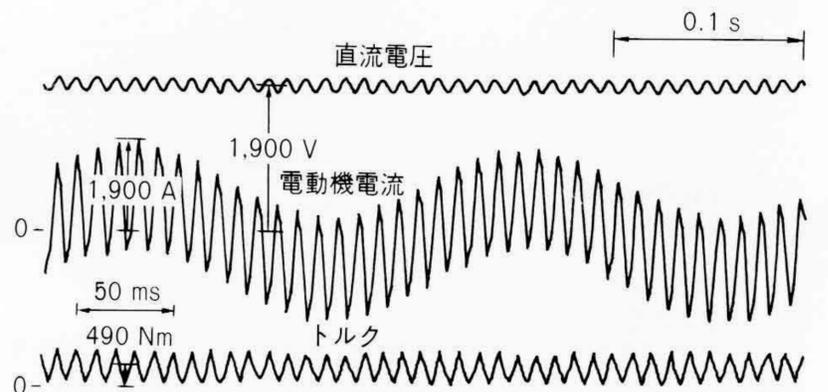
ビートレス制御は、このようなビート現象を制御的に抑制し、脈動電圧源でのインバータの運転を可能とするものである。すなわち、直流電圧 E_d には図9(a)のような脈動成分が含まれている。この脈動周波数にインバータ周波数が近づくとインバータ出力電圧 V_o は、図9(b)に示すように正の半サイクルと負の半サイクルでのアンバランスが大きく、かつ継続する。このアンバランス電圧によってビート現象が発生するものである。

この対策として、図9(c)に示すように、正負半サイクルの電圧時間積が等しくなるよう制御すると、ビート現象を抑制することができる^{7),8)}。

具体的には、図10(a)のように E_d の脈動に応じてインバータ周波数を変調することによって、同図(b)に示すようにビート現象を大幅に抑制することができた⁹⁾。

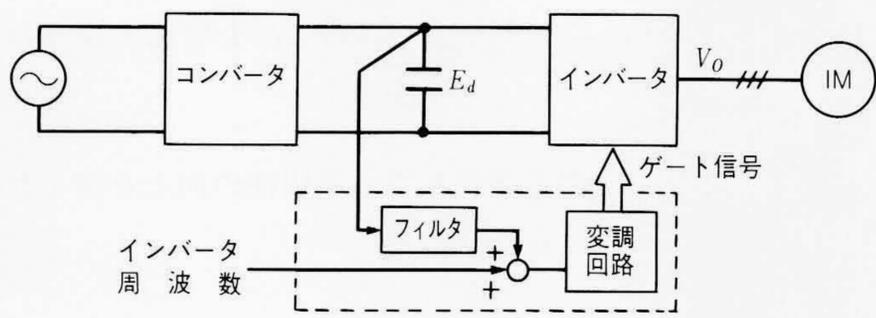


(a) ビート現象の例

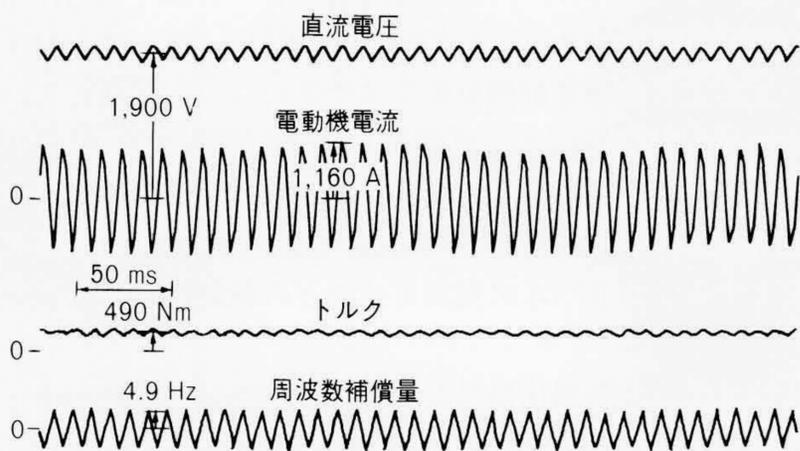


(b) ビート現象の拡大図

図8 ビート現象のオシログラム 直流電圧の脈動周波数とインバータ周波数との差周波数のビート現象が、電動機電流に発生する。



(a) 制御ブロック図



(b) 実験結果の例

図10 ビートレス制御 直流電圧の脈動に応じインバータ周波数を変調することによって、ビートを抑制する。

4.2 広域3パルス変調方式

インバータのPWMパルスモード(基本波1サイクル中のパルス数)を切り換える際の電動機トルクの連続性を保つには、出力電圧の基本波実効値と位相の連続性を保つことが必要である。

しかし、PWM制御の最終モードである3パルスモードと全電圧を出力する1パルスモードの間には、GTOサイリスタの最小オフ時間の制約から、全電圧の10%程度の電圧の跳躍が避けられなかった。

先に開発した広域3パルス変調方式は、全電圧の約99%まで連続制御可能な新しい変調方式であり、

3パルス → 広域3パルス → 1パルス

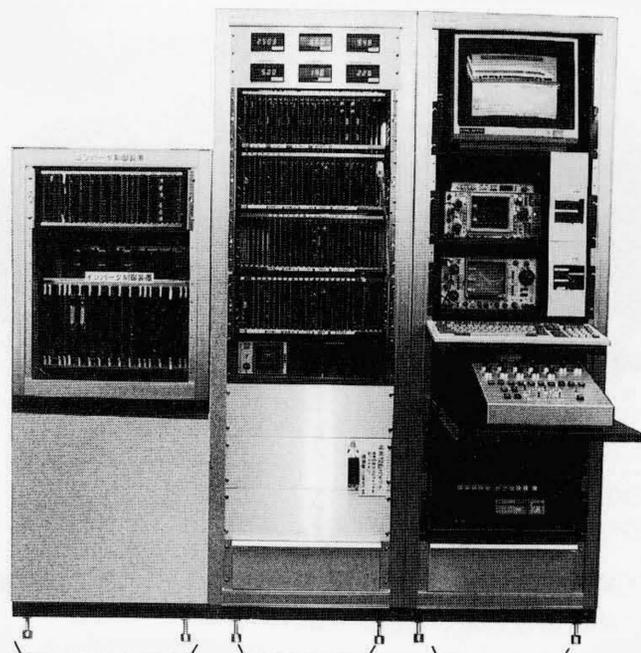
と切り換えることによって、電圧を0からほぼ100%まで連続的に制御可能である^{10),11)}。

5 リアルタイムシミュレータ

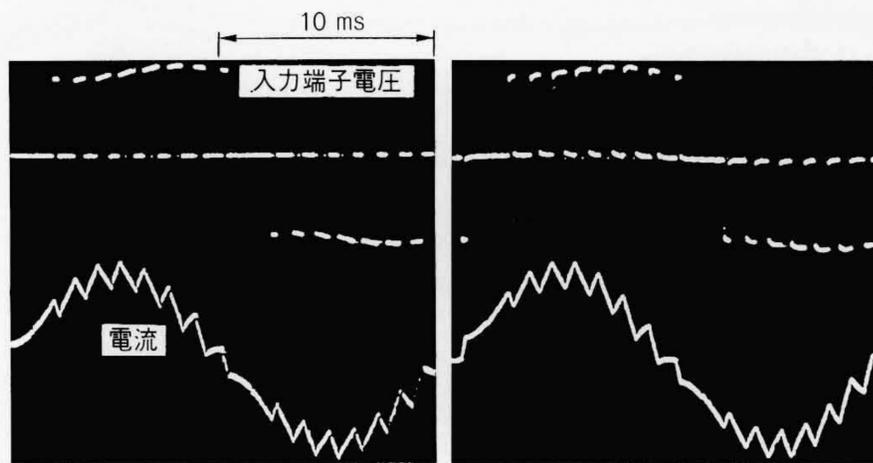
前章で述べた新制御方式などの制御性能確認、車両性能や誘導障害などの検討を行うため、主回路機器の瞬時変化を表す方程式に基づき、その動作をアナログ電子回路で模擬したリアルタイムシミュレータを開発した¹²⁾。本シミュレータは、実際の制御装置と組み合わせて実時間動作可能なことが大きな特徴である。

シミュレータの外観を図11(a)に、動作波形の一例を同図(b)に示す。本シミュレータを用いて、次のような項目の実験検討が可能である。

- (1) システムの電圧、電流などの制御性能
- (2) 電動機の発生トルク及び車両の加減速特性
- (3) GTOサイリスタに加わる電圧及び電流
- (4) システムから架線へ流出する高調波電流



供試制御装置 リアルタイムシミュレータ本体 計測システム
(a) リアルタイムシミュレータ外観



(b-1) シミュレータ

(b-2) 実機

(b) コンバータの電圧、電流波形例

図11 PWMコンバータ・インバータシステムのリアルタイムシミュレータ 高圧大電流の主回路機器を、低電圧のアナログ電子回路で模擬し、実際の制御装置と組み合わせてリアルタイム動作が可能である。

また、本シミュレータによれば、主回路機器の定数も容易に変更できるので、その特性に与える影響の検討も可能である。

6 試作機器の概要

本システムの実用化へ向けて、諸特性の確認や問題点の抽出を行うため、実車規模容量の機器を試作して組合せ試験を実施した。各機器は実車に搭載可能なように小形・軽量化を図るとともに、次の特徴を備えている。

(1) 変圧器

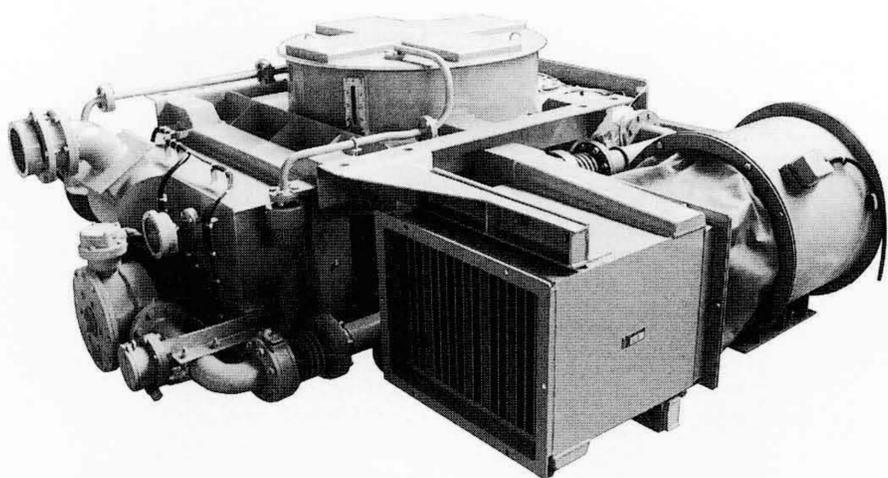
PWMコンバータと協調をとった二次電圧、及びリアクタンス配置とした(図12)。

(2) PWMコンバータ

GTOサイリスタの冷却に個別フィンによるフロン沸騰冷却方式を採用するとともに、スナバ回路を間近に配置して素子能力を最大限利用可能な構造とした(図13)。

(3) PWMインバータ

4.5 kV/3 kA大容量GTOサイリスタを採用して将来の大容量化にも対応可能とするとともに、冷却には強制風冷ヒート



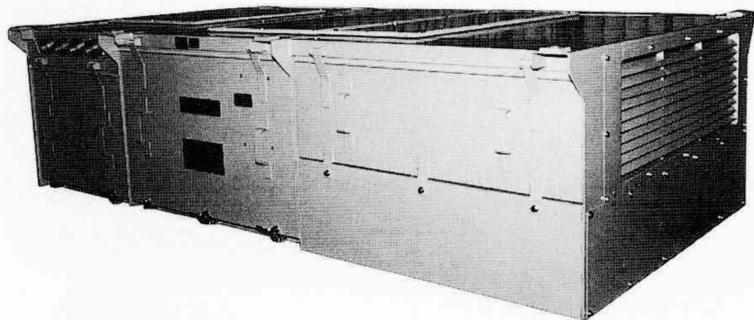
注：容量(3,030 kVA), 一次電圧(25 kV), 二次電圧(900V×4)
三次電圧(797 V), 質量(2,980 kg)

図12 変圧器の外観 330 kW主電動機8台制御可能な容量を持ち、床下ぎ(艀)装構造としている。



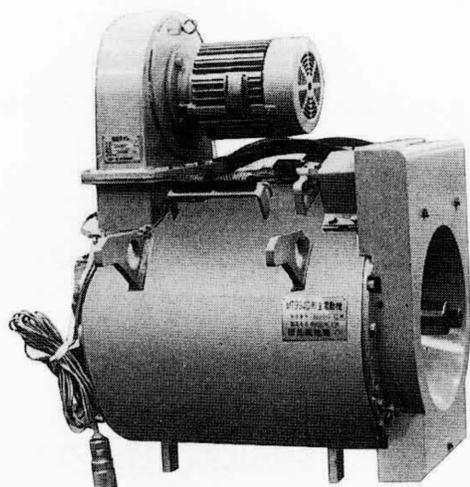
注：容量(1,440 kW), 直流出力電圧(1,900~2,280 V)
使用素子(4.5 kV/2 kA GTOサイリスタ)

図13 PWMコンバータの外観 PWMコンバータ2ブリッジ分を収納している。



注：容量(2,000 kVA), 直流入力電圧(1,900 V), 交流出力電圧(0~1,450 V)
質量(1,150 kg)

図14 PWMインバータの外観 4.5 kV/3 kA GTOサイリスタを採用して、大容量化に対応可能としている。



注：容量(330 kW)
定格電圧(1,450 V)
定格電流(159 A)
定格回転数(2,490 rpm)
質量(695 kg)

図15 誘導電動機の外観 C種絶縁を採用して軽量化を図っている。

パイプ式共通ラジエータ方式を採用し、小形化を図った(図14)。

(4) 誘導電動機

コイルにはC種絶縁を採用して、信頼性の向上を図った(図15)。

7 結 言

高速、省エネルギー、低誘導障害などの特徴を備えた新しい交流車両駆動システム、すなわちPWMコンバータ及びインバータによる誘導電動機駆動システムについて検討した。

そして、PWMコンバータの動作可能な架線電圧範囲を拡大する限界トレース形ベクトル制御、電動機電流の脈動を抑制するインバータのビートレス制御、電動機電圧の連続制御を可能とする広域3パルス変調方式などの新制御技術を開発した。

本システムの実用化に当たっては高度なパワーエレクトロニクス技術と、マイクロエレクトロニクス技術の結集が必要であり、今後も検討を重ねて実用化へ向けて努力する考えである。

最後に、本システムの研究開発に当たり多大な御指導、御助言をいただいているJRグループの関係各位に対し深謝するとともに、今後もいっそうの御指導をお願いする次第である。

参考文献

- 1) 石川, 外: 高速車両用電動機駆動システムの開発, 電気学会論文誌D, 107, 3, 304~311(昭62-3)
- 2) 電気車の制御方式調査専門委: 電気車の交流電動機駆動・インバータ制御方式, 電気学会技術報告第251号(昭62-6)
- 3) 仲田, 外: PWMコンバータの計算機シミュレーションによる諸特性の検討, 第23回鉄道サイバネティクス利用シンポジウム論文集, No.420(昭61-11)
- 4) 仲田, 外: PWM GTOコンバータの電源電流解析とGTO遮断電流の算出, 昭62電気学会全国大会, No.874(昭62-4)
- 5) 三宅, 外: PWM GTOコンバータの新制御方式, 昭62電気学会全国大会, No.876(昭62-4)
- 6) 仲田, 外: 電圧形PWM GTOコンバータにおける直流電圧脈動の検討, 昭62電気学会全国大会, No.875(昭62-4)
- 7) 曾根, 外: コンバータ・インバータ系の共振現象を抑制するスイッチング方法, 昭和62年電気学会産業応用部門全国大会, No.117(昭62-8)
- 8) 棚町, 外: コンバータ・インバータシステムのビート現象の抑制法, 昭63電気学会全国大会, No.844(昭63-3)
- 9) 仲田, 外: 車両用PWMコンバータ・インバータシステムにおけるビートレス制御, 昭63電気学会全国大会, No.846(昭63-3)
- 10) 棚町, 外: 電圧型PWMインバータの3-1パルス切換え制御方式, 電気学会 電気鉄道研究会, RAT-86-9(昭61-5)
- 11) 坪井, 外: インバータ電車の制御システム, 日立評論, 68, 8, 631~636(昭61-8)
- 12) 筒井, 外: インバータ制御電車のリアルタイムシミュレータ, 第24回鉄道におけるサイバネティクス利用国内シンポジウム, No.338(昭63-2)