

JAERI-Tech  
98-001



## 高力率電流形 PWM コンバータの開発－Ⅰ

1998年1月

三浦友史・松川 誠・宮地謙吾・木村豊秋

日本原子力研究所  
Japan Atomic Energy Research Institute

本レポートは、日本原子力研究所が不定期に公刊している研究報告書です。  
入手の問合わせは、日本原子力研究所研究情報部研究情報課（〒319-1195 茨城県那珂郡東海村）あて、お申し越しください。なお、このほかに財団法人原子力弘済会資料センター（〒319-1195 茨城県那珂郡東海村日本原子力研究所内）で複写による実費領布をおこなっております。

This report is issued irregularly.

Inquiries about availability of the reports should be addressed to Research Information Division, Department of Intellectual Resources, Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken 319-1195, Japan.

© Japan Atomic Energy Research Institute, 1998

---

編集兼発行　　日本原子力研究所  
印　　刷　　(株)高野高速印刷

## 高力率電流形 PWM コンバータの開発－ I

日本原子力研究所那珂研究所核融合装置試験部  
三浦 友史・松川 誠・宮地 謙吾・木村 豊秋

(1998 年 1 月 5 日受理)

次世代トカマク型核融合装置の超伝導ポロイダル磁場コイル用電源は、プラズマ着火時に高電圧を必要とし、他は比較的低電圧で運転されるという特徴がある。このような電源に従来の位相制御方式によるサイリスタコンバータを適用した場合には、単に力率が低下するだけでなく、直流出力電圧の変動に伴う交流側の無効電力変動が、電力系統の擾乱を招く恐れがある。

このため、筆者らは、入力電力の力率 1 を実現する制御と交流側入力電流波形の制御が容易な電流形 PWM (Pulse Width Modulation: パルス幅変調) コンバータが将来の核融合装置用電源として有望であると考え、スイッチング素子として IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) を使用した 100kW 級の電流形 PWM コンバータを試作し、次世代核融合装置用電源に適用するための予備的検討を行った。すなわち、入力電力の力率 1 制御と、高速な直流出力電流制御を同時に行った場合に発生する交流側入力電流の過渡振動抑制について異なる種類の制御法を比較検討したので、その結果を報告する。

Development of a Current-type PWM Converter with High Power Factor - I

Yushi MIURA, Makoto MATSUKAWA, Kengo MIYACHI and Toyoaki KIMURA

Department of Fusion Facility  
Naka Fusion Research Establishment  
Japan Atomic Energy Research Institute  
Naka-machi, Naka-gun, Ibaraki-ken

(Received January 5, 1998)

A power supply system for superconducting poloidal field coils of a next generation tokamak-type fusion device can be operated on the relatively low voltage for the duration of discharge except the plasma initiation. In the case of the conventional phase-controlled thyristor converters are adopted in such a system, the input power factor would be low in average, and a reactive power fluctuation caused by the change of DC output voltage may produce serious effects on the commercial transmission line.

From the above viewpoint, a current-type PWM (Pulse Width Modulation) converter, which can work with the power factor of unity for the input power, is regarded as one of the promising candidates of the converters for the power supplies of next generation fusion devices. Hence, a 100kW-class current-type PWM converter has been developed by using IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) as switching devices. In this development, the basic performance has been preliminary investigated whether this converter is applicable to the power supply for the next generation fusion device. In addition, two different PWM control methods were examined whether these methods can realize a unit power factor and suppress the transient oscillation of converter input current at the same time in case that the reference of DC output current is changed rapidly.

Keywords: Power Supply, PWM Converter, Current-type Converter, IGBT, High Power Factor, Fusion Device, Superconducting Poloidal Field Coil

## 目 次

1. はじめに .....	1
2. 高力率電流形 PWMコンバータ .....	2
2.1 主回路と制御回路の基本構成 .....	2
2.2 直流電流制御 .....	3
2.3 電流形コンバータの交流側フィルタに起因する問題 .....	4
2.4 交流電流制御 .....	5
3. 三角波搬送波による PWM制御 .....	7
3.1 三角波搬送波による PWM制御 .....	7
3.2 三角波搬送波による PWM制御を適用したコンバータの試験結果 .....	9
3.3 三角波搬送波による PWM制御パターン発生法の問題点 .....	10
4. のこぎり波搬送波による PWM制御 .....	13
4.1 のこぎり波搬送波による PWM制御 .....	13
4.2 フィルタコンデンサ電圧 .....	17
4.3 のこぎり波搬送波による PWM制御を適用したコンバータの試験結果 .....	21
4.3.1 静特性試験 .....	21
4.3.2 動特性試験 .....	25
4.4 有効電力が小さい運転領域における波形ひずみ .....	31
5. 結 言 .....	33
謝 辞 .....	34
参考文献 .....	34
付 錄 三角波搬送波による PWMパターン発生法 .....	35

## Contents

1. Introduction.....	1
2. High Power-factor Current-type PWM Converter .....	2
2.1 Configuration of Main and Control Circuits.....	2
2.2 DC Current Control.....	3
2.3 Problems caused by AC filter.....	4
2.4 AC Current Control .....	5
3. PWM Control Using Triangular Carrier Wave.....	7
3.1 PWM Control Using Triangular Carrier Wave.....	7
3.2 Test Result of Converter where PWM Control Using Triangular Carrier Wave Is Applied.....	9
3.3 Problems of PWM Pattern Generation Method Using Triangular Carrier Wave .....	10
4. PWM Control Using Sawtooth Carrier Wave .....	13
4.1 PWM Control Using Sawtooth Carrier Wave .....	13
4.2 Filter Condenser Voltage.....	17
4.3 Test Result of Converter where PWM Control Using Sawtooth Carrier Wave Is Applied.....	21
4.3.1 Static Characteristic Test .....	21
4.3.2 Dynamic Characteristic Test .....	25
4.4 Waveform Distortion in Low Active Power Region .....	31
5. Conclusion .....	33
Acknowledgements .....	34
References.....	34
Appendix PWM Pattern Generation Method Using Triangular Carrier Wave.....	35

## 1. はじめに

トカマク型核融合装置である臨界プラズマ試験装置 JT-60 の電源は、トロイダル磁場コイル電源、ポロイダル磁場コイル電源及びプラズマ加熱装置電源から構成され、交流から直流への電力変換にはサイリスタなどの半導体素子を用いた電力変換器を使用している。特に、ポロイダル磁場コイル電源のサイリスタ変換器は、総容量 1 GVA にも達する極めて大容量の電源である。しかも、本電源は、プラズマの励起、維持および制御用に使用されることから、高速かつ高精度の制御性が必要とされる。

一方、国際熱核融合実験炉 ITER(International Thermonuclear Experimental Reactor) を始めとする次世代の核融合装置では、コイルが超伝導化されるため、ポロイダル磁場コイル電源が高電圧を必要とするのは主にプラズマ着火時のみであり、他は比較的低電圧で運転されることになる。このため、本電源に他励サイリスタ変換器を適用した場合には、低電圧運転時の交流側無効電力を無視できず、静止型無効電力補償装置や同期調相機といった何らかの進相設備を必要とする。また、直流出力電圧の急変に伴う無効電力の変動は、接続されている電力系統に擾乱を招く恐れがある。

こうした背景から、入力電力の力率を 1 とすることができる、しかも高速な直流出力電圧制御が可能な PWM (Pulse Width Modulation: パルス幅変調) 制御方式の電流形コンバータが、将来の核融合装置の電源として有望と考えられる。この PWM コンバータは、GTO (Gate Turn Off Thyristor)、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) といった自己消弧型のスイッチング素子を交流電源の半サイクル内に多数回オンオフさせることにより、入力電力の力率を 1 に制御し、しかも交流側の低次高調波成分を可能な限り減少しようとするものである。

電流形 PWM コンバータを将来の核融合装置電源へ適用するため、IGBT を用いた 100kW 級のコンバータを試作し、その性能評価を行った。初期結果として、入力電力の力率を 1 にする制御は実現できたが、スイッチング周波数が低い運転領域における、交流側入力電流波形のひずみや直流出力電圧指令値が急変した場合の過渡特性の改善等の技術課題が摘出された。そこで、PWM 制御法の見直しを行い、制御回路の設計・改造を実施し、これらの課題解決を図った。

本報告では、まず、2 章で試作した PWM コンバータとその制御回路の基本構成について述べる。次に、3 章で試作したコンバータに適用した PWM 制御法とその試験結果を述べる。4 章では改造を行った制御回路と、それに適用した PWM 制御法、およびその試験結果について述べる。5 章では、これまでの開発によって得られた知見をまとめ、今後の課題について展望する。

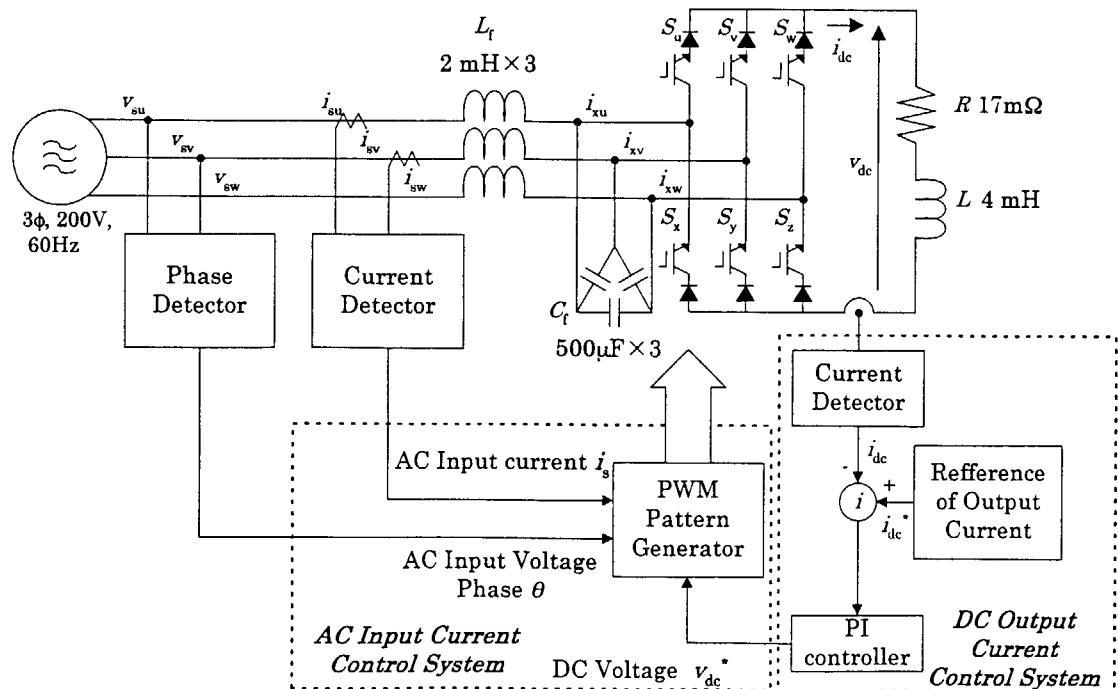
## 2. 高力率電流形 PWM コンバータ

本章においては、まず試作した PWM コンバータ回路の主回路の構成と、その直流出力電流の制御法について述べる。そして、電流形コンバータの交流側フィルタに起因する問題、すなわち交流入力電流の過渡振動およびコンデンサの過電圧について言及し、この過渡振動を抑制する交流入力電流の制御法について述べる。

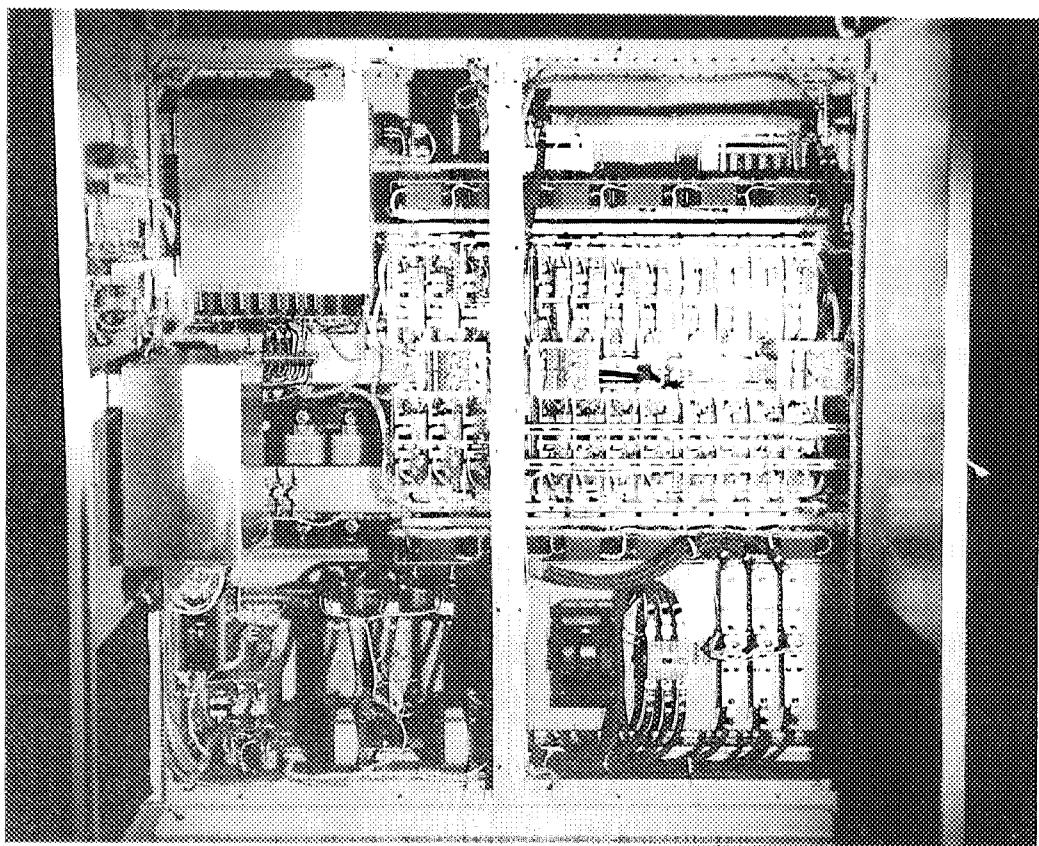
### 2.1 主回路と制御回路の基本構成

第 2.1.1 図に試作した装置の主回路と制御系の基本構成を示す。また、その装置の外観を第 2.1.2 図に示す。主回路はスイッチング素子として IGBT を用いた三相ブリッジ回路と、PWM 制御に起因する高周波低減のための AC フィルタから構成される。主回路の IGBT モジュール(三菱電機社製 CM600HA-24、電圧 1200V、最大通電電流 600A)は、各アームごとに 4 並列接続した。また、IGBT は逆電圧に対する阻止能力が無いため、保護用の高速ダイオード(三菱電機社製 FRS400BA60)を IGBT モジュールに対し直列に挿入した。一方、交流側の AC フィルタは、各相 4mH のリアクトルと△型に結線された 500 $\mu$ F のコンデンサによって構成した。また、直流側にはインダクタンス 4mH、抵抗 17m $\Omega$ のリアクトルを接続し、負荷とした。

制御系は、直流出力電流制御系と交流入力電流制御系の 2 つに大別される。以下の節に



第 2.1.1 図 電流形三相 PWM コンバータ



第 2.1.2 図 電流形三相 PWM コンバータの外観

それぞれの制御系について述べる。

## 2.2 直流電流制御

本節では直流出力電流制御について述べる。

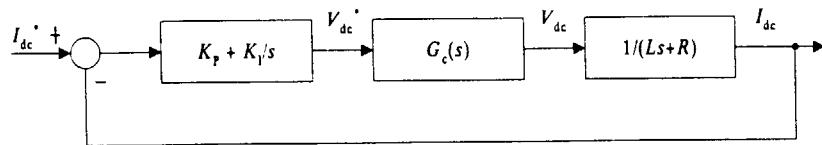
コンバータ直流側についての回路方程式は以下のように表わされる。

$$v_{dc} = L \frac{di_{dc}}{dt} + Ri_{dc} \quad (2.2.1)$$

ここで、 $v_{dc}$  は直流出力電圧、 $i_{dc}$  は直流出力電流であり、 $L$ 、 $R$  は負荷のインダクタンス、抵抗をそれぞれ表わしている。いま直流出力電流の指令値を  $i_{dc}^*$  とすると、PI 制御によるフィードバック制御系を構成した場合、コンバータの出力すべき直流電圧  $v_{dc}^*$  は次式で与えられる。

$$V_{dc}^*(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \{ I_{dc}^*(s) - I_{dc}(s) \} \quad (2.2.2)$$

ここで、 $K_p$ 、 $K_i$  は PI 制御における比例ゲイン、および積分ゲインである。また、 $V_{dc}^*(s)$ 、 $I_{dc}(s)$ 、 $I_{dc}^*(s)$  の大文字表記はラプラス変換後の値であることを示している。第 2.2.1 図に直流電流制御のブロック図を示す。図中の  $G_c(s)$  は PWM コンバータの伝達関数である。



第 2.2.1 図 直流電流制御のブロック図

核融合装置のコイルの時定数 ( $\tau=L/R$ ) は、通常 PWM コンバータの制御速度に比べて十分に大きいので  $G_c(s)=1$  とみなすことができ、直流出力電流の指令値追従特性は次式で表わせる。

$$\frac{I_{dc}(s)}{I_{dc}^*(s)} = \frac{K_p s + K_i}{L s^2 + (K_p + R)s + K_i} \quad (2.2.3)$$

上式を 2 次標準形に対応させ、系の減衰係数を  $\zeta$ 、固有振動数を  $\omega_n$  とすれば、ゲインはそれぞれ、

$$\begin{aligned} K_p &= 2\zeta\omega_n L - R \\ K_i &= \omega_n^2 L \end{aligned} \quad (2.2.4)$$

で与えられる。

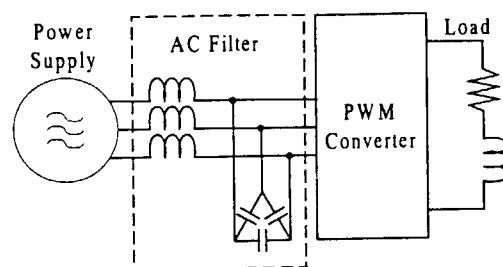
以上のように、高速に直流電流を制御するためには、 $G_c(s)=1$  とみなせるように PWM パターンを発生させることが重要となる。

### 2.3 電流形コンバータの交流側フィルタに起因する問題

本節では、電流形コンバータに接続された交流側フィルタの共振に起因する波形ひずみ、過渡振動の問題について述べる。

コンバータは容量性の負荷を駆動する電圧形と、誘導性の負荷を駆動する電流形に大別される。したがって、トカマク型核融合装置に適用するコンバータは、電流形が適していると言える。

一般に電流形 PWM コンバータにおいては、交流側インダクタンスによる転流時のスパイク電圧防止や、PWM 制御に起因する高調波成分の系統側への流出防止のために、第 2.3.1 図に示すようにコンデンサとリアクトルで構成された AC フィルタを設置する。しかしながら、この AC フィルタの共振に起因する交流側入力電流の波形の定常ひずみや、直流出力電流指令値急変時の過渡振動が新たな問題となる。このうち、交流側入力電流の定常的な波形ひずみについては通常、PWM コンバータのスイッチング周波数を高くすることによって低減するという対策が取られている。しかし、核融合装置用の大容量電源においては、そのスイッチング周波数は素子のターンオン、ターンオフ時間、あるいはスイッチング損失によって制



第 2.3.1 図 AC フィルタ

限され、あまり高く設定することができない。従って、AC フィルタの容量を大きくするか、若干のひずみを受容する必要がある。しかし、これらの対策も直流出力電流指令値急変時の交流側入力電流の過渡振動抑制にはほとんど効果がない。また、直流出力電流指令値急変時にフィルタコンデンサに発生する高電圧は、主回路の素子に逆阻止電圧として印加されるため、素子の耐圧を越えないように抑制されなければならない。

そこで、フィルタの状態量をフィードバック制御に取り込むことにより、入力電流波形の定常ひずみだけでなく、直流出力電流指令値急変時のフィルタ部の電流と電圧の過渡振動を抑制する PWM 制御方法がいくつか提案されている<sup>1,2,3)</sup>。これらの提案された PWM 制御の中から有望と考えられる 2 つの異なる手法を、上述した電流形 PWM コンバータに適用し、その性能評価を行った。

次節では、これらの PWM 制御の、AC フィルタの共振に起因する交流側入力電流の過渡振動の抑制を目的とした交流電流制御について述べる。

## 2.4 交流電流制御

コンバータを理想的な電流源であると考えれば、電源と AC フィルターコンバータの交流側単相等価回路は第 2.4.1 図で表わすことができる。したがって、回路方程式は以下のようになる。

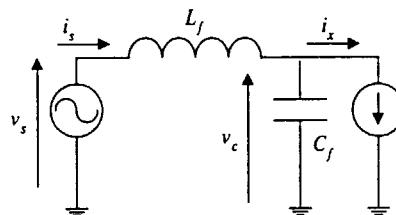
$$\begin{aligned} v_c &= \frac{1}{C_f} \int (i_s - i_x) dt \\ v_s &= L_f \frac{di_s}{dt} + v_c \end{aligned} \quad (2.4.1)$$

上式より第 2.4.2 図の交流側ブロック線図が導かれ、コンバータ入力電流  $i_x$  から電源電流  $i_s$  までの伝達関数は以下のようになる。

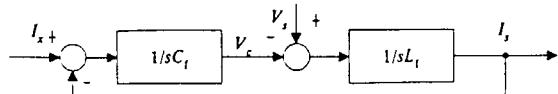
$$\frac{I_s(s)}{I_x(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (2.4.2)$$

上式の特性根は純虚数となるため、電源電流  $i_s$  には振動が生じ、電流波形が歪む原因となることがわかる。

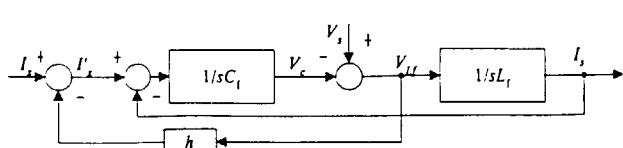
そこで、第 2.4.3 図の交流電流制御ブロック図のように、フィルタリアクトル  $L_f$  の端子電圧  $v_{Lf}$  のフィードバック系を構成し、 $i_s$  の振動を抑制する。フィードバックゲインを  $h$  とすれば、第 2.4.3 図の伝達関数は以



第 2.4.1 図 交流側単相等価回路



第 2.4.2 図 交流側ブロック線図



第 2.4.3 図 交流電流制御ブロック図

下のようになる。

$$\frac{I_s(s)}{I_x(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + hs + 1} \quad (2.4.3)$$

上式の特性根  $s_1, s_2$  は、

$$s_1, s_2 = \frac{-h \pm \sqrt{h^2 - 4L_f C_f}}{2L_f C_f} \quad (2.4.4)$$

となり、 $h$  を適切に与えることによって、 $i_s$  の振動を抑制できることがわかる。

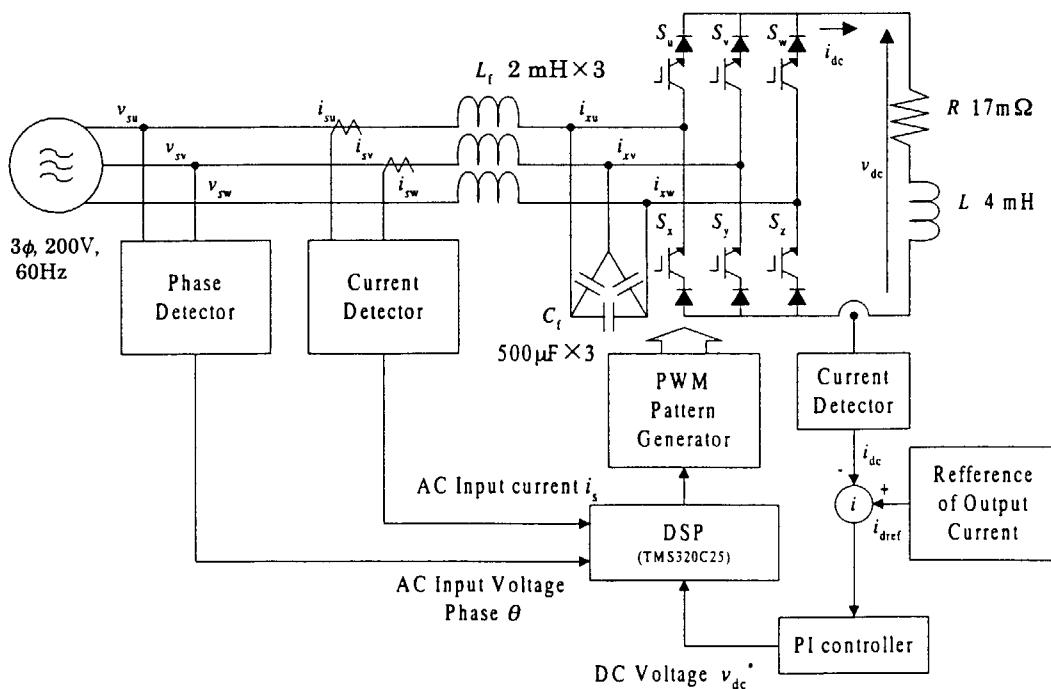
### 3. 三角波搬送波による PWM 制御

本章においては、試作した PWM コンバータに採用した制御回路の構成とその制御方法、並びに、本制御法を適用したコンバータの試験結果について述べる。

#### 3.1 三角波搬送波による PWM 制御

試作した装置の構成を第 3.1.1 図に示す。制御回路は DSP(Digital Signal Processor: Texas Instruments 社製 DSP-TMS320C25, 32bit, 命令実行サイクル 100ns)と PWM パターン発生器に大別される。また、PWM パターン発生器は三角波比較回路と論理演算回路によって構成されている。以下、各回路の機能に従って PWM パターンの発生方法<sup>1)</sup>について述べる。

本方法による PWM パターンの発生は、第 3.1.2 図に示す手順で行われる。まず、2.2 節に述べたように導出された直流出力電圧指令値  $v_{dc}^*$  より、 $p\text{-}q$  座標上で、力率 1 を実現するために無効電流指令値  $i_q^*$  を零として有効電流指令値  $i_p^*$  を決定する。これを 3 相座標系に逆変換し、コンバータの交流側に流すべき電流  $i_{xu}^*$ ,  $i_{xv}^*$ ,  $i_{xw}^*$  を決定する。次にこの電流指令値  $i_{xu}^*$ ,  $i_{xv}^*$ ,  $i_{xw}^*$  から、1 サンプル周期  $T$  内における各相の通電時間、すなわち各相のパルス幅  $T_u$ ,  $T_v$ ,  $T_w$  を計算し、これらの値から搬送波と比較するための値  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  を計算する。ここまで計算は DSP によって行われる。次に、三角波比較回路において比較値  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  と三角波搬送波を比較し、素子のオン・オフのタイミングを決定する信号  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  を計

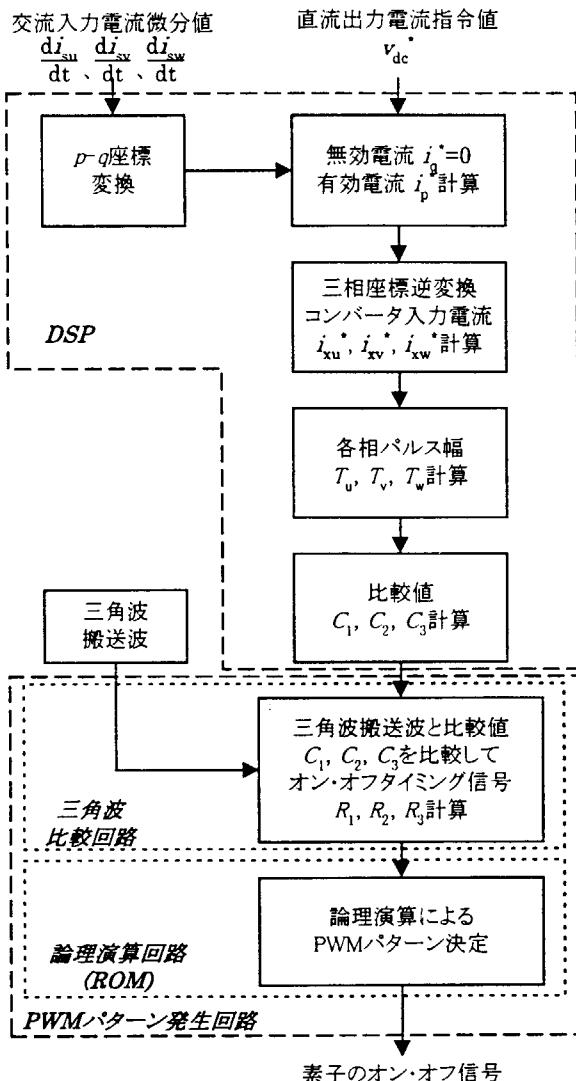


第 3.1.1 図 高力率コンバータの構成

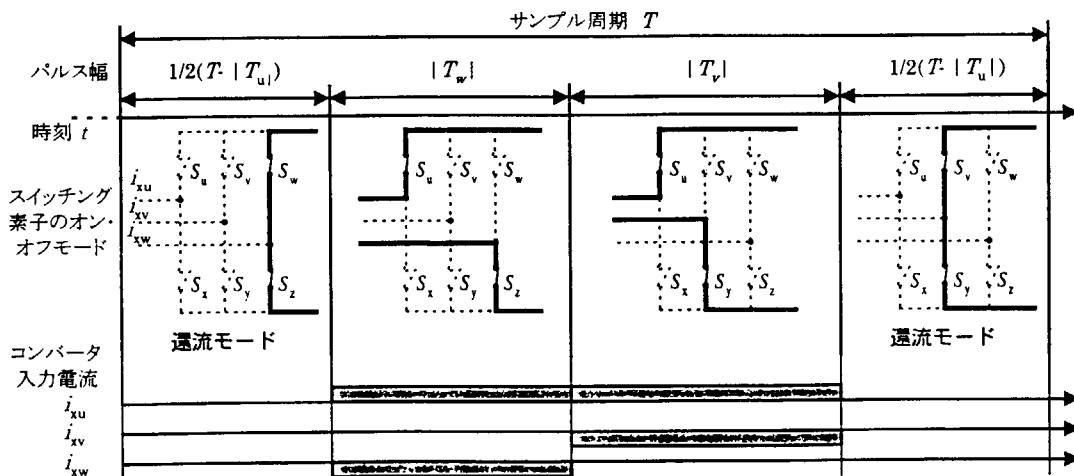
算する。最終的に、ROM(東芝社製TMM2464AF)によって実現された論理演算回路によって、これらのオン・オフタイミング信号の値  $R_1, R_2, R_3$  の論理演算を行い、その結果に従って素子をオン・オフしている。

また、2.4 節で述べたように、本装置の交流電流制御系では、交流側 AC フィルタの共振に起因する過渡振動を抑制するため、AC フィルタの状態量をフィードバックしている。ただし、本制御では、フィルタリアクトル電圧の代わりに、検出した電源電流値  $i_s$  を微分した値を  $p-q$  座標上に変換し、無効電流指令値  $i_q^*$  と有効電流指令値  $i_p^*$  に加えて、フィードバック制御を行うものとした。

本 PWM パルスパターン発生法は、1 サンプル周期内に、アームの上下のスイッチング素子が短絡し、負荷電流が還流してコンバータ入力電流  $i_x$  が零となるパターン(還流モード)を含む、4 種類のオン・オフパターンを実現する。1 サンプル周期内の素子のオン・



第 3.1.2 図 PWM パターン計算の流れ



第 3.1.3 図 サンプル周期内の PWM パターン

オフパターンの例を第 3.1.3 図に示す。計算された各相のパルス幅  $T_u$ ,  $T_v$ ,  $T_w$  に従って素子のオン・オフパターンが切り替えられ、それに従ってコンバータ入力電流  $i_{xu}$ ,  $i_{xv}$ ,  $i_{xw}$  が流れる。図に示すように、還流モードは 1 サンプル周期の前後に配置されるが、上下のスイッチング素子を短絡するアームは、次のサンプル周期のオン・オフパターンに関連して、素子のスイッチング回数が少なくなるように選択されている。

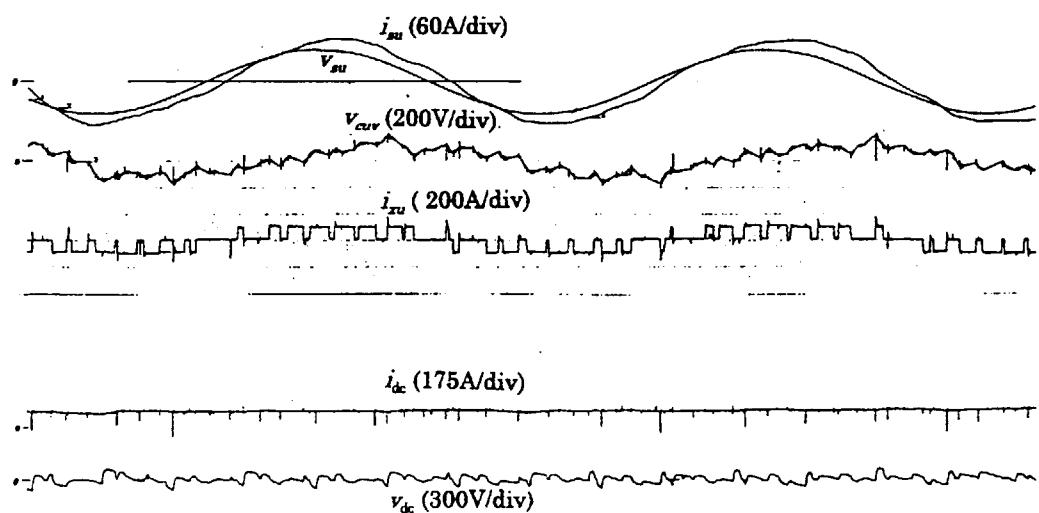
なお、本 PWM パターン発生法の詳細は、付録として巻末に示した。

### 3.2 三角波搬送波による PWM 制御を適用したコンバータの試験結果

前節に述べた PWM 制御法を適用したコンバータの試験結果について述べる。

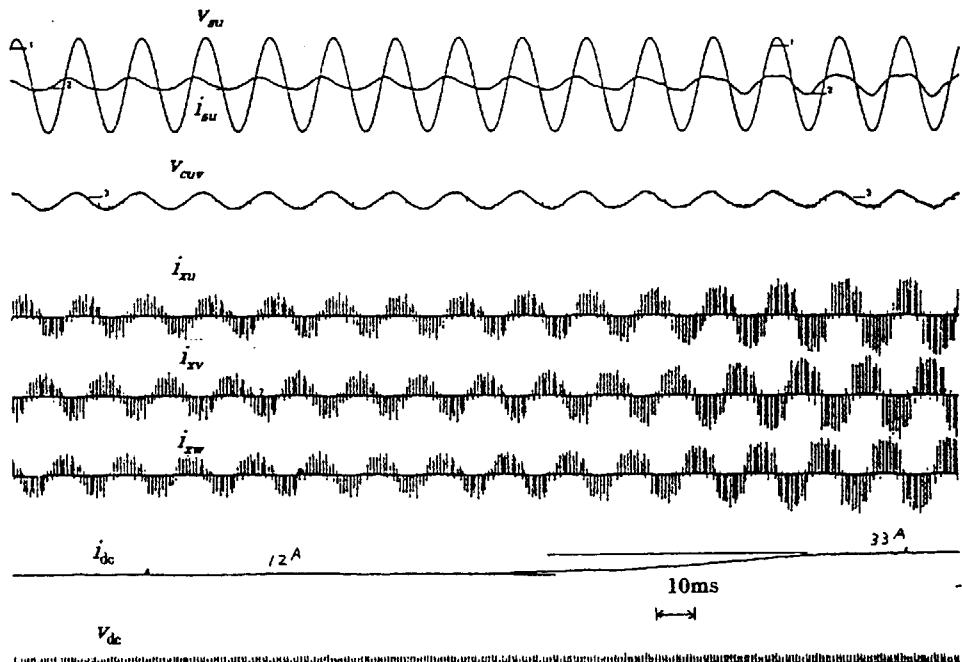
まず、交流電流制御系のフィードバック制御をオフし、開ループで実施した静特性試験の結果を第 3.2.1 図に示す。本ケースの条件は、キャリア周波数 555Hz(サンプル周期  $T$  1.8ms)、電源電圧  $v_s$  21.5V、直流出力電流  $i_{dc}$  100A、通流率  $D$  100% に設定した。ここでいう通流率とは、1 サンプル周期  $T$  内の還流モード期間を  $T_{wh}$  とすれば、 $D = (T - T_{wh})/T$  で定義される量である。本試験結果では、無効電流のフィードバック制御を行っていないため、電源入力電圧  $v_s$  と入力電流  $i_s$  の位相がずれ、力率 1 は実現されていない。

次に、無効電流のフィードバック制御をオンにし、直流出力電流のステップ応答を試験した結果を第 3.2.2 図に示す。電源電圧  $v_s$  は 200V とし、直流出力電流目標値  $i_{dref}$  を 10A から 20A に変化させている。この試験では、回路動作は不安定となって、各素子がすべてオンし、直流出力電流  $i_{dc}$  は 33A までオーバーシュートしてしまった。結局、コンバータはすべての閉ループ試験において安定な動作を実現できなかった。この原因是、使用した制御回路の動作が不安定であったためであった。



第 3.2.1 図 開ループ静特性試験

(キャリア周波数 555Hz、電源電圧  $v_s$  21.5V、直流出力電流  $i_{dref}$  100A、通流率  $D$  100%)



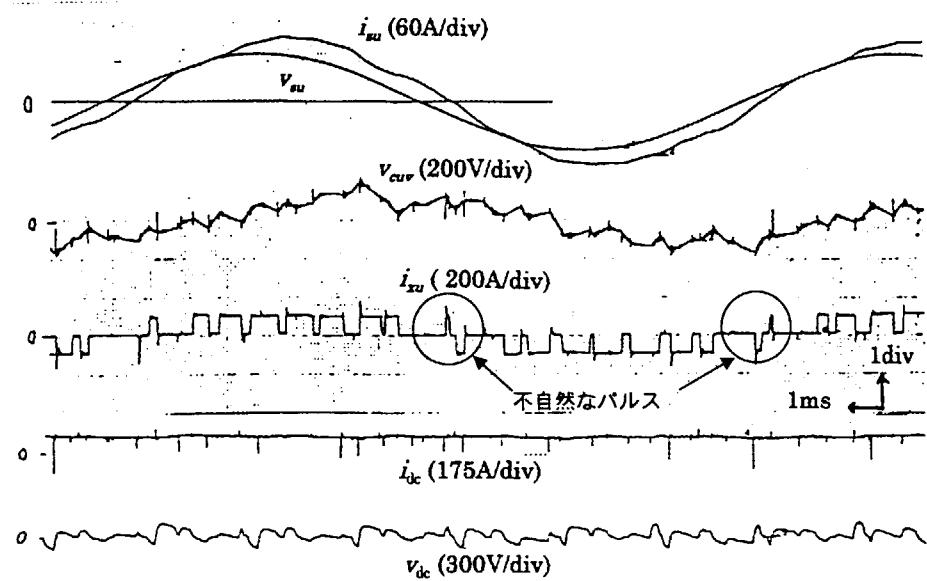
第 3.2.2 図 閉ループ動特性試験  
(キャリア周波数 555Hz 電源電圧  $v_s$  200V、直流出力電流指令値  $i_{dref}$  10→20A)

### 3.3 三角波搬送波による PWM パターン発生法の問題点

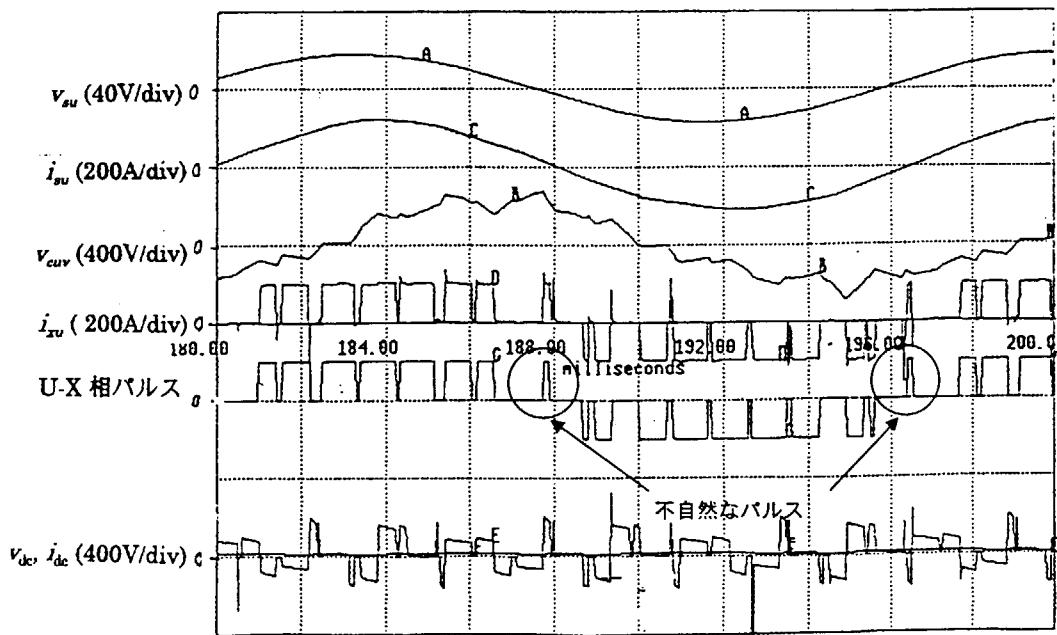
静特性試験結果を第 3.3.1 図に示す。前述した PWM 制御法によって発生された PWM パターンは、同図に示すように電源電流  $i_{su}$  が零を横切る付近で不自然なパルスを生じており、これが交流側入力電流の波形が歪む原因の一つになっていると考えられる。第 3.3.2 図に示す回路シミュレーションプログラム EMTP(Mode 39)を用いた本装置のシミュレーション結果においても、試験結果と同様な電源電流零点付近における不自然なパルスの発生を確認できた。すなわち、この不自然なパルスの発生は、本制御法の PWM パターン発生方法そのものに起因するものと考えることができる。

これらの不自然なパルスが発生する原因として、次の理由が考えられる。本 PWM パターン発生法は三角波搬送波を用いて、素子のスイッチング回数が少なくなるように、コンバータ入力電流  $i_{xu}^*$ ,  $i_{xy}^*$ ,  $i_{xw}^*$  を流す期間を、還流モードを含め決定している。しかし、この方法では、第 3.3.3 図に示すように、 $u$  相電源電圧  $v_u$  が零点近傍にあるとき、すなわち電源側に流れるべき入力電流が零点を横切る付近では、 $u$  相コンバータ入力電流  $i_{xu}$  は三角波の両端に離れて配置され、それらの時間間隔  $\Delta T$  はサンプル周期  $T$  よりも大きくなりうる。この結果、電流零点付近のパルスは不自然となり、電流波形が乱れる原因になるものと考えられる。

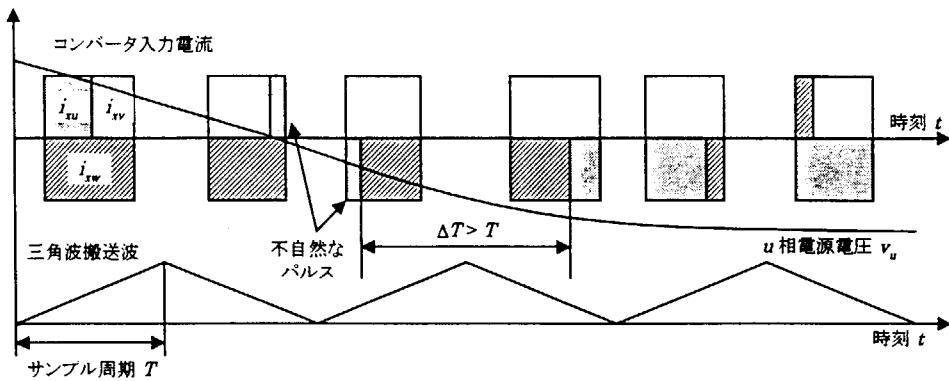
また、波形ひずみが顕著となる原因としては、以下のことが考えられる。本来、本 PWM



第 3.3.1 図 三角波搬送波による PWM 制御を適用したコンバータの静特性試験結果  
(直流出力電流  $i_{dc}=100A$ )



第 3.3.2 図 三角波搬送波による PWM 制御を適用したコンバータの EMTP によるシミュレーション結果  
(直流出力電流  $i_{dc}=100A$ )



第 3.3.3 図 入力電流零点付近のコンバータ入力電流波形の概念図

パターン発生法はスイッチング周波数の高い領域での使用を前提としており、素子のスイッチング周波数が高い運転領域では、電源電流零点付近の不自然なパルスの電流波形に対する影響は少なくて済む。しかし、本装置のようにスイッチング周波数が比較的低い運転領域では、電源電圧 1 周期あたりのパルスの発生回数が少なくなるため、不自然なパルスの影響が相対的に大きくなり、交流側入力電流波形が歪んできたものと考察される。

以上の考察より、本章で述べた PWM 制御は、素子のスイッチング周波数が低い運転領域が想定される大容量のコンバータへの適用には、不適切であることが明らかになった。

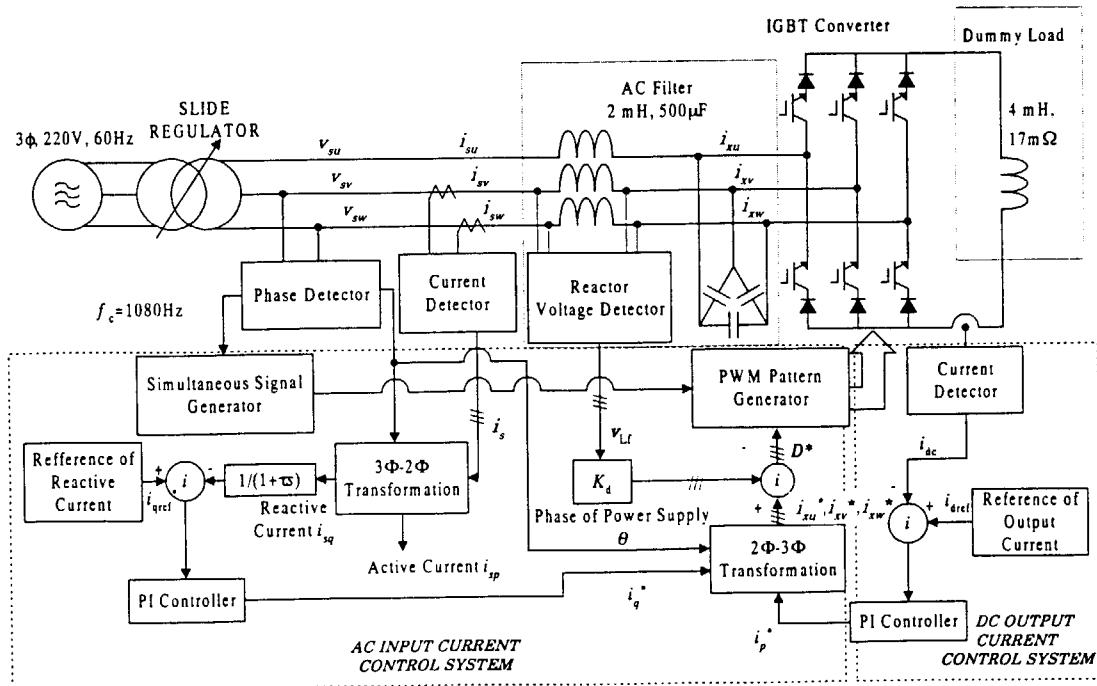
## 4. のこぎり波搬送波による PWM 制御

前章に述べたように、三角波搬送波による PWM 制御法は、低スイッチング周波数領域において波形のひずみが大きくなることが、試験とシミュレーションによって明らかになった。そこで、新たにのこぎり波搬送波を用いた PWM 制御法を適用した制御回路を設計し、これに基づき PWM コンバータの制御部を改造した。本章では、この新たに適用した PWM 制御法とコンバータの試験結果について述べる。

### 4.1 のこぎり波搬送波による PWM 制御

第 4.1.1 図に制御回路の基本構成を示す。当初試作した装置では DSP によって制御演算を行っていたが、改造後のコンバータでは、その制御系はアナログ回路によって構成した。本制御系は図示したように直流電流制御系と交流電流制御系に大別されるが、交流電流制御系においては、2.3 節に述べたフィルタの共振による過渡振動を抑制するために、フィルタリアクトルの端子電圧を直接フィードバックしている。また、電源電流の無効電流成分をフィードバック制御することによって、力率 1 制御を行っている。

交流電流制御系では、 $p-q$  座標系でフィードバック制御を行う。まず、検出した電源電流  $[i_{su}, i_{sv}, i_{sw}]^T$  を、式(4.1.1)に定める変換行列  $C$  によって三相座標系から  $p-q$  座標系の電流  $[i_{sp}, i_{sq}]^T$  に変換する。



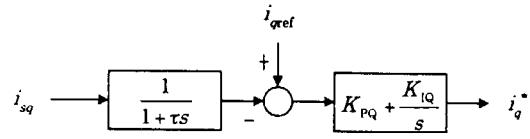
第 4.1.1 図 PWM コンバータの制御回路基本構成

$$\begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sq}^* \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (4.1.1)$$

ここで得られた無効電流成分  $i_{sq}$  について、

第 4.1.2 図の無効電流制御ブロック図に示すように、時定数  $\tau$  の一次遅れのフィルタを通して PI 制御を行い、無効電流指令値  $i_q^*$  を得る。同図より、

$$i_q^* = \left( \frac{i_{sq}}{1 + \tau s} - i_{qref} \right) \left( K_{PQ} + \frac{K_{IQ}}{s} \right) \quad (4.1.2)$$



第 4.1.2 図 無効電流制御ブロック図

となる。ここで、 $K_{PQ}$ 、 $K_{IQ}$  はそれぞれ、PI 制御の比例ゲイン、積分ゲインである。また、電源から流入する無効電流の目標値  $i_{qref}$  は、通常、入力基本波力率を 1 に制御するために  $i_{qref}=0$  としているが、任意の値を与えることもできる。

一方、直流電流制御系では、直流出力電流  $i_{dc}$  のフィードバック制御を行って、有効電流指令値  $i_p^*$  を求めている。第 4.1.3 図に直流出力電流制御ブロック図を示す。つまり  $i_p^*$  は、

$$i_p^* = \left( K_{PP} + \frac{K_{IP}}{s} \right) (i_{dc} - i_{dref}) \quad (4.1.3)$$

となる。ここで、 $K_{PP}$ 、 $K_{IP}$  はそれぞれ、PI 制御の比例ゲイン、積分ゲインであり、 $i_{dref}$  は直流出力電流  $i_{dc}$  の目標値である。

以上によって得られた無効電流指令値  $i_q^*$  と有効電流指令値  $i_p^*$  を三相座標系に逆変換して、コンバータ入力電流指令値  $[i_{xu}^*, i_{xv}^*, i_{xw}^*]^T$  を求める。

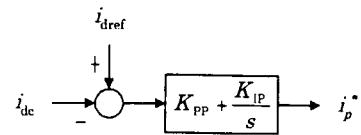
$$\begin{bmatrix} i_{xu}^* \\ i_{xv}^* \\ i_{xw}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (4.1.4)$$

これらに、フィルタリクトルの両端電圧  $[v_{Lfu}, v_{Lfv}, v_{Lfw}]^T$  を  $K_d$  倍したものを加える。すなわち、

$$\begin{bmatrix} d_u^* \\ d_v^* \\ d_w^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{xu}^* \\ i_{xv}^* \\ i_{xw}^* \end{bmatrix} + K_d \begin{bmatrix} v_{Lfu} \\ v_{Lfv} \\ v_{Lfw} \end{bmatrix} \quad (4.1.5)$$

を通流率指令値  $D^* = [d_u^*, d_v^*, d_w^*]^T$  と定義する。以下、この指令値に基づく PWM パターンの発生方法<sup>2)</sup>について説明する。

第 4.1.4 図に PWM パターン発生法を示す。同図の上半分は通流率指令値  $D^*$  の各相の成分  $d_u^*$ 、 $d_v^*$ 、 $d_w^*$  と、のこぎり波のキャリア信号との関係を示している。また、下半分は



第 4.1.3 図 直流出力電流制御ブロック図

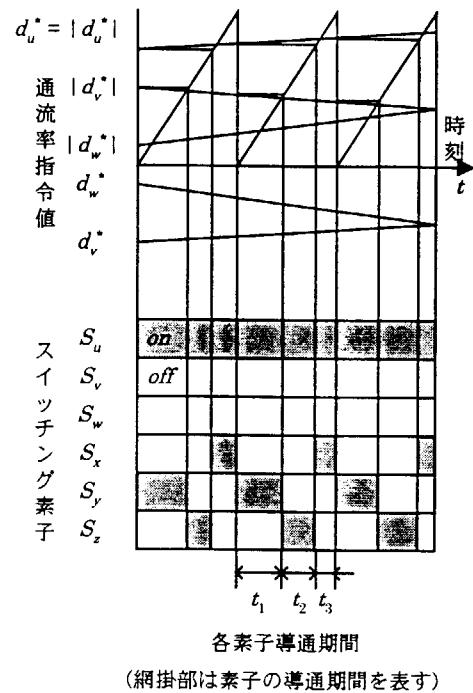
主回路素子  $S_u, S_v, \dots, S_z$  に与えられる導通信号を示しており、網掛け部分は導通信号が与えられている期間を示している。PWM パターンの発生は指令値  $D^*$  の各相の成分の絶対値とのこぎり波キャリア信号の大小比較によって決定される。第 4.1.4 図に示した場合では、 $u$  相指令値の絶対値  $|d_u^*|$  が、他相の指令値の絶対値より大きく、その極性は正である。この場合、ブリッジ回路の上側のアームでは  $u$  相の素子  $S_u$  に、この 1 キャリア周期全体にわたって導通信号が与えられる。一方、下側のアームでは、 $|d_u^*|$  がキャリア信号よりも大きい期間は  $v$  相の素子  $S_v$  に導通信号が与えられ、続いて  $|d_u^*|$  がキャリア信号よりも大きい期間、 $w$  相の素子  $S_w$  に導通信号が与えられる。その後、1 キャリア周期が終わるまで  $u$  相の素子  $S_x$  に導通信号が与えられ、この期間において通電電流  $i_{dc}$  は  $u$  相のアームを通って還流することになる。また、この時、交流側入力電流はすべての相で零となる。なお、以上の指令値とキャリア信号との比較によるパターン発生法では、キャリア周期内の指令値の変動には対応できないため、指令値は各キャリア周期の開始時点においてサンプルし、1 キャリア周期にわたってホールドする構成としている。

第 4.1.4 図に示したように 3 つの導通期間を  $t_1, t_2, t_3$  とすれば、PWM パターンの発生法より、以下の関係があることがわかる。

$$|d_u^*| : |d_v^*| : |d_w^*| = (t_1+t_2) : t_1 : t_2 \quad (4.1.6)$$

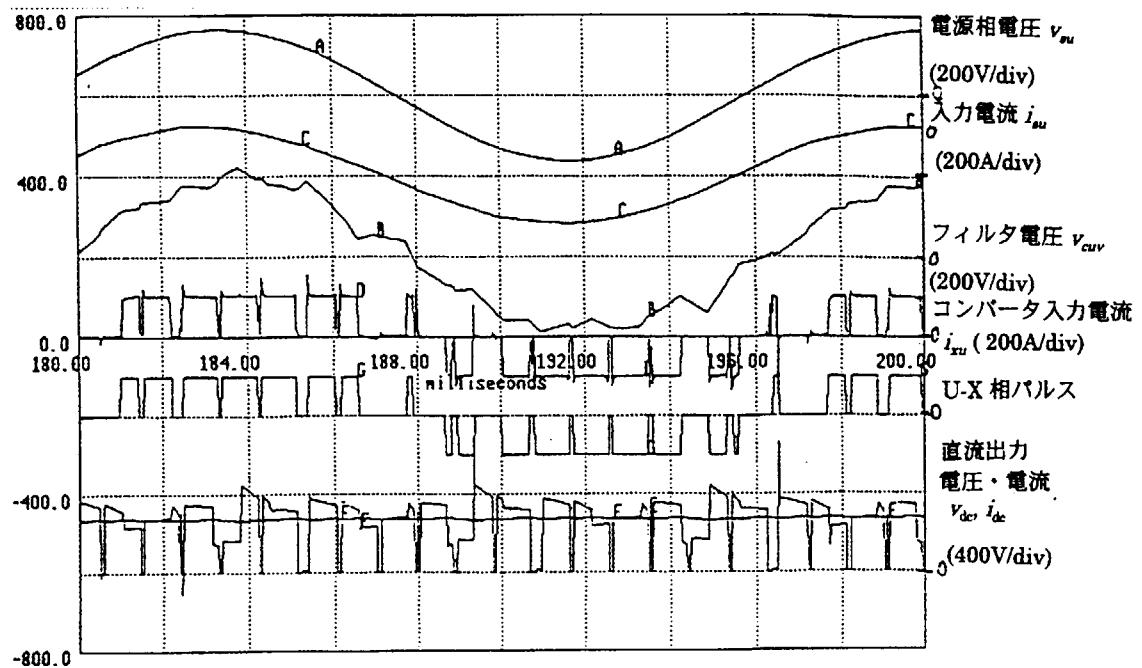
先の説明で素子  $S_z$  に与えられる導通信号は、 $d_w^*$  とキャリア信号の比較結果に基づかず与えられている。しかしながら、指令値  $D^*$  の 3 相分の成分の代数和が零であるという仮定をおくと、 $S_z$  への導通信号の持続時間  $t_2$  は  $d_w^*$  に比例し、各指令値と各導通期間の持続時間の関係として(4.1.6)式が得られる。

三角波搬送波による PWM パターン発生法と、のこぎり波搬送波による発生法の違いをシミュレーションにより比較した結果を第 4.1.5 図に示す。このケースでは、交流 1 サイクルでの各相の素子のスイッチング回数が同一(約 10 回)になる条件で比較を行った。前述したように、1 サンプル周期すべての期間が還流モードになることを想定していない三角波搬送波による発生法と異なり、のこぎり波搬送波による発生法では、還流モードを考慮してスイッチング回数が節約されているために、スイッチングの回数は同じであっても PWM 制御法 1 に比較して、 $u$  相電流のパルス数が多くなっている。このため、PWM パターン、フィルタコンデンサ電圧波形、出力電圧波形のいずれものこぎり波搬送波による

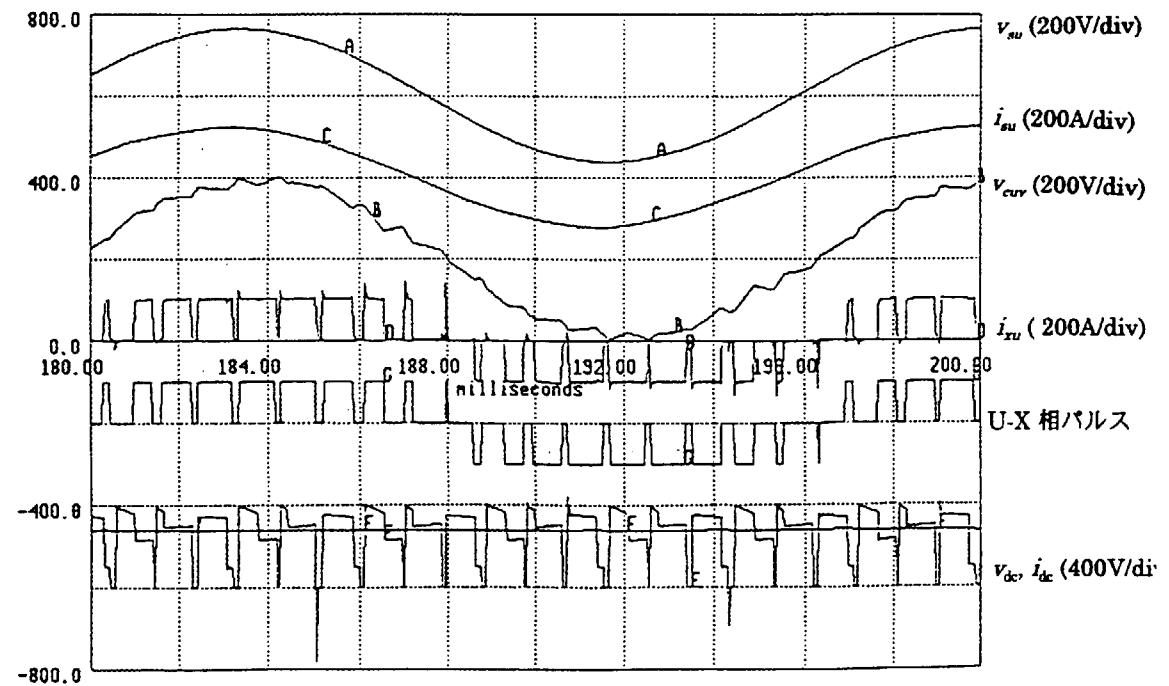


第 4.1.4 図 PWM パターン発生法

(網掛け部は素子の導通期間を表す)



(a) 三角波搬送波による PWM パターン発生法



(b) のこぎり波搬送波による PWM パターン発生法

第 4.1.5 図 PWM パターン発生法の違いによる波形の比較

PWM パターン発生法による方がより正弦波に近くなっている。

以上より、のこぎり波搬送波による PWM パターン発生法の方が三角波搬送波による PWM パターン発生法よりも、低スイッチング周波数の運転領域が想定される大容量のコンバータに適していると考えられる。

#### 4.2 フィルタコンデンサ電圧

コンバータの交流入力側には、交流側インダクタンスによる転流時のスパイク電圧防止や、PWM 制御に起因する高調波成分の電源側への流出防止のために、リアクトルとコンデンサで構成した AC フィルタを設置してある。しかし、このフィルタコンデンサ電圧は、入力電流の変化で電源電圧以上に上昇する場合がある。コンデンサ電圧は主回路のスイッチング素子に印加されるため、素子の耐電圧以下で運転しなくてはならない。そこでどのような場合にフィルタコンデンサ電圧が上昇し、その最大値がどの程度になるか検討した。

2.4 節に掲げた第 2.4.1 図の交流側等価回路について考える。入力基本波力率が 1 に制御されている場合、交流側入力電流  $i_s$  と電源電圧  $v_s$  との関係は  $i_s//v_s$  となり、その位相関係は第 4.2.1 図で示される。

コンデンサ電圧  $v_c$  の基本波成分については、式(2.4.1)より次式が成り立つ。

$$v_c = \frac{v_s + j\omega L_f i_x}{1 - \omega^2 L_f C_f} \quad (4.2.1)$$

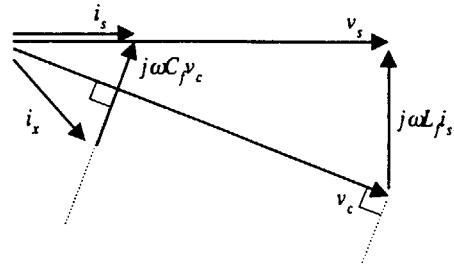
有効電流成分  $i_p$  と出力電流  $i_{dc}$  の関係は、通流率を  $D$  とすると、 $i_p = D i_{dc}$  となるから、上式は、以下のように書き換えられる。

$$|v_c| = \frac{\sqrt{v_s^2 - (\omega L_f D i_{dc})^2}}{1 - \omega^2 L_f C_f} \quad (4.2.2)$$

ここで、通流率  $D$  はサンプル周期  $T$  の期間内にコンバータ入力電流  $i_x$  が期間  $T_1$  だけ流れている場合、 $D = T_1/T$  で定義される値である。したがって、基本波定常成分の線間最大電圧  $|v_{cuvo-p}|$  は以下のようになる。

$$|v_{cuvo-p}| = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} |v_c| = \frac{\sqrt{6} \sqrt{v_s^2 - (\omega L_f D i_{dc})^2}}{1 - \omega^2 L_f C_f} \quad (4.2.3)$$

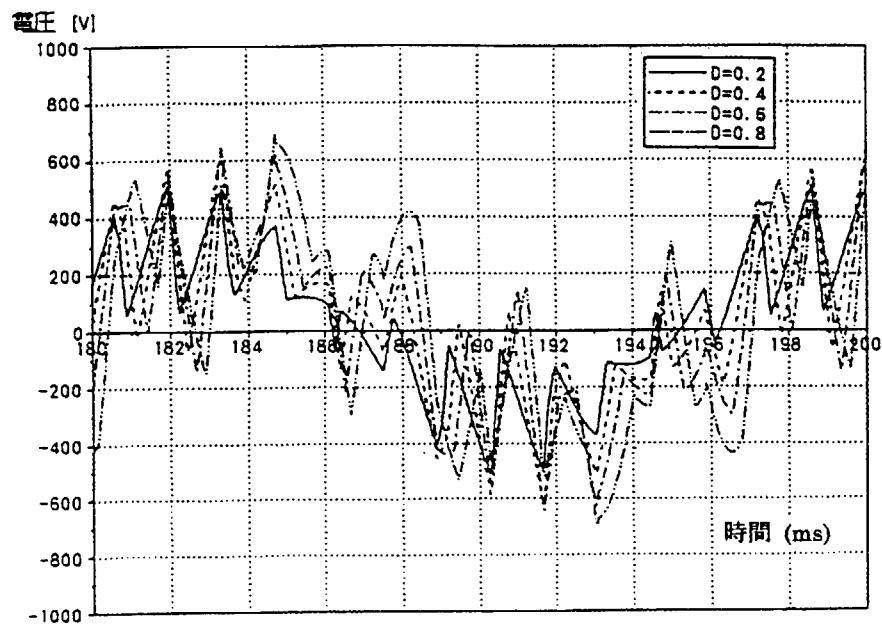
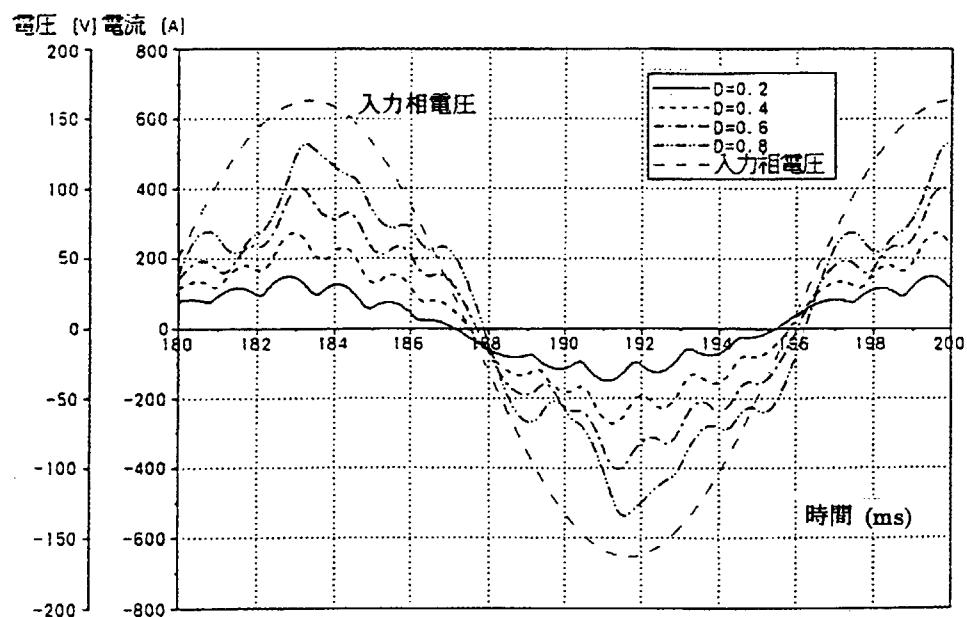
$u$  相と  $v$  相間に設置されたフィルタコンデンサ電圧  $v_{cuv}$  と入力電流波形  $i_u$  について、電源入力電圧 200V(線間実効値)、電源周波数 60Hz、直流出力電流  $i_{dc}$  500A、キャリア周波



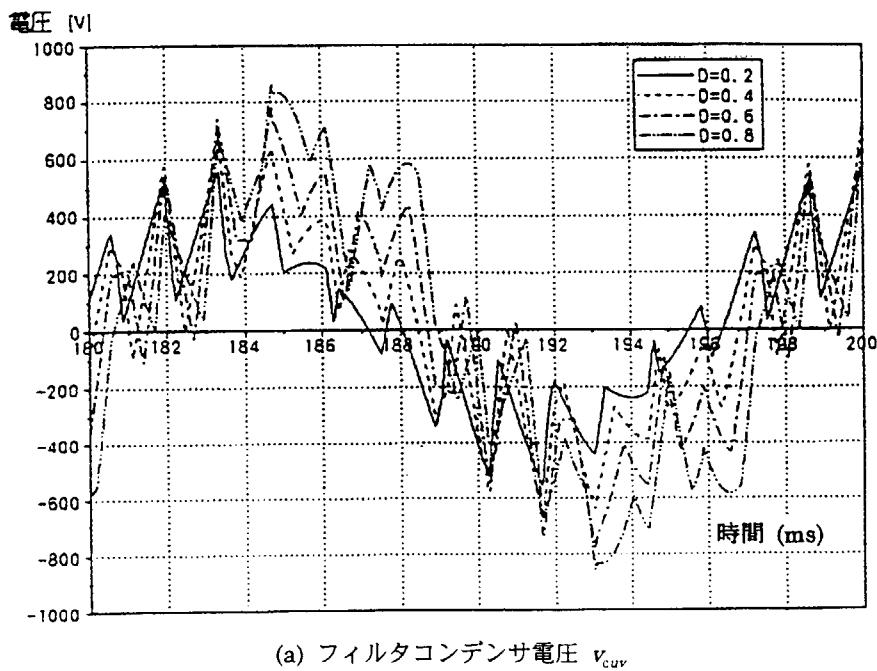
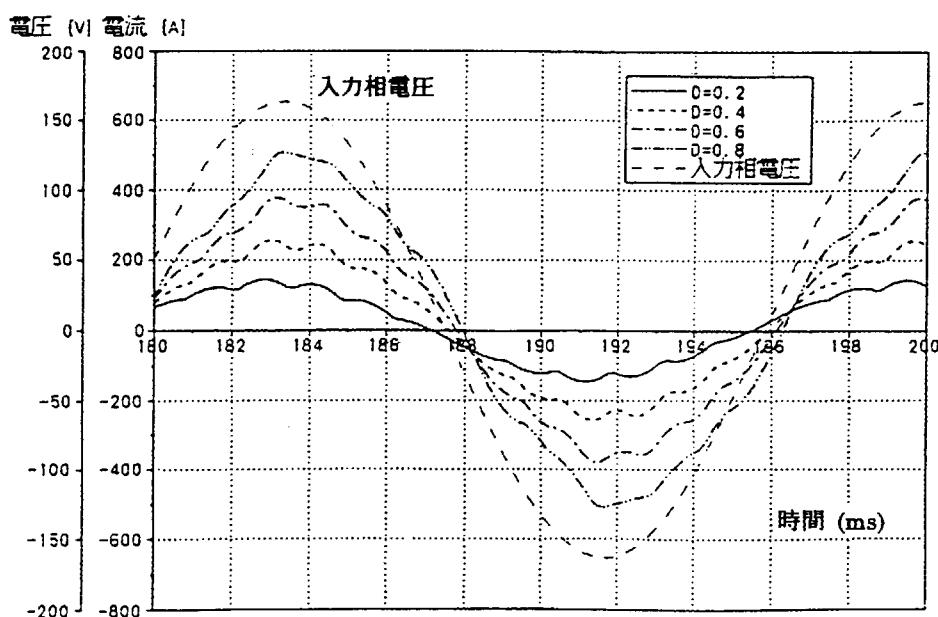
第 4.2.1 図 交流側等価回路ベクトル図

第 4.2.1 表 フィルタリアクトルのインダクタンス  $L_f$  とフィルタコンデンサ電圧最大値の関係  
( $|v_{cuvo-p}|$ : 解析より求めた値、 $V_{cmax}$ : シミュレーション値、通流率  $D=0.8$  の場合)

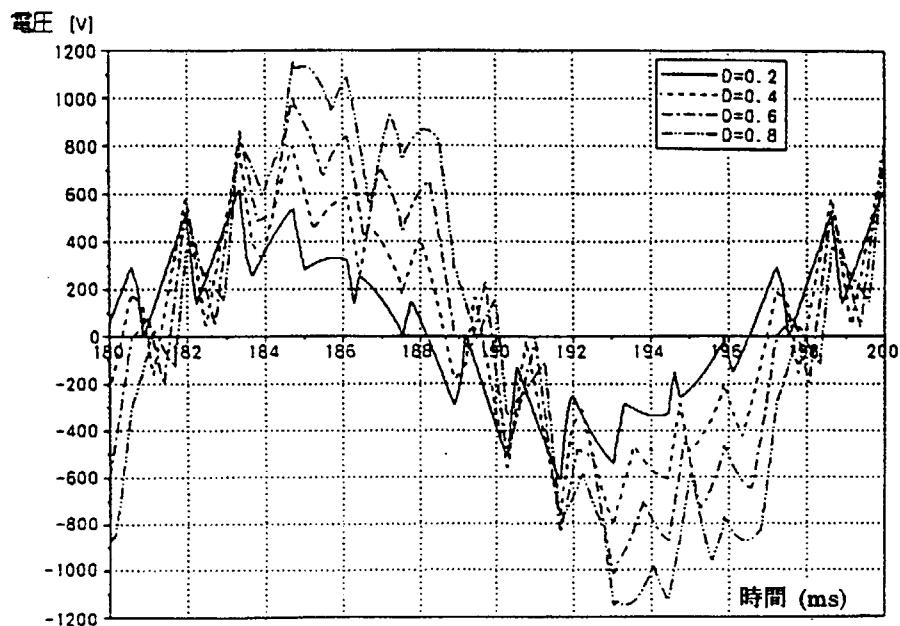
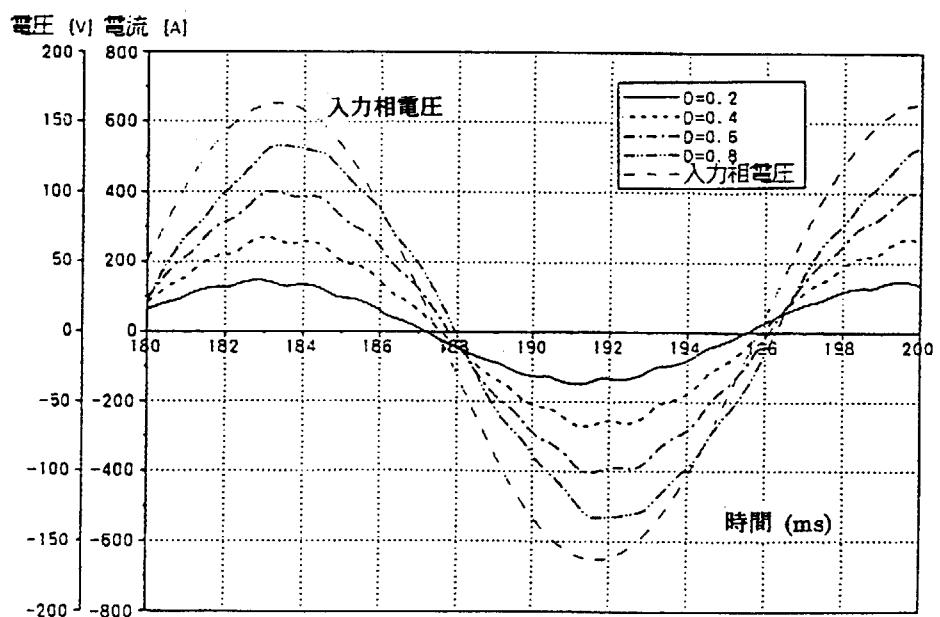
$L_f$ (mH)	$ v_{cuvo-p} $ (V)	$V_{cmax}$ (V)
1	613	680
2	886	850
3	1211	1150

(a) フィルタコンデンサ電圧  $v_{cuv}$ (b) 入力電流波形  $i_{su}$ 

第 4.2.2 図 通流率  $D$  によるフィルタコンデンサ電圧  $v_{cuv}$  と入力電流  $i_{su}$  の波形の変化  
(フィルタリアクトル  $L_f=1\text{mH}$ )

(a) フィルタコンデンサ電圧  $v_{cuv}$ (b) 入力電流波形  $i_{su}$ 

第 4.2.3 図 通流率  $D$  によるフィルタコンデンサ電圧  $v_{cuv}$  と入力電流  $i_{su}$  の波形の変化  
(フィルタリアクトル  $L_f=2\text{mH}$ )

(a) フィルタコンデンサ電圧  $v_{cuv}$ (b) 入力電流波形  $i_{su}$ 

第 4.2.4 図 通流率  $D$  によるフィルタコンデンサ電圧  $v_{cuv}$  と入力電流  $i_{su}$  の波形の変化  
(フィルタリアクトル  $L_f=3\text{mH}$ )

数 720Hz の条件のもとで、フィルタリアクトルのインダクタンス  $L_f$  を 1、2、3mH とした場合の、通流率  $D$  による変化を調べた。第 4.2.2~4 図にそのシミュレーション結果を示す。また、 $D=0.8$  の場合について、上式によって求めた  $|v_{cuvo-p}|$  とシミュレーションによって得られた値  $V_{cmax}$  を第 4.2.1 表に示す。解析による計算結果  $|v_{cuvo-p}|$  とシミュレーション結果  $V_{cmax}$  がよく一致しているのがわかる。

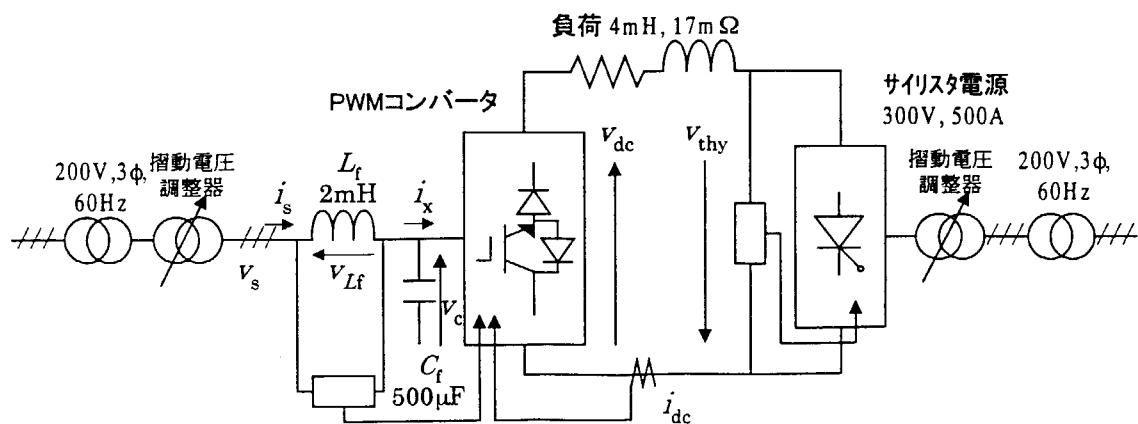
### 4.3 のこぎり波搬送波による PWM 制御を適用したコンバータの試験結果

本節では、4.1 節に述べたのこぎり波搬送波による PWM 制御を適用した制御回路を組み込んだ PWM コンバータの試験結果について述べる。

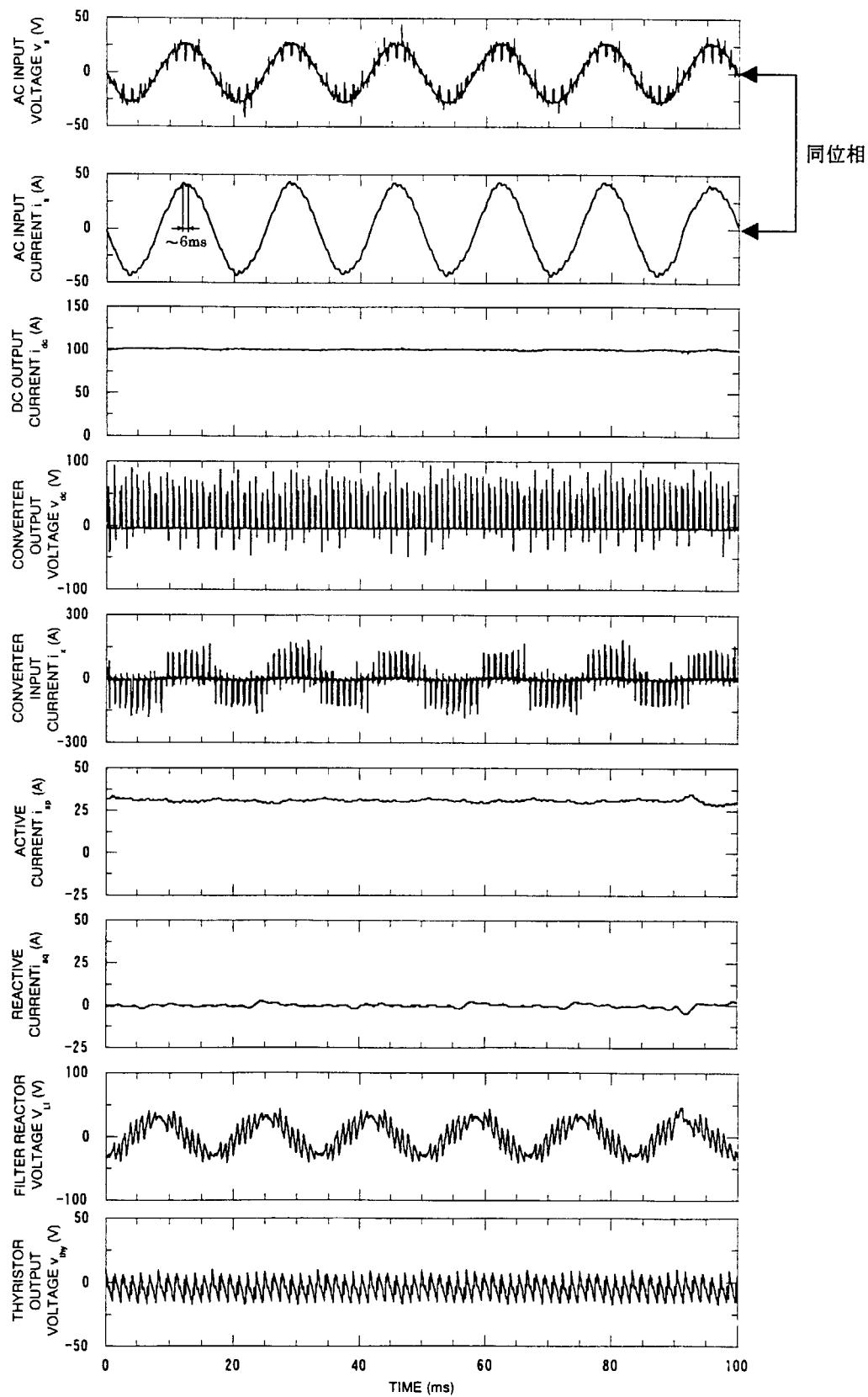
#### 4.3.1 静特性試験

第 4.3.1 図に示す構成で、静特性試験を行った。負荷に対し直列に電圧制御されたサイリスタ電源を接続することによって、エネルギーが電源側から負荷方向に供給される力行運転だけではなく、負荷側から電源方向に戻る回生運転も試験できる構成となっている。また、キャリア周波数  $f_c$  は、三角波搬送波による PWM 制御を適用したコンバータでは 555Hz であったが、本装置では搬送波がのこぎり波であるため、同様の素子のスイッチング周波数が得られるように 1080Hz とした。

直流出力電流  $i_{dc}=100A$  一定の条件で、サイリスタ電源出力電圧  $v_{thy}$  を -5V にした場合の静特性試験結果を第 4.3.2 図に示す。ただし、電源入力電圧  $v_s$  (実効値)は摺動電圧調整器により 21V に設定した。入力電流波形  $i_s$  は正弦波に近く、また無効電流  $i_q$  もほぼ零であり、力率が 1 に制御されていることがわかる。また、入力電流  $i_s$  の基本波に重畠して見られる振幅の小さな振動は、その周期が約 6ms であることから、AC フィルタ(共振周波数 159Hz、周期 6.3ms)に起因するものであることがわかる。次に、サイリスタ電源出力電圧  $v_{thy}$  を 7V に変更した以外は、前図と同じ条件で行った試験の結果を第 4.3.3 図に示す。入力電流  $i_s$  はほぼ零となり、ちょうど力行運転から回生運転への移行する状態であるといえ

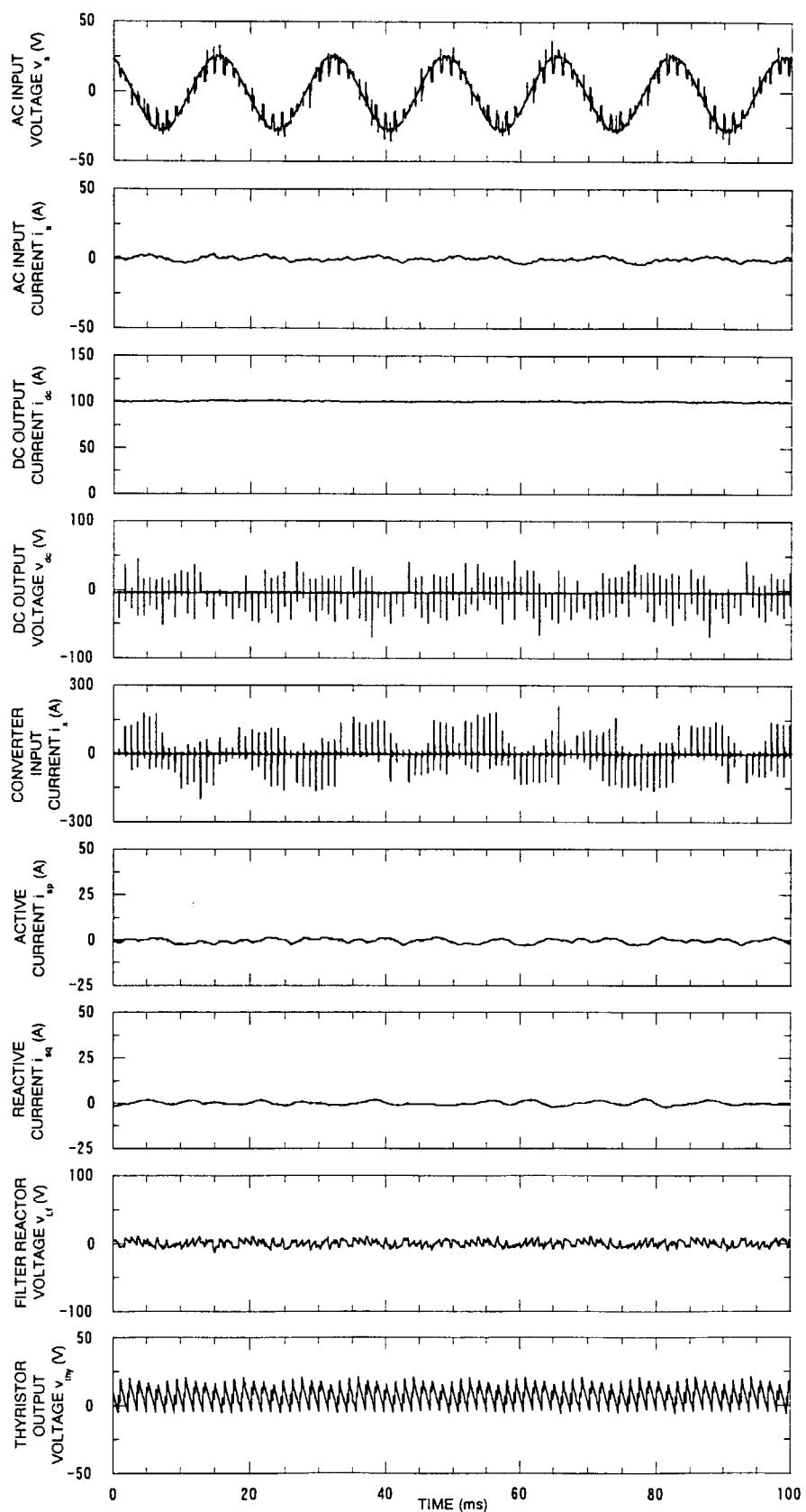


第 4.3.1 図 静特性試験回路



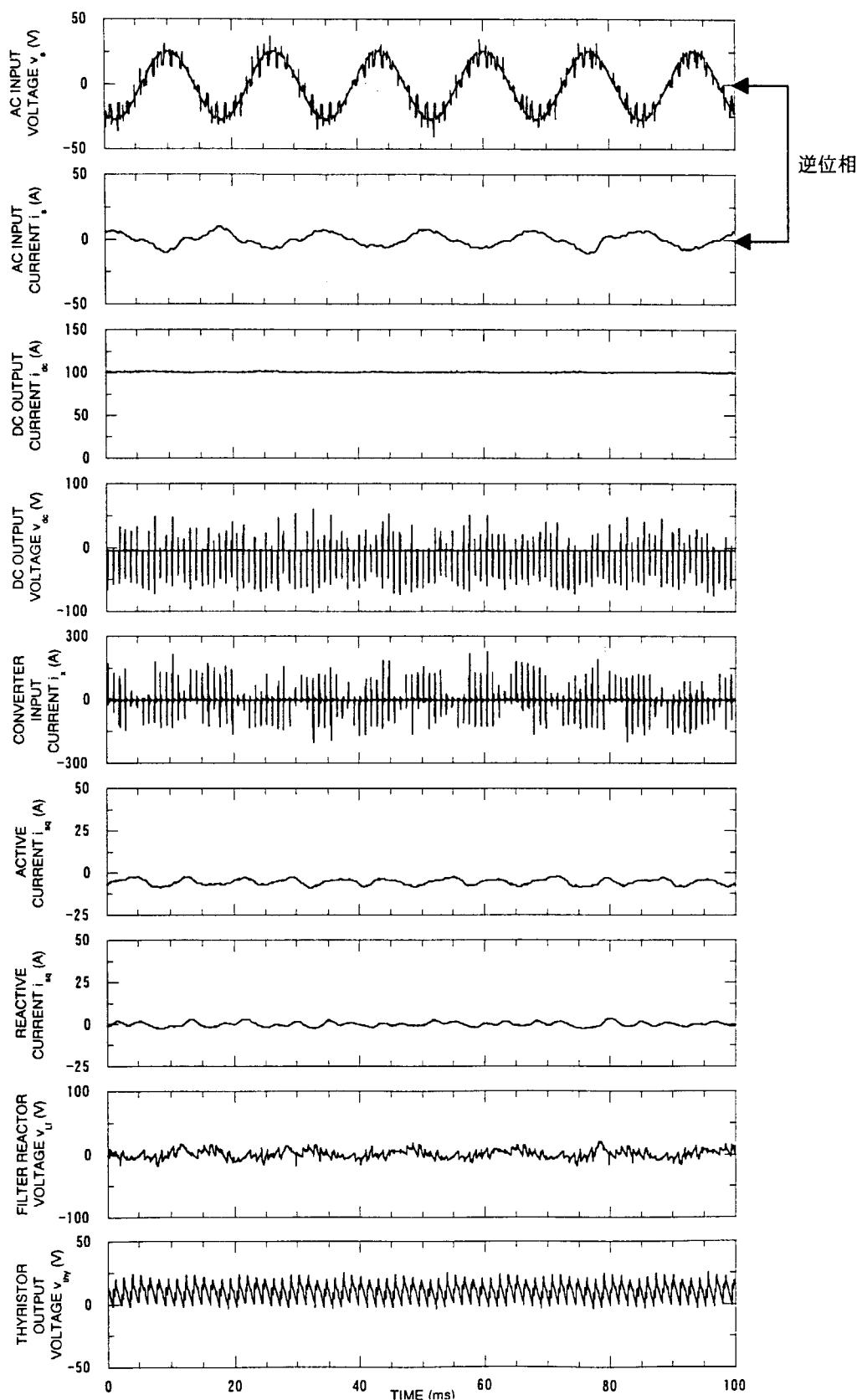
第 4.3.2 図 静特性試験結果 (その 1)

(電源入力電圧  $v_s$  21V、直流出力電流  $i_{dc}$  100A、サイリスタ電源出力電圧  $v_{thy}$  -5V)



第 4.3.3 図 静特性試験結果 (その 2)

(電源入力電圧  $v_s$  21V、直流出力電流  $i_{dc}$  100A、サイリスタ電源出力電圧  $v_{thy}$  7V)



第 4.3.4 図 静特性試験結果 (その 3)

(電源入力電圧  $v_s$  21V、直流出力電流  $i_{dc}$  100A、サイリスタ電源出力電圧  $v_{thy}$  10V)

る。第 4.3.4 図にサイリスタ電源出力電圧  $v_{thy}$  を 10V に変更した場合の試験結果を示す。このとき電源電圧  $v_s$  と入力電流  $i_s$  が逆位相となっており、回生運転していることがわかる。ただし、 $i_s$  の波形に若干の波形のひずみが見られるがこの原因については 4.4 節において考察する。

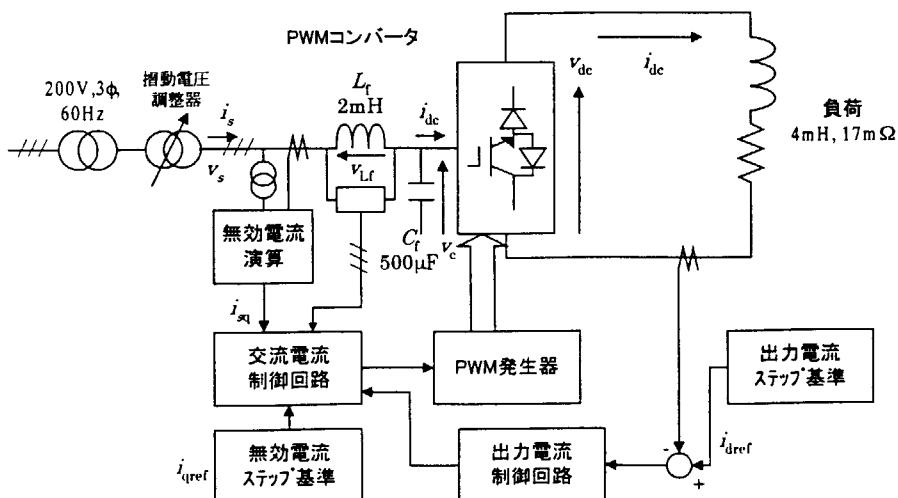
以上のように、静特性試験において、コンバータが入力基本波力率 1 を実現しつつ、設計通りの PWM パルスの発生が実現できていることを確認した。

#### 4.3.2 動特性試験

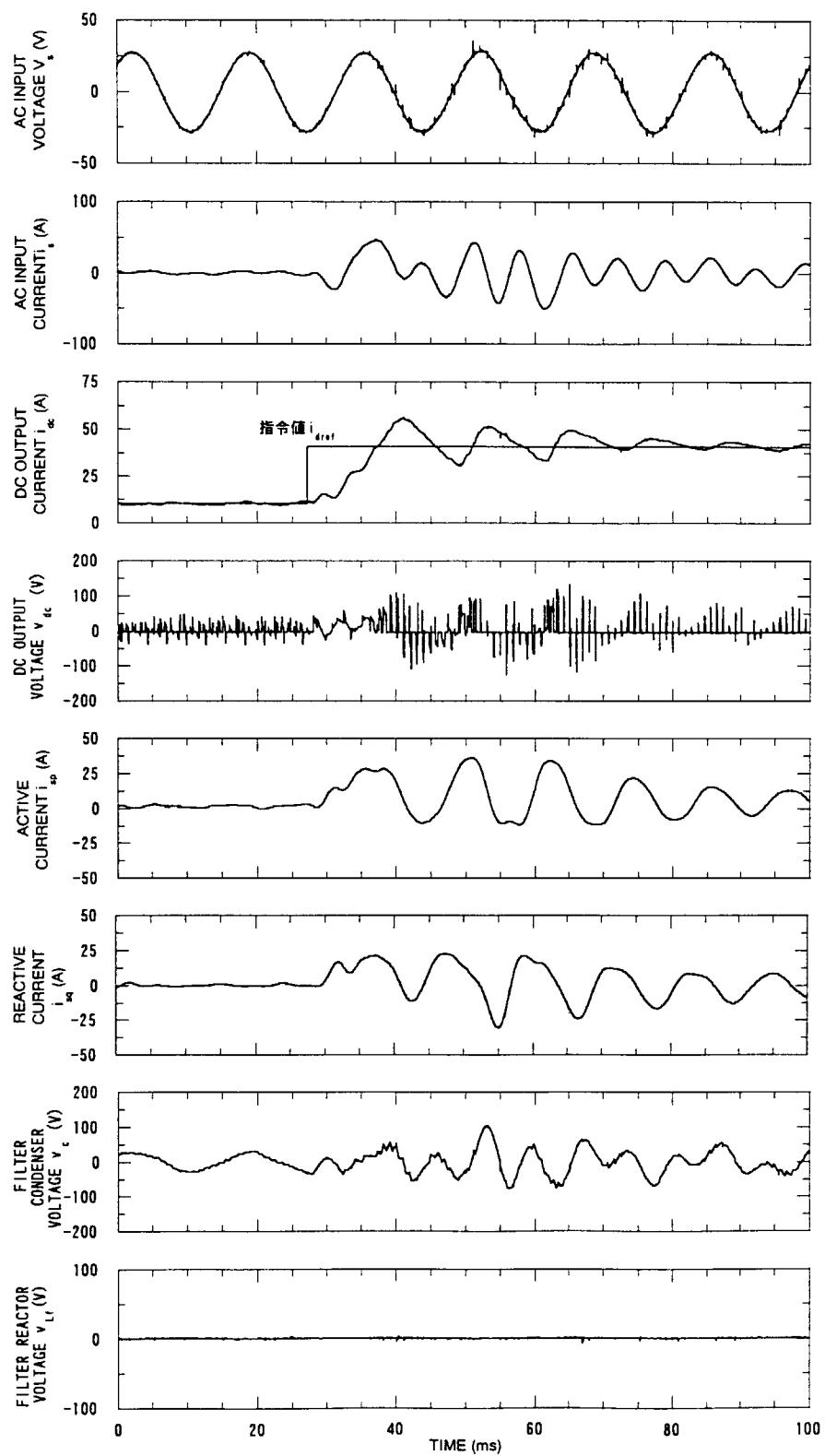
第 4.3.5 図に試験回路を示す。本装置は、無効電流の目標値  $i_{qref}$  をステップ変化させることができるものとなっている。

##### (1) 直流出力電流ステップ応答試験

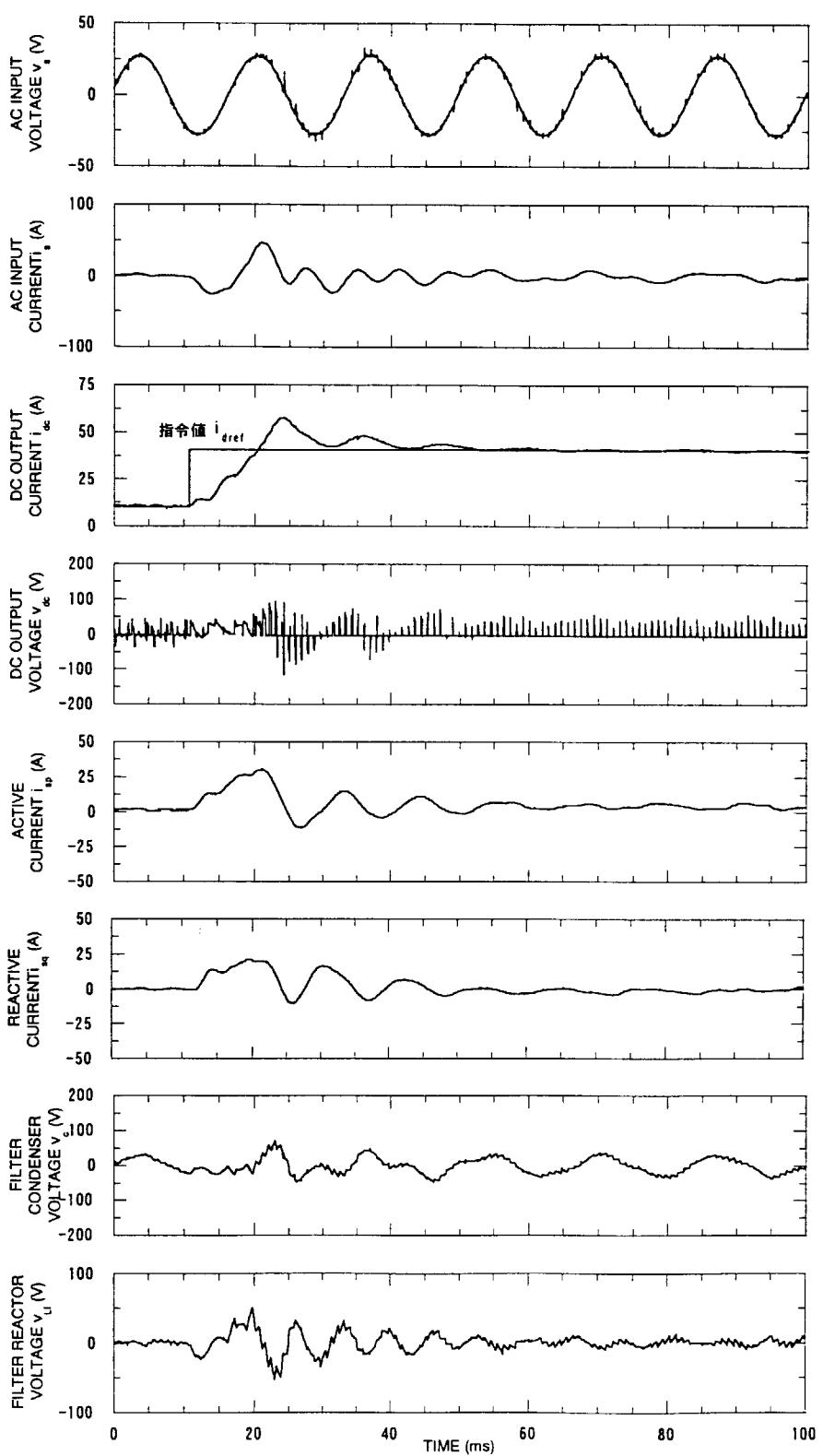
フィルタリアクトル端子電圧  $v_{Lf}$  のフィードバック制御をオフして、電源入力電圧  $v_s$  (実効値)を 21V にし、無効電流指令値  $i_{qref}$  を零一定とし、直流出力電流指令値  $i_{dref}$  を 10A から 40A にステップ変化させた場合の試験結果を第 4.3.6 図に示す。また、フィルタリアクトル電圧  $v_{Lf}$  のフィードバック制御をオンした場合の試験結果を第 4.3.7 図に示す。フィルタリアクトル電圧のフィードバック制御をオフした場合は振動が大きく、減衰にも時間がかかる。しかし、フィードバック制御オンの場合には、18A 程度のオーバーシュートは見られるものの、比較的短時間で直流出力電流  $i_{dc}$  の振動が減衰している。このように、フィルタリアクトル電圧  $v_{Lf}$  をフィードバック制御に取り込むことで、解析的に予想された通り指令値急変時に発生する過渡振動が抑制され得ることがわかる。今回はフィードバックゲインの最適化を行うことができなかつたが、解析的に求まるゲインと実験的に決定する最適ゲインの比較を行うことが今後の課題である。



第 4.3.5 図 動特性試験回路



第 4.3.6 図 直流出力電流ステップ応答試験 (その 1)  
 (フィルタリアクトル電圧  $v_{Lr}$  のフィードバック制御オフ  
 無効電流指令値  $i_{qref}=0$ (A)、直流出力電流指令値  $i_{dref}=10 \rightarrow 40$ (A))



第 4.3.7 図 直流出力電流ステップ応答試験 (その 2)  
 (フィルタリアクトル電圧  $v_{Lf}$  のフィードバック制御オン  
 無効電流指令値  $i_{qref}=0$ (A)、直流出力電流指令値  $i_{dref}=10 \rightarrow 40$ (A))

## (2) 無効電流ステップ応答試験

第 4.3.8 図に直流出力電流  $i_{dc}$  が 100A 通電の状態で、無効電流指令値に位相遅れのステップ変化を与えた場合の応答を示す。指令値変化後に直流出力電流  $i_{dc}$  に最大 24A の変動が見られるが、交流側入力電流  $i_s$  が  $\pi/6$  の位相遅れをもって定常状態になるとともに、 $i_{dc}$  は 100A に安定している。同様に、 $i_{dc}$  が 100A 通電の状態で、無効電流指令値に位相進みのステップ信号を与えた場合の応答を第 4.3.9 図に示す。 $i_{dc}$  に最大 16A の変動が見られるが、 $i_s$  が  $\pi/12$  の位相進みで定常状態になるとともに  $i_{dc}$  が 100A で再度安定している。

以上より、遅れ、進み両位相の無効電力についても高速に制御できる可能性があることが確認できた。

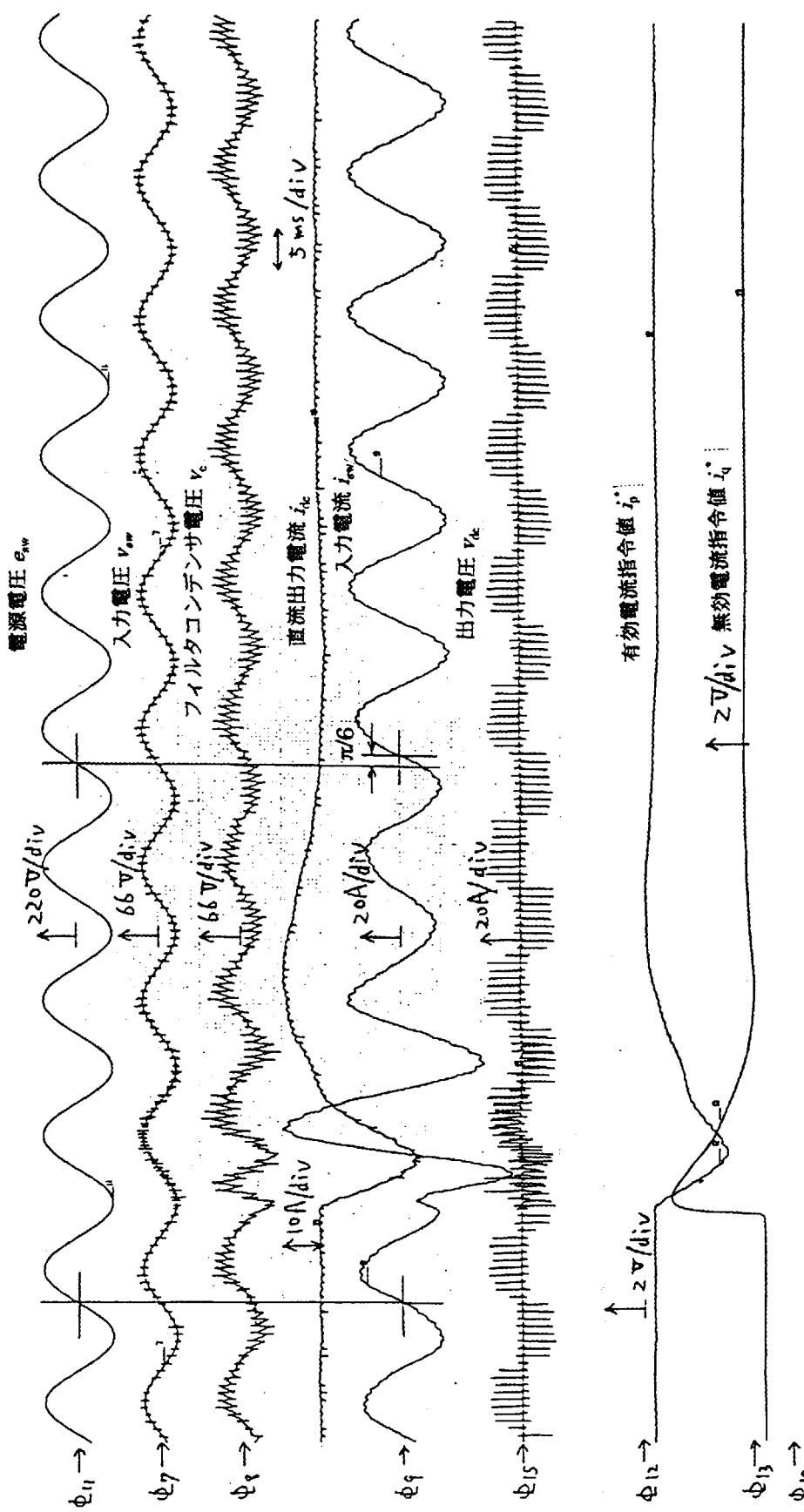


図4.3.8 無効電流ステップ応答試験（その1）  
(直流出力電流指令値  $i_{dref} = 100(A)$ 、 $i_{qref}$ : 位相遅れ信号)

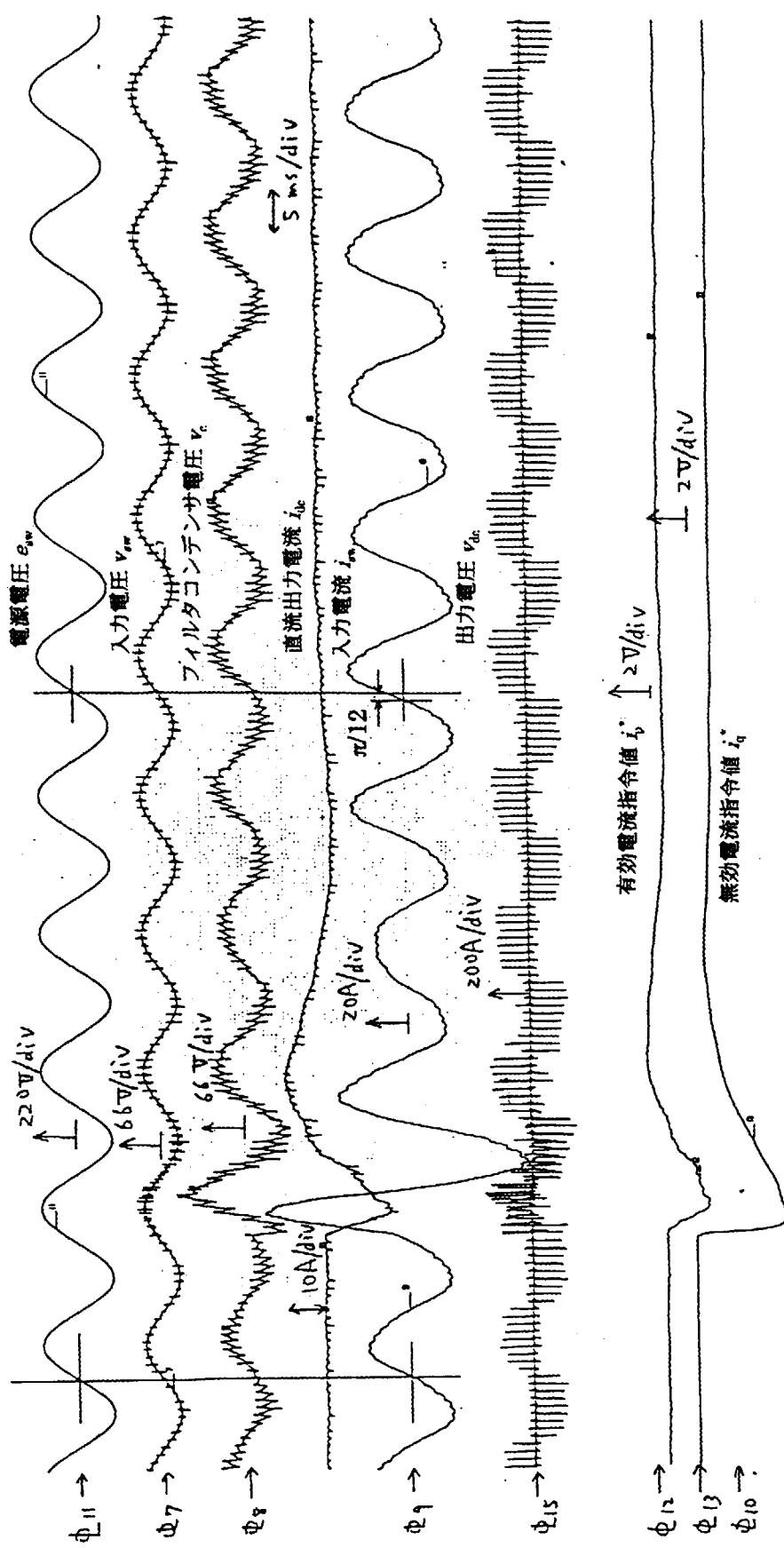


図4.3.9 無効電流ステップ応答試験 (その2)  
(直流出力電流指令値  $i_{dref} = 1.00(A)$ 、 $i_{qref}$  位相進み信号)

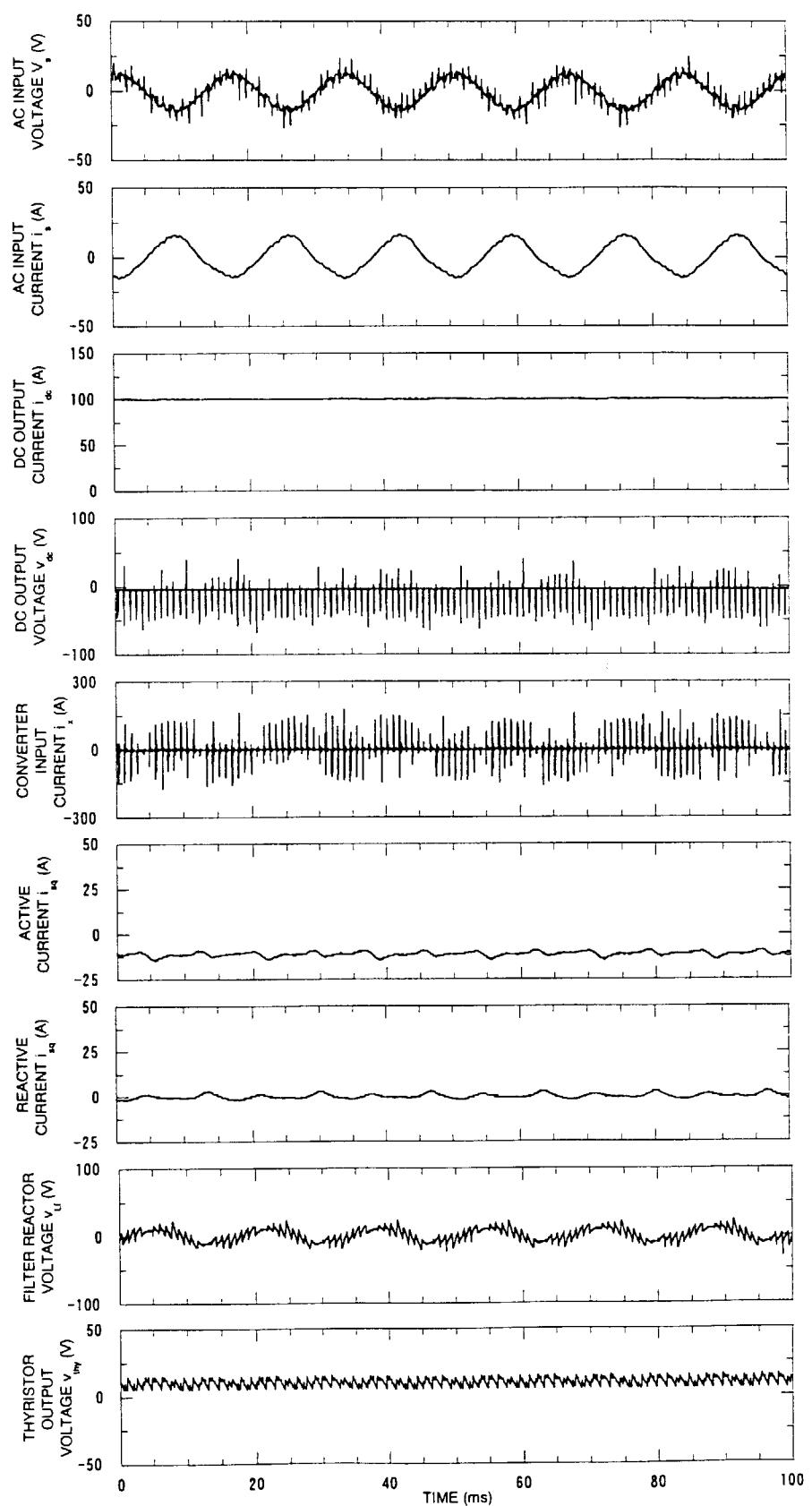
#### 4.4 有効電力が小さい運転領域における波形ひずみ

のこぎり波搬送波による PWM 制御を適用したコンバータの静特性試験において、コンバータを通過する電力が低い領域になると、交流側入力電流  $i_s$  の波形がひずむ現象が生じた(第 4.3.4 図)。この原因について考察する。

PWM パターンのパルス幅には、確実な素子のスイッチング動作を補償するために、最小パルス幅が設定されている。測定された現象は、コンバータを通過する有効電力が小さい場合に、有効電力に応じてパルス幅が減少し、パルス・インターロックが動作したために生じたものと考えられる。

常伝導コイルの負荷の場合、供給する電力が減少すると、定常的には直流出力電流  $i_{dc}$  も減衰する。その結果、交流側入力電流  $i_s$  も減少するため、多くの場合、その波形ひずみは問題とならない。しかし、今回のように負荷に電源が接続されている場合や、負荷が超電導コイルである場合には、最大振幅で、パルス幅が最小の状態が継続する状況が発生する。例えば、超電導コイルの充電完了時には、コンバータ入力電流  $i_s$  は理想的には零となるが、実際には、パルス・インターロックにより最小パルス幅の、定格電流振幅をもつパルス列が交流側に流れることになり、このためにシステムは不安定な状態となる。

電源入力電圧  $v_s$ (実効値)を 21V から 10.5V に下げ、発生する PWM パターンのパルス幅を約 2 倍にすると、交流入力電流波形は改善された(第 4.4.1 図)。すなわち、この試験結果より、波形ひずみの原因是、PWM パターンのパルス幅が短くなったために、(1) PWM 制御の線形性が失われた(精度の劣化を招いた)、(2) パルスインターロックによる外乱が発生した、ことであることがわかる。



第 4.4.1 図 静特性試験結果

(電源入力電圧  $v_s$  10.5V、直流出力電流  $i_{dc}$  100A、サイリスタ電源出力電圧  $v_{thy}$  10V)

## 5. 結言

本開発では、PWM コンバータの次世代核融合装置用電源への適用の予備的検討を行うために、スイッチング素子として IGBT を使用した 100kW 級の電流形 PWM コンバータを試作し、入力基本波力率 1 制御と電流指令値変更時に発生する交流側入力電流の過渡振動の抑制を同時に実現する異なる種類の PWM 制御法を比較検討した。以下に、本開発により得られた知見をまとめるとともに、今後の開発課題を示す。

- ・三角波搬送波を用いた PWM 制御法では、入力電流零点付近で発生したパルスの時間間隔がサンプル周期より大きくなることがある。この入力電流零点付近の不自然なパルス発生により、低スイッチング周波数運転領域では交流側入力電流の波形はひずんでしまう。従って、低スイッチング周波数での運転が想定されている将来の核融合装置電源に適用するには不適切である。
- ・のこぎり波搬送波を用いた PWM 制御法では、サンプル周期内で適切にパルスが発生し、入力電流零点付近の電流波形も滑らかである。このため、低スイッチング周波数領域においても交流側入力電流波形が比較的正弦波に近く制御できる。
- ・フィルタリアクトルの両端電圧をフィードバックに取り込むことによって、電流指令値変更時に発生する交流側入力電流の過渡振動を抑制できる。

また、本開発により、電流形 PWM コンバータの次世代の核融合装置への適用に際しては、次に示す課題を解決する必要があることがわかった。

### (1) フィルタコンデンサ電圧の過渡振動

電流指令値がステップ的に変化した場合のフィルタコンデンサ電圧の過渡振動による、スイッチング素子印加電圧の上昇は機器設計上の重要課題である。フィルタコンデンサ電圧は、スイッチング素子の逆阻止電圧以下でなくてはならない。3 章で検討したようにフィルタコンデンサの定常的な摂動電圧だけでなく、4 章の動特性試験で明らかになったように、電流指令値変更時の電圧の過渡振動も十分に考慮する必要がある。

本コンバータの試験においても、フィルタコンデンサが過渡的に高電圧になったことが原因と考えられる IGBT 素子、スナバ回路の破損が発生した。このため、本試験では、フィルタコンデンサ電圧がスナバ回路の耐圧(600V)を越えないように、当初の電流定格 500A に対して、静特性試験では 120A 以下の通電に、また動特性試験ではステップ変化幅を 30A 以下に制限せざるを得なかった。

なお、この問題については、電流指令値の変化率に制限を設けるなどの解決策が提案されている<sup>5)</sup>。しかし、この方法はフィルタコンデンサ電圧の過渡上昇を抑制するために、電流の高速な応答を犠牲にしている。従って、高速な応答と過渡的な高電圧の抑制の両者を実現する制御方法を更に検討する必要があると考えられる。

## (2) 交流側入力電流の波形ひずみ

PWM コンバータによる交流側入力電流の波形改善の効果は、各相の通流率が高く、PWM パターンが十分なパルス幅をもつ場合においてのみ有効であり、通流率が低い領域においては波形がひずむという問題があることが、サイリスタ電源を用いた静特性試験によって明らかとなった。

この問題の解決策としては、コンバータの多重化が考えられる。これは、大容量化に適した考えではあるが、複数のコンバータを制御しなければならず、制御が複雑になってしまう欠点がある。また、波形は改善されても、超電導コイル励磁完了時における制御の不安定性については解決策とならない。有効電力が低く、通流率が低い運転領域においても安定な制御方法の検討が必要である。

## 謝辞

末尾ながら、本コンバータの製作および試験を円滑に遂行していただいた、三菱電機(株)岸本健氏、寺本昭好氏および山根実氏に、記して感謝の意を表します。

## 参考文献

- 1) 外山浩司、水野修、竹下隆晴、松井信行: 電学論 D, 117, 420(1997)
- 2) 佐藤之彦、片岡昭雄: 電学論 D, 112, 703(1992)
- 3) 佐藤之彦、片岡昭雄: 電学論 D, 115, 897(1995)
- 4) Sato, Y., Kataoka, T.: IEE Proc.-Electr. Power Appl., 142, 246(1995)
- 5) 外山浩司、竹下隆晴、松井信行: 電学論 D, 117, 1033(1997)

## 付録. 三角波搬送波による PWM パターン発生法

試作した PWM コンバータ回路に採用した三角波搬送波を用いた PWM パターン発生法<sup>1)</sup>について述べる。

### (1) スイッチング関数

第 A.1 図に示す電源側入力電圧  $v_{su}$ ,  $v_{sv}$ ,  $v_{sw}$  は、AC フィルタの影響が小さいとして、次に示すように線間電圧  $V$ 、電源電圧位相  $\theta$  の平衡三相電圧であると仮定する。

$$v_{su} = V \cos \theta$$

$$v_{sv} = V \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (\text{A.1})$$

$$v_{sw} = V \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right)$$

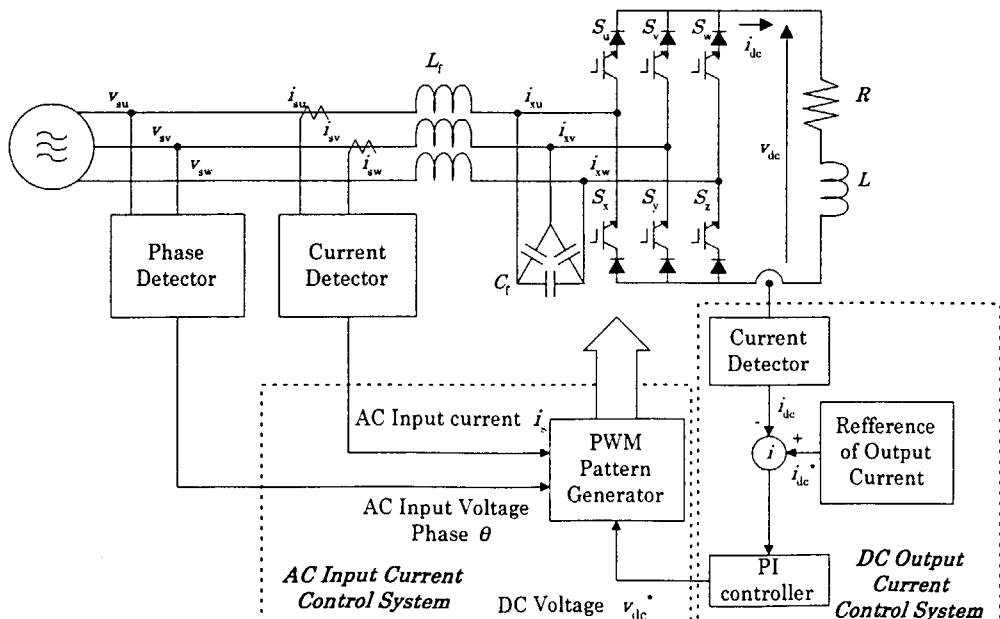
$$\theta = \omega t$$

ただし、 $\omega$  は電源角速度、 $t$  は時刻である。

次にコンバータの各相のスイッチング関数  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  を第 A.1 表のように定義する。ただし、電流形コンバータにおいては、転流期間中、もしくは還流モードを除いた場合に、次式が成立することになる。

$$S_1 + S_2 + S_3 = 0 \quad (\text{A.2})$$

これらのスイッチング関数を用いれば、第 A.1 図より各相コンバータの入力電流  $i_{xu}$ ,  $i_{xv}$ ,



第 A.1 図 電流形三相 PWM コンバータ

$i_{xw}$  は、直流出力電流  $i_{dc}$  を用いて次式のように表わすことができる。

$$\begin{bmatrix} i_{xu} \\ i_{xv} \\ i_{xw} \end{bmatrix} = i_{dc} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

## (2) 電流ベクトル

コンバータ入力電流  $i_{xu}$ ,  $i_{xv}$ ,  $i_{xw}$  は、角速度  $\omega$  で回転している  $p$ - $q$  座標系における電流  $i_p$ ,  $i_q$  に変換すると、以下のようなになる。

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_{xw} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_{xu} \\ i_{xv} \\ i_{xw} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

ただし、変換行列  $C$  は次式で表わされるものとする。

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

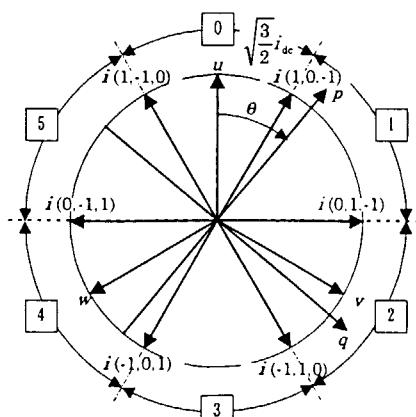
従って、 $p$ - $q$  座標系でのコンバータ入力電流ベクトル  $i(S_1, S_2, S_3)$  は以下のように表すことができる。

$$i(S_1, S_2, S_3) = \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{dc} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_1 - S_2 - S_3 \\ \sqrt{3}S_2 - \sqrt{3}S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

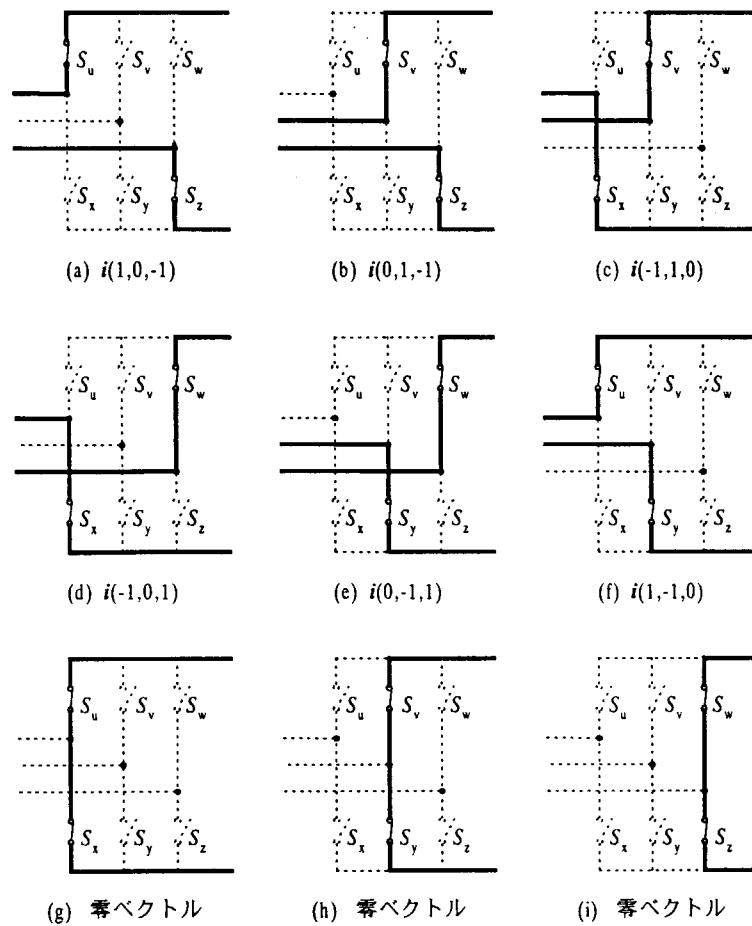
式(A.2)と式(A.6)を考慮すると、各パルスパターンに対するコンバータ入力電流  $i(S_1, S_2, S_3)$  は第 A.2 図に示す 6 種類の電流ベクトルとなる。第 A.3 図に、このときの電流ベクトルとコンバータの各オン・オフモードの対応を示す。ただし、図中では簡略化して、スイッチング素子をスイッチとして表わしている。また、(g), (h), (i) のように上下アームの短絡時の場合、すなわち還流モード時には、コンバータ入力電流は流れないので、この状態をここでは零ベクトルと呼ぶことにする。

第 A.1 表 PWM コンバータのスイッチング関数

関数	関数値	素子の状態
$S_1$	1	$S_u$ がオン, $S_v$ がオフ
	0	$S_u$ , $S_v$ が共にオフ
	-1	$S_u$ がオフ, $S_v$ がオン
$S_2$	1	$S_v$ がオン, $S_w$ がオフ
	0	$S_v$ , $S_w$ が共にオフ
	-1	$S_v$ がオフ, $S_w$ がオン
$S_3$	1	$S_w$ がオン, $S_u$ がオフ
	0	$S_w$ , $S_u$ が共にオフ
	-1	$S_w$ がオフ, $S_u$ がオン



第 A.2 図 電流ベクトル



第 A.3 図 コンバータのオン・オフモードと電流ベクトル

### (3) コンバータ出力電圧

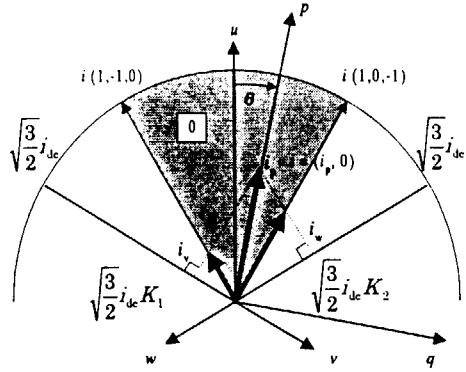
コンバータ出力電圧  $v_{dc}$  は、スイッチング関数によって次式のように得られる。

$$v_{dc} = v_{su}S_1 + v_{sv}S_2 + v_{sw}S_3 \quad (\text{A.7})$$

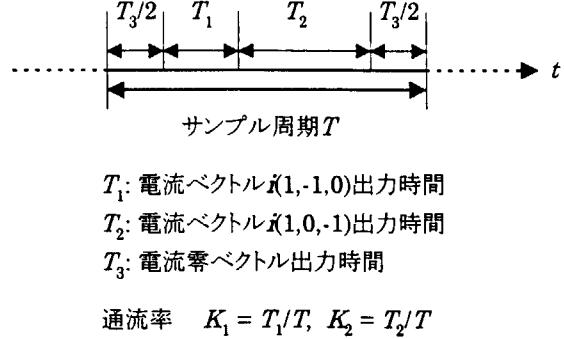
つまり、ある時点では、 $v_{dc}$  は明らかに 7 種類の値しか取り得ない。そこで、任意に与えられる直流出力電圧指令値  $v_{dc}^*$  を実現するためには、電流ベクトル  $i$  ( $S_1, S_2, S_3$ )をサンプル周期  $T$  の期間内に適当な時間割合で切り替え、その平均値として出力してやれば良い。これは PWM 制御そのものである。

$p$ - $q$  軸は、第 A.2 図に示す各電流ベクトルによって定まる領域  $\boxed{0} \sim \boxed{5}$  を角速度  $\omega$  で回転する。ここでは、第 A.4 図に示すように  $p$  軸が領域  $\boxed{0}$  内にある場合について、有効電流  $i_p$  を交流側に流すことを考える。ここで、入力電流力率 1 を実現するため、無効電流  $i_q$  は零に制御するものとする。

流すべき電流ベクトル  $i$  は、ベクトル  $i(1,-1,0), i(1,0,-1)$  と零ベクトルを、サンプル周期  $T$  内に適当に時分割した期間  $T_1, T_2, T_3$  出力することによって実現される。このサンプル周



第 A.4 図 ベクトルの出力時間



第 A.5 図 ベクトル出力時間と通流率

期  $T$  内に電流が出力される時間の割合を通流率と定義し、ここでは  $i(1,-1,0)$ ,  $i(1,0,-1)$  の通流率を第 A.5 図に示すように  $K_1$ ,  $K_2$  とおく。サンプル 1 周期  $T$  において電流ベクトルの出力できる最大値は、 $\sqrt{3/2}i_{dc}$  であるため、通流率  $K_1$ ,  $K_2$  は、第 A.4 図の幾何学的関係より、以下のように一意に決定することができる。

$$K_1 = \frac{i_p \cos(\theta + \pi/3)}{\sqrt{3/2}i_{dc}} \quad (\text{A.8})$$

$$K_2 = \frac{i_p \cos(\theta - \pi/3)}{\sqrt{3/2}i_{dc}} \quad (\text{A.9})$$

電流ベクトル  $i(1,-1,0)$ ,  $i(1,0,-1)$  出力時には、直流電圧  $v_{dc}$  は式(A.7)より、それぞれ、 $(v_{su} - v_{sv})$ ,  $(v_{su} - v_{sw})$  となることから、サンプル周期  $T$  が十分小さく、 $v_{su}$ ,  $v_{sv}$ ,  $v_{sw}$  の変化が大きないと仮定すれば、直流平均電圧  $v_{dc\_ave}$  は、

$$v_{dc\_ave} = \frac{K_1}{T} \int_t^{t+T} (v_{su} - v_{sv}) dt + \frac{K_2}{T} \int_t^{t+T} (v_{su} - v_{sw}) dt \quad (\text{A.10})$$

と表わせる。上式に式(A.1), (A.8), (A.9)を代入し、電流ベクトル  $i$  より与えられる有効電流  $i_p$  との関係を求めると、

$$v_{dc\_ave} = \frac{\sqrt{3/2}V}{i_{dc}} i_p \quad (\text{A.11})$$

となる。上式の直流出力平均電圧  $v_{dc\_ave}$  を直流出力電圧指令値  $v_{dc}^*$  に置き換えることにより、 $v_{dc}^*$  に対応した電流指令値ベクトル  $i^*$  を以下のように表わすことができる。

$$i^* = \begin{bmatrix} i_p^* \\ i_q^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{i_{dc}}{\sqrt{3/2}V} \cdot v_{dc}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

つまり、直流出力電流のフィードバックによる出力電圧指令値  $v_{dc}^*$  より、上式によって、

コンバータ入力電流の基本波力率を 1 に制御する電流ベクトル  $i^*$  を定義し、そして通流率  $K_1$ 、 $K_2$  を求めることができる。

ところで、出力可能な  $i_p$  の最大値は、第 A.5 図の零ベクトル出力時間  $T_3=0$  の場合であり、電流ベクトル  $i(S_1, S_2, S_3)$  の大きさに等しい。したがって、式(A.6)より、 $i_p$  の出力範囲は以下のように求められる。

$$-\sqrt{\frac{3}{2}}i_{dc} \leq i_p \leq \sqrt{\frac{3}{2}}i_{dc} \quad (\text{A.13})$$

従って、上式と式(A.12)の関係より直流電圧  $v_{dc}$  の出力は、

$$-\frac{3}{2}V \leq v_{dc} \leq \frac{3}{2}V \quad (\text{A.14})$$

によって制限されることになる。

#### (4) パルスパターン発生法

通流率  $K_1$ 、 $K_2$  から実際のオン・オフパターンを発生する方法、すなわち搬送波と信号波から PWM パターンを決定する方法について説明する。

$i^* = [i_p^*, i_q^*]^T$  を  $p-q$  座標系から三相座標系に逆変換し、コンバータ側入力電流ベクトルの指令値  $[i_{xu}^*, i_{xv}^*, i_{xw}^*]^T$  は以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} i_{xu}^* \\ i_{xv}^* \\ i_{xw}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

直流出力電流  $i_{dc}$  は誘導性負荷の電流であるため、サンプル周期内での変化を無視できるものとすると、コンバータ入力電流ベクトルの大きさは通流率に比例する。そこで、以下のように 1 サンプル周期  $T$  内における各相の通電時間、すなわち各相パルス幅  $[T_u, T_v, T_w]^T$  を定義する。

$$\begin{bmatrix} T_u \\ T_v \\ T_w \end{bmatrix} = \frac{T}{i_{dc}} \begin{bmatrix} i_{xu}^* \\ i_{xv}^* \\ i_{xw}^* \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

$$T_u + T_v + T_w = 0 \quad (\text{A.17})$$

ただし、式(A.17)に示すように、負方向通電時の各相パルス幅は負の値をとるものとする。

例えば、第 A.4 図に示すように電流ベクトル  $i$  が領域  $\boxed{0}$  に存在する場合、 $i$  は電流ベクトル  $i(1,-1,0)$  と  $i(1,0,-1)$  に分解でき、更に零ベクトル  $i(0,0,0)$  を用いることによって以下のように実現される。

$$i = \frac{1}{T} \{ (T - |T_u|)i(0,0,0) + |T_u|i(1,-1,0) + |T_v|i(1,0,-1) \} \quad (\text{A.18})$$

第 A.2 表  $p$  軸の存在する領域 0~5 による比較値  $C_1, C_2, C_3$  の設定

領域*	0	1	2
$C_1$	$1/2(T+ T_u )$	$1/2(T+ T_w )$	$1/2(T+ T_v )$
$C_2$	$1/2(T+ T_u )+ T_w $	$1/2(T+ T_w )+ T_u $	$1/2(T+ T_v )+ T_u $
$C_3$	$1/2(T+ T_u )$	$1/2(T+ T_w )$	$1/2(T+ T_v )$
領域*	3	4	5
$C_1$	$1/2(T+ T_u )$	$1/2(T+ T_w )$	$1/2(T+ T_v )$
$C_2$	$1/2(T+ T_u )+ T_v $	$1/2(T+ T_w )+ T_v $	$1/2(T+ T_v )+ T_w $
$C_3$	$1/2(T+ T_u )$	$1/2(T+ T_w )$	$1/2(T+ T_v )$

\*第 A.2 図に示す領域

ここで、各相パルス幅  $[T_u, T_v, T_w]^T$  と、  
第 A.5 図において説明した電流ベクトルの出力時間  $T_1, T_2, T_3$  との関係は

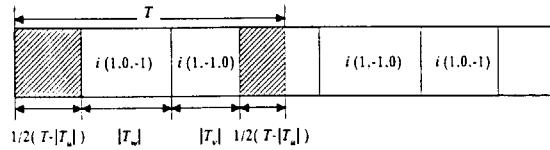
$$T_1 = |T_v|, \quad T_2 = |T_w|, \\ T_3 = T - |T_u| \quad (A.19)$$

となり、通流率  $K_1, K_2$  との関係は

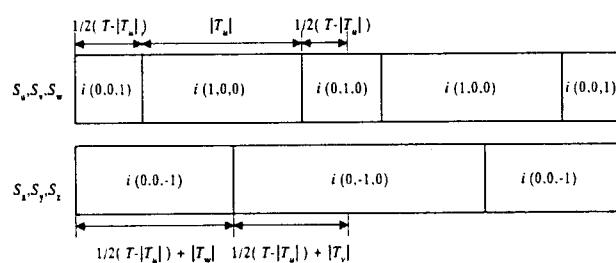
$$K_1 = |T_v|/T, \quad K_2 = |T_w|/T \quad (A.20)$$

となることが容易に理解できる。

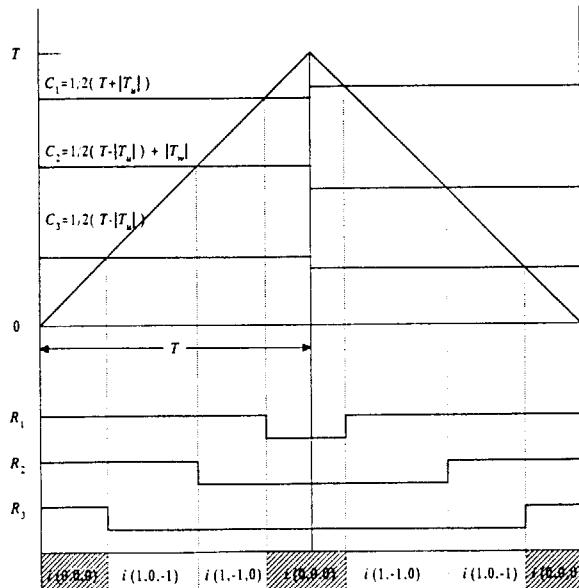
これらの各相パルス幅を用いて、  
第 A.2 図に示した  $p$  軸が存在する領域 0~5 に従って、第 A.2 表に定義する搬送波である三角波との比較値  $C_1, C_2, C_3$  を設定する。第 A.4 図に示す場合では、比較値はそれぞれ  $C_1=1/2(T+|T_u|), C_2=1/2(T+|T_u|)+|T_w|, C_3=1/2(T+|T_u|)$  となる。次に、これらの比較値を第 A.6(c)図に示すように、それぞれ振幅  $T$ 、周期  $2T$  の三角波と比較して、その大小関係によってオン・オフタイミング信号  $R_1, R_2, R_3$  の値を決定する。すなわち、比較値が三角波より大きい場合を 1 とし、小さい場合を 0 とする。最終的には、このタイミング信号  $R_1, R_2, R_3$  の値を用いて、第 A.3 表に示す  $p$



(a) 零ベクトルの配置



(b) 各素子の出力ベクトル



(c) 三角波比較

第 A.6 図 三角波比較による PWM パターン発生方式

第 A.3 表 PWM パターン発生のための論理演算

領域*	0	1	2	3	4	5
素子 $S_u$	$R_1 \oplus R_3$	$R_2$	$R_3$	0	$\bar{R}_1$	$\bar{R}_2$
素子 $S_x$	0	$R_3$	$R_2$	$R_1 \oplus R_3$	$\bar{R}_2$	$\bar{R}_1$
素子 $S_v$	$\bar{R}_1$	$\bar{R}_2$	$R_1 \oplus R_3$	$R_2$	$R_3$	0
素子 $S_y$	$\bar{R}_2$	$\bar{R}_1$	0	$R_3$	$R_2$	$R_1 \oplus R_3$
素子 $S_w$	$R_3$	0	$\bar{R}_1$	$\bar{R}_2$	$R_1 \oplus R_3$	$R_2$
素子 $S_z$	$R_2$	$R_1 \oplus R_3$	$\bar{R}_2$	$\bar{R}_1$	0	$R_3$

\*第 A.2 図に示す領域

軸が存在する領域 0~5 によって定められる論理演算を行い、値が 1 のときに対応する素子をオンし、0 のときにオフすることによって、PWM パターンを決定する。第 A.4 図の場合では、最終的に必要な素子のパターンはタイミング信号  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  から、以下の論理式で決定されることになる。

$$\begin{cases} S_u = R_1 \oplus R_2 \\ S_v = \bar{R}_1 \\ S_w = R_3 \end{cases} \quad \begin{cases} S_x = 0 \\ S_y = \bar{R}_2 \\ S_z = R_2 \end{cases} \quad (A.21)$$

ここで  $\oplus$  は排他的論理和を、 $\bar{\phantom{x}}$  は否定を表わす。

本方式においては第 A.6(a)図に示すように零ベクトルの出力時間を 2 分割し、サンプル周期の前後半に分けて出力することになる。この場合、零ベクトルを実現するためにオンする素子は、スイッチング回数が最小となるように選択する。つまり、次のサンプル周期  $T$  におけるオン・オフモードの変化を考慮して、零ベクトルを選べば、不要なスイッチングを阻止することができる。

他の領域 1~5 についても同様に考え、第 A.2 表、第 A.3 表に従って PWM パターンの発生を行うものとする。

This is a blank page.

## 国際単位系(SI)と換算表

表1 SI基本単位および補助単位

量	名称	記号
長さ	メートル	m
質量	キログラム	kg
時間	秒	s
電流	アンペア	A
熱力学温度	ケルビン	K
物質量	モル	mol
光强度	カンデラ	cd
平面角	ラジアン	rad
立体角	ステラジアン	sr

表3 固有の名称をもつSI組立単位

量	名称	記号	他のSI単位による表現
周波数	ヘルツ	Hz	$s^{-1}$
力	ニュートン	N	$m \cdot kg/s^2$
圧力、応力	パスカル	Pa	$N/m^2$
エネルギー、仕事、熱量	ジュール	J	$N \cdot m$
功率、放射束	ワット	W	$J/s$
電気量、電荷	クーロン	C	$A \cdot s$
電位、電圧、起電力	ボルト	V	$W/A$
静電容量	ファラード	F	$C/V$
電気抵抗	オーム	$\Omega$	$V/A$
コンダクタンス	ジークマンス	S	$A/V$
磁束	ウェーバ	Wb	$V \cdot s$
磁束密度	テスラ	T	$Wb/m^2$
インダクタンス	ヘンリー	H	$Wb/A$
セルシウス温度	セルシウス度	°C	
光照度	ルーメン	lm	$cd \cdot sr$
放熱能	ベクレル	Bq	$s^{-1}$
吸収線量	グレイ	Gy	$J/kg$
線量当量	シーベルト	Sv	$J/kg$

表2 SIと併用される単位

名称	記号
分、時、日	min, h, d
度、分、秒	°, ', "
リットル	L, L
トン	t
電子ボルト	eV
原子質量単位	u

$$1 \text{ eV} = 1.60218 \times 10^{-19} \text{ J}$$

$$1 \text{ u} = 1.66054 \times 10^{-27} \text{ kg}$$

表5 SI接頭語

倍数	接頭語	記号
$10^{18}$	エクサ	E
$10^{15}$	ペタ	P
$10^{12}$	テラ	T
$10^9$	ギガ	G
$10^6$	メガ	M
$10^3$	キロ	k
$10^2$	ヘクト	h
$10^1$	デカ	da
$10^{-1}$	デシ	d
$10^{-2}$	センチ	c
$10^{-3}$	ミリ	m
$10^{-6}$	マイクロ	μ
$10^{-9}$	ナノ	n
$10^{-12}$	ピコ	p
$10^{-15}$	フェムト	f
$10^{-18}$	アト	a

(注)

- 表1～5は「国際単位系」第5版、国際度量衡局1985年刊行による。ただし、1eVおよび1uの値はCODATAの1986年推奨値によった。
- 表4には海里、ノット、アール、ヘクタールも含まれているが日常の単位なのでここでは省略した。
- barは、JISでは流体の圧力を表わす場合に限り表2のカテゴリーに分類されている。
- EC閣僚理事会指令ではbar、barnおよび「血圧の単位」mmHgを表2のカテゴリーに入れている。

## 換算表

力	N( $=10^5 \text{ dyn}$ )	kgf	lbf
	1	0.101972	0.224809
9.80665	1	2.20462	
4.44822	0.453592	1	

$$\text{粘度 } 1 \text{ Pa} \cdot \text{s} ( $= N \cdot \text{s}/\text{m}^2$ ) = 10 \text{ P(ボアズ)} (\text{g}/(\text{cm} \cdot \text{s}))$$

$$\text{動粘度 } 1 \text{ m}^2/\text{s} = 10^4 \text{ St(ストークス)} (\text{cm}^2/\text{s})$$

圧力	MPa( $=10 \text{ bar}$ )	kgf/cm <sup>2</sup>	atm	mmHg(Torr)	lbf/in <sup>2</sup> (psi)
	1	10.1972	9.86923	$7.50062 \times 10^3$	145.038
力	0.0980665	1	0.967841	735.559	14.2233
	0.101325	1.03323	1	760	14.6959
	$1.33322 \times 10^{-4}$	$1.35951 \times 10^{-3}$	$1.31579 \times 10^{-3}$	1	$1.93368 \times 10^{-2}$
	$6.89476 \times 10^{-3}$	$7.03070 \times 10^{-2}$	$6.80460 \times 10^{-2}$	51.7149	1

エネルギー・仕事・熱量	J( $=10^7 \text{ erg}$ )	kgf·m	kW·h	cal(計量法)	Btu	ft · lbf	eV
	1	0.101972	$2.77778 \times 10^{-7}$	0.238889	$9.47813 \times 10^{-4}$	0.737562	$6.24150 \times 10^{-18}$
9.80665	1	$2.72407 \times 10^{-6}$	2.34270	$9.29487 \times 10^{-3}$	7.23301	$6.12082 \times 10^{-19}$	
$3.6 \times 10^6$	$3.67098 \times 10^5$	1	$8.59999 \times 10^5$	3412.13	$2.65522 \times 10^6$	$2.24694 \times 10^{25}$	
4.18605	0.426858	$1.16279 \times 10^{-6}$	1	$3.96759 \times 10^{-3}$	3.08747	$2.61272 \times 10^{-19}$	
1055.06	107.586	$2.93072 \times 10^{-4}$	252.042	1	778.172	$6.58515 \times 10^{21}$	
1.35582	0.138255	$3.76616 \times 10^{-7}$	0.323890	$1.28506 \times 10^{-3}$	1	$8.46233 \times 10^{-18}$	
$1.60218 \times 10^{-19}$	$1.63377 \times 10^{-20}$	$4.45050 \times 10^{-26}$	$3.82743 \times 10^{-20}$	$1.51857 \times 10^{-22}$	$1.18171 \times 10^{-19}$	1	

放射能	Bq	Ci	吸収線量	Gy	rad
	1	$2.70270 \times 10^{-11}$		1	100
	$3.7 \times 10^{10}$	1		0.01	1

照射線量	C/kg	R
	$2.58 \times 10^{-4}$	1

線量当量	Sv	rem
	1	100

高力率電流形 PWM コンバータの開発—I