

核融合用20kAサイリスタ変換装置

20kA Thyristor Converter for Nuclear Fusion

佐藤 徹*
Tōru Satō
戸松 均治*
Kinji Tomatsu
神谷 鉄文*
Tetsufumi Kamiya
丹羽 裕彦*
Hirohiko Niwa

A thyristor converter with an output of 20kA has been developed as a power supply for the poloidal field coil used in nuclear fusion. This converter was produced for the nuclear fusion test equipment (TRIAM-1M) in the Kyushu University, and nowadays it is satisfactorily performing. This report will first introduce the TRIAM project. A summary follows along with details of the thyristor converter. Among the noteworthy technical features may be found; high-speed, high-precision control performance which satisfies the special requirements of the poloidal power supply, methods of increased power output through parallel operation of the thyristors, and other peripheral circuits.

1 まえがき

核融合は、次世代のエネルギーを担う発電システムとして、各方面からその開発に多大な期待が寄せられている。国内においても、日本原子力研究所を初めとして各大学・研究所にて種々の方式による実験・研究が、核融合発電をめざして活発に展開されている。

九州大学応用力学研究所においては、超電導トロイダル磁場実験装置“TRIAM-1M”⁽¹⁾による研究開発が行われている。この装置は、超電導トロイダル磁場による強磁場(8テスラ)を、世界で初めて実現したトカマク型のプラズマ核融合実験システムである。

これまで、当社は電源装置メーカーとして、この九州大学の TRIAM-1M 計画に数年前より微力ながら協力し、同システムの電源部のうち3種のポロイダル磁場コイル電源装置の設計・製作を担当した。ここでは、そのうちの一つである20kA級のサイリスタ変換装置について、その概要を紹介する。

2 核融合用電源システムの概要

TRIAM-1Mはトカマク型の核融合装置であるために、トロイダル磁場コイルと各種ポロイダル磁場コイルなどを備えている。これらの磁場コイルは、特殊な磁場を発生させるために、各々異なった電源にて色々な通電パターンで励磁される。これら、TRIAM-1Mの電源システムは図1に示すように、プラズマの主閉じ込め磁界を生成するためのトロイダル磁場コイル(TFC)電源、プラズマ電流を発生・持続させるための空心変流器コイル(CT)電源、プラズマの位置・断面形状を制御するための各種の垂直・水平磁場コイル(SP、SN、BH、BH-FB)電源、

及びプラズマを乱流加熱する乱流加熱(TH)電源によって構成されている。

当社は、これらのうち、サイリスタ式のBH電源、トランジスタ式のBH-FB電源及びサイリスタ式のSN電源を設計・製作した。BH電源及びBH-FB電源については、SN電源に先行して製作完了し、すでに内容を一部報告した⁽²⁾⁽³⁾。ここに報告するのはSN電源である。これらのポロイダル磁場コイル電源は、プラズマを直接制御することを目的としているので、高速かつ高精度の制御性が要求される重要な電源設備である。

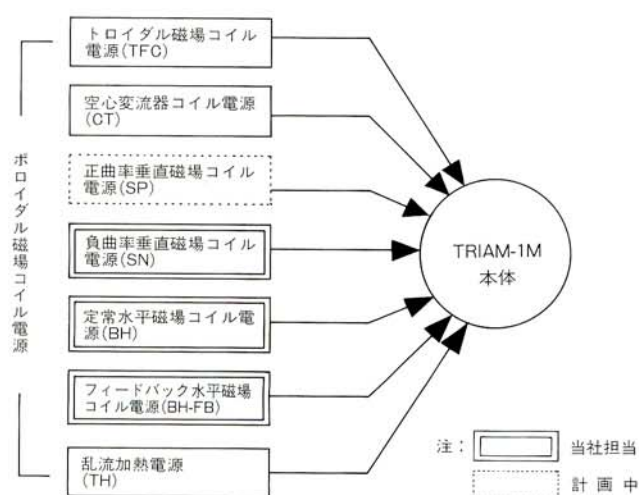


図1 / TRIAM-1M電源システム構成図
Fig. 1/Block diagram of TRIAM-1M power system

3 サイリスタ変換装置の概要

出力電流20kAと大電流制御が要求される本装置は、サイリスタを用いた電力変換装置となっている。単線接続図を図2に示す。高速制御の必要性から、変換方式は2重3相ブリッジ接続の12相変換方式とし、大出力電流を得るため、サイリスタは3並列使用とした。

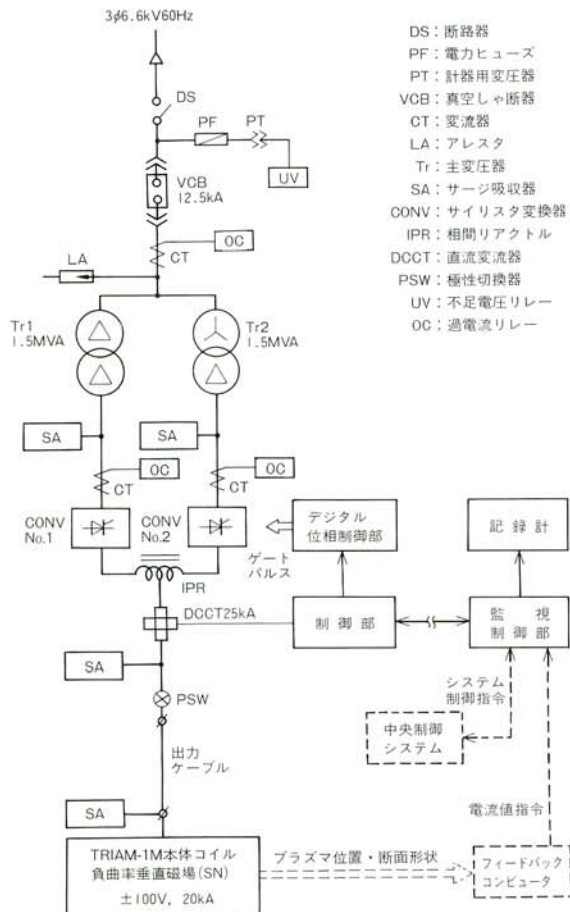


図2/サイリスタ変換装置の単線接続図
Fig. 2/Single-line diagram of thyristor converter

本サイリスタ変換器の主要定格及び仕様は次のとおりである。

交流入力電圧	3相、6.6kV、60Hz
直流出力電圧	0 ~ ±100V
直流出力電流	0 ~ 20kA
直流出力電力	2 MW
定格の種類	短時間通電/連続繰返し
電力変換方式	2重3相ブリッジ接続 12相変換方式
使用素子	1,200V-1,500Aサイリスタ
素子構成	1S-3P-12A
冷却方式	自冷式
定電流精度	±0.5%以下
電流可変性能	±2 kA/4 ms以上

本装置は屋内銅板製自立形のキュービクル構造とし、変圧器、サイリスタなどすべて盤内に収納している。サイリスタは自冷式としたが、盤内の温度上昇を考慮して天井には換気扇を設けている。電力変換部の変圧器、サイリスタ部は2系統に分割してコンパクト化を図った。本装置の電源部の外観を図3に示す。TRIAM-1Mの中央制御システムからの制御指令や、プラズマの位置・断面形状をフィードバック制御するコンピュータからの電流値指令信号などを受ける監視制御盤は中央制御室に別に設置されている。



図3/サイリスタ変換装置外観
Fig. 3/Exterior view of thyristor converter

大出力電流、高速電流制御性が要求されるボロイダル電源であるという特殊性を考慮し、以下の点を重視して技術開発ならびに設計製作を行った。

- (1) 大容量サイリスタの並列接続使用における分流技術及び点弧技術の確立。
- (2) デジタル位相制御・高速電流制御などの制御技術の確立。
- (3) 小形化した大電流・高速応答形の直流変流器(DCC T)の開発。
- (4) 本体側から誘起される高電圧インパルスサージに対する保護対策。
- (5) 短時間定格を考慮した設計による、装置の小形化。

4 サイリスタ変換回路

サイリスタ変換回路は、図2及び図4に示したように互いに位相の30°異なる3相ブリッジを相間リアクトルによって並列接続する12相変換回路を採用している。これは、3相ブリッジを直列接続する方式に比して低圧大電流の変換装置に適した回路である。ただし、この方式は相間リアクトルが必要となる。

3相ブリッジ変換回路の解析は一般の教科書^⑥に述べてあるので詳細には触れずに、ここでは、相間リアクトル

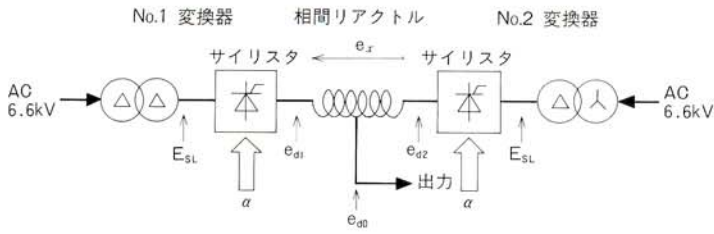


図4/2重3相ブリッジ変換回路

Fig. 4/Double 3-phase bridge converter circuit

を中心に12相に関する計算方法を若干述べるに止める。2重3相ブリッジの場合は、図4に示すように、 30° ずれの2組の3相ブリッジ出力の差電圧を相間リアクトルが負担して互いの出力電圧の平均が出力電圧となる。すなわち図4においては、

$$e_{d0} = \frac{1}{2}(e_{d1} + e_{d2}) \quad \dots\dots(1)$$

$$e_x = e_{d1} - e_{d2} \quad \dots\dots(2)$$

の関係式が成立している。ただし、

e_{d0} : 出力電圧

$e_{d1,2}$: 各変換器出力電圧

e_x : 相間リアクトル電圧

であり、すべて瞬時値である。ここで、点弧角 α で位相制御された各変換器の出力電圧瞬時値は、それぞれ、

$$e_{d1} = \sqrt{2} E_{SL} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \alpha\right) \quad \dots\dots(3)$$

$$; 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$$

$$e_{d2} = \sqrt{2} E_{SL} \cos(\omega t + \alpha) \quad \dots\dots(4)$$

$$; -\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$$

で表わされ、 $\pi/3$ (60° el) 周期の繰返し波形となる。ただし、ここで E_{SL} は交流線間電圧実効値である。もう少し厳密に議論するには、転流重なり角期間の出力電圧を検討する必要がある。重なり角は、直流電流と転流相相互間の電位差(点弧角 α によって決まる)及び変圧器の転流リアクタンスによって決定される。この期間の出力電圧は転流相の電圧平均が出力されることになる。この計算は困難ではないが、パラメータが増えて複雑になるので、ここでは重なり角を無視して出力電圧を計算している。

さて、出力電圧は式(1)(3)(4)から求められる。 ωt が $0 \sim \pi/6$ の範囲では、式(3)と(4)はそのまま加算でき、出力電圧は下記の式で表わされる。

$$\begin{aligned} e_{d0} &= \frac{\sqrt{2}}{2} E_{SL} \left\{ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \alpha\right) + \cos(\omega t + \alpha) \right\} \\ &= \sqrt{2} \cos \frac{\pi}{12} E_{SL} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{12} + \alpha\right) \quad \dots\dots(5) \end{aligned}$$

$$; 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$$

この出力電圧は $\pi/6$ (30° el) 周期の繰返し波形となる。

例えば電源周波数が 60Hz であれば出力電圧リップルは 720Hz となる。この式で直流出力電圧(平均値)、リップルなどが計算可能となる。ちなみに、直流出力電圧 E_{d0} を計算すれば、

$$E_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e_{d0} d(\omega t)$$

$$= \frac{6}{\pi} \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{6} E_{SL} \cos \alpha$$

$$= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_{SL} \cos \alpha \quad \dots\dots(6)$$

となり、出力電圧平均値に関しては3相ブリッジの場合と全く同じとなる。

一方、相間リアクトルの電圧であるが、(2)(3)(4)式から同様に求められる。 ωt が $0 \sim \pi/6$ において、リアクトルの端子間電圧 e_x (瞬時値) は、

$$e_x = \sqrt{2} E_{SL} \left\{ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \cos(\omega t + \alpha) \right\}$$

$$= 2\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{12} E_{SL} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{12} + \alpha\right) \quad \dots\dots(7)$$

となる。この電圧は、 ωt が $\pi/6 \sim \pi/3$ になると、極性が反転されて繰返される。したがって、 e_x の周波数は、電源周波数の6倍となることがわかる。点弧角 α によって e_x がどのように変化するかを図5に示す。

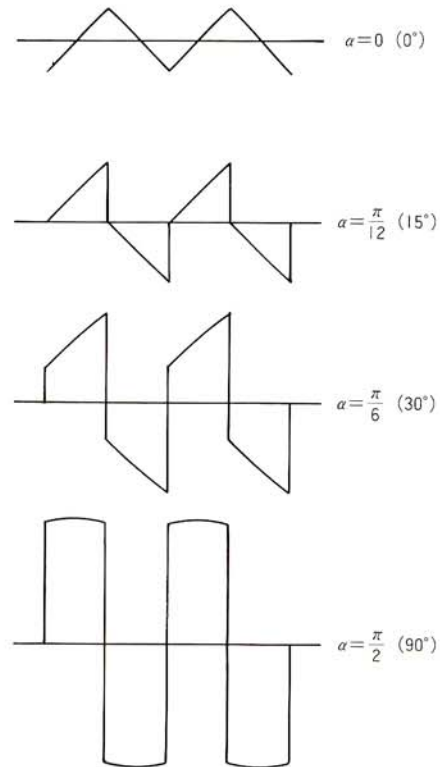


図5/相間リアクトル電圧波形

Fig. 5/Waveforms of interphase reactor

一般に、リアクトルの定格電圧仕様は正弦波で規定するため、定格電圧を決めるには(7)式の e_x を正弦波に換算しなければならない。変圧器・リアクトル等の鉄心を用いた機器の定格電圧は鉄心の磁束を基準にする。このため、等価な正弦波電圧を求めるには、実効値換算ではなく平均値換算の方法を使う。

等価正弦波電圧の実効値を E_X 、平均値を E_{XA} とすると、

$$E_{XA} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_X \quad \dots\dots(8)$$

の関係がある。この平均値 E_{XA} とリアクトル電圧 e_x の平均値とが等しいとして、実効値 E_X が求められる。

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_X = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |e_x| d(\omega t)$$

$$E_X = \frac{3}{\sqrt{2}} \int_0^{\pi} |e_x| d(\omega t) \quad \dots\dots(9)$$

リアクトル電圧 e_x は、点弧角 α が $0 \sim \pi/12$ の範囲では積分区間に極性反転する(図5参照)。したがって、この場合は積分区間を2区間に分割して計算する。結果は次のようになる。ただし、線間電圧 E_{SL} との比で表わす。

$$\frac{E_X}{E_{SL}} = 3(\sqrt{6} - \sqrt{2} - \cos \alpha) \quad \dots\dots(10)$$

$$; 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{12}$$

$$\frac{E_X}{E_{SL}} = 3(2 - \sqrt{3}) \sin \alpha \quad \dots\dots(11)$$

$$; \frac{\pi}{12} \leq \alpha < \frac{\pi}{2}$$

ここで、点弧角 $\alpha = 0$ とすれば、ダイオード整流回路の場合であり、値は0.106となる。最大値は $\alpha = \pi/2$ のとき0.804となる。グラフを図6に示すが、位相制御範囲

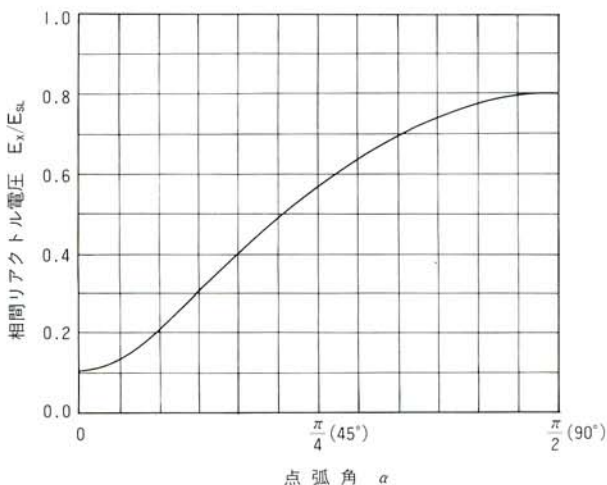


図6/相間リアクトル電圧
Fig. 6/Voltage of interphase reactor

を狭くすれば、リアクトルの定格電圧を下げ得ることがわかる。本装置では、 α は $\pi/2$ を超えるので、最大値で設計されている。なお、リアクトルの容量 P_X は、変圧器と等価な容量として、

$$P_X = \frac{E_X}{2} \cdot \frac{I_{d0}}{2} \quad \dots\dots(12)$$

で計算することとなる。ただし、 I_{d0} は直流出力電流である。

5 サイリスタ周辺回路

5.1 サイリスタの並列接続

出力電流が20kAと大電流であることから、変換回路のサイリスタは1アームに3並列使用とし、全体では、1S3P12A(S:シリーズ、P:パラ、A:アーム)、計36素子の構成としている。サイリスタ1アーム分の接続図を図7に示す。

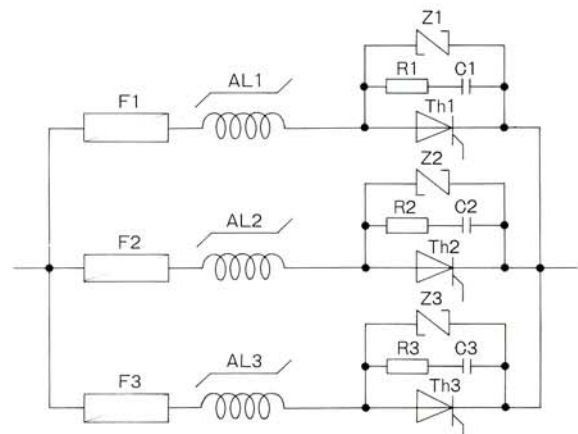


図7/サイリスタの並列接続
Fig. 7/Parallel connections of thyristors

各サイリスタに均等に電流を分流させる目的で可飽和リアクトルを各素子に挿入している。これは、点弧時間にばらつきがあっても、遅れてターンオンするサイリスタのアノード電圧を確保して、点弧ミスを防止するためのものである。また、可飽和形としないと、各サイリスタ間の転流時定数が大きくなり、ターンオン時の過渡的な電流のばらつきが定常状態(5.5ms:60Hz)に入っても収束しなくなってしまふ。大電流サイリスタの抵抗分は1mΩ程度であるので、インダクタンスは2~3μH以下にしないと良好な分流特性が得られない。可飽和リアクトルはトロイダル形のフェライトコアを多段にして、サイリスタのアノード接続リードに1ターン貫通形としている。コアは下記の式により選定することとなる。

$$\sqrt{2} E_{SL} \Delta t = N A_e \Delta B_m \quad \dots\dots(13)$$

Δt : ターンオン時間のばらつき、 $0.5 \sim 1 \mu\text{s}$

N : コアの個数

A_e : コアの等価断面積 (m^2)

ΔB_m : 最大磁束密度変化 (T)

過渡分流を向上させるには、ゲート回路の効果 (Δt を小さくする) も大きく、実績のあるハイゲートドライブ回路を使用している。

定常分流については、サイリスタの順方向降下電圧をそろえ(選別)、ヒューズ、リード線の抵抗分で分流効果を上げている。

サイリスタ回路の構造を図8に、分流効果の試験結果を図9に示す。このように十分な分流特性が得られている。

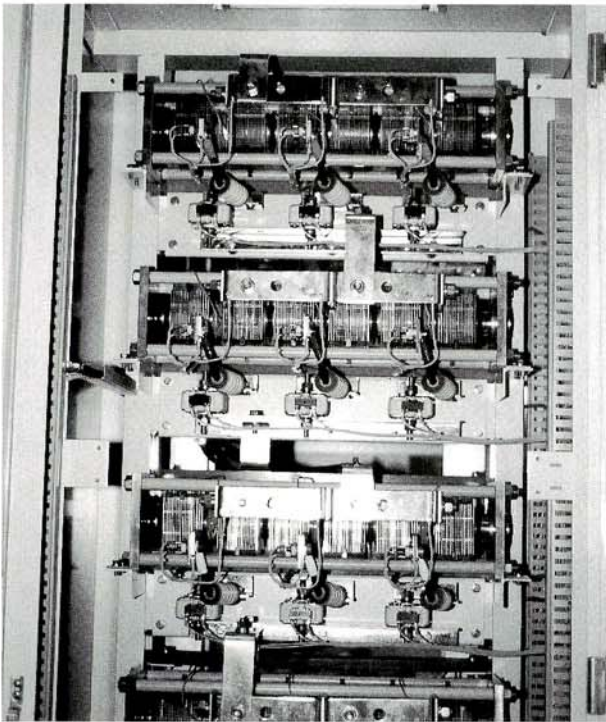


図8/サイリスタ変換部(部分)

Fig. 8/Partial view of thyristor converter

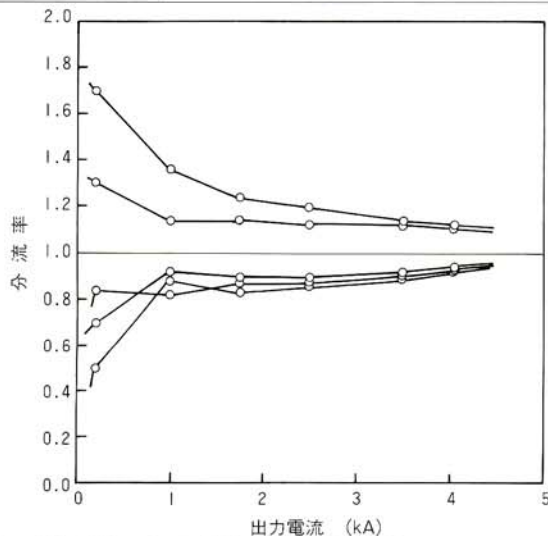


図9/サイリスタの分流特性(代表例)

Fig. 9/Current distribution characteristics of thyristors

5.2 制御回路

サイリスタの位相制御回路はデジタルPLL方式を用いたデジタル位相制御方式(特許出願中)を採用し、位相制御の高精度化と、無調整化を図った。このデジタルPLL方式は電源周波数を1サイクルで精密に計測し、次のサイクルには正確に、電源周波数の768倍の周波数を発生させる回路である。この方式により広範囲の電源周波数域に亘って正確な位相制御が可能となった。その特性を図10に示すが、0.2%以内の誤差におさまる良好な特性が得られている。また、この周波数の信号を処理した同期パルス信号を外部に出力し、他のポロイダル電源等の運転制御の時間基準としている。

本装置もプラズマのフィードバック制御を目的とした電源であることから高速高精度の出力電流フィードバック制御を行っている。12相位相制御は $12f$ (f : 電源周波数) のサンプリング制御と考えられる。したがって、 $f = 60\text{Hz}$ の場合、 360Hz 以上の周波数応答は理論的に得られない。本装置の電流制御は、ほぼこの理論限界までの周波数特性を実現している。フィードバックループの制御はアナログ系で構成し高速化を図った。

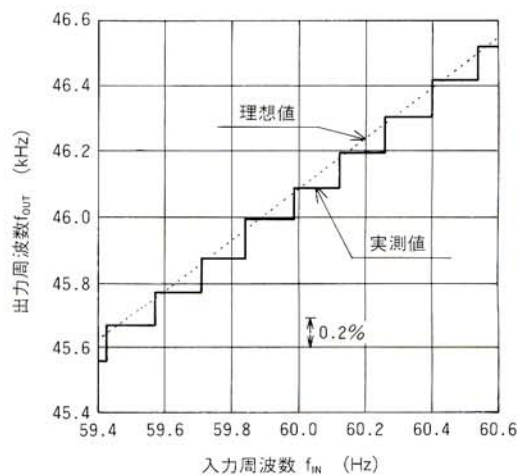
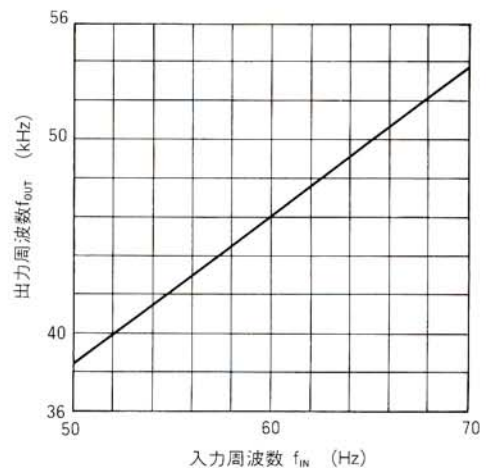


図10/デジタルPLLの特性

Fig. 10/Characteristics of digital PLL

出力電流検出用の直流変流器(DCCT)は、一般に大電流用となると、リターン線が発生する磁界が変流器本体に影響を与え、このクラスでは1m以上距離をとる必要がある。このため、リターン線を軸対称配置にして、その磁界を打消すことによりコンパクト化を図った。その構造図を図11に示す。

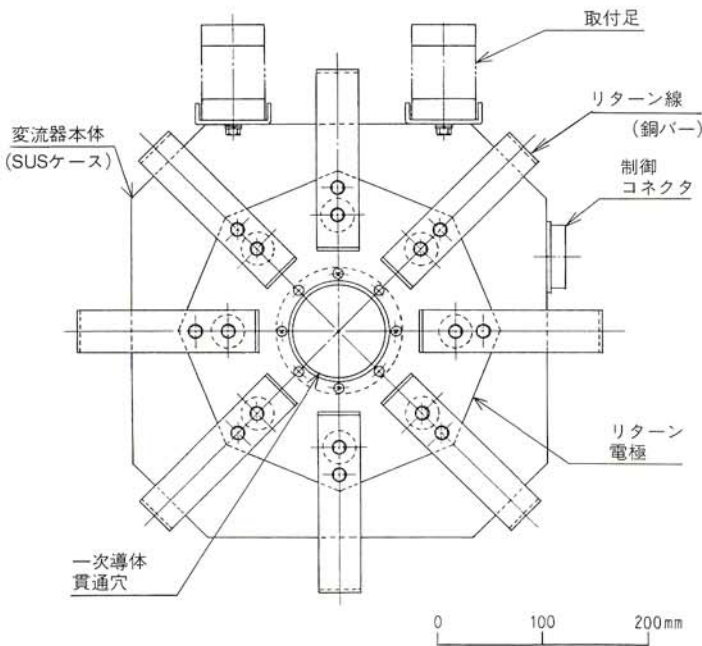
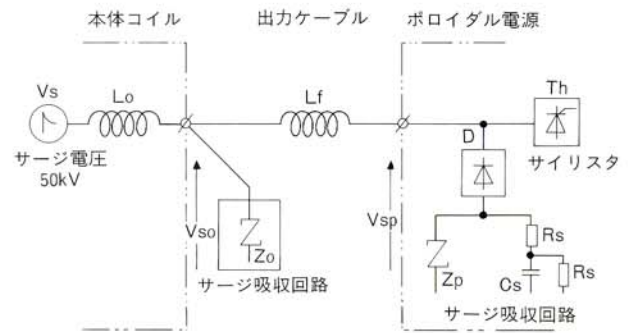


図11/直流変流器(DCCT)
Fig. 11/Direct-current transformer

5.3 サージ電圧対策

トカマク装置本体は種々のコイルが電磁的に結合されており、その中には数十kVのインパルスが印加されるコイルもある。またプラズマ自身の電流(数百kA)がしゃ断される場合もあり、ポロイダル磁場コイルには高電圧サージが誘起される。

ポロイダル電源及びポロイダル磁場コイルを、サージ電圧から保護するために酸化亜鉛バリスタを用いたサージ吸収対策を行っている。図12に構成図を示すが、2箇所にサージ吸収回路を設け、本体コイル及び電源をそれぞれ保護している。本体コイル側にはサージ耐量80kA(4×10μs)素子の4並列を1組とした3組のバリスタを、電源側には15kA(8×20μs)素子の7並列のバリスタと、放電阻止形の大容量CRアブソーバを用いている。保護電圧レベルとしては、最悪ケースにおいても電源側サージ電圧1kV以下、コイル端子では2.5kV以下に抑制している。また、サージ吸収回路の故障時には通電を中止する保護シーケンスを備えて万全を期している。



$V_{so} < 2.5\text{kV}$, $V_{sp} < 1\text{kV}$ のレベルにまでサージを吸収する

図12/サージ吸収回路
Fig. 12/Surge absorbing circuits

6 試験及び運転

試験は、実負荷と同じ定数の模擬負荷コイルを製作して入念な社内試験を実施し、その上で現地据付工事、ケーブル配線工事を行った。本体コイルと本装置とは50mの距離があり、ケーブルの抵抗分・インダクタンス分を可能な限り小さくし、装置全体としての性能を上げる必要がある。このため、出力ケーブルは600mm²のCVケーブルを8並列(往復で16本)使用している。

試験は絶縁耐力試験、各種保護動作及びシーケンステストを実施後、ポロイダル電源としての特殊性能試験を行った。九州大学殿の計算機と結合したコンピュータ制御動作試験も良好な結果を得た。

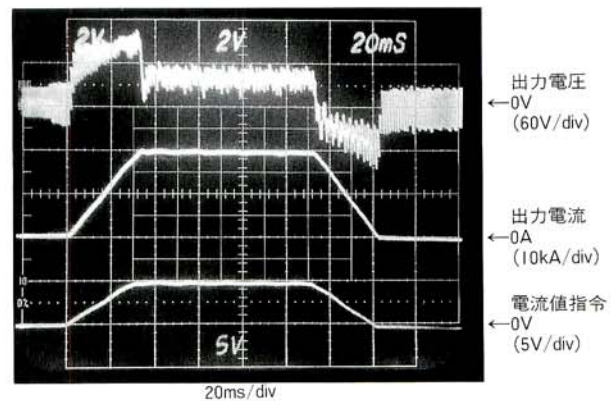


図13/出力波形($I_0=20\text{kA}$)
Fig. 13/Output waveforms

プラズマフィードバック制御に重要な項目である応答性能については、図13に定格電流通電波形を示す。電流の立上げ・立下げは20kA/30msと十分仕様を上廻る性能を得ている。また、周波数特性についても所期の特性が得られている。図14に電流値指令入力信号に30Hzの正弦波を入力し、出力電流の応答性を確認した結果を示すが、忠実に入力信号を再現していることがわかる。図15は150Hzの場合で、若干の位相遅れ、歪みを伴っている

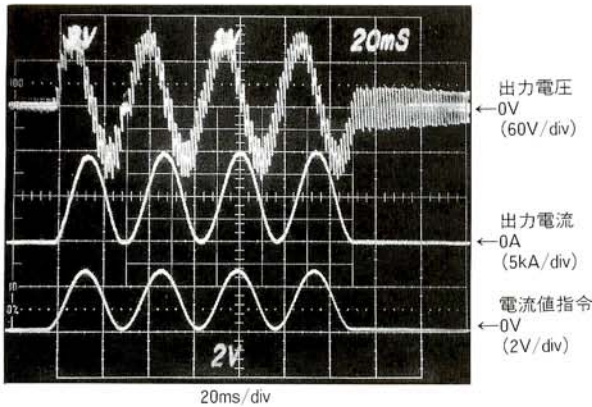


図14/30Hz応答波形
Fig. 14/Burst sinusoidal responses

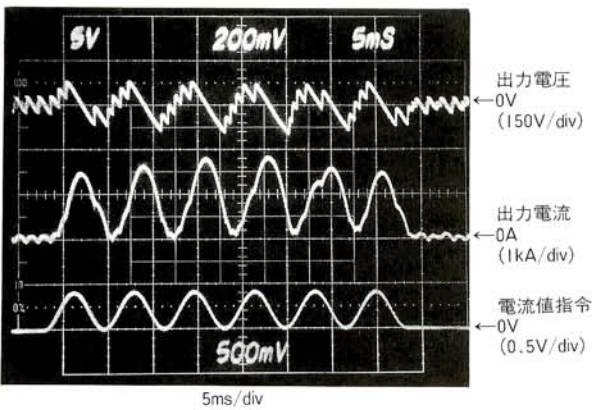


図15/150Hz応答波形
Fig. 15/Burst sinusoidal responses

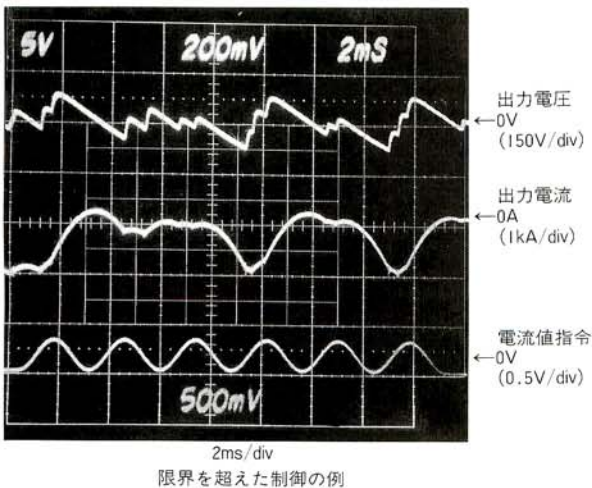


図16/360Hz応答波形
Fig. 16/Burst sinusoidal responses

限界を超えた制御の例

るが、再現性は良好である。一方、限界周波数360Hzの場合を図16に示すが、このように波形の再現性は失われることとなる。試験結果から、定電流制御(追値制御)は位相制御の基本特性の限界まで十分良好に動作していることが確認された。

一方、定電流制御の精度も $\pm 0.5\%$ の仕様を上廻り、ほぼ $\pm 0.2\%$ 以内に収まる結果を得た。

本装置は、これら現地での実証試験を終了後、九州大学殿により実運転に入り、現在順調に稼動中である。

7 あとがき

TRIAM-1Mは、超電導強磁場プラズマ点火成功など世界的な実験成果を上げ、更に高度な実験・研究を推進中である。当社のポロイダル電源は九州大学殿のシステム計画のもとに順次、開発・設計・製作され、TRIAM-1Mの電源システムの重要な一翼を担っている。

これらの電力制御技術は、核融合関係に止まらず、広い分野に適用可能であり、その成果を新分野にも応用すべく研究開発を推進したいと願っている。

おわりに当り、本装置の計画から試運転にいたるまで一貫して適切なお助言・ご指導いただいた九州大学殿に深く感謝いたします。また、製作・試験に多大な協力をいただいた変圧器事業部ならびにシステム開発本部の関係各位にも厚くお礼申し上げる次第である。

参考文献

- (1) 伊藤、他：強磁場超電導トカマク型核融合装置
“TRIAM-1M”の開発、日立評論、66
(1984)
 - (2) 佐藤 一：大容量サイリスタ変換装置、愛知電機技報、No.1 (1985)
 - (3) 佐藤、他：大容量トランジスタPWM電源装置、愛知電機技報、No.3 (1986)
- その他、以下の文献が参考となる。
- (4) 伏見康治 他：『プラズマ核融合』(共立出版、1979)
 - (5) K. Oshima, et al.: 『Nuclear engineering for an uncertain future』(University of Tokyo Press, 1981)
 - (6) サイリスタエレクトロニクス編集委員会：
『サイリスタエレクトロニクス』全5巻
(丸善、1974)