

核融合用100MVA級オーム加熱電源

100MVA Class Power Supply for Ohmic Heating for Nuclear

Fusion Reserch Facilities

伊藤 智之^{*1}

Satoshi Itoh

中村 一男^{*1}

Kazuo Nakamura

佐藤 徹^{*2}

Toru Satoh

戸松 均治^{*2}

Kinji Tomatsu

丹羽 裕彦^{*2}

Hirohiko Niwa

桑原 祐^{*2}

Tasuku Kuwahara

We have developed a large capacity power supply, which is used for plasma generation and ohmic heating for the Tokamak unit. This power supply equipment controls the current in the ohmic heating coil with the specified high speed pattern, so that the ohmic heating coil generates large current plasma. The overall capacity of the power supply equipment has reached the 100 MVA class, a record capacity for our power electronics products.

This equipment has gone through many technical development programs, design simulations and element test before completion. Connected with the superconductive nuclear fusion research facility TRIAM-1M installed in Kyushu University, the equipment has maintained satisfactory operation.

This paper reports on the function and technical features of this power supply equipment.

1 まえがき

九州大学応用力学研究所における超伝導強磁場プラズマ核融合実験装置TRIAM-1Mと、当社が開発したポロイダル電源システムについては以前に紹介した⁽¹⁾。ポロイダル電源はプラズマの安定化を目的とした装置であったが、このたび、プラズマ電流そのものを発生させ、同時にプラズマを加熱させるオーム加熱電源を新規に開発し、同研究所に納入した。

今回の開発機は、オーム加熱に特有な機能と同研究所独自のプラズマ電流立上げ方式のため、かなり特殊な電源システムになっている。また、一つの本体コイルに+35kAから-14kAという大電流を流すという要求から、サイリスタ変換器は正側で75MVA、負側で30MVAの大容量になり、総合では105MVAの変換器群となっている。これは、当社としての記録的な大容量製品であることは勿論、オーム加熱電源としても日本原子力研究所のJT-60に次ぐ大規模な電源システムである。

全体のシステムは、サイリスタ変換器群以外に、直流遮断装置(株日立製作所殿担当)、コンデンサ放電装置(ニチコン(株)殿担当)、その他の装置が主回路に接続されることにより構成され、本体コイルおよびプラズマとの相互作用とあいまって複雑な動作を行なう。

また、オーム加熱電源のシステム制御系も相当な高速

度・精密性が必要になる。このため、大電力変換器の開発以外に多くの解決課題が発生したが、シミュレーションや要素技術検討を繰り返し実施し、これらを開発設計に活かすことにより各問題点を解決し、このほど完成に至った。

本稿では、まずオーム加熱電源によるプラズマ電流発生 の原理および動作について説明し、次に今回開発したオーム加熱電源についてその技術概要を紹介する。

2 プラズマ電流発生

2.1 オーム加熱

現在の主流であるトカマク方式は大電流プラズマにより核融合の実現を目指す方式であるため、まずいかにしてプラズマ大電流を得るかが基本的な問題になる。大電流が流れれば、プラズマ抵抗損 (I^2R) によりプラズマが加熱される。これをオーム加熱 (Ohmic Heating) という。ある程度プラズマが加熱されるとプラズマ抵抗が減少してオーム加熱による効果が少なくなるので、さらに温度を上げるための追加熱が行なわれることが一般的であり、乱流加熱、高周波加熱、中性粒子入射等の追加熱が試みられる。オーム加熱電源は、変流器の原理によりプラズマ電流を立上げ、電流を維持させる装置である。

*1 九州大学 応用力学研究所

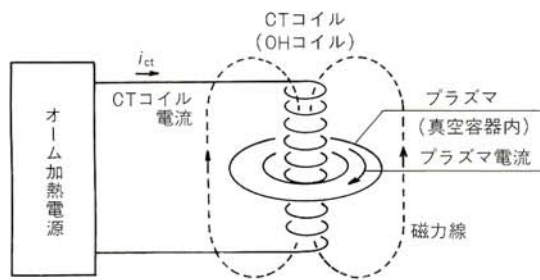
*2 システム開発本部 開発部

2.2 プラズマ発生

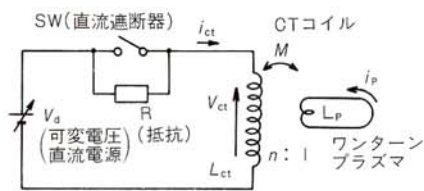
プラズマ発生のためのコイルは、変流器コイル（以後CTコイル）と呼ばれるが、オーム加熱の意味からOHコイルと言われる場合も多い。プラズマ発生原理を図1に示すが、CTコイルとプラズマとの関係は、変圧器の1次コイルと2次1ターン短絡コイルとの関係と考えれば理解しやすい。ただし、TRIAM-1Mは強磁場であるため鉄心は用いられず空心である。

基本的動作は、まず図1のスイッチSWを閉じて、電源電圧 v_d を上げる事によりCTコイルの電流を立上げる。まだプラズマは発生していない状態であるので、CTコイルの自己インダクタンス L_{ct} と印加電圧 v_d の比による立上り率で電流が上昇し、励磁電流所定値 (I_{ct}) に達した時点で電源電圧 v_d を零にすると同時にSWを開放し、図示していない転流回路からSWに逆電流を注入することによりSWに流れている直流電流を遮断する。

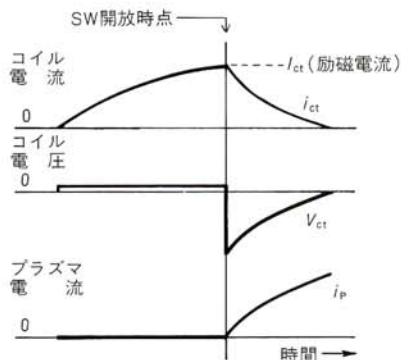
SWに流れていた電流は抵抗Rに転流し、CTコイルには逆向きの高電圧 ($L_{ct} \times R$) が印加される。CTコイルの



構造



回路



電流・電圧波形

巻数を n とすれば、この電圧の $1/n$ がワントーンループ電圧として2次側に発生し、真空容器内で放電が起こりワントーンのプラズマ電流通路ができ上がる。

いったん、電流が流れれば、コイル電圧 v_{ct} に比例したワントーンループ電圧によって、プラズマ電流 i_p が立上がり上昇する。

抵抗分による損失、漏洩インダクタンス等を無視した理想的な場合を考えれば、最終的にプラズマ電流は、CTコイル励磁電流 I_{ct} を巻数比 (n) 倍した電流に到達する。これは、2次電流が1次電流の巻数比倍になる変流器の原理と同様であり、このためこのコイルはCTコイルと呼ばれる。

従来の装置では、コンデンサ放電によりプラズマ電流を立上げる方式が多く用いられていたが、大型装置になるにつれ、このようにコイルに磁気エネルギーを蓄積してプラズマ電流を発生させる方式が試みられるようになった。

図1では基本原理のみ示したが、実際の装置では、抵抗Rを時間的に順次切換えたり、コイル電流の減少後に更にこれを逆方向に立上げるにより1次電流振幅を大きくしたりして、プラズマ電流の増加・長時間維持を図る方法が採用される。

3 電源システムと基本動作

3.1 基本構成

図2に、本オーム加熱電源の基本的なシステム構成を示す。この図において、PSはコイルに正方向電流を供給するための正群サイリスタ変換器、NSは負方向電流を供給する負群サイリスタ変換器、BAは正方向電流をバイパスさせるためのバイパスサイリスタ群である。また、コイル電流が正から負に切換わる時の振動を抑制するための、ダンピング抵抗 R_b を設置してある。R1, R2, R3はCTコイル電流の減衰時定数抵抗であり、S2はR2を回路に瞬時に挿入するためのイグナイトロン群である。

S1, S3は直流遮断スイッチであり、VCBを用いて、コンデンサ転流方式により直流を遮断する。CとS4から構成されるコンデンサ放電装置は、コイル電流 i_{ct} が低くなってから速やかに電流反転させる動作をする。コンデンサが放電してコンデンサ電圧が零になったあとは、反転したコイル電流 i_{ct} はダイオード群 S5 を通して流れる。

これらの装置が、相互関連の上で一連の動作を行ないプラズマ電流を立上げる。

3.2 基本動作

図2の各構成要素の基本的な動作を図3の各期間

(①~⑪)について以下説明する。なお、プラズマ電流は図3には記入していないので、後述する図4のプラズマ電流 I_p およびワンターンループ電圧 v_l も参考にされたい。

(1) コイル励磁期間①~③

遮断器S1, S3を閉路した状態で、サイリスタ変換器PSが直流電圧を出力するとCTコイルに電流が流れ始める(図3の①の時点)。電流が立上がり、所定励磁電流 (I_{ct} ; 最大+35kA) に到達すると(②), PSは自動的に定電流制御動作に移行し、一定電流を維持する。

(2) 電流減衰期間③~⑥

この期間は、直流遮断を行ない電流を抵抗に移し、そのあとの電流減衰時間を時定数抵抗によって調整する期間である。

S1遮断を③時点で行ない、CTコイルに発生する高電圧 ($I_{ct} \times R1$; 最大-20kV) によりプラズマ電流を励

起させる。この時、同時にPSはゲートシフト制御により出力電圧を反転させて、コイル電圧の上昇を助勢すると共に電力を交流電源側に回生する。このままの状態が続けば、R1の抵抗値が高いためコイル電流が急激に減衰してしまい、プラズマ電流の立上げ、プラズマ維持に好ましくない。このため、イグナイトロンスイッチS2をトリガして導通させることにより、R2を並列に投入して減衰時定数を長くする(④)。しかし、電流が減衰してくると、今度は電流変化率の絶対値が小さくなり、プラズマのワンターンループ電圧が下がり、プラズマ電流が上昇しなくなる。このため、S3遮断によりR3を回路に直列に挿入して再度コイル電圧を上げ、プラズマ電流を再上昇させる(⑤)。この時、次の電流反転動作に備えて、バイパス用のBAサイリスタを点弧させる。今までPSを流れていた電流はBAに転流し、PS電流は零になる。BA転流確認後PSをゲートブロックし、PSのサイリスタを停止させる。

(3) 電流反転期間⑥~⑧

この期間は、できる限りコイル電流減少率を下げないで(ワンターンループ電圧を維持するため)スムーズに電流を反転させる期間である。

予め充電しておいた(最大4kV)コンデンサCをイグナイトロンS4により放電させる(⑥)とコイル電圧は大きくなり、コイル電流の減少率も再び大きくなる。この時、負群サイリスタ変換器を動作させゲートシフト状態にする。電流方向がNSにとって逆方向であるため、NSには電流が流れない。

⑦の時点で電流が零になるが、まだコンデンサ電圧によりコイル電圧は負の状態であるため電流は負方向に流れようとして、コイル電流はBA(正)からNS(負)に転流する。NSに電流が移ると、NSはゲートシフト状態であったため逆電圧(正)を発生し、BAサイリスタのターンオフを確実にする。コイル電流の反転を検出して、NSを自動的に電圧上昇させることでコイル電流を負方向に立上げる(⑧)。

なお、NSが12相位相制御であるためBAからNSへの転流時に(⑦)、最大1.4ms(電気角で30°)の電流零期間が生ずる。この影響を最小限に止めるためにダンピング抵抗Rbを設けてある。

(4) 負電流期間⑧~⑪

⑧時点でNS電圧は最大まで立上がり、コイル電流は負側に立上がって行く。コンデンサCの電圧が零に達すれば、今まで抵抗とコンデンサに流れていたコイル電流は自動的にダイオードS5に転流する(⑨)。その後も電流は増大し所定電流(最大-14.1kA)に到達する(⑩)。その後、NSのゲートシフトにより電流は減衰し零になって、CTコイルの通電は終了する。

なお、⑦~⑩の期間の電流は外部電流値指令により波形制御が可能である。

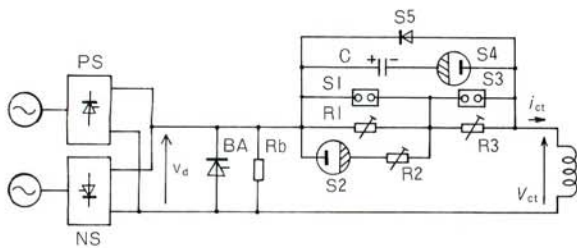


図2/基本構成

Fig. 2/Basic function circuit

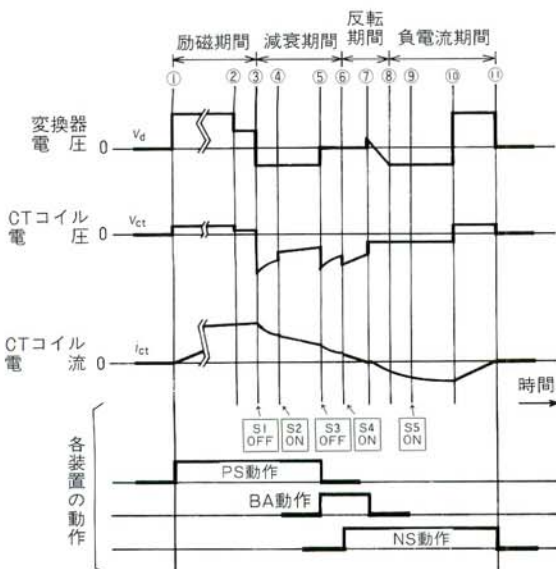


図3/基本動作波形

Fig. 3/Basic function waveforms

3.3 シミュレーション

前述の説明のように、本電源はかなり複雑な動作を行なう。この方式はTRIAM-1M独自の方法であり、プラズマ電流の立上げ、維持の制御自由度が大きく、コイル電流の変化率も理想に近いものが得られる。

一方、電源側から見れば、要求される各種のプラズマ電流波形モード (I_p モード) に対応するために、多くの設定・制御パラメータ (交流電源電圧、励磁電流 (I_{ct})、各抵抗値、コンデンサ電圧その他の可変設定パラメータと各要素の動作タイミング制御パラメータ等) の最適な組み合わせを見つけることが課題になる。

このため、プラズマ電流を含めて、オーム加熱電源を計算機でシミュレーションして、各種パラメータを変える計算を繰返すことにより、各々の I_p モード に対する設定パラメータの最適値に近い値を求めて設計に反映させた。

図4にシミュレーション例、図5にシミュレーションに使ったCTコイルとプラズマとの等価回路を示す。図5において、 M はCTコイルとプラズマの相互インダクタンスである。プラズマ電流が大きくなると、プラズマの小半径 (太さ) が大きくなるため結合が良くなり、 M は大きくなる。シミュレーションでは、簡略化して、ある時点で M を瞬時変化させている (図4では5ms)。また、プ

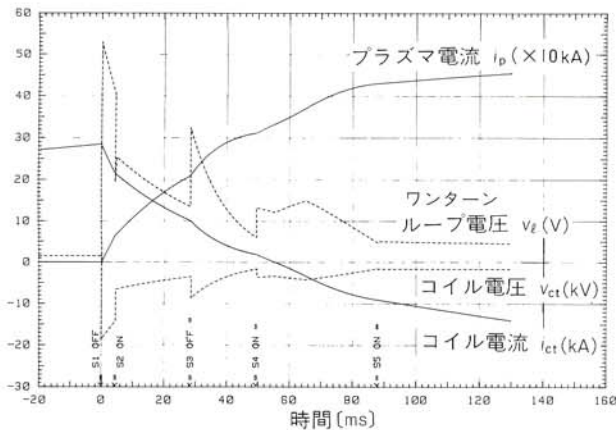


図4/オーム加熱電源シミュレーション
Fig. 4/Simulation for the power supply control for ohmic heating

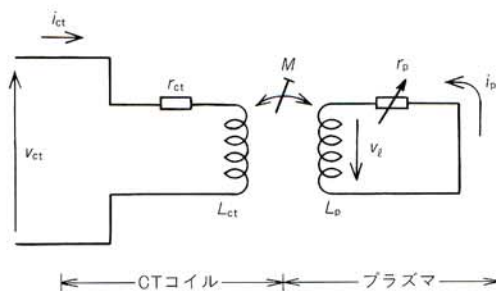


図5/プラズマ等価回路
Fig. 5/Equivalent circuit of plasma

ラズマ抵抗 r_p もプラズマ電子温度に依存して変化するので、

$$r_p = R_0 \cdot T_e^{-3/2} \dots\dots\dots(1)$$

r_p : プラズマ抵抗
 R_0 : 係数
 T_e : 電子温度

とし、 T_e は

$$T_e = \begin{cases} k_1 \cdot i_p & ; i_p < I_{p0} \\ k_2 \cdot i_p^3 & ; i_p \geq I_{p0} \end{cases} \dots\dots\dots(2)$$

k_1, k_2 : 係数で、 $k_2 = k_1 \cdot I_{p0}^{-3}$
 I_{p0} : 温度変曲点のプラズマ電流

で近似して、各計算ステップごとに i_p の値により r_p を更新する手法をとる。

図5のプラズマ側の等価回路と図2の電源回路とを合わせて図3の各期間ごとに回路方程式を立て、その微分方程式を解いてシミュレーションを実施した。その一例が図4であるが、シミュレーションはパラメータ変更のみでなく、各要素そのものを除外する組み合わせ、例えばNS不動作、S2、S3不動作、S4不動作等々の組み合わせの場合もすべて実施している。

このオーム加熱電源シミュレーションによって、目的のプラズマ電流に対応した電源側の設定条件が明らかになった。

4 オーム加熱電源

4.1 概要

図6に全体の単線接続図を示す。また、図7に主要装置群の外観を示す。本機のような大電力システムになると、すべてを一筐体に収める事は不可能であり、主要装置毎に分割して製作・設置し、各装置を相互にケーブル等で接続し一つの回路を構成することになる。

交流の電源は、大容量の電動発電機 (125MVA) から供給される。電圧は6600V定格であるが、TRIAM-1Mの運転モードに従って、20~100%の範囲で制御される。また、省電力実験モードでは商用電源による運転を行ない、この場合は1800V 4.5MVAのステップダウン変圧器が使用される。これらの交流電源を受電盤を介して各変換器等に供給する。

正群、負群用のサイリスタ変換器用変圧器はそれぞれ75MVA、30MVAの大容量になるため、各々2分割設置している。サイリスタ変換器は、正群、負群共に3相ブリッジを相間リアクトルで並列接続する2重3相(12相)変換方式を採用している。バイパスアーム用サイリスタ群は正群変換器の盤内に収納した。

時定数調整器にて各装置からの主回路ケーブルを集合・結合して、その出力を地下ピットを通して、約100m離れたTRIAM-1MのCTコイルに接続している。接続ケ

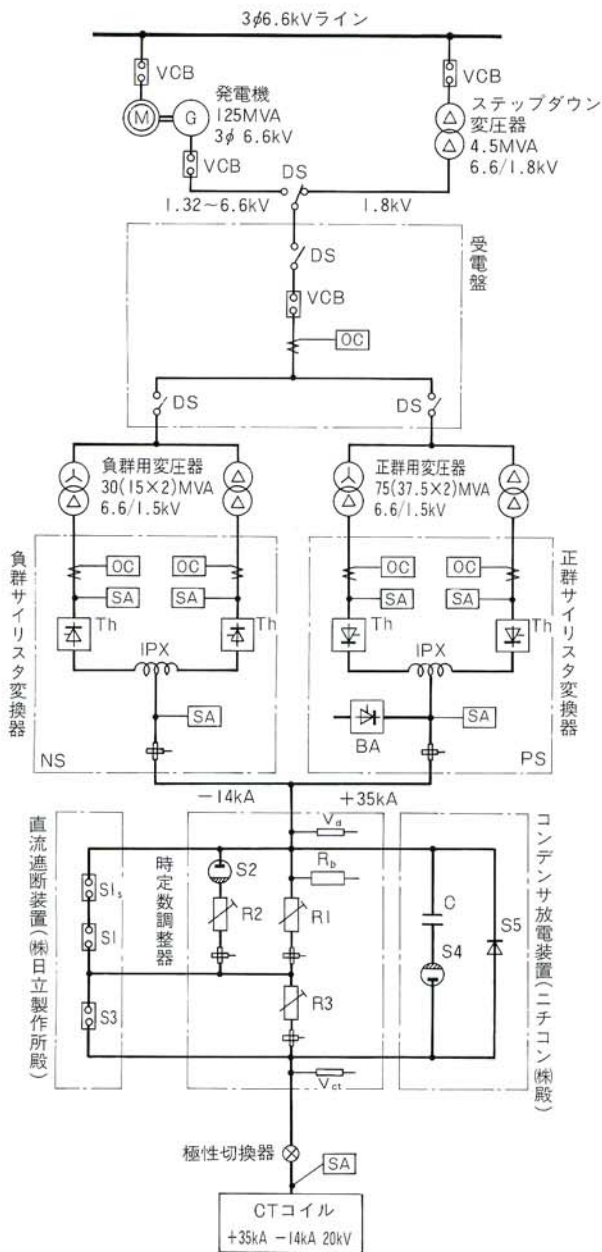


図6/オーム加熱電源単線接続図

Fig. 6/Diagram of the power supply for ohmic heating

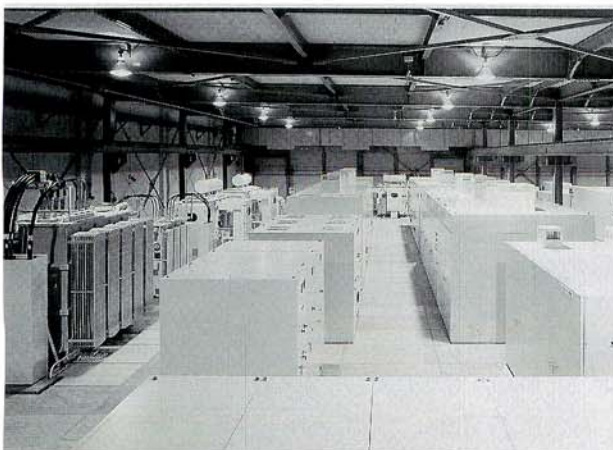


図7/オーム加熱電源の外観

Fig. 7/Site view of the power supply for ohmic heating

ケーブルは高圧電力ケーブルを4並列交互配置して、インダクタンス、抵抗の低減を図り、本体コイル下ピット内には極性切換器とサージ吸収器を設けた。

4.2 正群サイリスタ変換器

(1) 概要

本機はCTコイルを励磁する目的のもので、最大35kAまで出力可能である。励磁電流を上げる速度は出力電圧に比例し、この立上げ速度が遅いとCTコイルが不必要に発熱してしまう（発熱量は I^2t に比例する）。このため、定格励磁完了までの時間を0.5秒以下にして、本機の定格直流出力電圧は1.3kVに設計した。

交流側入力容量は75MVAに達し、サイリスタ変換器としては当社の最大容量記録品になった。変換用サイリスタも、最大容量級のサイリスタを140素子もの多数個を組合せて使用するという膨大なものである。また、変換器は、前述の図3の①～⑦の期間の複雑な動作が必要なのは勿論、直流遮断器、コンデンサ装置からのサージ電圧（20kV以上）にも耐えて、正常動作をするという特殊な機能が要求される。

(2) 仕様

変換器も含めた概略仕様を次に示す。

| | |
|---------|-----------------------------|
| 交流入力電源 | AC 1.32～6.6kV 3φ 59～67Hz |
| 変圧器容量 | 37.5MVA×2 (75MVA) |
| 直流出力電圧 | DC 0～±1.3kV |
| 直流出力電流 | DC 0～+35kA |
| 定格の種類 | 短時間 (1秒通電, 5分周期) |
| 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 | 4kV 1.5kA サイリスタ |
| アーム構成 | |
| 変換器 | 2S 5P 6A 2G (120素子) |
| バイパスアーム | 2S 10P 1A (20素子) |
| 定電流精度 | ±0.5%以内 |

(3) サイリスタ変換器

本機のような、高圧・大電流変換器になるとサイリスタは直・並列接続をせざるを得ない。また、前述図3の⑥期間以後は、コンデンサ放電装置から最高4kVの電圧が印加される。もしサイリスタがオフしてしまうと、コンデンサ電圧に、交流電圧を加算した電圧がサイリスタに印加されてしまうため、サイリスタ耐圧は通常の変換器よりもかなり高い電圧マージンが必要である。このため、サイリスタとしては最高級耐圧の4kV素子を2直列(2S)にし、更に電流容量から、それを5並列(5P)接続する、いわゆるストリング接続方式を採用している。この接続方式は、周辺部品点数は増えるがサイリスタ特性のバラツキに対して分流・

分圧のバランスが最も取り易い方式である。本機の1アーム分のサイリスタ構成を図8に示す。

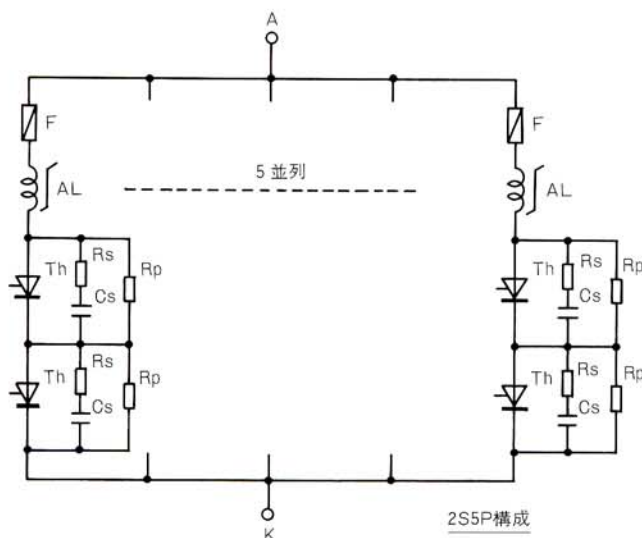
また、通常の変換器と異なって、本機には強制的に電流をバイパス回路に転流させ（等価的に出力短絡）、サイリスタ変換器側を瞬時に切離す目的のバイパスアームを設けてある。バイパス用のアームBAは図8の2アーム分のサイリスタを用いて2S10Pで1アームとした。

この様な大電流領域では、電流による磁場がサイリスタの電流分担（分流）に大きな影響を与えるため、サイリスタ配置・導体レイアウトには十分注意して設計した。試験の結果では、分流率はすべてのアーム共に±20%（設計許容値）以内に収まっている。

(4) 制御回路

交流側が発電機電源であり、周波数・電圧共に変化するため、本機においても当社独自のデジタルPLL方式の位相制御を行なっている。特に本機においては、急速に電力を電源側に回生する機能（図3の③時点）が必要であるため、外部指令により即時ゲートシフト可能となっている。この指令によりサイリスタの制御遅れ角 α は高速で、約120°eIまでシフトし、変換器の出力電圧は反転する（ $\alpha=90^\circ$ 以上で電圧は負になる）。電流はそのままの方向であるため、電力潮流が反転し、電力は交流電源側に返ることになる。

またバイパスアーム用の特別な制御機能も必要で、ゲートシフト状態で出力電流が正、かつ出力電圧が負で一定値以上というターンオン可能条件を満足していることを検出してからバイパスアームを点弧させる。更にサイリスタが確かにターンオンしたかどうかも確認している。



- Th : サイリスタ
- F : 高速限流ヒューズ
- AL : 可飽和リアクトル
- Rs : スナバ抵抗
- Cs : スナバコンデンサ
- Rp : 分圧抵抗

図8/サイリスタのアーム接続
Fig. 8/Connection of each thyristor arm

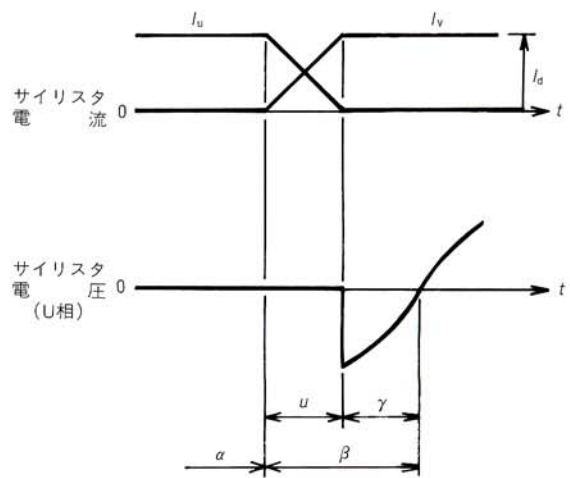
ところで、本機では1アームのサイリスタ構成が図8のように5並列使用であるため、転流失敗事故は大きな問題になる。転流失敗は、インバータ運転（ $\alpha > 90^\circ$ ）の時に発生し、図9に示すように、制御遅れ角が180°に近づくと、サイリスタ電流が零になってから後の逆電圧印加期間 γ が短くなり、この時間がサイリスタのターンオフに必要な時間よりも短くなると、サイリスタが順電圧になった時点で再導通してしまう現象である。この場合はゲート信号が無い時に導通することになるため、最悪の場合は5並列のうち1つのみが全電流を負担することになり、サイリスタには苛酷な電流となる。

本機では、サイリスタのターンオフ時間を揃え、更に制御回路にて転流余裕角制御を行い転流失敗を未然に防止している。図9に転流の状況を示すが、同じ制御遅れ角 α であっても、転流重なり角 u が大きくなると余裕角 γ が小さくなってしまふ。図9のU相からV相への転流はU相-V相の短絡電流の立上りと同じであり、 I_v の上昇率（ I_u の減少率と同じ）はU相-V相の電源電位差を変圧器の転流インダクタンス（2相分）で割った値である。また、直流電流 I_d が大きいほど重なり角は大きくなる。これらの関係を式で表すと下式になる。

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + u) = \frac{\%IX}{100} \cdot \frac{I_{pu}}{E_{pu}} \dots\dots\dots(3)$$

ただし、

- α : 制御遅れ角 (0~180°)
- u : 転流重なり角
- %IX : 変圧器のパーセントリアクタンス電圧
- I_{pu} : 直流パーユニット電流 (定格時に1.0)
- E_{pu} : 交流パーユニット電圧 (定格時に1.0)



- α : 制御遅れ角
- β : 制御進み角 (180- α)
- u : 転流重なり角
- γ : 転流余裕角 ($\gamma=180^\circ-\alpha-u$)

図9/転流余裕角
Fig. 9/Commutation margin angle

である。ここで、図9の転流余裕角 $\gamma = 180^\circ - (\alpha + u)$ の関係から、(3)式は、

$$\cos \alpha + \cos \gamma = \frac{\%IX}{100} \cdot \frac{I_{pu}}{E_{pu}} \dots\dots\dots(4)$$

と表わされ、これから、

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\frac{\%IX}{100} \cdot \frac{I_{pu}}{E_{pu}} - \cos \alpha \right) \dots\dots\dots(5)$$

となる。したがって、 α が 180° に近づく程、また直流電流が大きく交流電源電圧が低い程、転流余裕角 γ は小さくなってしまふ。サイリスタのターンオフ時間により γ の最小値 γ_{min} は決まるため、制御遅れ角 α がある値以上は遅れないように、前記パラメータによりリミット制御をして余裕角を確保する必要がある。

この α の上限値 α_{max} を、電源の状況変化に従って自動的に制御するのを転流余裕角制御という。

α の上限値は(4)式から

$$\alpha_{max} = \cos^{-1} \left(\frac{\%IX}{100} \cdot \frac{I_{pu}}{E_{pu}} - \cos \gamma_{min} \right) \dots\dots\dots(6)$$

で演算して、この α_{max} 以上にならないようにリミッターをかける。本機のように、多並列のサイリスタを使用し、急激なインバータ運転、大幅な電源電圧変化の運転条件においては、これは必須の制御である。

上記演算をソフトウェアで行なう場合もあるが、当社では、応答性能、調整の容易性を考慮して独自のハードウェアによるリアルタイム演算制御を採用している。このハードウェア演算については、次のような近似方式を考案した。

前記(6)式の α_{max} 、 γ_{min} の近似中心を α_0 、 γ_0 とすると、この式は、

$$\alpha_{max} \doteq \frac{1}{\sin \alpha_0} \left[\cos \alpha_0 + \cos \gamma_0 - (\gamma_{min} - \gamma_0) \sin \gamma_0 \right]$$

$$- \frac{\%IX}{100} \cdot \frac{I_{pu}}{E_{pu}} \Big] + \alpha_0 \text{ (ラジアン)} \dots\dots\dots(7)$$

で近似できる。近似中心を $\alpha_0 = 7\pi/12 (=105^\circ)$ 、 $\gamma_0 = \pi/4 (=45^\circ)$ として(7)式に代入し、単位を度に変換すると、

$$\alpha_{max} \doteq 165 - 0.732 \gamma_{min} - 59.3 \frac{\%IX}{100} \cdot \frac{I_{pu}}{E_{pu}} \text{ (度)} \dots\dots\dots(8)$$

になる。この式で γ_{min} が $30^\circ \sim 60^\circ$ 、 $\%IX$ が $5\% \sim 30\%$ 、 I_{pu}/E_{pu} が $0.2 \sim 5.0$ の範囲で良く近似でき、ほとんどの領域 (α_{max} が $60^\circ \sim 140^\circ$) で $\pm 2 \sim 3^\circ$ の誤差に収まる。

この式に基づけばハードウェアによる演算は容易にでき、図10のようにして転流余裕角制御を実現した。実回路では(8)式の $165 - 0.732 \gamma_{min}$ を図10の設定値 α_{max0} とし、同様に59.3を除算器のゲインkとして設定することにより、出力電流 I_{pu} および交流入力電圧 E_{pu} の変化に応じた最適 α_{max} を得ている。制御遅れ角 α をこの α_{max} の値で制限することにより転流余裕角制御が行なわれる。このように、比較的簡単に高速制御が実現できるのがアナログ制御の特長である。

これにより転流失敗を未然に防ぐことが可能となり、かなり苛酷な条件での実際の通電試験においても、転流失敗は一度も生じなかった。

4.3 負群サイリスタ変換器

(1) 概要

本器は、正群によりCTコイルに正電流を流した後に負電流を流すための装置である。CTコイルの電流振幅(正から負)を大きくしてプラズマ電流の増大を図り、また、CTコイルの電流傾斜を計算機制御することによ

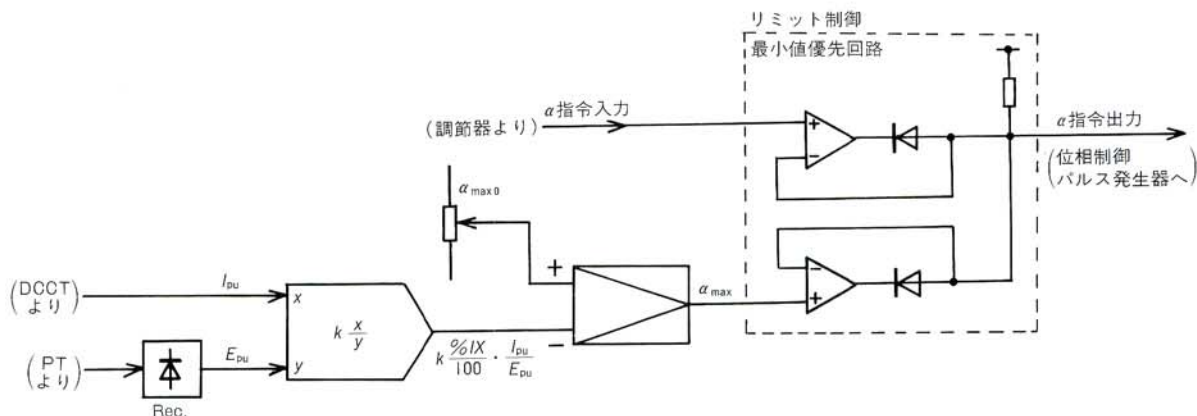


図10/転流余裕角制御
Fig. 10/Commutation margin angle control

リプラズマ電流を直接制御して、プラズマ電流のフラットトップの維持を図ることなどが本機に要求される基本的性能である。

大きなプラズマ電流を得るためには、正側電流を大きくして負側を零にしても良いが、CTコイルの発熱量は電流の2乗に比例して大きくなり、電磁機械力も増大するため得策ではなく、正負の電流を用いるのが合理的である。

ただし、電源側は正負の変換器がダイレクトに並列接続されるため、短絡を防止しながら正負電流をスムーズに切替えるという特殊な制御が必要になる。

電流仕様が正群よりも小さいことと、バイパスアームを含まないこと、制御系の差などを除けば、基本構成は正群と同じである。

(2) 仕様

変圧器も含めた概略仕様を次に示す。

| | |
|--------|-----------------------------|
| 交流入力電源 | AC 1.32~6.6kV 3φ 59~67Hz |
| 変圧器容量 | 30MVA (15MVA×2) |
| 直流出力電圧 | DC 0~±1.3kV |
| 直流出力電流 | DC 0~14.1kA |
| 定格の種類 | 短時間 (1秒通電, 5分周期) |
| 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 | 4kV 1.5kV サイリスタ |
| アーム構成 | 2S 2P 6A 2G (48素子) |
| 定電流精度 | ±0.5%以内 |

(3) サイリスタ変換器

サイリスタは前出図8における並列数5を2にしたアーム構成である。正群同様に、サイリスタ等の電圧マージンを大きくしているため、通常の変換器にくらべて1.5~2倍の実力容量をもっている。他装置やCTコイルからのサージが大きいので各部にサージアブソーバを設置したり、サイリスタのスナバも強化するなど細心の注意を払って設計している。

オーム加熱電源としてのサージは特殊であるが、サイリスタの転流サージについては一般的な変換器と同様であるので、この機会に転流サージを抑制するスナバ回路について若干説明する。

図11に3相ブリッジ回路と転流の様態を示す。サイリスタ Th_u と Th_z に電流が流れているときに、 Th_v を点弧させると、U相-V相短絡となり Th_v の電流は増加し Th_u の電流は減少する。電流が零になる時点で Th_u はターンオフして転流が完了する。しかし、サイリスタは内部に蓄積された電荷のため電流零点で急激にターンオフすることはできずに、ある程度の逆電流が流れた後にターンオフする。このとき、逆電流が急激に遮断されることになるためサージ電圧がサイリスタに印加される。この電圧を抑制するのがスナバ回路で、図

11の R_s, C_s である。

逆電流遮断時の等価回路を図12に示すが、等価 R, C は、図11のブリッジ接続の場合では、 Th_u の両端子間から見たCR分になる。したがって、 Th_w, Th_y の C_s, R_s を並列にして、それと Th_x の C_s, R_s とを直列にしたものが Th_u の C_s, R_s に並列に接続された形となり、図12の(イ)の等価回路の値となる。

この回路でサイリスタの逆電流波形が問題になる。実際の波形は図12の(ロ)のような波形になる。この図のように、逆回復電荷(Q_{rr})は前半部(Q_c)と後半部(Q_r)に分けて考える。サイリスタは Q_c 部では導通状態のまま、 Q_r 部になってから不導通に移行する。

一般的には、(ハ)のように瞬時に電流が零になるように仮定してサージ電圧 v を計算する方法、または、同じく(ハ)の仮定から、予めサージ電圧のピーク値の限度を与えてグラフから C, R を決定する方法などが良く用いられている⁽²⁾。

小容量機では、この方法で裕度を大きくして設計しておけば問題ない。一方、大容量機においては製作後の定数変更等は非常に困難であり、サージ電圧を正確に計算しておかないと大問題になりかねない。

計算精度を上げるために、図12(ニ)の形に電流波形を近似してサージ電圧を計算する。この計算をするためには、逆回復電荷(Q_c, Q_r)か逆電流ピーク値 I_p のどちらかが必要である。計算条件は電流減少率の最大の場合とする。図12の電源電圧 E を3相ブリッジでは線間電圧の波高値とし、インダクタンス L を2相分の転流インダクタンスとして求めた電流減少率($di/dt = E/L$)におけるサイリスタの Q_c 、または I_p を用いる。

Q_c が判明している場合、

$$I_p = \sqrt{2Q_c \cdot E/L} \dots\dots\dots(9)$$

で逆電流ピーク I_p を求める。全体の逆回復電荷 Q_{rr} しか判明していない場合には、 Q_c を Q_{rr} の1/2~1/3と仮定するなどして、 I_p を想定する。また、 I_p しか判明していない時には、例えば $2Q_c = Q_r$ と仮定すれば、

$$\tau = I_p \cdot L/E \dots\dots\dots(10)$$

で時定数 τ が想定できる。

さて、図12の(イ)の等価回路と(ニ)の電流波形とで微分方程式を解けば良いが、これを標準的な状態方程式の形に置き直すことにより、市販のソフトを用いてパソコンで簡単に、しかも速く解くことができ便利である。

状態方程式は、

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{bu} \dots\dots\dots(11)$$

\mathbf{x} : 状態ベクトル

$\dot{\mathbf{x}}$: 状態ベクトルの時間微分

\mathbf{A} : システム行列

\mathbf{u} : 入力ベクトル

\mathbf{b} : 入力係数ベクトル

の形であり、一般的なソフトでは、この一階連立微分方程式をルンゲ・クッタ法により解いている。この状態方程式は、もともとは自動制御システムの解析・設計に用いられるものであるが、近年は電源回路の解析にも広く利用され、応用性は非常に広い。ここでは、電源回路への簡単な適用例の一つとして考えていただきたい。

図12について微分方程式を立てると、

$$v = Ri_1 + \frac{1}{C} \int i_1 dt$$

$$E = L \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt} + v \dots\dots\dots(12)$$

$$i_2 = I_p \cdot \exp(-t/\tau)$$

となる。ここで i_2 については

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{1}{\tau} i_2 \dots\dots\dots(13)$$

となることに注目して(12)式を変形すると、

$$\left. \begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= -\frac{R}{L}v + \frac{1}{C}i_1 + \frac{R}{\tau}i_2 + \frac{R}{L}E \\ \frac{di_1}{dt} &= -\frac{1}{L}v + \frac{1}{\tau}i_2 + \frac{1}{L}E \\ \frac{di_2}{dt} &= -\frac{1}{\tau}i_2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(14)$$

になる。したがって状態方程式は、

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{bu} \dots\dots\dots(15)$$

$$\mathbf{x} = [v \quad i_1 \quad i_2]^t$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R/L & 1/C & R/\tau \\ -1/L & 0 & 1/\tau \\ 0 & 0 & -1/\tau \end{bmatrix}$$

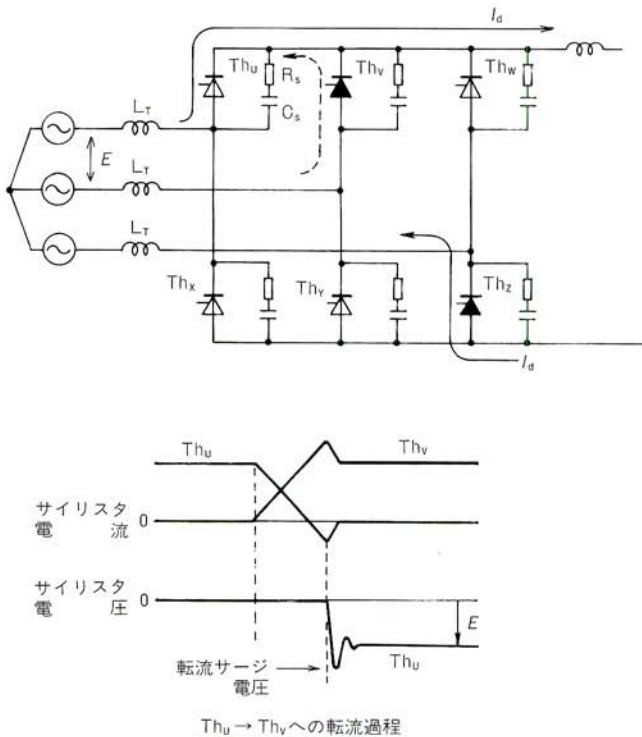


図11/サイリスタの転流
Fig. 11/Thyristor commutating

$$\mathbf{b} = [R/L \quad 1/L \quad 0]^t$$

$$\mathbf{u} = E$$

になる。ただし $[\quad]^t$ は転置ベクトルである。これに x の初期値 $x_0 = [0 \quad 0 \quad I_p]^t$ を入れて計算した結果の一例を図13に示す。ここでは、 x 以外にスナバ抵抗の発熱計算のために、 R の損失エネルギー $(\int_0^t i^2 R dt)$ を求めている。この電圧 v のピーク値が、サイリスタ耐圧以下になるように、その上、安全率も考慮してスナバCR定数を決定する。

この手法は、サイリスタのみならずGTOやトランジスタ等の自己消弧素子にも適用可能な一般性の高いものである。本機のように多数直並列のサイリスタを用いる場合は、上記検討に加えてサイリスタの各パラメータのばらつきも十分考慮して設計する必要がある。

また、他の部分のサージアブゾーバとの関連も考えなければならない。図6のアブゾーバSAにはZnOバリスタを多く用いているが、これは外来サージの抑制用であり、転流サージを吸収してはいけない。このため、バリスタ電圧は転流サージ電圧以下にし、かつ、外来サージ電流に対する制限電圧がサイリスタ耐圧以下になるように選定する必要がある。

実機試験の結果も、十分サージ電圧が抑制されていることが確認されており、設計手法の妥当性が明らかになっている。

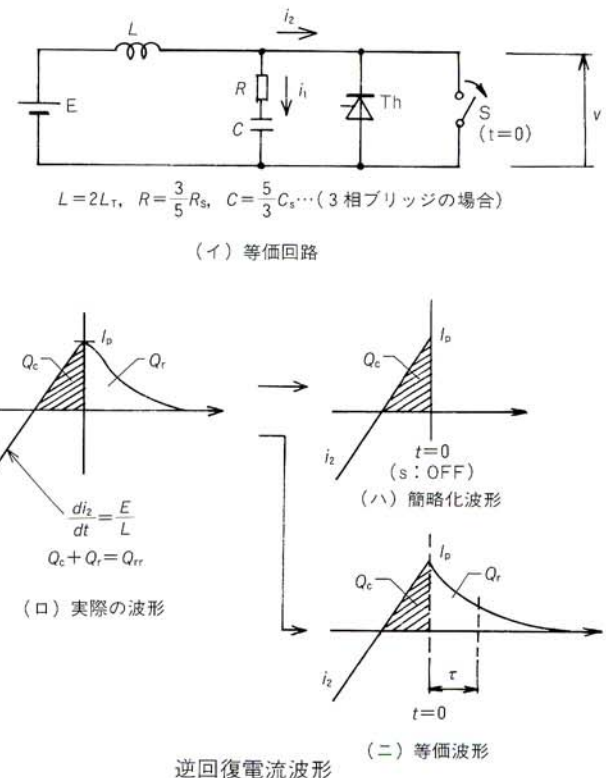


図12/転流等価回路
Fig. 12/Equivalent circuit for thyristor commutating

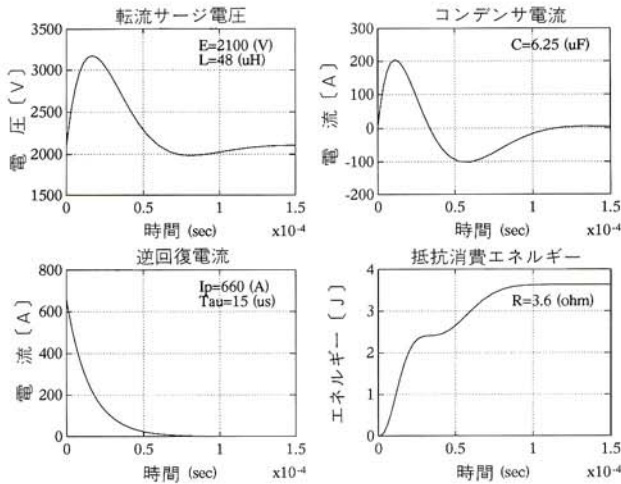


図13/転流サージ計算

Fig. 13/Calculations of commutation surge

(4) 制御回路

負群としての特殊な動作は、電流反転検出後の自動電圧立上げ、CTコイル電流の計算機指令によるリアルタイム制御や、正群・負群の短絡防止インターロック等であるが、他の基本的制御は正群と同じである。高速動作を必要とする制御はハードウェアで構成し、低速でも良いシーケンス部分はシーケンサを用いている。監視制御盤と変換器部とでは約100mも距離があり、誘導ノイズによる誤動作防止のため、シーケンス信号は直流系でインターフェイスを行ない、パルス信号、アナログ信号については別系統の鉄管路配線にしている。また、アース分離のため、全ての信号を絶縁している。

CTコイルの時定数は約0.5秒と長いので、CTコイル電流を零に下げるときは、必ずゲートシフトすることにより電圧を反転させて、速やかに電流を下げる必要がある。通常の電源を用いては、制御電源が停電した場合はゲートパルス喪失になり、サイリスタはゲートブロックされ特定アームに電流が流れ続ける。また、この場合にはCTコイルの電流が緩慢にしか下らない。このため主要な制御電源は直流に変換して大容量コンデンサでバックアップすると共に、各制御器の電源部の動作電圧範囲を広く設計して、制御電源停電時にも確実に一連の保護動作を行なうようにしている。

4.4 時定数調整器

(1) 概要

本機は、前出の図2基本構成における R_b 、 R_1 、 R_2 、 R_3 および S_2 から構成され、CTコイルの電流減衰時定数を調整する動作をするためのものである。

20kVの高電圧と、35kAの大電流を扱い、CTコイルの大きな蓄積エネルギー(7MJ)を吸収できる大電力抵抗、高速で抵抗を並列投入する大電力イグナイトロ

ンおよび各種の制御・検出器とを組合わせた特殊な装置である。また本装置において、正群・負群・直流遮断器・コンデンサ放電装置などの大電力ケーブルの集合・分配を行なっている。

(2) 仕様

概略仕様を次に示す。

| | |
|---------------|---|
| 定格電圧 | 20kV |
| 定格電流 | 35kA |
| 抵抗 (R_1) | 0.57/0.49/0.41 Ω 35kA 7.6MJ |
| 抵抗 (R_2) | 0.44/0.31/0.24 Ω 25kA 2MJ |
| 抵抗 (R_3) | 0.59/0.19/0.095 Ω 15kA 4MJ |
| 投入器 (S_2) | 25kA 1200AS (C) イグナイトロン 2S 6P (12本使用) |

(3) 時定数調整器

大電力抵抗($R_1 \sim R_3$)は、風冷式の非磁性大容量ステンレス抵抗を用い、電磁力、繰返し加熱および高電圧に十分耐えられる構造にしている。各抵抗はそれぞれ3タップを銅バーにて抵抗値切換を可能とし、タップ位置はセンサにより検出し信号を出力している。また、各抵抗の電流も制御用の信号として、高圧絶縁した高速直流変流器DCCTにて検出している。主回路は本体のCTコイル側で一端接地されるが、接地点までの距離があることと、高電圧パルスを扱うことから本装置の接地側電位もかなり上昇してしまう。このため、接地側には低電圧・大電流のZnOアレスタを設置し、電位上昇を安定レベルまで抑えている。

R_2 の投入用のスイッチ S_2 は、高圧・大容量イグナイトロンを図14のように2直列・6並列にして構成した。本イグナイトロンの耐圧は25kVであるが、急激に

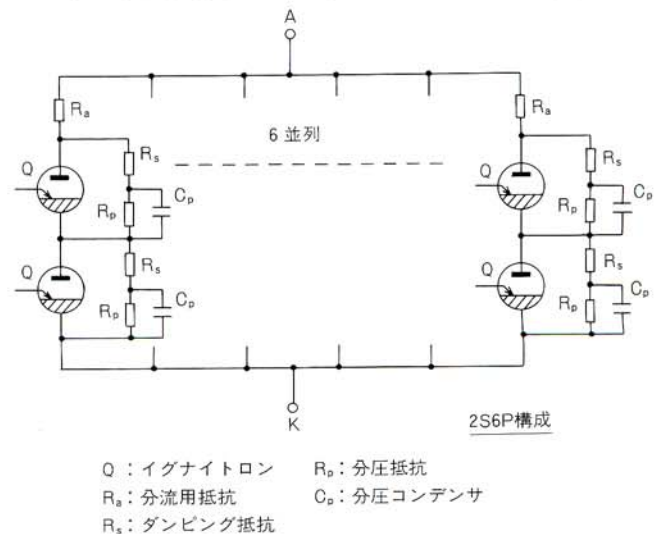


図14/イグナイトロンのアーム接続

Fig. 14/Connection of ignitron arm

電圧が印加される場合はブレイクオーバーする危険があるため、本機では2直列にし、更にCR分圧器にて印加電圧を確実に分圧している。また、イグナイトロンのアノード部を白熱ランプで加熱して、水銀結露によるブレイクオーバーを防止している。

イグナイトロンは点弧スピードのバラツキが大きいので、点弧遅れが生じてもしっかりと電流を分流させるためアノード側に分流抵抗を設けている。

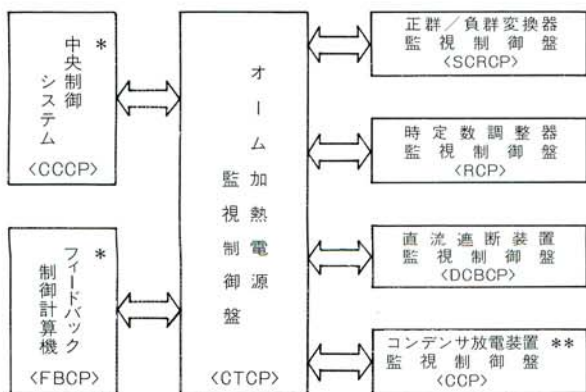
イグナイトロン点弧回路は、イグナイタの寿命末期まで確実にイグナイトロンが動作するように、実績のある当社独自の広幅・大電流パルスのサイリスタ式点弧回路を用いている。

本装置の入力側、出力側には、新規開発した高速差動絶縁分圧器を設置し、変換器側電圧 v_a とコイル側電圧 v_i を検出している。

4.5 システム制御系

(1) オーム加熱電源制御

図15に全体の監視制御系を、図16に外観を示す。オーム加熱電源監視制御盤(以下CTCP)でほとんどの条件判断を行ない、各装置に設定指令、動作指令を出している。TRIAM-1M全体の運転条件情報を受け、プラズマ電流モード(以下 I_p モード)を選択して通電パターンを決定し、各装置を制御する。図17にCTCPの制御ブロック図を示す。 I_p モード選択、通電パターン決定と正群の電流立上げ開始まではシーケンサの制御で行ない、CTコイル励磁完了以後は高速の条件判断とパルスタイミング制御とが必要になるため、新開発のパルス制御器により制御している。各装置が図3の各ステップ毎に正常に動作していることをパルス制御器で確認



< >は略称。 * 九大既設装置
**ニテコン(株)開発品

図15/オーム加熱電源監視制御系

Fig. 15/Supervisory control system

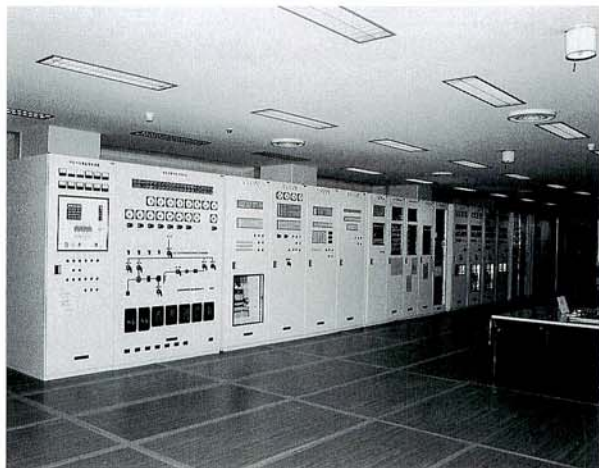


図16/監視制御盤

Fig. 16/Supervisory control boards

し、正常であれば次の動作に移るように各装置への指令パルスを制御し、異常があればその時点で最も安全にCTコイルを消磁する方向に各装置の動作を移行させる。

各装置へのパルス信号用に、パルス制御器とは別に28チャンネルのタイミングパルサを開発した。各チャンネル独立に $100\mu\text{s}\sim 1\text{s}$ (21チャンネル), $1\text{ms}\sim 10\text{s}$ (7チャンネル)のタイミング設定ができ、予め通電パターンごとに設定しておけば、自動的にパルス制御器からの指令で組合わせパルスを出力する。

本オーム加熱電源の通電パターンは、基本パターンのみで41種類もあり、これらのモード切り換えは中央制御システムからの情報により自動的に行なわれる。

プラズマ実験の運転ワンショットごとの設定変更(タイミング、アナログ設定値)も、プログラムの読み出し・書き込み等の面倒な手順を踏む必要なく即座に対応できるようにそれぞれ設定器(デジスイッチ、へ

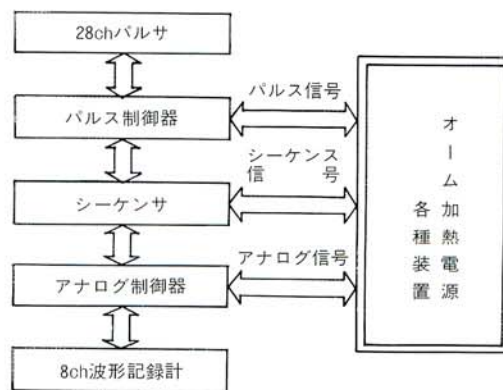


図17/CTCP制御ブロック図

Fig. 17/Block diagram of controller

リポットダイヤル等)を設けてある。

また、ショットごとに、各部の電圧・電流を自動記録してプリントアウトするウェブメモリ形の8チャンネル記録計を設置して、データ収集の便も図っている。

(2) 保護連動

通常の電気設備の保護連動動作以外に、オーム加熱電源に特有な各種の保護制御が必要になる。

CTコイルに通電中に、何らかの事故で交流電源側の遮断器をトリップさせるとサイリスタ変換器の主電源が喪失し転流不能となり、前述のゲートブロックと同様に同一アームに電流が流れ続けコイル電流の減衰時間が長くなってしまふ。このため、変換器が先にゲートシフトして、速やかにコイル電流を減衰させてから交流遮断器を切るようにインターロックを設けてある。電流が正電流であれば、ゲートシフトと同時に直流遮断器S1を動作させている。また、直流遮断器装置はバックアップ用遮断器S1sも備えており、S1が遮断失敗した場合は、CTCPでそれを検出・判断しS1sを動作させている。

CTコイル本体の通電電流の自乗積分 (I^2t)は、立上げ励磁期間と遮断器動作後とをそれぞれ演算して、所定値を超過した場合には一連の保護連動動作を行なうようにしている。

制御電源バックアップは、正群・負群と同様にCTCPでも大容量コンデンサにより万全を期した。

5 試験および運転

本機のような大規模な組合わせシステムになると、工

場試験にて一括の動作・通電試験をすることは不可能であり、個別の単体試験で十分な動作確認を実施した後、現地にて順々にシステムを構築していかなければならない。単体試験については、可能な限り関連他装置を模擬して実施し、組合わせ時の問題を事前に解決するよう努めた。

現地においても、試験は単体シーケンス試験から始め、単体通電試験、組合わせシーケンスの順に行ない、組合わせ通電試験の前にサージ確認試験を実施した。この試験は、TRIAM-1M本体を含めて、他のコンデンサ放電装置(最高50kV)等からのサージを確認する試験である。電源側はサージに対して最も苛酷な条件にして、各部の電圧・電流を測定した。サージ電圧およびアレスタ(ZnO)電流はすべての条件において許容値以下であり、設計通りのサージ吸収効果が得られている事が確認された。関連装置をすべて組合わせた最終的な総合通電試験までの一連の試験を、さしたるトラブルもなく完了する事ができた。通電はすべての組合わせパターンについて実施した。各パラメータ、タイミング等はシミュレーションで得られていた数値を若干調整する程度で所定の電流波形が得られ、パルス制御器関係の修正・改造も不要であった。この種の開発装置としては、例外的な順調さで所定の性能が得られた。このことは、上述の綿密なビルトマップ手法やシミュレーション解析に基づくシステム開発手法の有効性を示している。

通電試験の電圧・電流波形データの例を図18、図19に示す。これは、図4のシミュレーション例に基づいて設定された通電パターン例である。図18が全体の波形であり、図19がCTコイル電流立下げ部分の拡大波形である。前出図3の基本動作を基に、図4の波形の v_{ct} と i_{ct} につ

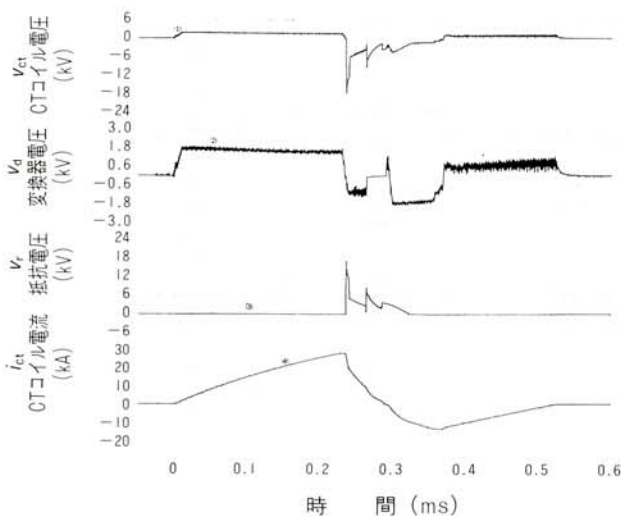


図18/オーム加熱電源通電オシログラム(全体)

Fig. 18/Oscillograms of output voltages and current (long time scale)

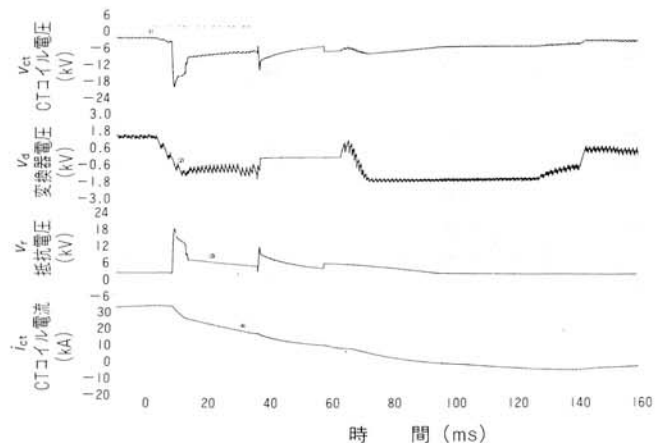


図19/オーム加熱電源通電波形(拡大)

Fig. 19/Oscillograms of output voltages and current (short time scale)

いて図19と比較して見れば、全体的にかなりの精度で予定通りの波形パターンが得られている事がわかる。試験完了後、本装置は正規運転に入り、順調に稼動中である。九州大学では現在、TRIAM-1Mによるプラズマ実験研究が活発に行なわれている。

6 あとがき

今回、開発し製作完成したオーム加熱電源について紹介した。本装置は当社のパワーエレクトロニクスの記録品であると同時に、大電力変換装置分野においても特異な地位を占める装置である。パワーエレクトロニクス関連のシステムの大規模化、技術の高度化については、核融合装置が最も主要な牽引車となっており、その核融合用電源装置の開発による、エネルギー／エレクトロニクス関連の産業分野への技術波及効果は非常に大きいものがある。

一般の電力分野においてもパワーエレクトロニクス化の波が押し寄せて来ており、従来型機器へのパワーエレクトロニクスの広範囲の適用も遠い将来ではない。核融合装置の次期製品の技術開発を進めると同時に、一層、これら電力関連機器への技術拡大をも図る所存である。

本電源システムの完成については、九州大学殿をはじめ(株)日立製作所殿、ニチコン(株)殿より、多大な御指導・御協力を頂いた。掉尾ながら、関係各位に感謝の意を表する次第である。

参考文献

- (1) 佐藤，他：「大容量ポロイダル電源システムの開発」
愛知電機技報, No.10(1990)
- (2) 今井孝二：『パワーエレクトロニクス』(電気書院, 1987)

最近公開された愛知出願 (I)

特許

| 公開番号 | 名 称 | 発 明 者 | 共同出願人 |
|----------|-------------------|-------------------------|-----------------------------------|
| 2-16703 | 電磁石の絶縁構造 | 升野 清俊 | |
| 2-39404 | 変圧器鉄心の製造方法 | 矢後 克二 | |
| 2-45026 | シートペーパー自動供給便座 | 藤井 庄吉 野々村勝巳 | 東陶機器(株) |
| 2-58312 | 静止誘導電気機器の製造方法 | 矢後 克二 | 中部電力(株) |
| 2-60112 | 負荷時タップ切換装置の蓄勢機構 | 横橋 史郎 | |
| 2-65108 | 極低温変圧器 | 柴田 克巳 神谷 俊郎 緒川 貴伸 | 名古屋大学 |
| 2-114923 | シートペーパー自動供給便座 | 稲垣 邦利 | 東陶機器(株) |
| 2-127621 | 液晶表示装置の製造方法 | 渡辺 裕 木村 信正 | |
| 2-128483 | 固体発光表示装置 | 渡辺 裕 木村 信正 | |
| 2-131720 | シートペーパー自動供給装置 | 山下 直治 大橋 政紀 | 東陶機器(株) |
| 2-131721 | シートペーパー自動供給便座 | 野々村勝巳 | 東陶機器(株) |
| 2-131722 | シートペーパー自動供給便座 | 法月仙一郎 浅井 宏忠 | 東陶機器(株) |
| 2-132379 | 漏電探査装置 | 野中 守 | 中部電力(株) |
| 2-142074 | 抜け止め機構付プラグイン式接続装置 | 森村英太郎 | 中部電力(株) 日立電線(株) エナジーサポート(株) |
| 2-159227 | シートペーパー自動供給便座 | 藤井 庄吉 | 東陶機器(株) |
| 2-159228 | シートペーパー自動供給便座 | 藤井 庄吉 野々村勝巳 山下 直治 | 東陶機器(株) |
| 2-159229 | シートペーパー自動供給便座 | 大橋 政紀 浅井 宏忠 | 東陶機器(株) |
| 2-168920 | シートペーパー自動供給便座 | 藤井 庄吉 | 東陶機器(株) |
| 2-168921 | シートペーパー自動供給便座 | 藤井 庄吉 野々村勝巳 | 東陶機器(株) |

| 公開番号 | 名 称 | 発 明 者 | 共同出願人 |
|----------|-----------------------|----------------|------------------------|
| 2-177916 | シートペーパー自動供給便座 | 藤井 庄吉 | 東陶機器(株) |
| 2-177917 | シートペーパー自動供給便座 | 野々村勝巳 | 東陶機器(株) |
| 2-177918 | シートペーパー自動供給便座 | 藤井 庄吉 野々村勝巳 | 東陶機器(株) |
| 2-177919 | シートペーパー自動供給便座 | 山本 修 藤井 庄吉 | 東陶機器(株) |
| 2-200225 | シートペーパー自動供給便座 | 山本 修 藤井 庄吉 | 東陶機器(株) |
| 2-202354 | サイリスタのゲート駆動装置 | 佐藤 徹 | |
| 2-224627 | シートペーパー自動供給便座 | 山本 修 | 東陶機器(株) |
| 2-225269 | テンション装置 | 鈴木 博文 | |
| 2-229477 | 固体発光表示装置 | 渡辺 裕 木村 信正 | |
| 2-232908 | 移動変圧器の検相方法及び検相装置 | 水野 良勝 | |
| 2-234073 | 漏電探査器 | 野中 守 | 中部電力(株) |
| 2-245807 | フリッカ抑制装置 | 立松 聡 | |
| 2-256211 | 樹脂モールドコイルの製造方法 | 甲斐 義信 | |
| 2-256213 | 巻鉄心変圧器及びその製造方法 | 廻間 正樹 | |
| 2-257530 | 変圧器組込み用開閉器 | 森村英太郎 | 中部電力(株) エナジーサポート(株) |
| 2-273985 | 立体配線回路基板の製造方法 | 渡辺 裕 木村 信正 | |
| 2-289212 | 便座用シートペーパーの繰出装置 | 横山 武弘 平塚 保博 | 東陶機器(株) |
| 2-299484 | 回転体の回転制御装置 | 大橋 美夫 山田 隆男 | |
| 2-301918 | ブッシングの保護カバー取付方法及び取付装置 | 廻間 正樹 磯部 治男 | |