

大型超伝導コイル用電源システムの開発

Development of Power Supply System for Large Superconducting Coils

丹羽裕彦^{※1}
Hirohiko Niwa

佐藤 徹^{※2}
Toru Satoh

戸松均治^{※2}
Kinji Tomatsu

青山浩二^{※2}
Koji Aoyama

河合俊哉^{※2}
Toshiya Kawai

棚橋秀伍^{※3}
Syugo Tanahasi

The DC power supply system that has been developed for superconducting coils, consists of three thyristor power supplies to provide large current of 10 to 30kA for poloidal field coils of the Large Helical Device, that is under construction at the Toki site of the National Institute for Fusion Science. Two degrees of freedom robust control is applied to current / voltage control for the first time in this kind of thyristor power converter. And more, phase control is realized with the new digital PLL using a continuous phase comparing method. Consequently we have obtained quick response, high accuracy and excellent regulation in current control.

There are new equipments in this system, that protect superconducting coils from quench. These are DC breaking equipments originally composed from conventional parts, that commutate large current to damping resistors with power fuses. These are simple, compact and low-cost equipments comparing to the formers. High reliability is proved as a result of many breaking tests. Furthermore, we have established the technique to control the system safely corresponding to various modes of protecting coils and power supplies

1 まえがき

核融合研究は世界の主要国で活発に行なわれているが、その実験装置及び超伝導コイルはますます大型化されている。現在、核融合科学研究所（以下、核融合研）にて製作中の大型ヘリカル装置（LHD）は世界最大級の超伝導コイルを用いたプラズマ核融合実験装置である。

核融合装置には、現在、大別してトカマクとヘリカルの2方式があり、前者はプラズマに大電流を流すことによりプラズマ加熱、保持を行なうものであり、後者はヘリカル磁場により無電流プラズマを保持する方法である。どちらもプラズマはドーナツ状の真空容器内に磁場により保持される。

トカマク方式がパルス運転であることに對し、ヘリカル方式は連続運転であるという特長があり、定常プラズマによる核融合を目指す実証実験が計画されている。

大型ヘリカル装置は本体の直径約8m、高さ約5m、磁場の強さ3T（テスラ）、超伝導コイルの総蓄積エネルギーは1GJ（ギガジュール）を越す世界最大級の装置であり、コイル励磁用の精密直流電源、コイル冷却用のヘリウム液化機、プラズマ加熱装置等から構成されている。

また超伝導コイルは3対のヘリカルコイル（HO、HM、HI）と3対のポロイダルコイル（OV、IS、IV）から構成されている。

この超伝導コイルの励磁用電源は大電流（数10kA）にもかかわらず高精度、高安定度、高速応答制御などが要求される。また超伝導コイルのクエンチ（超伝導の常伝導転移）や電源の故障に対してコイルのエネルギーを速やかに減磁させ、かつ電源システムを安全に運転停止させることが必要である。

当社ではこれらの要求を満足する電源システムのうちポロイダルコイル用電源システムを開発し核融合研殿に納入した。

本稿では電源システムの概要と保護システムについて説明する。

2 電源システム

2.1 電源システム構成

今回納入したLHDポロイダルコイル用電源には高い電流精度、安定度及び低リップルの直流が長時間安定に供給されることが要求される。更に超伝導コイルのクエンチ発生に対しては、コイルの蓄積エネルギーを速やかに減衰させ、コイルを安全に保護することができる信頼性の高い装置が必要とされる。

図1にポロイダル電源システムの全体構成、図2にその外観を示す。本システムは高圧受電部、コイル電源3系統、熱交換システム、圧縮空気装置から構成されている。

※1 制御機器事業部 設計部
※2 技術開発本部 開発部

※3 核融合科学研究所

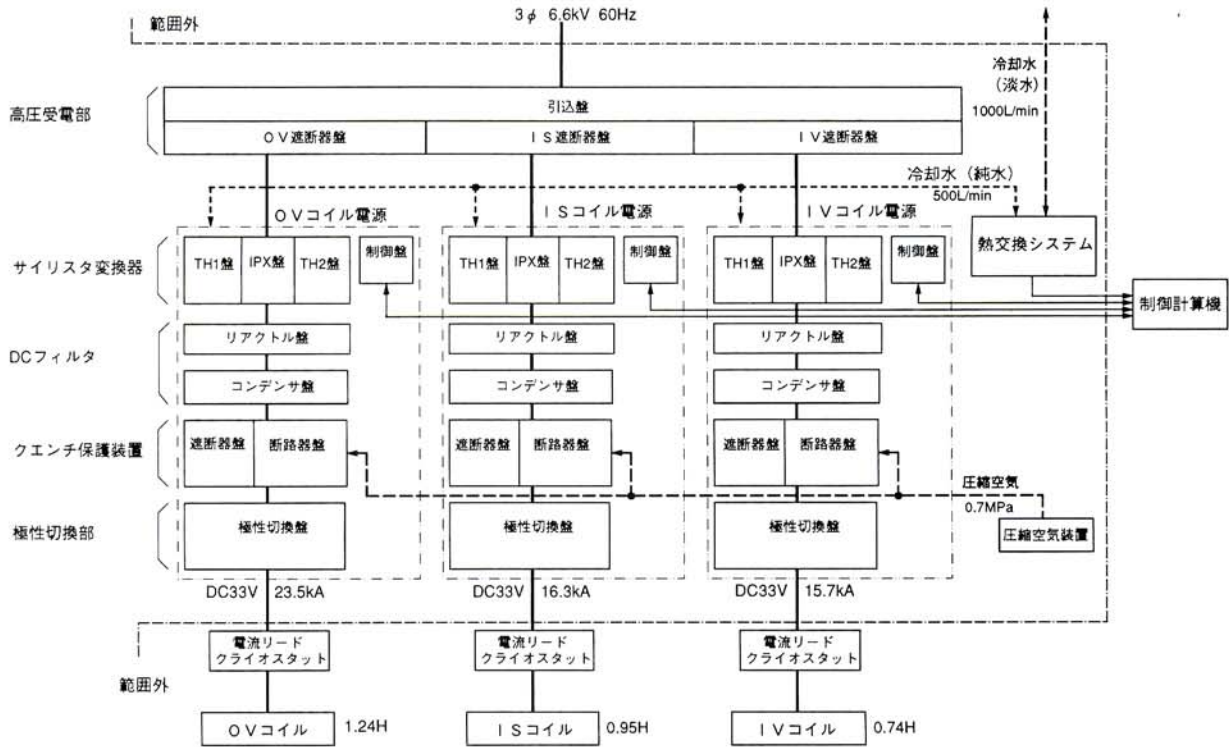


図1 / LHD用ポロイダル電源システムの全体構成図
Fig.1/Overall block diagram of poloidal power supply system for the LHD

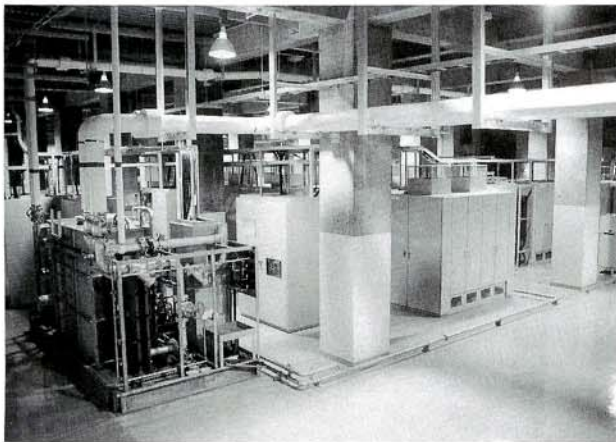


図2 / ポロイダル電源の外観
Fig.2/Site view of poloidal power supplies

高圧受電部は高圧6.6kVを受電し、3系統のコイル電源(OV、IS、IV)に交流電力を供給する。

図3にOVコイル電源の単線接続図を示す。本機のように大電流(数10kA)、低電圧(数10V)電源の場合、サイリスタの電圧降下や転流によるリアクタンス電圧降下を低く抑える必要がある。このため整流方式は2群2重星形結線による12相整流を採用し、サイリスタの電圧降下を1素子分だけに抑えている。また変圧器2次端子にヒューズ、サイリスタを直付けし配線による転流リアクタンス降下を低く抑えている。このため転流サージも低減されている。

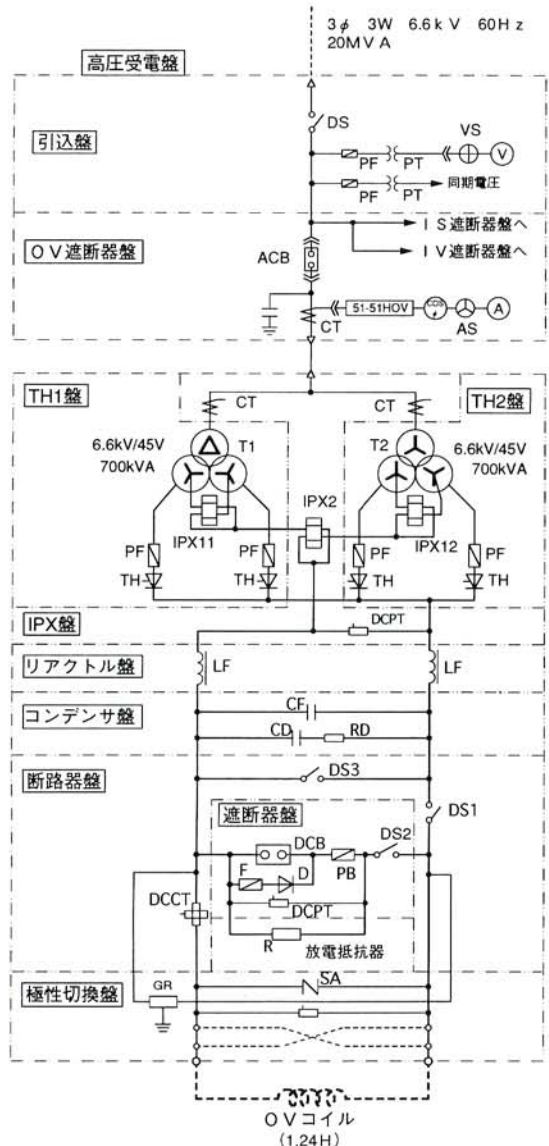
出力電圧リップルは超伝導コイルのクエンチを確実に検出できるように定格電圧の1%(rms)以下に抑制しな

ければならない。このためDCフィルタを設けている。DCフィルタ部はリアクトル盤とコンデンサ盤で構成されている。

12相整流回路の出力電圧リップルはサイリスタの制御遅れ角 $\alpha = 90^\circ$ のとき最大となり無負荷出力電圧の52%、リップル周波数は720Hzになる。したがってDCフィルタの720Hzにおけるゲインを-25dB以下にする必要があるので十分な余裕を見て-40dBで設計した。また、単純なフィルタではフィルタのLC共振周波数でゲインピークが生じ制御系に不安定性を引き起こすためピークを3dB以下に抑えるダンピング回路を設置している。

断路器盤、遮断器盤により構成されるクエンチ保護装置は、クエンチ発生時にコイルを保護するためにコイルのエネルギーを速やかに抵抗で消費させる新開発の直流遮断装置である。この装置は汎用のVCB、限流ヒューズ、断路器等で構成され、経済性にすぐれ、コンパクトな設計になっている。断路器はクエンチ保護時に高速で動作をさせる必要があるため空圧式を採用し、その駆動用に圧縮空気装置を用いた。

本機は大電流かつ連続定格であるためサイリスタと大電流導体には水冷方式を採用した。図4に冷却水配管系統図を示す。熱交換システムの冷却能力は約242kWであり、一次冷却水(純水)により各電源のサイリスタ及び直流母線(銅ブスバー)を冷却しその温度上昇を約10度以下に抑えている。この冷却により銅ブスバーの断面積を自冷の場合の約5分の1に縮小でき、電源の低コスト化、コンパクト化を実現した。



記号	名称
DS	断路器
ACB, DCB	真空遮断器
PF, F	ヒューズ
PT	計器用変圧器
VS	電圧切替スイッチ
CT	計器用変流器
AS	電流切替スイッチ
51-51HOV	過電流継電器
V	電圧計
A	電流計
cos φ	力率計
T	変圧器
IPX	相間リアクトル
TH	サイリスタ
DCPT	直流変圧器
DCCT	直流変流器
LF	直流リアクトル
CD, CF	コンデンサ
R, RD	抵抗器
GR	接地抵抗器
PB	パイロブレーカ
SA	サージ吸収器

図3/OVコイル電源の単線接続図

Fig.3/Skeleton diagram of power supply for the OV coil

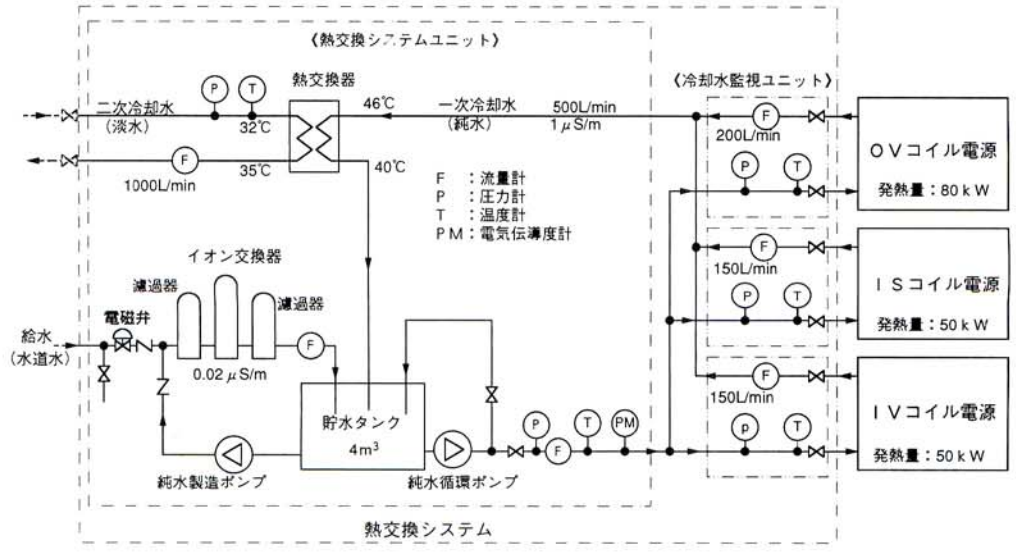


図4/ポロイダル電源システム冷却水配管系統図

Fig.4/Flow diagram of cooling water for the poloidal power supply system

また二次冷却水停止時においてもコイルのエネルギーを銅ブスバーと冷却水で吸収できるよう貯水タンクを設けてある。また冷却水の電気伝導度が $100\mu\text{ S/cm}$ 以上にならないようにイオン交換器により $2\mu\text{ S/cm}$ 以下の純水を自動的に製造し、電気伝導度を $100\mu\text{ S/cm}$ 以下に維持している。

2.2 仕様

個別仕様	直流出力	
	O V 電源	DC33V 23.5kA
	I S 電源	DC33V 16.3kA
	I V 電源	DC33V 15.7kA
共通仕様	定格	連続
	入力電源	3 ϕ 6.6kV
	電力変換方式	2群2重星形接続 12相変換方式
	使用素子	サイリスタ (400V 5000A)
	電流精度	$\pm 0.04\%$ (読値) $\pm 6\text{ A}$
	電流安定度	$\pm 0.02\%$ (読値) $\pm 3\text{ A}/2\text{ h}$
	電圧精度	$\pm 1\%$ (読値) $\pm 0.1\text{ V}$
	リップル電圧	1% (rms) F.S.
冷却設備	冷却能力	242kW
	流量	500 L/min
	電気伝導度	$100\mu\text{ S/cm}$ 以下

3 制御回路

3.1 位相制御方式

(1) 連続位相検出PLL

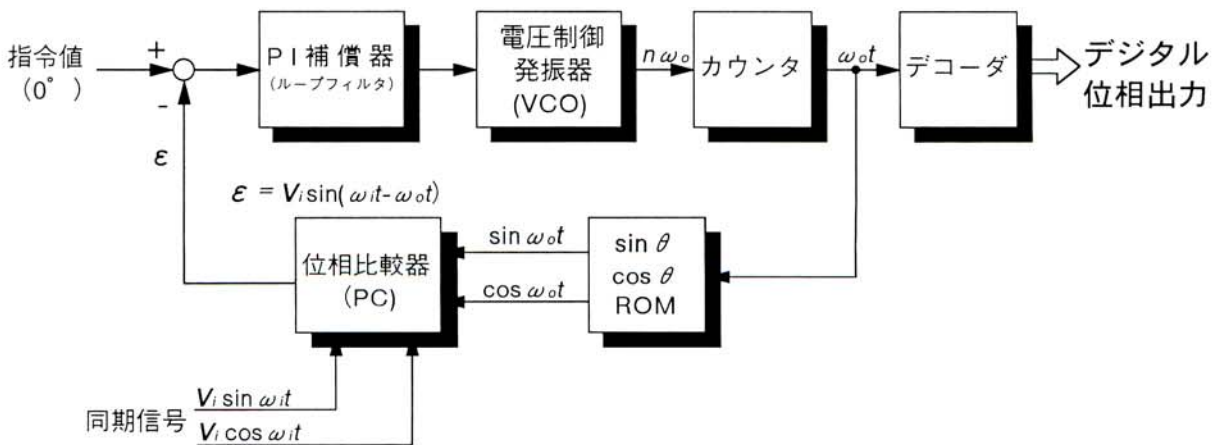


図5 位相連続比較型デジタルPLL
Fig.5/Digital PLL using a method of comparing phase continuously

本機のような超伝導コイル負荷の大電力サイリスタ変換器については負荷の特殊性から特別な保護が要求され、サイリスタ位相制御についても通常の方式とは異なった特殊な機能が必要となる。

基本的な問題は、事故発生時に変換器のゲートを遮断(ゲートブロック:GB)してもサイリスタは特定相(ゲートブロック時の通電相)に電流が流れ続けるため高圧交流側の電流零点が発生せず高圧交流遮断が不能になることである。

このため、後述するような、特別な電源の保護動作を行わなければならない。しかも位相制御はたとえ停電等で交流同期電圧が喪失することがあっても、保護動作が完了するまでは正常な位相基準を出力し続ける必要がある。

通常のPLL (Phase Locked Loop) では交流同期電圧のゼロクロスパルスを基準にしているため、同期電圧の乱れの影響を大きく受ける。また位相検出出力が低周波の矩形パルスであるため、PLLループフィルタの時定数を極端に大きくしないと、VCO (Voltage Controlled Oscillator) の発生する基準位相の直線性が得られず、応答速度の非常に遅いものになるという欠点があった。

今回開発した位相連続比較型デジタルPLLを図5に示す。演算は下記を利用する。

$$\begin{aligned}
 V_i (\sin \omega_i t \times \cos \omega_o t - \cos \omega_i t \times \sin \omega_o t) \\
 &= V_i \sin (\omega_i t - \omega_o t) \\
 &= V_i \sin (\Delta \theta) \\
 &= \epsilon \dots\dots\dots (1)
 \end{aligned}$$

ここで V_i : 同期電圧振幅
 ω_i : 同期角周波数
 ω_o : 内部発角周波数 (VCOを分周)
 $\Delta \theta$: 位相差 ϵ : 偏差

である。

この演算の特長は、同期電圧瞬時値と内部発生電圧の瞬時値を連続的に比較し、 ω_i と ω_o が同一角周波数であれば、得られる結果(1)式の右辺)は n によらず、位相差(直流レベル)のみが得られる点にある。このため瞬時に位相差を直流レベルとして検出することができる。

ここで偏差 ε を0に保つようにPLLフィードバックを形成することにより、位相基準を得ることができ、12bit/180°(0.09°)の高分解能を実現できた。

また、フィードバックループについては同期電圧波形の歪みの影響を受けず、かつ高速応答を実証するよう、シミュレーションにより制御系の設計を行なっている。

同期電圧に高調波歪率30.6%(3次:1.9%, 5次:5.3%, 7次:30%, 9次:2.6%)を重畳させ試験した結果、同期位相誤差はわずか0.5%以内に収まった。

原理式(1)からわかるように $\Delta\theta=0$ に保っていれば、同期電圧の振幅が変化しても ε は0のままなので発生周波数は影響されない。更に完全停電、同期電圧喪失の場合は(1)の V_i が0になるので位相差は検出されないが、もともと $\varepsilon=0$ でループが形成されているので内部発生周波数は変化せず、停電直前の状態を維持できる。

本方式により実際の通電試験において電源周波数の変化に高速追従でき、また停電試験でも保護動作が完了するまで正常な位相基準を維持できることが確認できた。

(2) 各相瞬時応答型デジタル位相制御

12相サイリスタ変換器の高速制御性能を発揮させるため各相瞬時応答型にし位相制御精度向上のためデジタル型にした。分解能は8bit/180°(0.7°)とした。

(3) ハイゲート高周波連続ゲートパルス

サイリスタのゲート点弧パルスは単発またはダブルパルスを通常用いるが、このパルス方式は点弧失敗や小電流時に電流断続を起こしやすく、また保護運動時のバイパスア失敗の可能性が高いという重大な問題がある。

このため本機では高周波連続パルス方式を採用し、サイリスタ通電が必要な期間は連続的にゲートを駆動させ、上記のような問題を回避している。また、ハイゲート駆動方式にしてターンオン時のサイリスタ損失の低減および並列使用時の分流不平衡発生の防止を図った。

(4) リニアライザ

サイリスタ変換器の出力電圧は制御遅れ角 α の余弦関数になる。したがって変換器のゲイン G は

$$G = -E_d \cdot \sin \alpha \quad (V/\text{rad})$$

になる。

このように α によりゲイン変化が大きく、 $\alpha=90^\circ$ と

$\alpha=15^\circ$ の場合では4倍(12dB)もゲイン差が発生する。

変換器のゲイン変動を補償せずにフィードバックループを構成する場合は、最大のループゲイン時の安定性を考えて設計するため最少のループゲイン時には制御性能を確保できない。このため逆余弦(\cos^{-1})のリニアライザを設け変換器ゲインの非線形補償を行なっている。

(5) 転流余裕角制御

高圧系統が事故により電圧低下しているときにサイリスタ変換器を回生運転した場合、転流失敗を引き起こすことがある。特に大電流を出力している場合には大きな転流余裕角が必要となる。

転流失敗は、制御遅れ角が180°に近いときに逆電圧印加期間が不足し、サイリスタがターンオフ失敗して再導通してしまう現象である。

転流失敗は正常なゲート点弧によるターンオンでないため電流集中が起こりサイリスタ破壊につながる。また回生動作とならず負電圧が出力されないため、超伝導コイルのエネルギーを吸収できずコイルにも大きな影響をあたえる。

従って本機でも転流余裕角制御¹⁾を採用した。制御方法は高圧交流電圧と直流出力電流より転流重なり角 u を演算し、 u をもとに転流余裕角 γ を自動制御する。これにより転流失敗を未然に防ぐことができ通電試験でも転流失敗は1度も生じなかった。

3.2 電流制御

(1) ロバスト制御

通常のフィードバック制御は主に指令値応答を目的とした制御であり、電源変動、負荷変動に対する応答は必ずしも十分ではない。また本機のように、大電流ではもちろん小電流での電流精度も問題にする場合は変換器の電流断続を最少にするために相間リアクトルを用いるが、それでも2重星形2並列では6相用と12相用の相間リアクトルに流れる横流電流(180Hzと360Hz)のピーク値が電流断続の臨界電流となる。この電流値前後で変換器のゲインが大きく変化するため通常のPI制御では制御応答性が悪くなる。

このような電源変動等の外乱及び変換器のゲイン変動等のプラント(制御対象)変動を補償するために、この種の大型サイリスタ電源に初めて、2自由度ロバスト制御を採用した。

図6に電圧および電流制御系のブロック図を示す。図6のロバストフィルタと $1/P_n$ とで構成されたマイナーループがロバスト制御である。

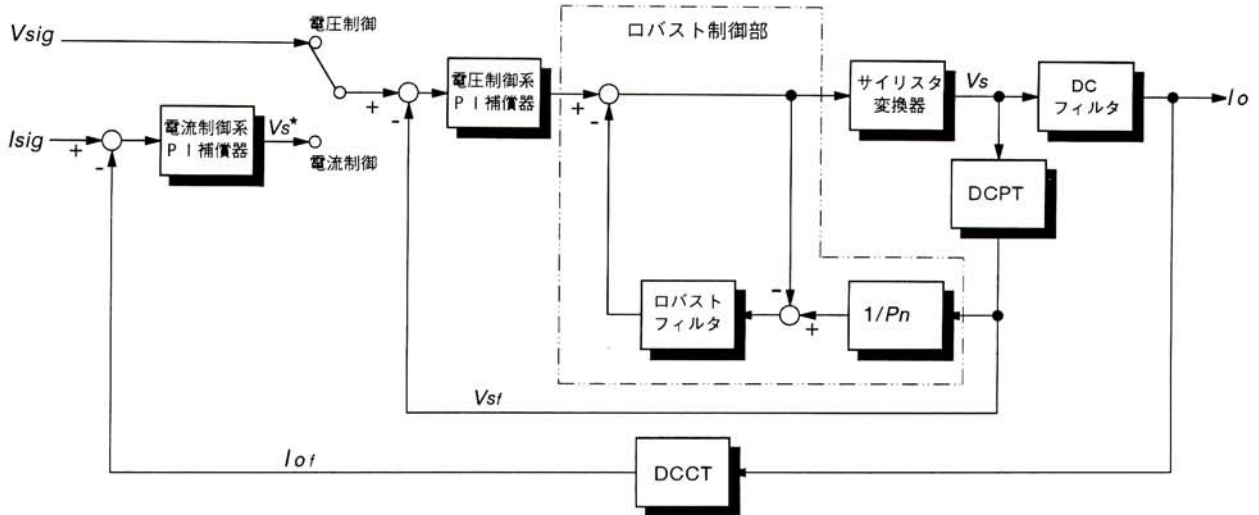


図6/電圧/電流制御系のブロック図
Fig.6/Block diagram of voltage / current control system

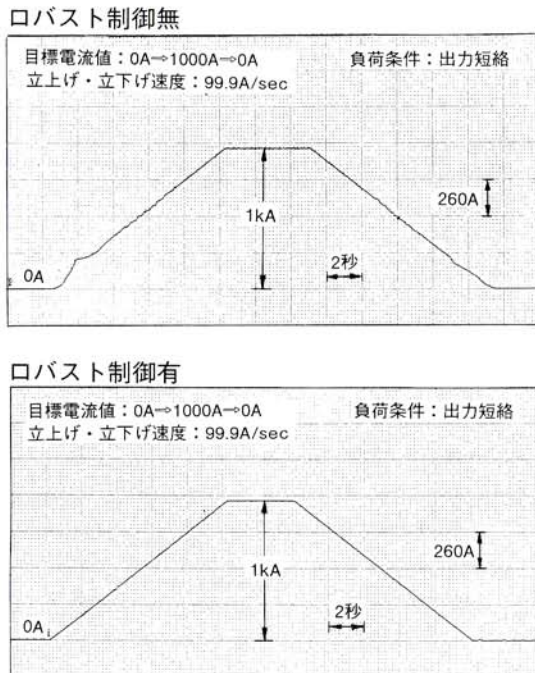


図7/ロバスト制御有無による出力電流波形の相違
Fig.7/Difference between output current waveform in case of using robust control and one in case of using it

P_n (ノミナルプラント) は制御対象であるプラントの公称モデルで、実際のプラントの伝達関数とできる限り一致させる。したがって $1/P_n$ により外乱を推定 (外乱オブサーバ) することにより、PI補償器によらず直接外乱を補償することができる。

図7に出力短絡時のロバスト制御の有無による出力電流波形の相違を示す。ロバスト制御無 (PI制御のみ) の場合は電流波形に乱れが生じているが、ロバスト制御を付加した場合には制御特性に格段の性能向上が見られる。

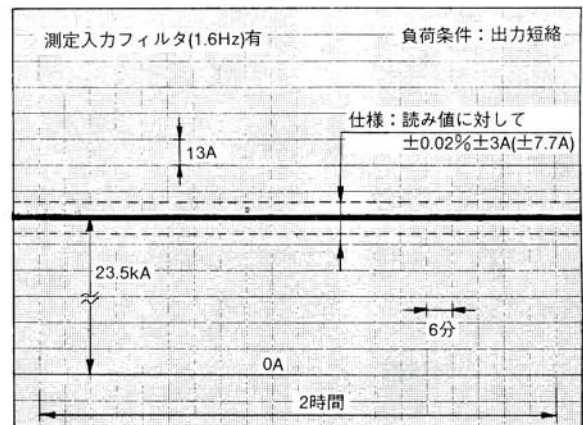


図8/出力電流安定度試験結果
Fig.8/Result of output current stability test

(2) 電流精度

ヘリカル方式においては、プラズマの位置を高精度に制御するため、磁場を発生させる電流精度は読み値に対して $\pm 0.04\% \pm 6 \text{ A}$ 、安定度は読み値に対して $\pm 0.02\% \pm 3 \text{ A} / 2 \text{ h}$ と、この種のサイリスタ電源に対しては非常に厳しい要求がある。

電流精度は、電流フィードバックループに用いる電流検出器 (DCCT) 及びその2次負担抵抗の精度でほぼ決まってしまうが、電流安定度については制御系に細心の注意を払う必要がある。DCCTは、ブスバーの配置による外部磁界の影響を考慮して、外部磁界補償型の高精度DCCTを採用した。また負担抵抗も温度特性 $\pm 2.5 \text{ (ppm/}^\circ\text{C)}$ の高精度抵抗を採用し、電流制御系については、高安定度OPアンプ、トラッキング高精度抵抗など、部品レベルの精度安定性を確保して高精度化を図り、電流精度 $0.03\% \pm 4 \text{ A}$ 、電流安定度 $0.01\% \pm 2 \text{ A} / 2 \text{ h}$ を実現した。図8に出力電流安定度試験結果を示す。

4 超伝導コイル対応保護システム

4.1 クエンチ保護システム

超伝導コイルは、超伝導素線を液体ヘリウムで極低温に冷却することで超伝導状態を保っているが、冷却不足による素線の温度上昇など予期せぬ原因で常伝導状態に転移（クエンチ）する場合が考えられる。このクエンチ発生に対して、運転状態に応じて、最も適切な方法でコイルのエネルギーを減少させコイル保護しなければならない。本システムでは運転状態により、抵抗減磁、回生減磁、短絡減磁の3種類の保護モードを自動選択している。

(1) 抵抗減磁保護

大電流時の保護モードである。

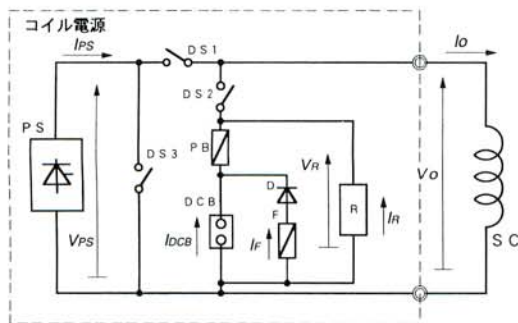
コイル電流を直流電流側で遮断し、抵抗に転流させることでコイルエネルギーを抵抗で消費させコイルの温度上昇を最小限に抑えて保護する方法である。

この方式には従来より、特殊な大電流直流遮断装置が用いられているが、価格・汎用性の面で問題があった。

当社では経済性に優れた新方式の直流遮断装置を開発した。その原理及び理論検討についてはすでに報告されているので²⁾²⁾³⁾ここでは抵抗減磁保護方式の概要について述べる。

図9に抵抗減磁保護回路を示す。図10に保護動作タイムチャートを示す。

まずコイルに電流を通电し、時刻 t_0 でクエンチ保護指令が入力されると、 t_1 で制御遅れ角 α を 90° にしてサイリスタ変換器PSの出力電圧を零電圧にし、 t_2 で断路器DS2を投入する（真空遮断器DCBは予め投入されている）。次に t_3 で $\alpha=140^\circ$ にしてPSの出力電圧を反転させ、その電圧を転流起電力として電流はPS側からDCB側に転



PS: 直流電源
DS1,2,3: 空圧式断路器
PB: 爆薬ヒューズ
DCB: 真空遮断器
D: ダイオード
F: 限流ヒューズ
R: 保護抵抗
SC: 超伝導コイル

図9/抵抗減磁保護回路

Fig.9/Quench protective circuit at "Resistor Damping" mode

流する。

なお、ここでPSの出力電圧を直ちに反転せずに、一旦零電圧（ $\alpha=90^\circ$ ）としているのは、反転電圧（数10V）の投入チャタリングによりDS2の接点が消耗するのを防止するという理由による。

電流がDCB側に転流し、PS電流が零になると同時にDS1電流も零になるので t_4 でDS1を開極し、コイルを電源側から切り離す。

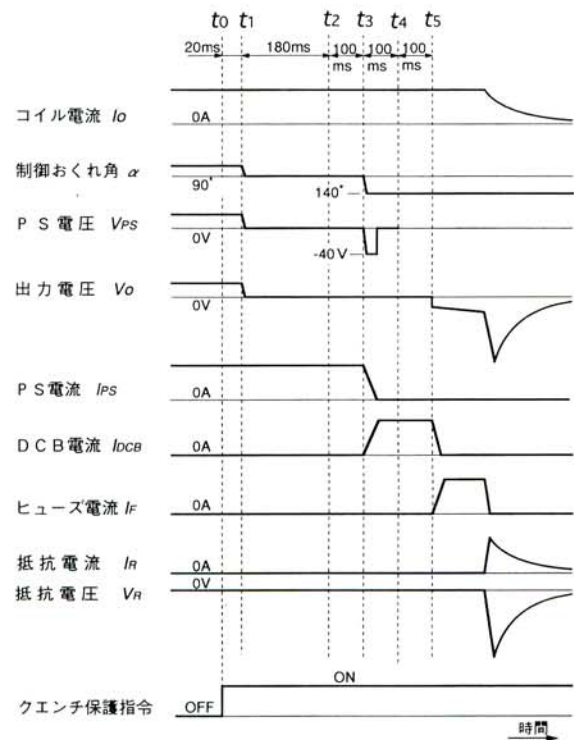
次に t_5 でDCBを開極するとDCB開極時のアーク電圧（数10V）によりDCB電流はヒューズに転流する。Dは分流阻止ダイオードで、DCB閉極時に主電流がヒューズに分流するのを防いでいる。

転流完了後ヒューズが溶断し、そのアーク電圧により、ヒューズ電流は抵抗に転流する。抵抗電圧は最高2kV（コイル電流と抵抗の積）であり、本機で使用したヒューズはAC3.6kV用の限流ヒューズで、アーク電圧は6kV以上あるので転流は速やかに行なわれる。

(2) 回生減磁保護

小電流の場合の保護モードである。

コイル電流が小電流の場合、電源を回生動作させ、その回生電圧でコイル電流を減少させて保護する方法であ



t_0 : クエンチ保護指令
 t_1 : PS電圧0V ($\alpha=90^\circ$)
 t_2 : DS2閉極
 t_3 : PS電圧反転 ($\alpha=140^\circ$)
 t_4 : DS1開極
 t_5 : DCB開極

図10/保護動作タイムチャート

Fig.10/Time chart of protection operation

る。

コイル電流がヒューズ最小溶断電流以下(数100A)の場合は、ヒューズが溶断しないため抵抗減磁保護ができない。またヒューズ溶断電流以上でもコイルエネルギーの減少が抵抗減磁保護よりも早い場合は回生減磁保護を実施する。

(3) クエンチ保護のバックアップ

クエンチ保護には高い信頼性が要求される。そのため万一DCBとヒューズによる電流遮断が失敗した場合に備えバックアップ保護を設けてある。バックアップは通電電流値によるヒューズ溶断時間を考慮し、所定の時間内にDCB電流が抵抗に転流しない場合は強制的に爆薬ヒューズをトリガさせ抵抗に転流させる。

図9のPBが爆薬ヒューズである。図11に爆薬ヒューズの構造と動作を示す。大電流トリガパルス(300V, 200A, 20μs)により火薬を爆発させ、その瞬発力でピストンが押されロッドの中央部が切り離されロッドに流れていた電流はヒューズに転流する。またロッドは円錐状のチェンバに入り、戻ることにはない。ヒューズが溶断すれば抵抗に転流しバックアップ保護が完了する。

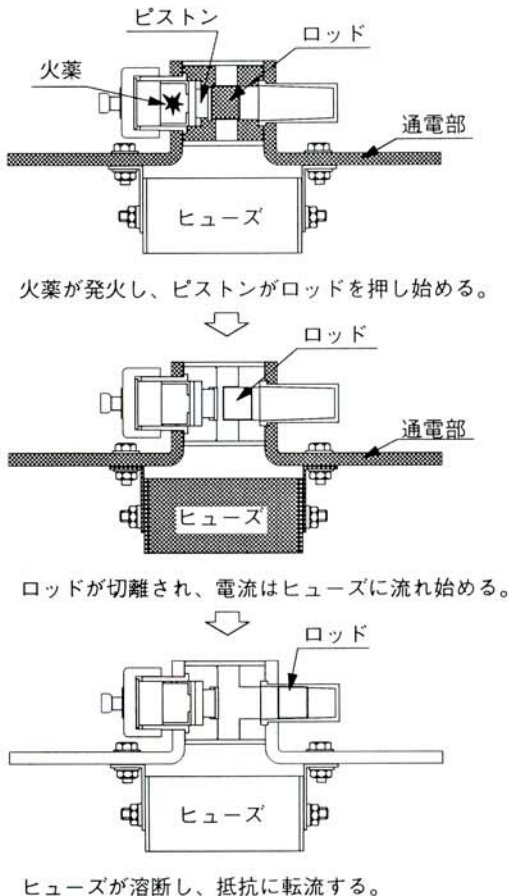


図11/爆薬ヒューズの構造と動作
Fig.11/Structure and operation of a pyrobreaker

4.2 電源保護システム

3. 1で述べたように超伝導コイルを負荷としたサイリスタ変換器では、事故発生時に変換器のゲートを遮断(ゲートブロック:GB)してもサイリスタには通電相に電流が流れ続ける。このため交流側には電流の零点が生じない。この時強制的に交流遮断器を開極すると、アークが長時間発生し電流が遮断できないばかりか、遮断器の破壊につながる場合がある。最終的には変圧器が直流偏磁され、大きな飽和電流が流れて電流は零点を切ることがあるが、既に遮断器、変圧器とも大きなダメージを受けており、大事故になりかねない。

これを防ぐため従来より、特定のサイリスタの組(バイパスペア)を導通させ変換器の1次電流を零にした後交流遮断をする方法があるが、交流側の事故時にはバイパスペア運転への移行が失敗する可能性が高い。またバイパスペアが成功してもバイパスペアとなった1組のアームに電流が流れ続けることにより過電流状態(通常の3倍の電流)になってしまう。

また変換器出力に短絡投入器を設け、バイパスペア運転への移行が失敗したとき、短絡投入器を投入し、その後交流遮断器を開放してサイリスタ変換器を保護する方法は、交流遮断器を開放する前に短絡用投入器を投入させるため、短絡過電流が発生することがあり安全性に問題がある。

そこで事故時に変換器を交流電源ならびに超伝導コイルから安全に切り離す保護動作を開発した。この保護方法をGAT(Gates All Triggered)保護方式と呼んでいる。図12にGAT保護方式を示す。

事故が発生すると、前述のように変換器をGS(ゲートシフト)からBP(バイパスペア)モードに移行させVCBで遮断するまでは、従来どおりの保護方式である。今回、新たに変換器のすべてのサイリスタを一斉に点弧させる方式(GAT)を採用した。変換器が高圧電圧異常などの原因でBP移行に失敗したとしても、GATにより交流電流

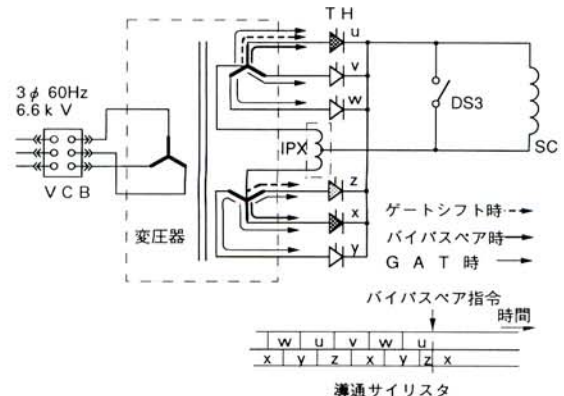


図12/GAT保護方式
Fig.12/Protection method that thyristor gates are all triggered

は零点を通過するのでVCBで確実に遮断できる。しかもBPではサイリスタ電流が通常の3倍流れるが、GAT方式によりBP時の1/3の電流に抑えることができサイリスタの過負荷を避けることができる。

以上のGAT保護方式によりサイリスタの堰層電圧降下分、変圧器巻線を含む変換器の内部抵抗分及び直流ブスの抵抗分でコイルのエネルギーを減磁させる方法をGAT減磁保護と呼んでいる。

さらにDS3を投入し超伝導コイルを変換器から切り離しコイルとDS3による短絡回路を形成し、直流ブスの抵抗分のみで減磁させる方法を短絡減磁保護と呼んでいる。

4.3 試験結果

クエンチ発生時の直流遮断による抵抗減磁保護の信頼性を実証するため、4種類の電流値でそれぞれ50ショット、OV電源で直流遮断実験を実施した結果、合計200ショットすべて直流遮断に成功した。試験回路は図8と同じである。ただしコイルは超伝導コイルではなく模擬コイル(4.2mH, 1mΩ)を接続した。図13に抵抗減磁モードの直流遮断オシログラム(代表例)を示す。模擬コイルは時定数が短いため保護動作中に電流が減少してしまう。

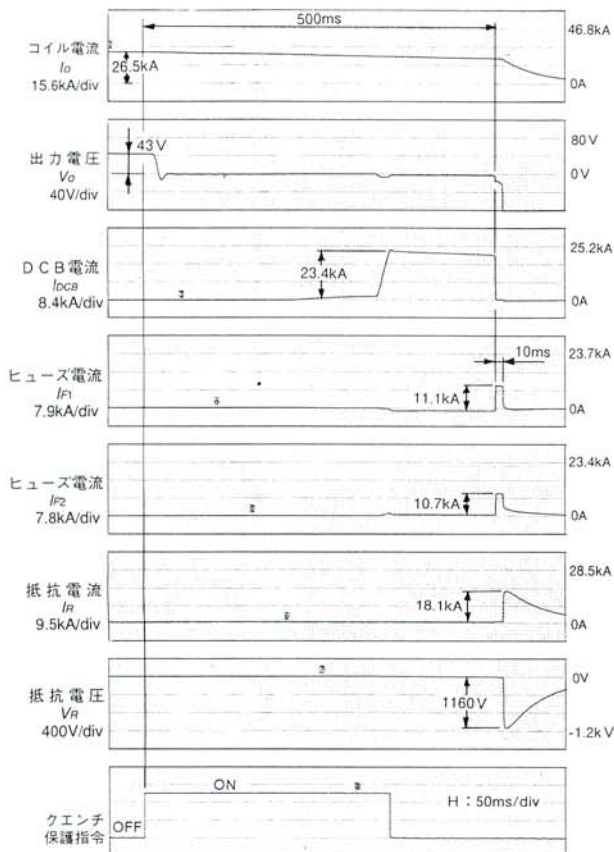


図13 抵抗減磁モードの直流遮断オシログラム
Fig.13/Oscillogram of DC current-breaking test at "Resistor Damping" mode

したがって、代表例では定格電流遮断するために現状で流しうる最大電流(定格以上)を通電し試験した。

クエンチ保護指令後約30msでPS電圧をほぼ0Vにし、その後約170msでDS2が閉極する。この時間は主にDS2の動作時間である。

DCBは予め閉極であるので、DS2を閉極するとDCBに少しだけ電流が流れ($V_{ps} \approx 0V$ のため)、約115ms後PS電圧を反転させてDCBに転流させる。ヒューズは3.6kV, 300A(G300)を2並列で使用しているが、よく分流している。DCBからヒューズへの転流時間は約1ms、ヒューズ溶断時間は約10msであり十分余裕のある遮断である。

クエンチ指令からヒューズ転流までは(ヒューズ溶断時間は電流値により大幅にちがう)約0.5秒で完了し保護抵抗による電流減衰時定数約20秒に対し十分短い時間で対応している。

5 あとがき

今回、高精度大電流電源の開発により、0.01%の電流安定度を実現した。また小形、経済的な直流遮断装置を開発しその遮断性能および高い信頼性を実証した。

現在、当社ではさらに信頼性を高めるために、直流遮断装置に使用している断路器を2重化した電源システムを開発中であり、核融合及びパワーエレクトロニクス分野の技術開発を今後ますます進めてゆく所存である。

最後に、本機の開発および遮断試験にあたって貴重な助言及び御協力をいただいた核融合科学研究所の関係各位殿に厚く感謝の意を表す次第である。

参考文献

- (1) 佐藤, 他: 「核融合用100MVA級オーム加熱電源」愛知電機技報, No.12 (1991)
- (2) 佐藤, 他: 「超伝導コイル用30kA級直流遮断装置の開発」愛知電機技報, No.15 (1994)
- (3) 棚橋, 佐藤, 他: 「大型ヘリカル装置の超伝導コイル保護用直流大電流転流回路の開発」プラズマ核融合学会誌, No.2 Vol.69,