

JAERI-M

87-144

核融合次期装置設計
(昭和61年度設計報告書)
——電源系の概念検討——

1987年9月

中島 国彦・石垣 幸雄^{*}・尾崎 章^{**}・山根 実^{***}

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

JAERI-M 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。
入手の問合せは、日本原子力研究所技術情報部情報資料課（〒319-11茨城県那珂郡東海村）あて、お申しこしください。なお、このほかに財団法人原子力弘済会資料センター（〒319-11 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。

JAERI-M reports are issued irregularly.

Inquiries about availability of the reports should be addressed to Information Division
Department of Technical Information, Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura,
Naka-gun, Ibaraki-ken 319-11, Japan.

©Japan Atomic Energy Research Institute, 1987

編集兼発行 日本原子力研究所
印 刷 いばらき印刷(株)

核 融 合 次 期 装 置 設 計

(昭和61年度設計報告書)

電 源 系 の 概 念 檢 討

日本原子力研究所那珂研究所臨界プラズマ研究部

中島国彦・石垣幸雄^{*}・尾崎 章^{**}・山根 実^{***}

(1987年8月21日受理)

’86 FER 炉型選択作業の過程で注目された有望な炉型2例についての電源システムの設備規模を算定したものである。

電源システムでの主要な検討対象はコイル電源である。その設備容量和は約1GWにも達し、しかもその大部分はポロイダルコイル励磁電源で占められている。

従って、ポロイダルコイル励磁電源に重点を置いて、プラズマ立上げ初期の供給磁束との相関において、直流電源容量の低減化検討が進められた。

トロイダルコイル励磁電源ではクエンチ保護回路を提案し、位置制御電源では、幾つかの仮定のもとでの回路構成を提案している。

これらシステム検討に基づいて各電源の機能仕様が設定され、設備容量が算定されている。ポロイダルコイル励磁電源の直流電源容量和として第1の炉型では885MW、第2の炉型で782MWが算出されている。

那珂研究所：〒311-02 茨城県那珂郡那珂町大字向山801-1

* 株日立製作所

** 株東芝

*** 三菱電機株

Conceptual Design Study of Fusion Experimental Reactor (FY86FER)
- Power Supply Design -

Kunihiko NAKASHIMA, Yukio ISHIGAKI,*
Akira OZAKI** and Minoru YAMANE***

Department of Large Tokamak Research
Naka Fusion Research Establishment
Japan Atomic Energy Research Institute
Naka-machi, Naka-gun, Ibarai-ken

(Received August 21, 1987)

This report describes the results of the capacity estimation for the electrical power system on the typical two candidates for the FER (Fusion Experimental Reactor) which were picked out through the process of '86 FER scoping studies. Main concern in the electrical systems is coil power supplies which have a capacity of about 1 GW, and this is dominated by poloidal coil power supplies. Then, studies to reduce the converter capacity are concentrated on the poloidal coil power system in relation to the supplying poloidal flux at the initial phase of plasma ramp-up. A quench protection circuit was proposed on the toroidal coil power supply. On the position control power supply, a circuit with reasonable functions was proposed. Under these system studies, general specifications were determined and the capacity of each power supply unit was estimated. On the poloidal coil power supply system, the accumulated capacity of converters amounted to 885 MW for the one candidate and 782 MW for another.

Keywords: FER, Conceptual Design Power Supply, Poloidal Coil

* Hitachi, Ltd.

** Toshiba Corporation

*** Mitsubishi Electric Corp.

目 次

序	1
I 第1の候補炉型における電源システム	4
1. 概要	4
2. 電源系統構成	8
3. トロイダル磁場コイル電源	12
3.1 概要	12
3.2 電源構成	13
3.3 機器検討	19
4. ポロイダル磁場コイル電源	22
4.1 概要	22
4.2 電源設計の前提条件	22
4.3 電源設計の方針	27
4.4 電源構成	35
4.5 機器検討	57
5. 位置制御磁場コイル電源	67
5.1 概要	67
5.2 電源設計の前提条件	67
5.3 電源仕様	68
5.4 電源構成	71
6. 加熱装置給電系	74
II 第2の候補炉型における電源システム	77
1. 概要	77
2. トロイダル磁場コイル電源	80
2.1 概要	80
2.2 電源構成	81
2.3 機器検討	86
3. ポロイダル磁場コイル電源	88
3.1 概要	88
3.2 電源設計の前提条件	88
3.3 電源構成と機器検討	94
4. 加熱装置給電系	109
まとめ	111
あとがき	111
謝 辞	112
引用文献	112

Contents

Foreword	1
I. Electrical power system on the first candidate of FER	4
1. Introduction	4
2. Configuration of power systems	8
3. Toroidal coil power supply	12
3.1 Introduction	12
3.2 Configuration of power supply	13
3.3 Capacity estimation	19
4. Poloidal coil power supplies	22
4.1 Introduction	22
4.2 Design assumptions	22
4.3 Design concepts	27
4.4 Configuration of power supplies	35
4.5 Capacity estimation	57
5. Position control power supply	67
5.1 Introduction	67
5.2 Design assumptions	67
5.3 Requirement for power supply	68
5.4 Configuration of power supply	71
6. Heating power supplying	74
II. Electrical power system on the second candidate of FER	77
1. Introduction	77
2. Toroidal coil power supply	80
2.1 Introduction	80
2.2 Configuration of power supply	81
2.3 Capacity estimation	86
3. Poloidal coil power supplies	88
3.1 Introduction	88
3.2 Design assumptions	88
3.3 Configuration and capacity estimation	94
4. Heating power supplying	109
Summary	111
Afterword	111
Acknowledgement	112
References	112

序

FER 計画は、目的とするところとそれに必要とされる機能の設定が幾度か見直しされながらここ数年に亘って煮詰められてきた。昭和61年度には国としての FER の位置付けが明らかにされ、装置の備えるべき物理・工学ミッションと建設に許容される費用の大枠も示唆されるに至った。

このような背景のもとで、これに見合う対応が急がれる状況となり、装置炉型の選択に新たな方向付けが必要となった。FER 設計チームでは炉心規模・炉型と建設費との相関を明らかにする中で、プラズマ設計と炉心およびプラント全体に渡る工学設計との調和を図かり、今後の設計対象として採りあげるべき炉心規模・炉型の検討・選択が進められた。

本報告書はこの検討作業の過程で絞り込まれた炉型の中から、有望な 2 例についてのコイル励磁用電源と加熱給電に関するシステム検討をまとめたものである。ここで採りあげた炉型選択までの経緯の概略を以下に述べ、本報告の一助としたい。

炉型・規模の選択を進めるに当り、プラズマ設計主要パラメータ（非円形度、三角度、ダイバータ配置等）とコイル電流密度、遮蔽厚さ等の工学設計値および供給磁束の炉心規模に及ぼす影響が数十例の炉型・規模で調査された。建設費の評価量の一要素に炉体構造物の物量があるが、これは炉心規模との相関が大きい。プラズマ主半径 R_p と副半径 a の平面に、これら主要値との相関を示したものの一例を Fig. 1 に示している。

このような調査を踏えて第 1 段階では、より詳細な検討を要するものとして 6 種の炉型が採りあげられた。これを Table 1 に示す。選択理由も表中に記されている。次いでこれら 6 炉型の工学検討が進められ、今後の設計対象とすべき炉型の絞り込みが行われる。

ここではその可能性の大きいと予想されるものとして上記表中の第 2 のタイプと第 4 のタイプの 2 例を採りあげてシステム構成と規模の評価量の算定結果を述べる。前者を第 1 の候補炉型と呼ぶことにし、第 1 部に述べた。後者を第 2 の候補炉型と呼ぶことにし、前者との相違に重点を置いて、第 2 部に述べた。

Table 1 Comparative design study for FER (1986)

No	Types (Name)	Features	Parameters				Remarks	
			R(m)	a(m)	K	Divertor $\Phi_{th}(V_s)$		
1	Reference Type (Option C)	Option C design with plasma parameters suggested by the Subcommittee	4.9	1.3	1.7	SND	50	'86FER Reference Design
2	Advanced Type (ACS)	Option C Design with Advanced Engineering Parameters	4.4	1.2	1.7	SND	50	Improvement from Option C
3	Advanced Type (ACD)	Same as the Case 2 except the Selection of Double Null Divertor	4.0	0.95	2.0	DND	50	Ditto Study for High K , DND
4	Minimal Type (MINI)	Aggressive Selection from Option D	3.8	1.0	2.0	SND	15	The Minimum Option from the Parameters Studied
5	Interlink Type (ILINK)	Option C Design with Cu OH Coil Interlinked with TF Coils	4.7	1.7	1.7	SND	50	Study for Interlinked Type
6	NBI Type (NBIR)	Same as the Case 1 except the Employment of NB with Negative Ion Source for Heating and Current Drive	4.9	1.3	1.7	SND	50	An Alternative of Option C

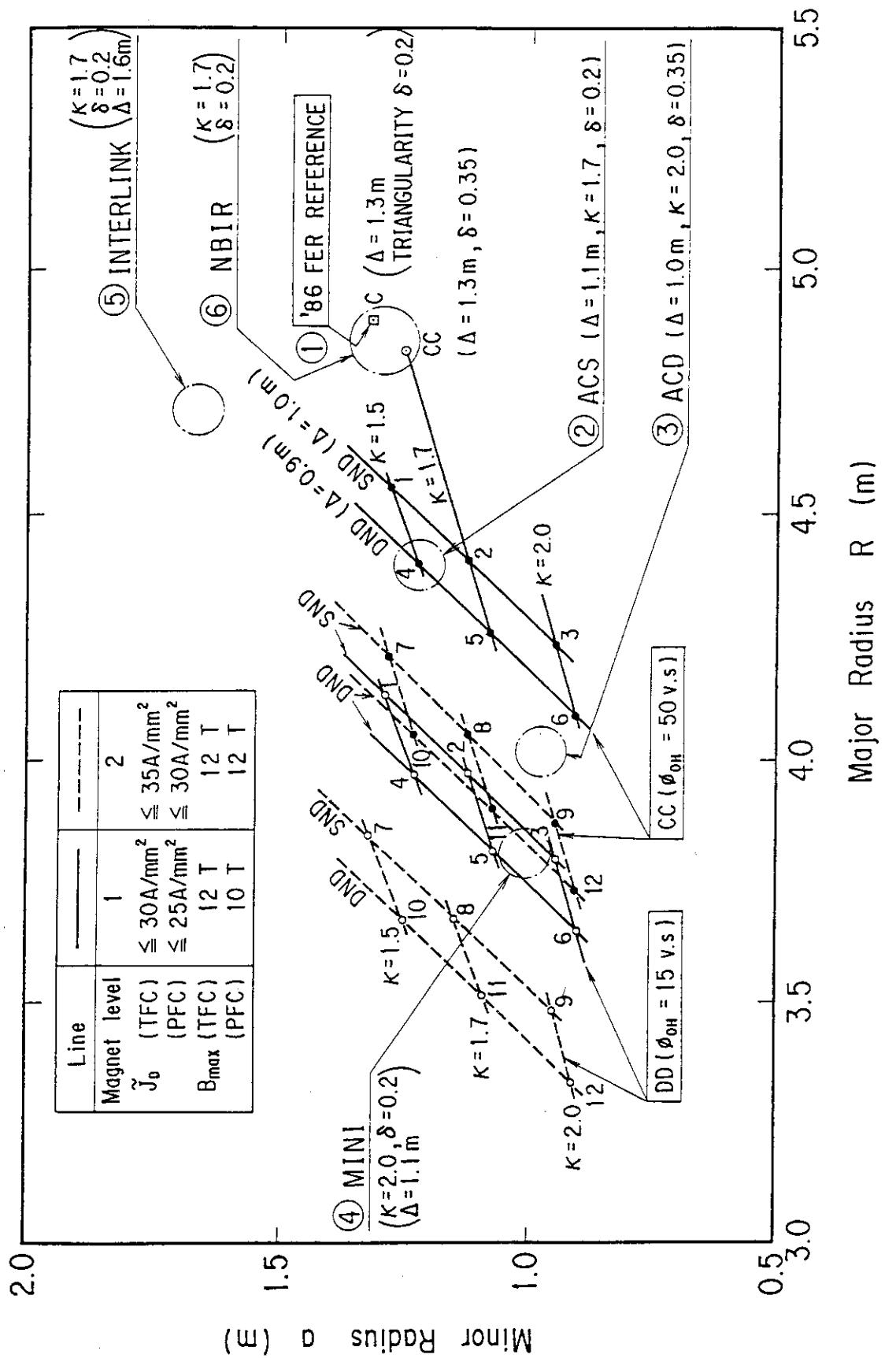


Fig. 1 Parameter study for FER design

I. 第1の候補炉型における電源システム

1. 概 要

炉型選択作業の過程での電源系のシステム規模評価例として Table 1 中の第2のタイプを採りあげ、そのシステム構成と設備容量算定について述べる。

ここで採りあげた第2のタイプの炉心主要パラメータを Table 1.1 に示す。電源から見た炉心構成はトロイダル磁場コイル12台、ポロイダル磁場コイル13系統、位置制御磁場コイル1対である。プラズマ電流は 8.7 MA、燃焼立上げから 800 秒の燃焼持続に供給される磁束は 50 v.s とされている。

電源系のシステム評価値はポロイダル磁場コイル励磁電源に大きく依存しており、それは運転シナリオに支配される。従って電源システム検討はポロイダル磁場コイル用電源に重点を置いて進めている。ちなみに交直変換器の設備容量について大略比較すれば、位置制御磁場用電源はポロイダル磁場用電源の約 1/10、トロイダル磁場コイル電源は約 1/200 である。

プラズマ生成から燃焼に至る運転シナリオの基本案を Fig. 1.1 に示している。電流立上げは非誘導とされており、低域混成波帶 (LHRF) での電流駆動が前提となっている。供給磁束は、その変化分 ($\Delta\phi$) 50 v.s が各ポロイダルコイルの起磁力和 (絶対値和) の極小近傍となるような領域に設定され、発生磁界のコイル中での値は許容最大磁界内に収まる範囲の起磁力が与えられる。

ここで検討対象とする炉型では、燃焼立上げ時の供給磁束は 0 v.s、燃焼終了時の供給磁束は -50 v.s に設定されこの間での供給磁束変化 50 v.s を得ている。燃焼立上げ期間中は、磁束保存則が成立つとして 15 v.s を見込んでいる。電流駆動期間中の供給磁束は設定の自由度を有しており、基本案では 0 v.s のままであるが、上記コイル条件内での起磁力範囲で選択される。

FER ポロイダル磁場は 13 系統のコイルの発生磁場のハイブリッドで得られている。プラズマ電流 I_p (MA) が供給磁束 ϕ (v.s) で平衡を得ている時、 j 番目のポロイダルコイルの分担すべき起磁力 I_j は次式で示される。

$$I_j = C_{1j} \phi + C_{2j} I_p$$

係数 C_2 はベータ値に依存する。ここで検討対象とする炉型でのこれら係数を Table 1.2 に示す。

プラズマ生成時 (500 KA) に供給される磁束は 10 v.s とされており、これに必要な起磁力変化分 ΔI_j も同表中に示す。電流生成時 (t_0) のコイル通電々流は $I_j(t_0) + \Delta I_j$ 、それ以降の通電々流は I_j より定めている。

ところでシナリオに沿った起磁力を得るにはコイルには所定の電圧が要求されるが、一般的には初期のプラズマ生成時に高い電圧が要求される。コイル励磁用電源の設備容量低減の観点からはこの間の電圧はコイル励磁電流の遮断 (抵抗への転流) によって得る (高電圧発生回路) か整流器バンク切換 (直列) 等によって得るかの選択がある。ここでの検討対象とする炉型では $j = 1, 13$ に高い電圧が要求される特徴がある。従ってこれらコイルの励磁電源容量を大きくし

ない様に、立上げ時のコイル電流（供給磁束）と回路構成の組み合せを選択することが重要となる。

ポロイダル磁場コイル用電源仕様設定に当っては、上記の運転シナリオに対応するものの外にこの補正分（フィードバック制御分）も見込んでいる。このような条件設定の下でのポロイダル磁場コイル用電源のシステム検討とコスト評価量算定を進め、変換器容量低減と運転シナリオの最適化を提案している。

トロイダル磁場コイル用電源については負荷異常（クエンチ）時の保護の観点から電源構成を検討し、位置制御磁場コイル電源は現時点では予想される機能から、設備規模と基本回路構成の検討を行っている。

コイル電源と加熱用電力給電は基本的にはエネルギー蓄積（フライホイル付発電機）を介して行うものとして、その構成と規模を算定している。

Table 1.1 Reactor parameters

Operation mode	pulsive
Current driver	non-inductive
Current drive RF power (MW)	20
Burn time (s)	800
Major/minor radius (m)	4.42/1.25
Plasma elongation	1.7
Field on axis (T)	4.6
Plasma current (MA)	8.74
Total beta (%)	5.3
Ion temperature (keV)	12
Ion density (m^{-3})	1.1×10^{20}
Neutron wall loading (MW/m ²)	1.07
Fusion power (MW)	406
Neutron fluence (MW·y/m ²)	0.3
Impurity control	single null divertor
Heating (MW)	40
Max. toroidal field (T)	12
Number of TF coils	12
Max. poloidal field (T)	10

Table 1.2 Current coefficient

	C ₁ (MAT/VS)	C ₂ high (MAT/MA)	C ₂ low (MAT/MA)	ΔI _j (MAT)
1	0.260	0.224	0.593	2.507
2	0.122	0.866	0.923	2.608
3	0.111	0.825	0.872	2.183
4	0.257	1.896	1.984	0.745
5	0.001	-0.162	-0.262	2.030
6	-0.014	-0.137	-0.124	0.092
7	0.017	-0.148	-0.392	0.069
8	0.221	0.226	0.431	2.634
9	0.120	0.506	0.510	2.149
10	0.181	2.342	1.978	0.765
11	0.001	1.853	1.528	0.212
12	0.005	-0.292	-0.458	0.092
13	0.007	-1.123	-1.624	0.068

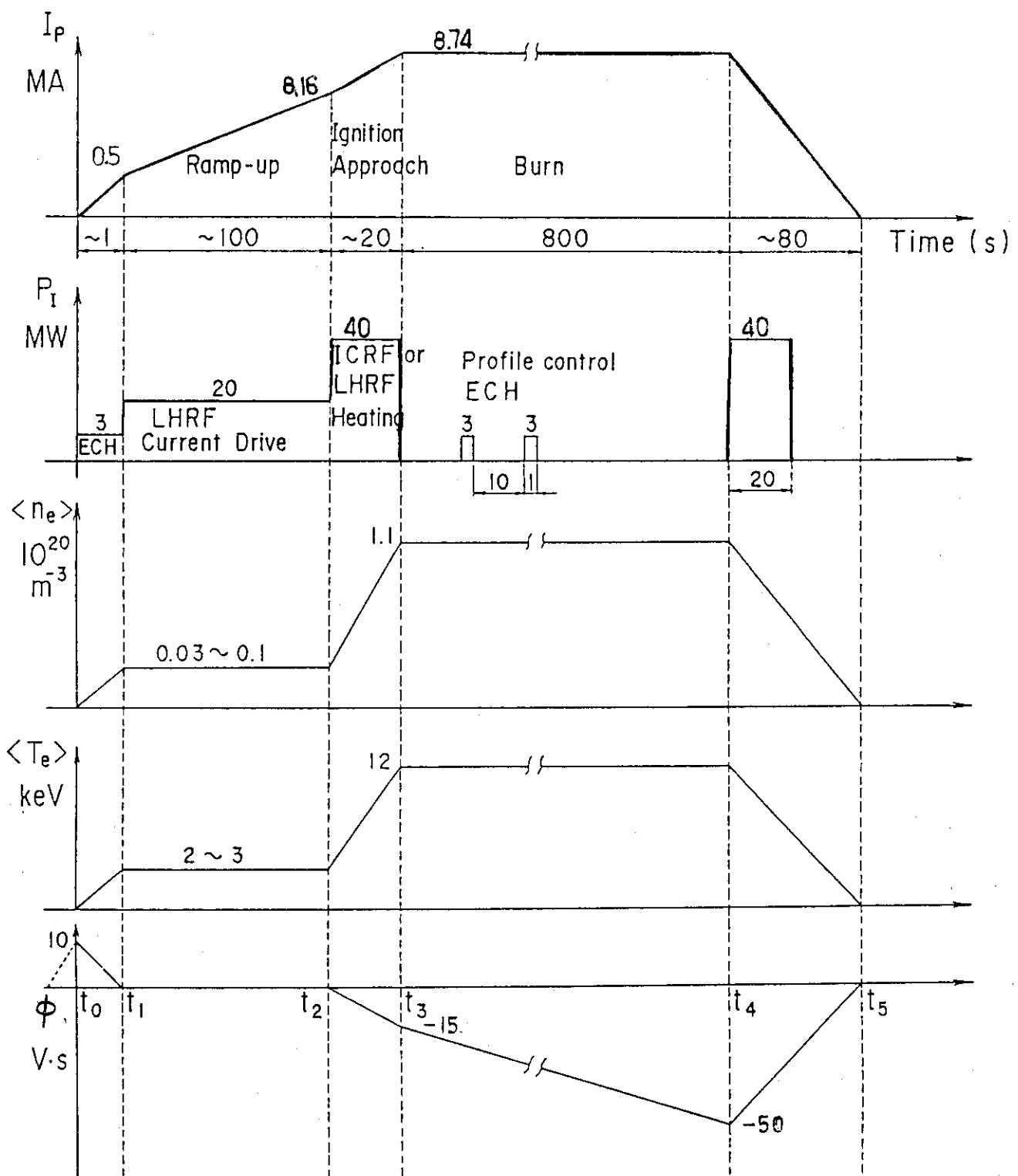


Fig. 1.1 Operation scenario

2. 電源系統構成

電力供給の観点から電力系を区分すると、その負荷の時間的変動の大きさによって定常系と非定常系とに大別される。供給電力の大きいコイル励磁電源と加熱電源はいずれも後者に属する。負荷への電力投入時や遮断時の電力系統へ及ぼす影響の大きさもしくは負荷側設備容量の軽減効果の観点から基本的にはエネルギー蓄積・発電設備を介しての給電構成が選択される。

本章ではコイル励磁電源と加熱電源への給電の面から電力系統の構成の方針を述べる。

(1) コイル励磁電源

コイル励磁電源には下記のものがある。

- ① トロイダル磁場コイル励磁電源（数 MW）
- ② ポロイダル磁場コイル励磁電源（百数十 MW）
- ③ 位置制御磁場コイル励磁電源（数十 MW）

これら電源の受電規模を括弧に示す。①は基本的には定常負荷への通電であり、容量も比較的小ないので定常系扱いとする。②は運転要求に追従した電力変動を本質的に有することと、その際のピーク受電容量も比較的大きいので、系統への外乱を考慮せねばならない。ここで前提とする運転シナリオでは、系全体の電力要求はプラズマ電流変化時に大きいものの、燃焼時での要求電力は小さいことを勘案して、エネルギー蓄積・発電設備からの給電とする。③は負荷側の多様な運転に対応する必要が予想され負荷変動とその時間変化率も大きいと想定されるので、これもエネルギー蓄積・発電設備からの給電とする。

(2) 加熱電源

加熱電源には下記のものがある。

- ① 電流駆動・加熱用 LHRF 設備（約 100 MW × 100 秒）
- ② 加熱用 ICRF 設備（約 50 MW × 20 秒）
- ③ 準助加熱用 ECRF 設備（約 20 MW × 1 秒, duty 0.1）

運転シナリオ上、①②は燃焼立上げ時の 20 秒間は重畳して使用されるのでピーク給電量は約 150 MW となる。異常時には増圧管等負荷側設備保護のため短時間での受電電力減少を前提としておく必要がある。現サイトでは許容瞬断容量は数十 MW とされており、受電容量は供給範囲にあるものの系統側への電圧変動、周波数変動の観点からはエネルギー蓄積・発電設備を介した給電構成が採られる。

一方消費エネルギーが十数 GJ にも達することから、現状技術の予測ではエネルギー蓄積設備も数ユニットが必要となるので、その単機容量とユニット数及び設備費の最適化の中では一部電力は系統からの直接給電も含めた構成が必要となる。

(3) 電源系統構成

コイル励磁電源、加熱電源への給電構成を Fig. 2.1 に示す。エネルギー蓄積・発電設備には、フライホイル付き電動発電機を前提とし、ポロイダル磁場コイル励磁電源にはその吐出エネルギーを勘案して、2 台の並列給電とする。位置制御磁場コイル励磁電力はポロイダル磁場コイル励

磁電源用発電設備の供給範囲にあるので、その中に含める。

加熱電源への給電は運転シナリオとの相関において、運転に対する詳細化と加熱電流駆動のデータベース更新の時点で見直すことにして、主体はエネルギー蓄積・発電を介して給電するものとした。加熱設備単機での運転（調整・エージング等）も想定すれば、一部は系統からの給電を含めた構成も必要となろう。

各電源に要求される機器とその容量にもとづいて算定した機器占有面積をもとにした配置計画を Fig. 2.2 に示す。機器のデータは後で詳述されている。ここでは電源系主要機器の配置上の所要面積を算定することに重点を置いて計画したものである。加熱発電設備は 3 台の例で計画している。クエンチ時の保護抵抗を変換器室上屋とするか地上とするかの選択は今後の問題とした。

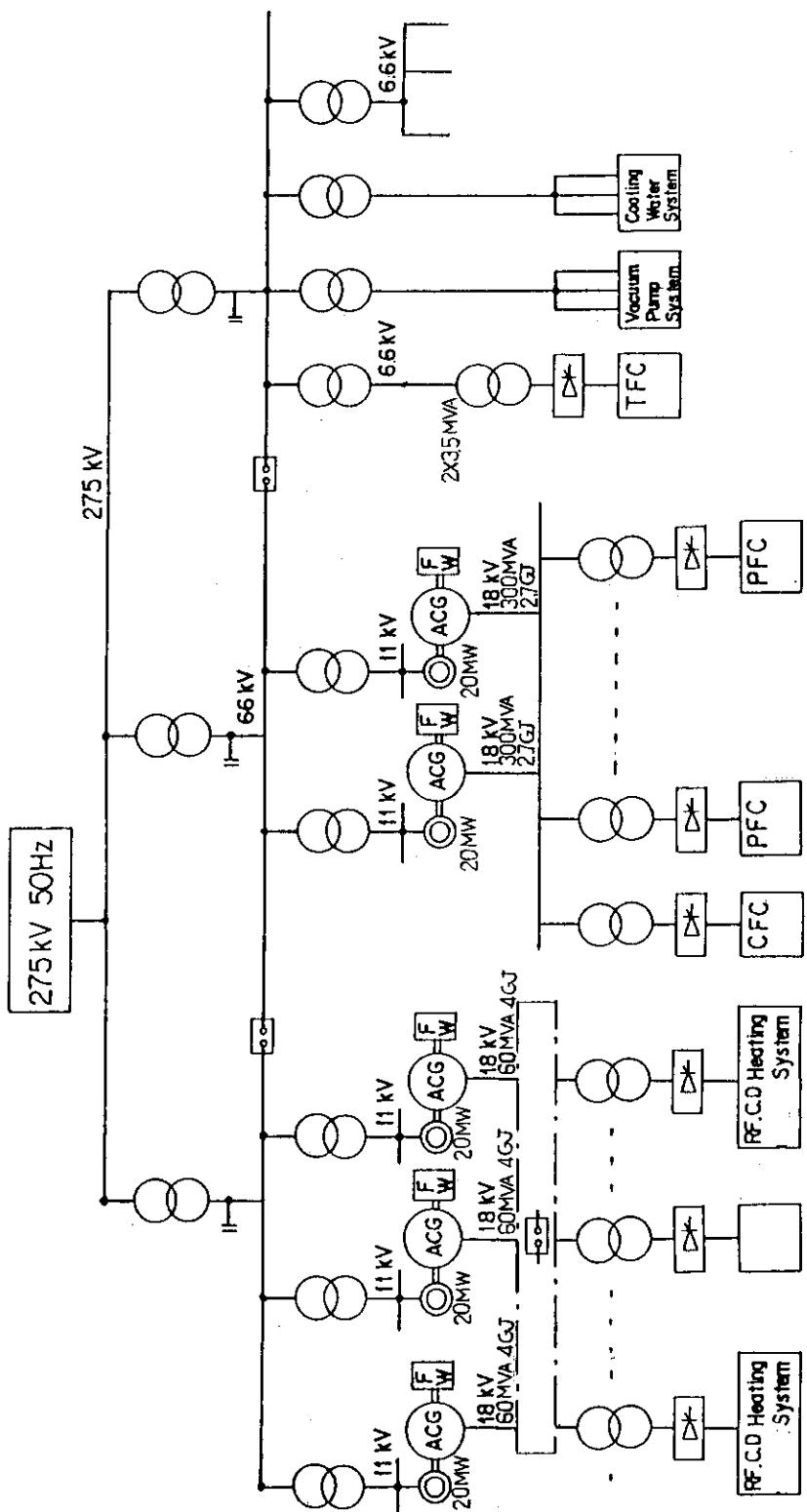


Fig. 2.1 Schematic diagram of power distribution

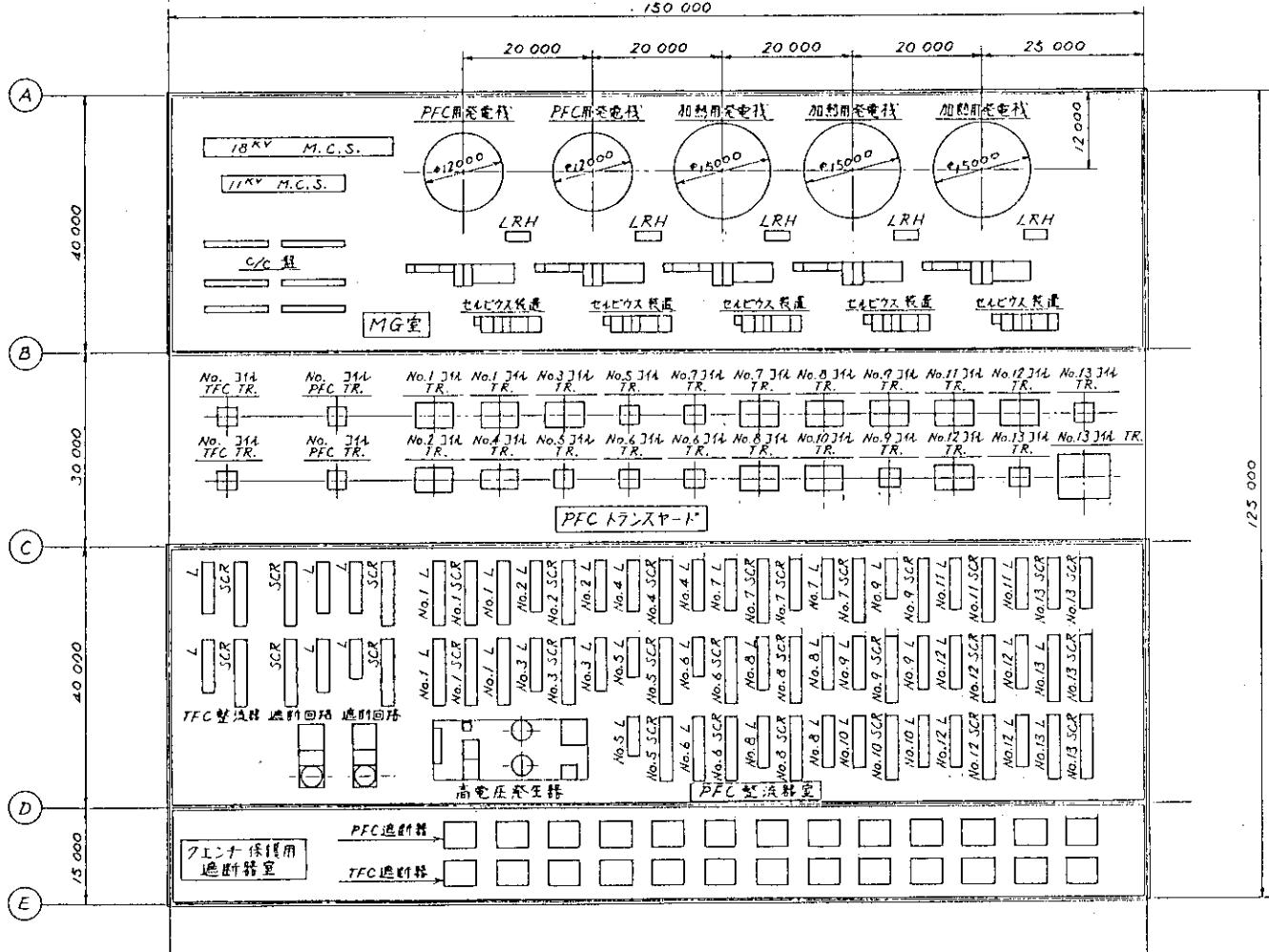
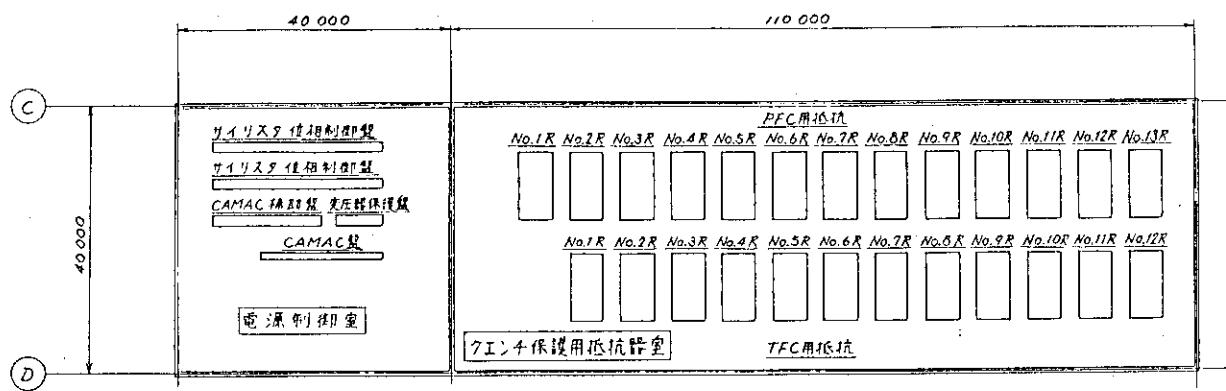


Fig. 2.2 Layout plan

3. トロイダル磁場コイル電源

3.1 概 要

トロイダル磁場コイル電源は、トカマク装置の運転に必要なトロイダル磁場を発生するトロイダル磁場コイルに必要な電力を供給するための電源設備である。負荷であるトロイダル磁場コイルは、超電導コイルであり、通電電流は、運転期間中一定に保持されるので電源出力としては比較的小容量のもので対処できる。しかしながら、トロイダル磁場コイル系に蓄えられた磁気エネルギーは、十数 GJ にも達しているため、超電導コイルにクエンチが発生した場合の保護装置には、大容量で信頼性の高いものが要求される。

本年度の設計においては、クエンチ保護を考慮した電源構成の比較検討を行うとともに、電源の接地方法についても種々の方式を比較することにより選択根拠を明確にした。電源設備主回路は、サイリスタ変換装置とクエンチ保護装置から構成される。クエンチ保護装置は、直流しゃ断器と保護用抵抗器（エネルギー消費）で構成されるものとした。保護用抵抗器については、その概略検討を行ない、所要スペースの検討も行った。

トロイダル磁場コイルの定数及び電気定格を Table 3.1-1 に示す。

後述の如く、本電源は低圧電源となるため、直流フィーダーの抵抗分の影響も考慮する必要がある。直流フィーダーの亘長は、250 m とする。

コイル励磁時間は4時間とし、コイルクエンチ時の消磁の時定数は、6秒以下とする。また、コイル対大地間電圧の最大値は20kV とする。

Table 3.1-1 Electromagnetic Constants of TFC

No.	Items	Constants
1	No. of Coils	12
2	Inductance	31.3 H(total)
3	Maximum Current	29.7 kA
4	Total Energy	13.8 GJ
5	Initial Energizing Time	4 Hrs

3.2 電源構成

3.2.1 電源構成

トロイダル磁場コイルの励磁は、ゆっくりと行うので本電源は、通常運転時は低圧電源となり比較的小容量で済む。一方、コイルのクエンチ保護時のエネルギー回生を考えると、必要電圧が非常に大きく、そのために電源を用意することは不経済である。従って、クエンチ保護は、しゃ断器と抵抗器の組み合せで行うものとし、通常運転に必要な電力のみ、サイリスタ変換装置から供給するものとする。

トロイダル磁場コイルの合計インダクタンスは、31.3Hであるので、これをコイル設計条件の時定数6秒で消磁するために必要な保護抵抗は、 $5.22\Omega \left(= \frac{31.3\text{H}}{6\text{s}} \right)$ となる。一方、トロイダル磁場コイルの定格電流は、29.7kAであるので、クエンチ保護時の所要電圧は、155kV($= 5.22\Omega \times 29.7\text{kA}$)となる。これは、コイルの許容対大地電圧を大幅に越えるので、コイルをグループに分割して各グループごとに保護を行う必要がある。85年度設計¹⁾では、コイルの許容対大地電圧に正負の極性を考慮して、グループの分割数を4分割としているが、電路の地絡時の電位上昇を考慮して、本年度設計では、分割数を8以上とする。トロイダル磁場コイルの台数は合計12台があるので、結局、各コイル毎に保護を設ける事となる。

分割されたコイル群に電力を供給する方式として、85年度設計においては、4セットの電源を配置した、完全独立形及び交互配置形の電源構成が検討されている。その基本構成と特徴をTable 3.2.1に示す。85年度設計では、交互配置形における異常時の高電圧発生の可能性を重く見て、完全独立形にて検討が進められたが、本年度は、以下の考察より、Fig. 3.2-1に示す交互配置形で検討を進める事とする。

- ① 異常時の高圧発生の可能性を小さくし、また万一の場合に備えては、非線形抵抗等による保護を行うことが可能である。
- ② 完全独立形では、電流バランスを確保するため、電流検出系、電流制御系の高精度化が必要となる。
- ③ 本電源に使用されるサイリスタ変換装置は、低電圧大電流であるので、各コイル群に対する電源を集約し、電圧の高い変換装置として、台数を削減する方がコスト的にも好ましいと考えられる。
- ④ 完全独立型では、クエンチ保護を行った場合に、一群でも保護動作に失敗すると、トロイダル磁場コイルのアンバランス励磁につながるが、交互配置方式では、回路構成によって、そのような事態を避ける事が出来る。

交互配置形電源回路においては、Fig. 3.2-1に示す如く、保護用直流しゃ断器とトロイダル磁場コイルとを交互に直列に接続した構成となっている。クエンチ保護用抵抗は、各直流しゃ断器に対してそれぞれ並列に接続される。

クエンチ保護方式としては、全コイルの電流を急速にダンプする方式と、クエンチを発したコイルの電流のみを急速にダンプし他のコイルの電流は、スローダンプする方式の2つが考えられる。85年度設計では、この2方式の両方が選択出来るような構成となっているが、本年度は、以下の理由により、全コイルの電流を急速にダンプする方式のみが可能な構成とした。

- ① 両方式を可能とするためには、保護抵抗器として急速ダンプ用とスローダンプ用の2種類が必要となる。このため、85年度設計においても、全抵抗容量は、トロイダル磁場コイル系のエネルギーの約1.5倍必要となっている。
- ② 最終バックアップとしては、全コイルの電流を急速にダンプする方式が必要である。
- ③ 全コイルの電流を急速にダンプする方式では、各トロイダル磁場コイルの電流が一様に減衰するので、トロイダル磁場コイルのアンバランス励磁に起因する電磁力の発生する可能性が小さい。
- ④ 一部のコイルをスローダンプさせるためには、回路構成を変更するための開閉装置が必要となる。

このため、クエンチ発生時は、Fig. 3.2-1 に示した12台の直流しゃ断器を同時に動作させるものとする。

この時、回路各部の電位は、クエンチ保護用抵抗の抵抗値を R 、コイル電流を I_t として、Fig. 3.2-2 に示すようになる。図示の如く、最高と最低の電位差は、 RI_t となるが、回路各部の対大地間電位は、回路の接地方式により異なるので、以下、これについて検討結果を述べる。

Fig. 3.2-1 に示す回路の接地方式としては、下記の3点を考慮する必要がある。

- ① クエンチ保護用抵抗の中点を各々接地する方式か、クエンチ保護用抵抗の片端を接地する方式か。
- ② 直接接地方式とするか抵抗接地方式とするか。
- ③ 接地点を1ヶ所のみとするか、多点接地方式とするか。

接地点としては、上記の他に、各コイルの中点を接地する方式も考えられるが、超電導コイルから中間端子を引き出す事の技術的問題もあるので、ここでは検討対象とはしない。

接地方式の異なる構成例を Fig. 3.2-3 に示す。

クエンチ保護用抵抗の中点接地と片端接地の各々のケースについてクエンチ保護動作を行った時の回路各部の対大地間電位を Fig. 3.2-4 に示す。図示の如く、中点接地方式の場合の方が、片端接地方式に比べ、対大地間電位の最大を半分にする事が出来る。

直接接地方式と、抵抗接地方式の比較においては、直接接地方式では、回路に地絡が発生した場合の回路各部の対大地間電圧の変化を抑制する事が出来るが、その分地絡電流が大となり、クエンチ保護の時定数が変化する可能性がある。

多点接地方式と、一点接地方式の比較では、多点接地の場合、クエンチ保護動作時の回路の不平衡分に起因して接地電流が流れる等の不具合が考えられるが、本電源回路の全長が非常に長くなる事を考えると、多点接地による電位安定化の効果を重視した方が良いと考えられる。また接地点は、クエンチ保護抵抗の設置されるエリアに限定されるので、接地電流による他設備への影響も最小にする事が可能と考えられる。

以上より、本年度設計においては、クエンチ保護用抵抗の中点を多点抵抗接地する方式とした。

接地抵抗の抵抗値は、地絡時の地絡電流の抑制、後に述べる電源集約時の接地電流の抑制の観点から、クエンチ保護用抵抗に比べて十分大きくする必要がある。

Fig. 3.2-1 に示す回路構成とする事により、トロイダル磁場コイルを励磁する電源装置は、1ヶ所に集約する事が出来る。この場合、多点接地しているクエンチ保護抵抗の中点の電位が各

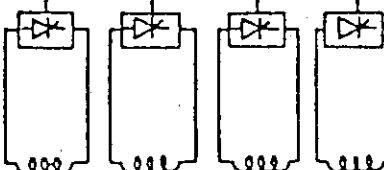
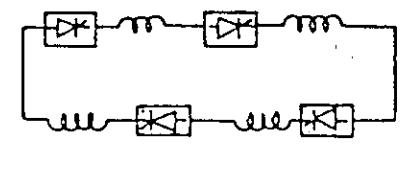
各異ってくる事により接地電流が流れるので、これが回路動作に影響を与えないよう接地抵抗の抵抗値を選定する必要がある。また、電源装置は低電圧電源となるが、クエンチ保護時や、クエンチ保護動作中の地絡時には、対大地間電圧が発生するので主回路対大地間の絶縁は、これに耐えるものでなくてはならない。

トロイダル磁場コイル電源の構成を Fig. 3.2-5 に示す。

3.2.2 クエンチ保護動作の検討

Table 3.1-1 より、トロイダル磁場コイルの合計インダクタンスは、31.3Hであるので、これを時定数6秒以下で消磁するため必要な抵抗値は、 $5.22\Omega \left(= \frac{31.3\text{H}}{6\text{s}}\right)$ となる。電源構成としては、Fig. 3.2-1 の方式とし、12台の保護抵抗器を使用するので、1台当たりの抵抗値は $0.44\Omega \left(= \frac{5.22\Omega}{12\text{台}}\right)$ とする。クエンチ保護動作により12台の直流しゃ断器が動作した場合は、トロイダル磁場コイルの電流が保護抵抗を通って流れるので、抵抗両端間には、 $13.1\text{kV} (= 0.44\Omega \times 29.7\text{kA})$ の電圧が発生する。しかしながら、各保護抵抗は、各々中点を抵抗接地しているので両端の対大地電圧は、 $\pm 6.55\text{kV}$ となり、トロイダル磁場コイルの許容対大地電圧に対し十分余裕がある。但し、この時、サイリスタ変換装置の対大地電圧も $+ 6.55\text{kV}$ に上昇している事に注意する必要がある。各保護抵抗のエネルギー容量は、 $1150\text{MJ} \left(= \frac{1}{2} \times 31.3\text{H} \times (29.7\text{kA})^2 \times \frac{1}{12}\right)$ となる。

Table 3.2-1 Power supply structure & its characteristics

No	Items		Proper System	Alternative System
1	Basic Structure			
2	Electrical Potential to Earth	normal	Equal to the Voltage applied to 1 Coil	ditto
		Failure	ditto	happen to be applied by four times of 1 coil
3	Current Balance		Necessary to be controlled	Unnecessary

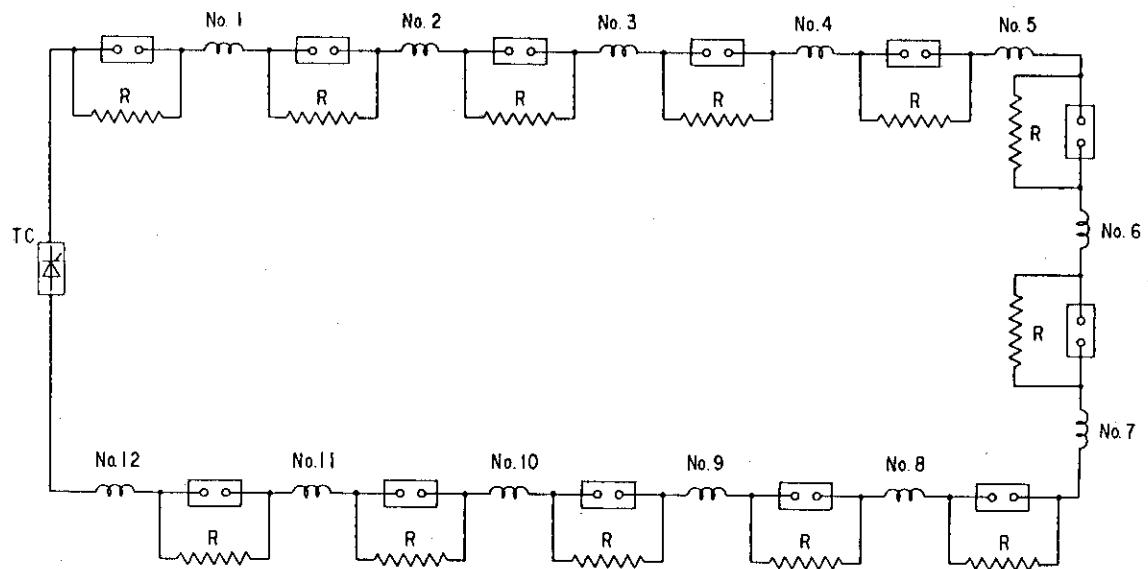


Fig. 3.2-1 Configuration of TFC power supply

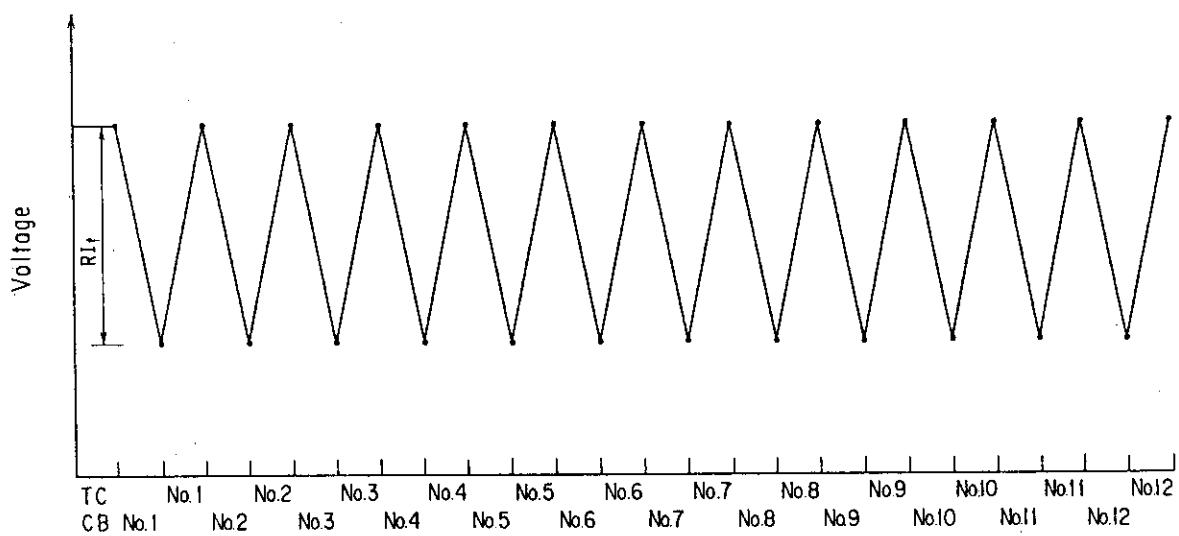
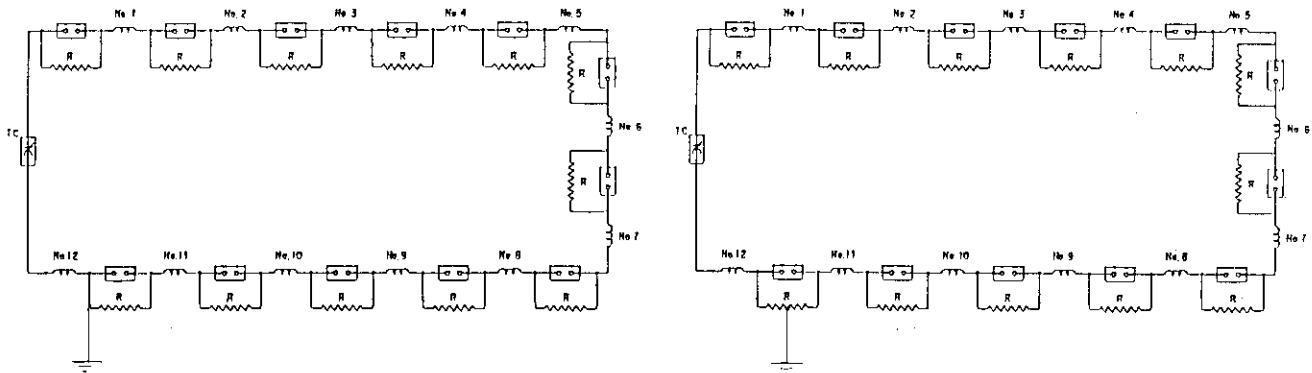
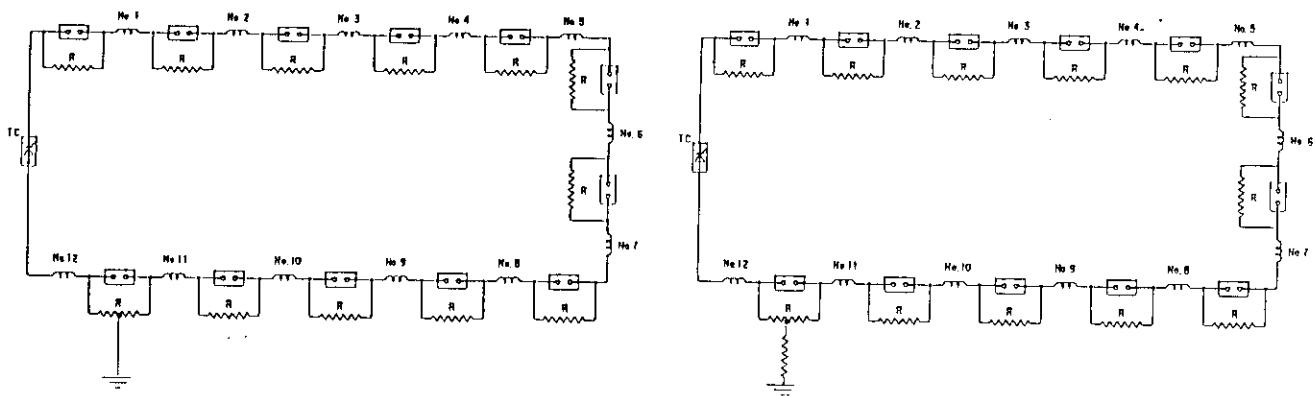


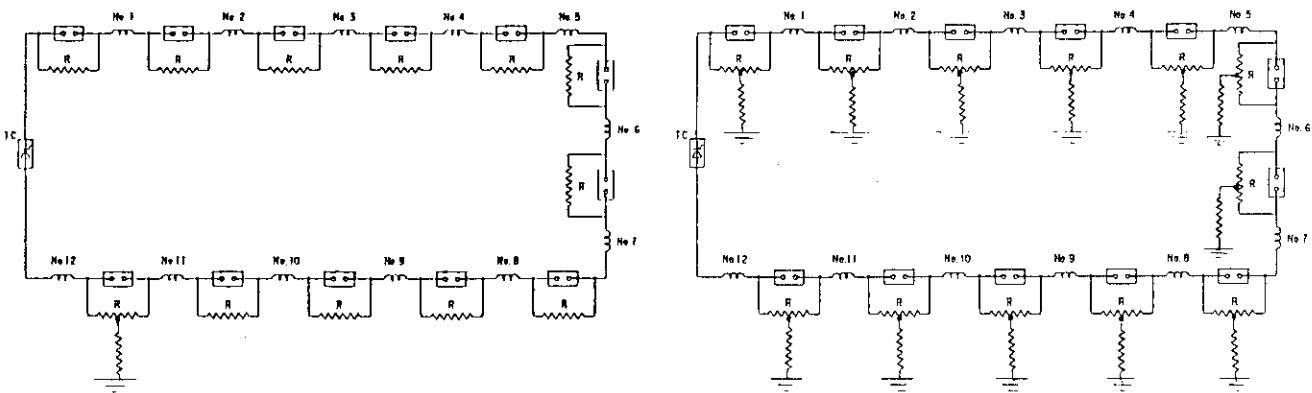
Fig. 3.2-2 Voltage difference in TFC power supply at quench protection



(a) Middle point/one end



(b) Direct/resistive



(c) One point/multi-point

Fig. 3.2-3 Comparison of grounding scheme

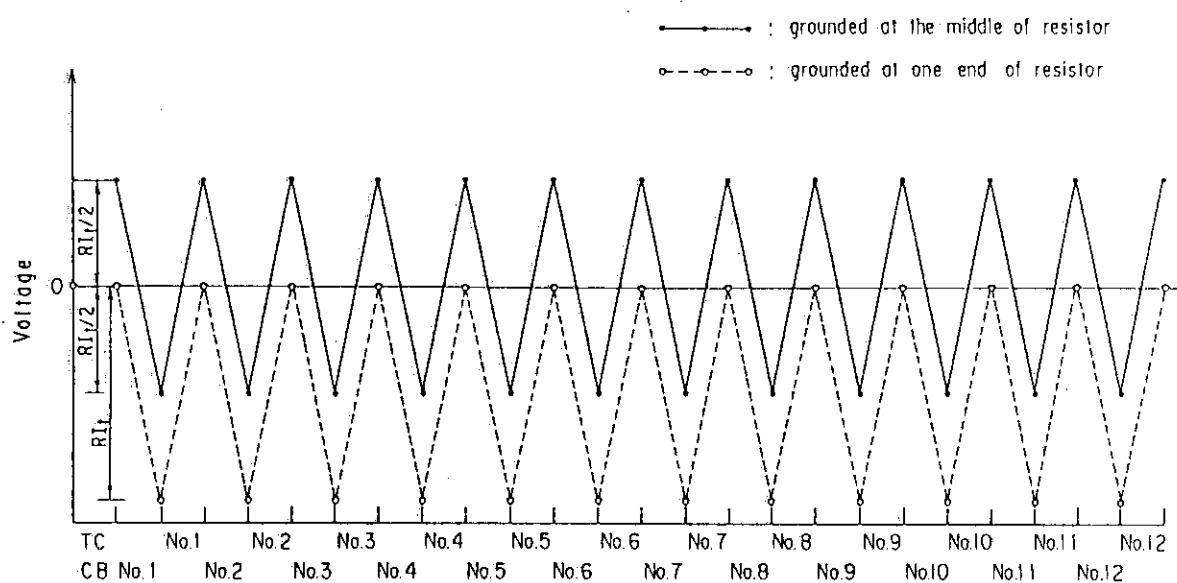


Fig. 3.2-4 Voltage to ground in TFC power supply at quench protection

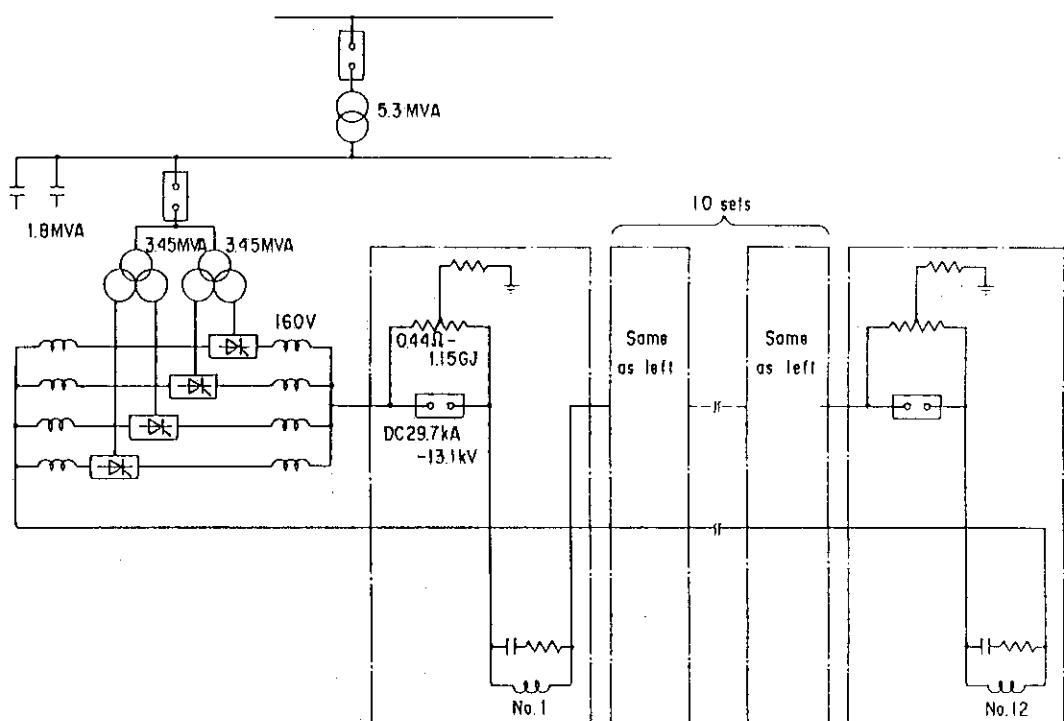


Fig. 3.2-5 One line diagram of TFC power supply

3.3 機器検討

3.3.1 サイリスタ変換装置

サイリスタ変換装置の必要電圧は、以下の条件で計算する。

- ① 初期励磁時は電流増加率一定とし、定格電流迄の励磁時間は4時間とする。
- ② フィーダは12台の直流しゃ断器とトロイダル磁場コイル端子の間で各250mとし、85年度設計と同様に、外径1.3mのアルミ製同軸フィーダ（自然冷却）を考え、その抵抗値は各0.23mΩとする。
- ③ サイリスタ素子の順電圧降下は三相全波ブリッジ当たり4Vとする。
- ④ その他の回路機器（DCL他）による直流電圧降下を10Vとする。

以上より、サイリスタ変換装置に必要な直流出力電圧 E_d は、次のようになる。

$$E_d = 31.3 \text{ H} \times \frac{29.7 \times 10^3 \text{ A}}{4 \text{ Hr} \times 3600 \text{ S}} + 29.7 \text{ kA} \times 0.23 \text{ m}\Omega \\ \times 12 + 4 \text{ V} + 10 \text{ V} \approx 160 \text{ V}$$

これより、定格直流電圧を160Vとする。

サイリスタ変換装置は低リップル化のために24相整流とし、低圧大電流である事から4ブリッジの並列構成とする。

各サイリスタブリッジの定格電流は、ブリッジ間の電流不平衡率10%を考慮して、

$$\frac{29.7 \text{ kA}}{4} \times 1.1 = 8.2 \text{ kA}$$

とする。

変換器用変圧器の2次電圧は、以下の仮定により求める。

- ① 電源電圧変動率：10%
- ② サイリスタの制御角： $\alpha_{\min} = 20^\circ$
- ③ 変圧器を含む交流側インピーダンス：15%
- ④ 変圧器の結線は、 $\square (\pm 7.5^\circ) - \triangle, \text{Y}$ とする。この時、変換器用変圧器の所要2次電圧 V_p は次のようになる。

$$V_p = \frac{160 \text{ V}}{1.35 \times (0.9 \cos 20^\circ - \frac{1}{2} \times 0.15)} \\ \approx 154 \text{ V}$$

容量 P_{tr} は次のように算出される。

$$P_{tr} = \sqrt{2} \times 154 \text{ V} \times 8.2 \text{ kA} \times 2 \times \cos 15^\circ \\ \approx 3450 \text{ kVA}$$

受電用変圧器の容量 P_{TR} は、トロイダル磁場コイル定格電流通電で、サイリスタ変換装置の定格最大電圧（160V）発生時に全力率90%として次のようにになる。

$$P_{TR} = \frac{29.7 \text{ kA} \times 160 \text{ V}}{0.9} \quad \approx 5300 \text{ kVA}$$

この時、全変換器用変圧器に必要な皮相容量は、

$$3450 \text{ kVA} \times 2 \times \frac{1}{1.1} \simeq 6300 \text{ kVA}$$

であるから、所要進相容量は、

$$\sqrt{(6.3 \text{ MVA})^2 - (4.75 \text{ MW})^2} = \sqrt{(5.3 \text{ MVA})^2 - (4.75 \text{ MW})^2} \\ \simeq 1.8 \text{ MVA}$$

となる。

3.3.2 クエンチ保護装置

前節に示したように、クエンチ保護抵抗としては $0.44 \Omega - 1.15 \text{ GJ}$ の抵抗器12ユニットが必要である。抵抗体としては、グリッド抵抗器、液体抵抗器等種々のものが考えられるが、直流しゃ断時に発生するサージ電圧を低く抑える為には、抵抗器のインダクタンスを小さくする必要がある事、大電流通電に対する電磁力を考慮する必要がある事から、JT-60で実績のあるSUSパイプの同軸構造のものを考えた。

SUSパイプの断面積を S 、長さを ℓ とし、SUSの比重を γ 、比熱を C_p 、許容温度上昇を ΔT_{\max} とすれば許容発熱 Q_{\max} は次式で表わされる。

$$Q_{\max} = C_p \cdot S \cdot \ell \cdot \gamma \cdot \Delta T_{\max}$$

一方この時の抵抗値 R は、比抵抗を ρ として次式で表わされる。

$$R = \rho \frac{\ell}{S}$$

従って、抵抗値と許容発熱が与えられた場合、断面積 S 及び全長 ℓ は、次式で示される条件となる。

$$S \geq \sqrt{\frac{\rho \cdot Q_{\max}}{R \cdot \gamma \cdot C_p \cdot \Delta T_{\max}}}$$

$$\ell = \frac{R}{\rho} \cdot S$$

今、 $\rho \simeq 7 \times 10^{-7} \Omega \cdot \text{m}$ 、 $\gamma \simeq 8 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$ 、 $C_p \simeq 0.5 \text{ kJ/kg} \cdot \text{deg}$ とし、 $\Delta T_{\max} = 200^\circ\text{C}$ とする必要断面積 S は次のように算出される。

$$S \geq 1.51 \times 10^{-3} \text{ m}^2 = 1510 \text{ mm}^2$$

これより、例えば $\phi 65 \text{ mm} - 4 \text{ mm}^t$ (766 mm^2) の外管と、 $\phi 45 \text{ mm} - 6 \text{ mm}^t$ (772 mm^2) の内管から成る同軸抵抗管を2並列で使用する事を考えると、必要な長さ ℓ は次のように算出される。

$$\ell \simeq \frac{0.44}{7 \times 10^{-7}} \times 2 \times \left(\frac{0.772 + 0.766}{2} \right) \times 10^{-3} \simeq 966 \text{ m}$$

即ち、 $0.44 \Omega - 1.15 \text{ GJ}$ の抵抗を得るには、上記同軸管 483 m を2並列にする必要がある事にな

る。これに必要なスペースは、同軸管の設置ピッチを 0.3 m として、約 $3\text{m}^W \times 10\text{m}^D \times 3\text{m}^H$ 程度となる。

本抵抗は特に冷却を行わないものとする。

直流しゃ断器としては、29.7 kA - 13.1 kV 定格のもの12台が必要である。しゃ断容量では、従来の技術の範囲で実現可能な容量である。

4. ポロイダル磁場コイル電源

4.1 概 要

FERでは、ポロイダル磁場を発生させるコイルとして、ポロイダル磁場コイルと位置制御磁場コイルとを備えている。本章では、このうちのポロイダル磁場コイル用の電源システムについての検討を行う。

ポロイダル磁場コイル電源は、プラズマの励起・維持および制御を行うもので、数GJものエネルギーを短時間で制御する。そのため、電源は多数の大容量サイリスタ変換器およびフライホイール付電動発電機とから構成される。ところが、これらの機器の容量は、非常に大きなものとなるため、電源システムの合理化の観点に立ち、種々の方法を用いて容量の低減、コスト低減に対する検討を行った。この結果、変換器容量についていえば、1600MWから900MWまで容量低減が行われた。しかし、このような容量低減は一方ではプラズマに対する制御能力の低下につながるため、今後、要求される制御能力が詳細に検討評価されるに従い、常に見なおしてゆく必要がある。

4.2 電源設計の前提条件

4.2.1 ポロイダル磁場コイルシステム

ポロイダル磁場コイル電源の規模は、負荷であるポロイダル磁場発生システムの構想によって大きく変る。ここでは本炉型のポロイダル磁場コイルシステムの構成の概要を述べ、電源設計の前提を明らかにする。

ポロイダル磁場コイルシステムは、プラズマの電流・位置・形状を制御する役割を持っている。ところが本炉型においては次のような理由から、ポロイダル磁場コイルシステムによってプラズマの高速な制御を行うことはポロイダル磁場コイル電源の規模を非常に大きなものにすることになる。

① トロイダル磁場コイルの外側に設置され、制御対象のプラズマとの距離は大きく離れている。

② コイルとプラズマとの間に多くの導電性構造物があり、このコイルが発生する磁場に対するシールド効果が大きく、時定数にして0.2～0.3秒とされている。

そこで、システムとして大きい設備容量を持つポロイダル磁場コイル電源を極力容量低減させるため、FERではプラズマ電流・位置・形状の制御において次のような考え方で対処している。

① 高速応答が要求される、縦長断面プラズマの上下位置不安定性に対する制御については、トロイダル磁場コイルの内側に設けられた位置制御磁場コイルにて行う。

② ポロイダル磁場コイルでは、真空容器の時定数より長い1秒程度の比較的ゆっくりした応答でのプラズマの電流・位置・形状の制御を行う。

また、ポロイダル磁場コイルは超電導コイルで構成され、ハイブリッドコイルシステムを採っていることも大きな特徴である。超電導コイルであることは、最大磁場、磁場変化率に制限が加えられることになる。制御の面から考えると、ハイブリッドコイルシステムは制御を複雑なものとしている。これについては、多変数制御の適用や、さらには位置制御コイル系との制御の協調など、プラズマ設計の詳細化と同調させて今後検討してゆかねばならない問題である。

4.2.2 ポロイダル磁場コイル電源の設計条件

コイル電源システムを考えるにあたり、システム検討上での設計条件を明確にしておく。これには次のようなものがある。

- ① 運転シナリオより与えられる基本的なコイル通電パターン
- ② 負荷であるコイルの仕様や配置
- ③ 装置運転上の性能の一つとして与えられる制御に対する要求に関するもの

(1) 基本通電パターン

装置の運転シナリオより決定される各コイルの基本的な通電パターン（起磁力）は Table 4.2 - 1 のように与えられる。

(2) コイルの仕様及び配置

ポロイダル磁場コイルは超電導コイルで構成されているコイル群である。

コイルの主要な電気的仕様としては、概略以下のようなものがあげられる。

最大印加電圧 20 kV 程度

最大通電電流 40 kA

Fig. 4.2 - 1 は装置本体の断面図で、各コイルの配置を示している。これらのポロイダル磁場コイルのインダクタンスマトリクスおよびターン数を Table 4.2 - 2 に示す。

(3) プラズマのフィードバック制御電圧

前述したような、プラズマの電流・位置・形状の制御を行う上で、電源に要求されるコイル電流制御能力、特に最大出力電圧値を決定することは電源の設計上極めて重要であるが、これには制御上の種々の条件を考慮してゆかねばならない。

今回の検討では、前述のプラズマのフィードバック制御電圧を考慮する。すなわち、プラズマ燃焼フェーズにおいて、以下の制御を行うことを前提として必要な電圧分を電源にもたせておく。

ワンターン電圧 1 V/sec

垂直磁場 100 Gauss/sec

水平磁場 100 Gauss/sec

この値は、1秒間プラズマ電流を 80 kA、水平位置を 10 cm、垂直位置を 5 cm 変化させる磁場変化に大略相当する。

制御電圧分の電源能力の評価については、電源の容量低減の限界を決定する重要なしきい値となるため、今後詳しく検討の必要がある。

Table 4.2-1 Current pattern for PF coil and plasma

(Unit = MAT)

TIME (sec)	0	1	100	120	920	1000
Coil Current	1	2.50	0.11	1.83	1.28	-7.83
	2	2.61	0.43	7.07	6.24	1.97
	3	2.18	0.41	6.73	5.95	2.05
	4	0.74	0.95	15.47	13.49	4.50
	5	0.20	-0.08	-1.32	-2.31	-2.36
	6	0.09	-0.07	-1.12	1.30	1.80
	7	0.07	-0.07	-1.21	-3.68	-4.28
	8	2.63	0.11	1.94	0.45	-7.30
	9	2.15	0.25	4.13	2.66	-1.53
	10	0.77	1.17	19.11	14.57	8.23
	11	0.21	0.93	15.12	13.34	13.36
	12	0.09	-0.15	-2.38	3.93	3.75
	13	0.07	-0.56	-9.16	-14.29	-14.54
Plasma Current	0.00	0.50	8.16	8.74	8.74	0.00

Table 4.2-2 Inductance matrix and turn of PF coils

	(One turn equivalent, μH)													Plasma
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	
1	17.056													
2	0.739	1.753												
3	0.337	0.599	2.379											
4	0.425	0.359	0.998	6.238										
5	0.674	0.347	0.677	3.064	13.038									
6	0.911	0.280	0.442	1.635	5.160	26.151								
7	1.043	0.230	0.330	1.123	3.292	11.087	38.334							
8	0.739	0.005	0.005	0.013	0.029	0.064	0.101	1.753						
9	0.337	0.005	0.005	0.013	0.032	0.073	0.122	0.599	2.379					
10	0.425	0.013	0.013	0.035	0.086	0.206	0.359	0.359	0.998	5.425				
11	0.674	0.029	0.032	0.086	0.218	0.538	0.960	0.347	0.677	3.064	10.599			
12	0.928	0.068	0.079	0.228	0.582	1.512	2.836	0.273	0.424	1.552	4.830	27.763		
13	1.022	0.103	0.126	0.373	1.001	2.726	5.362	0.220	0.315	1.074	3.138	11.807	34.854	
Plasma	2.133	0.261	0.275	0.672	1.563	3.051	4.002	0.182	0.187	0.458	1.078	2.380	3.277	8.583
No. of Turn	208	192	168	400	64	48	120	192	108	504	380	120	380	1

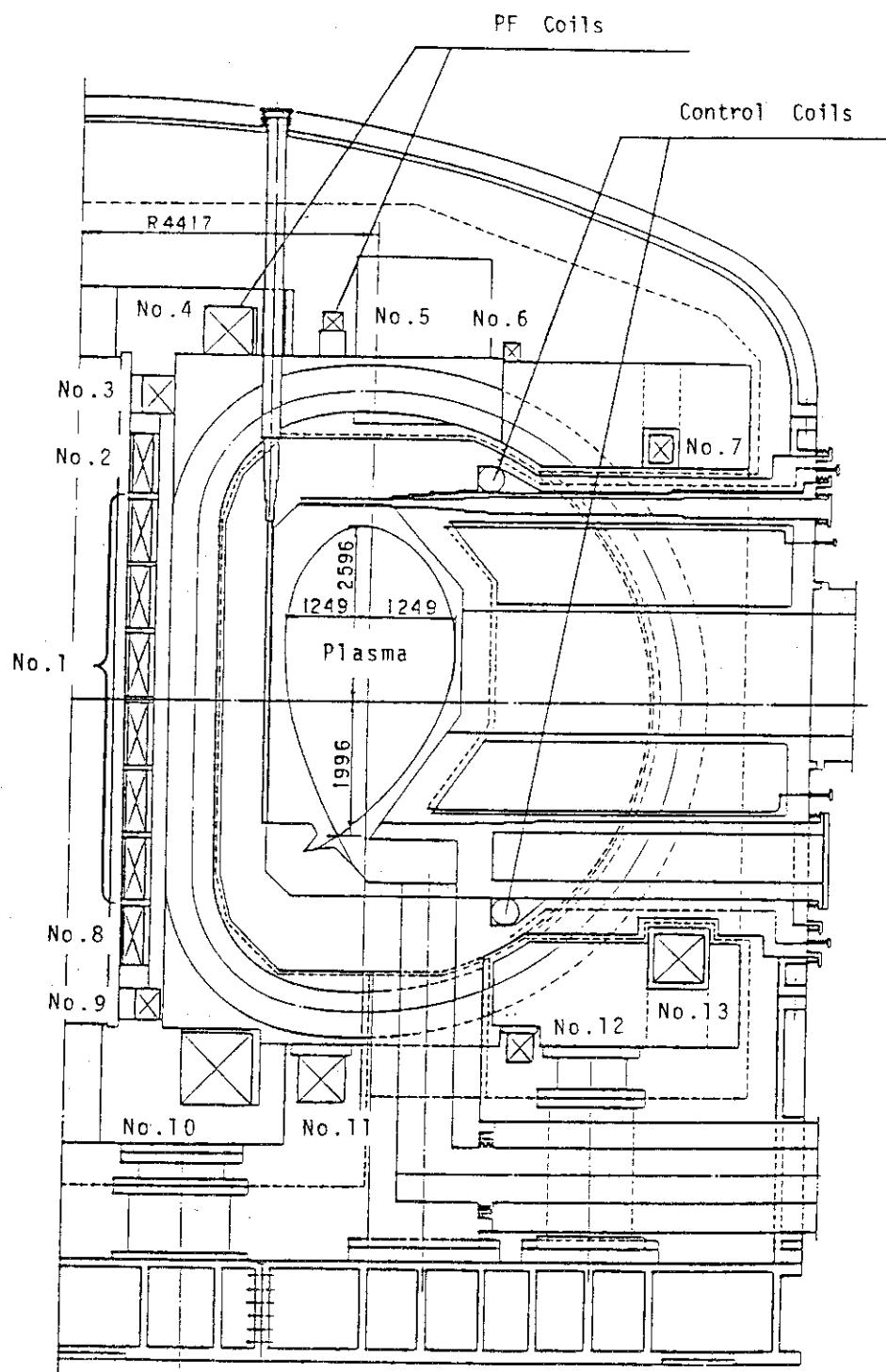


Fig. 4.2-1 Location of poloidal coils

4.3 電源設計の方針

4.3.1 電源設計上の基本的考え方

ポロイダル磁場コイル電源の設計を行ってゆく上での基本的な考え方について明確にしておく。

(1) システム構成

まず、電源システム全体としては Fig. 4.3-1 に示すように

- ① 並列給電方式
- ② 個別給電方式

とに大別される。並列給電方式は、図のように共通電源と個別の調整用電源とに別けることにより、全体としての容量低減を図ろうとするものであるが、各コイルの電圧を揃えるためにコイルの巻数を調整することが必要となる。FER コイル設計では、ポロイダル磁場コイルの最大電流値が 40 kA とされておりさらに、超電導コイルの耐圧の観点から極力巻数が減らされているので、並列給電方式を採用することは難しい状況にある。また、ハイブリッドコイルシステムをとっているために、制御パラメータを多数とることになれば、各コイルはかなり独立した制御をすることになり、この度合いによっては並列給電のメリットが薄れる恐れがある。このような条件に対して上記 2 方式とこれらの混合方式の適用を比較した結果、今回の設計においては、②の個別給電方式を基本のシステム構成とすることにする。

電源システムとしてどちらを選択するかの議論については、コイル設計、通電パターン、プラズマ制御などと関連しており、装置全体としてのシステムバランスを考慮してゆかねばならない。

(2) 回路方式

ポロイダル磁場コイル電源に要求される機能を考えると、以下のものがあげられる。

- ① コイル電流を制御する。
- ② コイルのクエンチ時に、コイルを保護する。
- ③ プラズマのディスラプション等のサージからコイル、変換器等を保護する。

まず、①のコイル電流の制御の要求から考えると、ポロイダル磁場コイル電源が大容量の電源であること、制御はそれほど極端に高速なものは要求されないであろうことからサイリスタコンバータを用いることとする。この場合、電流が正負両極に渡るコイルについては、Fig. 4.3-2 に示すような④ 両極性電源、⑤ 電流極性切替え装置を備えた単極性電源の 2 つが考えられる。この選択に対しては、後者については電流値が零になったことを確認して切替るのでタイミングを合わせることが難しいこと、切替時間中は通電は停止していることを考え通電の連續性と信頼性の観点から④ の両極性電源で検討を進める。

次に②のクエンチ保護については、コイルのクエンチ時には、急速にコイル電流を減衰させる必要から、かなり大きな電圧をコイルに印加する必要がある。これを、コイル電流制御用のサイリスタコンバータによって発生させることは、電源容量を過大に大きくさせる結果となる。そのため、このコイルのクエンチ保護については、コイルエネルギーを抵抗器で消費させてダンプする形態が適している。

また、③のディスラプション時について考えると、この時コイルにはかなり大きな電圧サージが誘起されることが考えられる。そのため、このサージ電圧がコイル端に発生しないように、コ

イル端を低インピーダンスに保つおく必要がある。このようなサージ電圧の発生を防ぐことはコイルの保護上からも、変換器の保護の上でも重要なことである。これについては、変換器のサイリスタコンバータによって低インピーダンスを保つことを考える。

両極性電源では、循環電流方式を採用することによりコイル電流が正負全域にわたり低インピーダンスに保つことができる。また、単極性電源では変換器に電流が流れている間は電源は低インピーダンスであるが、ディスラップションのサージによってコイル電流が逆側に流れようとする場合、電流が零となった時点で電源がオープン状態となり、高電圧が誘起される可能性がある。これについては、サイリスタスイッチを電源と逆並列に接続し、コイルを短絡することにより低インピーダンスを保つ。

これらの場合、コイル電流は誘起電圧により変化するが、このときコイル磁場、及びその時間変化率が過大になりすぎてクエンチを誘発する場合も考えられる。これに対する電流変化を抑えるように変換器を動作させたり、クエンチ保護回路を動作させることで対応する。

以上の議論より、基本的な電源回路の構成としては、

両極性 → 循環電流式両極性電源

単極性 → 短絡スイッチ付単極性電源

を用いることで Fig. 4.3-3 のようなものを考えることとする。

4.3.2 変換器制御

電源に用いられる変換器の制御手法の選択の考え方を明らかにしておく。

(1) 電流制御

変換器の電流制御としては、高速・高精度で安定な応答を得るために、非干渉制御、最短時間制御を用いる。

(2) 両極性電源の循環電流制御

前述のように、電流の極性が正負両極に亘るコイルについては、両極性電源の循環電流制御を行うことを考える。循環電流制御の方式としては、

- ① 循環電流一定制御
- ② 循環電流山形制御
- ③ 上記①、②の併用

などがあげられる。プラズマディスラップション等によるサージ対策の観点からは、循環電流制御の速さなどを考慮して、常時循環電流を流しておくことが好ましいが、変換器容量をあまり増大させないよう③を採用することを考える。Fig. 4.3-4 に循環電流の制御パターンを示す。

(3) 変換器の高力率制御

ポロイダル磁場コイル電源系は、ピーク電力が大きいために系統よりの直接受電は不可能であり、フライホイール付電動発電機を用いる。この場合、発電機の容量はほぼ変換器の発生する無効電力によって決定される。そのため、発電機の容量低減の目的で変換器の力率改善を行うと考えられる。

力率改善の方法としては、従来より用いられている

- ① 縦続接続非対称制御（バーニア制御）

② 縦続接続順次制御（バイパスペア制御）

及び、最近、超電導コイル電源のような低圧大電流向けに提案されている。

③ 並列多重非対称制御

があげられる。Fig. 4.3 - 5 に制御特性を表わす電力円線図を示す。

大容量用のサイリスタ素子の適用を考えると、出力電圧が 2 kV 程度を超えると素子を直列接続する必要から、①または②の方式を、逆に 2 kV 以下では③を採用することとする。

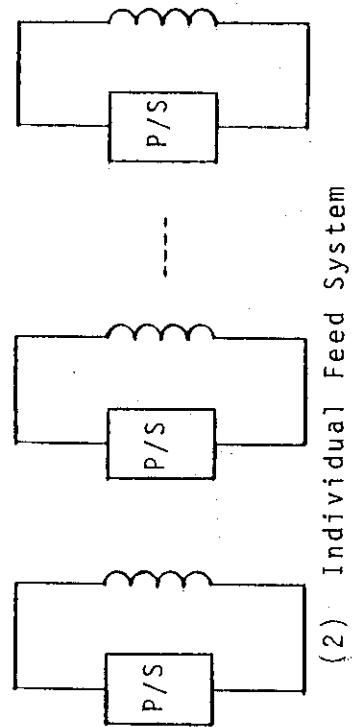
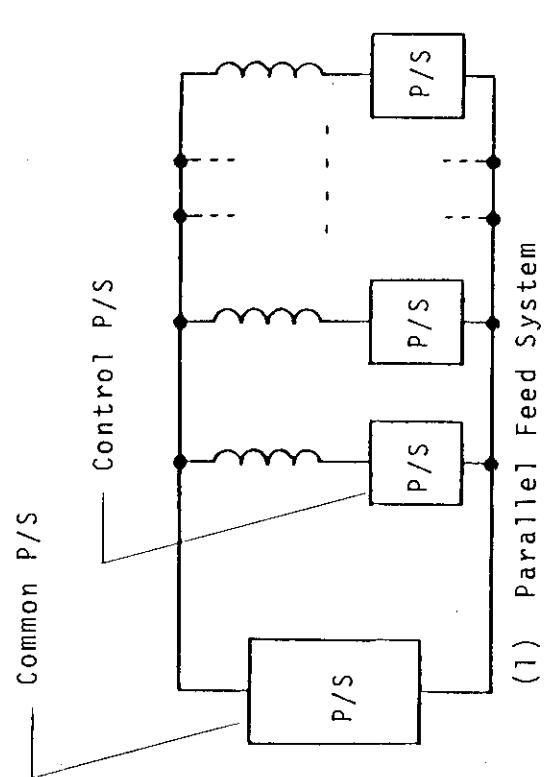


Fig. 4.3-1 Configuration of PF coil P.S. system

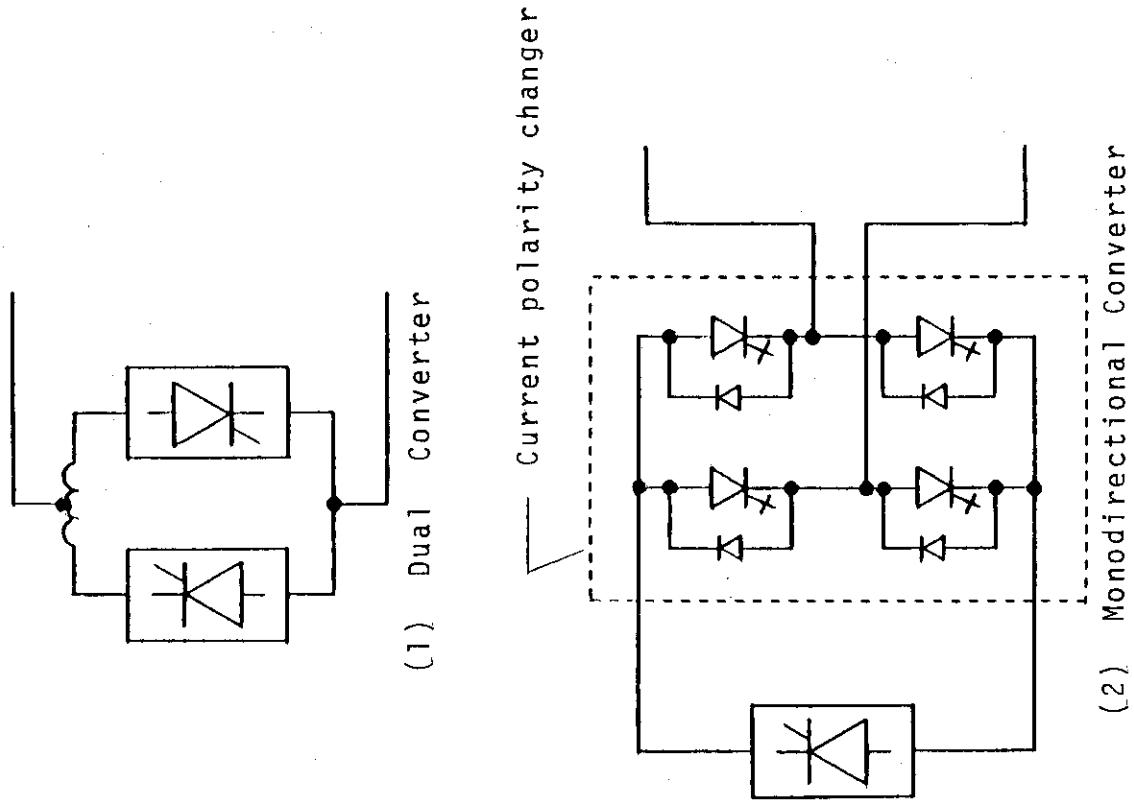


Fig. 4.3-2 Configuration of bidirectional converter

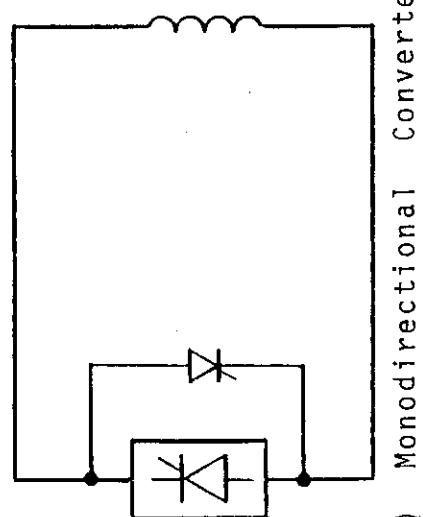
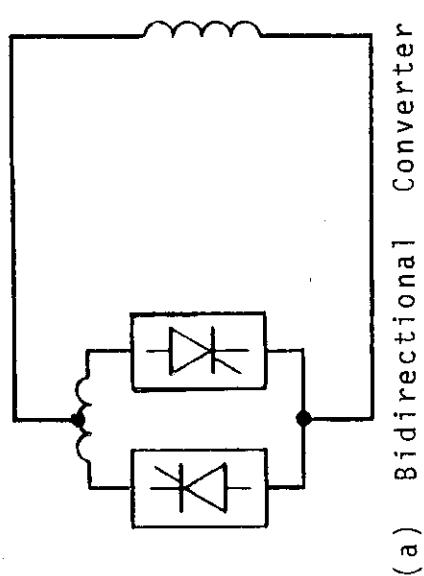
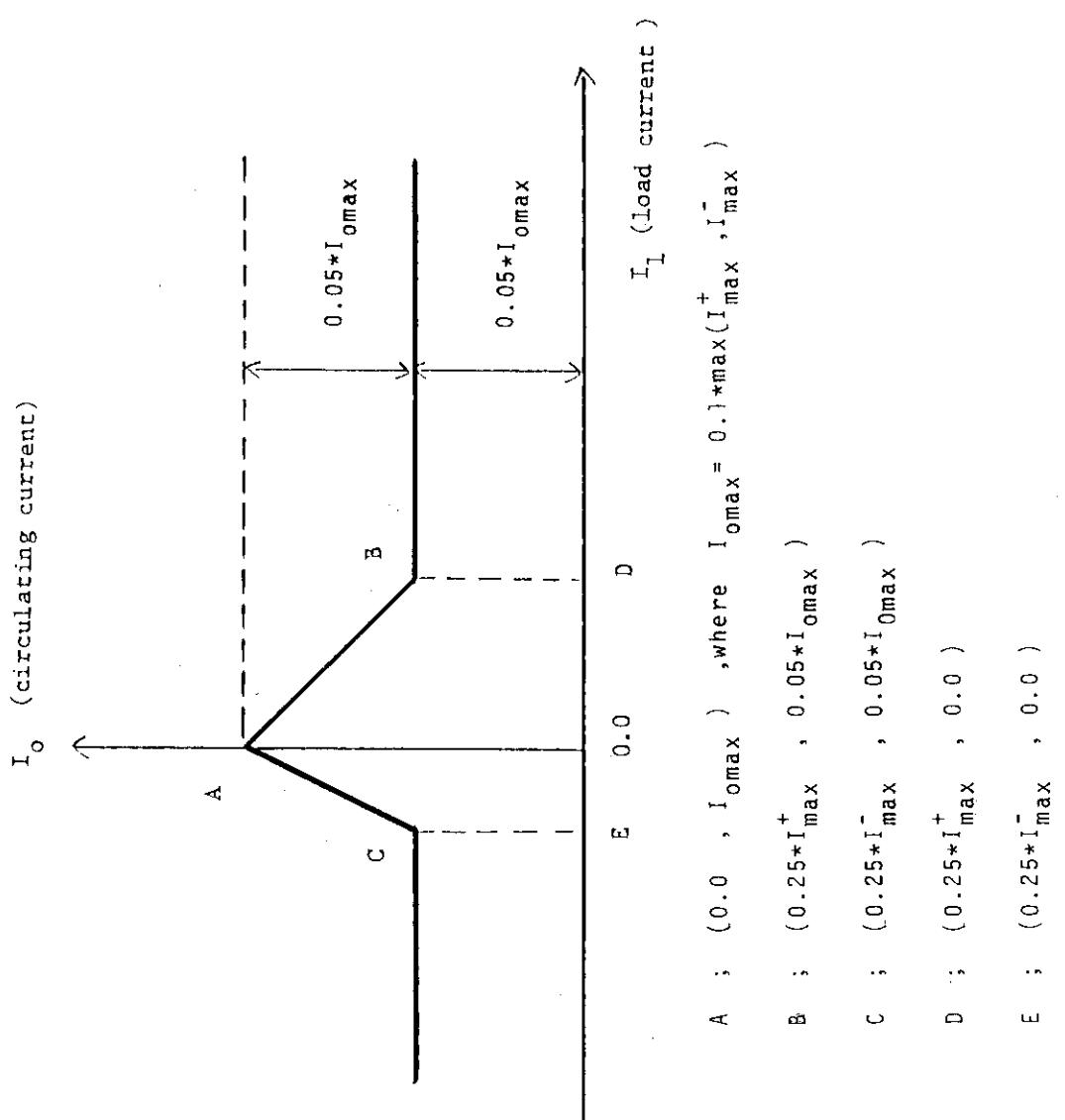


Fig. 4.3-3 Basic configuration of converter

Fig. 4.3-4 Circulating current scenario

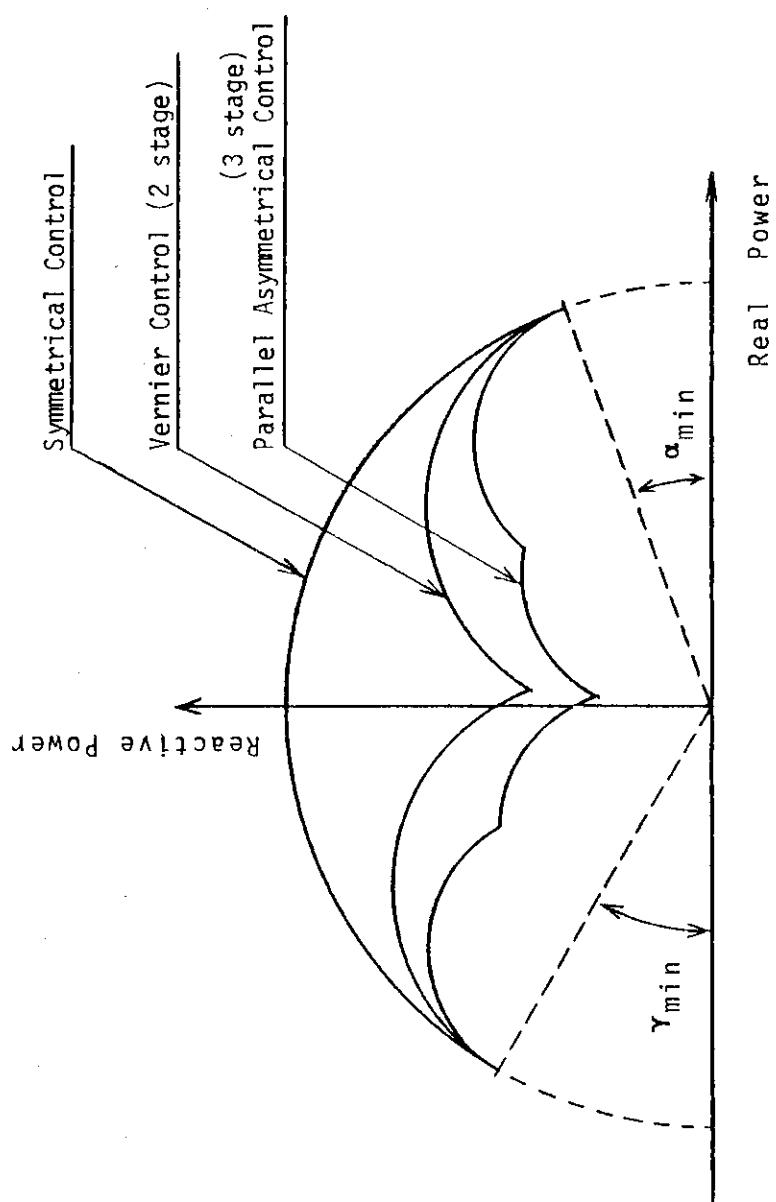


Fig. 4.3-5 Power circle diagram of high-power-factor controlled converter

4.3.3 クエンチ保護

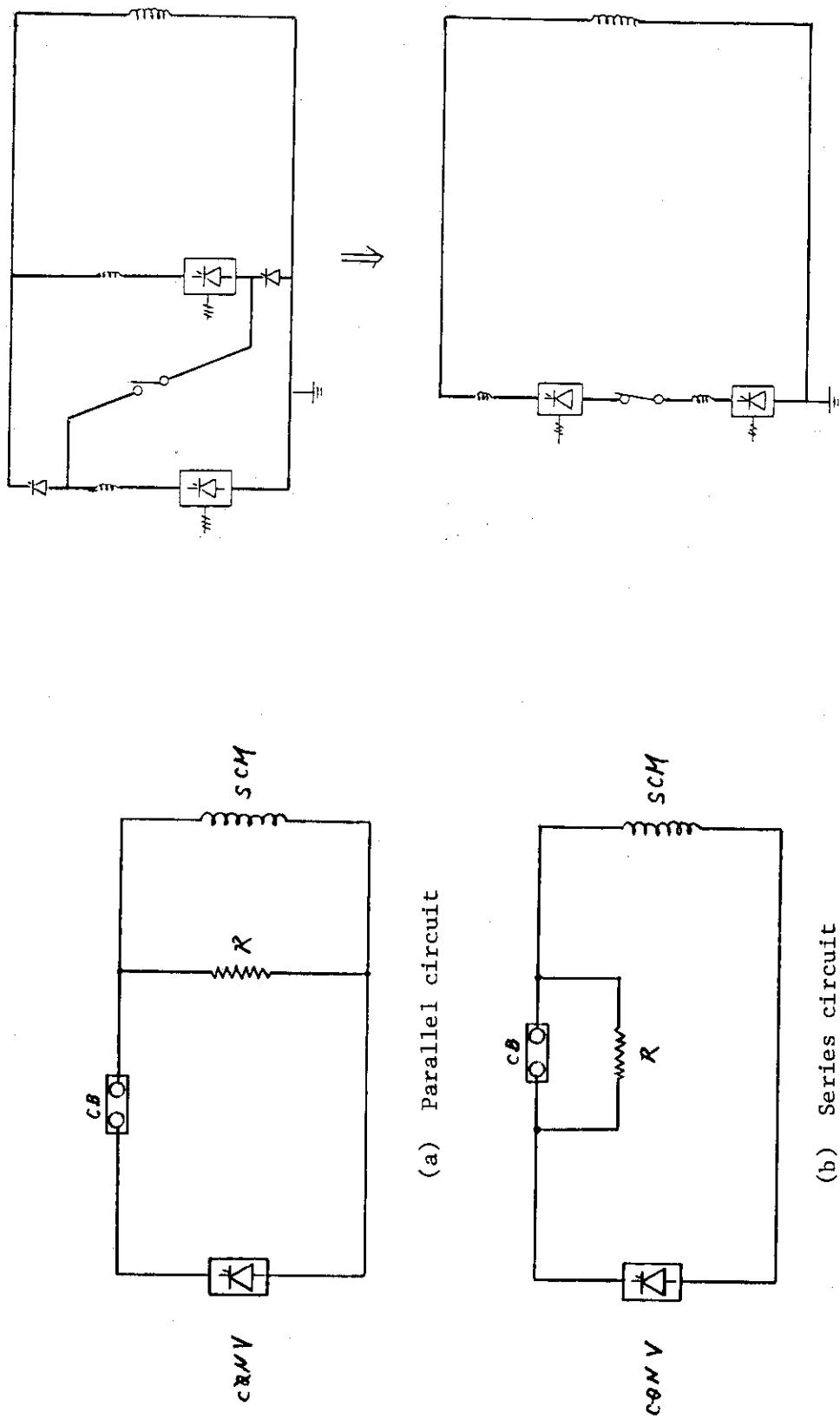
(1) 概 要

ポロイダル磁場コイルも、トロイダル磁場コイル同様、一種の超電導エネルギー貯蔵装置 ($\sim 10 \text{ GJ}$) と考える事が出来る。ポロイダル磁場コイル系が、トロイダル磁場コイル系と異なる主な点は、以下の通りである。

- ① 複数（13種）のコイル系で全体が構成される。
- ② コイル間に電磁結合がある。
- ③ 負荷であるプラズマと電磁結合し、プラズマを直接制御する。

この為、コイルにクエンチが生じた場合、クエンチが生じたコイル（以下、当該コイルと称する）のみを、他のポロイダル磁場コイル群から切り離す事には問題があると考える。即ち、当該コイルのみエネルギーを回収すれば、他の健全なポロイダル磁場コイルへ誘導電圧を惹起して健全コイルを励磁している変換器系制御やプラズマ位置形状制御にも有害な影響を与える懸念がある。この為、クエンチ時のエネルギー回収は、全てのコイルから同時に磁気エネルギーを抜く様にするのが、安全性の面からも適當かと考えられる。この場合、回収速度が問題となるが、保護すべきはポロイダル磁場コイル群であるから、ポロイダル磁場コイル側の保護仕様（即ち、6秒程度以内に全エネルギーを回収）を優先してクエンチ保護方式を選定すべきである。但し、回収速度を6秒とすると、回生に要す電力は $10 \text{ GJ} / 6 \text{ 秒} = 1.67 \text{ GW}$ にも達するので、サイリスタ変換器のみによる方法では目的を達成する事は困難である。

Fig. 4.3-6 は、クエンチ保護回路例を示したものである。同図中(a) は並列方式と称するもので、保護抵抗器を負荷コイルに対して並列配置したものである。本回路は、負荷コイルの有する磁気エネルギーを全て、保護抵抗器で消費させてしまう方式で、変換器による回生運転は行わない。保護抵抗器設備が膨大なものになる懸念がある。また、同図(b) は直列方式と称するもので、保護抵抗器を負荷コイルと直列接続した構成である。本回路は、負荷コイルの有する磁気エネルギーを変換器による回生運転と、保護抵抗器によるエネルギー消費によって、急速にエネルギー回収を行う方式である。変換器の回生運転により発電機の再加速が行われ、且つ保護抵抗器容量を小さく抑制し得る点に特徴がある。更に、Fig. 4.3-7 は、通常のサイリスタ変換装置にサイリスタ・スイッチと投入器を組んで保護回路を構成した例である。負荷コイルのクエンチ時に投入器を投入する事によりサイリスタ変換器の個々に直列接続されたサイリスタ・スイッチは消弧され、自動的に両変換器は直列接続され、励磁時の2倍の速さで、負荷コイルからエネルギーを回収する。本図は、2台（即ち、6相又は12相整流回路）の例であるが、24相整流回路の場合は、並列24相から直列24相への変換によって、励磁時の4倍の速さで回生運転が可能である。但し、直列変換した場合には、主回路電流そのものが各変換器を流れる事になるので、非繰り返し過電流耐量を十分考慮しておかねばならない。保護抵抗器が不要となるが、変換器系がコストアップする事が考えられる。



4.4 電源構成

4.4.1 電源システムの検討（合理化）

以上の電源設計上の基本的な考え方の上に立ち、電源システムの検討を行う。

まず、FERの通電パターンからくる電源の特徴を調べてみる。Table 4.4-1 にポロイダル磁場コイルの通電パターン、そして、Table 4.4-2 にこの電流パターンとコイルのインダクタスマトリクスより求まるコイル電圧パターンを示す。これらのパターンをみるとプラズマ励起時 ($t = 0 \sim 1 \text{ sec}$) に他のフェイズと比べ大きな電圧が要求されていることがわかる。さらに、Table 4.4-3 に示すような燃焼フェイズでのフィードバック制御分の電圧余裕を見込んだ場合の電圧パターンは Table 4.4-4 のようになりこの場合も前述の傾向は大きくは変わらない。

いま、電源システムの規模を見るために上記の電流パターンと、制御分の電圧を見込んだ場合の電圧パターンとを、単に Fig. 4.3-2 に示したような単極または両極性の変換器のみで発生させることを考えてみる。この場合、各変換器容量は Table 4.4-5 のようになり、総和が 1590 MW と非常に大きなものとなっている。電源システムを考える上で、上記のような単に変換器のみによる構成は経済的なシステムとは言えず、非常にコストの高いものとなる。そこで、ここでは電源システムの合理化という立場から変換器容量の低減を行うことを検討する。

Table 4.4-4 の内訳けをみると、プラズマ励起時に特に大電圧を必要とするコイル No. 1, No. 13 とが変換器容量において支配的になっている。他のコイルについてみれば、いずれも電源容量は小さく、全て 2 kV 以下の比較的低電圧の電源であるため、特別な手法をとって容量低減に努めるよりも単純な構成をとる方がコスト的にも性能的にも有利な場合も十分考えられる。そこでポロイダル磁場コイル電源の合理化には、No. 1, No. 13 のような大容量の電源の容量低減を中心検討することにする。

変換器容量の低減法としては、主なものとして以下のものが考えられる。

- ① プラズマ励起時の高電圧発生区間に對し、しゃ断器と抵抗器を用いた高電圧発生回路を使用する。
- ② サイリスタ変換器を高圧小電流バンクと低压大電流バンクとに別け、これを切替えて使用する。

ここでは、まずこれらの手法についての考え方について述べ、その後で評価を議論する。

(1) 高電圧発生回路の使用

高電圧発生回路は、高速の直流しゃ断器によって抵抗器へ回路電流を転流させ、高電圧を発生させるものである。そのため、高電圧発生回路を適用する条件としては、要求されるコイル電圧が、常に電流を減衰させる方向の電圧であることが必要である。Table 4.4-1, Table 4.4-3 に示したコイル電流、電圧パターンよりみると、 $t = 0 \sim 1 \text{ sec}$ の間の高電圧発生区間でこの条件を満たすものには、No. 1, 2, 3, 8, 9 がある。しかし、No. 2, 3, 8, 9 のコイルについては、① いずれも電圧が 2 kV 以下で、変換器によって容易に対応できる領域であること、② 変換器容量を低減することによるコスト低減分と高電圧発生回路の付加によって発生するコスト増分とが大差ない（コスト低減効果が小さい）ことが考えられること、③ 多数のしゃ断回路を設けた場合それぞれのタイミングがずれる可能性があることなどの観点から高電圧発生回路の採用は必ずし

も良いとは言えない。そこで、今回はコイルNo.1に高電圧発生回路を使用する。

次に、高電圧発生区間における電流制御の考え方としてはFig. 4.4-1に示すような以下の2つの方法が考えられる。

- ① コイルには、高電圧発生回路のみの電圧を印加し、電流は特に制御しない。
- ② コイルには、高電圧発生回路と変換器によって電圧を印加し、電流は変換器によって制御する。

上記①について考えると、電流は通電パターンで要求されているような変化が得られない場合もあり、これが発生させるワンターン電圧の制御も難しくなる。従って電圧の時間積分値（V・sec 値）が指定されている $10 \text{ V} \cdot \text{sec}$ と等しくすることを考え、 $t = 0$ と $t = 1 \text{ sec}$ の電流値がパターンの値と等しくなるように抵抗値を決めることがある。Fig. 4.4-2は、コイルNo.1にこのような高電圧発生回路を使用し、他は電流が直線状に変化するよう制御を行った場合の $t = 0 \sim 1 \text{ sec}$ の区間にについてのシミュレーション波形である。なお、図中破線で示した波形は全てのコイルを通電パターンで与えられたように直線状に変化させた時の電圧波形である。この結果によると、①の方法ではコイルNo.1の最大電圧はコイルの最大定格電圧の 20 kV を越え、 34 kV となっていることがわかる。また、他コイルについてもコイルNo.1の電流変化の影響が現われており、電圧はいずれも $t = 0 \text{ sec}$ 近くで、No.1を直線状に変化させた場合の値よりも電圧が大きくなっている。このことは、他コイルの変換器容量を増加させることにつながる。さらに、No.1のみ指數関数曲線状の変化をさせることは、ハイブリッドコイルシステムをとっている関係から好ましくない。以上のことより、ここでは②のように高電圧発生回路と変換器とを直列に接続するように構成して、変換器によりコイル電流が要求値に追従して変化するように補正できる方式をとることとする。

コイルNo.13が同程度の高い電圧となっていることに注目し、Fig. 4.4-3に示す次の2つの方法が有効である。

- ① コイルNo.1のみに高電圧発生回路を用いる方法（図(a)）
- ② コイルNo.1とNo.13を並列に接続し、高電圧発生回路を用いる方法（図(b)）

後述するが、このような高電圧発生回路による変換器容量の低減効果は、この区間の磁束レベルに強く関係している。以下では、磁束レベルを変化させながら上記2つの方法それぞれの容量低減効果について検討した内容について述べる。

(a) コイルNo.1のみに高電圧発生回路を用いる方式

この方式は、Fig. 4.4-3(a)のような回路構成をNo.1コイルに関して用いるものである。まず、この場合の変換器容量の算出の考え方について述べておく。

変換器容量を最も小さくするには、Fig. 4.4-4のように高電圧発生回路の電圧に加算すべき変換器の出力電圧の大きさを最小限に抑えることで達成される。このときの変換器の補正電圧の最大値 V_{\max} は、次式のように表わされる。

$$V_{\max} = \frac{i_a - i_b}{i_a + i_b} \cdot |V_{coil}|$$

ここで i_a : $t = 0 \text{ sec}$ のコイル電流値

i_b : $t = 1 \text{ sec}$ のコイル電流値

V_{coil} : $t = 0 \sim 1 \text{ sec}$ 間のコイル電圧

いま、基本通電パターンとして与えられているコイル電流、電圧値（Table 4.4-1, Table 4.4-3）を用いると、コイル電圧 9.4 kV に対し変換器電圧は 8.6 kV とほとんど変化がない。これは、通電パターンにおいて高電圧発生区間の最終点の電流値がほとんど零近くまで下がっているためである。高電圧発生回路は、回路に流れる電流を抵抗に流すことによって電圧を発生させるため、電流が零近くまで下がると電圧が不足し、コイル電圧のほとんどを変換器によって印加することになる。これの一つの対策としては、Fig. 4.4-5 のように、複数の抵抗器としゃ断器を用いて、電流値の低下とともに抵抗値を増加させてゆくような回路とすることも考えられるが回路の複雑化と変換器容量の低減効果とを勘案して单一抵抗値での検討を進めた。

このコイル No.1 は、トーラスの最も内側にあるソレノイドコイルで、主に OH 磁束を発生するコイルであるといえる。そのため、この通電パターンは運転シナリオで与えられた供給磁束のパターンとほぼ対応している。Fig. 4.4-6 に供給磁束パターンを示すが、②がシナリオより与えられたパターンで、 $t = 1 \text{ sec}$ では磁束レベルは零に設定されている。そこで、この部分の磁束レベルを⑥、⑦のように高くできれば、高電圧発生回路の電圧は②の三角波状から方形波状に近づき、補正電圧も少なくてすむことになる。ここでは、1つのケース・スタディとして供給磁束レベルを変化させた場合についての検討を行った。

Fig. 4.4-7 は、 $t = 0 \text{ sec}$ での供給磁束レベルとコイル No.1 の変換器電圧との関係を示している。変換器による補正電圧は、供給磁束を大きくするほど低減できるが、他区間のコイル電圧より低くなると変換器電圧はこの電圧によって決定されるようになるため、容量低減にはならなくなる。磁束レベルを上げると、これによって各コイル電流が増加するため、磁束レベルを必要以上に上げすぎると逆に変換器容量は増加することになる。Fig. 4.4-8 に磁束レベルに対するコイル No.1 の変換器、及びしゃ断器の容量の変化を示す。これらの結果によると、 $t = 0 \text{ sec}$ の供給磁束が 29 V・sec 程度の点で最も電源設備規模を小さくすることができると考えられる。

(b) コイル No.1 と No.13 を並列に接続し、高電圧発生回路を使用する方式

この方式は、Fig. 4.4-3(b) のような回路構成で高電圧発生回路を用いるものである。コイル No.13 のコイル電流パターンは、 $t = 0 \sim 1 \text{ sec}$ 間で負方向に電流の絶対値が増加する方向のために個別給電での高電圧発生回路の使用は不可能である。しかし、Fig. 4.4-3(b) のように並列接続することによって、コイル No.13 にも電圧を印加することができる。

この方式において、両コイルの変換器容量の総和を最小化するには、両コイル電源容量の変化をみて容量低減効果の最も高い点に高電圧発生回路の電圧を設定する必要があるため、前述の個別方式の場合より少々複雑である。

Fig. 4.4-9 のように、高電圧発生回路の電圧の中間点を V_M とすれば、図の V_1, V_2 に対し、2 つの変換器の変換器容量の和 $W_1^* + W_2^*$ は、

$$V_1 > V_2 \text{ のとき}$$

$$W_1^* + W_2^* = (W_1 + W_2) + \left\{ W_1(X-1) \frac{1}{V_1} + W_2(X+1) \frac{1}{V_2} \right\} V_M$$

$$= A + B \cdot V_M$$

ここで

$$X = \frac{i_a - i_b}{i_a + i_b}$$

$$i_a = (i_1 + i_2) \quad t = 0$$

$$i_b = (i_1 + i_2) \quad t = 1 \text{ sec}$$

W_1, W_2 : 容量低減前のコイル 1, 2 の変換器容量

W_1^*, W_2^* : 容量低減後のコイル 1, 2 の変換器容量と表わされる。従って $W_1^* + W_2^*$ を最小とする V_M の値は、

$$B > 0 \quad \text{の時} \quad V_M = V_2$$

$$B < 0 \quad \text{の時} \quad V_M = V_1$$

と選ばれる。ただし、ここで示した W_1^*, W_2^* は変換器電圧を高電圧発生区間の補正電圧最大値まで低減した場合の値である。もし、他の区間の電圧がこの補正電圧よりも上回っている場合には、それによって変換器電圧が決定されてしまうので、これを考慮に入れて総変換器容量が最小になるよう V_M の値を修正する必要がある。

Fig. 4.4-10 は、個別方式の場合と同様に磁束レベルを変化させた場合の両変換器容量を示している。この方式では、 $t = 0 \text{ sec}$ の供給磁束が $10 \text{ V} \cdot \text{sec}$ の基本となるパターンでは実現不可能であるが、供給磁束を上げることによって個別方式と同じように容量の低減が可能であることがわかる。

(2) 整流器バンク切替え方式

この手法は、Fig. 4.4-11 のように変換器を高電圧バンクと低電圧のバンクとに分け、これを切替えて用いるもので、総合的な変換器容量を低減させるものである。この場合、その容量低減効果はコイルの電流、電圧パターンに依存している。一般的には、低圧大電流の区間と高圧小電流の区間とで、その電圧、電流の大きさが極端に差があるほど低減効果が大きい。しかし、前述したようにコイル No. 1, 13 以外のコイルについては、もともとの電圧が 2 kV 以下と小さく、これをさらに低圧大電流のバンクに分けた場合、容量は低減できてもコストはほとんど低減できないか、逆にコストが増加する可能性が大きい。そのため、この手法についてもコイル No. 1, 13のみについて考えることとする。

例として、Table 4.4-1, Table 4.4-3 の電流、電圧パターンよりコイル No. 13 をバンク別けすることを考えると、Fig. 4.4-12 のような回路が考えられる。この回路は、 $t = 0 \sim 1 \text{ sec}$ の区間を受けもつ $9.84 \text{ kV}, 0.25 \sim -1.62 \text{ kA}$ の両極性の高圧低電流バンクとその他の区間を受けもつ $2.67 \text{ kV}, 38.3 \text{ kA}$ の単極性の低圧大電流バンクとに分けられている。この場合の総変換器容量は、 471 MW から 120 MW まで低減される。Fig. 4.4-13 は、前述の高電圧発生回路方式との比較で、供給磁束を変化させた場合の変換器容量の変化を示している。この方式において、No. 1 では供給磁束を上げるに従い高圧バンクの電流容量が大きくなり、総変換器容量は大きくなる傾向にあることがわかる。

Table 4.4-1 Current pattern for PF coils and plasma (CASE A)
(Unit = KA)

TIME (sec)	0	1	100	120	920	1000
Coil Current	1	12.02	0.53	8.80	6.15	-37.64
	2	13.59	2.24	36.82	32.50	10.26
	3	12.98	2.44	40.06	35.42	12.20
	4	1.85	2.38	38.67	33.73	11.25
	5	3.13	-1.25	-20.63	-36.09	-36.88
	6	1.88	-1.46	-23.33	27.08	37.50
	7	0.58	-0.58	-10.08	-30.67	-35.67
	8	13.70	0.57	10.10	2.34	-38.02
	9	19.91	2.31	38.24	24.63	-14.17
	10	1.53	2.32	37.92	28.91	16.33
	11	0.55	2.45	39.79	35.11	35.16
	12	0.75	-1.25	-19.83	32.75	31.25
	13	0.18	-1.47	-24.11	-37.61	-38.26
Plasma Current	0.	500.	8160.	8740.	8740.	0.

Table 4.4-2 Voltage pattern for PF coils (CASE A)
(Unit = V)

TIME (sec)	0	1	100	120	920	1000
Coil Voltage	1	-9362.	136.	-156.	-45.	440.
	2	-1286.	44.	-32.	-5.	18.
	3	-1071.	58.	-42.	-5.	3.
	4	-1386.	390.	-320.	-33.	-56.
	5	-499.	22.	-55.	-3.	24.
	6	-518.	-4.	52.	-1.	12.
	7	-1574.	-47.	-512.	-7.	273.
	8	-1362.	33.	-54.	-6.	50.
	9	-671.	39.	-50.	-3.	5.
	10	-208.	696.	-714.	-29.	-389.
	11	799.	691.	-402.	-16.	-604.
	12	-1628.	-56.	566.	-5.	-1.
	13	-9841.	-910.	-2333.	-17.	2004.

Table 4.4-3 Required coil voltage for plasma control

(Unit = V)

Coil No.	OH Comp.	BV Comp.	BR Comp.	ΣIV_{nl} (V/Turn)	Voltage for Plasma Control		
					Control Component	Pre-programing Component	Total
1	5.155	2.979	0.334	8.468	1761.	45.	1806.
2	0.863	0.485	0.312	1.659	318.	5.	323.
3	0.562	0.320	0.313	1.195	201.	5.	206.
4	0.980	0.447	0.961	2.388	955.	33.	988.
5	1.106	0.344	1.773	3.222	206.	3.	209.
6	1.066	0.714	2.712	4.492	216.	1.	217.
7	1.124	3.190	2.052	6.366	764.	7.	771.
8	0.741	0.474	0.667	1.882	361.	6.	367.
9	0.332	0.201	0.372	0.905	98.	3.	101.
10	0.726	0.334	1.020	2.080	1048.	29.	1077.
11	1.103	0.082	2.201	3.386	1287.	16.	1303.
12	0.992	0.917	2.597	4.506	541.	5.	546.
13	1.172	3.167	2.647	6.987	2655.	17.	2672.

Table 4.4-4 Voltage pattern for PF coil converters (CASE A)

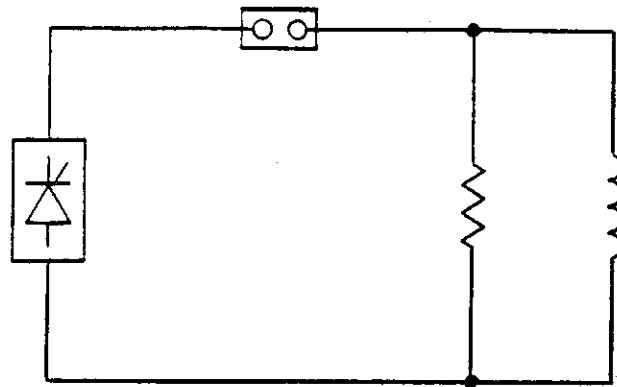
(Unit = V)

TIME (sec)	0	1	100	120	920	1000
Coil Voltage	1	-9362.	136.	-156.	-1806.	440.
	2	-1286.	44.	-32.	-323.	18.
	3	-1071.	58.	-42.	-206.	3.
	4	-1386.	390.	-320.	-988.	-56.
	5	-499.	22.	-55.	-209.	24.
	6	-518.	-4.	52.	-217.	12.
	7	-1574.	-47.	-512.	-771.	273.
	8	-1362.	33.	-54.	-367.	50.
	9	-671.	39.	-50.	-101.	5.
	10	-208.	696.	-714.	-1077.	-389.
	11	799.	691.	-402.	-1303.	-604.
	12	-1628.	-56.	566.	-546.	-1.
	13	-9841.	-910.	-2333.	-2672.	2004.

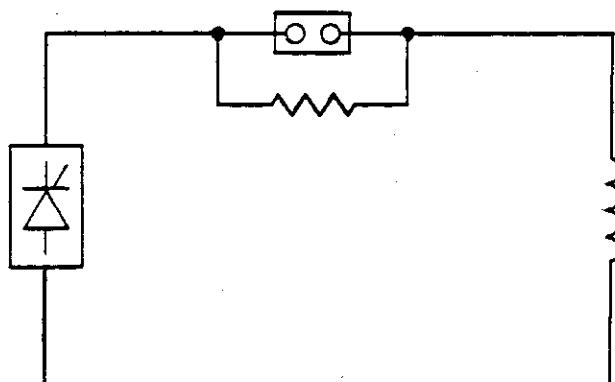
Table 4.4-5 Capacity of converter (CASE A)

(Unit = kV, kA, MW)

NO.	VOLT	Forward		Reverse		Total MW
		I (+)	MW (+)	I (-)	MW (-)	
1	9.362	15.78	147.77	41.41	387.69	535.46
2	1.286	36.82	47.34	---	---	47.34
3	1.071	40.06	42.91	---	---	42.91
4	1.386	38.67	53.61	---	---	53.61
5	0.499	6.81	3.40	40.56	20.23	23.63
6	0.518	41.25	21.37	27.08	14.03	35.40
7	1.574	5.35	8.42	39.23	61.75	70.17
8	1.362	17.50	23.84	41.82	56.97	80.80
9	0.671	42.06	28.22	17.99	12.07	40.29
10	1.077	37.92	40.84	---	---	40.84
11	1.303	39.79	51.84	---	---	51.84
12	1.628	36.03	58.65	23.11	37.62	96.27
13	9.841	5.74	56.48	42.09	414.20	470.68
						Total-MW
						1589.24



(a) Parallel Resistor Method



(b) Series Resistor Method

Fig. 4.4-1 Configuration of high voltage generating circuit

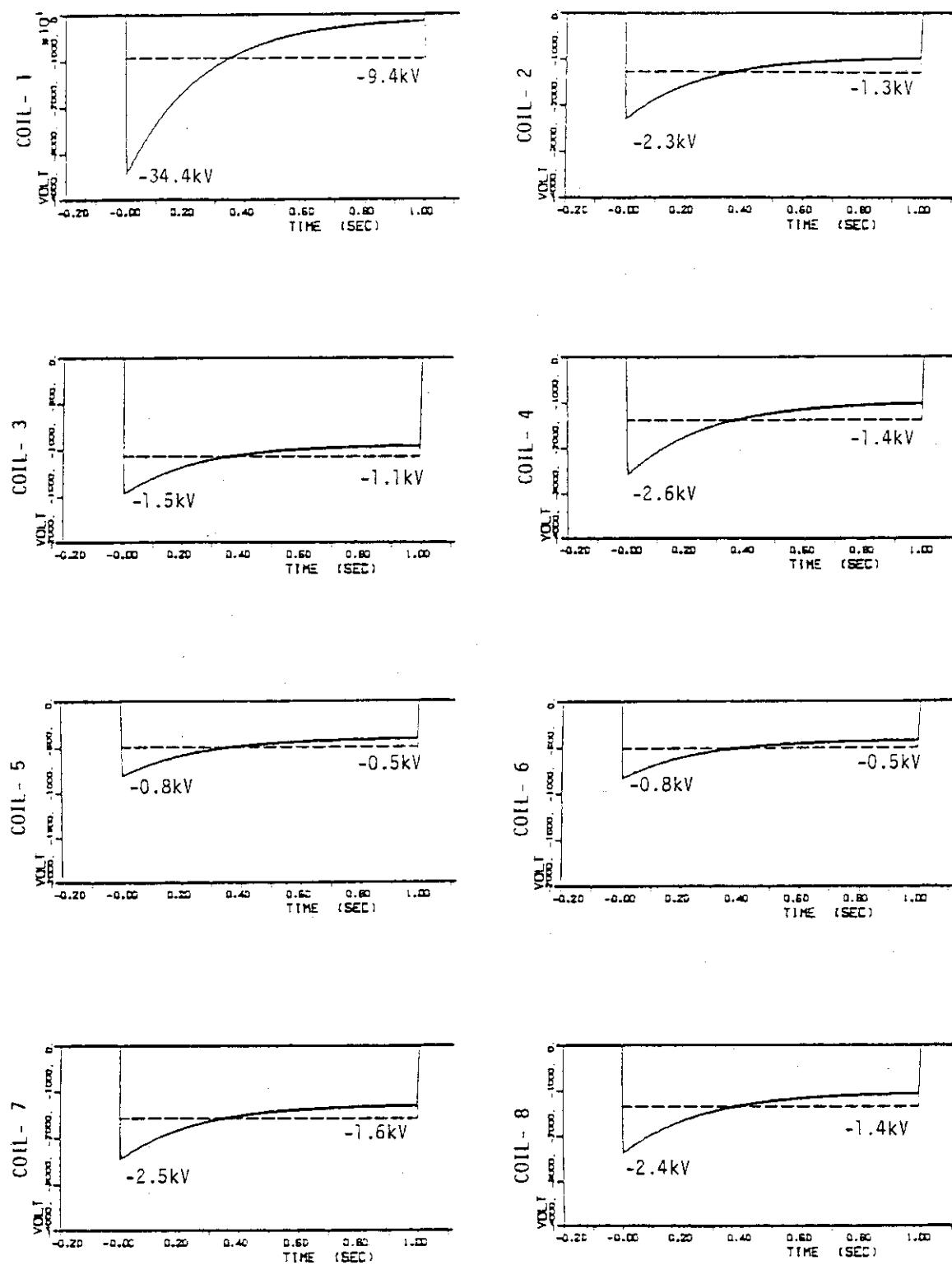


Fig. 4.4-2(a) PF coil voltage with high voltage generating circuit for coil No.1

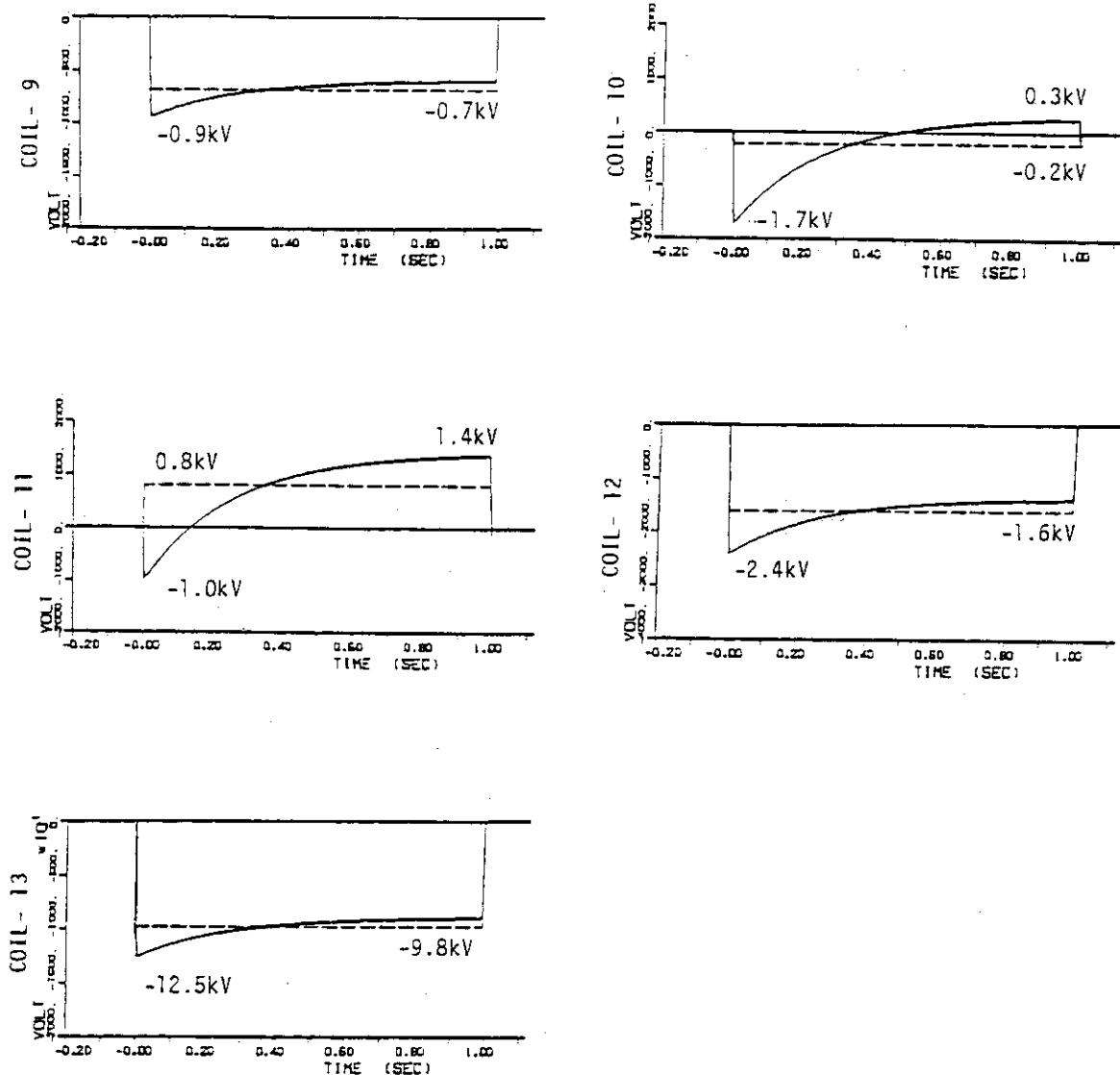
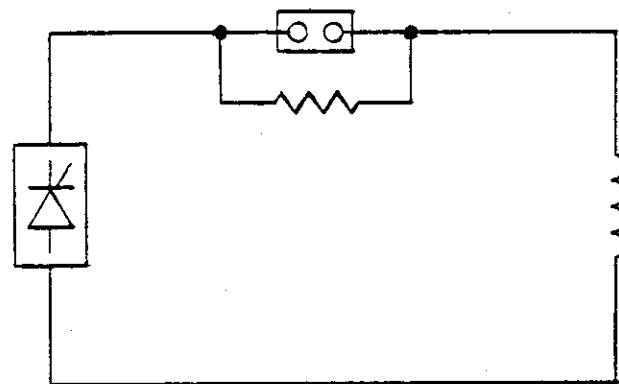
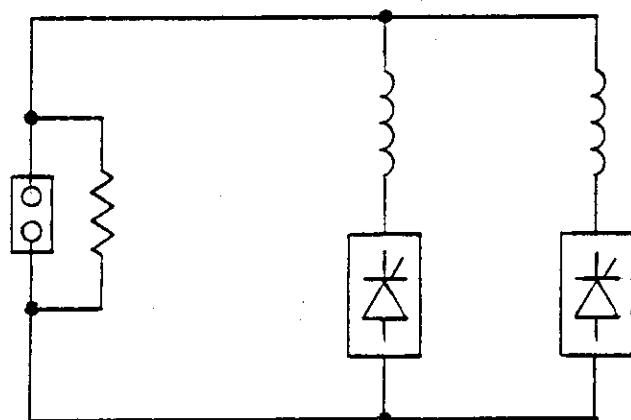


Fig. 4.4-2(b) PF coil voltage with high voltage generating circuit for coil No.1



(a) Individual Feed (Coil No.1)



(b) Parallel Feed (Coil No.1 , 13)

Fig. 4.4-3 Application of high voltage generating circuit
for PF coil P.S.

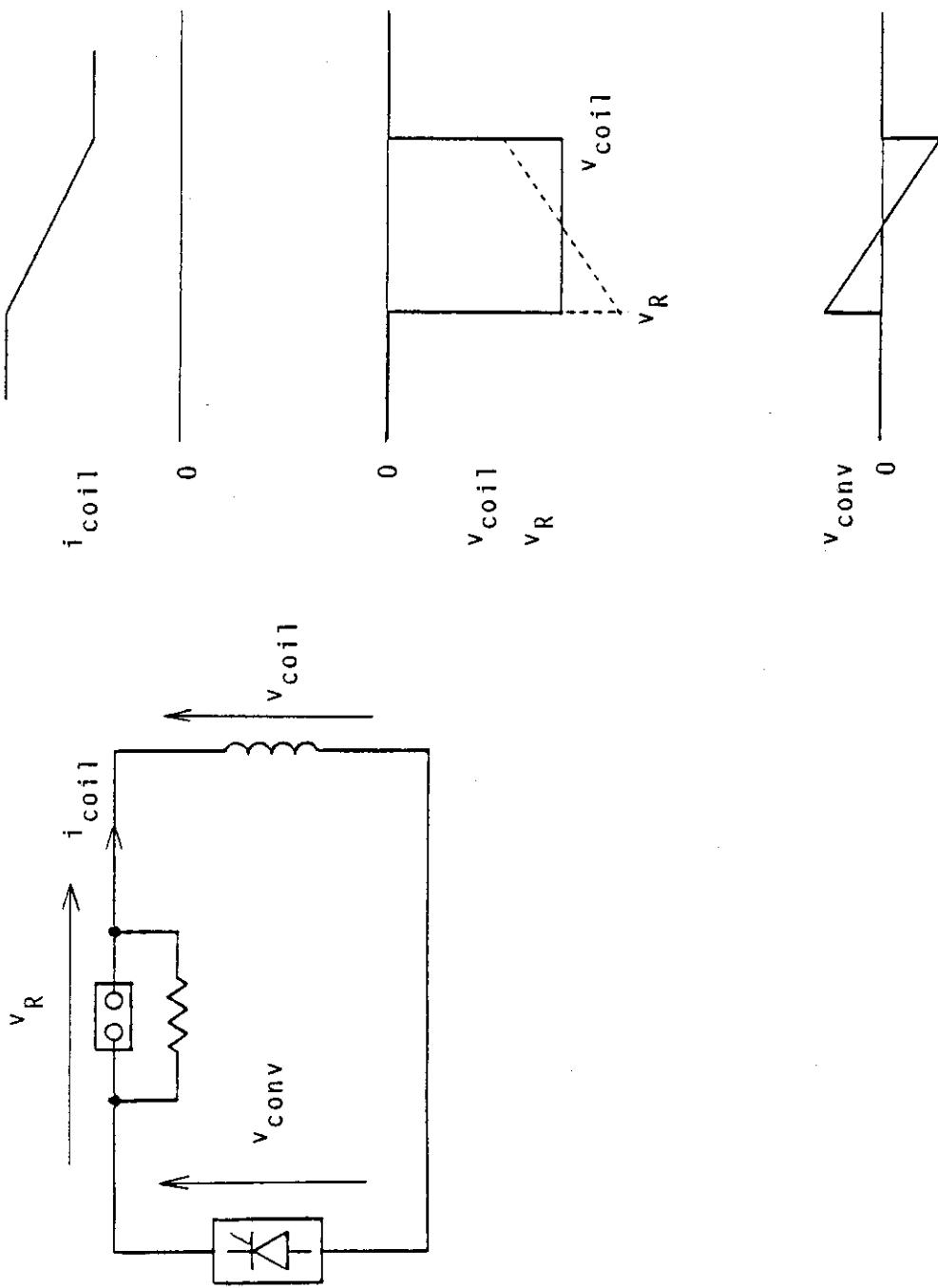


Fig. 4.4-4 Operation of high voltage generating circuit (Individual feed type)

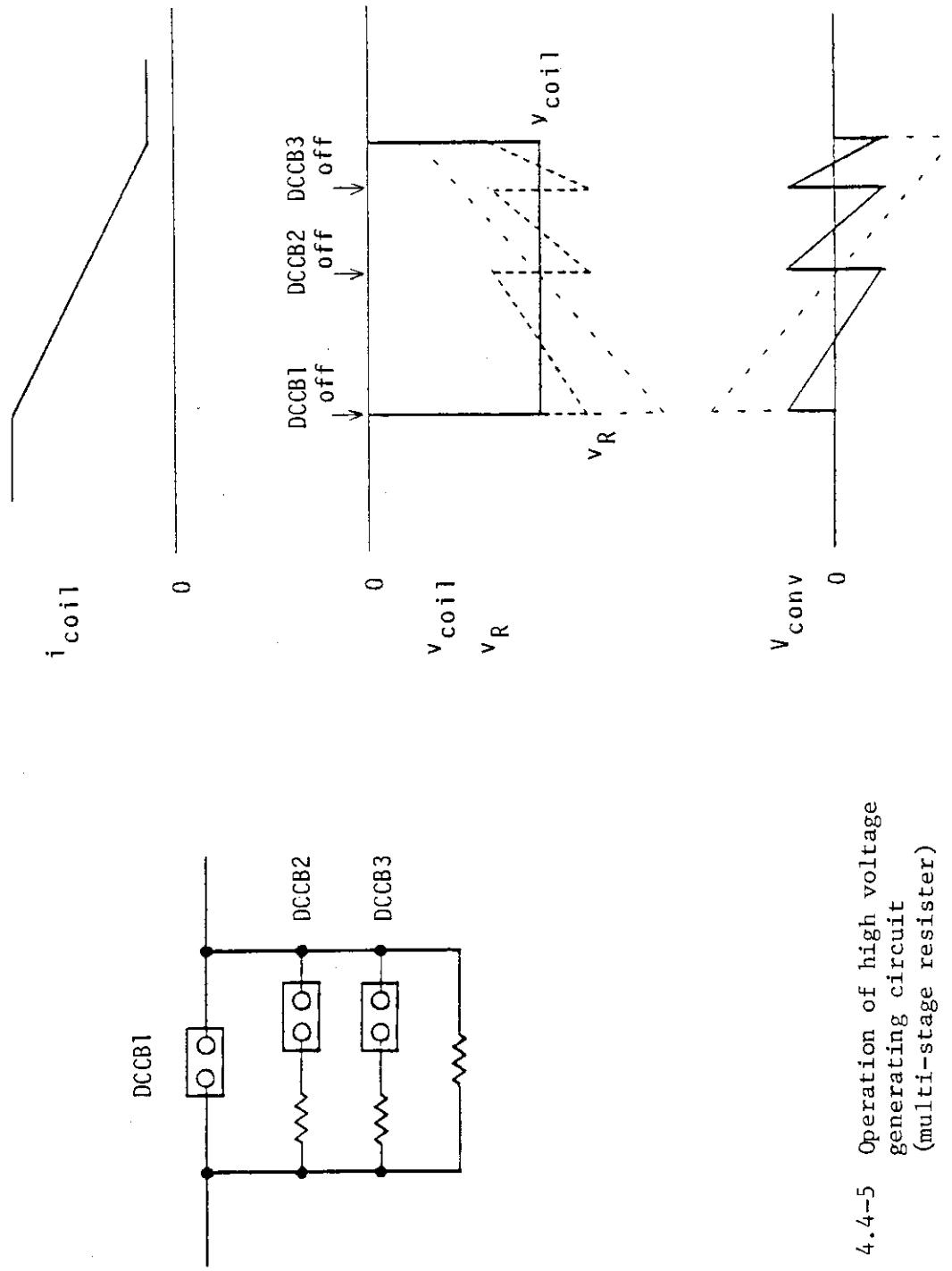


Fig. 4.4-5 Operation of high voltage generating circuit
(multi-stage resistor)

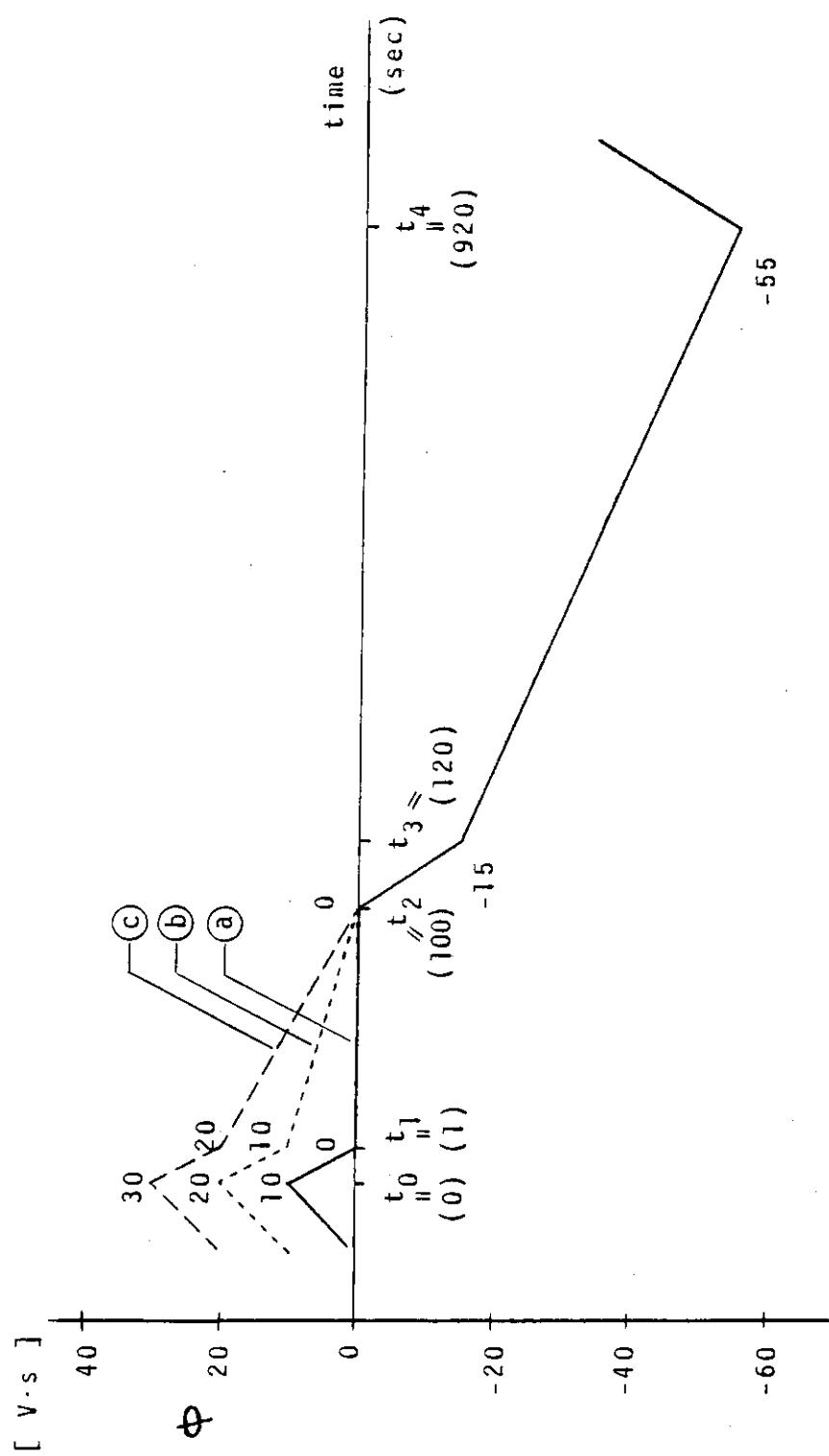


Fig. 4.4-6 Supplying flux change

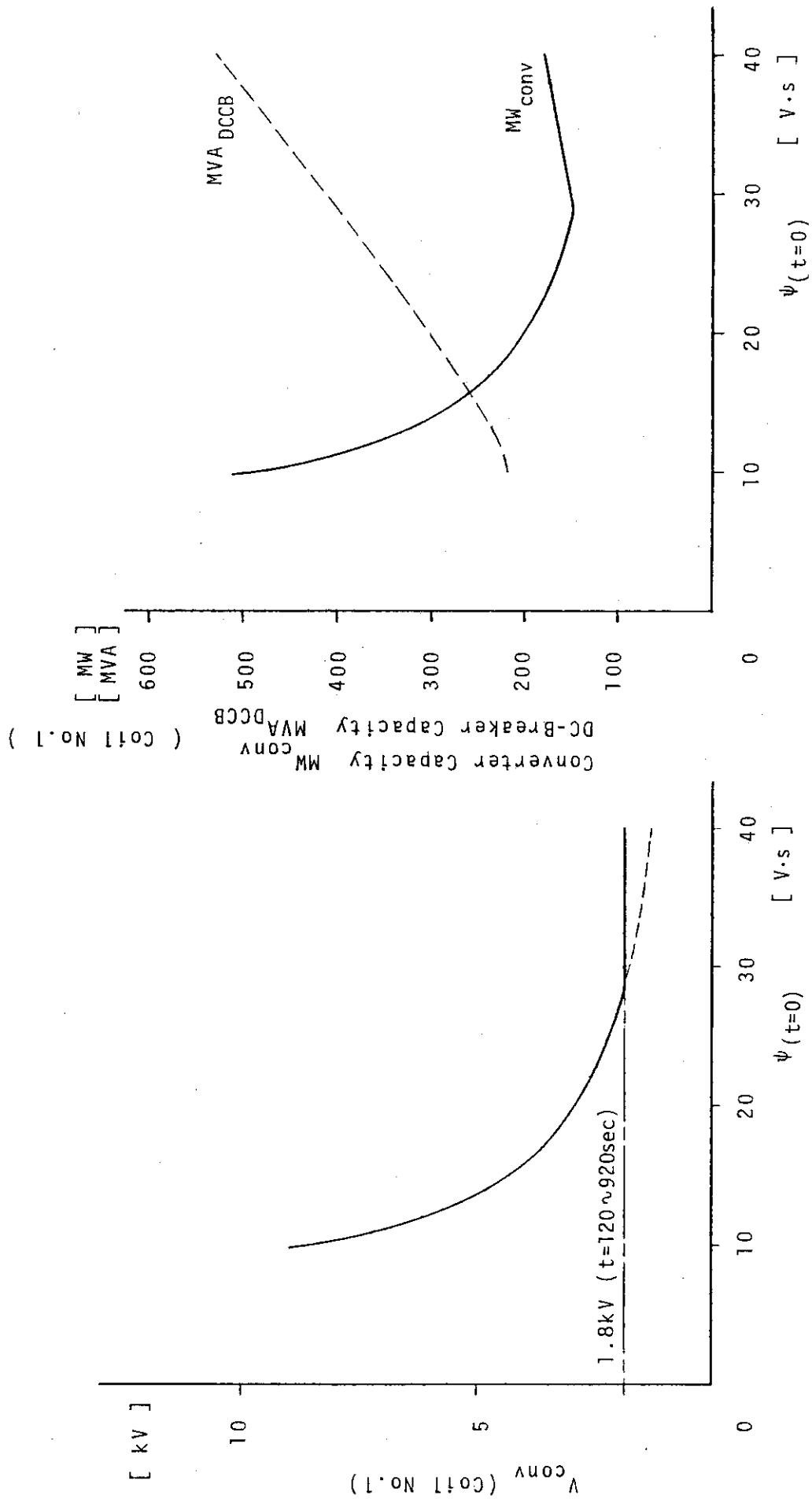


Fig. 4.4-7 Relations of $\phi(t=0)$ and converter voltage of coil No.1 (Individual feed type)

Fig. 4.4-8 Relations of $\phi(t=0)$ and converter capacity of coil No.1 (Individual feed type)

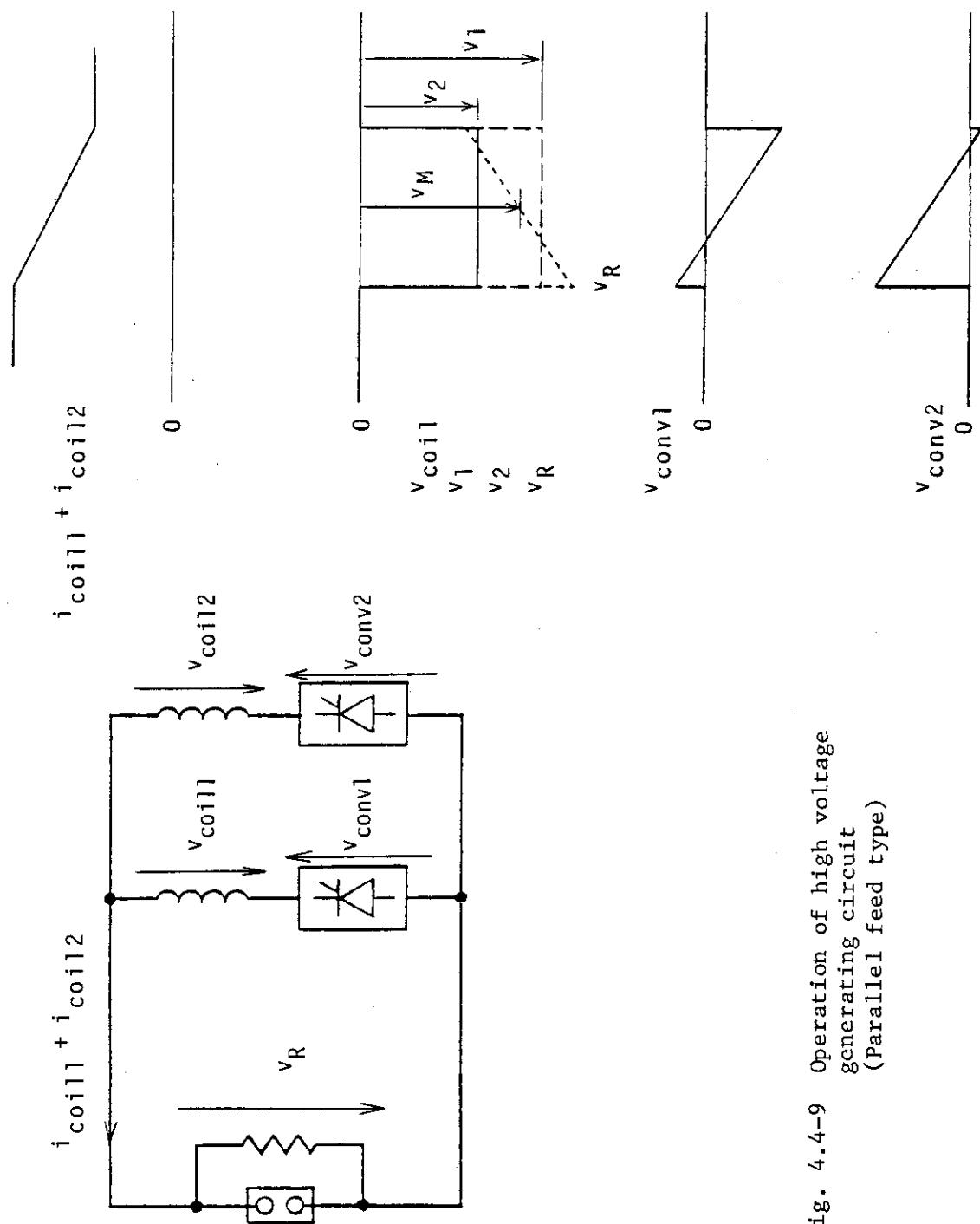


Fig. 4.4-9 Operation of high voltage generating circuit
(Parallel feed type)

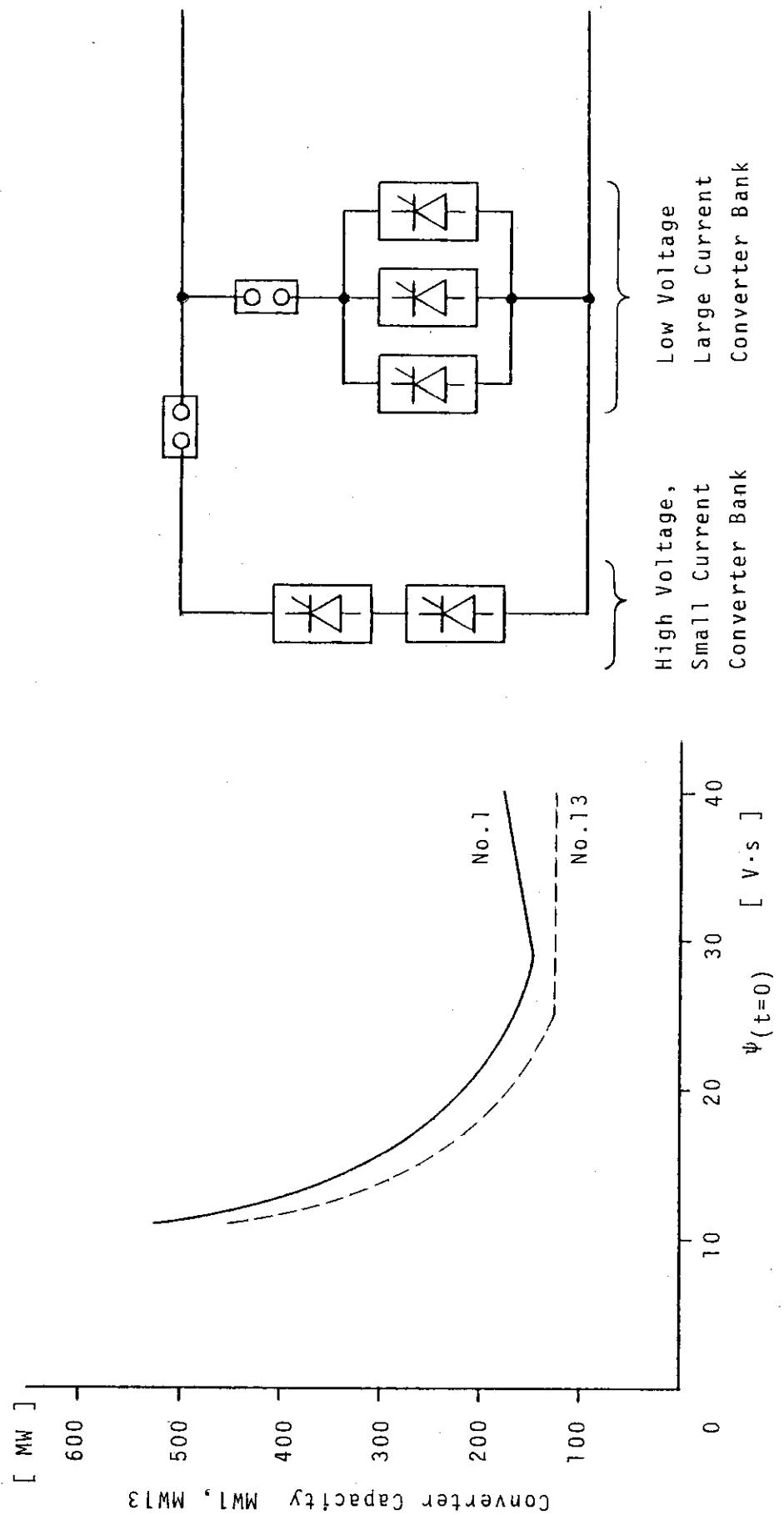
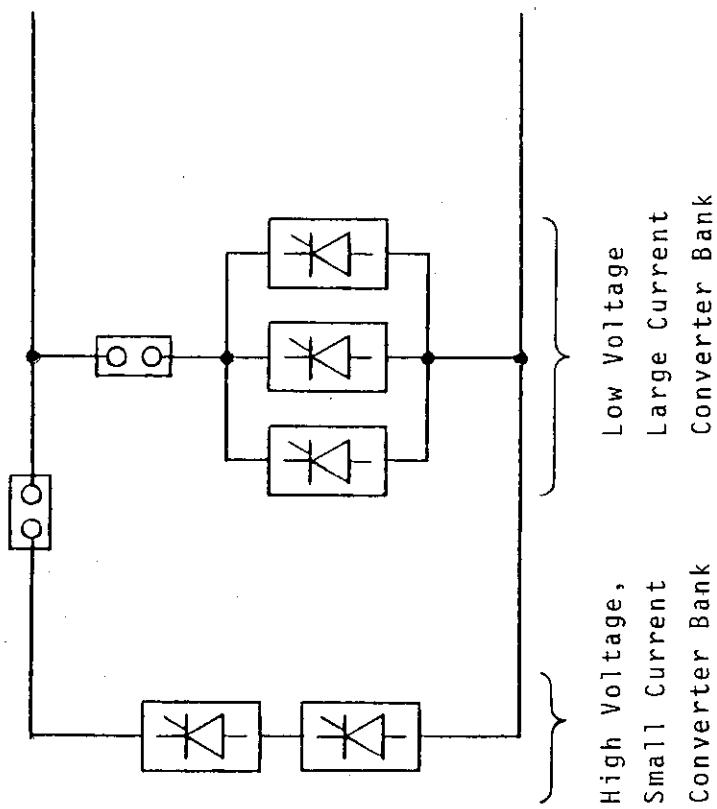


Fig. 4.4-10 Relations of $\phi(t=0)$ and converter capacity of coil No.1, No.13 (Parallel feed type)

Fig. 4.4-11 Configuration of converter bank change-over method



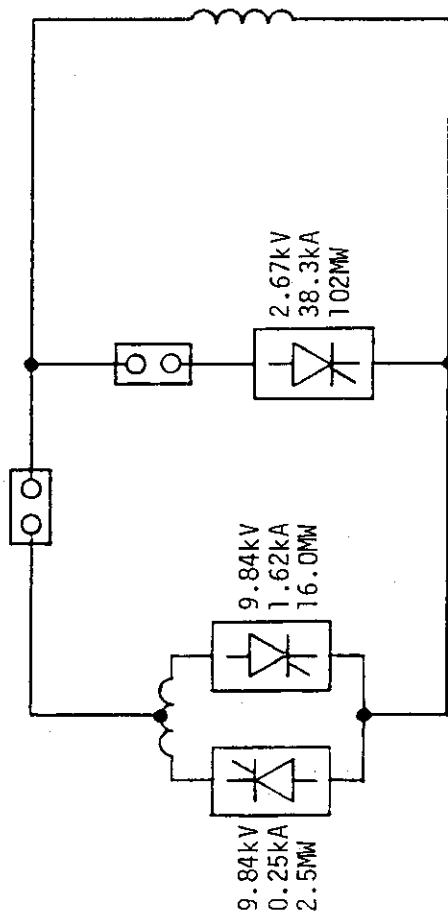
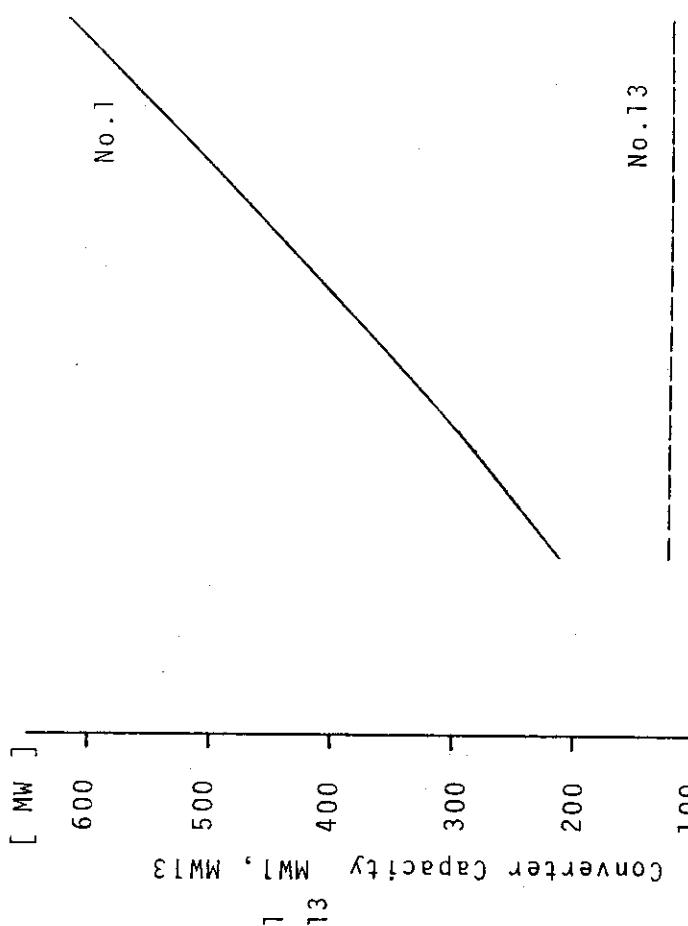


Fig. 4.4-12 Configuration of converter bank change-over method for coil No.13

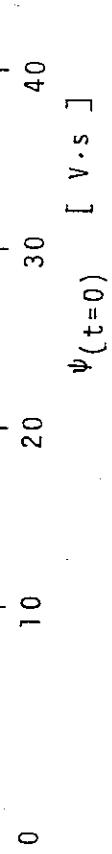


Fig. 4.4-13 Relation of $\phi(t=0)$ and converter capacity of coil No.1, No.13 (Converter bank change-over method)

4.4.2 総合検討

以上の議論で、いくつかの電源容量の低減手法と、供給磁束を変化させた場合のその傾向について述べた。ここでは、ポロイダル磁場コイル電源システムとしてどのような手法を採用するかについて議論する。

これまでの検討より、FERのポロイダル磁場コイル電源の容量低減法としては、以下のような組み合わせが考えられる。

- ① コイルNo.1とNo.13とを並列接続し、高電圧発生回路を使用する。
- ② コイルNo.1に高電圧発生回路を使用し、No.13にバンク別けを採用する。
- ③ コイルNo.1、No.13にバンク別けを採用する。

Fig. 4.4-14は、供給磁束を変化させた場合に対する変換器容量の値を示している。電源のコスト評価では実際には、変換器の他に付加する高電圧発生回路、バンク切替え用の断路器などのコストも合わせる必要があるが、ここでは一つの基準として変換器容量を示した。Fig. 4.4-15は、各方式のポロイダル磁場コイル電源総変換器容量を示す。いずれの方法でも同程度の容量低減が可能であることが示されているが以下にそれぞれの方式についての考察を加えてみた。

(1) 供給磁束に対する考察

まず、Fig. 4.4-15の傾向を見ると、これらの方針において①、②は高電圧発生回路を用いている関係上、磁束レベルを上げるほど変換器容量低減効果は大きいが、逆に③では磁束レベルの低いほど容量低減効果が大きいことがわかる。

ところで、 $t = 0 \sim 1 \text{ sec}$ における供給磁束レベルを上げることは、次の期間の $t = 1 \sim 100 \text{ sec}$ の区間にもワンターン電圧をプラズマに印加することができる。例えば、 $t = 0 \text{ sec}$ の磁束レベルを $30 \text{ V} \cdot \text{sec}$ まで上げた場合には次の区間でワンターンにして 0.2 V の電圧が得られる。この区間は、シナリオではLHRF電流駆動による非誘導立上げの区間であるが、後述の加熱電源の計算によればこのLHRF用の電源エネルギーが 9 GJ と非常に大きくなっていることを考えると供給磁束を上げてLHRFのパワーを軽減させることができることがシステム全体としての合理化につながることが考えられる。

(2) 電源のフレキシビリティに対する考察

高電圧発生回路を用いるケースとして、①と②のケースについて考えてみると、①の並列接続で高電圧発生回路を用いる方式では一方のコイルの通電パターンが変ると運転に対応できなくなる場合も考えられるために、注意を要する。

FERにおいて、容量の大きいコイルNo.1とNo.13のコイルの主な役割は、コイルNo.1がOH磁束を供給するものであり、供給磁束から決定される部分が大きいのに対し、コイルNo.13はそのほとんどが平衡制御用の磁場を供給するもので、プラズマ電流 I_p によって決定されているといえる。すなわち、 $t = 0 \sim 1 \text{ sec}$ の区間において、コイルNo.1はその設定が 10 V 、 1 sec を発生するよう電流変化が設定され、コイルNo.13は、プラズマ電流が $0 \sim 500 \text{ kA}$ に立ち上がるパターンに対応して設定されているといってよい。

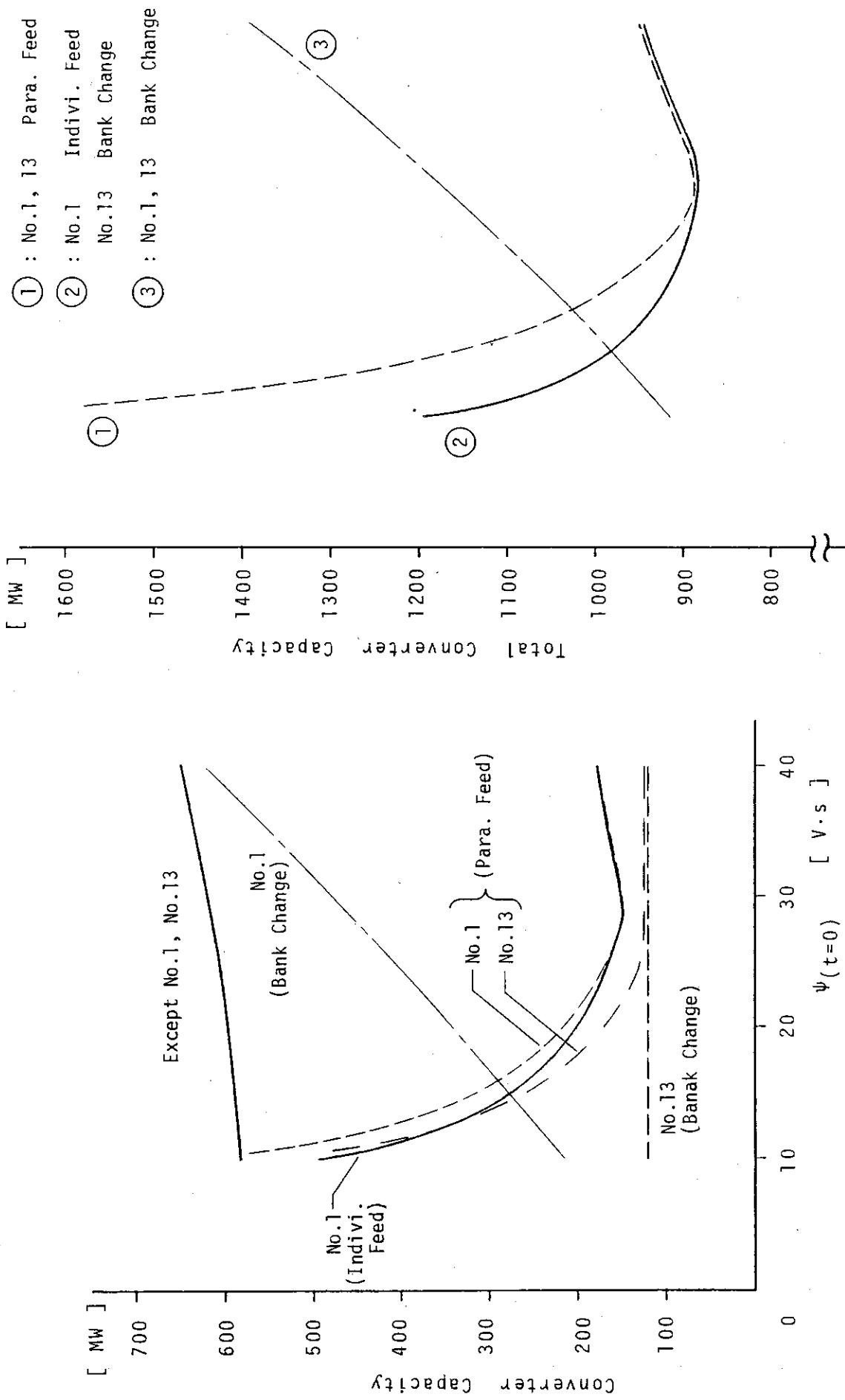
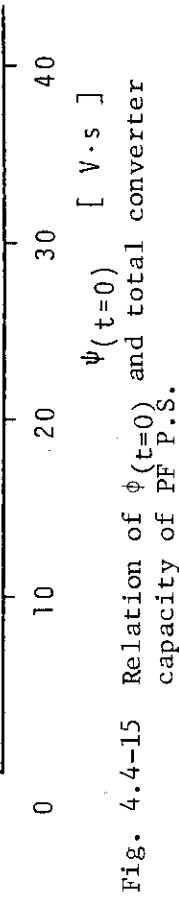
現在の設計段階での通電パターンでは、 $t = 0 \sim 1 \text{ sec}$ の高電圧発生区間の両コイル電圧はほぼ等しく、電圧補正用の変換器は充分小さくできる。しかし、上記のように役割の異なるコイルを並列に接続すると、プラズマの特性が設計通りでない場合などに対応できなくなる。例えば、設

計値のワンターン電圧10V, 1秒に余裕があった場合, プラズマ電流が $t = 1\text{ sec}$ で 500 kA 以上になるときには, コイルNo.13の電流立上げが追いつかず, これをコイルNo.1の電圧を下げて I_p が 0 ~ 500 kA となるようにしても, コイルNo.13の電圧も同時に下がるため, やはり No.13 の電流は不足することになる。このような場合, コイルが常電導コイルの場合には, コイルに中間タップを設けることで対応できるが, 超電導コイルであるため中間タップは設けにくく対応は困難である。従って, このような対応には補正用の変換器の電圧を大きめにとっておく必要があり, 容量低減は前述のようにはいかなくなる。

以上のように, 今回の F E R のポロイダル磁場コイル電源の設計においては通電パターンの変更に対するフレキシビリティから考えると, 並列方式よりも個別方式の方が有利となろう。

以上の議論より, ポロイダル磁場コイル電源の容量低減には②の手法, すなわち, コイルNo.1に高電圧発生回路を使用し, No.13にバンク別けを採用する方式をとり, 供給磁束は, その容量低減効果の大きい, $t = 0\text{ sec}$ において 30 V・sec 程度まで上げたパターンを用いることとする。

ポロイダル磁場コイル電源の構成を Fig. 4.4 - 16 に示す。

Fig. 4.4-14 Relation of $\phi(t=0)$ and converter capacityFig. 4.4-15 Relation of $\phi(t=0)$ and total converter capacity of PFP.S.

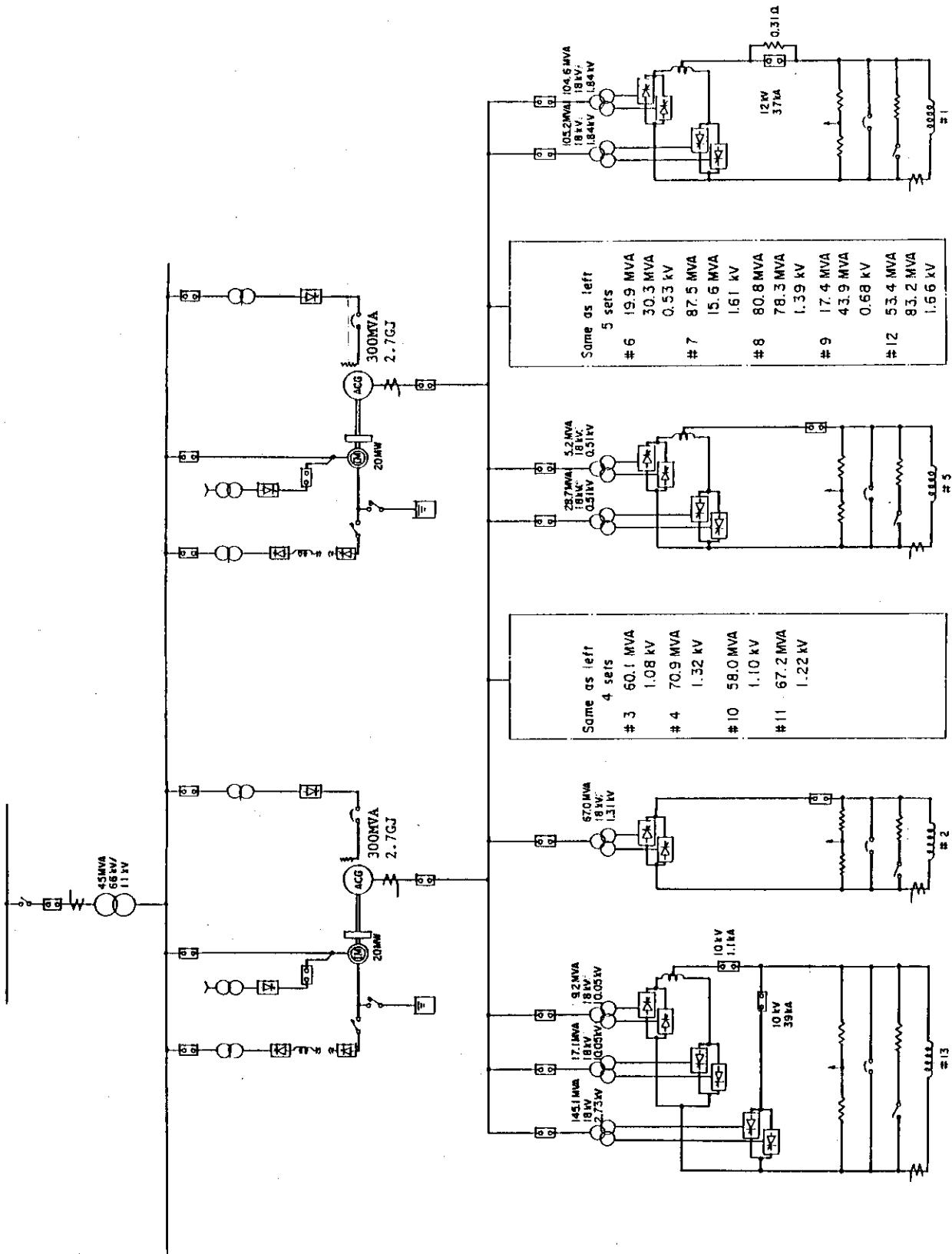


Fig. 4.4-16 One-line diagram of the coil power supply

4.5 機器検討

ここでは、これまでに述べてきた検討の結果をもとに電源の主要機器の定格を定める。

機器の定格を決定する上で、以下の仮定を用いている。

- ① 電源電圧変動率：10%
- ② サイリスタの制御角： $\alpha_{\min} = 20^\circ$, $\gamma_{\min} = 30^\circ$
- ③ サイリスタ変換器の相数：12
- ④ 変圧器を含む交流側インピーダンス：15%
- ⑤ 直流母線の亘長、電圧降下：250 m, 20V
- ⑥ サイリスタ素子の順方向電圧降下：3 V
- ⑦ 循環電流：負荷電流が最大電流の $\frac{1}{4}$ 以下：10%，その他：5%
- ⑧ 発電機損失：7 MW／台

4.5.1 サイリスタ変換器

4.4 節の議論よりポロイダル磁場コイルの過電圧パターンとしては、供給磁束パターンが Fig. 4.4-6 のパターン⑥のものを選ぶこととし、Table 4.5-1、及び Fig. 4.5-1 のようなものとなる。また、この電流パターンより求められるコイルの電圧パターンは Table 4.5-2 に示す。電源の構成は、4.4 節の検討より以下のものとした。Table 4.5-3 にその構成図を示す。

- ① コイルNo.1：高電圧発生回路を用いる方式。

ここでは、高電圧発生回路とサイリスタ変換器の直列接続の構成をとる。 $t = 0 \sim 1 \text{ sec}$ の高電圧を必要とする区間では、高電圧発生回路とサイリスタ変換器との両方で電圧をコイルに印加し、その他の区間では高電圧発生回路をバイパスさせて変換器のみでコイルに電圧を印加する。このような構成により変換器容量の低減を図っている。

- ② コイルNo.13：変換器のバンク切替えを用いる方式

コイルNo.13では、高圧小電流の両極性変換器と低圧大電流の単極性変換器（負側）の2つのバンクを備え、これを切替えて通電する。

$t = 0 \text{ sec}$ 以前で正電流を励磁する区間及び $t = 0 \sim 1 \text{ sec}$ の高電圧区間については高圧小電流バンクによって通電する。そして、 $t = 1 \text{ sec}$ 以降の負電流通電区間については要求される電圧が小さく、電流が大きいため別置の低圧大電流に切替えて通電する。この場合もコイルNo.13の総変換器容量を低減させることができる。

- ③ その他のコイル：単極または両極性電源

No.1, 13以外のコイルにおいては、一連の通電にわたってコイル電圧が比較的低く、電源容量もそう大きくない。このような電源に高電圧発生回路を用いたり、電源分割してさらに低電圧のバンクに分けても、システムが複雑になったり逆にコストが高くなると考えられるため、サイリスタ変換器のみの構成とする。

以上の構成に従って各コイルの変換器および変圧器の容量を算出した結果を Table 4.5-4, Table 4.5-5 に示す。

Table 4.5-1 Current pattern for PF coils and plasma (CASE C)
(Unit = KA)

TIME (sec)	0	1	100	120	920	1000
Coil Current	1	37.02	25.53	8.80	6.15	-37.64
	2	26.30	14.95	36.82	32.50	10.26
	3	26.07	15.65	40.06	35.42	12.20
	4	14.60	15.22	38.67	33.73	11.25
	5	3.59	-0.94	-20.63	-36.09	-36.88
	6	-3.96	-7.29	-23.33	27.08	37.50
	7	3.42	2.25	-10.08	-30.67	-35.67
	8	36.72	23.59	10.10	2.34	-38.02
	9	42.04	24.54	38.24	24.63	-14.17
	10	8.71	9.50	37.92	28.91	16.33
	11	0.55	2.45	39.79	35.11	35.16
	12	1.58	-0.42	-19.83	32.75	31.25
	13	0.55	-1.11	-24.11	-37.61	-38.26
Plasma Current	0.	500.	8160.	8740.	8740.	0.

Table 4.5-2 Voltage pattern for PF coils (CASE C)
(Unit = V)

TIME (sec)	0	1	100	120	920	1000
Coil Voltage	1	-9358.	-72.	-156.	-45.	698.
	2	-1281.	22.	-32.	-5.	45.
	3	-1057.	34.	-42.	-5.	32.
	4	-1291.	238.	-320.	-33.	131.
	5	-498.	7.	-55.	-3.	42.
	6	-517.	-10.	52.	-1.	20.
	7	-1572.	-78.	-512.	-7.	311.
	8	-1361.	5.	-54.	-6.	85.
	9	-668.	24.	-50.	-3.	24.
	10	-202.	562.	-714.	-29.	-223.
	11	803.	616.	-402.	-16.	-511.
	12	-1627.	-80.	566.	-5.	28.
	13	-9837.	-989.	-2333.	-17.	2101.

Table 4.5-3 Configuration of thyristor converter

Bidirectional Converter (Converter Bank Change-over)	Bidirectional Converter (High Voltage Gen. Circ.)	Bidirectional Converter	Monodirectional Converter.
Basic Configuration			
Remarks			No.1 No.5 No.7 No.9 No.13 No.1 No.5 No.6 No.7 No.9 No.1 No.2 No.3 No.4 No.10 No.11

Table 4.5-4 Capacity of converter (CASE C)

(Unit = kV, kA, MW)

NO.	VOLT	Forward		Reverse		Total MW
		I (+)	MW (+)	I (-)	MW (-)	
1	1.806	40.78	73.66	41.41	74.79	148.45
2	1.281	36.82	47.18	—	—	47.18
3	1.057	40.06	42.36	—	—	42.36
4	1.291	38.67	49.92	—	—	49.92
5	0.498	7.28	3.63	40.56	20.21	23.84
6	0.517	41.25	21.32	27.08	14.00	35.32
7	1.572	6.98	10.97	39.23	61.66	72.63
8	1.361	40.52	55.14	41.82	56.92	112.06
9	0.668	46.24	30.90	18.37	12.28	43.18
10	1.077	37.92	40.83	—	—	40.83
11	1.303	39.79	51.81	—	—	51.81
12	1.627	36.03	58.61	23.11	37.59	96.20
13	9.837	0.66	6.50	1.22	12.01	18.51
	2.672	—	—	38.26	102.23	102.23
Total-MW						884.52

Table 4.5-5 Thyristor converter and transformer for PF coils (CASE C)

Coil NO.	Thyristor Converter		Transformer		
	Forward Capacity (MW)	Reverse Capacity (MW)	Secondary Voltage (kV)	Forward Capacity (MVA)	Reverse Capacity (MVA)
1	73.66	74.79	1.844	104.56	106.17
2	47.18	—	1.308	66.98	—
3	42.36	—	1.080	60.13	—
4	49.92	—	1.318	70.87	—
5	3.63	20.21	0.509	5.15	28.69
6	21.32	14.00	0.528	30.27	19.87
7	10.97	61.66	1.605	15.57	87.53
8	55.14	56.92	1.390	78.28	80.80
9	30.90	12.28	0.682	43.87	17.43
10	40.83	—	1.100	57.96	—
11	51.81	—	1.216	67.22	—
12	58.61	37.59	1.662	83.20	53.36
13	6.50	12.01	10.046	9.23	17.05
	—	102.23	2.729	—	145.13

4.5.2 フライホイール付発電機

上記の変換器システムによって各コイル電流を Fig. 4.5-1 のように理想的に制御した場合のプロイダル磁場コイル電源系の全系シミュレーションの結果を Fig. 4.5-2 に示す。この結果より、

$$\begin{aligned} \text{ピーク有効電力} & P_{\max} = 83.8 \text{ MW} \\ \text{ピーク無効電力} & Q_{\max} = 341 (760) \text{ MVA} \\ \text{ピーク皮相電力} & A_{\max} = 359 (760) \text{ MVA} \\ \text{最大供給エネルギー} & E_{\max} = 5.96 \text{ GJ} \end{aligned}$$

が得られる。上の値で()内の値は、変換器の力率改善制御を行わない場合である。ここで力率改善方式としては、4.3節に記述した理由から以下のものを採用した。

- ① 出力電圧が 2 kV を越える場合 (No. 13 の高圧、及び低圧バンク) は、連続的に制御を行うことができる継続 2 段接続非対称制御を用いる。
- ② 出力電圧が 2 kV 以下の場合 (No. 1 ~ 12) は低圧大電流容量に適した並列 3 重非対称制御を用いる。

ところで、Fig. 4.5-2(a)のようなパターンの有効電力を直接系統から受電することは、サイト全体としての受電容量に制限があることや、系統へじょう乱を与えることなどから現実的でない。そのため、一担エネルギーをエネルギー蓄積装置に蓄える必要がある。

エネルギー蓄積装置としては、

- ① フライホイールエネルギー貯蔵装置
- ② 超電導コイルエネルギー貯蔵装置

等が考えられるが、ここでは JT-60 で技術的にも確立しており、このレベルの蓄積エネルギーに対しては設備コスト的にも有利な①のフライホイール付電動発電機システムを用いることとした。

Fig. 4.5-2(b) の結果では無効電力は最大 341 MVA から最小 126 MVA まで変化している。発電機出力端に系統の最小無効電力と等しい容量の進相コンデンサを設ければ、発電機の供給する最大無効電力は $341 \text{ MVA} - 126 \text{ MVA} = 215 \text{ MVA}$ まで低減できることになるが、発電機の自己励磁現象を起こす恐れから、ここではこのような進相コンデンサの使用は考えないこととした。

次に、フライホイール付発電機の供給すべきエネルギーは、Fig. 4.5-2(d)の供給エネルギーの変化幅分であり、 $5.96 \text{ GJ} - 0.62 \text{ GJ} = 5.34 \text{ GJ}$ である。JT-60 の実績から考えると、1台当たりの供給エネルギーは 4 GJ 程度が限界であると考えられ、発電機は 2 台用いることになる。この場合の 1 台当たりの発電機の容量は最大皮相電力から考えて、 $359 \text{ MVA} / 2 \text{ 台} = 180 \text{ MVA}$ となる。これに対し、変換器の力率改善を行わない場合には 1 台当たりの発電機容量が 380 MVA と大きいため、変換器においての力率改善が必要であることが示される。

なお、この検討において Fig. 4.5-2 のシミュレーションは、プラズマ燃焼フェーズのフィードバック制御を考慮に入れていない。フィードバック制御の状況によっては、ピーク電力が増加することも考えられるため、発電機容量にはある程度の余裕をとっておく必要がある。

後述するが、このフライホイール付発電機は位置制御電源にも電力を供給する。この容量を 20 MVA/台とし、上記の結果と合わせ、フライホイール付発電機の仕様は次のように設定する。

数　　量： 2 台

発電機容量： 300 MVA／台

吐出エネルギー： 2.65 GJ／台

電力供給をフライホイール付発電機で行うとすれば、負荷コイル群は全て超電導コイルであるから、外部から供給すべきエネルギーは、ポロイダル磁場コイル系内の損失分である。主な損失は下記の通りである（昨年度報告書ベース）。

- ① 発電機損失
- ② 交流系損失
- ③ 直流母線損失
- ④ 変換器系損失
- ⑤ 高電圧発生回路損失
- ⑥ その他（プラズマへの注入分）

上記のうち、発電機については、昨年度ベース（245 MVA, 4.1 GJ）に比べ、今年度仕様が300 MVA, 2.7 GJであり、体格としても略同様であるから、損失電力（14 MW）についても昨年同様と考える。又、昨年度ベースには、上記⑤, ⑥が考慮されていないので、結論としては、駆動電動機容量は～20MW程度になるものと想定される。従って、駆動装置運転パターンは、Fig. 4.5-3 の様になると考える。

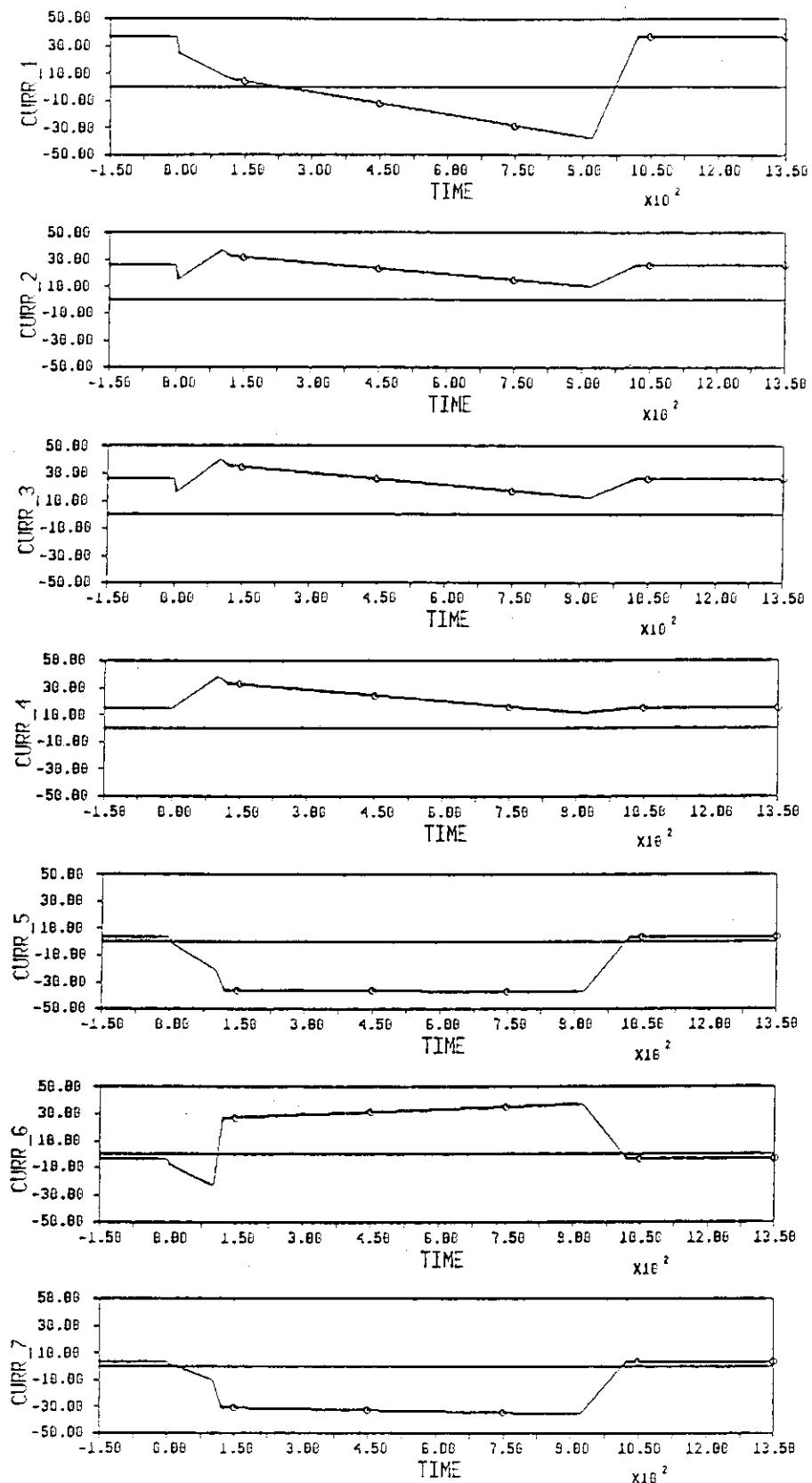


Fig. 4.5-1(1) PF coil current scenarios (Coil No. 1~7)

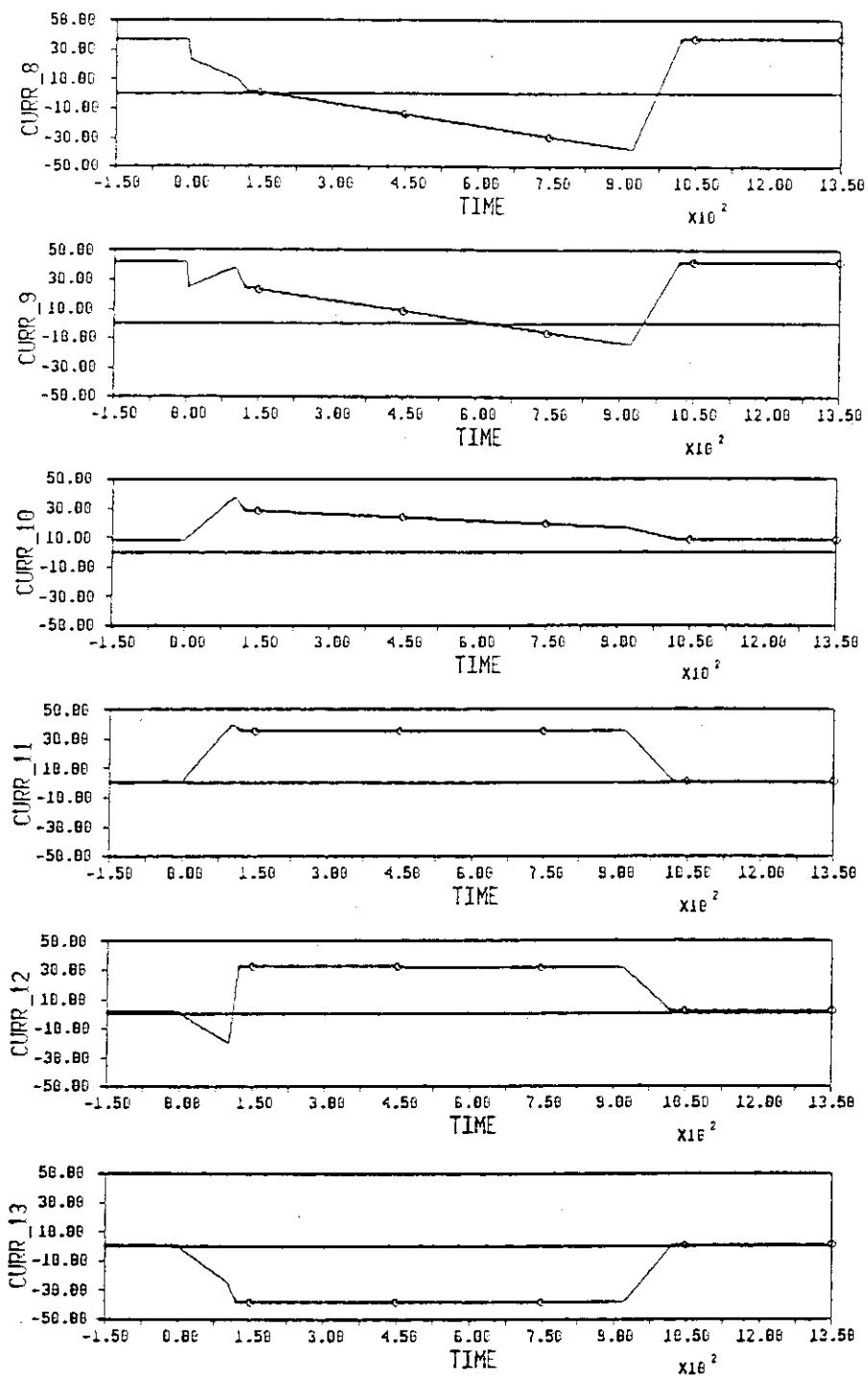
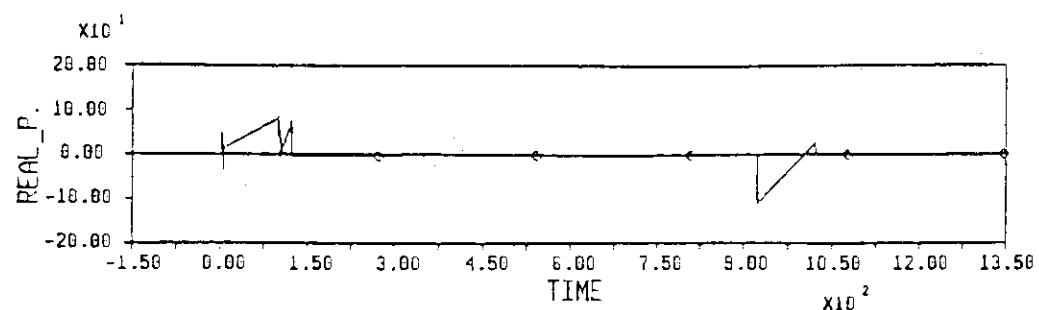
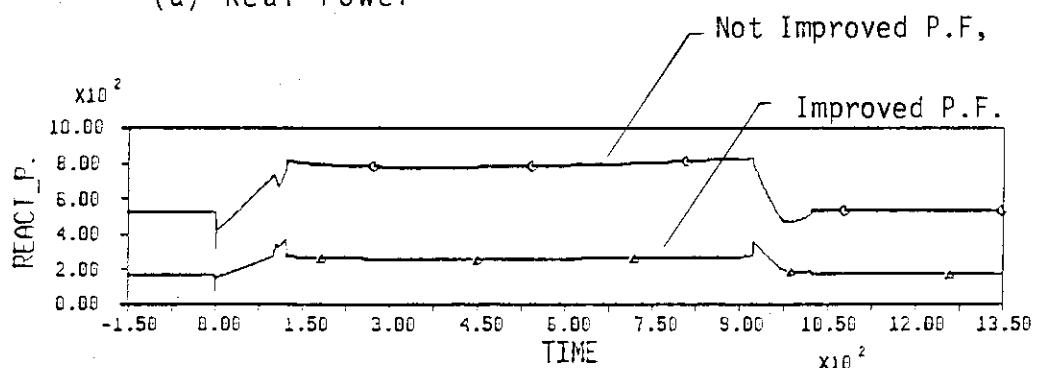


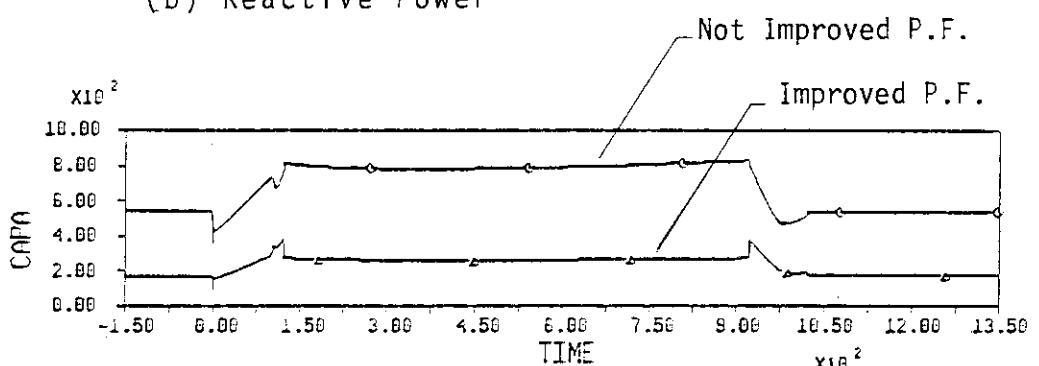
Fig. 4.5-1(2) PF coil current scenarios (Coil No. 8~13)



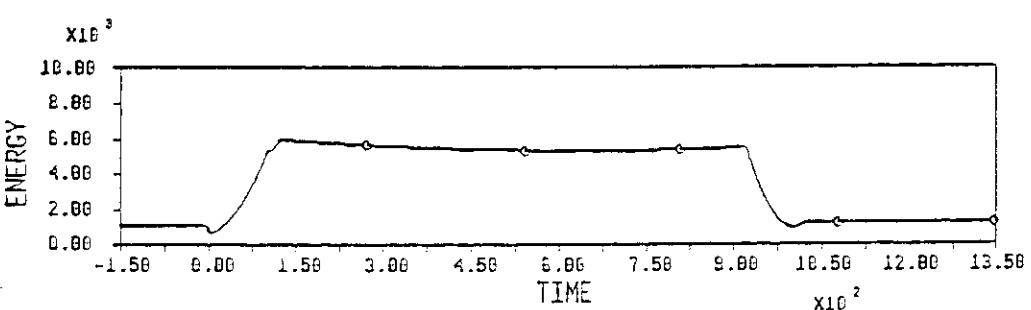
(a) Real Power



(b) Reactive Power



(c) Capacity



(d) Energy

Fig. 4.5-2 Power and supplied energy pattern of PF coil P.S.

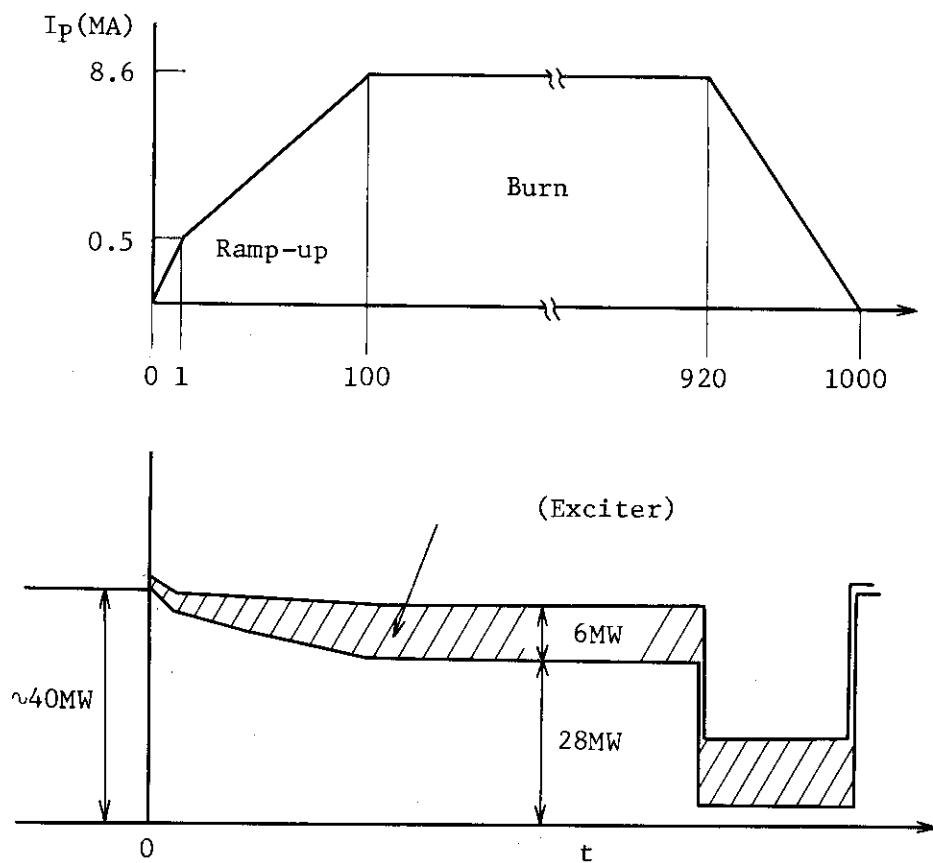


Fig. 4.5-3 Accelerating pattern

5. 位置制御磁場コイル電源

5.1 概 要

非円形の縦長断面プラズマは、垂直方向位置に対し不安定である。これに対し、安定化用シェルによって垂直位置不安定性の成長率を下げているが、ポロイダル磁場コイルによる磁場制御ではコイルとプラズマとの間にある炉の構造体のシールド効果によってその安定化制御は難しい。このため、FERでは、真空容器内に位置制御磁場コイルを設け、安定化を行う。

この位置制御磁場コイルでは、ポロイダル磁場コイル系による制御では追随できない領域の制御を受けもつこととなる。そのため、本コイルではポロイダル磁場コイル系に比べ発生磁場は小さいが高速な応答が必要となる。今年度は、電源としては両極性サイリスタ電源を用いることとした。そして、その応答速度を上げるために、循環電流方式を採用し、さらに電圧を上げることによって対応した。

5.2 電源設計の前提条件

位置制御の性能を考える場合には位置制御磁場コイルの構成、およびその他に炉本体構造、特にシェル構造、真空容器の抵抗や時定数などに大きく依存している。これらに対し、FERでは次のような構成をとっている。

① 高導電性上下位置安定化用シェルの採用

高導電性のシェルを用いることにより上下不安定性の成長時間を0.1秒前後と長くすることができる。これによって位置制御の計測系及び制御系の数ミリ秒程度の遅れを許容することが可能となり、現実的な電源設計にむすびつく。

② ベローズ無しの低一周抵抗真空容器

真空容器のワンターン抵抗を下げるには、位置制御磁場コイル電源の容量を増大させることになるが、遮蔽上等で有利である。

③ 真空容器内置きの位置制御磁場コイル

位置制御磁場コイルを真空容器の内側に設置することにより、電源容量は外側に設置する場合に比し1/10以下におとすことができる。

④ 一周コイル型の位置制御磁場コイルの採用

コイルの形状としては、いくつか検討がなされている。一周コイルの他に、可動シールドに設置して分解修理が楽にできるパーシャル・ループ・コイルも提案されたが、渡り部による誤差磁場の発生の点及び、水平位置についても高速な制御を行うことが望ましいことなどから、一周コイル型が採用されている。

コイルの位置は、Fig. 4.2-1 の本体断面図に示す通りである。このコイルの位置は、修理等が可能であること、炉構造に対するインパクトが少ないと及ぼす中性子照射量が少ないとなど

から決定されている。上下のコイルは水平・垂直位置を同時に制御可能とするために別々の電源によって給電する必要がある。

5.3 電源仕様

Fig. 5.3 - 1 ~ 4 に60年度のFER設計で行われたシミュレーション結果¹⁾を引用する。これらのシミュレーションは、外乱磁場として水平磁場10Gaussがステップ的(1 msecの立上時間)に加わるとした場合について検討されたもので、制御系はPID制御を用いている。

Fig. 5.3 - 1, 2 は計測時間遅れ、及び電源の無駄時間を1 msecとした場合で、Fig. 5.3 - 3, 4 はこれを5 msecまで大きくした場合のそれぞれ高ベータ時、低ベータ時の計算結果である。計測時間遅れ、及び電源無駄時間を5 msecとした場合は、やや変位が大きくなるものの、ほとんど制御特性の劣化をもたらさない。これは、銅2 cm厚のシェルにより不安定成長時間を100 msec前後と長くしていることによる。

60年度検討では、このシミュレーションの結果より電源仕様の評価を行っている。これによると、水平位置制御に必要とされる電力分も見込んで両コイルで20MVA程度が妥当であろうと考えられている。コイル電源は、上下コイルに給電する電源は独立に駆動できるものとし、さらに両極性の電源が必要である。上下コイルをそれぞれ5ターンのコイルとして、上下それぞれの電源仕様は以下のもうなものとなる。

最大電流	I_{\max}	40 kA
最大電圧	V_{\max}	250 V
$I_{\max} \times V_{\max}$		10 MVA
電源無駄あるいは遅れ時間		合計 5 msec 以下

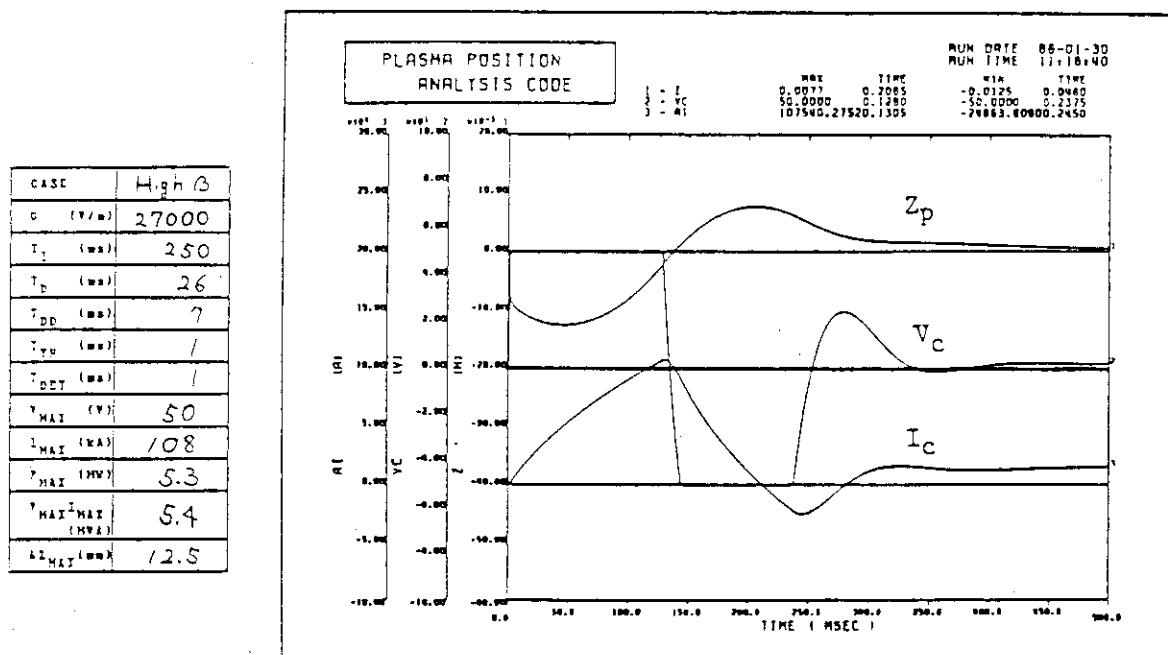


Fig. 5.3-1 Time evolution of plasma vertical position Z_p , control current I_c and voltage V_c in high β case. Detector delay time and power supply dead time are 1ms and 1ms, respectively

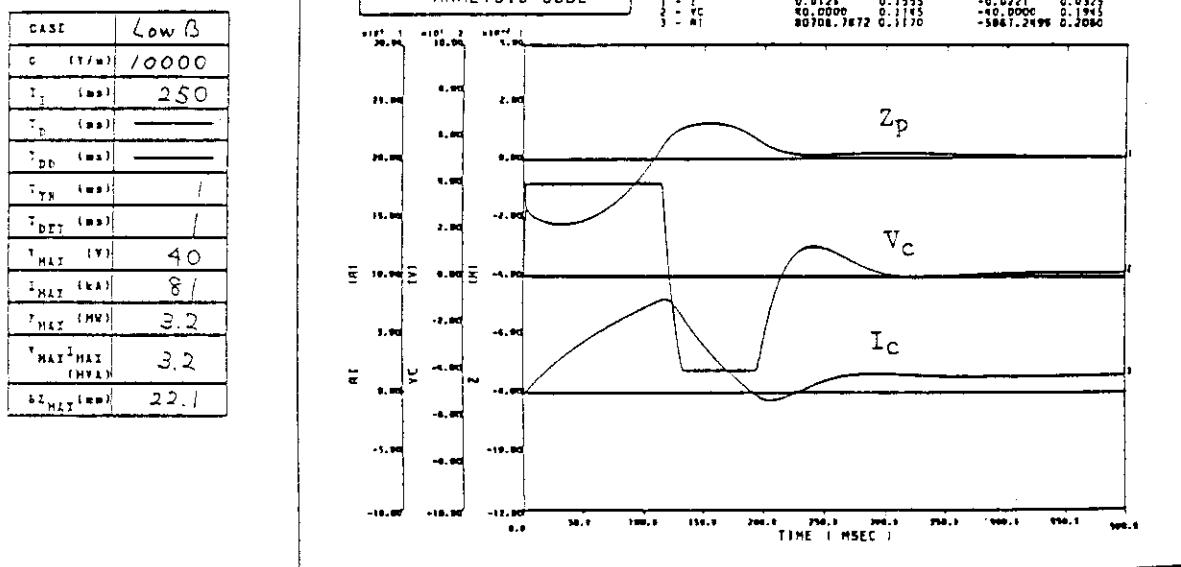


Fig. 5.3-2 Time evolution of plasma vertical position Z_p , control current I_c and voltage V_c in low β case. Detector delay time and power supply dead time are 1ms and 1ms, respectively

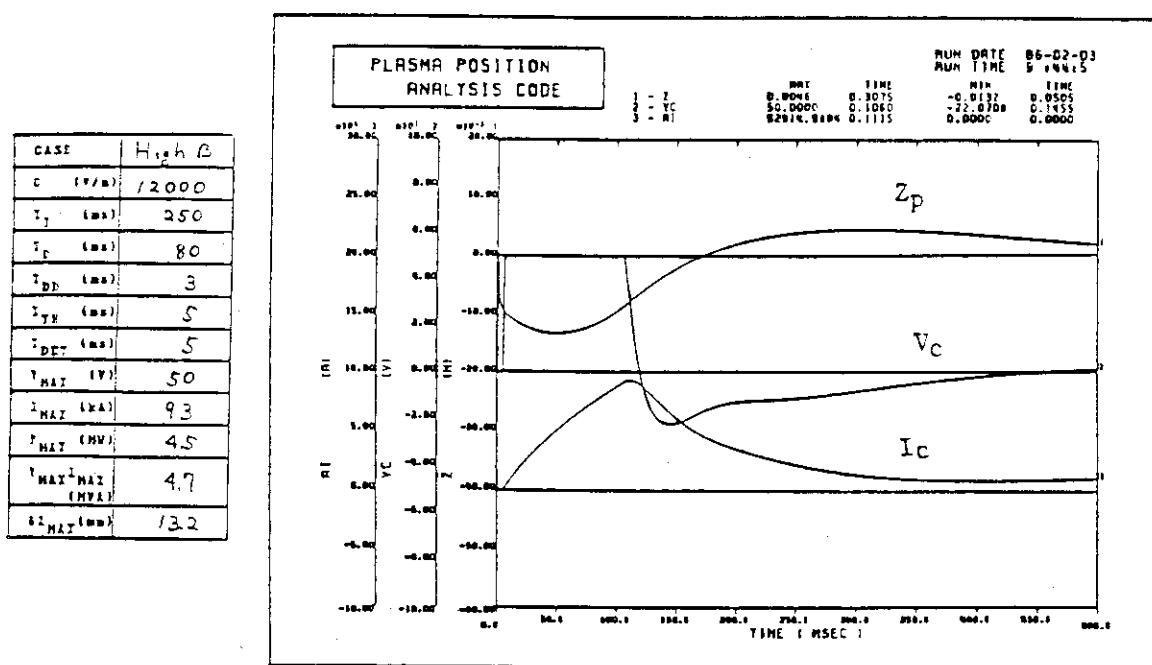


Fig. 5.3-3 Time evolution of plasma vertical position Z_p , control current I_c and voltage V_c in high β case. Detector delay time and power supply dead time are 5ms and 5ms, respectively

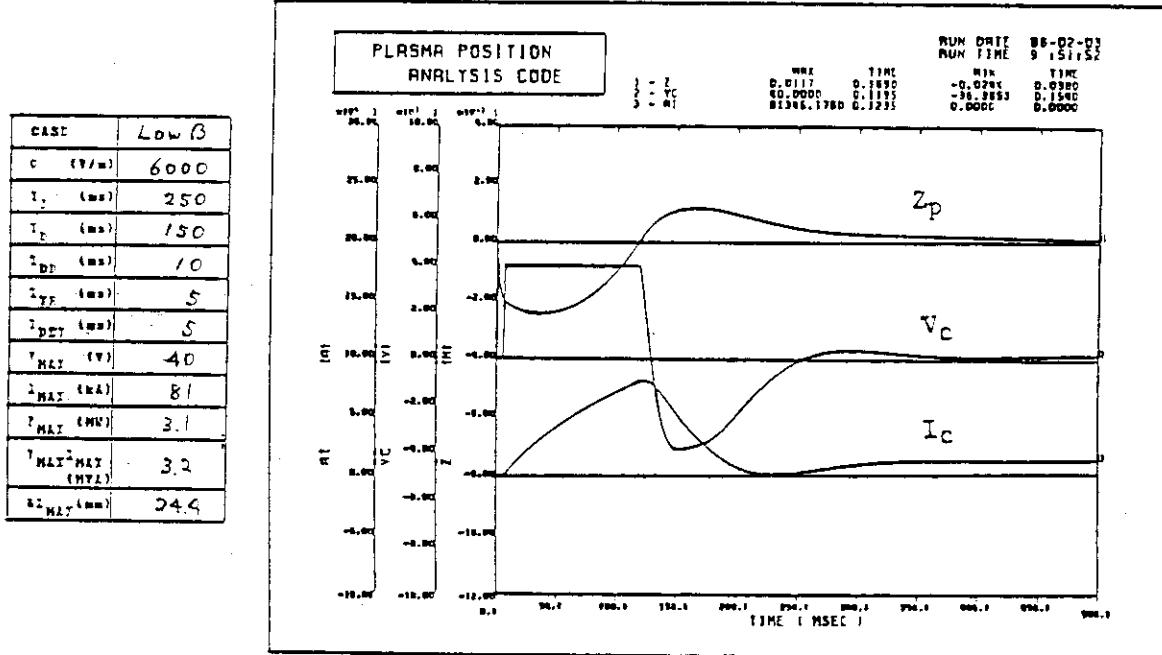


Fig. 5.3-4 Time evolution of plasma vertical position Z_p , control current I_c and voltage V_c in low β case. Detector delay time and power supply dead time are 5ms and 5ms, respectively

5.4 電源構成

位置制御磁場コイルは、外乱によるプラズマの位置変動に対する制御が役割りであり、定常的なゆっくりした位置制御はポロイダル磁場コイル系で行う。そのため、基本的には位置制御磁場コイルは外乱などによるプラズマの位置変動が生じたときに通電されるようなパルス負荷となる。しかもその電流応答は高速で立上げられるため、系統からの直接受電では系統に悪影響を与える可能性がある。そこで、エネルギー蓄積装置からのエネルギー供給を行う必要があるが、今回はポロイダル磁場コイル系と同一のフライホイール付発電機系統から供給することを考え、電源の構成を検討した。

5.4.1 変換器

変換器にサイリスタ変換器を考えた場合、電源制御法として最短時間制御、非干渉制御を用いれば、遅くとも 2 サンプル時間で応答する。サイリスタ変換器のパルス数 P 、電源周波数 f (Hz) サンプル時間 T (sec) の間には、 $T = 1 / (P \cdot f)$ の関係があるので、例えば $P = 12, f = 50$ とおけば、 $T = 1.7 \text{ msec}$ となり数ミリ秒の応答は得られる。ところが、サイリスタ・コンバータは自然転流を用いているため、電圧を急減させる場合には制御角 α は、 $d\alpha / dt < \omega$, $\omega = 2\pi f$ の関係を満足しなければならない。従って電圧の応答は最悪の場合で半周期程度遅れることもある。しかし、本電源には両極性電源が要求されているため、変換器を用いる場合、循環電流方式を採用すれば出力電圧は正側変換器と負側変換器のそれぞれの出力電圧の平均値となるため、問題となる電圧の立下げに対する応答は改善される。さらに、変換器電圧を出力電圧より大きめにとっておくことにより、電圧波形の立上げ立下げはさらに速くできる。

以上のようなことより 5.3 節の電源仕様に対し、1 セット当たりの機器性能は以下のものとする。

- 両極性サイリスタ変換器

相 数	12 相
容 量	500V, 44 kA, 22 MVA × 正逆 2 台
循環電流制御方式	
力率改善方式	並列 3 重非対称制御

- 変換器用変圧器

容 量	29 MVA, 18 kV / 470 V × 正逆 2 台
-----	--------------------------------

電源の構成を Fig. 5.4 - 1 に示す。

5.4.2 エネルギー供給源

前述のように、本電源の負荷は間けつ的に急速な励磁を要求されるパルス負荷であり、系統からの直接受電では系統に悪影響を与える可能性がある。そのため、系統から切りはなしでエネルギー蓄積装置からエネルギーを供給することが望ましい。しかし、このコイルの供給エネルギーはポロイダル磁場コイル系に比べて大きくなく、応答も変換器電圧を上げることで対応できると考え、今回はポロイダル磁場コイルのフライホイール付発電機から供給することとした。

この種の電源は、並列 3 重非対称制御により力率改善を行ったとしても、最大で変換器容量の

約半分程度の皮相電力を必要とする。このとき位置制御電源の最大皮相電力は、 $22/2 = 11\text{MVA}$
 $11\text{MVA} \times 2 \text{ セット} \approx 30\text{MVA}$ 程度となる。ただし、位置制御コイルの通電時間は非常に短時間であり、通常はコイルは通電されず電源は正逆変換器間で定格の10%程度の循環電流を流しているだけの状態であるとすれば、このときの皮相電力は力率改善がなくても1セット当たり $29\text{MVA} \times 0.1 \times \text{正逆 } 2 \text{ 台} \times 2 \text{ セット} = 11.6\text{MVA}$ で、力率改善を行い半分程度になったとすれば、 6MVA 程度だけを見込めばよいことになる。

前述のコイル通電時の 30MVA に対しては短時間であるので、発電機を過負荷状態として使用するとも考えられるが、一応ここでは余裕を持たせる意味で定常負荷としてとれるようとする。この場合、4.5.2項のポロイダル磁場コイル系の最大皮相電力に上記の 30MVA を加算し、これを発電機2台で供給することとし、1台当たりの容量を 300MVA から供給することとする。

5.4.3 コイル保護回路

以上のように通常の運転時に対する制御としては、両極性のサイリスタ変換器によって制御することとするが、ここではディスラップション等の発生に対する場合について考え、その保護回路を検討する。

ディスラップションに対するコイル誘起電圧については詳細な検討が必要であるが、コイルが真空容器のような低ワントーン抵抗と近接して設置されていることから考えると、恐らくワントーンで数百V程度の電圧が誘起されるものと考えられる。コイルが5ターンとして考えるとコイル端には数kVの電圧が誘起される。この電圧が変換器電圧以下であれば変換器によって電流変化を抑えることができるが、変換器電圧を超えた場合にはコイル電流の増加を抑えることができず、コイルの定格を超える可能性がある。従って、ここではディスラップション等のためにコイル電流を変換器で制御できなくなり電流が危険な値に達した場合には、抵抗器としゃ断器による高電圧発生回路を変換器と直列に設けておきこれを動作させることを考える。

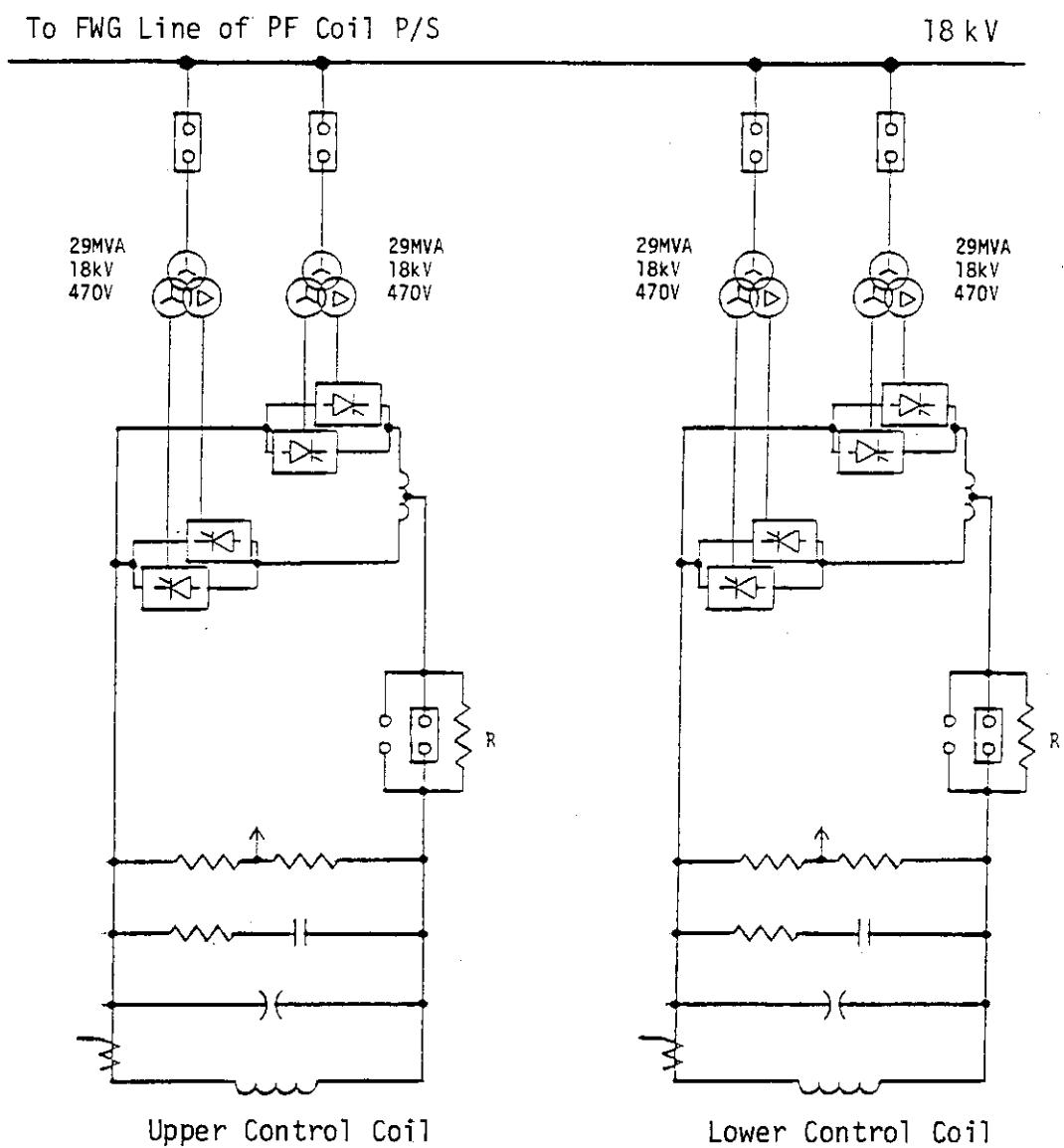


Fig. 5.4-1 One line diagram for control P.S.

6. 加熱装置給電系

(1) 設計条件

運転開始から繰返し運転に到るまでの加熱パターンを Fig. 6.1 に示す。Table 6.1 は、効率、力率を考慮して設定した電源容量である。

(2) 電源容量

加熱電源容量と必要エネルギーを Table 6.2 に示す。ECRH は、容量 25 MVA, 21 MJ の電源規模、LHRF は、容量 110 MVA, 13 GJ, ICRF は、55 MVA, 1.9 GJ の電源規模となる。

(3) 駆動系の検討

加熱装置への給電を全て MG により行う事を考えると、MG 容量は $t = 100 \sim 120$ (sec) 期間のピーク電力で決まり、その値は Table 6.2 により 165 MVA となる。但し、放出エネルギー量は 15 GJ にも達するので、1 台のフライホイール付 MG のみでは製作が極めて困難であり、3 台程度の並列運転が妥当と考える。さて、放出エネルギー量の 80 % 以上は、 $t = 0 \sim 120$ (sec) 間で必要 (12 GJ) とする為、 $t = 120 \sim 920$ (sec) 間は駆動電動機の再加速にて、再び MG にエネルギーを蓄える事が可能である。従って、この場合の駆動電動機の平均出力 (容量) P_1 は、 $P_1 = 12 \text{ GJ} / 800 \text{ sec} = 15 \text{ MW}$ となる。一方、上記駆動電動機は、 $t = 920 \sim 940$ (sec) 間の放出エネルギー (2.82 GJ) を、 $t = 940 \sim 1000$ (sec) 間にも MG を再加速して繰り返し運転を可能ならしめる必要があり、この為の容量 P_2 は、 $P_2 = 2.82 \text{ GJ} / 60 \text{ sec} = 47 \text{ MW}$ となる。即ち $t = 1000$ sec にて、 $t = 0$ の状態に復帰させてやるには、立下げ期加熱に要したエネルギー消費分だけを、どうしても $t = 940 \sim 1000$ (sec) の期間に再充填する必要がある為、 $P_2 > P_1$ となり駆動電動機容量は、 $15.7 \text{ MW} \times 3$ 台が必要になると考える。再加速時間が 200 秒程度確保できれば、駆動設備の観点からは最も合理的である。

(4) 電源構成

加熱装置電源は、発電容量が比較的小さい割には、放出エネルギー量が大きいと云う特徴があり、①フライホイール付電動発電機 (FMG)、②超電導エネルギー貯蔵装置 (SMES)、③MHD 発電装置 (MHD) 等の適用が考えられる。これらのうち、従来技術であり、比較的実現性が高いと思われるものは、FMG 装置である。但し、前項で述べた様に、3 台並列運転となる為、発電機出力端母線から分離して全体系統を構成する必要がある他、回転時に、常時、損失が発生する為、効率の高さは望めない。一方、SMES については、1 台にて製作可能で、且つ運転効率が 90 % 以上を期待出来る反面、これまで製作実績がなく、コスト高になる懸念がある。又、MHD については、コンパクトで、且つ低廉な発電設備となる可能性があると云われているが、出力の安定制御や、運転保守の面で問題があると思われる。

Table 6.1 Heating methods and power

No.	加熱方式	入射パワー	総合効率	電源容量	
				実効パワー	力率
1	ECRH	3 MW	0.142	21 MW	0.85
2	LHRF	20 MW	0.214	94 MW	0.85
3	ICRF	20 MW	0.423	47 MW	0.85

Table 6.2 Heating power and energy

No.	加熱方式	フェイズ(秒)	容量&エネルギー		
			MW	MVA	エネルギー(GJ)
1	ECRH	0 ~ 1	21	25	0.021
2	LHRF	1 ~ 100	94	110	9.306
		100 ~ 120	94	110	1.880
		立下げ期(20秒)	94	110	1.880
3	ICRF	100 ~ 120	47	55	0.940
		立下げ期(20秒)	47	55	0.940

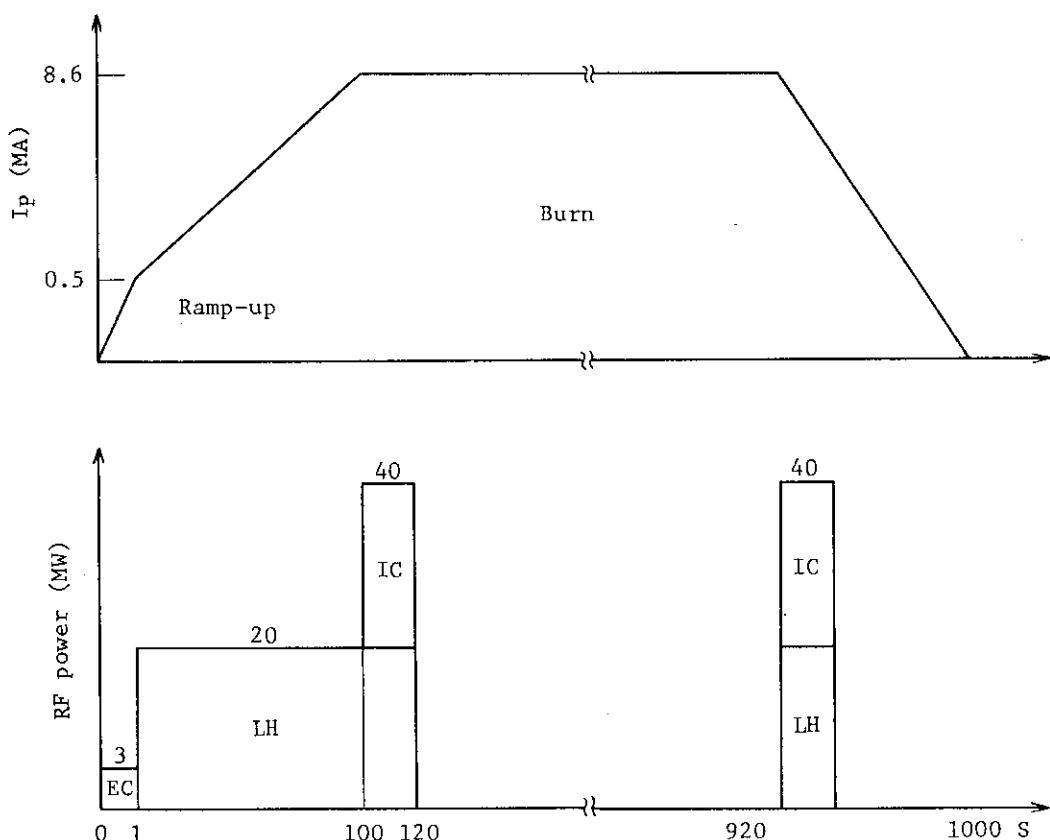


Fig. 6-1 Heating pattern

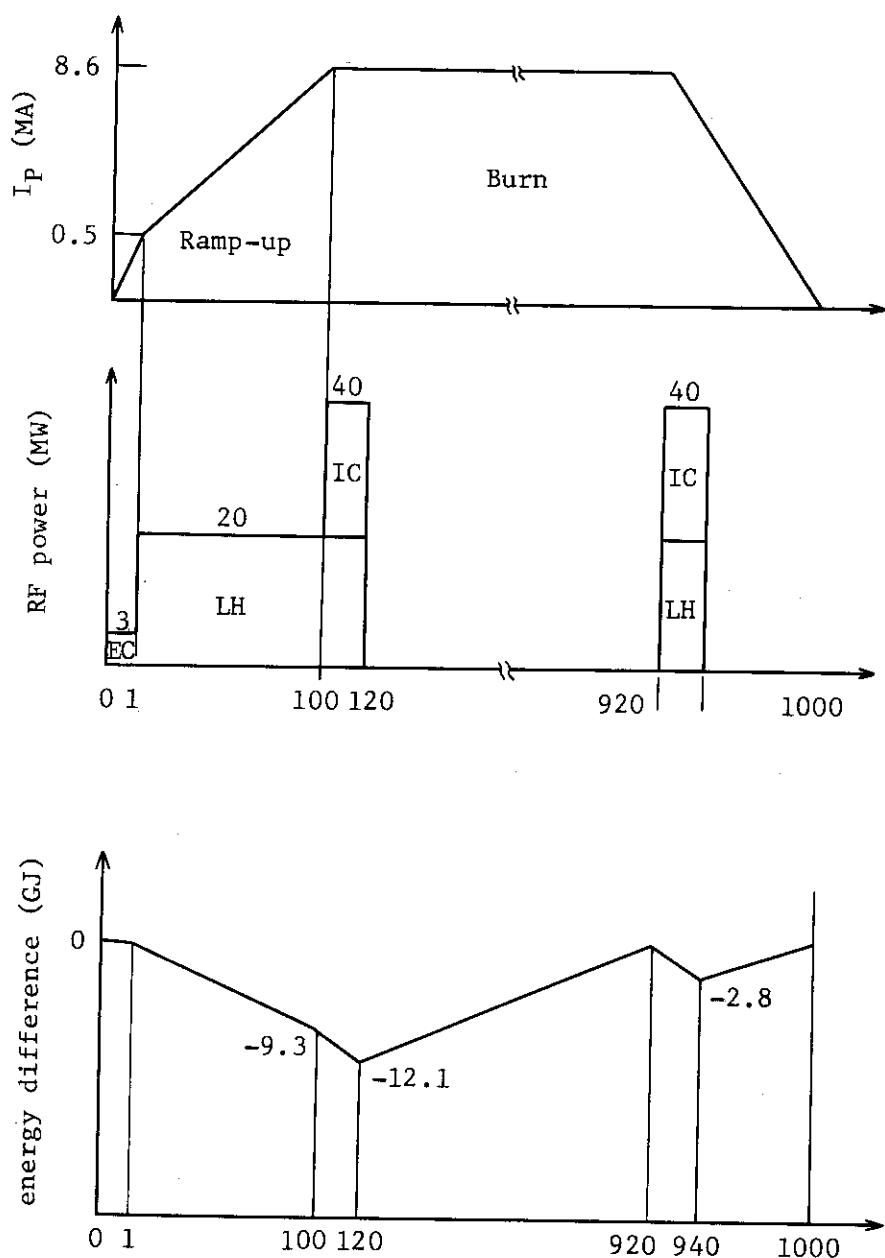


Fig. 6.2 Acceleration pattern

II. 第2の候補炉型における電源システム

1. 概要

序論表1に示される第4のタイプでの電源システムの構成と設備容量算定について、第1部に述べている第2のタイプとの相違に重点を置いて述べる。

ここで採りあげた表1中第4のタイプの炉心パラメータをTable 1-1に示す。プラズマ電流8.4 MA, 燃焼時間100秒に伴なう供給磁束は5 V・sとされている。運転シナリオをFig 1-1に示す。燃焼立上げ時の供給磁束-8 V・sで、燃焼立上げに約13 V・s, 合計約18 V・sを見込んでいる。

ポロイダル磁場コイルは14系統で構成されている。各ポロイダル磁場コイルの分担すべき電流に関する係数をTable 1-2に示す。本炉型においてもポロイダル磁場コイル電源に重点を置いて、設備容量低減と運転シナリオの最適化を基本にしたシステム構成検討を行っている。

電力給電については基本的構成は第1部に述べている第2ケースと同じであるので割愛するが、加熱用電力給電の観点からは低い繰り返し案の運転を前提としている。

Table 1.1 Reactor parameters

Operation mode	pulsive
Current driver	non-inductive
Current drive RF power (MW)	20
Burn time (s)	100
Major/minor radius (m)	3.84/1.02
Plasma elongation	2.0
Field on axis (T)	4.6
Plasma current (MA)	8.37
Total beta (%)	6.28
Ion temperature (keV)	12
Ion density (m^{-3})	1.2×10^{20}
Neutron wall loading (MW/m ²)	1.23
Fusion power (MW)	375
Neutron fluence (MW·y/m ²)	0.3
Impurity control	single null divertor
Heating (MW)	40
Max. toroidal field (T)	12
Number of TF coils	12
Max. poloidal field (T)	12

Table 1.2

	C ₁ (MAT/VS)	C ₂ high (MAT/VS)	C ₂ low (MAT/VS)	ΔI _j (MAT)
1	0.468	0.331	0.923	4.416
2	0.276	1.266	1.214	4.432
3	0.216	1.215	1.098	3.168
4	0.242	1.556	1.393	1.462
5	0.021	0.378	0.573	0.062
6	0.015	-0.198	-0.161	0.186
7	-0.030	-0.904	-1.478	0.037
8	0.333	1.437	1.634	4.404
9	0.281	1.459	1.568	4.617
10	0.226	1.325	1.374	3.415
11	0.281	1.930	1.910	1.040
12	0.177	2.116	2.443	0.245
13	-0.206	-0.706	-0.627	0.123
14	0.141	0.096	0.566	0.029

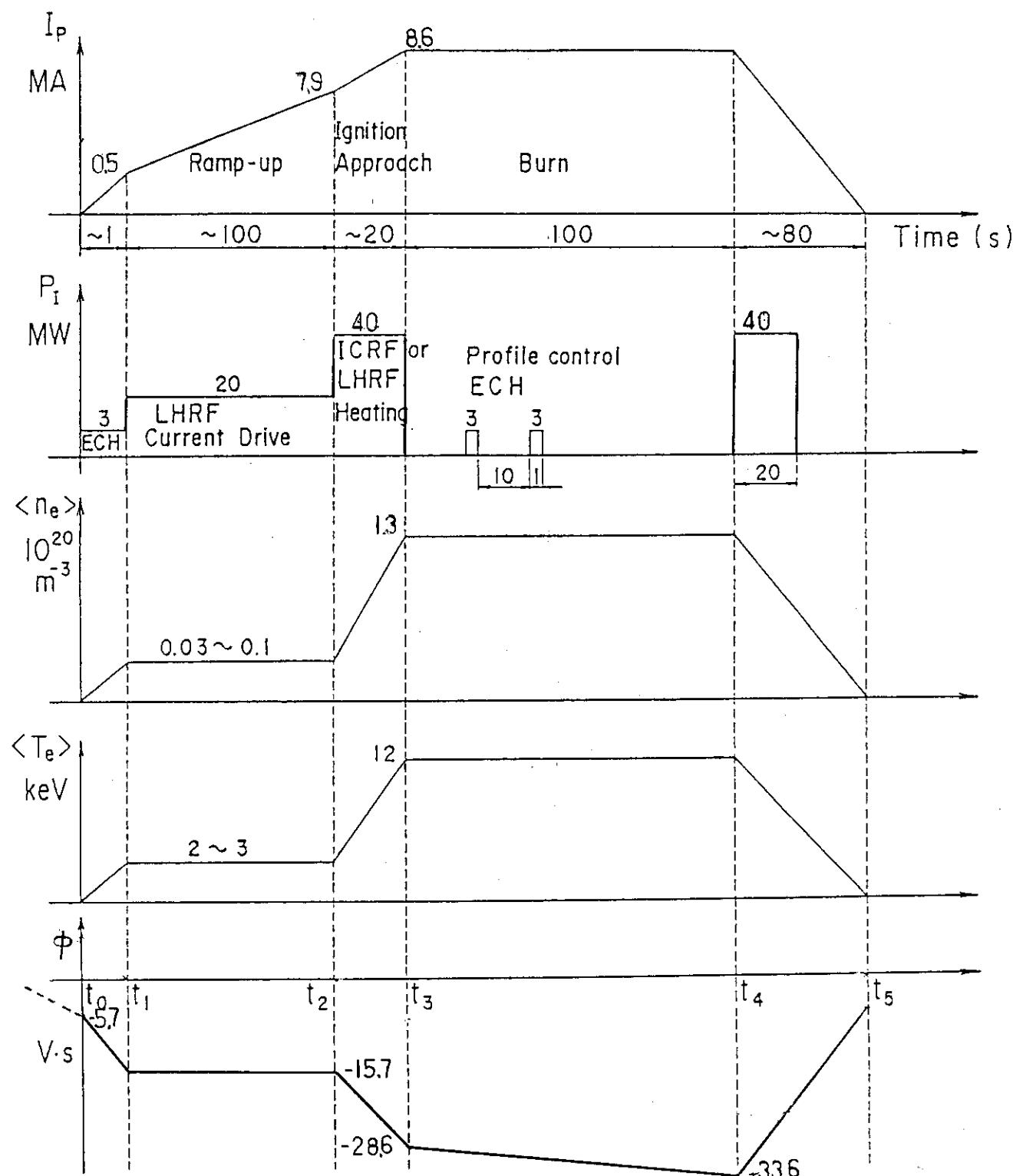


Fig. 1.1 Operation scenario

2. トロイダル磁場コイル電源

2.1 概 要

本炉型の設計においても、クエンチ保護に重点を置いて、電源構成の比較検討と接地方法の検討を行い電源構成の選択概拠を明らかにした。電源設備はサイリスタ変換装置とクエンチ保護装置から構成される。後者は抵抗での熱化方式とし、抵抗の概略評価も試みた。

設計検討の前提条件は、基本的には第1部の場合と同じである。本炉型でのコイル条件をTable 2.1-1に示す。

Table 2.1-1 Electromagnetic Constants of TFC

No.	Items	Constants
1	No. of Coils	12
2	Inductance	20.3 H(total)
3	Maximum Current	30.5 kA
4	Total Energy	9.4 GJ
5	Initial Energizing Time	4 Hrs

2.2 電源構成

2.2.1 電源構成

トロイダル磁場コイルの励磁は、本炉型においても数時間かけて行うので通常運転時は低圧電源となり、比較的少容量で済む。一方、コイルのクエンチ保護を考えると、必要電圧が非常に大きく、そのために電源を用意することは不経済である。従って、クエンチ保護は、しゃ断器と抵抗器の組み合せで行なうものとし、通常運転に必要な電力のみ、サイリスタ変換装置から供給するものとする。

トロイダル磁場コイルの合計インダクタンスは、20.3Hであるので、これを時定数6秒で消磁するために必要な保護抵抗は、 $3.38 \Omega = (\frac{20.3 \text{ H}}{6 \text{ S}})$ となる。一方、トロイダル磁場コイルの定格電流は、30.5 kAであるので、クエンチ保護時の所要電圧は、103 kV ($= 3.38 \Omega \times 30.5 \text{ kA}$)となる。これは、コイルの許容対大地電圧を大幅に越えるので、コイルをグループに分割して各グループごとに保護を行う必要がある。85年度設計では、コイルの許容対大地電圧を正負の極性を考慮して、グループの分割数を4分割としているが、電路の地絡時の電位上昇を考慮して、本年度設計では、分割数を5以上とする。トロイダル磁場コイルの台数は合計12台であるので、コイル2台毎に保護を設ける事となる。

多数のコイル群への給電方式には、個々又は数台のコイルを1台の電源で励磁する独立型と、コイル間に電源を配置し、回路的には直列となる交互配置型とに大別できる。本炉型においても第1部で述べた理由にもとづいて後者を選択する。

交互配置型電源回路においては、Fig. 2.2-1に示す如く、保護用直流しゃ断器とトロイダル磁場コイルとを交互に直列に接続した構成となっている。クエンチ保護用抵抗は、各直流しゃ断器に対してそれぞれ並列に接続される。

クエンチ保護方式としては、全コイルの電流を急速にダンプする方式と、クエンチを発生したコイルの電流のみを急速にダンプし他のコイルの電流は、スローダンプする方式の2つが考えられる。

本炉型でも、第1部での選択根拠から前者を選択することにした。クエンチ発生時はFig. 2.2-1図の直流遮断器は、同時に作動させる必要がある。

この時、回路各部の電位は、クエンチ保護用抵抗の抵抗値をR、コイル電流を I_t として、Fig. 2.2-2に示すようになる。図示の如く、最高と最低の電位差は $R I_t$ となるが、回路各部の対大地間電位は、回路の接地方式により異なることは、第1部で述べた。

Fig. 2.2-1に示す回路の接地方式としては、Fig. 2.2-3に示すように下記の3点を考慮して各抵抗の中点を抵抗接地する方式を選択した。

- ① クエンチ保護用抵抗の中点を各々接地する方式かクエンチ保護用抵抗の片端を接地する方式か。
- ② 直接接地方式とするか抵抗接地方式とするか
- ③ 接地点を1ヶ所のみとするか、多点接地方式とするか。

詳細な根拠は、第1部に述べている。

電源設備は、クエンチ保護時や、クエンチ保護動作中の地絡時に、対大地間電圧が発生するの

で主回路対大地間の絶縁は、これに耐えるものでなくてはならない。

本炉型でのトロイダル磁場コイル電源の構成を Fig. 2.2-5 に示す。

2.2.2 クエンチ保護動作の検討

Table 2.1-1 より、トロイダル磁場コイルの合計インダクタンスは、 20.3 H であるので、これを時定数 6 秒以下で消磁するため必要な抵抗値は、 $3.38\ \Omega$ ($= \frac{20.3\text{ H}}{6\text{ S}}$) となる。電源構成としては、Fig. 2.2-1 の方式とし、6 台の保護抵抗器を使用するので、1 台当りの抵抗値は、 $0.57\ \Omega$ ($= \frac{3.38\ \Omega}{6\text{ 台}}$) とする。クエンチ保護動作により 6 台の直流しゃ断器が動作した場合は、トロイダル磁場コイルの電流が保護抵抗を通って流れるので、抵抗両端間には、 $17.4\text{ kV} = (0.57\ \Omega \times 30.5\text{ kA})$ の電圧が発生する。しかしながら、各保護抵抗は、各々中点を直接接地しているので、両端の対大地電圧は、 $\pm 8.7\text{ kV}$ となり、トロイダル磁場コイルの許容対大地電圧に対し十分余裕がある。但し、この時、サイリスタ変換装置の対大地電圧も $\pm 8.7\text{ kV}$ に上昇している事に注意する必要がある。各保護抵抗のエネルギー容量は、 1574 MJ ($= \frac{1}{2} \times 20.3\text{ H} \times (30.5\text{ kA})^2 \times \frac{1}{6}$) となる。

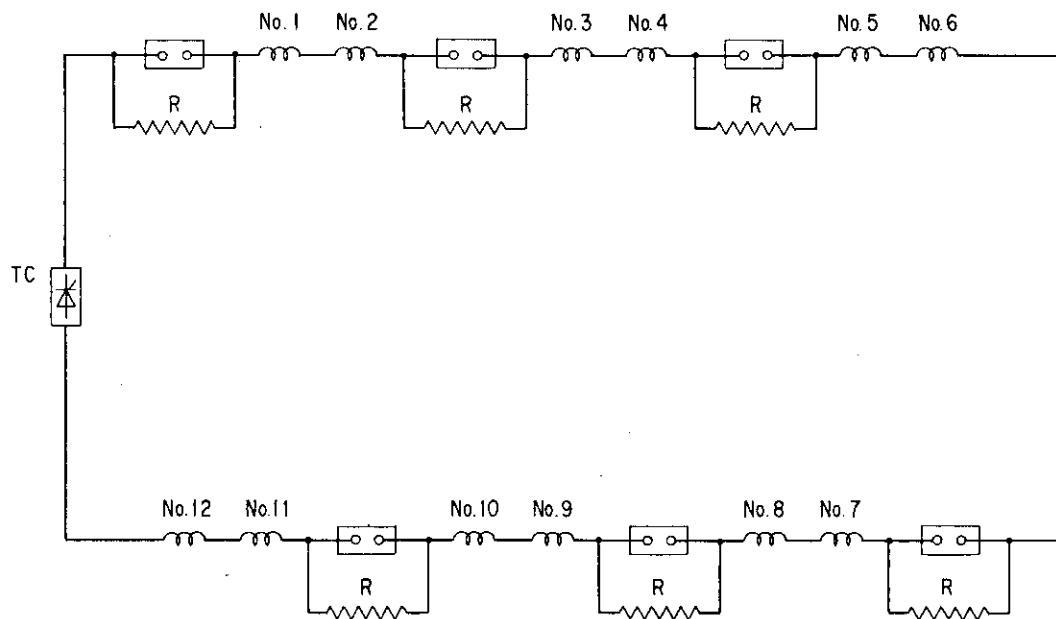


Fig. 2.2-1 Configuration of TFC power supply

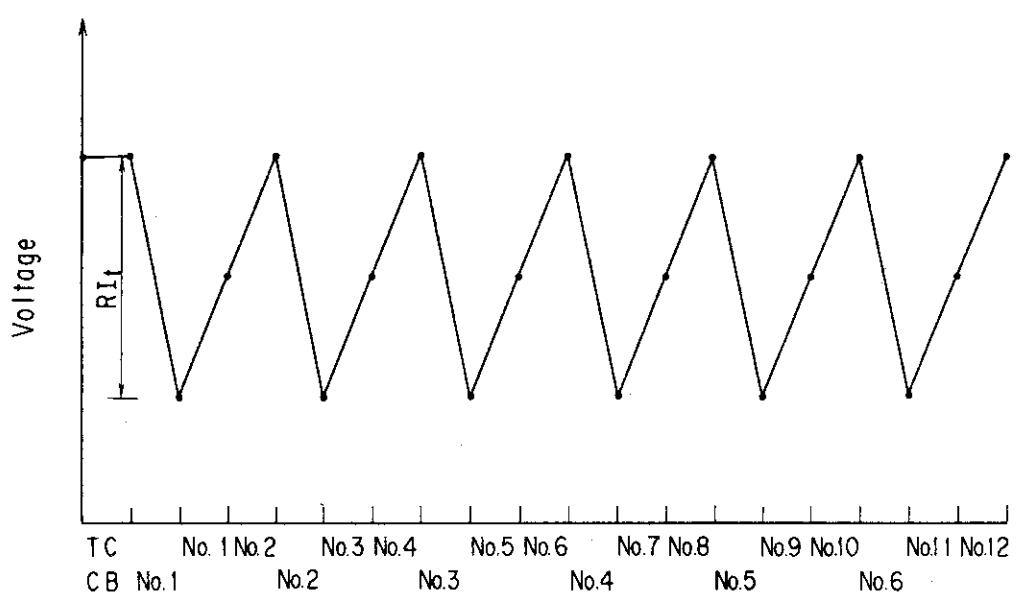
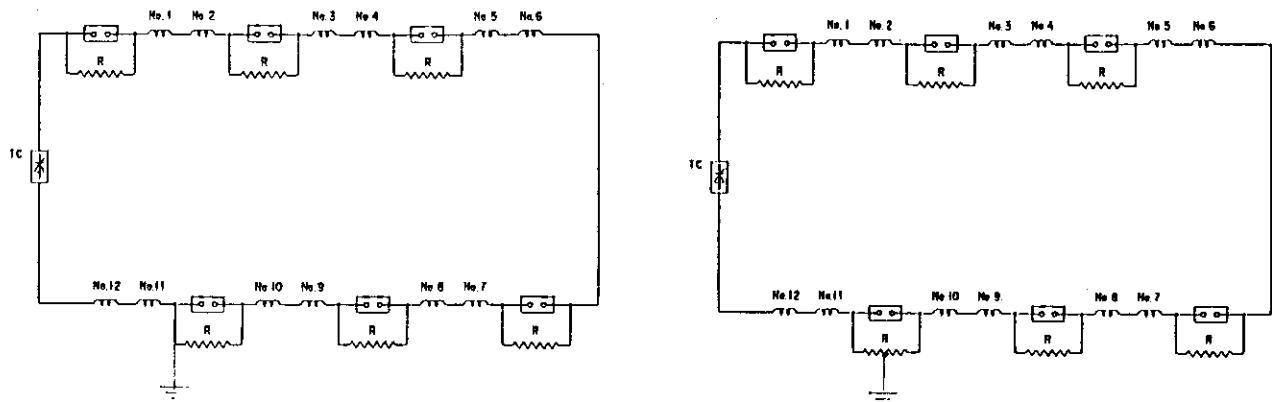
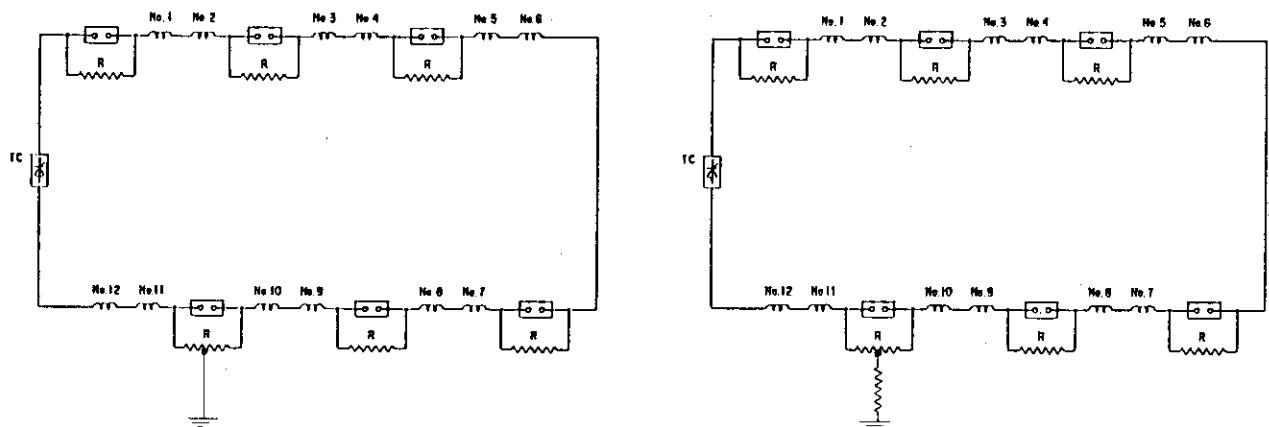


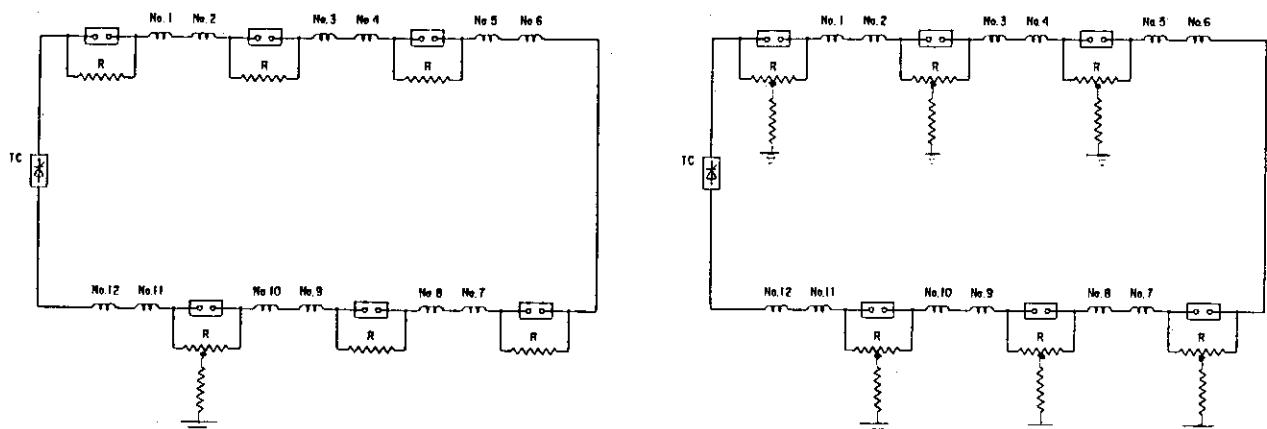
Fig. 2.2-2 Voltage difference in TFC power supply at quench protection



(a) Middle point/one end



(b) Direct/resistive



(c) One point/multi-point

Fig. 2.2-3 Comparisons of grounding scheme

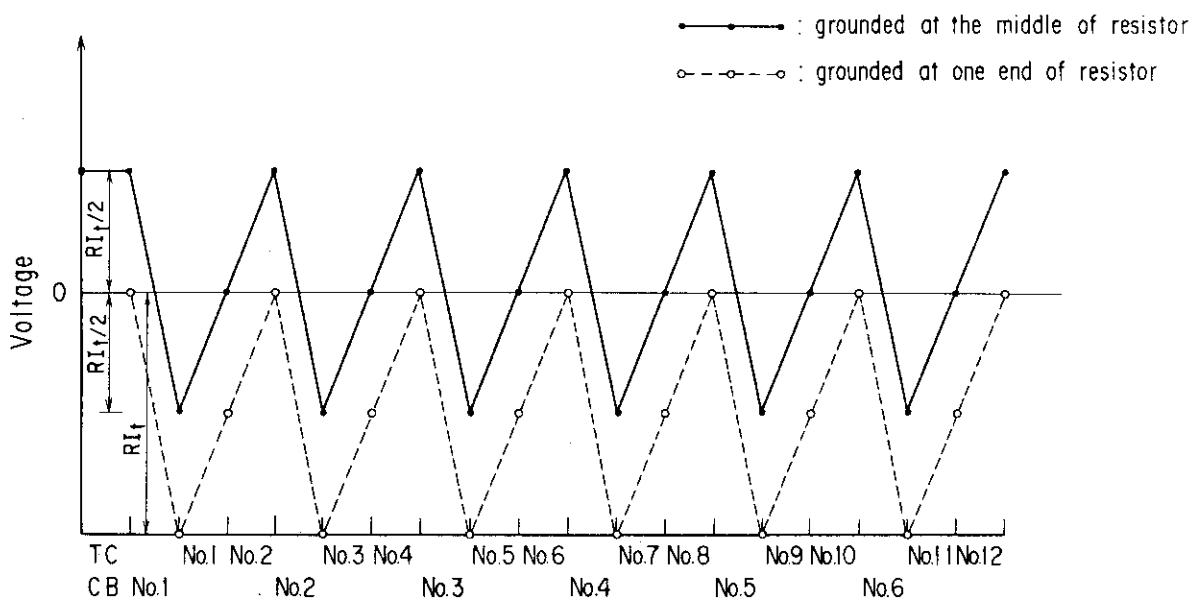


Fig. 2.2-4 Voltage to ground in TFC P.S. at quench protection

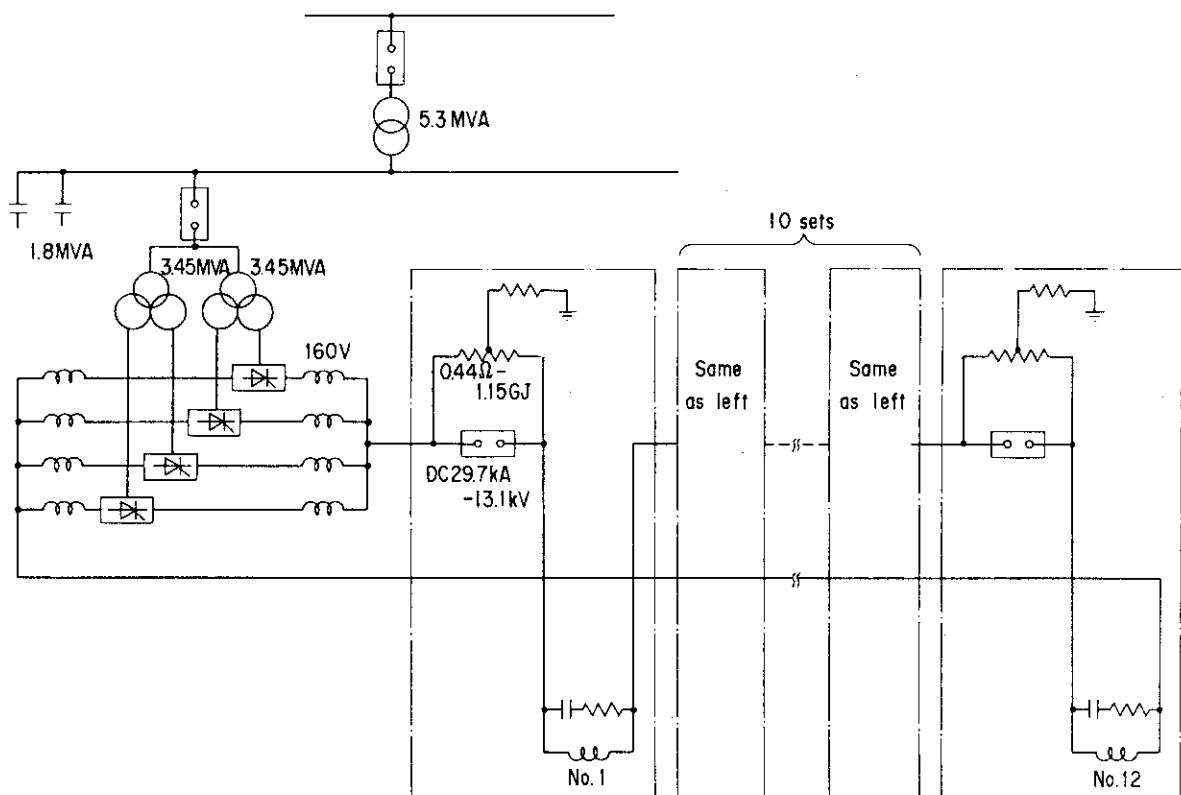


Fig. 2.2-5 One line diagram of TFC power supply

2.3 機器検討

2.3.1 サイリスタ変換装置

サイリスタ変換装置の必要電圧の計算条件は第1編と同じとして計算する。サイリスタ変換装置に必要な直流出力電圧 E_d は、次のようになる。

$$E_d = 20.3 \text{ H} \times \frac{30.5 \times 10^3 \text{ A}}{4\text{Hr} \times 3600\text{S}} + 30.5 \text{ kA} \times 0.23 \text{ m} \varrho \times 6 + 4\text{V} + 10\text{V} = 99.1\text{V}$$

これより、定格直流電圧を 100 V とする。

サイリスタ変換装置は低リップル化のために 24 相整流とし、低圧大電流である事から 4 ブリッジの並列構成とする。

各サイリスタブリッジの定格電流は、ブリッジ間の電流不平衡率 10 % を考慮して、

$$\frac{30.5 \text{ kA}}{4} \times 1.1 = 8.4 \text{ kA}$$

とする。

変換器用変圧器の 2 次電圧も第1部の条件で計算すると次のようになる。

変換器用変圧器の所要 2 次電圧 V_p は

$$V_p = \frac{100 \text{ V}}{1.35 \times (0.9 \cos 20^\circ - \frac{1}{2} \times 0.15)} \\ \approx 96 \text{ V}$$

容量 P_{tr} は、

$$P_{tr} = \sqrt{2} \times 96 \text{ V} \times 8.4 \text{ kA} \times 2 \times \cos 15^\circ \\ \approx 2200 \text{ kVA}$$

となる。

受電用変圧器の容量 P_{TR} は、トロイダル磁場コイル定格電流通電で、サイリスタ変換装置の定格最大電圧 (100 V) 発生時に全力率 90 % として、

$$P_{TR} = \frac{30.5 \text{ kA} \times 100 \text{ V}}{0.9} \approx 3400 \text{ kVA}$$

この時、全変換器用変圧器に必要な皮相容量は、

$$2200 \text{ kVA} \times 2 \times \frac{1}{1.1} \approx 4000 \text{ kVA}$$

であるから、所要進相容量は、

$$\sqrt{(4.0 \text{ MVA})^2 - (3.05 \text{ MW})^2} = \sqrt{(3.4 \text{ MVA})^2 - (3.05 \text{ MW})^2} \\ \approx 1.1 \text{ MVA}$$

となる。

2.3.2 クエンチ保護装置

2.2.2項に示したように、クエンチ保護抵抗としては $0.57 \Omega - 1.6 \text{ G J}$ の抵抗器 6 ユニットが必要である。抵抗体としては、グリッド抵抗器、液体抵抗器等種々のものが考えられるが、第1部で述べた理由でパイプの同軸構造のものを考えた。

これより、例えば $\phi 65 \text{ mm} - 4 \text{ mm t}$ (766 mm^2) の外管と、 $\phi 45 \text{ mm} - 6 \text{ mm t}$ (772 mm^2) の内管から成る同軸抵抗管を 2 並列で使用する事を考えると、必要な長さは、

$$\ell \simeq \frac{0.57}{7 \times 10^{-7}} \times 2 \times \left(\frac{0.772 + 0.766}{2} \right) \times 10^{-3} \simeq 1252$$

となる。即ち、 $0.57 \Omega - 1.6 \text{ G J}$ の抵抗を得るには、上記同軸管 626 mを 2 並列にする必要がある事になる。これに必要なスペースは、同軸管の設置ピッチを 0.3 mとして、約 $4 \text{ m}^W \times 9 \text{ m}^D \times 3 \text{ m}^H$ 程度となる。

本抵抗は特に冷却を行なわないものとする。

直流しゃ断器としては、30.5 kA - 17.4 kV定格のもの 6 台が必要である。

3. ポロイダル磁場コイル電源

3.1 概 要

ポロイダル磁場コイル電源は、プラズマの励起・維持及び制御を行なうための磁場を発生するポロイダル磁場コイルに必要な電力を供給するための電源設備である。負荷であるポロイダル磁場コイルは、数GJのエネルギーを有する超電導コイルシステムである。ポロイダル磁場コイル電源は、これを短時間で制御するため、極めて大容量の電源システムとなる。このため、電源は、多数の大容量サイリスタ変換装置とフライホイール電動発電機から構成されるが、電源システム合理化を行ない、設備容量を低減する事が重要である。

本炉型の設計においても、初期励磁磁束レベルの合理化を行うとともに、直流しゃ断器を使用した高電圧発生装置を用いる事により、電源容量の低減を検討した。ポロイダル磁場コイル電源の仕様は、プラズマの運転シナリオ、制御性能と密接に関係しているので今後、プラズマ及び本体側の設計の進捗に伴い常に見直しを行う必要がある。

3.2 電源設計の前提条件

ポロイダル磁場コイル電源システムの検討を行なうに当っての設計条件を以下に示す。

(1) ポロイダル磁場コイル

負荷となるポロイダル磁場コイルの装置本体断面での配置を、Fig. 3.2-1に示す。これらのコイルのインダクタンスマトリクス（1ターン換算）及びターン数をTable 3.2-1に示す。

各コイルの対大地間電圧の最大値は20 kVとする。また、コイルクエンチ時の消磁の時定数は、6秒以下とする。

電源-ポロイダル磁場間の直流フィーダの亘長は250 mとする。

(2) 基本的な運転パターン

各コイルの基本的通電パターンを決定する装置の運転シナリオをFig. 3.2-2に示す。図において、 $t = t_{-1}$ から $t = 0$ は、コイルの初期励磁期間である。 $t = 0\text{ s}$ から $t = 1\text{ s}$ 迄の期間は、プラズマ生成の為の期間であり、プラズマにワンターン電圧10 Vを1秒間印加する事が要求される。 $t = 1\text{ s}$ から $t = 100\text{ s}$ の期間は、プラズマ電流の立上げ期間であり、高周波電流駆動により、プラズマ電流を立上げる。 $t = 100\text{ s}$ から $t = 120\text{ s}$ は燃焼立上げフェイズであり、プラズマを自己点火領域にもって行く期間である。 $t = 120\text{ s}$ から $t = 220\text{ s}$ は燃焼フェイズである。上記の2つの期間においては、OHコイルの磁束変化によりプラズマ電流駆動を行う必要がある。 $t = 220\text{ s}$ から $t = 320\text{ s}$ 迄は、燃焼立下げ再励磁の期間であり、プラズマの運転を停止するとともに、コイルを再度初期励磁する期間である。

上記の運転を行う為に必要なポロイダル磁場コイル系の供給磁束をFig. 3.2-3に示す。またこの時の各コイルの通電パターン（起磁力）をTable 3.2-2に示す。 $t = 100\text{ s}$, 120 s , 220 s

のそれぞれの時点に於るポロイダル磁場コイル系の供給磁束量は、コイルの許容最大起磁力、プラズマ平衡からの要求、プラズマ電流駆動に必要なOHコイルの磁束変化等から決っており、フレキシビリティは小さい、しかし $t = 0$ から $t = 100$ sの間の磁束については、 $t = 0$ sから $t = 1$ s間の磁束変化 $\Delta\phi = 10 \text{ V} \cdot \text{s}$ を満たせば良く、その値には任意性がある。（従って、Fig. 3.2-3 及び Table 4.2-2 の各値は括弧付で示した。）このような観点から、本検討では $t = 0$ sから $t = 100$ sの間の磁束レベルの設定が電源に与える影響についても考察するものとする。

(3) プラズマのフィードバック制御電圧

ポロイダル磁場コイル電源システムの所要電圧を決定するためには、Table 3.2-2 に示した各コイルの励磁パターンを実現するために必要な電圧（以下プレプロ制御電圧と称する）の外に、プラズマ条件、コイル電流の変動を補正するための電圧（以下フィードバック制御電圧と称する）が必要である。従って、フィードバック制御電圧を決定する事は、ポロイダル磁場コイル電源システム設計上の重要な点であるが、一方、プラズマ制御特性に基づきこれを決定する事は、現段階では困難な作業である。

このため、本年度の検討においては、第1部と同一の設計条件を用いる事とした。即ち、プラズマ燃焼フェーズにおいて、下記3項の制御を行う事が可能な電圧を電源に持たせることとした。

- ① OH磁束を $1 \text{ V} \cdot \text{s}/\text{s}$ にて変化させる事
- ② 垂直磁場成分を $100 \text{ Gauss}/\text{s}$ にて変化させる事
- ③ 水平磁場成分を $100 \text{ Gauss}/\text{s}$ にて変化させる事

Table 3.2-1 Inductance matrix

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	Plasma
1	7.519														
2	0.322	1.044													
3	0.125	0.294	1.459												
4	0.191	0.207	0.681	3.835											
5	0.338	0.209	0.431	2.185	9.545										
6	0.510	0.145	0.214	0.856	2.993	32.141									
7	0.574	0.088	0.109	0.385	1.229	6.452	37.377								
8	0.322	0.003	0.003	0.007	0.018	0.058	0.119	1.045							
9	0.091	0.002	0.002	0.005	0.014	0.047	0.111	0.234	1.044						
10	0.053	0.002	0.002	0.005	0.015	0.056	0.145	0.074	0.294	1.459					
11	0.105	0.005	0.005	0.016	0.047	0.188	0.526	0.093	0.207	0.681	3.835				
12	0.222	0.014	0.015	0.047	0.139	0.584	1.717	0.135	0.209	0.431	2.185	9.545			
13	0.388	0.034	0.039	0.129	0.391	1.769	5.731	0.148	0.173	0.273	1.129	4.146	23.243		
14	0.502	0.057	0.067	0.224	0.695	3.304	12.055	0.144	0.149	0.210	0.803	2.739	10.448	32.141	
Plasma	1.166	0.147	0.147	0.415	1.103	2.801	3.420	0.144	0.100	0.098	0.219	0.757	1.777	2.679	1.213
No. of Turn	208	208	168	224	120	48	288	208	182	176	280	374	64	42	1

Table 3.2-2 Required ampere turn of coil
($\phi_{t=0} = -5.6 \text{ V}\cdot\text{s}$)

(Unit = MAT)

TIME (sec)	0	1	100	120	220	320
Coil Current	1	(-2.93)	(-7.18)	-4.75	-5.65	-8.00
	2	(0.10)	(-3.70)	5.63	2.28	0.89
	3	(-0.22)	(-2.78)	6.17	3.02	1.93
	4	(-2.34)	(-3.02)	8.44	4.74	3.53
	5	(-0.27)	(-0.14)	2.64	4.19	4.09
	6	(-0.04)	(-0.33)	-1.78	-1.76	-1.84
	7	(0.51)	(0.01)	-6.63	-11.51	-11.36
	8	(-0.83)	(-4.51)	6.09	4.15	2.49
	9	(0.21)	(-3.68)	7.06	5.09	3.68
	10	(-0.13)	(-2.89)	6.88	5.04	3.91
	11	(-3.37)	(-3.45)	10.77	7.96	6.55
	12	(-2.54)	(-1.72)	13.88	10.40	14.50
	13	(3.35)	(2.88)	-2.31	0.64	1.67
	14	(-2.18)	(-2.17)	-1.46	0.76	0.06
Plasma Current	0.00	0.50	7.87	8.37	8.37	0.00

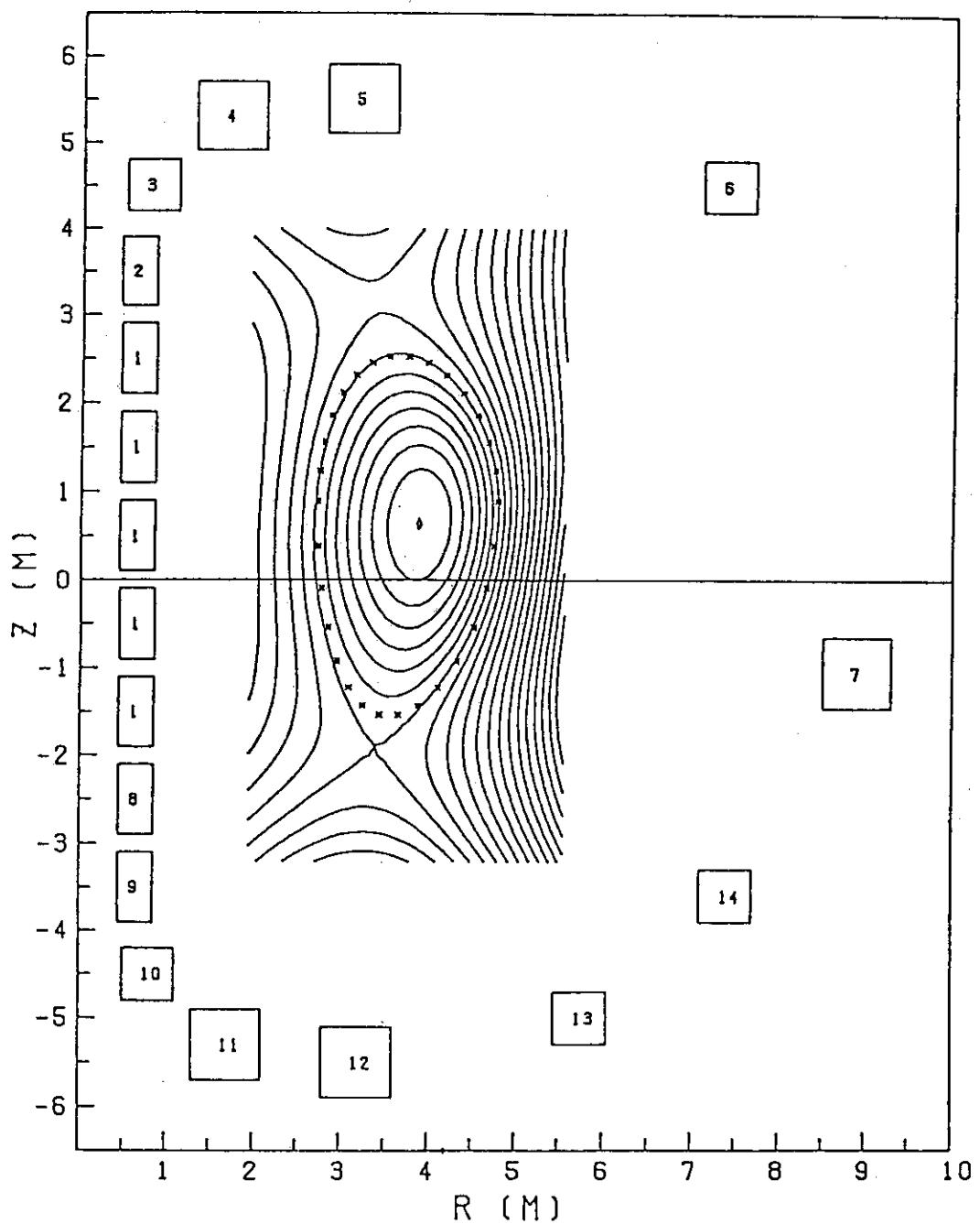


Fig. 3.2-1 PF coil system layout

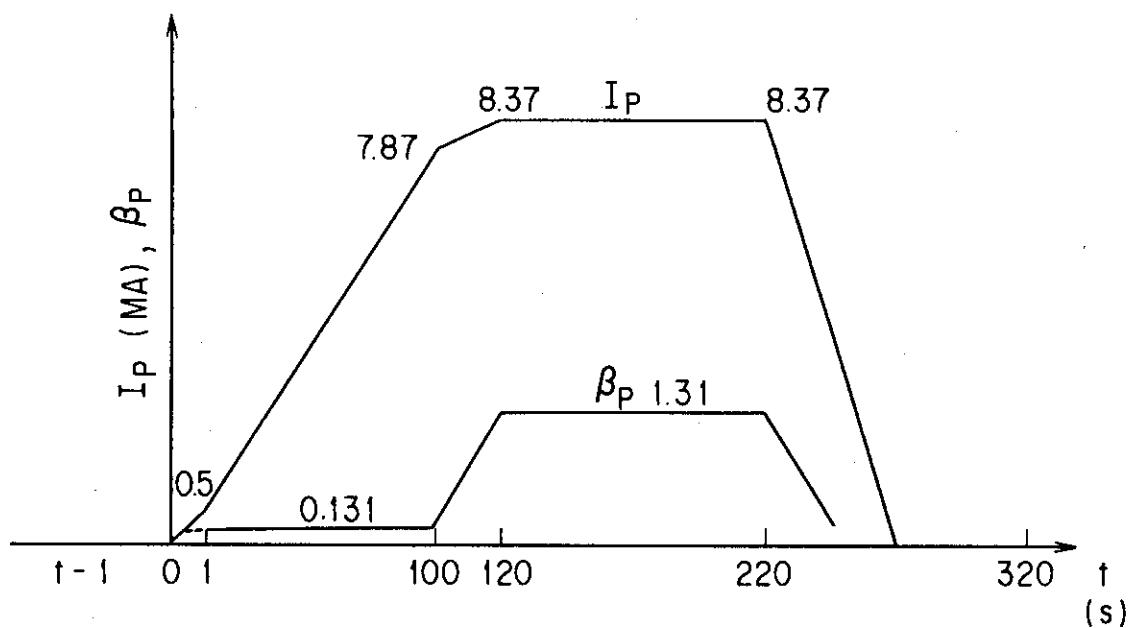


Fig. 3.2-2 Plasma operation

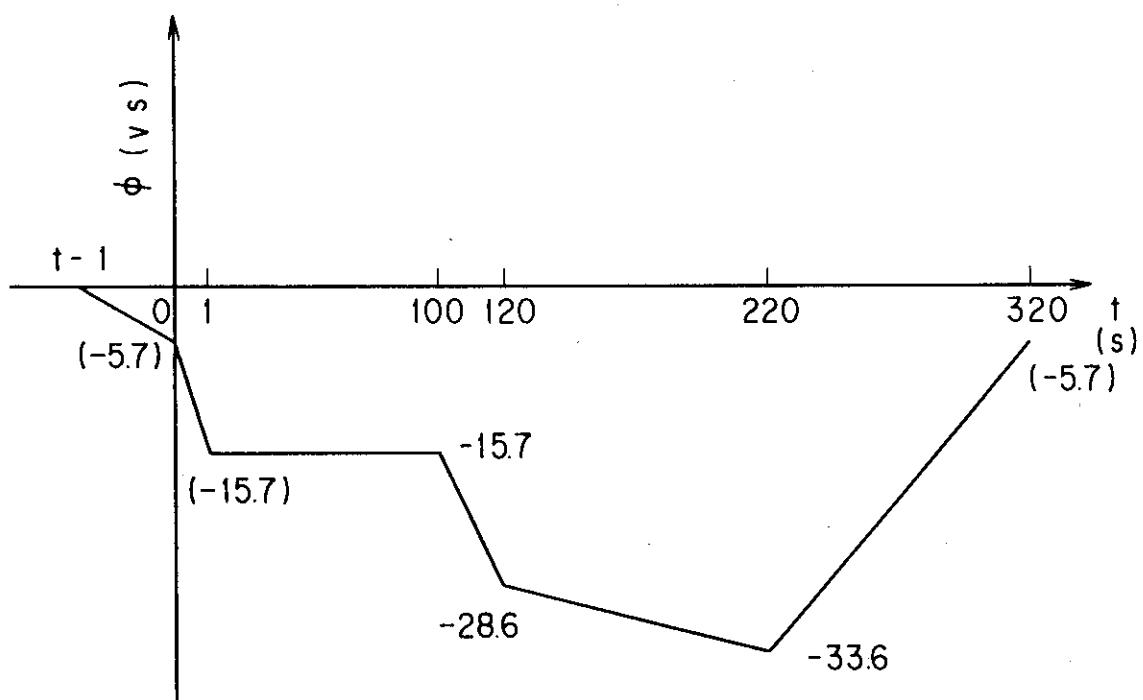


Fig. 3.2-3 Poloidal flux operation pattern

3.3 電源構成と機器検討

3.3.1 電源の基本構成

ポロイダル磁場コイル電源に要求される機能としては、

① ポロイダル磁場コイルに所定の電流を流す事により、プラズマ電流、プラズマの位置形状を制御する。

② ポロイダル磁場コイルのクエンチ時にコイル保護を行なう

の2点が挙げられる。また、これらの機能とともに、プラズマディスラプション等に起因するサージ電圧、電流に対しても十分考慮しておく必要がある。

コイル電源としては、大容量の電源となる事、応答としては、それ程高速なものが要求されない事から、従来より実績のあるサイリスタ変換装置を用いる事とする。サイリスタ変換装置に電力を供給する交流電力源としては、所要電力及びその変動が大である事から、商用系統からの直接受電は不可能であるので、フライホイール付電動発電機を用いるものとする。

クエンチ保護としては、コイルクエンチ時には、急速にコイル電流を減衰させるため、かなり大きな電圧をコイル端に印加する必要があるが、これをサイリスタ変換装置で行なう事は、変換装置の容量を過大に大きくする事になり、不経済であるので、トロイダル磁場コイルと同様に、直流しゃ断器とエネルギー吸収用の抵抗器を組合せて行う方式とする。

ポロイダル磁場コイル電源全体構成をFig.3.3-1に示す。

以下本図に至るまでの検討を述べる。

3.3.2 電源システムの検討

(1) 運転パターンの検討

3.2節(2)項に述べた如く、ポロイダル磁場コイル電源の運転パターンには、 $t = 0$ から $t = 100\text{ s}$ の期間について任意性があるので、その決め方について、以下に検討する。

Table 3.2-2に示したコイル励磁パターンに必要な各コイルの電流パターンをTable 3.3-1に示す。一方 $t = 0$ におけるポロイダル磁場コイル系の供給磁束を、中心部ソレノイドコイル(No.1)の起磁力から許容される最大値 $+ 10 \text{ V} \cdot \text{s}$ とした場合の、各コイルの電流パターンをTable 3.3-2に示す。

Table 3.3-3及びTable 3.3-4に上記2ケースの電流パターンと、Table 3.2-1に示すポロイダル磁場コイルのインダクタンスマトリクスより求まるコイル所要電圧パターン(プレプロ制御電圧)をそれぞれ示す。条件より明らかのように、 $t = 100\text{ s}$ から $t = 220\text{ s}$ の間では、どちらのケースも電圧パターンは同一となる。

以上より、プレプロ制御に必要なポロイダル磁場コイル電源容量を求めた結果をTable 3.3-5及びTable 3.3-6にそれぞれ示す。但し、ここでは、直流フィーダーで消費される電力及び両極性電源における循環電流制御に必要な容量は考慮していない。Tableより、所要容量の総和は、 $\phi_{t=0} = -5.6 \text{ V} \cdot \text{s}$ のケースで 1186.1 MW であり一方、 $\phi_{t=0} = 10 \text{ V} \cdot \text{s}$ のケースでは、 1266.5 MW である。このように所要電源容量の総和では、両ケースに大きな差は認められないが、 $\phi_{t=0} = -5.6 \text{ V} \cdot \text{s}$ のケースでは、大部分の電源が両極性電源であるので、サイリスタ変換装置

の総容量は、約 1300 MW 程度になる事が考えられる事、また、 $\phi_{t=0} = -5.6 \text{ V} \cdot \text{s}$ のケースでは、容量が大となる No.1 コイル電源において、 $t = 0 \text{ s} \sim 1 \text{ s}$ 間の電圧と電流が共に負であるために、直流しゃ断システムを導入する事が不可能であるが、 $\phi_{t=0} = 10 \text{ V} \cdot \text{s}$ のケースでは、 $t = 0 \sim 1 \text{ s}$ の間 No.1 コイルの電流が正領域にあるので、直流しゃ断による高圧発生装置を導入する事が可能となるので、サイリスタ変換装置の総容量は、約 1000 MW 程度とする事が出来る事を考慮すると、 $\phi_{t=0} = 10 \text{ V} \cdot \text{s}$ のケースの方が、より合理的な設計であると言う事が出来る。また、 $\phi_{t=0} = 10 \text{ V} \cdot \text{s}$ のケースでは、 I_p 立ち上げ時の磁束のマージンが 15.6 V · s 得られるので、高周波電流駆動に対するバックアップとしての効果も持つ。

以上の検討結果より、以後の設計検討は、 $\phi_{t=0} = 10 \text{ V} \cdot \text{s}$ のケースについて進めるものとした。

(2) サイリスタ変換装置所要電圧の詳細検討

本項では、直流しゃ断器を用いた高電圧発生装置の使用と、フィードバック制御電圧を考慮したサイリスタ変換装置の所要電圧について検討する。

Table 3.3 - 6 より、直流しゃ断器を用いた高電圧発生装置を使用する事により、合理化が期待出来る電源は No.1 コイル用電源である。

今、コイル電源が $t = 0 \text{ s}$ において I_0 、 $t = 1 \text{ s}$ において I_1 であり、この間、コイル端電圧を一定値 V_0 に制御するとする。これを、直流しゃ断器と抵抗器を用いた高電圧発生装置を利用して実現するには、抵抗器の抵抗値を R (一定) とすると、直流しゃ断により抵抗器両端に発生する電圧は $t = 0$ では $I_0 R$ 、 $t = 1 \text{ s}$ では $I_1 R$ と変化するので、サイリスタ変換装置による補正を考慮する必要がある。この時、サイリスタ変換装置の所要容量を最小とするには、 $R = 2V_0 / (I_0 + I_1)$ とし、サイリスタ変換装置による補正電圧を $\pm V_0 (I_0 - I_1) / (I_0 + I_1)$ とすれば良い。No.1 コイルでは、 $I_0 = 32.25 \text{ kA}$ 、 $I_1 = 12.02 \text{ kA}$ であり $V_0 = 7333 \text{ V}$ があるので、 $R = 0.331 \Omega$ とすれば良く、この時、必要な補正電圧は、 $\pm 3350 \text{ V}$ である。尚、この時、抵抗器の発熱は 174 MJ である。

No.1 コイル以外のコイルについては、Table 3.3 - 4 に示す電圧を全てサイリスタ変換装置で供給する必要がある。

以上は、プレプロ制御に必要な電圧であるが、燃焼フェーズである $t = 120 \text{ s}$ から $t = 220 \text{ s}$ の間では、3.2-(3)項に記したフィードバック制御のための電圧も考慮する必要がある（上記時間外での制御は電源容量内で行うものとする）。結果を Table 3.3 - 7 に示す。表中、OH Comp., BV Comp., BR Comp. は、それぞれ、OH 磁束を $1 \text{ Vs} / \text{s}$ にて変化させる場合、垂直磁場成分を $100 \text{ Gauss} / \text{S}$ で変化させる場合、水平磁場成分を $100 \text{ Gauss} / \text{S}$ で変化させる場合に必要な各コイルの電圧を示している。

以上の結果より、各運転フェーズにおいて、各コイル電源のサイリスタ変換装置が出力しなくてはならない電圧をまとめると、Table 3.3 - 8 の如くなる。

(3) クエンチ保護

ポロイダル磁場コイルについても、トロイダル磁場コイルと同様に直流しゃ断器とエネルギー吸収用の抵抗器を組合せてクエンチ保護を行う方式とする。また、クエンチ保護時には、ポロイダル磁場コイルの電流を同時にダンプする方式とする。ここで、ポロイダル磁場コイルがトロイ

ダル磁場コイルと異なる点は、

- ① 各ポロイダル磁場コイルの自己及び相互インダクタンスに対称性がない。
- ② クエンチ発生時に各ポロイダル磁場コイルに流れている電流は、各ポロイダル磁場コイル毎及び各運転フェーズによって異なる。
- ③ 各ポロイダル磁場コイルは、プラズマと電磁結合を有しており、その電流値により、プラズマを直接制御している。

クエンチ保護回路の基本構成を、Fig. 3.3-2 に示す。ポロイダル磁場コイル電源では、トロイダル磁場コイル電源と異なり、変換装置の電圧定格が比較的大きいので、Fig. 3.3-2 に示す如く、変換装置と保護用抵抗器を直列接続とし、クエンチ保護時に変換装置をインバータ運転する事により、保護用抵抗器の発熱容量を低減する事が可能である。

保護用抵抗器の抵抗値 R は、変換装置のインバータ出力を V_{INV} とし、ポロイダル磁場コイルの最大電流を I_{max} とすれば、ポロイダル磁場コイル最大電流通電時にクエンチ保護を行った場合においても、ポロイダル磁場コイルの端子間電圧が許容最大値 20 kV を超えない事を条件として、以下のように求められる。

$$R = \frac{(20 - V_{INV}) (kV)}{I_{max} (kA)} \quad (\Omega)$$

この時、実際のポロイダル磁場コイル電流の変化は、各コイル間に相互誘導が存在するため、下式に従つたものとなる。

$$\begin{pmatrix} R_1 & O & \dots & O \\ O & R_2 & & \\ \vdots & & R_3 & O \\ O & \dots & O & R_{14} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{14} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{INV1} \\ V_{INV2} \\ \vdots \\ V_{INV14} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11} M_{12} & & M_{1,14} \\ M_{21} L_{22} & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots \\ M_{14,1} & \dots & L_{14,14} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{14} \end{pmatrix}$$

各保護用抵抗器の発熱は、上式に基く電流パターンより求めなくてはならないが、ここでは、各抵抗器の発熱容量の和がポロイダル磁場コイル系に蓄えられた全磁気エネルギーに等しいものと仮定して、その概略を検討する。

前節の検討結果より、ポロイダル磁場コイル系に蓄えられる全磁気エネルギーの最大値は、約 4 GJ である。抵抗器としては、トロイダル磁場コイル電源と同様に SUS パイプの同軸構造のものを考えると、ポロイダル磁場コイル電源用抵抗器は、その容量において、前章にて検討したトロイダル磁場コイル電源用抵抗器 0.57 Ω - 1.6 GJ ユニットの約 2.5 倍となるので、設置スペースにおいて、約 $10 m^W \times 9 m^D \times 3 m^H$ 程度のものになると考えられる。

Table 3.3-1 Required current of coil
 $(\phi_{t=0} = -5.6 \text{ V}\cdot\text{s})$

(Unit = KA)

TIME (sec)	0	1	100	120	220	320
Coil Current	1	-14.09	-34.52	-22.84	-27.16	-38.46
	2	0.48	-17.79	27.07	10.96	4.28
	3	-1.31	-16.55	36.73	17.98	11.49
	4	-10.45	-13.48	37.68	21.16	15.76
	5	-2.25	-2.25	22.00	34.92	34.08
	6	-0.83	-6.88	-37.08	-36.67	-38.33
	7	1.77	0.03	-23.02	-39.97	-39.44
	8	-3.99	-21.68	29.28	19.95	11.97
	9	1.15	-20.22	38.79	27.97	20.22
	10	-0.74	-16.42	39.09	28.64	22.22
	11	-12.04	-12.32	38.46	28.43	23.39
	12	-6.79	-4.60	37.11	27.81	38.77
	13	52.34	45.00	-36.09	10.00	26.09
	14	-51.90	-51.67	-34.76	18.10	1.43
Plasma Current	0.	500.	7870.	8370.	8370.	0.

Table 3.3-2 Required current of coil
 $(\phi_{t=0} = 10 \text{ V}\cdot\text{s})$

(Unit = KA)

TIME (sec)	0	1	100	120	220	320
Coil Current	1	32.50	12.02	-22.84	-27.16	-38.46
	2	27.93	9.66	27.07	10.96	4.28
	3	25.30	10.06	36.73	17.98	11.49
	4	11.52	8.48	37.68	21.16	15.76
	5	1.33	2.42	22.00	34.92	34.08
	6	5.42	-0.42	-37.08	-36.67	-38.33
	7	-0.38	-2.08	-23.02	-39.97	-39.44
	8	29.13	11.44	29.28	19.95	11.97
	9	33.08	11.70	38.79	27.97	20.22
	10	25.80	10.17	39.09	28.64	22.22
	11	8.71	8.46	38.46	28.43	23.39
	12	3.02	5.21	37.11	27.81	38.77
	13	-14.22	-21.56	-36.09	10.00	26.09
	14	17.38	17.86	-34.76	18.10	1.43
Plasma Current	0.	500.	7870.	8370.	8370.	0.

Table 3.3-3 Required voltage of coil
($\phi_{t=0} = -5.6 \text{ V}\cdot\text{s}$)

(Unit = V)

TIME (sec)	0	1	100	120	220	320
Coil Voltage	1	-7356.	79.	-108.	-38.	55.
	2	-1299.	35.	-56.	-6.	-5.
	3	-985.	43.	-66.	-5.	-14.
	4	-1341.	132.	-166.	-14.	-70.
	5	-571.	67.	6.	-6.	-56.
	6	-754.	-19.	-48.	-2.	38.
	7	-7076.	-595.	-2099.	18.	1061.
	8	-1477.	38.	-35.	-5.	-11.
	9	-1138.	41.	-37.	-3.	-19.
	10	-986.	59.	-55.	-2.	-35.
	11	-783.	261.	-247.	8.	-208.
	12	536.	617.	-575.	138.	-640.
	13	-896.	-32.	146.	20.	-8.
	14	-522.	-13.	66.	-1.	6.

(not-include resistive)

Table 3.3-4 Required voltage of coil
($\phi_{t=0} = 10 \text{ V}\cdot\text{s}$)

(Unit = V)

TIME (sec)	0	1	100	120	220	320
Coil Voltage	1	-7333.	-89.	-108.	-38.	221.
	2	-1307.	11.	-56.	-6.	20.
	3	-999.	21.	-66.	-5.	8.
	4	-1440.	73.	-166.	-14.	-11.
	5	-803.	42.	6.	-6.	-29.
	6	-754.	-31.	-48.	-2.	49.
	7	-6964.	-624.	-2099.	18.	1090.
	8	-1314.	11.	-35.	-5.	14.
	9	-1105.	20.	-37.	-3.	1.
	10	-973.	33.	-55.	-2.	-10.
	11	-750.	165.	-247.	8.	-115.
	12	591.	451.	-575.	138.	-476.
	13	-882.	-5.	146.	20.	-34.
	14	-503.	-41.	66.	-1.	34.

(not-include resistive)

Table 3.3-5 Required capacity of converter
($\phi_{t=0} = -5.6 \text{ V}\cdot\text{s}$)

Coil No.	Maximum Current of a Coil (kA)		Maximum Voltage of a Coil (kV)	Required Capacity (MW)	
	Forward	Reverse		Forward	Reverse
1	---	38.4	7.356	---	282.5
2	27.1	17.8	1.299	35.2	23.1
3	36.7	16.5	0.985	36.1	16.2
4	37.7	13.5	1.341	50.6	18.1
5	34.9	2.3	0.571	19.9	1.3
6	---	38.3	0.746	---	28.6
7	1.8	40.0	7.076	12.7	283.0
8	29.3	21.7	1.477	43.3	32.1
9	38.8	20.2	1.138	44.1	23.0
10	39.1	16.4	0.986	38.6	16.2
11	38.5	12.3	0.783	30.1	9.6
12	52.3	6.8	0.575	22.3	3.9
13	26.1	36.1	0.895	46.8	32.3
14	18.1	51.9	0.522	9.4	27.1

Table 3.3-6 Required capacity of converter
($\phi_{t=0} = 10 \text{ V}\cdot\text{s}$)

Coil No.	Maximum Current of a Coil (kA)		Maximum Voltage of a Coil (kV)	Required Capacity (MW)	
	Forward	Reverse		Forward	Reverse
1	32.5	38.4	7.333	238.3	281.6
2	27.9	---	1.307	36.5	---
3	36.7	---	0.999	36.7	---
4	37.7	---	1.440	54.3	---
5	34.9	---	0.804	28.1	---
6	5.4	38.3	0.754	4.1	28.9
7	---	40.0	6.964	---	278.6
8	29.3	---	1.314	38.5	---
9	38.8	---	1.105	42.9	---
10	39.1	---	0.973	38.0	---
11	38.5	---	0.750	28.9	---
12	37.1	---	1.281	49.7	---
13	26.1	36.1	0.882	23.0	31.8
14	18.1	34.8	0.503	9.1	17.5

Table 3.3-7 Estimated voltage of coil

(Unit = V)

Coil No.	OH Comp.	BV Comp.	BR Comp.	$\sum IV_{nl}$ (V/Turn)	Voltage for Plasma Control		
					Control Component	Pre-programming Component	Total
1	3.852	1.821	0.137	5.810	1242.	38.	1280.
2	0.887	0.499	0.424	1.810	377.	6.	383.
3	0.436	0.196	0.377	1.009	170.	5.	175.
4	0.661	0.125	0.835	1.621	363.	14.	377.
5	1.286	0.337	2.425	4.048	485.	6.	491.
6	1.083	1.850	2.651	5.584	268.	2.	270.
7	1.328	3.049	0.681	5.058	1457.	18.	1475.
8	0.993	0.450	0.545	1.988	414.	5.	419.
9	0.782	0.237	0.847	1.866	340.	3.	343.
10	0.471	0.093	0.625	1.189	209.	2.	211.
11	0.411	0.043	0.634	1.088	305.	8.	313.
12	1.012	0.155	1.889	3.056	1144.	138.	1282.
13	0.863	0.532	1.898	3.293	211.	20.	231.
14	0.924	1.159	1.994	4.077	171.	1.	172.

Table 3.3-8 Required voltage of converter
($\phi_{t=0} = 10 \text{ V}\cdot\text{s}$)

(Unit = V)

TIME (sec)		0	1	100	120	220	320
Coil Voltage	1	+3350.	-89.	-108.	+1280.	221.	
	2	-1307.	11.	-56.	+383.	20.	
	3	-999.	21.	-66.	+175.	8.	
	4	-1440.	73.	-166.	+377.	-11.	
	5	-803.	42.	6.	+491.	-29.	
	6	-754.	-31.	-48.	+270.	49.	
	7	-6964.	-624.	-2099.	+1475.	1090.	
	8	-1314.	11.	-35.	+419.	14.	
	9	-1105.	20.	-37.	+343.	1.	
	10	-973.	33.	-55.	+211.	-10.	
	11	-750.	165.	-247.	+313.	-115.	
	12	591.	451.	-575.	+1282.	-476.	
	13	-882.	-5.	146.	+231.	-34.	
	14	-503.	-41.	66.	+172.	34.	

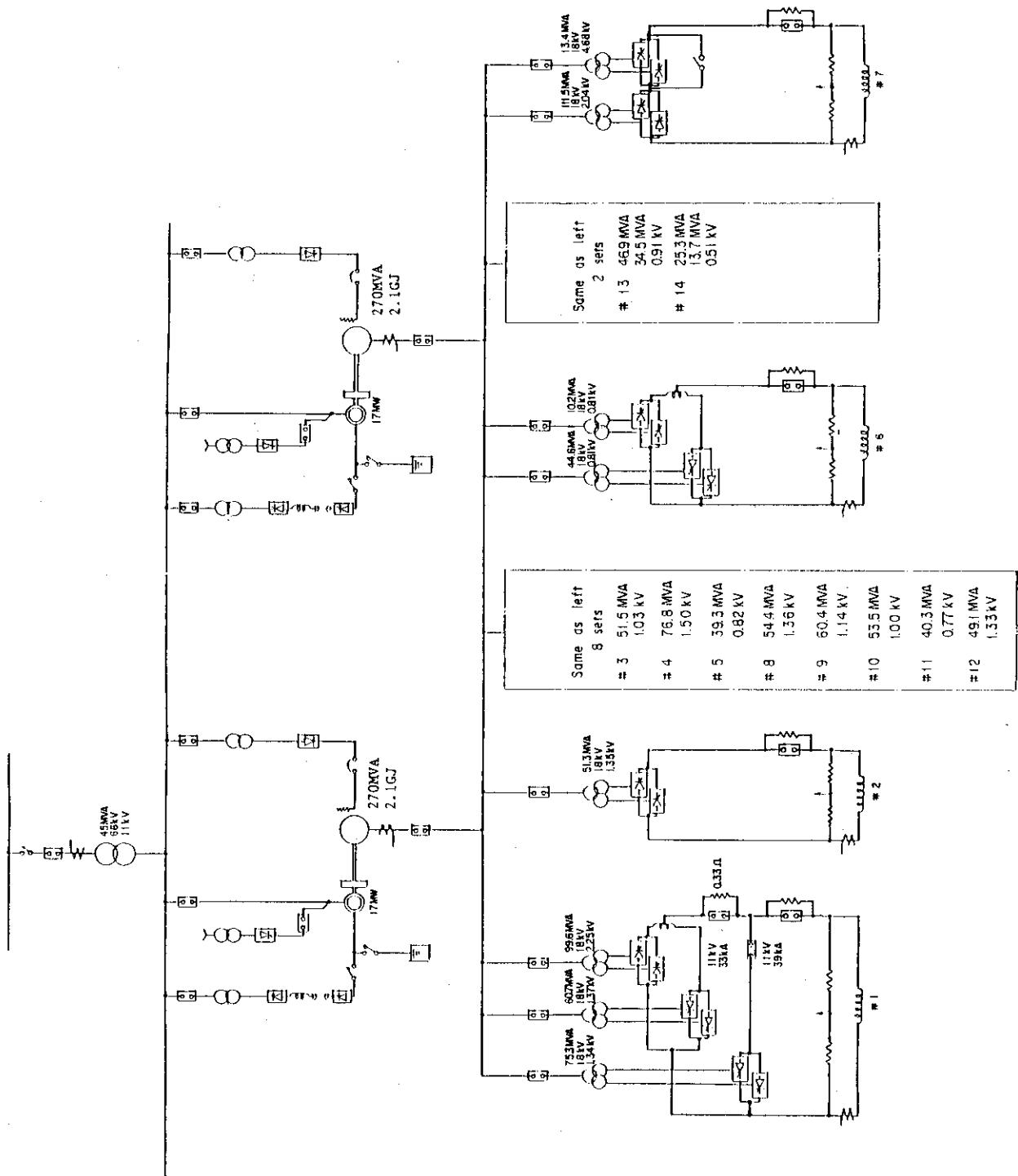


Fig. 3.3-1 One line diagram of PF coil P.S.

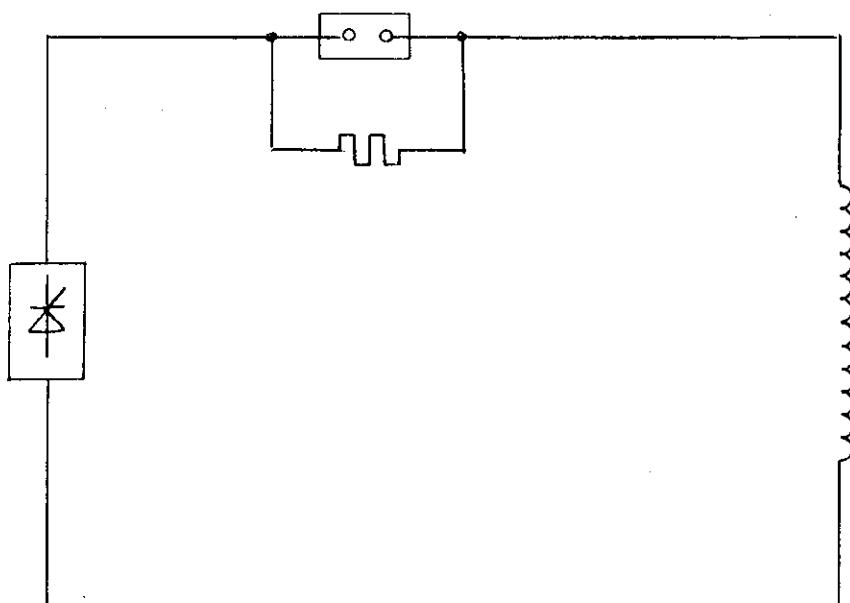


Fig. 3.3-2 Configuration of quench protection circuit

3.3.3 電源構成と機器定格

(1) サイリスタ変換装置

各コイル電源用サイリスタ変換装置の構成は、Table. 3.3-2 の電流パターン及び Table. 3.3-8 の所要出力電圧パターンより、下記とする。

- ① No. 1 コイルにおいては、正電流を供給するサイリスタ変換装置を定格電圧±1280Vのものと定格電圧±2070Vのものの直列接続で構成する。t = 1 s 以降、±2070 V 定格サイリスタ変換装置はバイパスペアとし、負電流を供給するサイリスタ変換装置（定格電圧±1280 V）を投入スイッチで接続する。このようにする事により負側電流を供給するサイリスタ変換装置の電圧定格を低減するとともに、t = 1 s 以降必要な交流電源容量も合理化する。
- ② No. 7 コイルにおいては、サイリスタ変換装置を t = 1 s 以降に必要な、-2099 V, 40 kA のものと、-4865 V, 2.1 kA のものの直列接続で構成し、t = 1 s 以降は、2.1 kA 定格のサイリスタ変換装置と並列に設けたバイパススイッチを投入する事により、電源設備容量を合理化する。
- ③ その他のコイルにおいては、t = 0 s から t = 1 s 迄の間に必要な電圧と t = 1 s 以降に必要な電圧の間に大きな差がなく、また、電源容量としてもあまり大きくなないことから、電源分割や、スイッチによる切換を行っても、システムが複雑になる割には、メリットが少ないので、単独のサイリスタ変換装置により構成するものとする。

以上の条件のもと、サイリスタ変換装置の機器定格を、以下の仮定により算出する。

- ① 電源電圧変動率 : 10 %
- ② サイリスタの制御角 : $\alpha_{\min} = 20^\circ$, $r_{\min} = 30^\circ$
- ③ サイリスタ変換装置整流相数 : 12
- ④ 変圧器を含む交流側インピーダンス : 15 %
- ⑤ 変圧器の励磁電流、高調波電流を無視する。
- ⑥ 各コイルの電流制御は理想的に行われるものとする。
- ⑦ 直流フィーダーの亘長及びその電圧降下 : 250 m, 20 V
- ⑧ 両極性電源においては、循環電流制御を行う。

循環電流値は、負荷電流が最大電流の 1/4 以下の場合 : 10 %, その他の場合 : 5 % これより求めたサイリスタ変換器及び変換器用変圧器の定格容量を Table. 3.3-9 に示す。

(2) 交流側電源容量

Table. 3.3-9 に示すサイリスタ変換装置により各コイル電流が Table. 3.3-2 に示す電流パターンに理想的に制御された場合の電力及び供給エネルギーパターンをそれぞれ、Fig. 3.3-3 (a), (b) に示す。これより、ピーク皮相電力 720 MVA, 供給エネルギー 4.2 GJ である事がわかる。交流側電源容量の低減対策として、変換装置の力率改善を行なう事が考えられる。これには、

- ① 縱続接続非対称制御（バーニア制御）
- ② 縱続接続順次制御（バイパスペア制御）
- ③ 並列多重非対称制御

が考えられる。大容量のサイリスタ素子の使用を考えて、出力電圧が 2 kV 以上の変換装置においては①又は②の方式を、一方 2 kV 以下の変換装置では③の方式を採用した場合の発電機の所要無

効電力パターン、皮相電力パターンを Fig. 3.3 - 4 に示す。図より、ピーク皮相電力は、300MVA となる事がわかる。従って、発電機容量も 1 台当り 150MVA とする事ができる。但し Fig. 3.3 - 2 に示した電力パターンは、プレプロ制御電圧分で求めたものであるから、例えば、各コイル電源用のサイリスタ変換装置がフィードバック電圧分の最大電圧を一斉に出力した場合などは、Fig. 3.3 - 3 に示すような皮相電力に近い容量が必要となる。（力率は高くなる。）

従って、本年度設計においては、電動発電機の仕様は 270 MVA - 2.1 GJ - 2 台とする。しかしながら上述の如く、フィードバック制御分電圧の運転パターンによっては、交流側電源容量の大幅な合理化の可能性がある。この意味でも、フィードバック制御電圧の最適化は今後の重要な検討課題である。

(3) 駆動電動機

ポロイダル磁場コイル電源の負荷となるポロイダル磁場コイルは、全て超電導コイルであるので、電動発電機用駆動電動機は、電源システム内での損失に対応する電力を供給出来ればよいことになる。

電源システム内での損失としては、以下のものを考慮した。

- ① 発電機損失 : 85 年度設計と同様とし 14 MW とする。
- ② 直流フィーダー損失 : 各コイル電流の平均値を、30k A と考え、直流フィーダーの電圧降下は 20 V であるので、損失は 1 コイル当たり、0.6 MW となる。コイルは 14 組あるので、ポロイダルコイル電源全体で直流フィーダー損失は、8.4 MW とする。
- ③ サイリスタ変換装置の損失 : 変換装置総容量 724MW の 0.5% 程度と考え 4 MW とする。
- ④ 交流系損失 : 交流側電源容量の 1% と考え 7.2 MW とする。
- この合計は、33.6 MW となるが、これ以外に
- ⑤ プラズマへの注入エネルギー
- ⑥ 高電圧発生回路での損失

これらを考慮して、所要駆動電力を 40 MW とする。従って、電動機定格は、

定格出力 : 20 MW

定格電圧 : 11 kV

数　　量 : 2 台

となる。

Table 3.3-9 Capacity of convertor and transformer
 $(\phi_t=0 = 10 \text{ V}\cdot\text{S})$

Coil No.	Thyristor Converter		Transformer		
	Forward Capacity (MW)	Reverse Capacity (MW)	Secondary Voltage (kV)	Forward Capacity (MVA)	Reverse Capacity (MVA)
1	75.7	---	2.244	99.6	---
	46.1	57.1	1.368	60.7	75.3
2	38.9	---	1.347	51.3	---
3	39.0	---	1.029	51.5	---
4	58.3	---	1.492	76.8	---
5	29.7	---	0.824	39.3	---
6	7.7	33.8	0.813	10.2	44.6
	---	10.2	4.682	---	13.4
7	---	84.8	2.041	---	111.5
	---	41.3	1.360	54.4	---
8	45.8	---	1.140	60.4	---
9	40.5	---	1.001	53.5	---
10	30.5	---	0.767	40.3	---
11	50.9	---	1.325	49.1	---
12	26.1	35.5	0.906	34.5	46.9
13	10.3	19.1	0.508	13.7	25.3

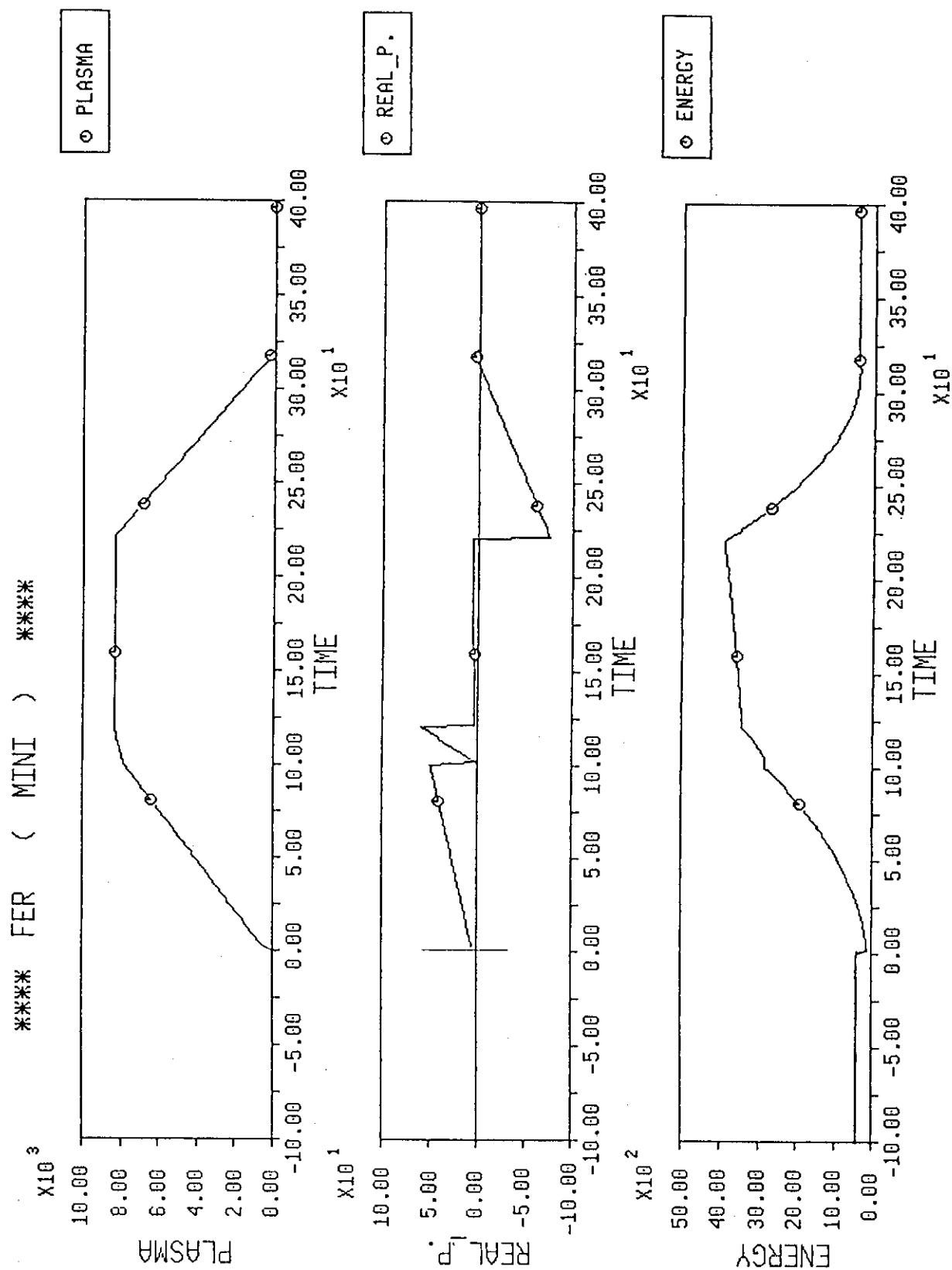


Fig. 3.3-3(a) Power demand

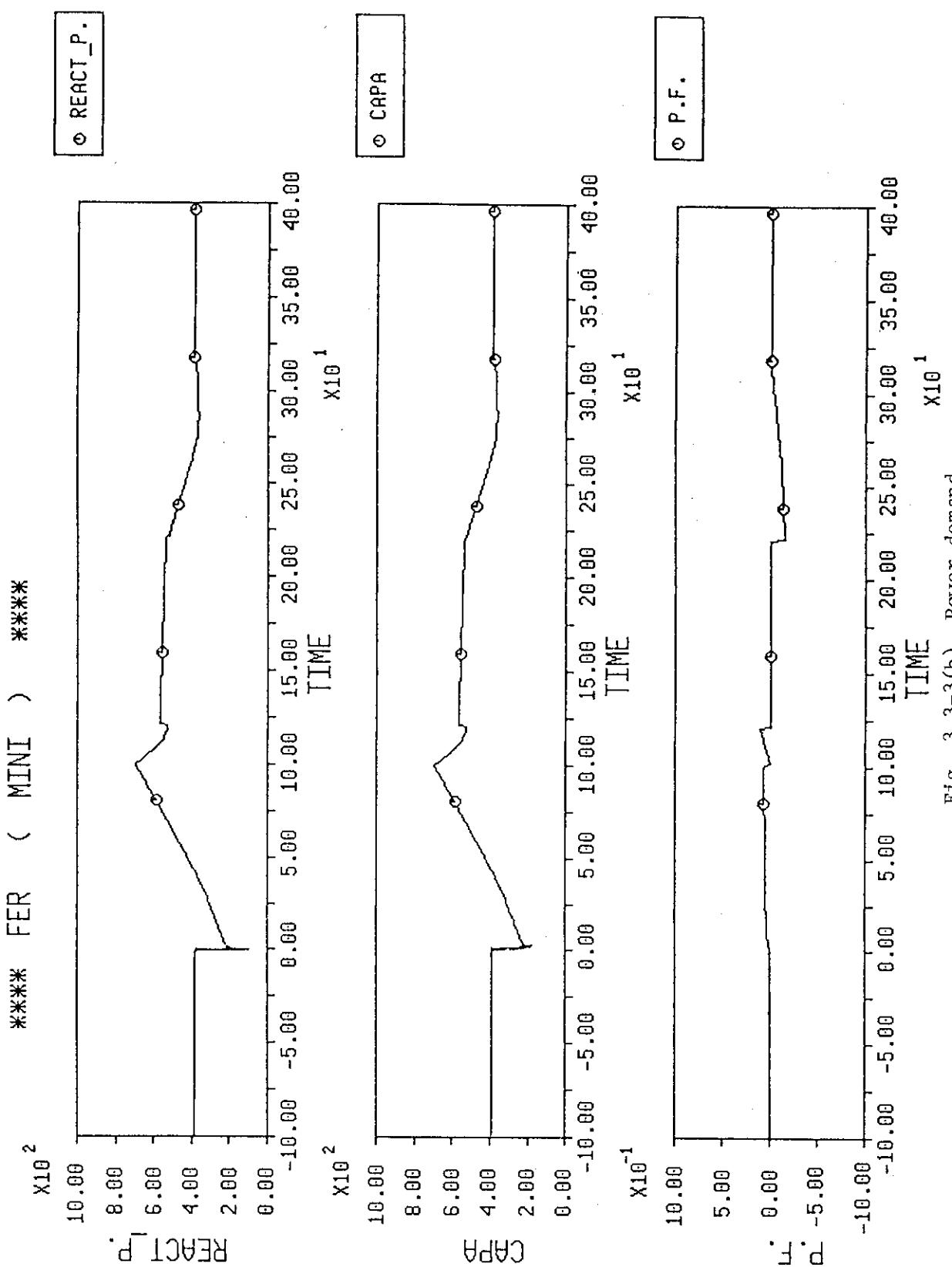


Fig. 3.3-3(b) Power demand

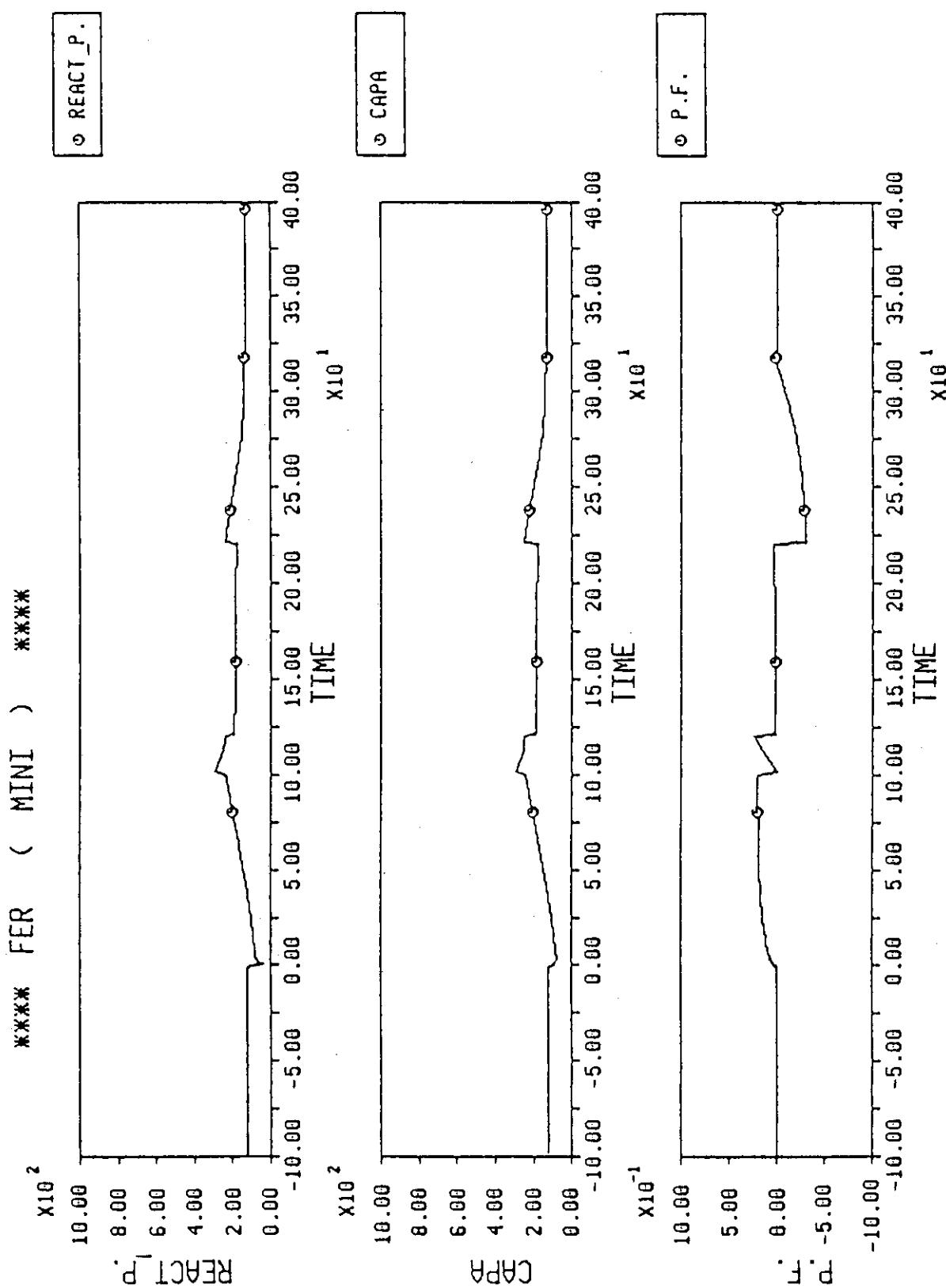


Fig. 3.3-4 Power demand with reactive compensation

4. 加熱装置給電系

(1) 設計条件

運転開始から繰返し運転に到るまでの加熱パターンを Fig. 4.1 に示す。Table 4.1 は、効率、力率を考慮して設定した電源容量である。

(2) 電源容量

加熱電源容量と必要エネルギーを Table 4.2 に示す。ECRH は、容量 25MVA, 21MJ の電源規模、LHRF は、容量 110MVA, 13GJ, ICRF は、55MVA, 1.9GJ の電源規模となる。

運転一周期に要求されるエネルギーは約 15GJ で 11GJ は電流駆動時に吐出される。フライホイルによるエネルギー蓄積を前提にすれば 3 台の構成となる。再加速は基本的には運転休止時に行うことになるので機械損程度の加速 (~ 10 MW) を前提にしても、運転休止時間は約 500 秒が必要となる。

本炉型でも始要電力の一部は系統から直接受電するが主体はエネルギー蓄積・発電設備を介在させる必要がある。設備形態は、本炉型の運転様式（繰り返えし）に相関すると予想される。すなわち繰返えし率が比較的低い (~ 0.1) なら信頼性の確立されている機械的方法（フライホイル付電動発電機）で対処すべきであるが、高い繰り返えし率での運転が必要なら、専用発電設備（電圧変動、周波数変動等に厳しく拘束されない給電系）からの給電も検討に値するであろう。本炉型を今後の検討対象とするには、立上げを誘導型にするか非誘導型にするかを含めた（ミッションを含めた）選択・評価を踏まなければならない。

Table 4.1 Heating methods and power

No.	加熱方式	入射パワー	総合効率	電源容量	
				実効パワー	力率
1	E C R H	3 MW	0.142	21 MW	0.85
2	L H R F	20 MW	0.214	94 MW	0.85
3	I C R F	20 MW	0.423	47 MW	0.85

Table 4.2 Heating power and energy

No.	加熱方式	フェイズ(秒)	容量&エネルギー		
			MW	MVA	エネルギー(GJ)
1	E C R H	0 ~ 1	21	25	0.021
2	L H R F	1 ~ 100	94	110	9.306
		100 ~ 120	94	110	1.880
		立下げ期(20秒)	94	110	1.880
3	I C R F	100 ~ 120	47	55	0.940
		立下げ期(20秒)	47	55	0.940

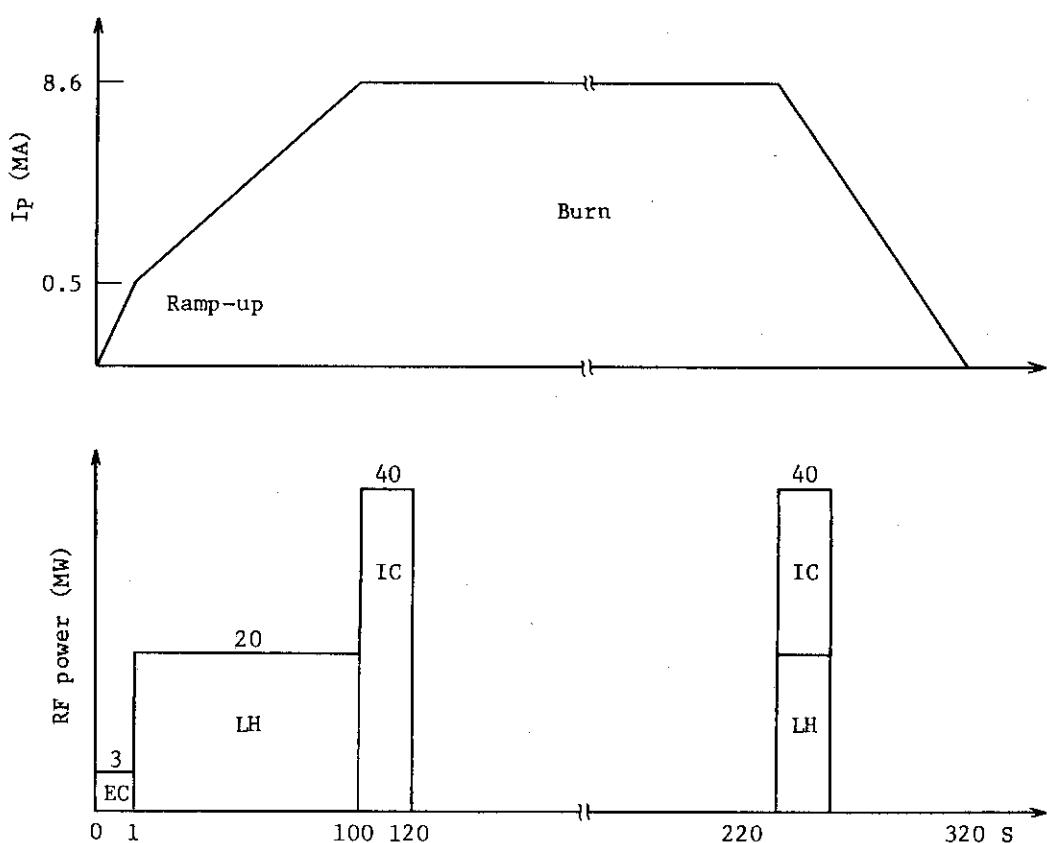


Fig. 4-1 Heating power requirement

ま　と　め

F E R 炉型 2 例について、コイル励磁電源（ポロイダルコイル励磁電源、トロイダルコイル励磁電源）とその給電設備及び加熱電力給電設備の規模を算定した。

(1) コイル励磁電源

支配的な設備規模となるポロイダルコイル励磁電源の設備規模低減に重点を置いたシステム構成を検討した。設備容量算定のための電圧条件は、運転シナリオとこれに形状・位置制御のための補正を考慮して設定した。

設備規模の指標としてポロイダルコイル励磁電源の DC 電源変換器容量を採りあげるなら、この条件下では第 1 の炉型で約 885 M W, 第 2 の炉型で 782 M W が算出された。（個別機器定格は第 I 部 Table 4.5-4 と第 II 部 Table 3.3-9 に示されている）

(2) コイル励磁電力給電

ポロイダルコイル励磁電源、位置制御コイル励磁電源への給電は非定常大電力であり、フライホイル付電動発電機からの給電システムとした。

発電機容量と吐出エネルギーを指標とするなら、第 1 の炉型で 300 MVA, 2.7 G J のもの 2 台、第 2 の炉型で 270 MVA, 2.1 G J のもの 2 台と算定した。

(3) 加熱電力給電

加熱電力は Fig. 6-1 に示される要求電力から、非定常大電力を給電する必要があり、ここではフライホイル付電動発電機からの供給を基本とするシステムとした。

発電機容量 60 MVA、吐出エネルギー 4 G J のもの 3 台と算定した。第 2 の炉型（シナリオ）では加速容量の観点において、数百秒の運転間隔が望まれる。

(4) 設置所要面積

これら設備の設置所要床面積を概算すると $150 \times (125 + 40) \text{ m}^2$ と算定された。

あとがき

F E R 電源系の現段階での関心は、設備構成とその規模にあり、それはポロイダル磁場コイル電源に、大きく依存する。本報告書では、F E R 炉型として、今後検討対象とされるであろうと予想される 2 例を取りあげ、ポロイダル磁場コイル電源に重点を置いて、構成検討と設備容量の算定を示した。

ポロイダル磁場コイル電源システムは、炉型が決まれば、運転シナリオとの相関が著しくなる。本年度検討においては初期励磁磁束レベルと電源システム構成との関係の最適化の観点から検討を進めた。電源設備容量を決める要因は基本的にはコイル配置と運転シナリオであり、ここではこれに若干のフィードバック制御分を考慮して各電源仕様を設定した。

今後ポロイダル磁場コイル系の電源仕様設定に当っては、幾つかの想定される運転パターンを設定した上で、この電圧補正とクエンチ保護条件とを評価してゆかねばならない。

電源設備検討では、①クエンチ保護の詳細化（相互誘導効果）、②電圧補正と力率改善制御の

ま　と　め

F E R 炉型 2 例について、コイル励磁電源（ポロイダルコイル励磁電源、トロイダルコイル励磁電源）とその給電設備及び加熱電力給電設備の規模を算定した。

(1) コイル励磁電源

支配的な設備規模となるポロイダルコイル励磁電源の設備規模低減に重点を置いたシステム構成を検討した。設備容量算定のための電圧条件は、運転シナリオとこれに形状・位置制御のための補正を考慮して設定した。

設備規模の指標としてポロイダルコイル励磁電源の DC 電源変換器容量を採りあげるなら、この条件下では第 1 の炉型で約 885 MW、第 2 の炉型で 782 MW が算出された。（個別機器定格は第 I 部 Table 4.5-4 と第 II 部 Table 3.3-9 に示されている）

(2) コイル励磁電力給電

ポロイダルコイル励磁電源、位置制御コイル励磁電源への給電は非定常大電力であり、フライホイル付電動発電機からの給電システムとした。

発電機容量と吐出エネルギーを指標とするなら、第 1 の炉型で 300 MVA、2.7 GJ のもの 2 台、第 2 の炉型で 270 MVA、2.1 GJ のもの 2 台と算定した。

(3) 加熱電力給電

加熱電力は Fig. 6-1 に示される要求電力から、非定常大電力を給電する必要があり、ここではフライホイル付電動発電機からの供給を基本とするシステムとした。

発電機容量 60 MVA、吐出エネルギー 4 GJ のもの 3 台と算定した。第 2 の炉型（シナリオ）では加速容量の観点において、数百秒の運転間隔が望まれる。

(4) 設置所要面積

これら設備の設置所要床面積を概算すると $150 \times (125 + 40) \text{ m}^2$ と算定された。

あとがき

F E R 電源系の現段階での関心は、設備構成とその規模にあり、それはポロイダル磁場コイル電源に、大きく依存する。本報告書では、F E R 炉型として、今後検討対象とされるであろうと予想される 2 例を取りあげ、ポロイダル磁場コイル電源に重点を置いて、構成検討と設備容量の算定を示した。

ポロイダル磁場コイル電源システムは、炉型が決まれば、運転シナリオとの相関が著しくなる。本年度検討においては初期励磁磁束レベルと電源システム構成との関係の最適化の観点から検討を進めた。電源設備容量を決める要因は基本的にはコイル配置と運転シナリオであり、ここではこれに若干のフィードバック制御分を考慮して各電源仕様を設定した。

今後ポロイダル磁場コイル系の電源仕様設定に当っては、幾つかの想定される運転パターンを設定した上で、この電圧補正とクエンチ保護条件とを評価してゆかねばならない。

電源設備検討では、①クエンチ保護の詳細化（相互誘導効果）、②電圧補正と力率改善制御の

交流系電源への影響の評価が次の課題である。

機器検討では、①クエンチ保護抵抗の詳細化、②クエンチ保護用遮断器の具体化、③給電線の小型、低損失化等の検討が必要である。これらはトロイダルコイル磁場電源にも共通している課題であり、負荷コイルがすべて超電等であることから電源の高効率化が重要となろう。

コイル電力はエネルギー蓄積・発電設備を介した供給形態となる。エネルギーは基本的にはエネルギー蓄積設備とコイル間との移動である。蓄積エネルギーの大きさと信頼性、コストの観点からフライホイル付電動発電機を用いた構成とした。加熱電力も負荷側の瞬断を想定して基本的にはフライホイル付電動発電機を介在させた供給システムとした。運転周期毎の吐出エネルギーが十数GJに達することから合理的な駆動容量の範囲で、運転の繰返し率を決める必要がある。加熱電力給電については、設置サイトの電力条件、加熱設備の運転パターン（瞬断条件）等を明らかにして、給電構成を見直す必要がある。

謝 辞

終りに臨み、本報告書関連の業務並びに報告書作成に当り、御指導、御協力頂いた関係課室各位および協力企業の各位に対し厚くお礼申し上げます。

引用文献

- 1) 日本原子力研究所・臨界プラズマ研究部、核融合実験炉(FER) 概念設計,
JAERI-M 86-134 1986年11月
電源設計条件の基となる諸事項は次に詳述される。
- 2) M. Sugihara, et al., to be published in JAERI-M titled "Plasma Physics Design and Major Specifications of Candidate Reactors for Design Studies -Conceptual Design Study of FY86 FER" (in Japanese).
- 3) T. Kobayashi, et al., to be published in JAERI-M titled "Conceptual Design Study of Fusion Experimental Reactor (FY86 FER) -Reactor Configuration/Structure Design-" (in Japanese).
- 4) N. Miki, et al., to be published in JAERI-M titled "Conceptual Design Study of Fusion Experimental Reactor (FY86 FER) -Magnet Design-" (in Japanese).

交流系電源への影響の評価が次の課題である。

機器検討では、①クエンチ保護抵抗の詳細化、②クエンチ保護用遮断器の具体化、③給電線の小型、低損失化等の検討が必要である。これらはトロイダルコイル磁場電源にも共通している課題であり、負荷コイルがすべて超電等であることから電源の高効率化が重要となろう。

コイル電力はエネルギー蓄積・発電設備を介した供給形態となる。エネルギーは基本的にはエネルギー蓄積設備とコイル間との移動である。蓄積エネルギーの大きさと信頼性、コストの観点からフライホイル付電動発電機を用いた構成とした。加熱電力も負荷側の瞬断を想定して基本的にはフライホイル付電動発電機を介在させた供給システムとした。運転周期毎の吐出エネルギーが十数GJに達することから合理的な駆動容量の範囲で、運転の繰返し率を決める必要がある。加熱電力給電については、設置サイトの電力条件、加熱設備の運転パターン（瞬断条件）等を明らかにして、給電構成を見直す必要がある。

謝 辞

終りに臨み、本報告書関連の業務並びに報告書作成に当り、御指導、御協力頂いた関係課室各位および協力企業の各位に対し厚くお礼申し上げます。

引用文献

- 1) 日本原子力研究所・臨界プラズマ研究部、核融合実験炉(FER)概念設計,
JAERI-M 86-134 1986年11月
電源設計条件の基となる諸事項は次に詳述される。
- 2) M. Sugihara, et al., to be published in JAERI-M titled "Plasma Physics Design and Major Specifications of Candidate Reactors for Design Studies -Conceptual Design Study of FY86 FER" (in Japanese).
- 3) T. Kobayashi, et al., to be published in JAERI-M titled "Conceptual Design Study of Fusion Experimental Reactor (FY86 FER) -Reactor Configuration/Structure Design-" (in Japanese).
- 4) N. Miki, et al., to be published in JAERI-M titled "Conceptual Design Study of Fusion Experimental Reactor (FY86 FER) -Magnet Design-" (in Japanese).

交流系電源への影響の評価が次の課題である。

機器検討では、①クエンチ保護抵抗の詳細化、②クエンチ保護用遮断器の具体化、③給電線の小型、低損失化等の検討が必要である。これらはトロイダルコイル磁場電源にも共通している課題であり、負荷コイルがすべて超電等であることから電源の高効率化が重要となろう。

コイル電力はエネルギー蓄積・発電設備を介した供給形態となる。エネルギーは基本的にはエネルギー蓄積設備とコイル間との移動である。蓄積エネルギーの大きさと信頼性、コストの観点からフライホイル付電動発電機を用いた構成とした。加熱電力も負荷側の瞬断を想定して基本的にはフライホイル付電動発電機を介在させた供給システムとした。運転周期毎の吐出エネルギーが十数GJに達することから合理的な駆動容量の範囲で、運転の繰返し率を決める必要がある。加熱電力給電については、設置サイトの電力条件、加熱設備の運転パターン（瞬断条件）等を明らかにして、給電構成を見直す必要がある。

謝 辞

終りに臨み、本報告書関連の業務並びに報告書作成に当り、御指導、御協力頂いた関係課室各位および協力企業の各位に対し厚くお礼申し上げます。

引用文献

- 1) 日本原子力研究所・臨界プラズマ研究部、核融合実験炉(FER) 概念設計,
JAERI-M 86-134 1986年11月
電源設計条件の基となる諸事項は次に詳述される。
- 2) M. Sugihara, et al., to be published in JAERI-M titled "Plasma Physics Design and Major Specifications of Candidate Reactors for Design Studies -Conceptual Design Study of FY86 FER" (in Japanese).
- 3) T. Kobayashi, et al., to be published in JAERI-M titled "Conceptual Design Study of Fusion Experimental Reactor (FY86 FER) -Reactor Configuration/Structure Design-" (in Japanese).
- 4) N. Miki, et al., to be published in JAERI-M titled "Conceptual Design Study of Fusion Experimental Reactor (FY86 FER) -Magnet Design-" (in Japanese).