

JAERI-M
7810

空心変流器（コイル配置・電源）
の概念設計

（J T - 4 設計報告・10）

1978年8月

斎藤 龍太*・関 省吾・横溝 英明・
松田 俊明・狐崎 晶雄

この報告書は、日本原子力研究所が JAERI-M レポートとして、不定期に刊行している研究報告書です。入手、複製などのお問い合わせは、日本原子力研究所技術情報部（茨城県那珂郡東海村）あて、お申しこしください。

JAERI-M reports, issued irregularly, describe the results of research works carried out in JAERI. Inquiries about the availability of reports and their reproduction should be addressed to Division of Technical Information, Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken, Japan.

空心変流器（コイル配置・電源）の概念設計

（JT-4 設計報告・10）

日本原子力研究所東海研究所大型トカマク開発部

斎藤 龍太^{*}・関 省吾・横溝 英明

松田 俊明・狐崎 晶雄

（1978年7月26日受理）

空心変流器の設計は、コイル（OHコイル）の配置設計と電源（OHコイル電源）設計に分けられる。

本報告の目的は、両者についての概念設計法を述べ、機器設計、システム設計における経済性、信頼性の検討を行うための資料とすることにある。

コイル配置設計では電氣的、機械的諸条件に基づき設計検討を行うフローチャートを構成し、概念設計を行っている。一方電源設計では、コイル配置設計においてえられた電気諸量を用い、プラズマの電気諸量の不確定さを考慮しつつ、設計検討フローチャートを構成している。電源設計において電源回路方式の選択が重要な項目となるが、本報告では、3つの方式の簡単な特徴を述べ、そのうち、バイアスL-R-C方式について、解析的取扱いによる設計資料を作成している。また設計の一例をその設計手法に基づき示している。

*） 外来研究員：三菱電機株式会社

Conceptual Design of a Current Transformer
in a Tokamak Device

Ryuta SAITO*, Shogo SEKI, Hideaki YOKOMIZO,
Toshiaki MATSUDA and Akio KITSUNEZAKI

Division of Large Tokamak Development,
Tokai Research Establishment, JAERI

(Received July 26, 1978)

A design study of the ohmic heating current transformer of tokamaks is described. The study is in two parts: design of the coil configuration and of the power supply.

A flow chart of conceptual design of the OH system is given, and basic considerations in the reliability and cost reduction are shown.

In design of the coil configuration, a design flow chart was made under electrical and mechanical requirements. In design of the power supply, a flow chart was also made considering uncertainty or variation of the plasma parameters. Three types of OH power supplies are compared and an analytical design study was made on the biased L-R-C circuit system; the results were applied to design of the OH power system of JT-4.

Keywords: Conceptual Design, Tokamak, Current Transformer, Ohmic Heating,
Power Supply, L-R-C Circuit

* On leave from Mitsubishi Electric Co. Ltd.

目 次

1. はじめに	1
2. コイル配置設計	2
2.1 設計条件	2
2.2 設計条件の説明	2
2.3 設計フローチャート	4
2.4 設計経過	6
2.5 コイル配置設計結果	6
3. 電源設計	12
3.1 設計条件 (JT-4 の場合)	12
3.2 設計条件の説明	14
3.2.1 ブラズマインダクタンス L_p , インダクティブボルトセック $L_p I_p$	14
3.2.2 ブラズマ放電各期間の定義	14
3.2.3 ブラズマ抵抗とループ電圧	16
3.3 電源設計検討フローチャート	17
3.4 ボルトセックバランス	20
3.5 バイアスシャ断方式の比較と優先検討順位	22
3.6 回路定数の決定手法	24
3.6.1 フローチャート	24
3.6.2 ブラズマ電流立上げ期間の等価回路および高電圧発生期間の取扱い	27
3.6.3 変数変換	31
3.6.4 変換変数とブラズマ電流波形条件の関係 (設計資料の作成)	33
3.6.5 簡易手法	37
3.7 サイリスタ電源容量の算出法	39
3.7.1 放電準備期間	39
3.7.2 フラットトップ期間	40
3.8 回路定数, 所要サイリスタ電源容量の選択例	41
3.8.1 選択項目と選択例	41
3.8.2 各オペレーションにおける回路定数およびブラズマ電流立上げ時の動作 ($\ell_p = 0.3 \mu H$)	42
3.8.3 ブラズマ電流立上げ期間以外の期間の動作とサイリスタ電源容量 ($\ell_p = 0.3 \mu H$)	46
3.8.4 レジスティグボルトセックの検討および回路定数, 電源容量まとめ	50
3.9 電源構成およびシーケンス	56
4. まとめ	60
参考文献	60

Contents

1. Introduction	1
2. Design of OH Coil Configurations	2
2.1 Design Requirements	2
2.2 Discussion on the Requirements	2
2.3 Design Flow Chart	4
2.4 Design Procedure	6
2.5 Summary	6
3. Design of OH Power Supply	12
3.1 Design Requirements	12
3.2 Discussion on the Requirements	14
3.2.1 L_p and $L_p I_p$	14
3.2.2 Definition of Subdivision of Discharge Period	14
3.2.3 Plasma Resistance and Loop Voltage	16
3.3 Design Flow Chart	17
3.4 Magnetic Flux (Volt-Sec)	20
3.5 Comparison of Current Interruption Circuits and Design Priority	22
3.6 Decision of Circuit Constants	24
3.6.1 Flow Chart for Decision of Circuit Constants	24
3.6.2 Equivalent Circuit for Current Build-up Phase and High Voltage Period	27
3.6.3 Variable Transformation	31
3.6.4 Plasma Current Waveforms	33
3.6.5 Simplified Method	37
3.6.6 Circuit Constants for High Voltage Period	38
3.7 Maximum Power of Thyristor Power Supply	39
3.7.1 Discharge Preparation Period	39
3.7.2 Current Sustain Period	40

3.8 Choice of Circuit Constants and Maximum Power	4 1
3.8.1 Examples of Choice	4 1
3.8.2 Circuit Constants and Operation during the Current Build-up Period	4 2
3.8.3 Operation of Other Periods and Maximum Power	4 6
3.8.4 Resistive Volt-Sec	5 0
3.8.5 Summary	
3.9 Circuit and Sequence	5 6
4. Conclusion	6 0
References	6 0

1. は じ め に

トカマク装置の特徴の一つとして、プラズマ中にトロイダル方向のプラズマ電流を生じさせることによって、閉じ込め磁場を形成するとともにプラズマ自身がこの電流によって抵抗加熱 (Ohmic Heating) されることがあげられる。プラズマ中にこのプラズマ電流を誘起し、維持させるためのトロイダル方向の誘導電場を発生することが変流器の機能である。変流器はプラズマ環で囲まれた空間を磁束が横切り、その磁束が時間的に変化するよう巻かれたコイル (Ohmic Heating コイル, 略して OH コイルと称す) とそのコイルに通電するための電源 (OH コイル電流) とで構成される。この変流器が鉄心変流器であれば磁束を有効に生成することできる利点をもつ。事実、原研で稼動中のトカマク装置 JFT-2¹⁾, JFT-2a²⁾ のような小型装置ではほとんどが空心変流器である。しかし装置が大型化するにつれ流すべきプラズマ電流が大きくなり (数百 kA ~ 数 MA), 閉じ込め時間 (従ってプラズマ維持時間) も長くなると (0.5 ~ 数 sec), 空心変流器が主流となってきた (例; JT-60³⁾, TFTR, PLT, Doublet III⁴⁾)。

本報告の設計対象である非円形断面トラス装置 JT-4^{5), 6), 7)} では、鉄心の磁束飽和に係るプラズマ制御上の複雑さを避けるため、空心変流器を採用している。従って変流器コイル (OH コイル) の配置設計において、プラズマの閉じ込め磁場を乱さないよう、プラズマ領域での OH コイル電流による漏洩磁束を極力小さくすべく注意を払う必要がある。

トカマク装置では、プラズマ環の周囲に OH コイルの他、プラズマの平衡を保つためのコイル等、幾種かのポロイダル磁場 (PF) コイルが設置される。JT-4 の PF コイルについては文献 5), 6), 7) に詳しい。これらのコイルとコイルに通電する電源の関係において、各々のコイルと電源が対となっている分離方式 (例 JT-60^{6), 9)} と一部あるいは全部のコイルと電源が直列あるいは並列に接続したハイブリッド方式 (例 JET, D III⁴⁾) とがある。JT-4 の設計では分離方式を採用する。従って OH コイルは他のコイルと独立に配置が決められることになる (ただし、空間的取合、電源の相互干渉はある)。

以上述べた空心、分離方式の採用に基づき JT-4 を設計例として、2 章には OH コイル配置の設計手法を述べる。得られた OH コイルの電氣的諸量と別途決定された他の PF コイルの電氣的諸量に基づいて、3 章では OH コイル電源について、JT-4 を設計例として、設計手法を記している。一般に小型装置を除いては、OH コイル電流によるコイル自身の電磁力による応力 (従って絶縁物に対する応力) の限界、コイル導体の温度上昇の限界を有効に使う観点から、OH コイル電流をバイアス励磁する方式が採用されている。この方式の採用によって、バイアス励磁電流を短時間に、シャント部を通して流し (バイアスシャ断), コイル電流を減衰あるいは符号を反転させて、プラズマ電流を立上げることができ、サイリスタ電源容量は小

* 鉄心を用いた例としては JET³⁾, T-10, T-20³⁾ がある。

さくてすむ利点をもつ。^{**}

本報告は、JT-4のような $I_P = 1\text{MA}$ 程度の中型トカマクの変流器の概念設計を目的とし、主として設計のためのフローチャート、資料作成に重点がおかれた。4章には今後の課題を明らかにしている。

2. コイル配置設計

2.1 設計条件

OHコイルの配置設計条件は、物理的条件と、それを達するための工学的条件とに分けられる。物理的条件には、プラズマの大きさ、プラズマ電流値 I_P 、プラズマの維持時間の設定と、プラズマ発生、維持に係る、プラズマ抵抗、プラズマループ最大誘起電圧 V_{loop} （いわゆるブレークダウン電圧）、不整磁場 B_{error} の条件が含まれる。物理的条件に基づきコイル配置を設計する際、配置許容空間、コイルターン数、導体温度上昇、電磁力による応力等を技術的な観点から工学的条件として与える。次節ではJT-4を例にとって設計条件の説明を行う。

2.2 設計条件の説明

2.2.1 物理的条件

JT-4の場合、

プラズマの大きさ；大半径方向 $R = 1.45\text{m}$ を中心として小半径 40cm 、 70cm の縦長楕円

プラズマ電流最大値； 1MA

プラズマ維持時間；最大 2sec

と設定している。この設定条件に

プラズマ抵抗； $0.5 \sim 2\mu\Omega$

を考慮して条件1を与える。

条件1. $M_{OH-P} \Delta I_{OH} \sim 5\text{ volt second}$

この条件は、プラズマ電流を励起、維持するための磁束変化巾である。それはOHコイルに流すべき電流の変化巾 ΔI_{OH} と、プラズマ環とOHコイルとの相対位置の関係を示す相互インダクタンス M_{OH-P} との積となる。 5 volt second の値は、第3.1図において非円形度 $\kappa =$

^{**} プラズマ電流立上げをサイリスタ電源で行うとするとJT-4の場合、 $L_{OH} \dot{I}_{OH} \times I_{OH} \simeq 5\text{mH} \times 50\text{kA} / 0.1\text{sec} \times 50\text{kA} = 125\text{MVA}$ の容量が必要となり、バイアスシャ断方式によるサイリスタ電源容量 $U_{OHS} I_{OH} \simeq 800\text{V} \times 50\text{kA} = 40\text{MVA}$ （3章参照）に比し3倍強となる。

さくてすむ利点をもつ**

本報告は、JT-4のような $I_p = 1\text{MA}$ 程度の中型トカマクの変流器の概念設計を目的とし、主として設計のためのフローチャート、資料作成に重点がおかれた。4章には今後の課題を明らかにしている。

2. コイル配置設計

2.1 設計条件

OHコイルの配置設計条件は、物理的条件と、それを達するための工学的条件とに分けられる。物理的条件には、プラズマの大きさ、プラズマ電流値 I_p 、プラズマの維持時間の設定と、プラズマ発生、維持に係る、プラズマ抵抗、プラズマループ最大誘起電圧 V_{loop} （いわゆるブレークダウン電圧）、不整磁場 B_{error} の条件が含まれる。物理的条件に基づきコイル配置を設計する際、配置許容空間、コイルターン数、導体温度上昇、電磁力による応力等を技術的な観点から工学的条件として与える。次節ではJT-4を例にとって設計条件の説明を行う。

2.2 設計条件の説明

2.2.1 物理的条件

JT-4の場合、

プラズマの大きさ；大半径方向 $R = 1.45\text{m}$ を中心として小半径 40cm 、 70cm の縦長楕円

プラズマ電流最大値； 1MA

プラズマ維持時間；最大 2sec

と設定している。この設定条件に

プラズマ抵抗； $0.5 \sim 2\mu\Omega$

を考慮して条件1を与える。

条件1. $M_{OH-P} \Delta I_{OH} \sim 5 \text{ volt second}$

この条件は、プラズマ電流を励起、維持するための磁束変化巾である。それはOHコイルに流すべき電流の変化巾 ΔI_{OH} と、プラズマ環とOHコイルとの相対位置の関係を示す相互インダクタンス M_{OH-P} との積となる。 5 volt second の値は、第3.1図において非円形度 $\kappa =$

** プラズマ電流立上げをサイリスタ電源で行うとするとJT-4の場合、 $L_{OH} \dot{I}_{OH} \times I_{OH} \simeq 5\text{mH} \times 50\text{kA} / 0.1\text{sec} \times 50\text{kA} = 125\text{MVA}$ の容量が必要となり、バイアスシャ断方式によるサイリスタ電源容量 $U_{OHS} I_{OH} \simeq 800\text{V} \times 50\text{kA} = 40\text{MVA}$ （3章参照）に比し3倍強となる。

1.7 の場合の値 $L_p I_p = 3 \text{ volt second}$ と 2 秒間プラズマ電流を維持するためのいわゆるレジスティブボルトセック 2 volt second との和によって概略与えた。実設計にはプラズマに注入すべきエネルギーは OH コイルのみならず形状コイル (S コイル) の寄与も考慮すべきで単純ではない (第 3 章参照)。

条件 2. プラズマループ最大誘起電圧 $V_{loop} \geq 300 \text{ V} (100 \text{ V})$

OH コイルに高電圧 (コイルターン数 $\times V_{loop}$) を発生させ、中性ガスを放電破壊に導くための条件である。放電破壊については議論のある所である。300V はコイルの絶縁耐電圧を決定する一要素である。

条件 3. $B_{error} \leq 100$ ガウス, プラズマ領域

OH コイル電流による、プラズマ存在領域での不整磁場は、その値が大きいと中性ガスの放電破壊ひいてはプラズマ電流の立上げが不可能となる場合がある。^{10), 11)} しかし不整磁場の許容値については現在のところ、明確な定説がない。従ってとりあえず 100 ガウス以下なるべく小さい値を目標としてコイル配置設計を行うこととする。

2.2.2 工学的条件

一般に工学的条件を一言で与えるのは難しい。それは各条件項目が関連しているのみならず、他の構造物 (トロイダル磁場コイル, OH コイルを除くポロイダル磁場コイル, 真空容器等) の設計条件とも関連があるからである。従って以下では位置, 断面積を決めることに重点をおいて条件を設定する。

条件 1. 配置許容空間

OH コイルはトロイダル磁場コイルの内側にあり、真空容器の外側に配置する。他のポロイダル磁場コイル (PF コイルと称す) は OH コイルと真空容器の間の空間に配置する関係上、OH コイルは第 2.2 図に番号をつけた線上近傍に配置する。ここで真空容器 (V/C と書く) から何体かの測定ポートが、トーラスの外側および上下に突き出て上記 OH コイル設置線を横切る。OH コイル電流による不整磁場が許容値内である限り、測定ポートを優先させる。またトーラスの内側部の OH コイル配置にはフィード空間を考慮する。

条件 2. コイルターン数 a

ターン数はしゃ断器定格 ($4 I_{OH} / 2 \times a \ V_{loop}$)、コイルの絶縁耐電圧 ($a \ V_{loop}$) に関係する。絶縁耐電圧を約 $\pm 30 \text{ kV}$ として、物理条件 2 $V_{loop} = 300 \text{ V}$ からターン数 a は約 100 となる。

条件 3. 導体温度上昇

断熱温度上昇 ΔT を 30°C 以下とする。この値は一見低いようであるが、冷却水の基準温度 (最大 42°C)、コイルの位置による冷却水の温度勾配 (約 20°C) を考慮すれば、パルス使

用のコイル設計としては妥当である。この条件は条件4と導体断面積の決定要因の一つである。 ΔT が小さいことはコイル抵抗が小さいことを意味し、所要電源電力が小さくなる。この条件は許容空間と密接に係る。

条件4. 電磁力による応力

この条件はコイルに働く電磁力によってコイルの絶縁物に印加される平均圧縮応力の限界を設定する。特に、トラス内側のコイルは多層の積重ね構造となるので、絶縁物を介して多層のコイルが電磁力によって引き合う。そのためコイル角に接する絶縁物の耐電圧性能を危うくする可能性をもつ。その評価には詳細検討を要する。従って、概念設計としては、絶縁物面（従ってそれに接触するコイル導体面）の平均圧縮応力で評価せざるをえない。JT-4の設計では平均圧縮応力の限界を 0.7 kg/mm^2 とした。概念設計の値としては、具体設計時の余裕を与える意味で、約 0.4 kg/mm^2 以下とするのが妥当である。

以上の物理的条件、工学的条件を第2.1表にまとめている。これらの条件をふまえ、ターン数、コイル断面形状、コイル位置を決める。

第2.1表 OHコイル配置設計条件

◎ 物理的条件 $I_p = 1 \text{ MA}$, 2 sec sustain

1. $M_{\text{OH-P}} \Delta I_{\text{OH}} \sim 5 \text{ volt} \cdot \text{sec}$
2. プラズマループ最大誘起電圧 $V_{\text{loop}} \geq 300 \text{ volt}$ (100 volt)
3. $B_{\text{error}} \leq 100 \text{ ガウス}$, プラズマ領域

◎ 工学的条件

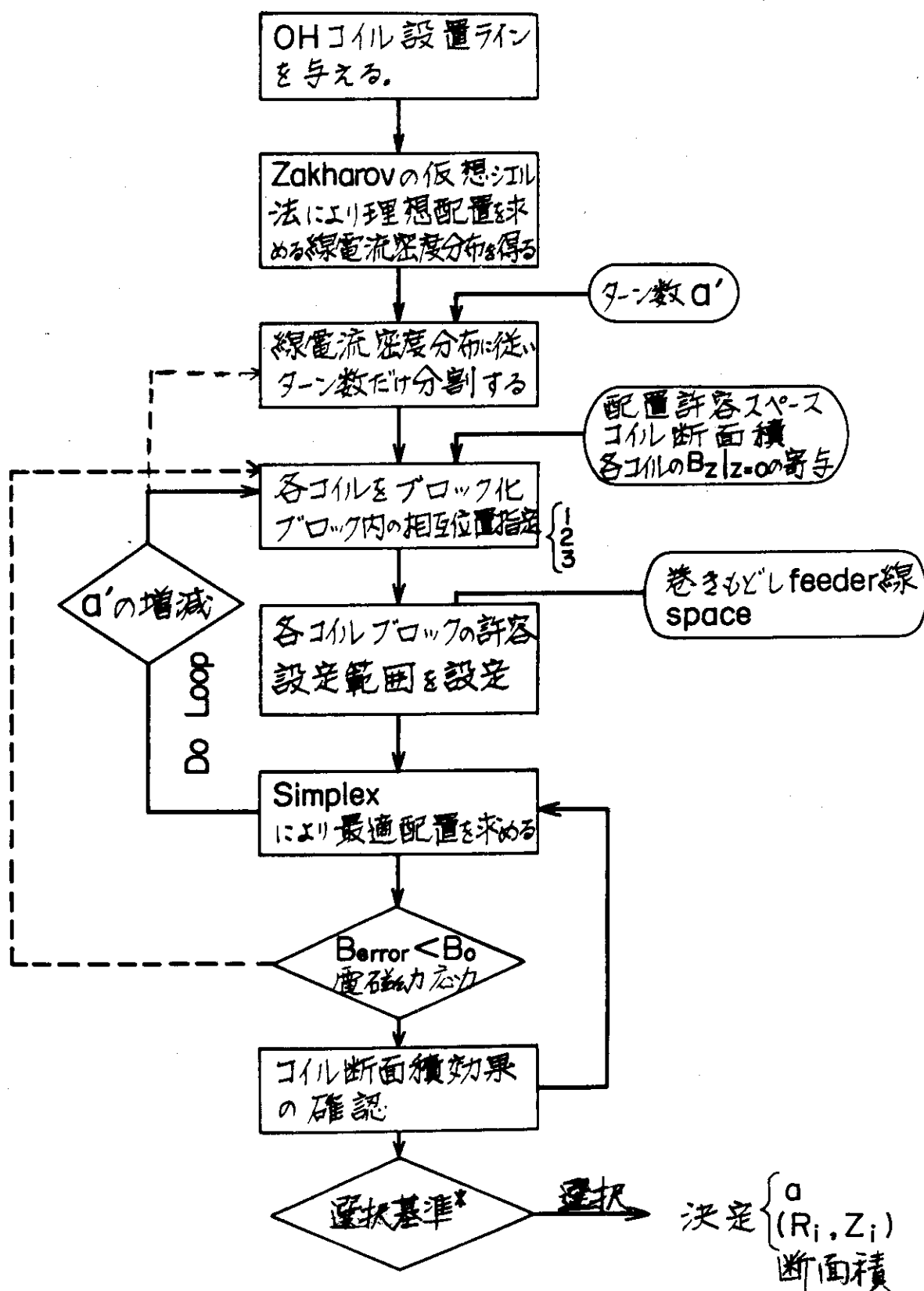
	条 件 項 目	条 件	備 考
1	配 置 許 容 空 間	別図参照	測定ポート重視, フィーダ空間
2	コ イ ル タ ー ン 数	~ 100	遮断器定格, 絶縁耐電圧
3	導 体 温 度 上 昇	$\Delta T \leq 30^\circ\text{C}$	絶縁耐電圧 \leftrightarrow 導体のび(応力)
4	電磁力による応力	*	絶縁耐電圧 \leftrightarrow 導体のび電磁力(応力)

* トラス内側コイル：絶縁物の平均圧縮応力限界

2.3 設計フローチャート

第2.1図にOHコイル配置決定フローチャートを示す。

配置決定フローはまずターン数、配置許容空間、コイル断面積の概略を与え、Zakharovの仮想シェル法⁸⁾、Simplex法¹²⁾による計算コードを用いて不整磁場が与えた条件に応じて最小となる配置例をいくつか求める。このうち不整磁場条件、電磁力による応力が設計条件を満足する組合せの中から、ターン数 a 、コイル中心位置 (R_i, Z_i) 、コイル断面積を決定する。



第 2.1 図 OHコイル配置決定フローチャート

まずOHコイル設置ライン上の所要電流分布について述べる。第2.2図のように概略の設置ラインを与え($Z=0$ に対し上下対称である)均等な長さに分割して(この場合 $Z \geq 0$ で60分割している), 計算コード⁸⁾によりその位置でその長さ当りに流れる電流の分布(第2.3図にそれを示す。ただし総アンペアターン=10MAT)を求める。この電流分布に従い100/2ターンを分配すればよい。第2.3図によればトロイダル内側の直線部(43~61番)は均等間隔のコイル配置をすればよく, 肩の部分(41番近傍)には直線部より密集してコイルを配置せねばならない。またトロイダル外側に進むにつれほとんどコイルを要しないことが分る。

次にターン数($\sim 100/2$)を設置許容空間(特に測定ポート)を詳細に検討し, 製作上の観点からなるべくブロック化して配置し, 計算コード¹²⁾によりプラズマ領域の不整磁場を最小になるようにする。ブロック化する場合幾通りかの場合が考えられ, 不整磁場条件, 電磁力応力条件^{*}を満足する例もいくつかえられる。適当な判断で一つの組合せを選択する。

2.4 設計経過

実際のJT-4の設計経過は2.3章で述べた設計フローとは若干異なっていた。第2.4図白抜きのコイル配置が当初の設計であった。この配置を検討した際に①トラス内側のフィード用所要空間を過小評価していたこと, ②電磁力による絶縁物の平均圧縮応力限界を考慮しなかったこと, によって配置設計の見直しが行われた。①についてはDoublet III⁴⁾と同様トラス内側のOHコイルを2列とし(ターン数は不変)OHコイルの従来のフィード空間を不要にする, ②については, トラス内側の肩近傍(第2.2図の46番近傍)の電磁力による絶縁物の平均圧縮応力が, 第2.4図の配置では限界近くなるので, 多層コイルを柵で区切って(OHコイルにとってはギャップを設ける)安全係数 ~ 2 とする, 解決策をとった。従ってコイル配置の再設計が行われ, 第2.5図に示す配置をえた。この図の配置では, $Z=0$ に最も近いコイルに設置誤差があると不整磁場を最も大きく発生する。その程度はプラズマ中心では4~5 Gauss/5mm・50kA, プラズマ境界では数十Gauss/5mm・50kAである。

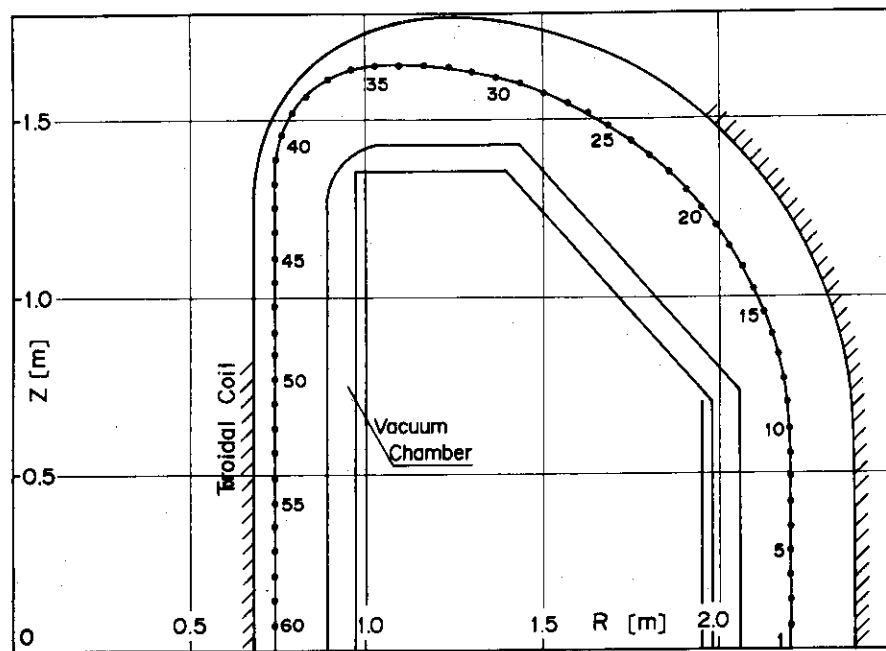
2.5 コイル配置設計結果

第2.5図の配置における等磁力線分布, 等磁場強度分布(不整磁場分布)を第2.6図, 第2.7図に示す($I_{OH}=100kA$ の場合であることに注意)。

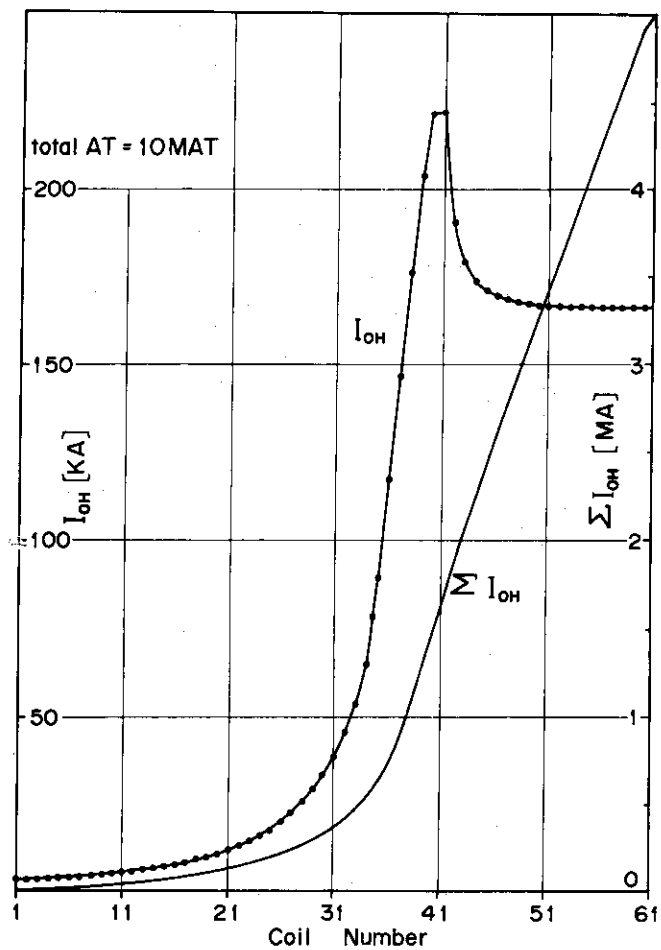
第2.2表~第2.4表に第2.5図によって進められたSコイルの設計結果もまとめて起している。これらの表に基づき, 3章において電源を設計する。電源設計条件として, コイル本体制限条件 $|I_{OH}| \leq 50kA$ を与えている^{**}。この条件は, 電磁力および断熱温度上昇がOHコイル電流値の自乗に比例して増大することが考慮すれば厳しい条件である。

* 2.2.2節で述べた電磁力による他にフープ力による集中応力も問題となる。

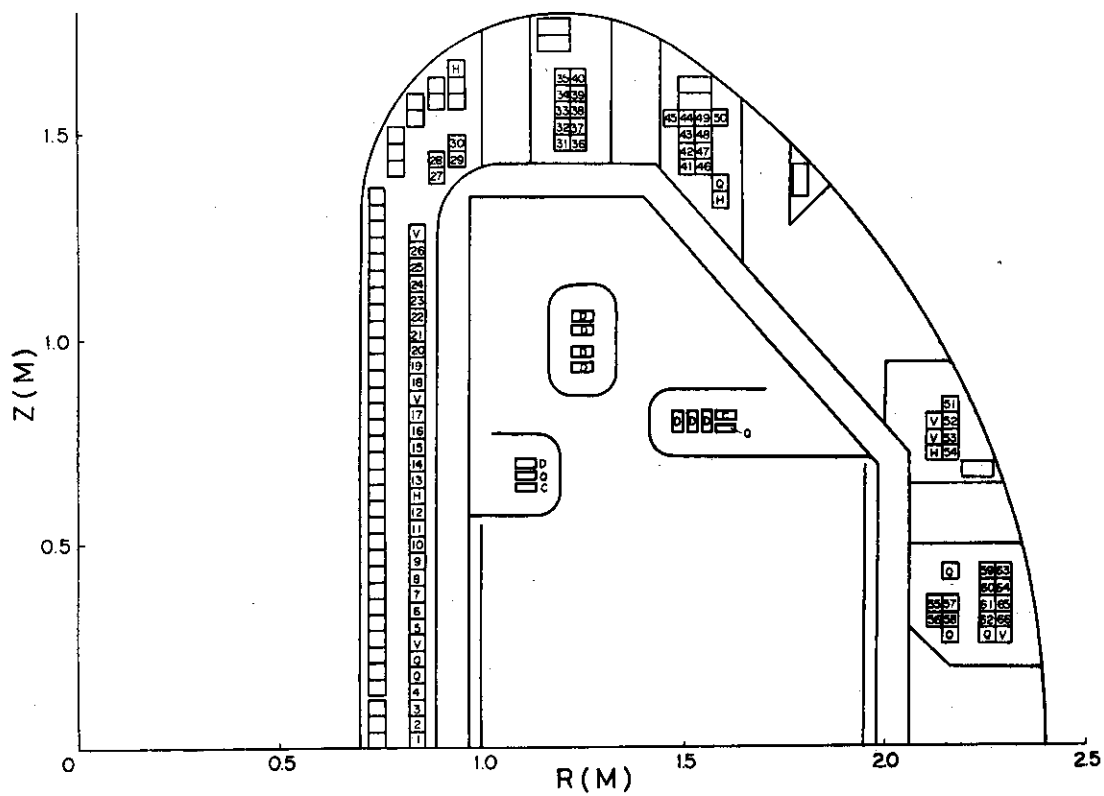
** この値は次のようにして見積られる。すなわち, 第2.2図および第2.3図より $M_{OH-P}=0.53\mu H$ となる。
 $M_{OH-P} \cdot \Delta I_{OH} = 5 \text{ volt} \cdot \text{sec}$ 条件より必要総アンペアターン=9.5MAT, OHコイルのターン数 ~ 100 , およびバイアス励磁方式を考慮して $\Delta I_{OH} = \frac{1}{2} \times 9.5 \text{ MAT} / 100 = 4.75 \text{ kA} \sim 50 \text{ kA}$ となる。



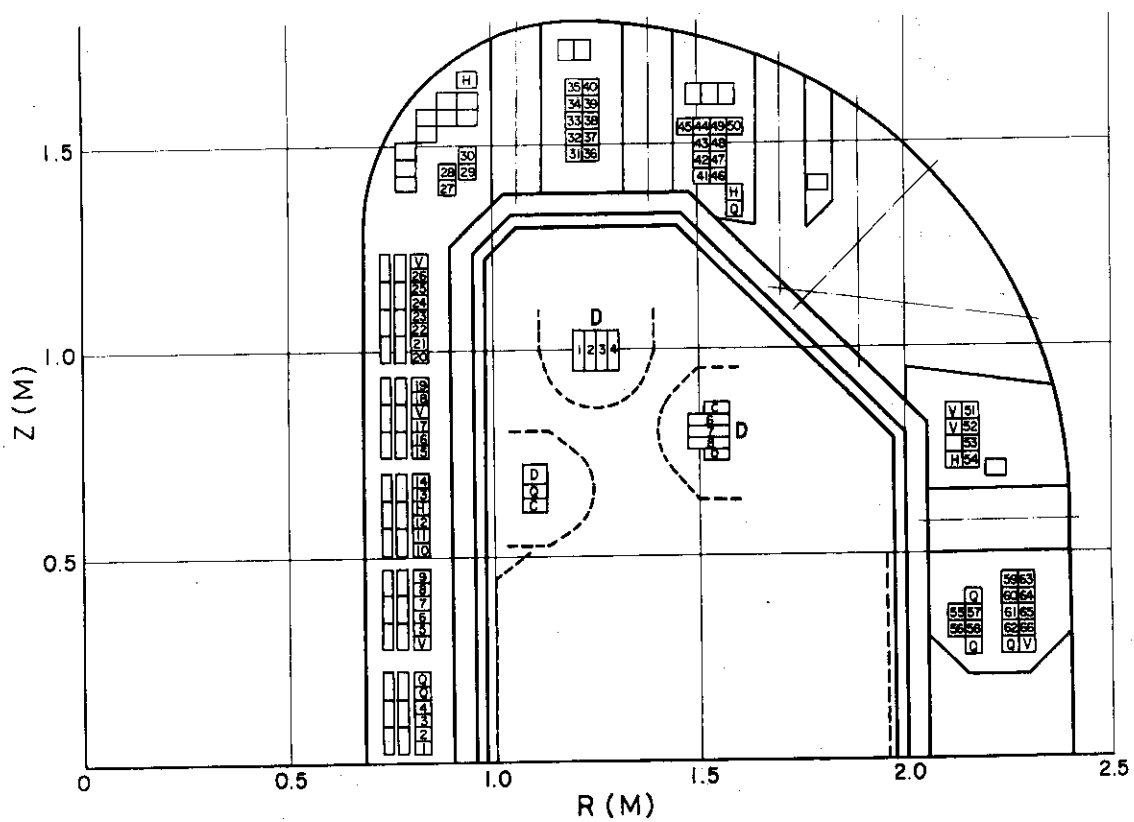
第 2.2 図 OHコイル概略配置ラインの設定



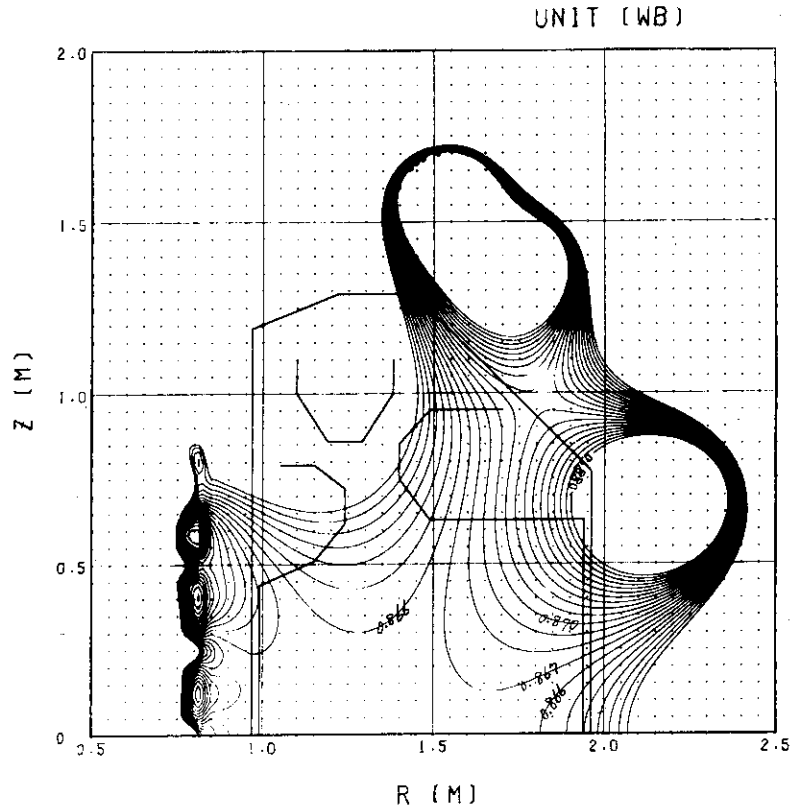
第 2.3 図 配置ライン上の理想的OH電流分布



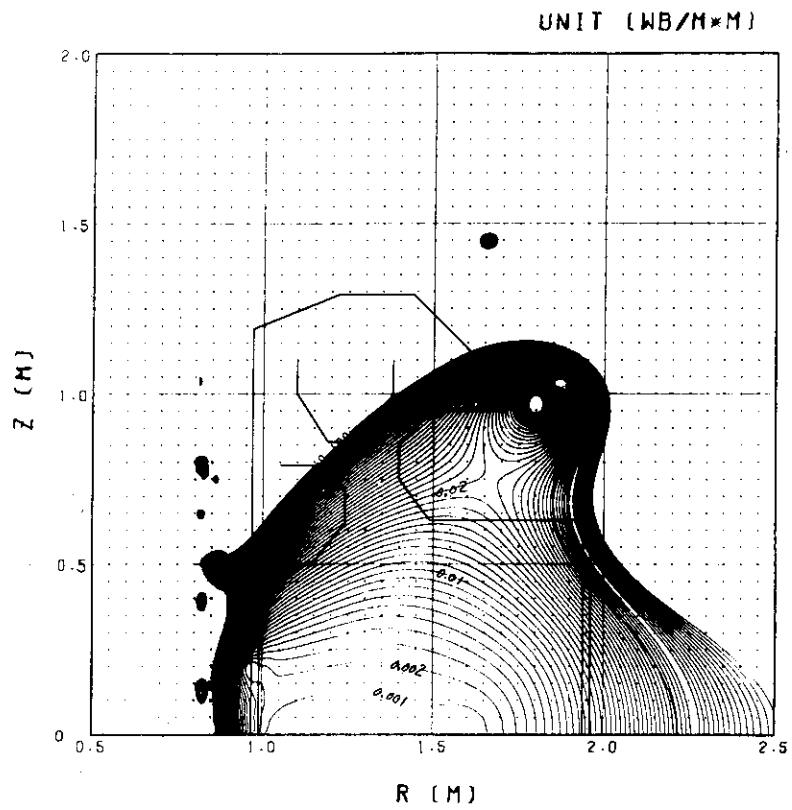
第 2.4 図 OH コイル配置第 1 次案 (98 ターン)



第 2.5 図 最終コイル配置 (96 ターン)



第 2.6 図 磁力線分布 ($I_{OH} = 100 \text{ kA/ターン}$)



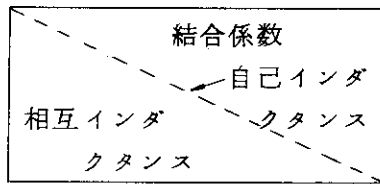
第 2.7 図 磁場強度（不整磁場）分布
（ $I_{OH} = 100 \text{ kA/ターン}$ ）

第2.2表 PFコイル設計条件(絶縁, 冷却)

諸 量		コイル名	空心変流器コイル	形状コイル
電 圧	層 間 耐 圧	kV	0.3	0.3
	対地, 端子間耐圧	kV	28.8	33.6
最 大 電 流		kA	50	30
導 体 構 造	タ テ	mm	(i) 60 (1~32) (ii) 44 (33~48)	(i) 27 (1~26) (ii) 34 (27~66)
	ヨ コ	mm	(i) 25 (1~32) (ii) 34 (33~48)	(i) 40 (1~26) (ii) 34 (27~66)
	space factor		(i) 8×20 (ii) 14ϕ 0.893, 0.897	12ϕ (i) 0.895 (ii) 0.902
	断 面 積	mm ²	(i) 1340 (ii) 2342	(i) 967 (ii) 1043
	全 長	m	538.1	S I 909.3 S II 954.4
	重 量	tons	6.428	10.063
最 大 電 流 密 度		A/mm ²	(i) 37.3 (ii) 37.3	(i) 31.0 (ii) 28.8
許容短形波換算通電時間		sec	3.0	3.0
最大断熱温度上昇		deg	26	(i) 18 (ii) 17
備 考				結線切換装置を要す。

第 2.3 表 PF コイル電気諸量一覧表 (コイルのみ)

			P	OH	S		抵抗
					SI	SII	(mΩ)
プラズマ	P	(I) 3.40	1.74×10^{-1}	6.72×10^{-2}	—	—	
		(II) 2.90	2.03×10^{-1}	—	1.49×10^{-1}	—	
空心変流器コイル		OH		5024.3	5.32×10^{-4}	6.5×10^{-4}	$\frac{7.36}{8.744}$
形状コイル	I	SI			7862.1		$\frac{16.27}{19.34}$
	II	SII					7511.79

$$\left(\frac{\text{at } 25^{\circ}\text{C}}{\text{at } 75^{\circ}\text{C}} \right)$$


$$\text{比抵抗 } \rho = \frac{1.83 \times 10^{-6}}{2.175 \times 10^{-6}} \Omega \cdot \text{cm} \left(\text{材質銀入銅} \begin{matrix} \text{at } 25^{\circ}\text{C} \\ \text{at } 75^{\circ}\text{C} \end{matrix} \right)$$

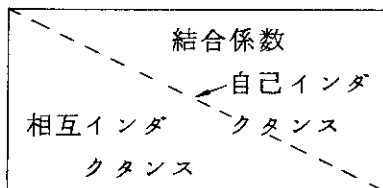
(注1) 直流給電線 (含む, 含まない)

(注2) 上記において結合係数は下記の値 (k^2_{ij}) を記入している。

$$k^2_{ij} = \frac{M^2_{ij}}{L_i L_j}$$

第 2.4 表 PF コイル電気諸量一覧表 (母線, わたり線, フィーダ線を含む)

			P	OH	S		抵 抗 (mΩ)
					S I	S II	
プ ラ ズ マ	P	(I) 3.40					—
		(II) 2.90					
空 心 変 流 器 コ イ ル		OH	5 4.4 5	5 1 4 4.6 3			$\frac{8.864}{10.3}$
形 状 コ イ ル	I	S I	- 4 2.3 9	- 1 4 4.9 1	8 5 9 6.7 5		$\frac{21.4}{25.12}$
	II	S II	- 5 6.9 1	- 1 5 6.6 6	8 3 5 6.7 5		$\frac{22.57}{26.5}$

$$\left(\frac{\text{at } 25^{\circ}\text{C}}{\text{at } 75^{\circ}\text{C}} \right)$$


$$\text{比抵抗 } \rho = \frac{1.83 \times 10^{-6}}{2.175 \times 10^{-6}} \Omega \cdot \text{cm} \left(\text{材質銀入銅} \begin{matrix} \text{at } 25^{\circ}\text{C} \\ \text{at } 75^{\circ}\text{C} \end{matrix} \right)$$

(注1) 直流給電線 (含む, 含まない)

3. 電 源 設 計

概念設計としてのOH電源の設計とは主として①電源方式、②電源最大容量、の決定である。

OH電源を設計するにあたり必要な条件は、プラズマを含め、すべて電気回路方程式で記述されていることである。ところがOH電源の設計に係るプラズマを除くポロイダル磁場コイルの電気的諸量は一義的に与えられるがプラズマに関する電気的諸量は実際問題としてある巾をもって必ずしも一義的ではない。例えばプラズマ抵抗 r_p はそれ自身不確定量であり、また放電の各期間において値は大きく変化する。またプラズマインダクタンスも不確定量である。

このような事情から、実際の運転を考慮すれば運転の自由度が電源方式の決定の重要な要素となる。

電源設計の大枠の条件として、第1章に述べた理由によりプラズマ電流を立上げる際はOHコイル電流のバイアスしゃ断方式を採用する。従って、その他の期間(OHコイル電流励磁、プラズマ電流維持の期間)ではサイリスタ電源を用いることとする。この大枠の条件の下に前述のプラズマの電気的諸量の巾を考慮して設計を行えばよい。次節以降ではJT-4の場合を例にとり設計条件を設定し設計例を示す。

3.1 設計条件(JT-4の場合)

JT-4のOH電源の設計条件を第3.1表にまとめてある。OH電源設計に必要なプラズマ条件は、実際の運転を考慮すると種々の場合があり、それらに対応して電源を考えるべきである。しかし、電源方式、電源容量を明確にすることを主目的とする本報告では、プラズマ条件として次の4種の代表的な運転モード、すなわち

円形オペレーション Ope. I ①②

非円形オペレーション Ope. II ①②

のみを検討対象とする。その他の運転モードについては、上記の運転モードで設計した電源で運転可能かどうかを検討することとする。

電気回路方程式において、プラズマ回路はOHコイル回路のみならず他のポロイダル磁場コイル(PFコイル回路、特に形状コイル(Sコイル)回路との電磁結合が大きい。また未確定量として、真空容器(V/C)、トロイダル磁場コイル(TFコイル)の渦電流等がある。本報告では、電気回路系としてプラズマ、OHコイル、Sコイルを考え、V/C、TFコイルの影響を無視する。ここでプラズマに関する電気的諸量、プラズマ抵抗 r_p 、プラズマインダクタンス L_p の放電期間中の変動に関し、設計の簡素化のため L_p は一定とし、 r_p のみ変動するものとする。また電気回路方程式を解く際の条件としてのプラズマ電流立上り波形は、許容波形範囲の形で与えている。このことは運転の自由さを保証するものである。

一方、電源の経済性、合理性の観点からは、電源容量をむやみに大きくすることは好ましくない。従ってJT-4では、別枠の条件として、OHコイル電流による磁束の変化巾を5volt

第3.1表 OH 電源設計条件

	プラズマ条件	工学的条件				
		P	OH	S	抵抗	25°C 75°C
電気諸量	$L_p = 3.4 \mu H$ 円形プラズマ Ope. I $L_p = 2.9 \mu H$ 非円形プラズマ Ope. II (ただし放物電流分布 ($\ell_i = 1.0$) として)	P	3.4 (I) 2.9 (II)	1.74 ⁻¹ 2.03 ⁻¹	6.72 ⁻² 1.42 ⁻¹	
	$r_p(t) = \infty \quad (0 \leq t < T_1)$ $= r_p(\infty)(1.0 - 0.995e^{-\frac{t-T_1}{\tau_r}})^{\frac{3}{2}} \quad (T_1 \leq t < T_b)$ $= r_p(\infty) \quad (T_b \leq t < T_s)$	OH	54.4	5144 (5024)	5.32 ⁻⁴ 6.5 ⁻⁴	8.86 10.3 mΩ
		S	-42.4 -56.9	-144 -157	8596(7862) 8356 (7511)	25.1 26.5
		$M_{ij} : \begin{matrix} k^2 \\ M_{ij} \end{matrix}$ $M_{ij} : (\mu H)$ 自己インダクタンス () 内は ファイダを含みます				
電流波形生成 (I_p, I_{OH}, I_s)	Operation I	$I_s \propto I_p \quad (T_1 \leq t \leq T_b)$ ・ ループ電圧 ($0 \leq t \leq T_1$) 300V(100V) ・ OH: バタス遮断方式, S コイル並列 接続しない。 $T_1 \leq t \leq T_b$ 期間の I_p 範囲 $\frac{dI_p}{dt} \leq 2 \times 10^7 \text{ A/sec}$				
	Operation II					
別枠仕様	OH コイル本体制限 $ I_{OH} \leq 50 \text{ kA}$					$M_{OH-P} \Delta I_{OH} \geq 5 \text{ volt} \cdot \text{sec}$

second 程度とする。

また、第2章で述べたように、OHコイル本体の制限条件、コイル電流の絶対値 $\leq 50\text{ kA}$ が電源を設計する条件として与えられる。

従って、Ope. I ①②、Ope. II ①②の各々について放電が2秒間にわたって実現する様電源を設計すると、上記の磁束変化巾、コイル電流絶対値の条件を満足しない場合が生ずる。このような場合、後者を優先させ各オペレーションにおける条件の削除を明らかにして設計を進めることにする。

3.2 設計条件の説明

3.2.1 プラズマインダクタンス L_p 、インダクティブボルトセック $L_p I_p$

プラズマインダクタンス L_p は

$$L_p = \mu_0 R_p \left(\ell_n \frac{8R_p}{a_0} + \frac{\ell_i}{2} - 2 \right) \quad (3.1)$$

で定義する。ここで

R_p : 大半径方向プラズマ中心位置 1.45 m

a_0 : プラズマ平均小半径 ($\equiv (b + a) / 2$)、非円形度 $\kappa (= b / a)$ を用いて $a(1 + \kappa) / 2$ と書ける。

ℓ_i : 規格化内部インダクタンス

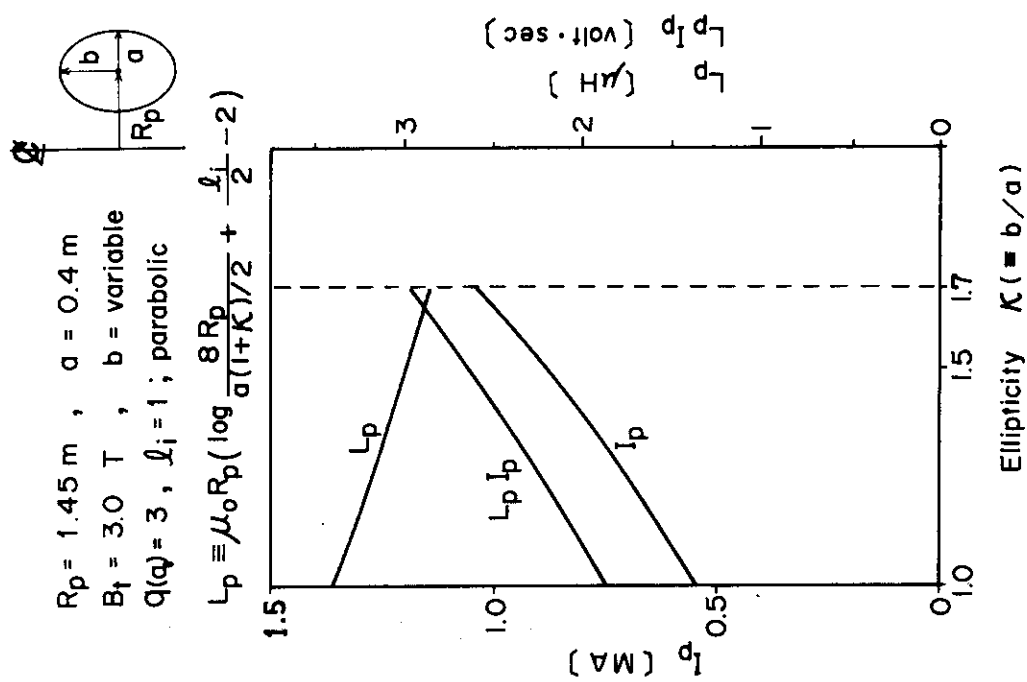
である。プラズマ電流分布として放物分布を想定し、規格化内部インダクタンス ℓ_i は ~ 1.0 とする。水平方向のプラズマ半径 $a = 0.4\text{ m}$ とし、非円形度 κ とプラズマインダクタンス L_p の関係を第3.1図に示す。放物電流分布の場合、プラズマ表面安全係数を $q(a_0) \sim 3$ 、トロイダル磁場強度 $B_t = 3\text{ Tesla}$ として流れうるプラズマ電流 I_p 、インダクティブボルトセック $L_p I_p$ も同図に示す。ただし、この図はジュール加熱のみによる低ベータプラズマ ($\beta_p \lesssim 1$) の値であり、追加熱 (例えば中性粒子入射による加熱) による高ベータプラズマ ($\beta_p > 1$) の場合にはより大きなプラズマ電流が流れうる。同図より代表的なオペレーションとして $\kappa = 1.0$ (円形プラズマ)、 $\kappa = 1.7$ (非円形プラズマ) の場合を選ぶと、それぞれ $L_p = 3.4$, $2.9\text{ }\mu\text{H}$ となり、Ope. I ①、Ope. II ①の波形に対応する。Ope. I ②、Ope. II ②は追加熱による高ベータプラズマオペレーションの場合の波形を想定したものである。プラズマインダクタンス L_p は一つのオペレーション中、時間的に変化しないものとする。

3.2.2 プラズマ放電各期間の定義

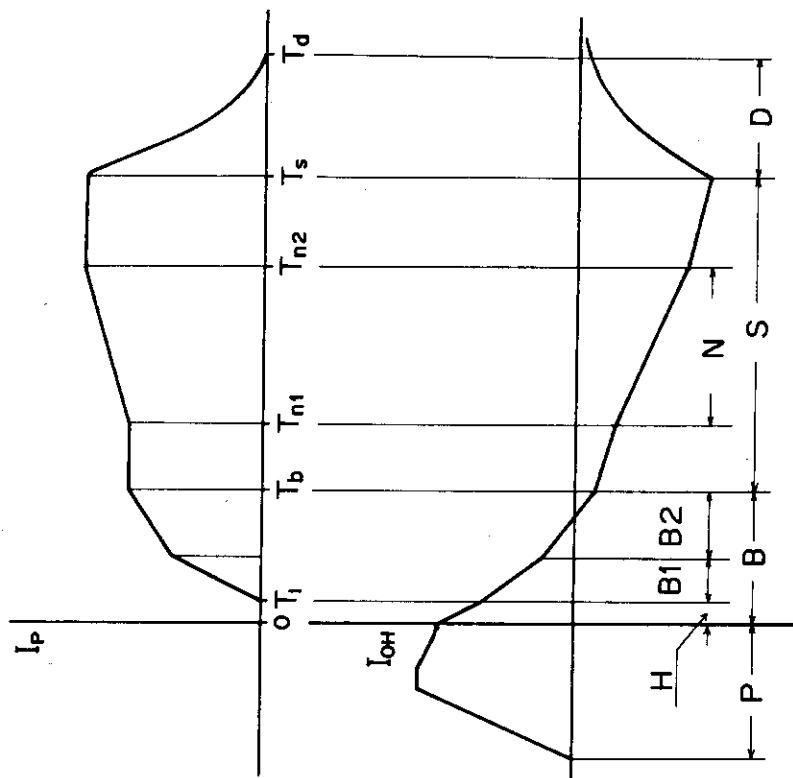
各期間の名称はプラズマを中心として名づけ、OHコイル励磁電流のしゃ断動作開始をもって時刻基準 $t = 0$ とする。各期間の名称および簡単な説明を以下に記す。記号は第3.2図を参照。

(i) 放電準備期間 (P) $t < 0$

OHコイルにサイリスタ電源から電流を励磁して、エネルギーを蓄積し、プラズマへのエネルギー移送を行うための準備期間である。この期間の終了時刻近くにOHコイル回路とサイリスタ電源は切り離される。



第 3.1 図 プラズマの楕円度と自己インダクタンス、
最大プラズマ電流値の関係



第 3.2 図 プラズマ電流および OH 電流通電期間の
定義、説明図

(ii) 高電圧発生期間(H) $0 \leq t < T_1 = 1 \text{ msec}$

$t = 0$ にて、スイッチ断器を動作させOHコイルの両端に高電圧を発生させる。しかしこの期間はプラズマが存在しないと考える。プラズマが存在する空間にループ電圧として 100 V (300 V) を印加する。 $T_1 = 1 \text{ msec}$ の設定理由は 3.2.3 を参照。

(iii) プラズマ電流励起期間(B1, B2) $T_1 \leq t < T_b$

プラズマ電流立上げ期間、単に立上げ期間とも称する。 $t = T_1$ で初めてプラズマ抵抗は有限になると考えているので、OHコイル電流の変化に応じてプラズマ電流が立上り始める。プラズマ電流の許容波形は第3.1表のように t vs. I_p の範囲で与えられる。 $t = T_b$ はプラズマ電流立上げ終了時刻でありサイリスタ電源を放電準備期間とは逆極性で投入する時刻でもある。なおプラズマ電流波形の上限 $\dot{I}_p \leq 2 \times 10^7 \text{ A/sec}$ はSコイル電源があまり過大とならないように設定した。

(iv) プラズマ電流維持期間(S) $T_b \leq t < T_s = 2 \text{ sec}$

この期間プラズマ電流をサイリスタ電源により維持する。追加熱オペレーション(Ope I ② II ②)の場合は更に追加熱期間(N) $T_{n1} \leq t < T_{n2}$ を設ける。ただし $T_{n2} - T_{n1} = T_{PR} = 1 \text{ sec}$ であり、この期間プラズマ電流を増加させる。ジュール加熱プラズマの計測期間の余裕をみて $T_{n1} = 0.5 \text{ sec}$ と定める。S期間をフラットトップ期間、S期間のうちN期間を除いた期間をプラズマ電流フラットトップ期間と称することがある。

(v) プラズマ電流減衰期間(D) $T_s \leq t < T_d \sim \text{任意}$

プラズマ電流を減衰させる期間でサイリスタ電源の出力を減ずる操作を行う。

3.2.3 プラズマ抵抗とループ電圧

OHコイル電源はプラズマにインダクティブなエネルギーとレジスティブなエネルギーを注入する役割をもつ(Sコイル電源も一部同様な役割をもつ)。インダクティブエネルギーはプラズマ電流として蓄えられ、レジスティブエネルギーはプラズマの熱エネルギーとして蓄えられる分と真空壁への放射、伝導損失分に分配される。プラズマ電流立上り時はインダクティブエネルギーと共にレジスティブエネルギーを電源から供給し、プラズマ電流フラットトップ時はレジスティブエネルギーのみを補給してやればよい。

一般にプラズマのエネルギーバランス式は

$$\left[\left(\frac{1}{2} L_p \dot{I}_p^2 \right) + r_p I_p^2 \right] = - \left[\left(M_{P-OH} \dot{I}_{OH} \right) I_p + \left(M_{S-P} \dot{I}_s \right) I_p \right] \quad (3.2)$$

となる。左辺はプラズマのインダクティブエネルギーおよびレジスティブエネルギーの単位時間当りの獲得量を表わし、右辺はOHコイル、Sコイル電源による単位時間当りのエネルギー供給量を表している。(3.2)式の両辺を I_p で割ると、

$$L_p \dot{I}_p + r_p I_p = - (M_{P-OH} \dot{I}_{OH} + M_{S-P} \dot{I}_s) \quad (3.3)$$

となる。これはプラズマ回路に関するキルヒホフの法則を表わし、時間積分すると、

$$L_p \Delta I_p + \int_0^t r_p I_p dt = - M_{P-OH} \Delta I_{OH} - M_{S-P} \Delta I_s \quad (3.4)$$

となり、磁束振り巾(ボルトセック)バランスをえる。

(3.4)式において左辺第1項、右辺第2項は I_p 波形を与えれば既知の量となるので、OH電流の振り巾 $4I_{OH}$ と I_p 波形の関係を求める場合、左辺第2項レジスティブボルトセックをどう評価するかが問題となる。プラズマ電流フラットトップ期間では通常、プラズマループ電圧 $r_p I_p$ が実験的にはほぼ一定値を示すので、この期間および追加熱の期間において、 $r_p =$ 一定値として評価する。一方、高電圧発生期間、プラズマ電流立上げ期間では①ループ電圧測定例が不足していること、②OH電流以外のPF電源容量の算定にはプラズマ電流の時間変化が必要なこと、の理由によりこの期間の総量のみならず、各時刻のレジスティブボルトセックを仮定する必要がある。そのためプラズマループ抵抗 r_p を時間のみの関数として、以下のようを与えることとする。各期間の $r_p(t)$ を

$$\begin{aligned} r_p(t) &= \begin{cases} t < T_1 = \text{msec} \end{cases} \\ &= r_p(\infty) \left\{ 1 - 0.995 e^{-(t-T_1)/\tau_r} \right\}^{-\frac{3}{2}} \quad [T_1 \leq t < T_b] \\ &= r_p(\infty) \quad [T_b \leq t < T_s = 2 \text{ sec}] \\ &= \text{未定} \quad [T_s \leq t] \end{aligned} \quad (3.5)$$

とする。ただし $r_p(\infty) = 0.5 \sim 2 \mu\Omega$, $\tau_r = 0.05 \sim 0.2 \text{ sec}$ である。第3.3図には $r_p(t)$ の様相を Spitzer 抵抗と共に示している。ただし、プラズマ電流立上げ期間 $T_1 \leq t < T_b$ については $r_p(\infty) = 2 \mu\Omega$ の場合を示してある。 $t = T_1$ にてプラズマの抵抗 $r_p(t)$ を不連続にした理由は、①中性ガスの電離が進行するのにある時間を必要とすること、②高電圧発生期間 $0 \leq t < T_1$ のプラズマループ電圧の定義を明確にしたいこと(すなわち、この期間プラズマ抵抗が ∞ でプラズマループ電圧は $V_{loop} = M_{OH-P} \dot{I}_{OH}$ で定義する)、による。従って高電圧発生期間のレジスティブボルトセック評価は

$$\begin{aligned} \int_0^{T_1} r_p I_p dt &\equiv \int_0^{T_1} V_{loop} dt \\ &= -M_{OH-P} (I_{OH}(T_1) - I_{OH}(0)) \end{aligned} \quad (3.6)$$

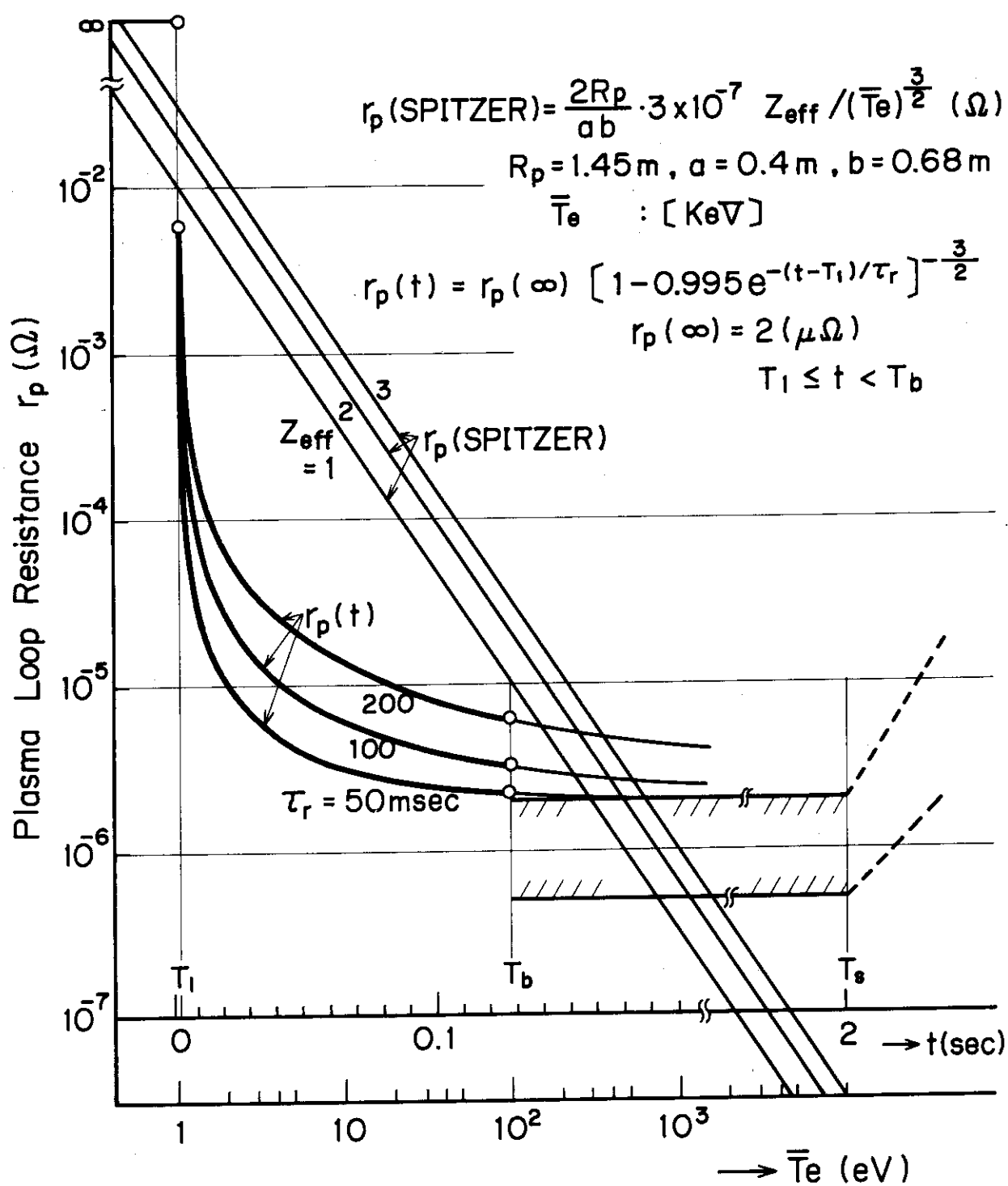
となる。また $T_1 = 1 \text{ msec}$ の内訳は

- (i) OHコイル電流のシャ断開始信号 ($t = 0$) から実際にOHコイル両端に高電圧が発生するまでのシャ断器動作上の遅れ時間 $\sim 100 \mu\text{sec}$,
- (ii) プラズマループ電圧が真空容器のシールドイングを通して印加されるまでの時間 $L_v / R_v \simeq 1 \mu\text{H} / 2 \text{ m}\Omega = 500 \mu\text{sec}$, (ここで L_v , R_v は真空容器のOH成分に対する自己インダクタンス, 一周抵抗である)
- (iii) 中性ガスの電離進行の見込み時間約 $400 \mu\text{sec}^{10)}$

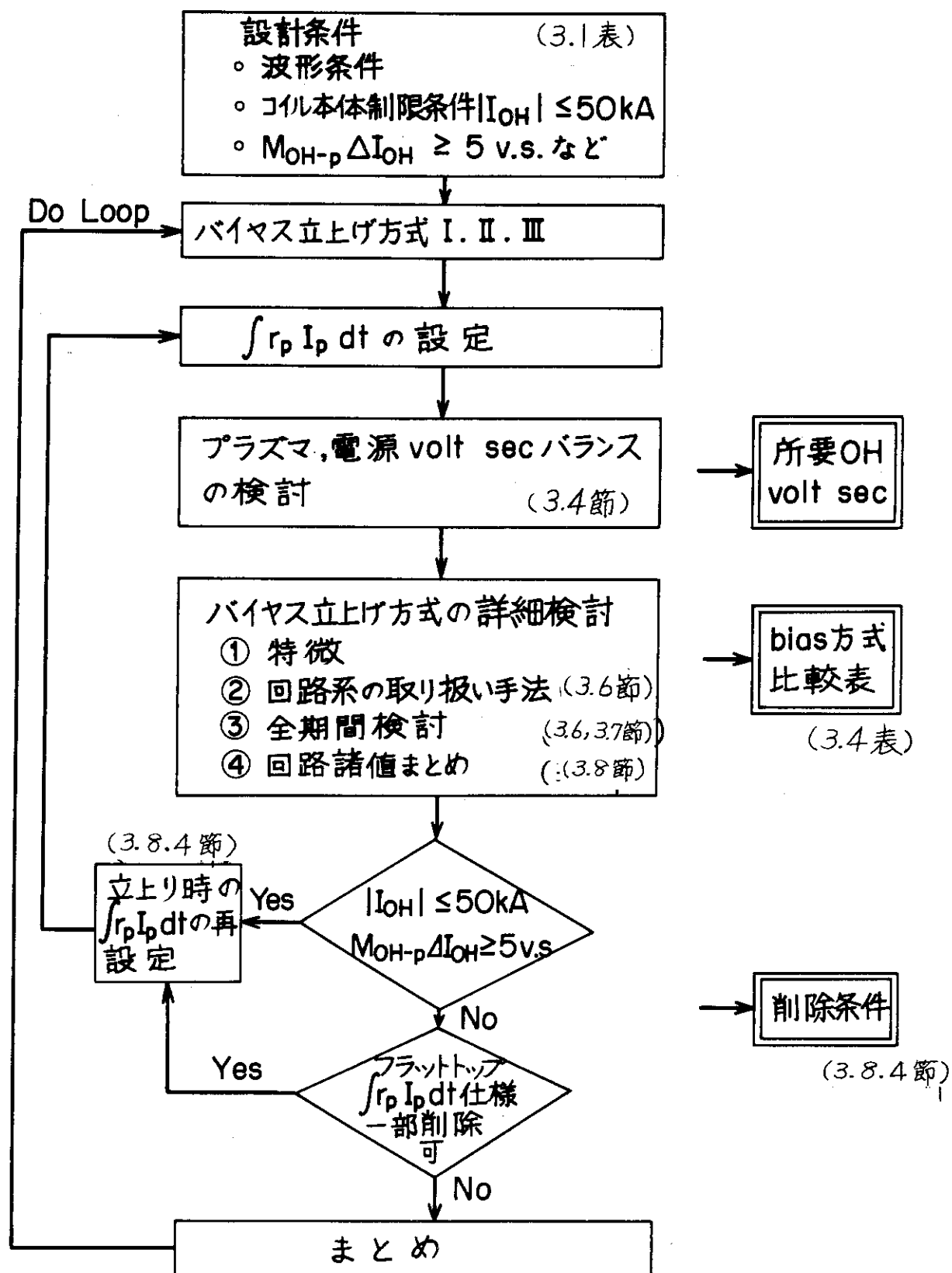
の和である。

3.3 電源設計フローチャート

電源設計条件において、 V/C , TF コイルの渦電流効果を見逃している。また各条件間の調整する余地(一部削除条件)がある。従って電源検討フローチャート第3.4図では、上記の



第 3.3 図 プラズマループ抵抗の時間的变化
(参考のためにスピッツァ抵抗も図示してある)



第 3.4 図 電源設計検討フローチャート

解決すべき問題点を明確にするよう、および設計条件の多少の変更にも耐えうるよう検討フローを構成している。検討過程で得られた取扱い手法比較表はそのままJT-4のような中型トカマク装置の概念設計の資料となる。

まず、設計条件のうちレジスティブボルトセックの見積りをOpe II①の場合、最大(～1.4 volt sec, 第3.8.4節参照)にとると、

$$\text{電流立上げ時} \quad L_p \Delta I_p + \int_0^{T_b} r_p I_p dt \simeq 2.9 + 1.4 \text{ volt sec}$$

$$\text{フラットトップ時} \quad \int_{T_b}^2 r_p I_p dt \simeq 4.0 \text{ volt sec}$$

となり、総ボルトセック＝8.3 volt sec となる。これはSコイル電源の寄与分(約1.7 volt sec)を考慮してもOHコイル本体制限条件 $|I_{OH}| \leq 50 \text{ kA}$ を超える。すなわち

$$50 \text{ kA} \times 2 \times 54.1 \mu\text{H} = 5.41 \text{ volt sec} < 8.3 - 1.7 = 6.6 \text{ volt sec}$$

である。検討フローでは本体制限条件を優先させ、レジスティブボルトセックの見積りとパラメータ扱いとし削除条件を明確にする。

一方、OH電源のバイアス立上げ回路方式が決まれば、プラズマ電流立上げ期間に前後する期間の電流波形が決定され、電源回路諸量、動作の全体が決まる。従ってバイアス立上げ回路方式による特徴を明らかにすることは、上記経済性、信頼性の検討の観点から重要である。

本報告では、OH電源方式、定格を決める観点からも検討フローが構成されているが、実際の運転の広範さからいえば、必ずしも一電源方式に固定する必要はなく、経済性、信頼性の事情が許す範囲でその運転に最適な方式に切替えることも可能であろう。

V/C, TFコイルの渦電流効果の検討は今後に残された課題であり、第3.4図の検討フローチャートに具体的には組込まれていない。しかし、これらの効果は等価的にレジスティブボルトセックと考えられるのでOHコイル電流に対するプラズマ電流波形の時間変化の詳細な対応を別とすれば、プラズマのレジスティブボルトセック $\int r_p I_p dt$ の見積りに含まれているともいえる。

3.4 ボルトセックバランス

エネルギーを受けとる側と、供給する側である電源とのボルトセックバランスの例を各オペレーションについて第3.2表にまとめて示している。ここでプラズマの立上り時(ジュール加熱)のレジスティブボルトセックはインダクティブボルトセックの高々10%程度を見込んでいて(高電圧発生期間のボルトセック約0.1 volt sec (100 volt × 1 msec) は含まれていない)、この10%は、

$$\int_{T_1}^{T_b} r_p(\infty) (1 - 0.995 e^{-(t-T_1)/\tau_r})^{-\frac{3}{2}} I_p dt \quad (3.7)$$

において $r_p(\infty) = 2 \mu\Omega$, $\tau_r = 50 \text{ msec}$, $T_b \simeq 100 \text{ msec}$ とし、プラズマ電流波形を $I_p = I_p(T_b) [1 - \exp(-(t-T_1)/\tau_r)]$ と仮定して得られる値である。またフラットトップでのプラズマ抵抗値は $r_p(\infty) = 1 \mu\Omega$ としている。立上げ期間、フラットトップ期間共にレジスティブボルトセックの評価を第3.4図の検討フローに従い小さめに行っている。

第 3.2 表 ポロイダル磁場系のボルトセック

		Ope. ① mode		Ope. ②	
		Ohmic Heating		Further Heating	
		Ip Flat Top			
Sinks	(Inductive) $L_p I_p$	Ope. I	2.04 1.7	— +1.02	0.0 0.0
		II	2.90 1.45	— 0.87	0.0 0.0
	(Resistive)* $\int r_p I_p dt$	I	0.18 0.15	— +1.3	+1.2 +1.3
		II	0.30 0.15	— +1.30	+2.0 +1.30
	Total	I	2.22 1.85	— +2.32	+1.2 +1.30
		II	3.20 1.60	— +2.17	+2.0 +1.30
Sources	OH coil $M_{OHp} \Delta I_{OH}$	Ope. I			
		II			
	S coil $M_{S-p} \Delta I_S$	I	0.42 0.34	— +0.93	0.0 0.0
		II	1.02 0.74	(0.68) +0.97	0.0 0.0
	Total	I			
		II			

* : break down phase (~0.1 volt · sec) excepted

一方、供給する側 (Sources) として考えられる電源は主として、OHコイル、Sコイル電源である。この表において Sinks = Sources のボルトセックバランスから OHコイル電源の所要ボルトセックが求められる。

3.5 バイアスしゃ断方式の比較と優先検討順位

前節 3.4 から求められる OHコイル電源所要ボルトセックを第 3.3 表上部に示す。OHコイル電流振り巾 ΔI_{OH} は (ボルトセック) = $M_{OH-P} \Delta I_{OH}$ の関係より求められる。ここで、種々のオペレーションに対し、OHコイル電流の総振り巾の $1/2$ の箇所を常にほぼ OHコイル電流 0 点となるよう電源操作を行うことができれば、コイル本体制限条件 $|I_{OH}| \leq 50 \text{ kA}$ から有効な利用法といえる。全期間をサイリスタ電源駆動方式とすれば、それは可能であるが、そのためには大きな電源容量を必要とする。

これがバイアスしゃ断方式を採用している理由である。従って第 3.3 表における所要ボルトセックは、 I_p 立上り時にあってはバイアスしゃ断駆動、フラットトップ時はサイリスタ電源駆動に対応する。しかし、これらの対応は厳密なものではなく、サイリスタ電源容量に応じて立上げ期間終了時刻 T_s を少し早めることも可能である。

ここでバイアスしゃ断の単純な方式について、それらの特徴を検討する。最も単純な回路方式として (i) L-R 回路、次いで OHコイル電流の符号反転のある (ii) 2 段 L-R (iii) L-R-C が考えられる。第 3.3 表の所要ボルトセックを同一しゃ断方式で行うとすると、同表下図に示すような波形になる。すなわち (i) L-R 回路では OH電流は常に立上げ時にはその符号を反転しないため $t = T_1$ での OHコイル電流は (ii), (iii) の場合に比し大きく Ope II ① の場合 40 kA に達する。これは立上げ時のレジスティブボルトセックを低めに考えた時の値であるから (3.7) 式において $\tau_r = 100 \sim 200 \text{ msec}$ とするとコイル本体制限条件 50 kA を超える。逆にフラットトップでの OH電流振り巾はコイル本体制限条件に対して有効に使用できる利点をもつ。従ってこの回路の特徴は、立上げ時の所要ボルトセック (立上げプラズマ電流) が小さい時に生かされる。OH電源設計条件に変更がある場合や、次に述べる 2 段 L-R 方式における特殊な場合 (小さい立上げ電流オペレーション) はこのような方式は有効であろう。しかし 2 段 L-R 方式と同様サイリスタ電源駆動時、抵抗 R にバイパスする電流によってサイリスタ電源電流定格値が大きくなることに注意を要する。

つぎに立上げ時に OHコイル電流に符号反転がある (ii) 2 段 L-R (iii) L-R-C 方式を検討する。第 3.3 表下図にはそれらの方式による OHコイル電流の特徴的な波形の一例を示している。これらの方式によれば、しゃ断電流は小さくてすみ、立上げ期間のレジスティブボルトセックの見積り巾は (i) の場合に比べて余裕がある。一方、フラットトップでの OH電流振り巾は立上げ時の反転電流値分だけ有効に使用できない欠点をもつ。従ってこれらの方式によれば、コイル本体制限条件 $|I_{OH}| \leq 50 \text{ kA}$ より、フラットトップ最終時刻 $T_s = 2 \text{ sec}$ に達する前に、プラズマ電流を減衰させねばならない場合も生ずる。第 3.3 表下図ではコイル本体制限条件 $|I_{OH}| \leq 50 \text{ kA}$ を考慮しないで、 $T_s = 2 \text{ sec}$ までの所要ボルトセック (OH電流変化) を示している。

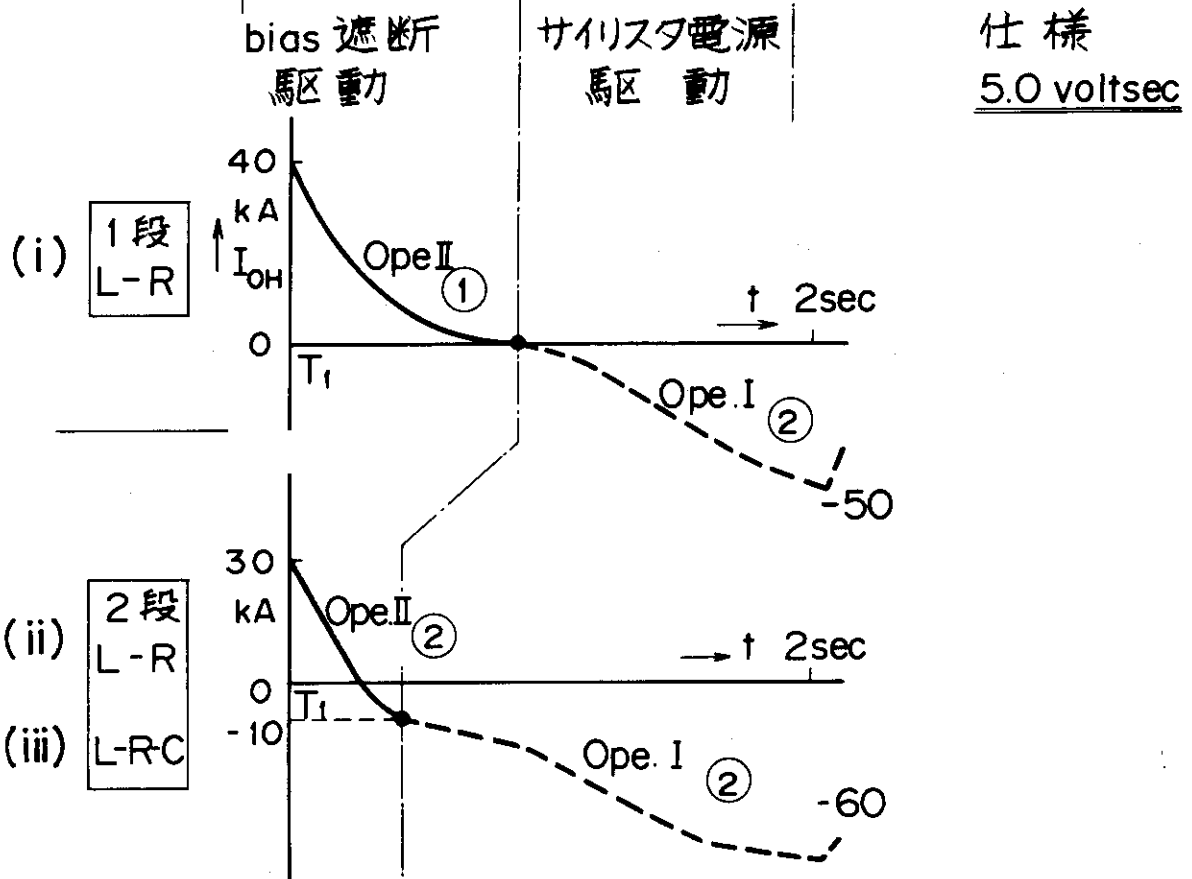
第3.3表 バイアスしゃ断方式とボルトセック配分
 $i_p|_{t=0}$ = 一定の条件では(i)の方が(ii), (iii)に比し
 立上り時間は長くなる。

$$\Delta I_{OH} = \frac{(\text{Volt-sec})}{M_{OH-p}}$$

$$M_{OH-p} = 54.4 \mu H$$

()内の値: Sコイル寄与を考慮しない場合

		Ohmic Heating 上り	F. H. + I_p F. T. フラットトップ ^o	total
Ope. I	①	1.80 (2.22)	1.20 (1.20)	3.00 (3.42)
	②	1.51 (1.85)	2.69 (3.62)	4.20 (5.47)
Ope. II	①	2.18 (3.20)	1.32 (2.00)	3.50 (5.20)
	②	0.86 (1.60)	2.50 (3.47)	3.36 (5.07)



(ii) 2 段 L-R (iii) L-R-C の特徴を第 3.4 表に比較対照している。両者の主な違いは文字通り、OH コイル、シャント抵抗の他に並列に IES コイル (Inductive Energy Storage Coil) をもっているか (iii) の場合)、直列にコンデンサをもっているかである。これらの回路素子は回路動作上、OH 電流符号反転のみならずプラズマ電流波形に変化をもたせる役割もしている。(iii) の方式は OH コイルに励磁されたエネルギーの一部を用いての電流反転であり、コンデンサに予備荷電を行わなければ、コンデンサに附属して電源は要しない。(ii) の IES コイルを用いる方式では、反転のため IES コイル電流をバイアスシャ断して、OH コイルにエネルギーを注入する必要がある、IES コイルに励磁用電源を必要とする。この表から二者択一の議論は、現在すべきでないと考ええる。それは、第 3.4 表の比較対照は単純な回路構成の場合の特徴を掲げてあり、設計がより具体化した時点で、システムとして経済性、信頼性の観点から判断すべきで事柄であるからである。

次節以降バイアス L-R-C 回路方式を議論しているが、それは単に他の同規模のトカマク装置 PLT, Doublet III に実績があることから検討を優先させたにすぎない。バイアス多段 L-R 回路特性は文献 13) に詳しい。ただし文献 13) は大型装置 JT-60 を対象とし、回路特性はシミュレーションにより行っている。今後次節以降述べるバイアス L-R-C 回路方式の検討と同様、JT-4 の設計条件の下にバイアス多段 (エネルギー効率の上から 2 段でよいだろう) L-R 回路方式の検討を進め比較する必要がある。

3.6 回路定数の決定手法

3.6.1 フローチャート

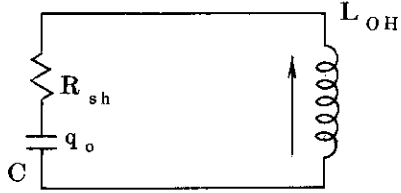
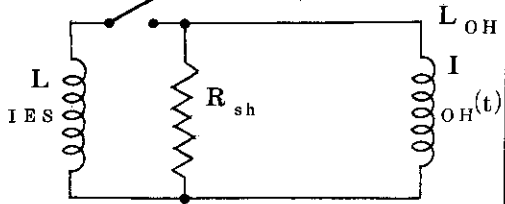
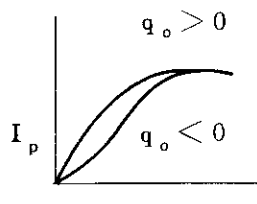
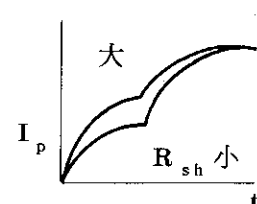
前節でも述べたように、以下バイアス L-R-C シャ断方式について検討する。

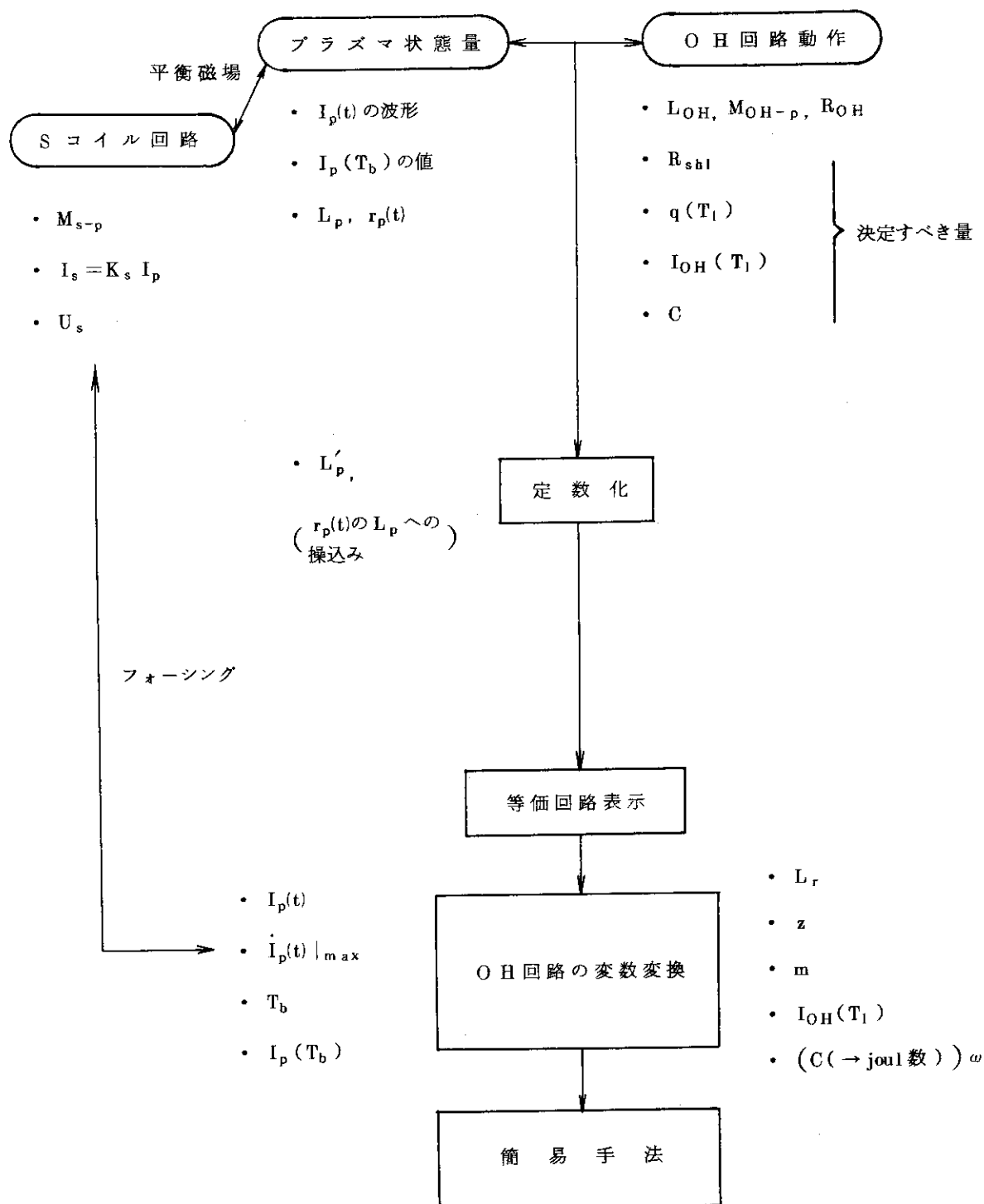
第 3.5 図に $T_1 \leq t < T_0$ 期間の OH 回路定数の定め方フローチャートを示す。これは、プラズマ電流立上げ期間 ($T_1 \leq t < T_0$) において、OH 回路系とプラズマ電流波形条件との関係を解析的に求めるフローを構成している。もともと OH コイル回路、S コイル回路の電気諸量は設計条件として与えられているから、OH 回路定数は計算機によるシミュレーションによって求めることは可能である。しかし概念設計の段階では、各種運転モードに対し見通しよい検討を行うために、多少の近似が用いられるとしても解析的手法に依る方が妥当であると考えられる。

まずプラズマ回路からみた場合、立上げ期間において S コイル電流 I_s はプラズマ電流 I_p にほぼ比例する条件を用いて、S コイル回路のプラズマへの影響をプラズマ自己インダクタンス L_p に操り込むことができる。

ついで時間の関数であるプラズマ抵抗 $r_p(t)$ を、適当な操作を行うことによりやはりプラズマ自己インダクタンス L_p に操り込み、OH コイル回路、プラズマ回路、S コイル回路を定数係数の回路方程式系とする。プラズマ回路を含んだ等価回路は、OH コイル回路換算でやはり L-R-C 直列共振回路を構成する。更に OH コイル回路動作とプラズマ電流波形条件を等価回路定数の変数変換量 ω , Z , m などで表現し、それらの関係を明瞭にすると共に回路定数を決定する設計資料をえる。具体的な回路定数はプラズマ電流波形を許容範囲のどこに設定する

第3.4表 バイアスL-R-C, 2段バイアスL-R回路の比較対照
(立上り時間, ΔI_{OH} 同一仕様比較)

構成 項目	bias L-R-C	2段bias L-R
基本回路		
回路素子 回路動作	<ul style="list-style-type: none"> • コンデンサ • 遮断器1セット • OH電流反転は自動的である。 • プラズマ電流維持期間; 電源電流の R_{sh} へのバイパス電流は微小 	<ul style="list-style-type: none"> • IESコイル • 遮断器2セット • L_{IES} に励磁された電流を適当な時に注入することにより反転。 • ; 電源電流の R_{sh} へのバイパスは bias L-R-C に比して大
運転, 実験 上の特徴	<ul style="list-style-type: none"> • Cの初期帯電量 q_0 により $I_{OH}(t)$ ($I_p(t)$) の波形を調整できる。  <ul style="list-style-type: none"> • I_p が小のときCのみで立上げ可 (投入器要) 	<ul style="list-style-type: none"> • 初段の波形調整は R_{sh} の切換えにより行う。 
その他	<ul style="list-style-type: none"> • 電流反転時の R_{sh} の短絡により更に大きな ΔI_{OH} をえることと可 • 平衡磁場生成コイル電源の定格小 (波形直線的)。 	<ul style="list-style-type: none"> • 平衡磁場生成コイル電源定格大 (波形指数関数のため)



第 3.5 図 プラズマ電流立上り期間 $T_1 \leq t < T_b$ における
OH回路定数の定め方フローチャート

かで決まる。この場合、主としてプラズマ電流時間変化率 \dot{I}_p の最大値が S コイル電源電圧とコンデンサ容量 (特に Farad 値) を決定する要素となる。

立上げ期間 ($T_1 \leq t < T_b$) における OH 回路諸定数が決まれば、それらの定数を用いて高電圧発生期間 ($0 \leq t < T_1$) における回路定数 (主としてシャント抵抗値) は定まる。フラットトップ期間 ($T_b \leq t < T_s$) は OH コイルにサイリスタ電源を直結させ OH コイル電流を変化させること、およびプラズマ抵抗 r_p はこの期間一定値をとるとしていることから回路方程式系は簡単になる。そのため、上述 $T_1 \leq t < T_b$ 期間のような取扱いをしなくても解析的に解ける。OH コイル電流振り巾の基準点は立上げ期間の終了時刻 $t = T_b$ における OH コイル電流値となる。3.6.2 節から 3.6.4 節まで高電圧発生期間 ($0 \leq t < T_1$)、立上げ期間における回路系の取扱いを上述の手法に基づいて論じてゆくことにする。

3.6.2 プラズマ電流立上げ期間の等価回路および高電圧発生期間の取扱い

(a) 回路の定数化

立上げ期間 ($T_1 \leq t < T_b$) における回路方程式は第 3.6 図(a)に示す記号に従い (3.8), (3.9), (3.10) 式,

$$L_p \dot{I}_p + M_{P-OH} \dot{I}_{OH} + M_{P-S} \dot{I}_s + r_p(t) I_p = 0 \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} M_{P-OH} \dot{I}_p + L_{OH} \dot{I}_{OH} + R_{OH} I_{OH} \\ + L_{fOH} \dot{I}_{OH} + R_{fOH} I_{OH} = - \left(\frac{\int_{T_1}^{T_b} I_{OH} dt + q(T_1)}{C} + R_{sh} I_{OH} \right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$M_{S-P} \dot{I}_p + L_s \dot{I}_s + R_s I_s = u_s \quad (3.10)$$

で与えられる。ここで添字 OH, P, S はそれぞれ OH コイル, プラズマ, S コイルに関する量を表わし, f, sh はフィーダケーブル, シャントの意である。S コイルに関するフィーダケーブルインダクタンス, フィーダケーブル抵抗はそれぞれ L_s, R_s に含まれるものとする。また OH コイルと S コイルの相互インダクタンス M_{OH-S} は微量のため無視した。

(3.8) ~ (3.10) 式の他にプラズマの平衡を保持する必要から S コイル電流 I_s は

$$I_s = K_s I_p \quad K_s : \text{定数}$$

を満たすと仮定する。この K_s を用いると (3.8) 式は,

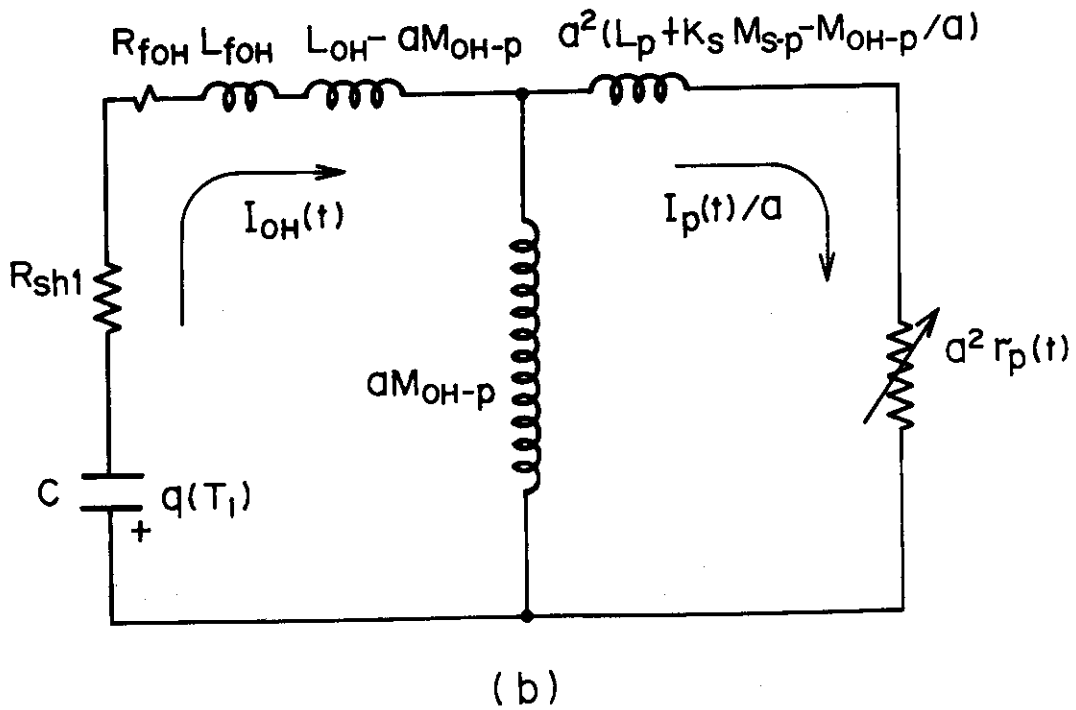
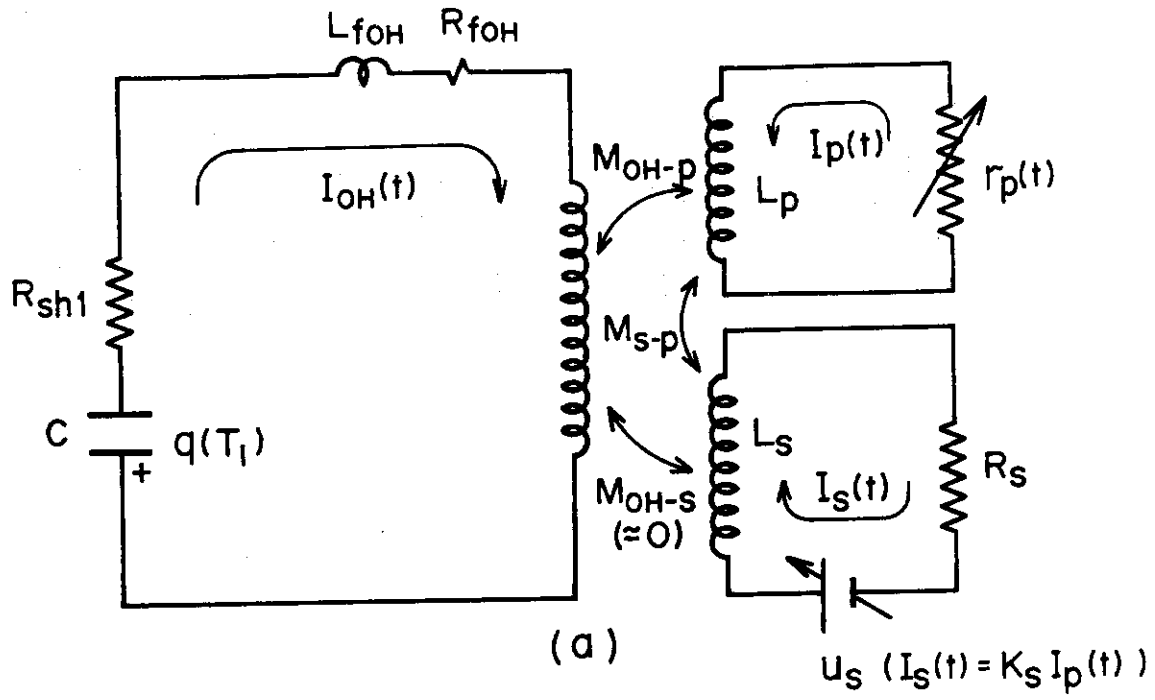
$$(L_p + K_s M_{p-s}) \dot{I}_p + r_p(t) I_p = 0 \quad (3.11)$$

となり, I_{OH} と I_p の関係は (3.9) 式と (3.11) 式のみから求まることが分る。(3.9), (3.11) 式は, r_p が時間のみの関数だから線型微分方程式ではあるが, I_p が I_{OH} の関数として陽に解を求めることは一般に困難である。

ここで以下の条件を設けることにより, 定数係数の線型微分方程式とする。すなわち,

" プラズマ電流立上げ期間において, プラズマ電流 I_p , OH コイル電流 I_{OH} の関係を表わす (3.9) と (3.11) 式を近似した式:

$$(L_p + \ell_p + K_s M_{p-s}) \dot{I}_p + M_{P-OH} \dot{I}_{OH} = 0 \quad (3.12)$$



第 3.6 図 プラズマ電流立上り期間 $T_1 \leq t \leq T_b$ における回路図 ((b)は(a)の等価回路表示)

ただし

ℓ_p : 等価インダクタンス

$$\equiv \overline{(r_p(t) I_p / \dot{I}_p)} = \frac{\int_{T_1}^{t_0} (r_p(t) I_p / \dot{I}_p) dt}{t_0 - T_1}$$

t_0 : 立上げ終了時刻 T_b 近傍時刻

と (3.9) 式の組合せに等価である”

この条件は、プラズマ電流立上げ期間においては、OHコイルに励磁された電磁エネルギーのプラズマへの移送はプラズマ抵抗 r_p に消費される分より、プラズマのインダクティブエネルギーとして蓄積される分が大きいことを考慮に入れている。条件の妥当性については 3.8.4 節 (a) に述べる。

第 3.7 図に等価インダクタンス ℓ_p 変換の意味を説明している。図において、実線は $r_p = r_p(t)$ として (3.9), (3.11) 式を解いて得られるプラズマ電流波形であり、点線は (3.12) 式において平均操作時間を $[T_1, T_b]$ にとって得られるプラズマ電流波形を表わす。このようにプラズマ抵抗を等価インダクタンスに変換すると立上りプラズマ電流値にはほとんど関係なく、立上り時間 $(T_b - T_1)$ のみに依存する量として扱える。しかもプラズマ回路が OH コイル回路とインダクティブな回路結合となるので解析的にも簡単な取扱いですみ利点は大きい。

ここで等価インダクタンス ℓ_p は定義から明らかなように I_p の波形が分らなければ求められない量である。 ℓ_p の概略値を得る目的でプラズマ電流 I_p 波形を

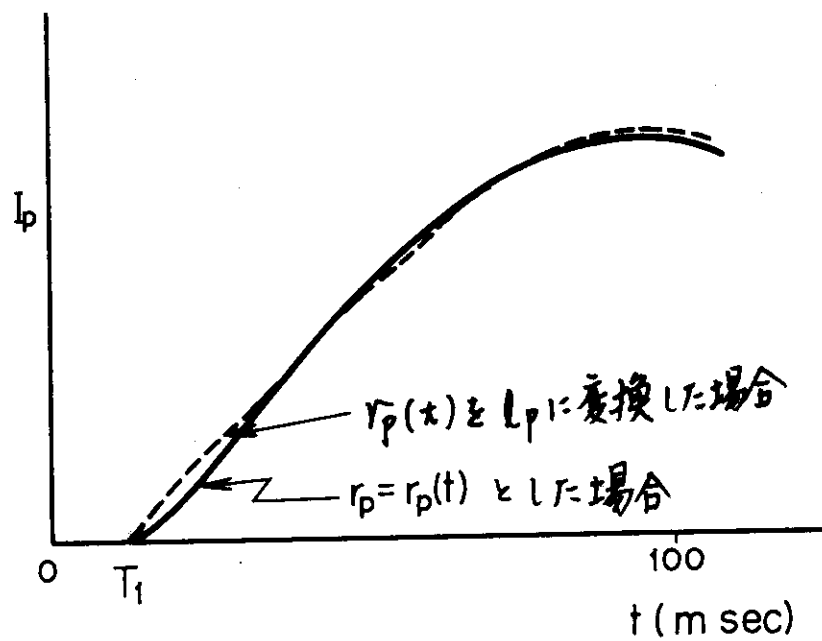
$$I_p(t) = I_p(T_b) (1 - e^{-(t-T_1)/\tau_p}) \quad (3.13)$$

ただし $\tau_p = 50 \text{ msec}$

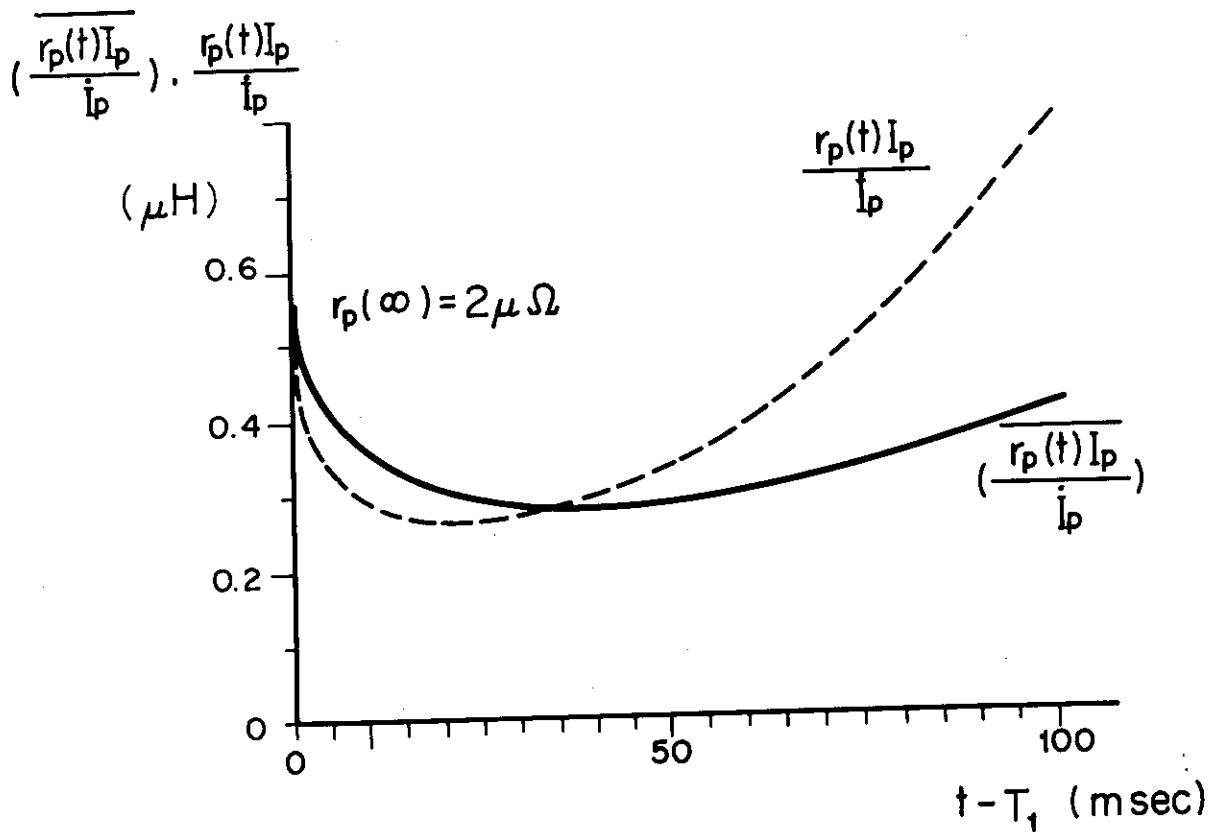
と仮定し、(3.5) 式におけるプラズマ抵抗 $r_p(t)$ において $r_p(\infty) = 2 \mu \Omega$, $\tau_r = 50 \text{ msec}$ とすると (3.12) 式における平均操作時間 $[T_1, t]$ の関数として ℓ_p を求める。その結果を第 3.8 図に示す。同図によれば立上り終了時刻 $T_b \sim 100 \text{ msec}$ 近傍では $\ell_p \simeq 0.3$ (μH) である。この値 (3.7) 式により求めたレジスティブボルトセック (第 3.2 表に記されている) と対応している。すなわち (3.12) 式を $[T_1, T_b]$ で積分して、得られる式のうち $\ell_p I_p(T_b)$ の項はレジスティブボルトセックの意味だから Ope II ① を例にとれば、

$$\ell_p I_p(T_b) = 0.3 \times 1 \text{ volt sec} = \text{第 3.2 表の値}$$

となっている。従って OH 回路定数の選定において、以後 $\ell_p = 0.3$ (μH) として検討する。OH 回路定数を決めた後、改めて 3.8.4 節で OH 回路動作から決まる I_p 波形による等価インダクタンス ℓ_p を議論することとする。より大きな ℓ_p (すなわちより大きなレジスティブボルトセック) の場合の検討も 3.8.4 節で行う。



第 3.7 図 等価インダクタンス I_p へ変換する意味の説明図



第 3.8 図 等価インダクタンス I_p

(b) 等価回路表示のOH回路換算

(a)における検討の結果、第3.6図(a)の3回路相互作用の等価回路である(b)図において、

$$a^2 r_p(t) \rightarrow 0$$

$$a^2 (L_p + K_s M_{s-p} - M_{OH-P}/a) \rightarrow a^2 (L_p + \ell_p + K_s M_{s-p} - M_{OH-P}/a)$$

a : OHコイル総ターン数 (96ターン)

とした定数係数の等価回路をえる。一次漏れインダクタンス ($L_{OH} - a M_{OH-P}$) およびフィードバックインダクタンス L_{fOH} は回路動作上無視できる値である。

ここで $a M_{OH-P}$ と $a^2 (L_p + \ell_p + K_s M_{s-p} - M_{OH-P}/a)$ との合成インダクタンス L_r ,

$$L_r \equiv a M_{OH-P} \left[1 - M_{OH-P}/a (L_p + \ell_p + K_s M_{s-p}) \right] \quad (3.14)$$

を用いて、OH回路の等価回路は第3.9図の直列 $L-R-C$ 共振回路となる。一方、プラズマ回路方程式は、

$$\dot{I}_p = - \frac{M_{OH-P}}{L_p + \ell_p + K_s M_{s-p}} \times \dot{I}_{OH} \quad (3.15)$$

である。第3.9図のOH回路に関する等価回路の動作を知ることにより (3.15) 式より $I_p(t)$ の波形がえられる。

(c) 高電力発生期間 ($0 \leq t < T_1$) の取扱い

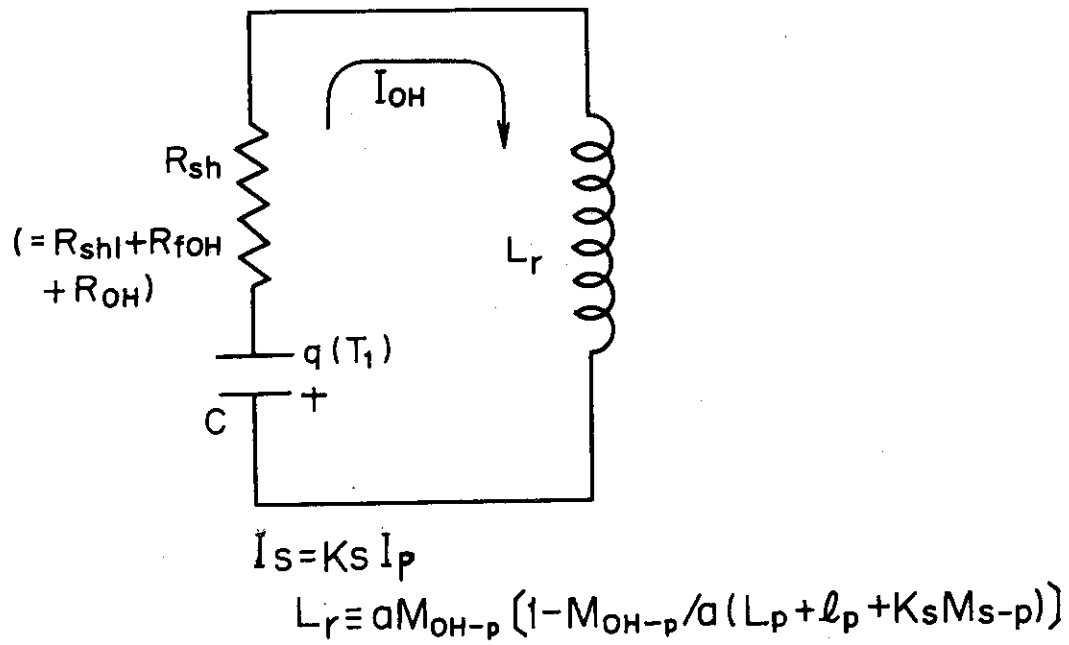
この期間、プラズマは発生していず (従って回路方程式 (3.8) ~ (3.10) は成立しない)、OHコイル励磁電流をシャ断して、シャント抵抗およびコンデンサに流入させることによって (R, Z) = (1.45 m, 0 m) の位置にループ電圧 V_{loop} として 100 V (あるいは 300 V) を発生させる。このため必要なシャント抵抗値 R_{sh0} はプラズマ立上げ期間 ($T_1 < t < T_b$) におけるシャント抵抗値 R_{sh1} より大きいので、回路構成としては第3.10図に示すごとく $t = T_1$ で投入器を用いることになる。

3.6.3 変数変換

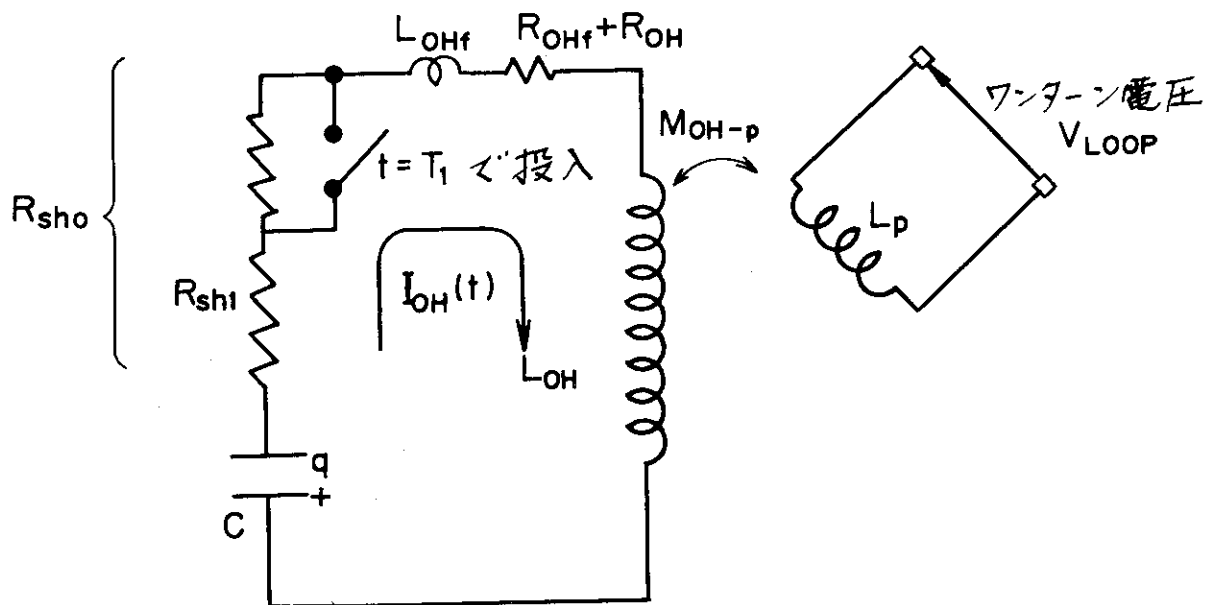
(a) 変数変換の意味

前節において、プラズマ抵抗 $r_p(t)$ をプラズマ自己インダクタンスの中に等価インダクタンス ℓ_p として操り込み、OHコイル等価回路第3.9図およびプラズマ回路方程式 (3.15) 式をえた。ここではOHコイル等価回路において決定すべき量 R ($\equiv R_{sh1} + R_{OH} + R_{OHf}$), C , $q(T_1)$, $I_{OH}(T_1)$ をプラズマ電流波形条件と明瞭に関係づけるために、上記4量を (3.16) 式のように変数変換する。

$$\left[\begin{array}{c} I_{OH} \\ R \\ C \\ q(T_1) \end{array} \right] \longrightarrow \left[\begin{array}{c} I_{OH}(T_1) \\ z = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{4L_r}{C}} \\ \omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C}} \\ m = q(T_1) / C R I_{OH}(T_1) \end{array} \right] \quad (3.16)$$



第 3.9 図 O H 等価回路



第 3.10 図 高電圧発生期間 $0 \leq t \leq T_1$ における O H 回路図

第 3.1 1 図に $t = T_1$ におけるコンデンサの初期電荷 $q(T_1) = 0$ ($m = 0$) の場合の OH コイル電流波形 ((3.15) 式によりプラズマ電流波形でもある) を時間に対し表している。この図からも分るように z は波形形状を, ω は波形の特徴的な時間を表わす変数である。 $q(T_1) \neq 0$ ($m \neq 0$) の場合は時間軸を \oplus あるいは \ominus にずらせる意味をもつことは明らかであろう。

プラズマ電流立上げにはこれらの波形の約半周期 (単調減少) 部分が用いられ, バイアス励磁された OH コイル電流の符号は反転する。

(b) 変数変換によるバイアス L-R-C 回路諸特性

$I_{OH}(T_1)$, z , ω , m で表わされる OH 回路の諸量およびプラズマ電流波形の特徴を第 3.5 表にはとめている。表中の (≡) 図に示すように, プラズマ電流立上げ波形の型は,

$$\begin{array}{ll} z^2 < 4(1+m) & \text{のとき} \quad \text{指数型} \\ z^2 = 4(1+m) & \text{のとき} \quad \text{直線型} \\ z^2 > 4(1+m) & \text{のとき} \quad \text{S 字型} \end{array}$$

と分類される。

3.6.4 変換変数と I_p 波形条件の関係 (設計資料の作成)

第 3.5 表に基づき I_p 波形条件を変換変数 $I_{OH}(T_1)$, z , m , ω で表わし, 設計資料とする。第 3.1 2 図, 1 3 図, 1 4 図はそれぞれプラズマ電流波形の特徴的な値, $I_{OH}(T_1)$, $[\dot{I}_p]^{max, min}$, T_b をほぼ決める図である。

第 3.1 5 図はコンデンサの容量 (Joule 値) を求めるために用いられる。これらの図の記号において

$$L_p' \equiv L_p + \ell_p + K_s M_{p-s}$$

T_b : プラズマ電流立上げ終了時刻 = OH 電源再投入時刻 = OH 電流勾配符号反転時刻と考えている。

J_0^{max} : OH 電流反転時刻 T_2 でのコンデンサ蓄積エネルギー。所要コンデンサ容量 $= \max(J_0(0), J_0(T_2))$

である。

(a) 第 3.1 2 図について

第 3.5 表⑩式から立上げプラズマ電流 $I_p(T_b)$ を決めれば M_{p-OH} , L_p' は既知だから, $I_{OH}(T_1)$ と z の関係が m をパラメータとしてえられる。 z を 2 の近傍 (プラズマ電流波形を直線型近傍) と決めると $|m| \lesssim 0.4$ の範囲であれば $I_{OH}(T_1)$ はほぼ決まる。

(b) 第 3.1 3 図について

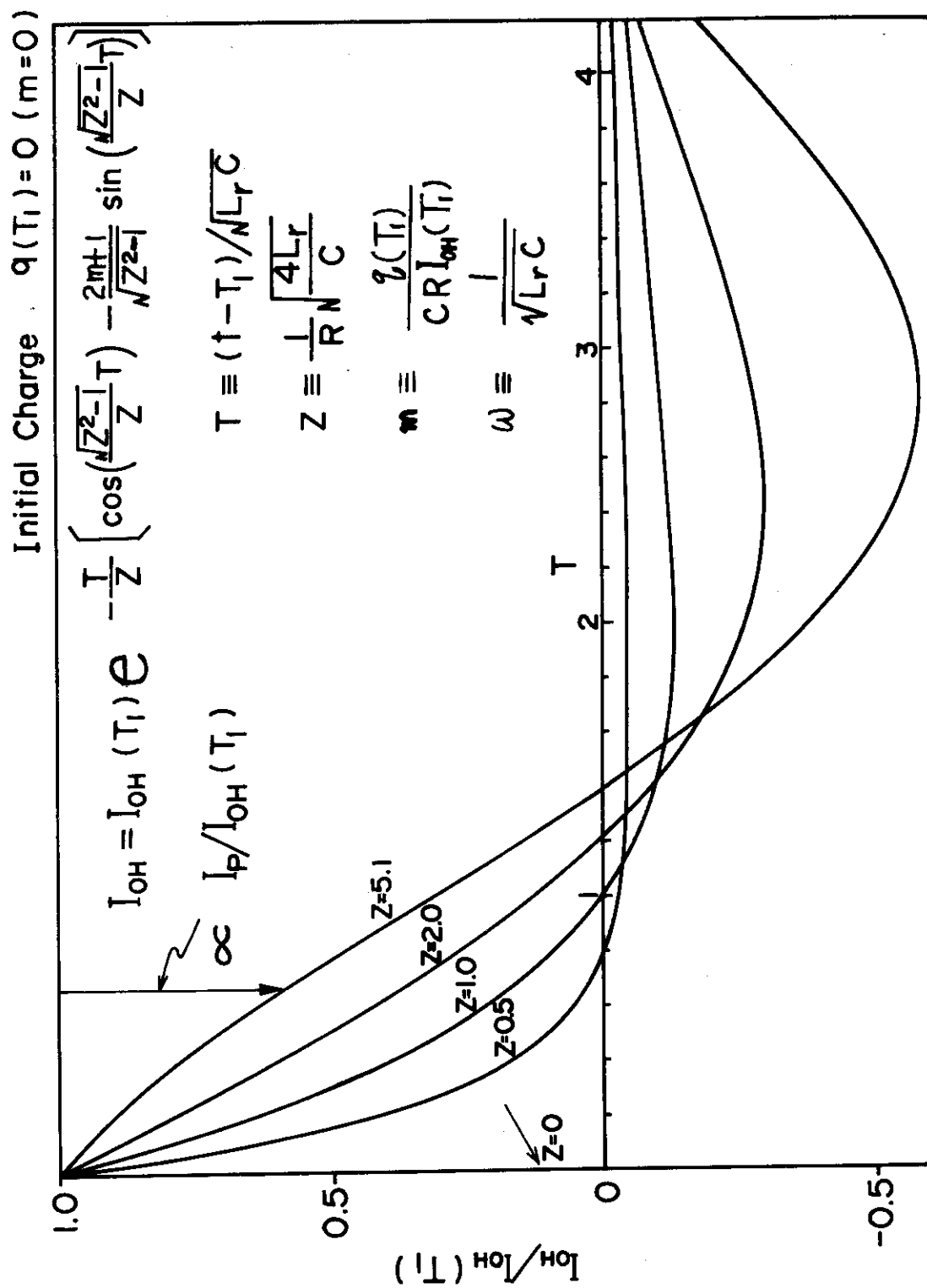
プラズマ電流勾配 $\dot{I}_p(T)$ に制限があり, すなわち

$$7.5 \times 10^6 \text{ A/sec} \leq \dot{I}_p(T_1) \leq 2 \times 10^7 \text{ A/sec} \quad (3.17)$$

および

$$\dot{I}_p(t) \leq 2 \times 10^7 \text{ A/sec} \quad (3.18)$$

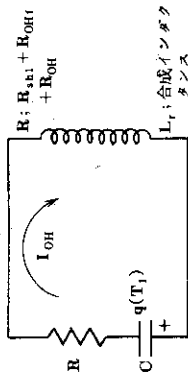
である。第 3.5 表⑪式に従い, (3.17), (3.18) 式の境界を m をパラメータとして ωI_{OH}



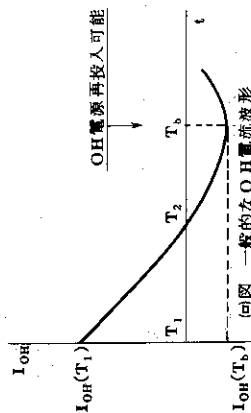
第3.11図 変数変換の意味の説明図

第3.5表 バイアスL-R-C回路諸特性

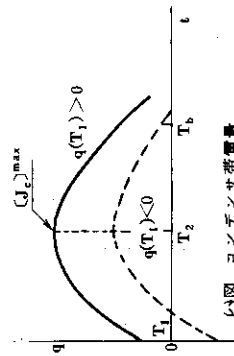
式番 号	諸 量	諸量の式 ただし $z = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$, $m = \frac{q(T_1)}{R C I_{OH}(T_1)}$, $\omega = \frac{1}{\sqrt{L C}}$	備 考
①	$I_{OH}(t+T_1)$	$I_{OH}(T_1) \cdot \exp\left(-\frac{\omega t}{z}\right) \cdot \left[\cos\left(\frac{\sqrt{z^2-1}}{z} \omega t\right) - \frac{1+2m}{\sqrt{z^2-1}} \sin\left(\frac{\sqrt{z^2-1}}{z} \omega t\right) \right]$	$t = T_1$ 高電圧 印加最終時刻
②	$I_{OH}(T_1) - I_{OH}(T_2)$	$I_{OH}(T_1) \cdot \left[1 + \frac{\sqrt{z^2+4m(m+1)}}{z} \cdot \exp\left[-\frac{1}{\sqrt{z^2-1}} (\tan^{-1} \sqrt{z^2-1} + \tan^{-1} (\sqrt{z^2-1}/(1+2m))) \right] \right]$	$t = T_2$: OH電流 勾配反転時刻
③	$I_{OH}(T_2)$	$-I_{OH}(T_1) \cdot \frac{\sqrt{z^2+4m(m+1)}}{z} \cdot \exp\left[-\frac{1}{\sqrt{z^2-1}} (\tan^{-1} \sqrt{z^2-1} + \tan^{-1} (\sqrt{z^2-1}/(1+2m))) \right]$	
④	$q(t+T_1)$	$\frac{I_{OH}(T_1)}{\omega} \cdot \exp\left(-\frac{\omega t}{z}\right) \cdot \left[\frac{2m}{z} \cos\left(\frac{\sqrt{z^2-1}}{z} \omega t\right) + \left(\frac{2m}{z} + z\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{z^2-1}} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{z^2-1}}{z} \omega t\right) \right]$	
⑤	$q(T_2)$	$\frac{I_{OH}(T_1)}{\omega} \cdot \frac{\sqrt{z^2+4m(m+1)}}{z} \cdot \exp\left[-\frac{1}{\sqrt{z^2-1}} \cdot \tan^{-1} (\sqrt{z^2-1}/(1+2m)) \right]$	$t = T_2$: OH電流 極性反転時刻
⑥	$(J_C)^{max}$	$\frac{1}{2} L_r I_{OH}^2(T_1) \cdot \frac{z^2+4m(m+1)}{z^2} \cdot \exp\left(-\frac{2}{\sqrt{z^2-1}} \tan^{-1} (\sqrt{z^2-1}/(1+2m)) \right)$	$= C(V^{max})^2/2$ $t = T_2$ のとき
⑦	$T_2 - T_1$	$\frac{1}{\omega} \cdot \frac{z}{\sqrt{z^2-1}} \cdot \tan^{-1} (\sqrt{z^2-1}/(1+2m))$	$\approx T_2$
⑧	$T_2 - T_1$	$\frac{1}{\omega} \cdot \frac{z}{\sqrt{z^2-1}} \cdot \left[\tan^{-1} (\sqrt{z^2-1}/(1+2m)) + \tan^{-1} (\sqrt{z^2-1}) \right]$	$\approx T_2$
⑨	$I_p(t+T_1)$	$\frac{M_{OH-p}}{L_p + I_p + K_s M_{s-p}} \cdot [I_{OH}(T_1) - I_{OH}(t+T_1)]$	$K_s = I_s/I_p$ $I_p = \text{⑩備考参}$
⑩	$I_p(T_2)$	$\frac{M_{OH-p}}{L_p + I_p + K_s M_{s-p}} \cdot [I_{OH}(T_1) - I_{OH}(T_2)]$	$L_p + I_p + K_s M_{s-p} \equiv L_p$
⑪	$(I_p)^{max}$	$z^2 \leq 4(1+m)$ のとき $t = T_1$ で $(I_p)^{max} = \frac{M_{OH-p}}{L_p + I_p + K_s M_{s-p}} \cdot I_{OH}(T_1) \cdot \frac{2\omega(1+m)}{z}$ $z^2 > 4(1+m)$ のとき $t = T_3$ で $(I_p)^{max} = \frac{M_{OH-p}}{L_p + I_p + K_s M_{s-p}} \cdot I_{OH}(T_1) \cdot \frac{\omega(z^2+2m(2m+1)z^2+8m(1+m))}{z^3 \sqrt{z^2+4m(1+m)}} \times$ $\exp\left[-\frac{1}{\sqrt{z^2-1}} \cdot \tan^{-1} \left\{ \frac{\sqrt{z^2-1}}{(3+2m)z^2-4(1+m)} \right\} \right]$	$I_p = \text{プラズマ抵抗等価インダクタンス}$ $= \left(\frac{r_p(t) I_p}{I_p} \right)$
⑫	$T_3 - T_1$	$\frac{z}{\sqrt{z^2-1}} \cdot \tan^{-1} \left\{ \frac{\sqrt{z^2-1}}{(3+2m)z^2-4(1+m)} \right\}$	T_3 : 変曲点



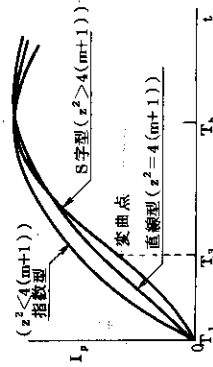
(イ)図 bias L-R-C回路



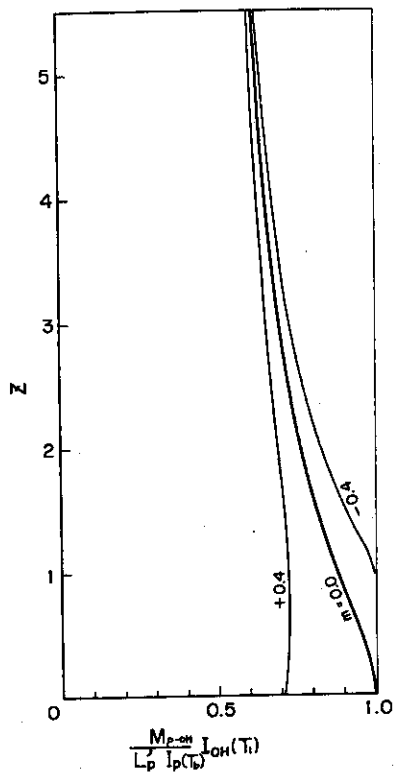
(ロ)図 一般的なOH電流波形



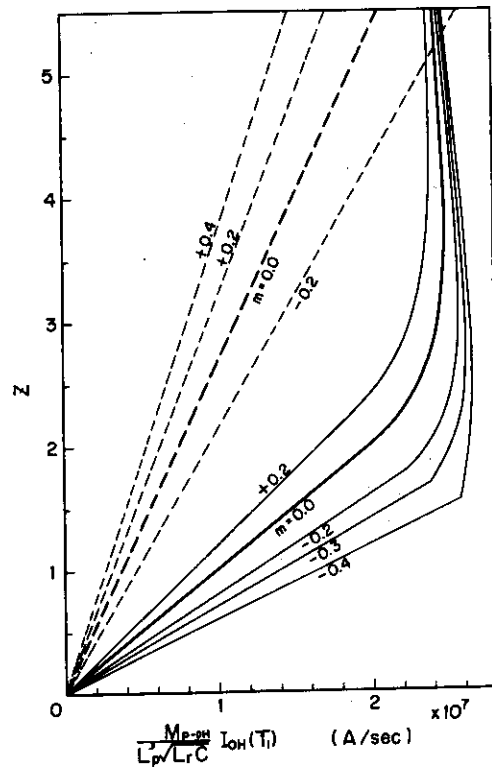
(ハ)図 コンデンサ帯電量



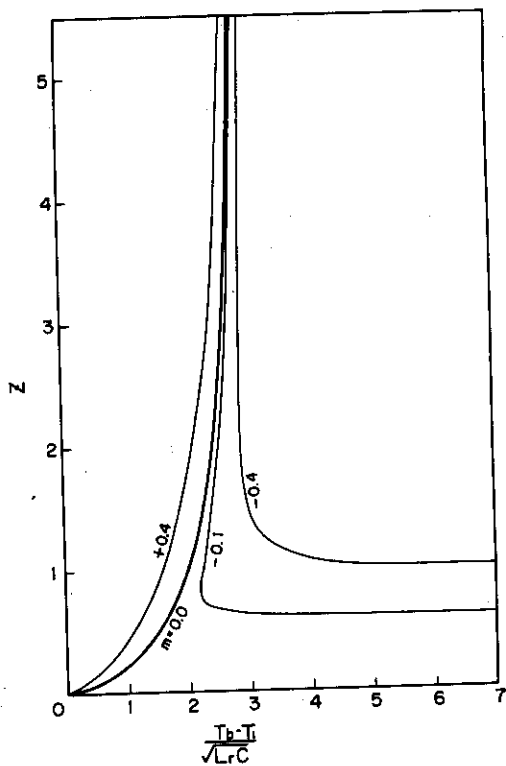
(ニ)図 I_p 波形型



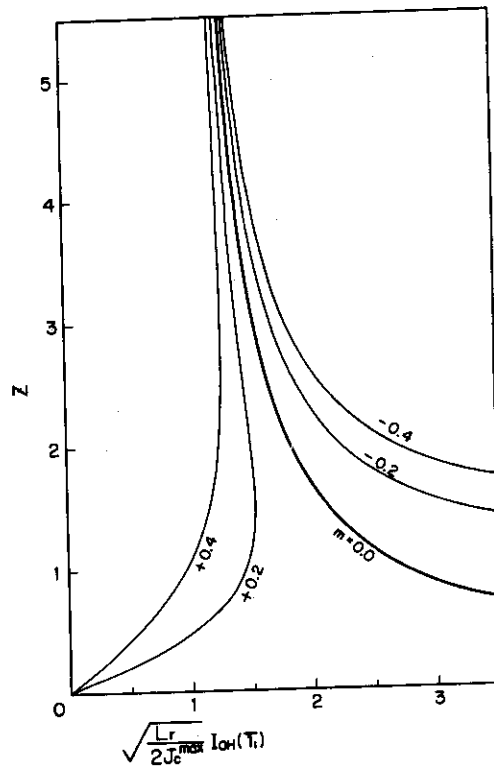
第3.12図 OH回路定数設計資料 1



第3.13図 OH回路定数設計資料 2



第3.14図 OH回路定数設計資料 3



第3.15図 OH回路定数設計資料 4

(T_1)と z の関係を示す。(3.17)式における $\dot{I}_p(T_1)$ の最小値は点線, 最大値は実線の直線線部で示す。実線の曲線部は(3.18)式の境界を示している。従って(3.17), (3.18)式を満足する $\omega I_{OH}(T_1)$, z , m は点線と実線の囲な範囲にある。(a)によって $I_{OH}(T_1)$ が概略決められるとその時の z , m に応じて ω すなわちコンデンサFarad値 C のとりうる範囲が決まる。第3.5表⑩式からも明らかなように, C の値が大(小)のとき \dot{I}_p 小(大)である。

(c) 第3.14図について

第3.15表⑧式に基づき, プラズマ電流立上げ終了時刻 T_b を同図に表わしている。 T_b は $I_{OH}(T_1)$ に関係しない。 z が2の近傍ならば $T_b - T_1 \simeq T_b = (2 \sim 3) / \omega = (2 \sim 3) \cdot \sqrt{L_r C}$ である。従って(b)における C の許容範囲と T_b に関する制限条件 $T_b \leq 200 \text{ msec}$ から C の値を決めればよい。

(d) 第3.15図について

I_p 波形条件とは直接関係はないが, コンデンサの容量Joul値の極値 $[J_c]^{max}$ を求める図であり第3.5表⑥式に対応する。コンデンサの容量決定の際はすべての期間でのJoul値の最大をとらねばならない。 m が負の大きな値をとる時 $J_c(T_1)$ の値が上記の $[J_c]^{max}$ を超えることがあることに注意する必要がある。

一般に I_p 波形条件を満足する。 $I_{OH}(T_1)$, z , ω , m の組合せは無限個存在する。したがって何らかの新たな条件(例えば $z \simeq 2$)を附与することにより変数の範囲はせまる。また m のとりうる範囲は本質的にはコンデンサの経済性(Joul値とFarad値, 極性反転率)に係ることなので具体設計が進むに従い今後検討すべきである。

3.6.5 簡易手法

3.6.4で述べた設計資料において, $z = 2$, $|m| \leq 0.2$ の条件の場合における近似回路定数の求め方を述べる。この条件の下で第3.5表において

$$\text{②式から } I_{OH}(T_1) \simeq \frac{L'_p}{M_{p-OH}} \frac{I_p(T_b)}{1.3} \quad (3.19)$$

$$\text{⑩式から } [\dot{I}_p]^{max} \simeq \frac{R}{L_r} \frac{I_p(T_b)}{1.3} (1+m) \quad (3.20)$$

$$\text{⑥式から } [J_c]^{max} \simeq \frac{1}{2} L_r I_{OH}^2(T_1) \times 0.3 \quad (3.21)$$

$$\text{⑧式から } T_b \simeq 2.3 \sqrt{L_r C} \quad (3.22)$$

をえる。今 $I_p(T_b)$, $[\dot{I}_p]^{max}$ を求めると(3.19)式から $I_{OH}(T_1)$, (3.20)式から C , R , (3.21)式から $[J_c]^{max}$ が求まる。 C の値で(3.22)式において $T_b \leq 200 \text{ msec}$ を満していることを確かめて, 回路値 $I_{OH}(T_1)$, C , R が決定する。

3.6.6 高電圧発生期間の回路定数

3.6.2節(c)に従い高電圧発生期間の回路定数の定め方を述べる。高電圧発生はしゃ断器に流れている電流を、しゃ断動作の開始に伴いシャント抵抗とコンデンサの直列回路に転流することにより行われる。しゃ断動作開始時刻 $t = 0$ において、OHコイルに流れるべき電流 $I_{OH}(0)$ はこの期間を通して $I_{OH}(T_1)$ に連がるため、この期間の回路定数は電流立上げ期間の動作に依存する。

ループ電圧は定義から

$$V_{loop}(t) = -M_{OH-P} \dot{I}_{OH}(t) \quad (3.23)$$

である。この期間のループ電圧条件 $100V(300V)$ は $0 \leq t < T_1$ について(3.23)式を平均した

$$\bar{V}_{loop} = \frac{-M_{OH-P} \int_0^{T_1} \dot{I}_{OH}(t) dt}{T_1} = \frac{-M_{OH-P} (I_{OH}(T_1) - I_{OH}(0))}{T_1} \quad (3.24)$$

を用いることにする。

第3.10図において、高電圧発生期間の回路系も立上げ期間と同様 $L-R-C$ 直列回路である。従って回路定数は異なるが第3.5表と同様の式が成立する。すなわち

$$I_{OH}(t) = I_{OH}(T_1) e^{-\omega_0(t-T_1)/z_0} \left[\cos\left(\frac{\sqrt{z_0^2-1}}{z_0} \omega_0(t-T_1)\right) - \frac{1+2m_0}{\sqrt{z_0^2-1}} \sin\left(\frac{\sqrt{z_0^2-1}}{z_0} \omega_0(t-T_1)\right) \right] \quad (3.25)$$

$$q(t) = \frac{I_{OH}(T_1)}{\omega_0} e^{-\omega_0(t-T_1)/z_0} \left[\frac{2m_0}{z_0} \cos\left(\frac{\sqrt{z_0^2-1}}{z_0} \omega_0(t-T_1)\right) + \left(\frac{2m_0}{z_0} + z_0\right) \frac{1}{\sqrt{z_0^2-1}} \sin\left(\frac{\sqrt{z_0^2-1}}{z_0} \omega_0(t-T_1)\right) \right] \quad (3.26)$$

をえる。ただし、

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 1/\sqrt{L_{OH}C}, \quad L_{OH} \equiv L_{OH} + R_{OHf} \\ z_0 &= \frac{1}{R_0} \sqrt{\frac{4L_{OH}}{C}}, \quad R_0 \equiv R_{OH} + R_{OHf} + R_{sh0} \\ m_0 &= q(T_1)/CR I_{OH}(T_1) \end{aligned}$$

である。

高電圧発生期間の回路定数の決定とは、ループ電圧条件 \bar{V}_{loop} に対し、シャント抵抗値 R_{sh0} 、励磁電流 $I_{OH}(t)$ 、コンデンサ初期荷電量 $q(0)$ (あるいは $q(0)/C$) を電流立上げ期間の定数 R_{sh1} 、 $I_{OH}(T_1)$ 、 $q(T_1)$ 、 C の関数として求めることである。(3.25)、(3.26)式より $\omega_0 T_1 / z_0$ を微小量として、

$$\begin{aligned}\bar{V}_{loop} &= -\frac{M_{OH-P}}{T_1} (I_{OH}(T_1) - I_{OH}(0)) \\ &\simeq -\frac{M_{OH-P}}{T_1} I_{OH}(T_1) \left[\frac{-2(1+m_0)\omega_0 T_1}{z_0} \right] \quad (3.27)\end{aligned}$$

$$I_{OH}(0) \simeq I_{OH}(T_1) \left[1 + \frac{2(1+m_0)\omega_0 T_1}{z_0} \right] \quad (3.28)$$

$$q(0) \simeq \frac{I_{OH}(T_1)}{\omega_0} \left[\frac{2m_0}{z_0} - z_0 \frac{\omega_0 T_1}{z_0} \right] \quad (3.29)$$

をえる。従って (3.27) ~ (3.29) 式から求めるもの、

$$R_0 \simeq \frac{1}{I_{OH}(T_1)} \left(\frac{L_{OH} \bar{V}_{loop}}{M_{OH-P}} - \frac{q(T_1)}{C} \right) \quad (3.30)$$

$$I_{OH}(0) \simeq I_{OH}(T_1) + \frac{T_1}{M_{OH-P}} \bar{V}_{loop} \quad (3.31)$$

$$q(0) \simeq q(T_1) - T_1 I_{OH}(T_1) \quad (3.32)$$

をえる。(3.30) 式からえられる R_0 は、プラズマ電流立上げ期間 R より大きくなるようプラズマ電流波形条件が決められている。従って、シャント抵抗 $R_{sh1} < R_{sh0}$ であり、第 3.10 図に示す $t = T_1$ における投入器の操作が可能である。

3.7 サイリスタ電源容量の算出法

3.6 節ではバイアスシャ断駆動時（高電圧発生期間、立上げ期間）における回路定数を求める手法を述べた。この節ではサイリスタ電源駆動を行う放電準備期間（ $t < 0$ ）、フラットトップ期間（ $T_b \leq t < T_s$ ）における所要電源容量の算出法について述べる。電流減衰期間（ $T_s \leq t < T_b$ ）においてもサイリスタ電源駆動で行うが他の期間で決定される電源容量で駆動できるとする。

$t < 0$, $T_b \leq t < T_s$ 期間を同一の電源で駆動することを想定しているので、これらの期間における最大所要電圧×最大所要電流がサイリスタ所要電流容量となる。

3.7.1 放電準備期間（ $t < 0$ ）

3.6 節における検討の結果 $I_{OH}(0)$ が決定される。 $t < 0$ においては、フライホイール運転、インバータ運転（3.9 節参照）時の OH コイル電流減衰分 δI_{OH} を考慮すれば、 $I_{OH}(0) + \delta I_{OH}$ のバイアス励磁電流を必要とする。したがって所要電圧 u_{OHS} は

$$u_{OHS} \geq (R_{OH} + R_{OHf}) (I_{OH}(0) + \delta I_{OH}) \quad (3.33)$$

であれば励磁可能である。一方、OH コイル導体の温度上昇の観点からは、できるだけ短期間で励磁することが望まれるため、

$$u_{OHs} = f (R_{OH} + R_{OHf}) (I_{OH}(0) + \delta I_{OH}) \quad (3.34)$$

ただし f : フォーシング率

とする。この電圧は $f = 1.2$ の場合コイル導体温度上昇に対する矩形波換算時間を $L_{OH} / (R_{OH} + R_{OHf})$ とすることに対応する。JT-4の定数では $L_{OH} / (R_{OH} + R_{OHf}) \approx 0.5 \sim 0.6 \text{ sec}$ である。最終的に決定されるサイリスタ電源電圧定格が(3.34)式で与えられる電圧より大きければ、矩形波換算時間を上記の値より小さくできる。

3.7.2 フラットトップ期間 ($T_b \leq t < T_s$)

フラットトップ期間の回路方程式は、

$$L_p \dot{I}_p + M_{p-OH} \dot{I}_{OH} + M_{p-s} \dot{I}_s + r_p I_p = 0 \quad (3.35)$$

$$M_{OH-p} \dot{I}_p + L_{OH} \dot{I}_{OH} + R_{OH} I_{OH} = -u_{OHs} \quad (3.36)$$

となる。ここで

R_{OH}, L_{OH} : フィーダケーブル分含むOHコイルの負荷定数

r_p : プラズマ抵抗(一定値)

$-u_{OHs}$: サイリスタ電源電圧(負号は切換器による極性反転通電のため)

である。第3.26図からシャント抵抗 R_{shl} 、コンデンサ C の回路はサイリスタ電源に関し、OHコイルと並列接続だから(3.36)式には R_{shl} 、 C は含まれない。一方、電源電流 I_{OHs} は R_{shl} 、 C に流れる電流 I_{OHs} と OHコイルに流れる電流 I_{OH} との和となる。

ここで、 I_p 波形、 I_s 波形が条件として与えられているので(3.35)、(3.36)式から $u_{OHs}(t)$ 、 $I_{OH}(t)$ を求めると、

$$\begin{aligned} -u_{OHs}(t) - R_{OH} I_{OH}(T_b) &= \left(M_{OH-p} - \frac{L_{OH} L_p}{M_{p-OH}} \right) \dot{I}_p \\ &\quad - \frac{L_{OH}}{M_{p-OH}} r_p I_p - \frac{R_{OH} L_p}{M_{p-OH}} (I_p - I_p(T_b)) \\ &\quad - \frac{R_{OH} M_{p-s}}{M_{p-OH}} (I_s - I_s(T_b)) \\ &\quad - \frac{r_p R_{OH}}{M_{p-OH}} \int_{T_b}^t I_p dt \end{aligned} \quad (3.37)$$

および

$$\begin{aligned} I_{OH}(t) - I_{OH}(T_b) &= -\frac{L_p}{M_{p-OH}} (I_p - I_p(T_b)) \\ &\quad - \frac{M_{p-s}}{M_{p-OH}} (I_s - I_s(T_b)) - \frac{r_p}{M_{p-OH}} \int_{T_b}^t I_p dt \end{aligned} \quad (3.38)$$

をえる。ここで $I_{OH}(T_b)$, $I_p(T_b)$ は立上げ終了時 $t = T_b$ の値である。(3.37), (3.38) 式に従い, $r_p = 0.5 \sim 2 \mu\Omega$ に対し $u_{OHS}(t)$, $I_{OH}(t)$ を求める。 $T_b \leq t < T_s = 2 \text{ sec}$ のうちのある期間, $r_p = 0.5 \sim 2 \mu\Omega$ に対し, コイル本体制限条件 $|I_{OH}| \leq 50 \text{ kA}$ を満足しないことが考えられる。このような場合, $|I_{OH}| = 50 \text{ kA}$ なる時刻でプラズマ電流減衰期間に入るものとする。従って最大所要電圧 $[u_{OHS}]^{\max}$ は $|I_{OH}| \leq 50 \text{ kA}$ を満足するオペレーションの電源電圧のうち最大の電圧である。一方, 所要電源電流 I_{OHS} はコイルに流れる電流 I_{OH} とシャント抵抗およびコンデンサ C の直列回路に流れる電流 I_{OHC} との和であり, I_{OH} は (3.38) 式により求められる。 I_{OHC} は (3.37) 式における $u_{OHS}(t)$ を用いて, (3.39) 式

$$R_{shl} I_{OHC} + \frac{1}{C} \left\{ \int_{T_b}^t I_{OHC} dt + q(T_b) \right\} = u_{OHS}(t) \quad (3.39)$$

より求められる。 $u_{OHS}(t)$ の時間変動の特徴的な周波数を ω とし, 変動電圧巾を Δu_{OHS} とすると (3.39) 式は,

$$\left(R_{shl} + \frac{1}{\omega C} \right) I_{OHC} \sim \Delta u_{OHS} \quad (3.40)$$

となり, 所要電源電流 $I_{OHS}(t)$ は

$$I_{OHS}(t) \simeq I_{OH}(t) + \frac{\Delta u_{OHS}}{R_{shl} + 1/\omega C} \quad (3.41)$$

で表わされる。従って (3.41) による $I_{OHS}(t)$ の最大値がサイリスタ電源所要電流定格となる。

3.8 回路定数, 所要サイリスタ電源容量の選択例

この節では 3.6 節, 3.7 節の設計方式に基づき, 許容範囲で与えられているプラズマ電流波形などを適宜設定し回路定数, サイリスタ電源容量の選択例を示す。その際, 第 3.4 図の検討フローに従って 3.8.2 節, 3.8.3 節においてプラズマ電流の立上り時のレジスティブボルトセックが小さい場合 ($\ell_p \simeq 0.3 \mu\text{H}$) の検討を行っている。3.8.3 節では更に大きいレジスティブボルトセックの場合を検討し, 第 3.1 図の別枠条件を考慮し, OH 回路の定数, サイリスタ電源容量を選択している。 ℓ_p が大, 小の場合の検討は実際の運転時における回路定数の設定の参考となる。

3.8.1 選択項目と選択例

(a) 選択項目

立上げ期間の回路定数を定めるための選択項目として,

- (i) プラズマ電流波形型 (S 字型, 直線型, 指数型) の想定
- (ii) $[i_p]^{\max}$ の設定
- (iii) コンデンサの初期荷電量の設定 ($m = 0$ あるいは $m \neq 0$)

が挙げられ, 更にフラットトップ期間において

- (iv) S コイル電源のボルトセック寄与をどう考えるか。

が挙げられる。(i)はプラズマの性質に依存する。Sコイル電源電圧定格は(iii)に依存し、コンデンサ容量(C, Joule 値)は(ii), (iii)に関係し、本質的には経済性の問題である。フラットトップ期間のSコイル電流は、実際のオペレーションの場合、設計条件で掲げた波形をとらない可能性もある。従って(iv)におけるボルトセックの評価がボルトセックバランス上、OHコイル電源容量の算定に影響する。

(b) 選択基準例

(a)における各項目について明確な理由の下にプラズマの性質、経済性を考慮して選択できる段階ではないので、簡単な理由につけて以下のように選択することとする。

(i) 単純な波形である直線型波形近傍とする。

(ii) $[\dot{I}_p]^{max} = (1.5 \sim 2.0) \times 10^7 \text{ A/sec}$ とする。このようにするとSコイル電源電圧は大きくなるがコンデンサ容量(Farad 値)が小さくてすむ。しかも代表的な4運転モードの中間の運転を回路定数の大きな変更なく行える。

(iii) 検討を簡単にするため、 $|m| \leq 0.2$ とする。

(iv) Sコイル電源ボルトセックの寄与がある場合とない場合を検討し選択する。

3.8.2 各オペレーションにおける回路定数およびプラズマ電流立上げ時の動作

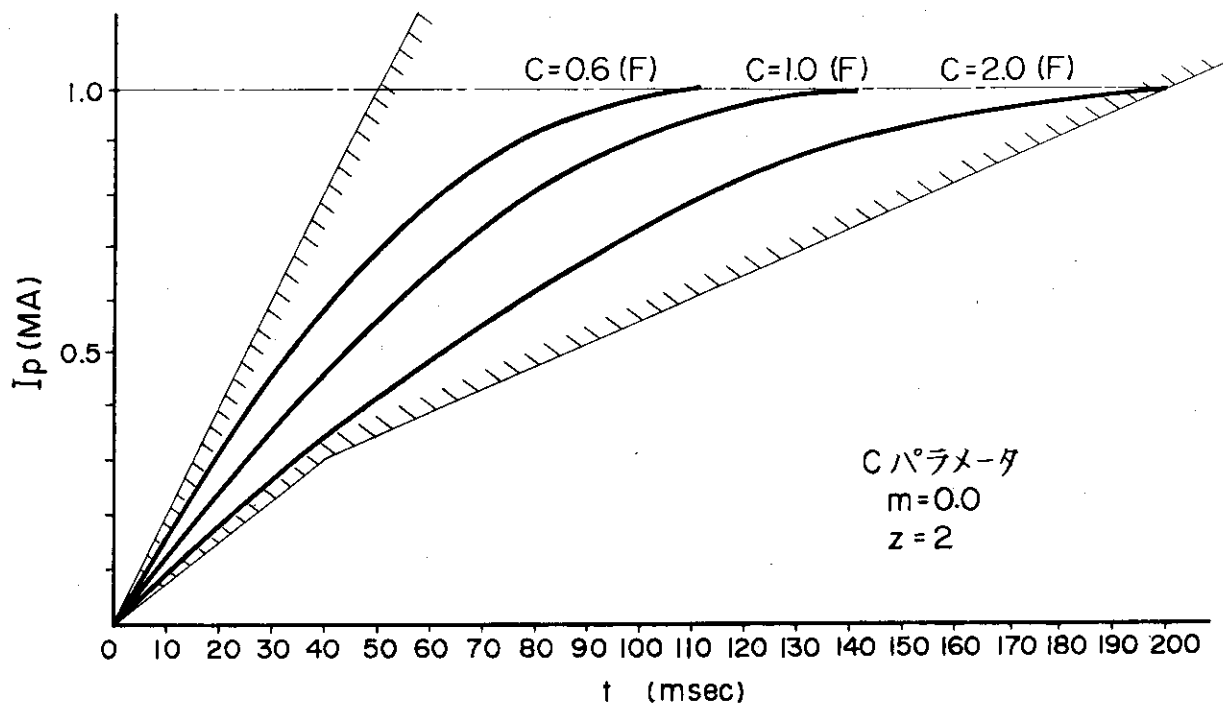
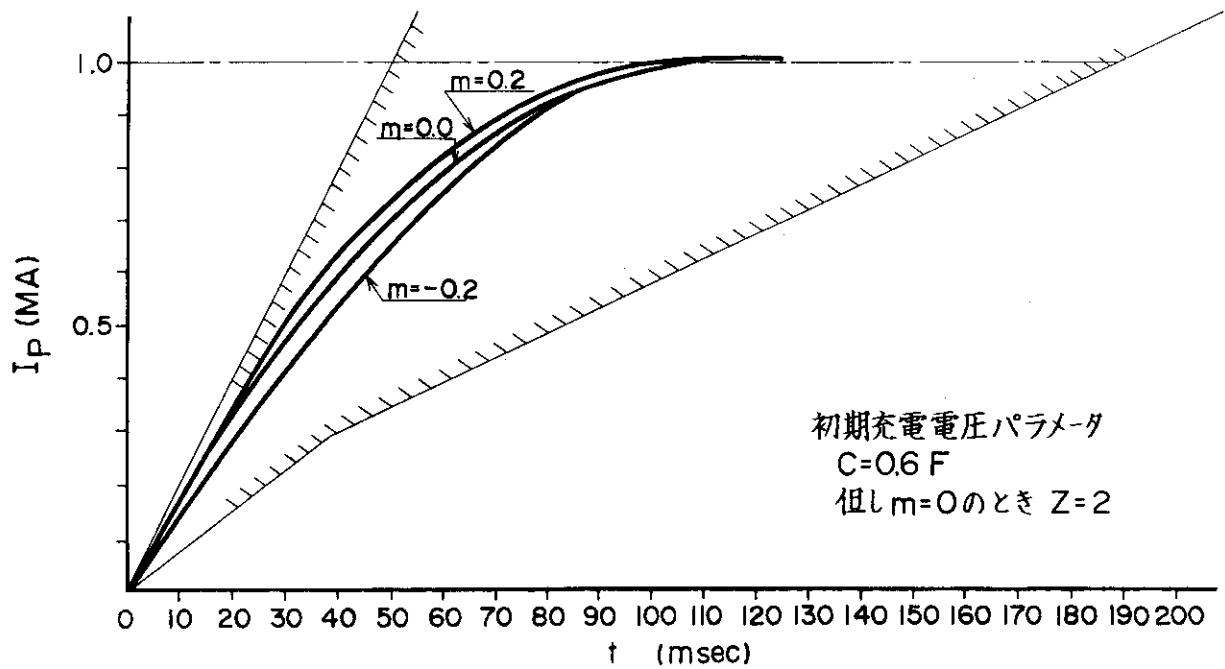
($\ell_p = 0.3 \mu\text{H}$)

3.8.1の選択基準に従い、3.6.4節に述べた設計資料に基づいて、回路定数を検討する。ここでこの節と3.8.3節では等価インダクタンス ℓ_p を $0.3 \mu\text{H}$ とする。

まずプラズマ等価自己インダクタンス $L'_p \equiv L_p + \ell_p + K_s M_{p-}$ を求め、(3.14)式から合成インダクタンス L_r を決めて設計資料第3.12~3.15図を参照する。最初にコンデンサ容量(Farad 値)Cを決める。 $z \approx 2$, $|m| \leq 0.2$ の条件の下に(3.19)式により、各オペレーションにおける $I_{OH}(T_1)$ の概略値がえられる。各オペレーションに共通のCを用いたとすると $I_{OH}(T_1)/L'_p \sqrt{L_r}$ が大きい程、第3.13図より、 $z \approx 2$ の場合実線部(最大許容勾配 $\dot{I}_p = 2 \times 10^7 \text{ A/sec}$)に近いことが分る。Ope II①の場合の $I_{OH}(T_1)/L'_p \sqrt{L_r}$ が最も大きい。従ってOpe II①の場合でCを決めることにする。第3.16図に、Cをパラメータとして I_p の波形を表わしている。ここで $z = 2$, $m = 0$ であり斜線内は I_p 波形許容範囲を表わしている。 $[\dot{I}_p]^{max} = (1.5 \sim 2) \times 10^7 \text{ A/sec}$ の選択基準から $C = 0.6 \text{ Farad}$ と選ぶ。第3.17図に $C = 0.6 \text{ Farad}$ とした時の m の値によるプラズマ電流波形の変化を示した。 m の正負によって \dot{I}_p の調整が可能であることを示している。

$C = 0.6 \text{ F}$ として、 $z = \sqrt{4L_r/C}/R \approx 2$ の条件でOpe. Iの①と②およびOpe. IIの①と②で各々抵抗Rを切り換えたいRを選ぶと第3.6表の回路定数となる。ここでOpe. I②において、もし $m = 0$ とすると第3.13図における I_p の許容範囲に入るが、第3.3図において、 $t = (40 + T_1) \text{ msec}$ で $I_p < 300 \text{ kA}$ となるから、 $m = 0.2$ にして \dot{I}_p の調整を行い $I_p \geq 300 \text{ kA}$ としている。

第3.6表の回路定数による I_{OH} 波形および I_p 波形の概略を第3.18図に示す。第3.6表には、プラズマとのカップルを考慮しない場合のSコイル最大所要電圧 $u_s |^{max}$ も並記している。

第 3.16 図 プラズマ電流立上げ波形例 (C ; パラメータ)第 3.17 図 プラズマ電流立上げ波形例 (m ; パラメータ)

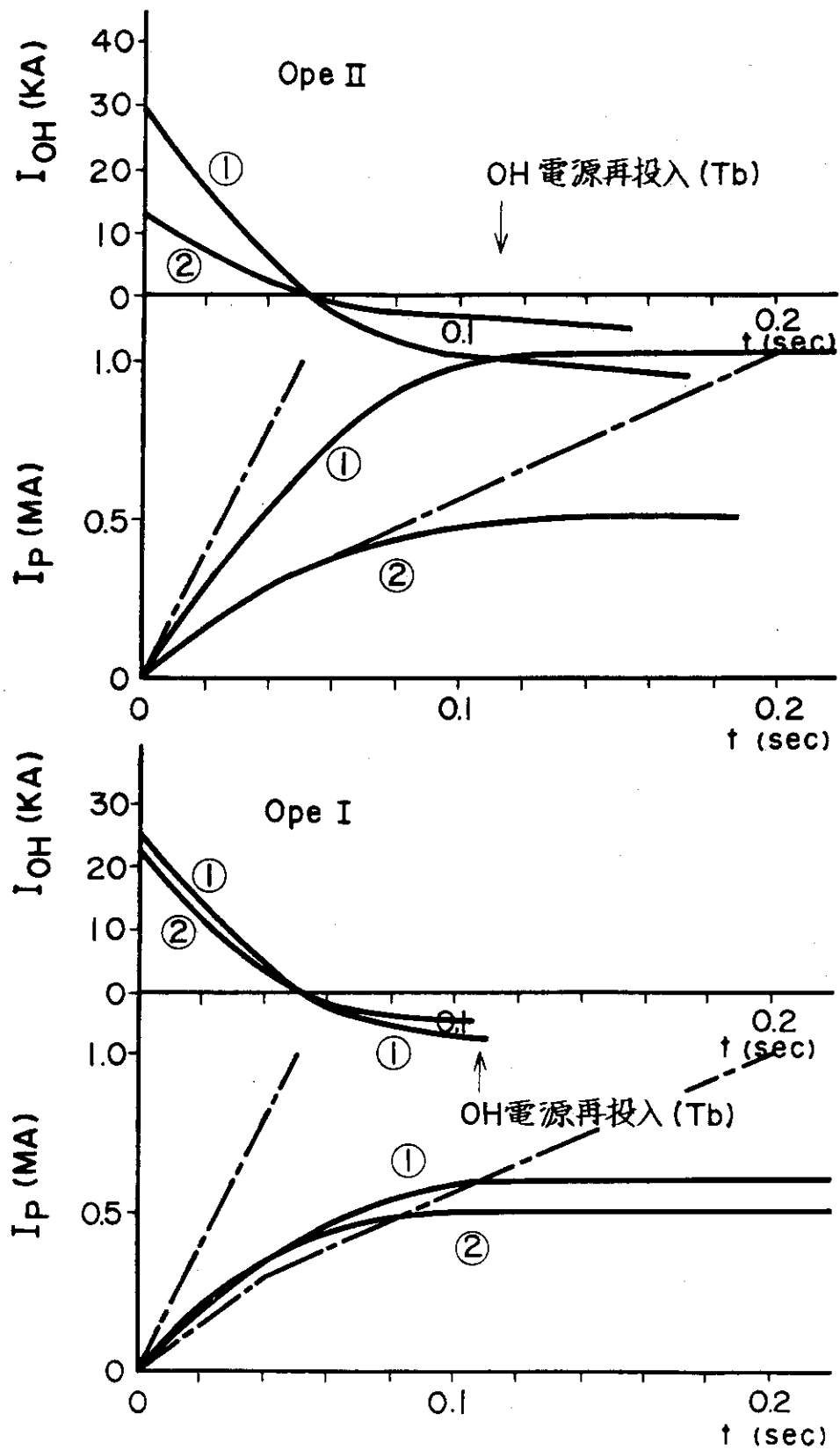
第3.6表 各オペレーション回路特性 ($I_p = 0.3 \mu\text{H}$)

		Ope I		Ope II	
		①	②	①	②
回路定数	$L_p (\mu\text{H})$	3.4	3.4	2.9	2.9
	$L'_p (\mu\text{H})$	2.99	3.02	1.95	1.72
	$L_r (\text{mH})$	4.235	4.245	3.867	3.503
	$C (\text{F})$	0.6	0.6	0.6	0.6
	$R (\Omega)$	0.0840	0.0840	0.08027	0.08027
	m	0.0	0.2	0.2	0.0
	(Z)	2.0	2.00	2.0	1.904
立上げプラズマ電流		600 kA	500 kA	1MA	500 kA
$\dot{I}_p \Big _{\text{max}} = \dot{I}_p \Big _{t=0}$		9.17×10^6 A/sec	9.79×10^6 A/sec	16.5×10^6 A/sec	8.92×10^6 A/sec
Tb		108 msec	107 msec	110 msec	111 msec
$I_{OH}(T_1)$		25.4 kA	22.9 kA	29.3 kA	12.29 kA
$I_{OH}(T_b)$		-7.56 kA	-4.85 kA	-1.06 kA	-3.50 kA
$\dot{I}_s \Big _{\text{max}}$		2.14×10^5 A/sec	2.34×10^5 A/sec	3.63×10^5 A/sec	3.03×10^5 A/sec
L_s		8.597 mH	8.597 mH	8.357 mH	8.357 mH
$u_s \Big _{\text{max}}$		1840 V	2012 V	3034 V	2535 V

但し $R = R_{shl} + R_{OHf} + R_{OH} = R_{shl} + 10.3 \text{ m}\Omega$

L_s : S コイル自己インダクタンス (フィーダ含む)

$u_s \Big|_{\text{max}}$: プラズマとのカップリング無視した場合の S コイル最大
所要電圧



第 3.18 図 I_{OH} 波形および I_P 波形の概略
(第 3.6 表による)

S コイル所要電圧は (3.10) 式,

$$u_s = L_s \dot{I}_s + R_s I_s + M_{s-p} \dot{I}_p \quad (3.10)$$

で与えられる。プラズマの平衡を保つため、 $I_s = K_s I_p$ だから、プラズマ電流立上り波形が直線波形の場合、時刻 $t \simeq T_1$ で u_s が最大となり

$$u_s |^{\max} = (L_s K_s + M_{s-p}) [\dot{I}_p]^{\max} \quad (3.42)$$

をえる。従って $M_{s-p} = 0$ と仮定した場合 (実際は $M_{s-p} < 0$ だから u_s の所要最大電圧を大きく見積ることになる)、最大所要電圧 $u_s |^{\max}$ は

$$u_s |^{\max} = L_s K_s [\dot{I}_p]^{\max} \quad (3.43)$$

となる。

3.8.3 プラズマ電流立上げ期間以外の期間の動作とサイリスタ電源容量 ($\ell_p = 0.3 \mu H$)

(a) フラットトップ期間

フラットトップ期間はサイリスタ電源駆動であり、3.7 節の検討により電源容量を算出する。

(3.37), (3.38) 式に具体的回路定数、 I_p, I_s 波形を代入すると、各オペレーションにおける、所要電源電圧 $u_{OHS}(t)$ 、所要 OH コイル電流 $I_{OH}(t)$ が求まる。第 3.19 図～第 3.22 図に結果を示す。ここで実線は S コイル電源のプラズマに対するボルトセック寄与を無視した場合であり、点線は寄与を考慮した場合 ($r_p = 2 \mu \Omega$ の場合のみ図示している) である。また $I_{OH}(T_b)$ は第 3.6 表の値を用いている。

これらの図において OH コイル電流 $I_{OH}(t)$ はコイル本体制限条件 $|I_{OH}| \leq 50 kA$ のため、 T_b から $T_s = 2 sec$ まですべて可能な運転ではない。例えば $r_p = 2 \mu \Omega$ 場合、S コイル寄与の程度で多小の差があるが、

Ope. I ②では $t \simeq 1.5 sec$ まで

Ope. II ①では $t \simeq 1.2 sec$ まで

Ope. II ②では $t \simeq 1.7 sec$ まで

と運転が制限される。

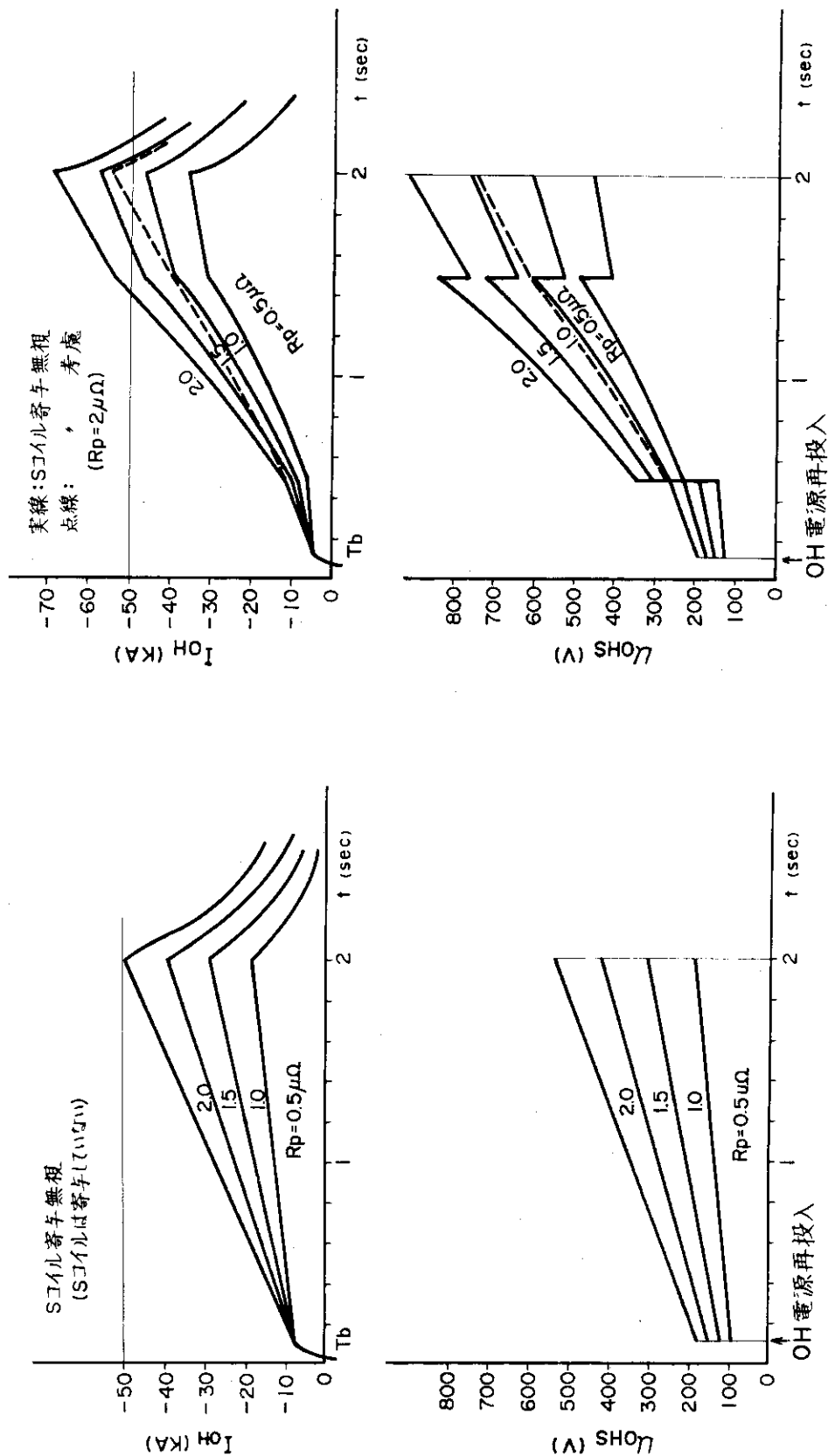
上記の本体制限条件の中で運転するとして、サイリスタ OH 電源電圧は 800V あれば充分である。800V のうち、OH コイルの抵抗電圧降下は $(R_{OH} + R_{OHf}) \times |I_{OH}|^{\max}$ は、 $10.3 m\Omega \times 50 kA = 515 V$ を占める。

次にサイリスタ電源電流容量を求める。(3.41) 式、

$$I_{OHS}(t) \simeq I_{OH}(t) + \frac{\Delta u_{OH}}{R_{sh1} + 1/\omega C} \quad (3.41)$$

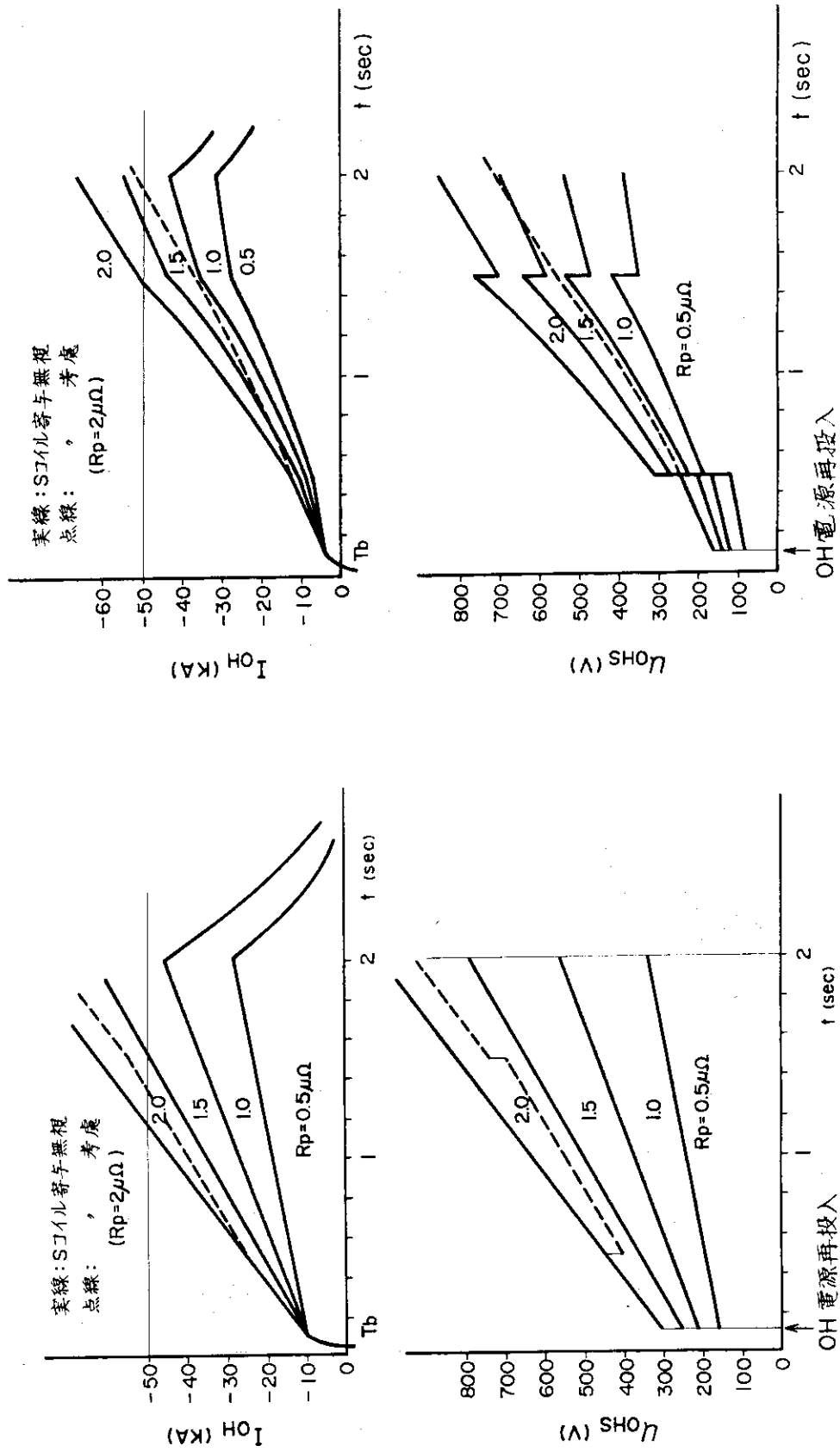
により検討する。 $t = 0.5 sec, 1.5 sec$ を除いて、電源電圧変動の特徴的な周波数は $\omega \sim 1$ のオーダーであり、

$$R_{sh1} + 1/\omega C \simeq (0.08 - 0.0103) + 1/(0.6 \times 1) \sim 1.4 \Omega$$



第 3.19 図 プラズマ電流維持期間の OH 電源 (Op. I ①)

第 3.20 図 プラズマ電流維持期間の OH 電源 (Op. I ②)



第 3.21 図 プラズマ電流維持期間の OH 電源 (Ope. II ①)

第 3.22 図 プラズマ電流維持期間の OH 電源 (Ope. II ②)

となり、変動電圧は高々、

$$\Delta u_{OH} \sim 800 \text{ V}$$

である。故に R_{sh1} , C にバイパスする電流 I_{OHC} は

$$I_{OHC} \sim \frac{\Delta u_{OH}}{R_{sh1} + 1/\omega C} \simeq \frac{800 \text{ V}}{1.4 \Omega} = 0.57 \text{ kA} \quad (3.42)$$

である。また、 $t = T_b, 0.5, 1.5 \text{ sec}$ の時刻では、 $\omega \rightarrow \infty$ と考えて、

$$\frac{\Delta u_{OH}}{R_{sh1} + 1/\omega C} \simeq \frac{\Delta u_{OH}}{R_{sh1}} = 4 \text{ kA}, 1.2 \text{ kA}, 1.2 \text{ kA} \quad (3.43)$$

程度である。第 3.19 図～第 3.22 図に示す $I_{OH}(t)$ において、本体制限条件 $|I_{OH}| \leq 50 \text{ kA}$ の運転を行うとすると (3.42) 式、(3.43) 式における値を考慮しても (3.41) 式によって時間的には、

$$I_{OHS}(t) \lesssim 50 \text{ kA}$$

である。従って所要電源電流は 50 kA でよい。

(b) 高電圧発生期間の回路定数および放電準備期間のサイリスタ所要電源容量

(3.30) 式～(3.32) 式に基づき高電圧発生期間の回路定数を求める。この場合運転モードは第 3.6 表のオペレーションにより決められた回路定数を用いるとする。第 3.7 表に各オペレーションにおけるシャント抵抗 R_{sh0} , $I_{OH}(0)$, $q(0)/C$ を示している。ただし $\overline{V}_{loop} = 100 \text{ V}$ の場合である。 $\overline{V}_{loop} = 300 \text{ V}$ を発生させるのは、3.9 章に述べる理由によって、代表的なこれらの運転モードより立上げプラズマ電流の小さい運転を行う場合である。従ってこれらの運転モードを指定すれば、シャント抵抗値 R_{sh0} は決められる。

第 3.7 表 高電圧発生期間の回路定数 ($\ell_p = 0.3 \mu\text{H}$)

$\overline{V}_{loop} = 100 \text{ V}$ の場合

運 転 設 定 値	Ope. I		Ope. II	
	①	②	①	②
R_0 (m Ω)	3 9 4	4 2 0	3 2 5	8 1 4
R_{sh0} (m Ω)	3 8 4	4 1 0	3 1 5	8 0 4
$I_{OH}(0)$ (kA)	2 7.2	2 4.7	3 1.1	1 4.1
$q(0)/C$ (V)	- 4 2	3 4 2	4 2 2	- 2 0

$$R_0 = R_{OH} + R_{OHf} + R_{sh0} = 10.3 \text{ m}\Omega + R_{sh0}$$

$$C = 0.6 \text{ F}$$

次に第 3.7 表に基づき、放電準備期間のサイリスタ所要電源容量を検討する。(3.34) 式、

$$u_{OHS} \simeq f(R_{OH} + R_{OHf})(I_{OH}(0) + \delta I_{OH}) \quad (3.34)$$

において、第 3.7 表より $\max(I_{OH}(0)) = 31.1 \text{ kA}$ を用い、 $\delta I_{OH} \sim 5 \text{ kA}$ とすると所要電源電圧 $u_{OHS} \simeq 1.2 \times 10.3 \text{ m}\Omega \times (31.1 + 5) = 446 \text{ V}$ となる ($f = 1.2$ を採用)。これはフラットトップ期間の最大電源電圧 800 V より小さく、OH コイル最大励磁電流 $\max(I_{OH}(0)) +$

δI_{OH} も、コイル本体制限条件から決められるフラットトップ期間のサイリスタ電源所要電流 50 kA より小さい。従ってサイリスタ電源容量は

$$u_{OHS} = 800 \text{ V}$$

$$I_{OHS} = 50 \text{ kA}$$

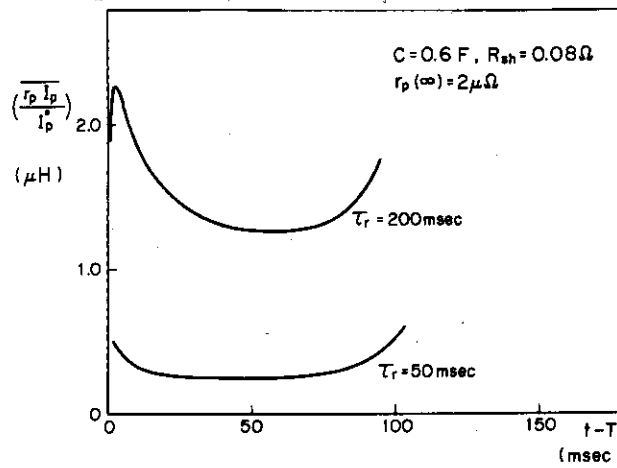
となる。この値はレジスティブボルトセックをインダクティブボルトセックの 10 % 程度 ($\ell_p = 0.3$) と評価した時の値であることを注意すべきである。次節により大きいレジスティブボルトセックの場合の検討を行い第 3.4 図の検討フローにより総合的にまとめる。

3.8.4 レジスティブボルトセックの検討および回路定数、電源容量まとめ

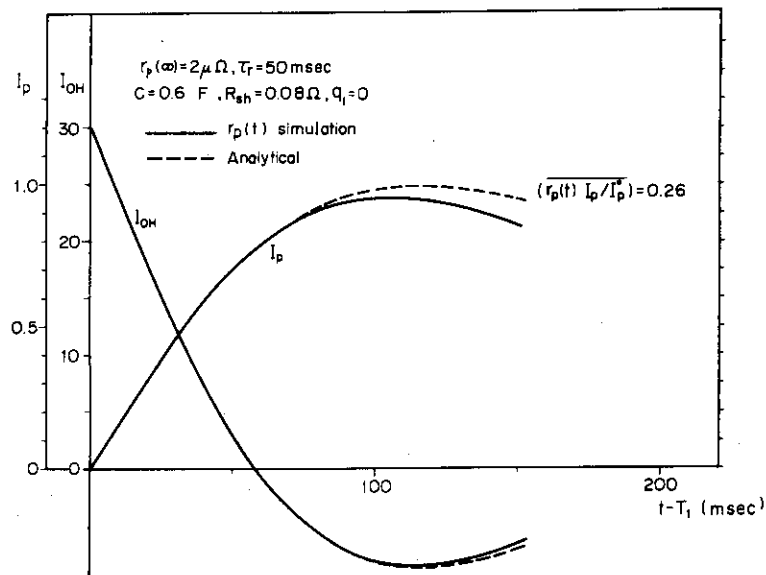
(a) レジスティブボルトセックの検討

前節 3.8.2, 3.8.3 節では第 3.5 図電源設計フローチャートに従い、プラズマ抵抗 $r_p(t)$ において $r_p(\infty) = 2 \mu\Omega$, $\tau_r = 50 \text{ msec}$ と小さくとした。これはプラズマ電流立上げ時のインダクティブボルトセックの約 10 % ($\ell_p = 0.3 \mu\text{H}$) がレジスティブボルトセックであると評価しているに相当する。実際はもっとレジスティブボルトセック (従って ℓ_p) は大きいと予想される。Doublet III の設計例では立上げ期間において、かなり保守的な設計であるとしながらも (レジスティブボルトセック) / (インダクティブボルトセック) $\simeq 0.8$ としている。また PLT の実験結果¹⁴⁾ (He 放電, $I_p = 370 \text{ kA}$ の場合) をみても上記の比が ~ 1 である。この結果が PLT において一般的であるかどうかは不明であるが少なくとも 10 % は過少評価であろう。

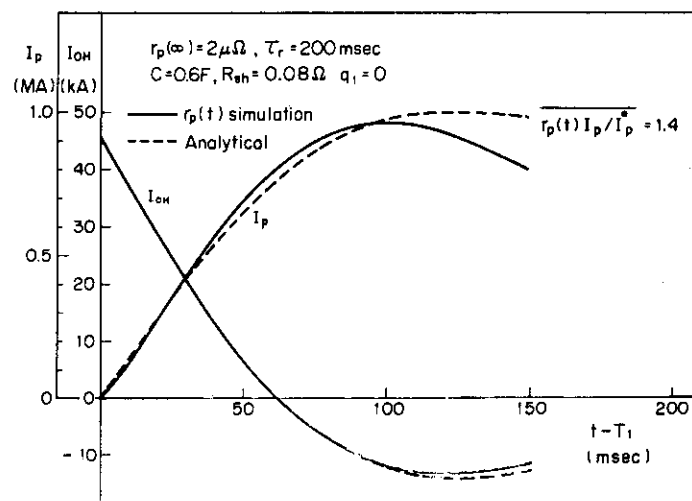
このため、 $r_p(t)$ の最大の見積り $r_p(\infty) = 2 \mu\Omega$, $\tau_r = 200 \text{ msec}$ の場合を検討することによってレジスティブボルトセックが OH コイル回路動作にどのような影響を与えるか議論する。ここで回路定数として 3.8.2 節で求められた $C = 0.6 \text{ F}$, $R = 0.08 \Omega$, $q(T_1) \simeq 0$ を用いて Ope. II ① ($I_p(T_b) \simeq 1 \text{ MA}$) の場合を議論する。まず第 3.2.3 図～第 3.2.5 図から 3.6.2 節で述べた条件の妥当性を説明する。3.6.2 節ではプラズマ電流波形を指数関数で仮定したが第 3.2.3～第 3.2.5 図では 3.8.2 節で求められた回路定数 $C = 0.6 \text{ F}$, $R = 0.08 \Omega$, $q(T_1) \simeq 0$ を用いて、 $r_p(t)$ の 2 つのケース ($r_p(\infty) = 2 \mu\Omega$, $\tau_r = 50 \text{ msec}$), ($r_p(\infty) = 2 \mu\Omega$, 200 msec) についてシミュレーションを行った結果を実線で示してある。第 3.2.3 図は第 3.8 図に対応し、第 3.2.4 図、第 3.2.5 図は第 3.7 図に対応する。ここで $I_{OH}(T_1)$ の値は $I_p(T_b)$ が 1 MA となるよう選んでいる。第 3.2.3 図によれば $\tau_r = 50 \text{ msec}$, $\tau_r = 200 \text{ msec}$ の場合 $t \simeq 30 \text{ msec} \sim 80 \text{ msec}$ の時の $\ell_p = r_p I_p / \dot{I}_p$ をとり、各々 $\ell_p = 0.26 \mu\text{H}$, $\ell_p = 1.4 \mu\text{H}$ をえる。バイアス L-R-C では $t = T_b \sim 100 \text{ msec}$ 近傍で $\dot{I}_p \simeq 0$ となり、3.6.2 節で述べた仮説の条件が成り立たなくなるので、第 3.2.3 図の曲線の傾向から 30 msec から 80 msec まで成立する等価回路として扱うことを想定している。第 3.2.4 図、第 3.2.5 図に、それらの ℓ_p を用いて解析的に解いた変形を点線で示している。 $\tau_r = 50 \text{ msec}$ の場合、電流立上げ期間 $T_1 \leq t < T_b \sim 100 \text{ msec}$ のすべての時刻で I_{OH} と I_p のシミュレーション波形と解析的に解いた波形とがほとんど一致し、 $I_{OH}(T_1) = 30 \text{ kA}$ である。一方 $\tau_r = 200 \text{ msec}$ の場合は $t \simeq 10 \text{ msec}$ 近傍の I_p の値が 20 % 程度、解析値の方が大きくなるが他はほぼ一致している。 I_{OH} 波形は両者においてほとんど差異がみられなく、 $I_{OH}(T_1) = 46 \text{ kA}$ である。 $\ell_p = 0.26$



第 3.23 図 シミュレーションによる等価インダクタンス I_p の時間的变化



第 3.24 図 シミュレーション法と解析手法による I_{OH} , I_p 波形比較 ($I_p = 0.26 \mu H$ の場合)



第 3.25 図 シミュレーション法と解析手法による I_{OH} , I_p 波形比較 ($I_p = 1.4 \mu H$ の場合)

μH , $1.4\mu\text{H}$ の場合, 立上げ期間のレジスティブボルトセックは $\ell_p \dot{I}_p$ をこの期間積分して, 各々, 0.26 , 1.4 volt sec となる。従って $r_p(t)$ を (3.5) 式のように与えた場合, $r_p(t)$ を ℓ_p としてプラズマ自己インダクタンスに操り込んで取扱う方法はほぼ妥当であると云える。最大のレジスティブボルトセック 1.4 volt sec はインダクティブボルトセック $L_p I_p(T_b) = 2.9\mu\text{H} \times 1\text{MA} = 2.9\text{ volt sec}$ に対し約 50% であり前記の実例からいってそれ程かけ離れた値ではない。

他のオペレーション (Ope. I ①②, Ope. II ②) の場合について, 今後同様な検討を行う必要があるが, 次節 3.9.2 の回路定数, 電源容量の算定では, ℓ_p を Ope. II ① の場合の値と等しくとることとする。これは ℓ_p の定義式 $r_p(t) I_p / \dot{I}_p$ において, I_p / \dot{I}_p は $\{d(\ell_n(I_p / I_p(T_b))) / dt\}^{-1}$ だから立上げ電流 $I_p(T_b)$ に関係しないことに基づいている。

(b) 回路定数, 電源容量まとめ

(a)におけるレジスティブボルトセックの検討および第 3.1 表の別枠条件を考慮して, 総合的に回路定数, 電源容量をまとめる。

電源設計条件には, 別枠条件として, $|I_{OH}| \leq 50\text{ kA}$ および $M_{OH-P} \Delta I_{OH} \geq 5\text{ volt sec}$ がある。これらの条件により運転が制限される。

$$\text{別枠条件 1} \quad |I_{OH}| \leq 50\text{ kA}$$

$$\text{別枠条件 2} \quad M_{OH-P} \Delta I_{OH} \geq 5\text{ volt sec}$$

とすると条件 2 より $M_{OH-P} = 54.4\mu\text{H}$ として

$$\Delta I_{OH} \geq 92\text{ kA} \quad (3.44)$$

をえる。フラットトップは 3.8.3 節で検討したように条件 1 より制限され, $I_{OH}(T_s) = -50\text{ kA}$ となり (3.44) 式より,

$$I_{OH}(0) \geq 42\text{ kA} \quad (3.45)$$

となる。一方, 放電準備期間での最大励磁電流は条件 1 より 50 kA であり, 3.9 節に述べるインバータ運転, フライホイール運転の電流の減衰により $t=0$ では

$$\max(I_{OH}(0)) = 50(\text{kA}) \cdot e^{-\Delta t / \tau_{OH}} \quad (3.46)$$

となる。ここで $\tau_{OH} \approx L_{OH} / R_{OH}$ (OHコイル, フィーダの時定数) は, $5.144\text{mH} / (8.86 \sim 10.3\text{m}\Omega) \approx (0.58 \sim 0.5)\text{ sec}$ である。この値はコイル温度によって多少幅をもっている。 Δt は 3.9 節に述べている, インバータ運転, フライホイール運転に要する時間であり, シーケンス動作の確実さからいえば Δt は大きければ大きい程よい。この意味で 3.9 節では余裕をとった値 $\Delta t = 0.15\text{ sec}$ としている。しかし, (3.46) 式から分るように $\Delta t / \tau_{OH} \approx 0.15\text{ sec} / 0.58\text{ sec}$ では $t=0$ での OHコイル電流 $I_{OH}(0)$ が小さくなり (38.6 kA), それだけ, プラズマ電流立上げおよび維持のために使用できる OHコイル電流の振り巾 (ボルトセック) が有効に使用できなくなる。従って, 技術的なつめは今後に期持するとして, ここでは Doublet III における値 $\Delta t \sim 0.05\text{ sec}$ を一つの技術的に到達できる目安と考える。この場合, (3.46) 式により

$$\max(I_{OH}(0)) \leq 45.9\text{ kA} \quad (3.47)$$

をえる。従って(3.45)式と(3.47)式より $I_{OH}(0)$ の最大値は、

$$4.2 \text{ kA} \leq \max(I_{OH}(0)) \leq 45.9 \text{ kA} \quad (3.48)$$

に制限される。(3.48)式で与えられる $\max(I_{OH}(0))$ の値を $t = T_1$ での値に換算すると(3.31)式を用いて

$$4.02 \text{ kA} \leq \max(I_{OH}(T_1)) \leq 44.1 \text{ kA} \quad (3.49)$$

となる。ただし $\overline{V}_{loop} = 100 \text{ V}$ としている。(3.49)式で与えられる $\max(I_{OH}(T_1))$ の値は、前節で述べたレジスティブボルトセックの最大見積りの場合 ($I_{OH}(T_1) \simeq 46 \text{ kA}$, $\ell_p = 1.4 \mu\text{H}$, 1.4 volt sec) にほぼ対応する。従って第3.4図の検討フローチャートに基づき、以下回路定数、電源容量を算出する場合は、(3.49)式から $I_{OH}(T_1) \simeq 44 \text{ kA}$ とする。この値は Ope. II ① の場合であり、他のオペレーションの場合は、この値を超えてはならない。検討結果をまとめている第3.8表に、 $I_{OH}(T_1)$ の最大の場合は Ope. II ① であることが示されている。

以下に前節3.8.4(a)で述べたように、すべてのオペレーションに対し最大の ℓ_p を $1.4 \mu\text{H}$ とし、3.8.2節、3.8.3節回路定数、サイリスタ電源容量の検討に基づいて $\ell_p = 1.4 \mu\text{H}$ の場合の回路定数、電源容量を概算する。

i) 立上げ期間の回路定数 ($\ell_p = 1.4 \mu\text{H}$)

まず L'_p ($\equiv L_p + \ell_p + K_s M_{s-p}$) と L_r を求めると、第3.8表の値をえる。 $z \simeq 2$, $|m| \leq 0.2$ の条件では、(3.19)式より各オペレーションにおける $I_{OH}(T_1)/L'_p$ が求められる。この値は ℓ_p によらず立上げ電流 $I_p(T_b)$ のみによることは明らかである。ここで Ope. II ① の場合 $I_{OH}(T_1)/L'_p \sqrt{L_r}$ が最も大きく、しかも第3.5表 $\ell_p = 0.3 \mu\text{H}$ の場合と比べて $\sqrt{L_r}$ は5%程大きいに過ぎない。従って3.8.2節において得られたコンデンサ容量 $C = 0.6 \text{ F}$ はこの場合も妥当である。 $z \simeq 2$, $|m| \leq 0.2$ として第3.5表にならい、以下種々の値を求めて第3.8表に記している。Ope. II ① で $m = -0.2$ としているのは $m > 0$ では $(\dot{I}_p)^{\max}$ が波形条件 $2 \times 10^7 \text{ A/sec}$ を超えるからである。

ii) フラットトップ期間の電源容量

(3.46)式、(3.47)式によれば明らかなように、第3.19図～第3.22図の所要電流波形、所要電圧波形をそれぞれ $\Delta I_{OH}(T_b)$, $R_{OH} \Delta I_{OH}(T_b)$ だけ平行移動すればよいことが分る。ここで $\Delta I_{OH}(T_b)$ は、第3.6表と第3.8表における $I_{OH}(T_b)$ の差の電流である。 $\Delta I_{OH}(T_b)$, $R_{OH} \Delta I_{OH}(T_b)$ は各オペレーションについて、

	$\Delta I_{OH}(T_b)$	$R_{OH} \Delta I_{OH}(T_b)$
Ope. I ①	2.4 kA	25 V
②	4.2 kA	43 V
Ope. II ①	2.4 kA	25 V
②	7.5 kA	77 V

となり、コイル本体制限条件 $|I_{OH}| \leq 50 \text{ kA}$ を考慮すると、プラズマ抵抗 $r_p = 2 \mu\Omega$ のときは、すべてのオペレーションで $t = T_s = 2 \text{ sec}$ まで運転できない。各オペレーションで可能な

第3.8表 各オペレーション回路特性 ($l_p = 1.4 \mu\text{H}$)

		Ope I		Ope II	
		①	②	①	②
回路定数	$L_p (\mu\text{H})$	3.4	3.4	2.9	2.9
	$L_p' (\mu\text{H})$	4.09	4.12	3.05	2.82
	$L_r (\text{mH})$	4.50	4.50	4.25	4.17
	$C (\text{F})$	0.6	0.6	0.6	0.6
	$R (\Omega)$	0.087	0.087	0.084	0.084
	m	0.0	0.2	-0.2	0.0
	(Z)	2.0	2.0	2.0	1.98
$I_p (T_b)$		600 kA	500 kA	1MA	500 kA
$(\dot{I}_p)^{\text{max}}$		$8.9 \times 10^6 \text{ A/s}$	$8.9 \times 10^6 \text{ A/s}$	$16 \times 10^6 \text{ A/s}$	$10 \times 10^6 \text{ A/s}$
T_b		$\sim 120 \text{ msec}$	$\sim 120 \text{ msec}$	$\sim 120 \text{ msec}$	$\sim 115 \text{ msec}$
$I_{OH}(T_1)$		35 kA	29 kA	43 kA	38 kA
$I_{OH}(T_b)$		10 kA	9 kA	13 kA	11 kA
$(\dot{I}_s)^{\text{max}}$		$2.1 \times 10^5 \text{ A/s}$	$2.1 \times 10^5 \text{ A/s}$	$3.5 \times 10^5 \text{ A/s}$	$3.4 \times 10^5 \text{ A/s}$
L_s		8.597 mH	8.597 mH	8.357 mH	8.357 mH
$(u_s)^{\text{max}}$		1800 V	1800 V	2900 V	2800 V

但し $R = R_{shl} + R_{OHf} = R_{shl} + 10.3 \text{ m}\Omega$

L_s : S コイル自己インダクタンス (フィーダ含む)

$u_s \Big|_{\text{max}}$: プラズマとのカップリング無視した場合の S コイル最大
所要電圧

時刻とその時の所要電圧は、

Ope. I ① では $t = 1.9 \text{ sec} \sim 500 \text{ V}$

② では $t = 1.2 \text{ sec} \sim 700 \text{ V}$

Ope. II ① では $t = 1.1 \text{ sec} \sim 650 \text{ V}$

② では $t = 1.0 \text{ sec} \sim 750 \text{ V}$

となる。

iii) その他の期間の検討 ($\ell_p = 1.4 \mu\text{H}$)

高電圧発生期間における抵抗 $R_0 (= R_{sh1} + R_{OH})$ は (3.30) 式により、 $|m| \leq 0.2$ の場合、コンデンサによる発生電圧の寄与を無視すれば $I_{OH}(T_1)$ に反比例するから第 3.6 表から Ope. I ①②, Ope. II ①② で各々 $270 \text{ m}\Omega$, $330 \text{ m}\Omega$, $220 \text{ m}\Omega$, $252 \text{ m}\Omega$ となる。

放電準備期間の電源電流容量は、この節の初めの部分で述べたように、コイル本体制限条件 $|I_{OH}| \leq 50 \text{ kA}$ の限界電流 50 kA と OH コイル励磁最大電流が Ope. II ① の場合一致するので、 50 kA となる。一方所要電源電圧は (3.34) 式より、 $f = 1.2$ として

$$\begin{aligned} u_{OHS} &\simeq 1.2 (R_{OH} + R_{OHf}) (I_{OH}(0) + \delta I_{OH}) \\ &= 1.2 \times 10.3 \text{ m}\Omega \times 50 \text{ kA} \\ &= 618 \text{ V} \end{aligned}$$

となり、(b)におけるフラットトップ所要電圧より小さく、サイリスタ電源電圧容量はフラットトップ期間で済む。

以上の検討から、サイリスタ電源電圧、電流容量は 3.8.2 節, 3.8.3 節で検討した。 $\ell_p = 0.3 \mu\text{H}$ の場合とほぼ等しく、

$$\begin{aligned} u_{OHS} &= 800 \text{ V} \\ I_{OHS} &= 50 \text{ kA} \end{aligned}$$

である。ただ異なるのは運転時間の制限、すなわちプラズマ電流減衰期間に入る時刻 $t = T_s$ がより短くなったことである。(削除条件)

回路定数 R_{sh1} は 10% 弱大きくなったにすぎないが、 $I_{OH}(T_1)$ は Ope. II ② の場合 2 倍以上大きくなった。 R_{sh1} の 10% 弱の変動は、

$$0.3 \mu\text{H} \leq \ell_p \leq 1.4 \mu\text{H}$$

のどの値についても、コンデンサ初期充電電圧の調整で吸収することができるであろう。従って実際の運転に際しシャント抵抗値を切換えずに、 $I_{OH}(T_1)$ と m の調整で種々のオペレーションができることになる。ただしその時は高電圧発生期間のシャント抵抗 R_{sh0} を一定にしたままだと常に $\overline{V}_{loop} = 100 \text{ V}$ とはならないことを注意する必要がある。

最後にコンデンサの最大蓄積エネルギーについて述べる。コンデンサの最大蓄積エネルギー $[J_0]^{max}$ は I_{OH} の極性仮転する時刻でえられる。 $z \simeq 2$, $|m| \leq 0.2$ の場合第 3.16 図あるいは (3.21) 式より第 3.8 表における Ope. II ① のときコンデンサの蓄積エネルギーは最大となり、

$$[J_0]^{max} \approx 1.2 \text{ MJ}$$

となる。

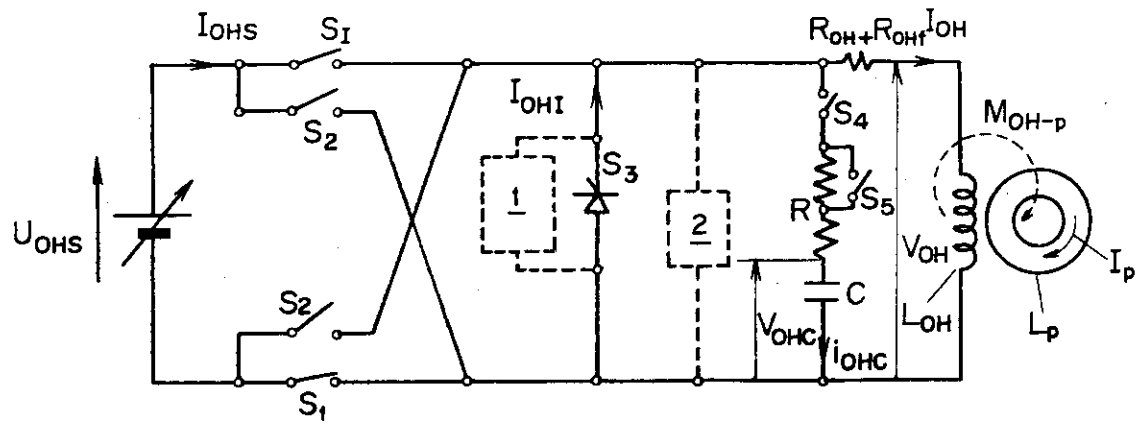
3.9 電源構成およびシーケンス

OHコイル電源の方式としては、優先検討順位をバイアスL-R-C方式にしているので、以下この方式における電源構成およびシーケンスの例を述べる。

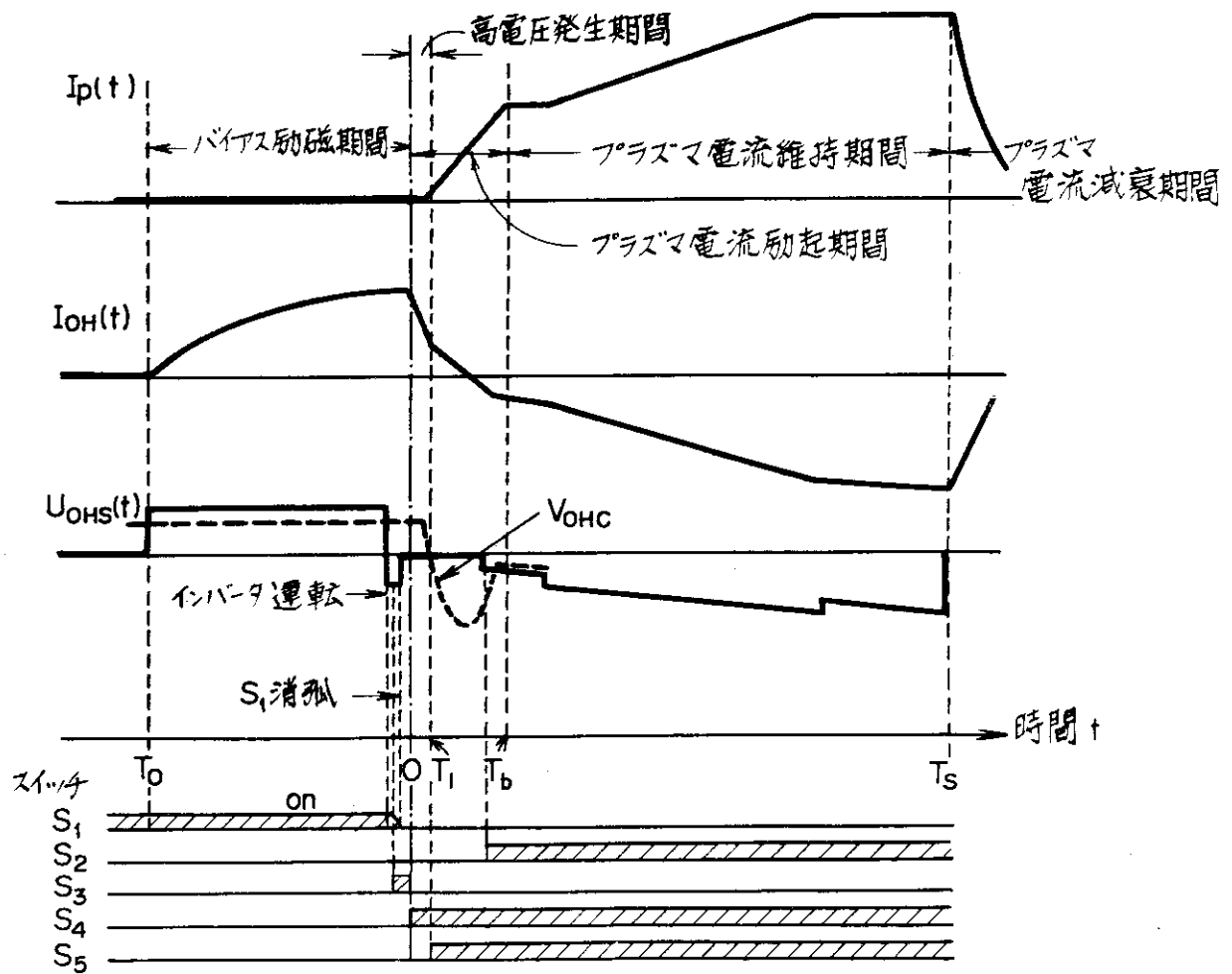
第3.26図にこの方式の基本的な回路図と、回路定数記号、現象記号とを示す。高電圧発生のためにシャ断スイッチ S_3 によるOHコイルバイアス励磁電流シャ断を行い、プラズマ電流の立上げを行う。この際、Cの存在によりOH電流は符号反転する。直流サイリスタ電源 u_{OHS} は、プラズマ始動前に S_1 を通してOHコイルのバイアス励磁を行い、フラットトップ期間に S_2 を通して前記バイアス励磁とは逆方向の励磁を行うことによりプラズマ電流を増大、維持させる。シャ断器 S_3 の通電期間短縮のため、図の如くシャ断 S_3 を電源 u_{OHS} と並列に結線するいわゆる並列型配位を用いている。1はシャ断器 S_3 によるバイアス励磁電流のシャ断を可能ならしめるため、この励磁電流より大きい逆極性の振動性電流を供給するシャ断用補助回路である。2はサージ電圧に対する保護回路(サージアブソーバ、アレスタ、シャ断器 S_3 の保護用緊急投入スイッチ)である。第3.27図はこの回路の動作説明図である。図において $t = -T_0$ からOHコイルのバイアス励磁の開始し、 $t = 0$ の少し前($t \approx -0.5 \text{ sec}$)に直流電源 u_{OHS} のインバータ運転を開始する(この u_{OHS} の極性反転によるバイアス励磁電流の減少の時定数は 0.6 sec 程度であるので $t = 0$ までにこの電流は若干減少する)。インバータ運転による u_{OHS} の極性反転後直ちにシャ断器 S_3 を閉じると、直流電源の電流 I_{OHS} は急激に減少して短時間(S_3 閉後 0.1 sec 程度)内に消滅し、スイッチ S_1 は消弧する。この時、OHコイルはシャ断器 S_3 の短絡によるフライホイール運転に入り、OHコイル電流は時定数 0.6 sec 程度でゆるやかに減衰を続ける。スイッチ S_1 を消弧後、その耐電圧回復期間(S_1 としてイグナイトロンを用いる場合 $\leq 10 \text{ msec}$)を経て、シャ断器 S_3 を開き、プラズマ始動用高電圧を発生する。シャ断器としてサイリスタスイッチを用いる場合、シャ断用補助回路の動作後サイリスタスイッチの消弧にいたるまでの時間 0.1 msec 程度である。高電圧発生開始後、 $t = T_1 = 1 \text{ msec}$ でスイッチ S_5 を閉じ、抵抗 R の一部を短絡することにより、OHコイル電圧を下げ、高電圧発生期間を終了させる。

これ以後、コンデンサ C 、低抵抗 R および $L_{OH}(L_r)$ とからなる回路の振動減少により図の負の方向に充電され、これに対応してOHコイル電流 I_{OH} は図示の如く自然に極性が反転し、プラズマ電流 I_p は急速に立上る。コンデンサ C を予め正の電圧に充電しておけば、 C の電圧 V_{OHC} 、コイル電流 I_{OH} の振動の振巾は大きくなり、 I_p はより急速に立上る。 C を予め負に充電すれば、これと道の傾向の現象が発生する。ただし、このような予備充電を行う場合には回路図に示す如くスイッチ S_4 を C の回路に設け、 $t < 0$ の期間ではコンデンサ予備充電電荷が外部に放出されぬようにする。

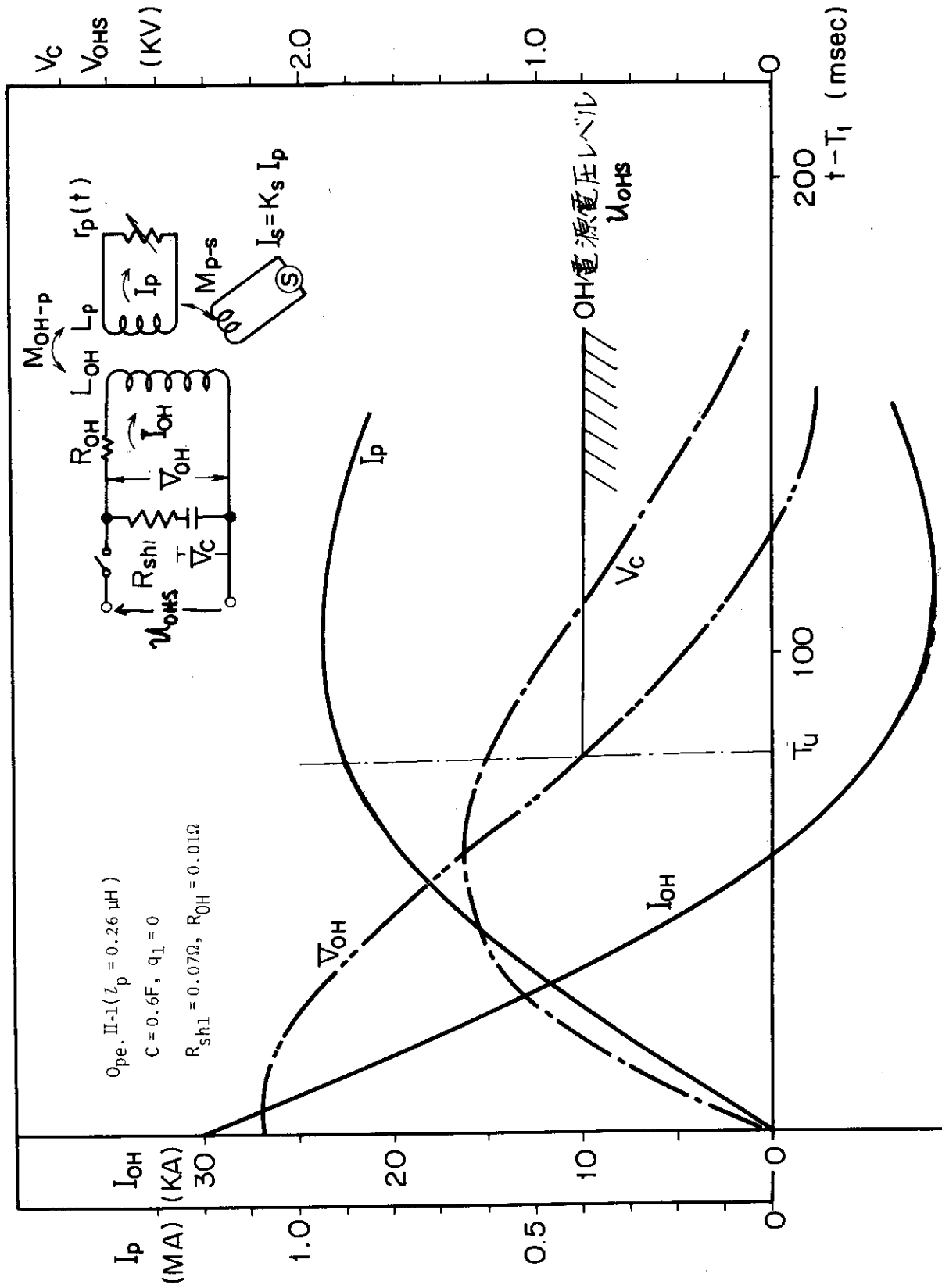
$t = T_0$ の時点が近づくにつれ、コンデンサの電圧、充電エネルギーは減少してゆき $t = T_0$ で立上げが完了する。この時点より若干時間だけ前に S_2 を閉じ、直流電源 u_{OHS} によってプラス



第 3.26 図 OH コイル電源回路図



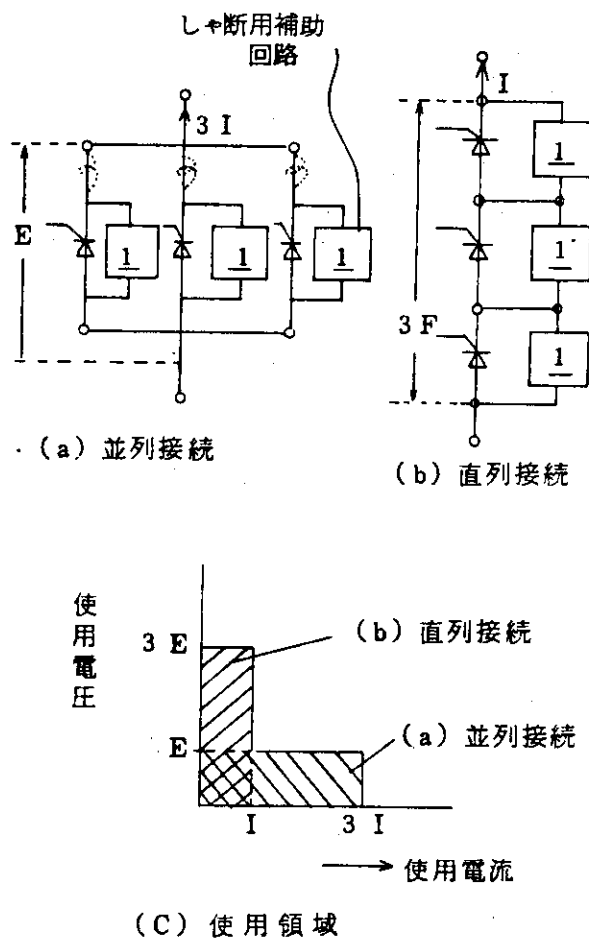
第 3.27 図 OH コイル電源動作説明図



第 3.28 図 サイリスタ電源投入時間説明図 (シミュレーションによる)

マ電流の維持あるいは増大を行う。第3.28図に $t = T_u$ 近傍の様子を Ope. II ① を例にして図示している。図においてプラズマ立上げ期間の OH コイル電圧 V_{OH} が $t \geq T_u$ で OH 電源電圧レベル（この場合 800V）より小さくなる。従って投入器 S_2 （イグナイトロン）が、 I_p が最大の時刻（ $\sim 110 \text{ msec}$ ）より若干前の時刻 $t \simeq T_u$ で投入可能となる。 S_2 投入後のフラットトップ期間には、 u_{OHS} を動作図の如く制御して、所望の波形のプラズマ電流を維持する。 $t = T_u$ 以降 u_{OHS} を適当に制御しプラズマ電流を減少させる。

ここでしゃ断器について説明する。しゃ断器の定格は（しゃ断電圧） \times （しゃ断電流）により表わされる。しゃ断電流は立上げプラズマ電流に、しゃ断電圧は高電圧発生すなわちワンターン電圧 \overline{V}_{100p} に存在する。然るにこの \overline{V}_{100p} の最小値については未だ定説がないが、JT-4 においては 100V または 300V としている。一方、しゃ断器としてサイリスタを用いた場合、真空スイッチに比し、寿命・速応性・動作確実性などの点で優っているが、初期設備投資の点で問題が残る。したがって、 $\overline{V}_{100p} = 100 \text{ V}$ あるいは 300V の条件を第3.29図に示す様なしゃ断器の直並列切換えによって同図(c)に示す使用領域として経済化を図ることが考えられる。



第3.29図 直並列接続切換サイリスタしゃ断器の説明

4. ま と め

JT-4のような中型トカマク装置における、変流器の概念設計の一手法を検討考察した。変流器の設計はコイル配置設計と電源設計から成る。

コイル配置設計については、不整磁場、電磁力による絶縁物に印加される応力の観点から、測定ポートとの空間取合を考慮して設計フローを構成した。

電源設計については、バイアスシャ断L-R-C回路方式を採りあげ、プラズマ電流立上げ期間の電気回路特性を解析的手法によって検討した。その結果に基づき概念設計手法を確立し、JT-4の設計例に応用した。

今後の課題として、

- ① 真空容器、トロイダル磁場コイル等の渦電流効果の検当を行うこと、
 - ② バイアス2段L-R方式について、レジスティブボルトセックを考慮した解析手法の検討を行うこと、
 - ③ プラズマに係る電気諸量の見積り如何（例えば、プラズマ自己インダクタンス、立上げ時のレジスティブボルトセックの見積りなど）が具体設計に大きく影響するので今後他の装置の実験データを集積、解析し合理的な設計を進める必要があること、
- があげられる。

最後に電源設計検討にあたり、有益な議論、助言をして載いた、谷啓二氏をはじめとする大型トカマク開発部の諸氏に感謝の意を表します。また本研究を援助して載いた、磯康彦大型トカマク開発部長、吉川允二JT60計画室長に感謝いたします。

参考文献

- 1) JAERI-M 5029, Annual Report of JAERI Thermonuclear Fusion Laboratory '72
- 2) Ohtsuka H. et al.; JAERI-M 6135
- 3) Jassby D.L.; Nucl. Fusion 17, 373 (1977)
- 4) Callis R.W.; GA-A13996
- 5) JT-4 グループ; JAERI-M 6666
- 6) “核融合研究開発の現状” '77 日本原子力研究所
- 7) JAERI-M 7479, Annual Report '77
- 8) 小林朋文, 田村早苗, 谷啓二; JAERI-M 5898
- 9) 鈴木康夫, 二宮博正, 亀有昭久; JAERI-M 6050
- 10) 滝塚知典; 核融合研究 39 別冊その1, 1 ('78)
- 11) JFT-2 グループ; Private communication

4. ま と め

JT-4のような中型トカマク装置における、変流器の概念設計の一手法を検討考察した。
変流器の設計はコイル配置設計と電源設計から成る。

コイル配置設計については、不整磁場、電磁力による絶縁物に印加される応力の観点から、測定ポートとの空間取合を考慮して設計フローを構成した。

電源設計については、バイアスシャ断L-R-C回路方式を採りあげ、プラズマ電流立上げ期間の電気回路特性を解析的手法によって検討した。その結果に基づき概念設計手法を確立し、JT-4の設計例に応用した。

今後の課題として、

- ① 真空容器、トロイダル磁場コイル等の渦電流効果の検当を行うこと、
 - ② バイアス2段L-R方式について、レジスティブボルトセックを考慮した解析手法の検討を行うこと、
 - ③ プラズマに係る電気諸量の見積り如何（例えば、プラズマ自己インダクタンス、立上げ時のレジスティブボルトセックの見積りなど）が具体設計に大きく影響するので今後他の装置の実験データを集積、解析し合理的な設計を進める必要があること、
- があげられる。

最後に電源設計検討にあたり、有益な議論、助言をして載いた、谷啓二氏をはじめとする大型トカマク開発部の諸氏に感謝の意を表します。また本研究を援助して載いた、磯康彦大型トカマク開発部長、吉川允二JT60計画室長に感謝いたします。

参考文献

- 1) JAERI-M 5029, Annual Report of JAERI Thermonuclear Fusion Laboratory '72
- 2) Ohtsuka H. et al.; JAERI-M 6135
- 3) Jassby D.L.; Nucl. Fusion 17, 373 (1977)
- 4) Callis R.W.; GA-A13996
- 5) JT-4 グループ; JAERI-M 6666
- 6) “核融合研究開発の現状” '77 日本原子力研究所
- 7) JAERI-M 7479, Annual Report '77
- 8) 小林朋文, 田村早苗, 谷啓二; JAERI-M 5898
- 9) 鈴木康夫, 二宮博正, 亀有昭久; JAERI-M 6050
- 10) 滝塚知典; 核融合研究 39 別冊その1, 1 ('78)
- 11) JFT-2 グループ; Private communication

- 12) 小林朋文他 ; JAERI-M 6451
- 13) 谷啓二他 ; JAERI-M 6467
- 14) 吉川庄一 ; Private communication