

J A E R I - M  
89-105

JT-60U用ICRFアンテナの設計

1989年8月

三枝 幹雄・木村 晴行・藤井 常幸  
小林 則幸・森山 伸一・安納 勝人  
小川 芳郎・篠崎 信一・寺門 正之

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, Tokaimura, Naka-gun, Ibaraki-ken 319-11, Japan.

©Japan Atomic Energy Research Institute, 1989

---

編集兼発行 日本原子力研究所  
印 刷 いばらき印刷株

JT-60U用ICRFアンテナの設計

日本原子力研究所那珂研究所核融合研究部

三枝 幹雄・木村 晴行<sup>+</sup>・藤井 常幸<sup>++</sup>  
小林 則幸・森山 伸一<sup>++</sup>・安納 勝人<sup>++</sup>  
小川 芳郎・篠崎 信一<sup>++</sup>・寺門 正之<sup>++</sup>

(1989年7月20日受理)

JT-60U用ICRFアンテナの設計を、電磁界分布測定データ、及び結合計算コードを用いて行った。

アンテナは、トロイダル方向とポロイダル方向に2行2列の位相制御型アンテナであり、JT-60のアンテナと同型式であるが、整合の簡易性からアンテナ間に金属のしきり板を設置する構造とした。

金属ボックス中にトロンボーン形アンテナを入れ、トロイダル方向に並べたアンテナの各入力インピーダンスを求めるコードにより、アンテナの結合特性を調べた。その結果、しきり板に流れるイメージカレントの効果が、結合に大きな影響を与える事が判った。そして、しきり板に流れるイメージカレントが互いに打消し合って効果を消す逆相モードで、吸収と結合の面から加熱実験に通していると考えられる $1 < N_{\parallel} < 5$ のスペクトラムを主に放射するアンテナを設計した。そして、Hモード分布として仮定したプラズマ密度分布で、ランチャー先端とプラズマのセパラトリックスが6cm離れた状態で、アンテナの結合抵抗が $2 \Omega$ （アンテナ入射電力4.4MW/ポート、プラズマ入力4MW/ポートに相当。但し、結合系の回路損失は $0.2 \Omega$ と仮定した。）に達する事を計算で確認した。

Design of JT-60U ICRF Launcher

Mikio SAIGUSA, Haruyuki KIMURA<sup>+</sup>, Tsuneyuki FUJII<sup>++</sup>,  
Noriyuki KOBAYASHI, Shin'ichi MORIYAMA<sup>++</sup>, Katsuto ANNOH<sup>++</sup>,  
Yoshiro OGAWA<sup>++</sup>, Shin-ichi SHINOZAKI<sup>++</sup> and Masayuki TERAKADO<sup>++</sup>

Department of Thermonuclear Fusion Research  
Naka Fusion Research Establishment  
Japan Atomic Energy Research Institute  
Naka-machi, Naka-gun, Ibaraki-ken

(Received July 20, 1989)

JT-60U ICRF launcher is designed based on the measurement of electromagnetic field profile in front of a test launcher and the calculation of coupling properties. The coupling code was made for the antenna array whose each antenna element was recessed in a metal box and was a trombone shape. The image current induced on the metal separator degrades the loading resistance for only in-phase. The loading resistance of designed antenna is predicted to be over  $2 \Omega$  for out of phase in a H-mode like density profile with the distance of 6 cm between the sparatrix surface and the launcher.

Keywords: Design, JT-60U ICRF Launcher, Coupling Calculation,  
Antenna Array, Metal Box, Image Current, Loading Resistance,  
H-mode

---

+ Fusion Experimental Reactor Team

++ Department of JT-60 Facility

## 目 次

1. 序 論 .....	1
2. 設計条件 .....	1
3. テスト用 $2 \times 2$ アンテナアレイの電磁界測定 .....	3
4. 結合計算 .....	4
5. 結 論 .....	9
謝 辞 .....	10
参考文献 .....	11

## Contents

1. Introduction .....	1
2. Conditions for Designing Antenna .....	1
3. Electromagnetic Field Measurements of $2 \times 2$ Loop Antenna Array for Testing .....	3
4. Coupling Calculation .....	4
5. Conclusions .....	9
Acknowledgements .....	10
References .....	11

## 1. 序論

次世代の原子力エネルギーとして期待されている核融合発電の実現をめざし、現在最も研究が進んでいる装置はトカマク型炉であるが、トカマク型炉では大型装置ほど良好なエネルギー閉じ込めを示す〔1～2〕。現在、世界で稼動中である大型トカマクは、JET, TFTR, JT-60, D III-D, T-15, Tore supra 等であるが、各装置とも更に良好な閉じ込め特性を目指し、より大きなプラズマに大電流を流す改造計画、新型装置の設計（NET, ITER等）を始めている。

原研も、JT-60を改造することにより体積が  $100 \text{ m}^3$  にも達するプラズマに 7 MA 程度の大電流を流す事が可能な JT-60Uへの改造計画を進めており〔3〕、1991年頃から運転開始が予定されている。この JT-60U のプラズマ追加熱装置としては、まず第一期として 1994 年までに 40 MW の中性子入射装置（NBI）、15 MW の低減混成波帯（LHRF）加熱装置、8 MW のイオンサイクロotron 波帯（ICRF）加熱装置等が計画されているが、このうち高密度プラズマ ( $\sim 1 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$ ) への加熱実験で、プラズマ中心の加熱が期待できるのは ICRF 加熱装置のみであり、臨界プラズマ条件付近でのプラズマ物理研究に関して成果を上げる為には、ICRF 加熱装置による高効率プラズマ加熱が必要不可欠である。

ICRF 加熱は安価で容易な VHF 帯の高周波技術を用い、極めて有効にプラズマ加熱〔4〕が行える方法である。しかし、ICRF 加熱に伴う不純物の発生、H モード発生時の結合抵抗の減少等〔5〕、高効率加熱を行う為に解決しなければならない点もある。加熱に伴う不純物の発生と放射損失の増加については、JT-60 の ICRF 加熱実験において、第 1 壁、アンテナガードリミターのカーボン化により主な不純物がチタンからカーボンへと変わり、放射損失の増加が入射電力の 30 % 程度まで減少しており、JT-60U では更にファラデーシールドをもカーボンコーティングする為、不純物の問題はより軽減されると考えられる。また、H モード発生時のアンテナ結合抵抗の変化については、JET, ASDEX 等での減少の報告のみではなく、JT-60 では増加現象も観測され、その理論的解明もなされており、悲観的ではない〔6〕。

本論文では、JT-60U における ICRF 加熱実験において、H モード発生時でも比較的良好な結合特性を有する ICRF アンテナの設計及びそのアンテナの結合特性について報告を行う。

## 2. 設 計 条 件

JT-60U の ICRF 加熱実験は、JT-60 の ICRF 加熱装置を改造して使用する予定である。従って、周波数も現在の 110 ~ 130 MHz の領域に限られ真空容器のポートも P-11, P-12, (将来は P-13, P-14 に増設可能) の水平ポート 2ヶ所と決められている。このうち P-12 はすぐ後方に NBI のタンクがあり、従来の ICRF ランチャーの型式では設置ができない。JT-60U の ICRF ランチャー及び ICRF 用ポートを図 1 に示す。ポートは SUS 製で、ポロイダルコイル、トロイダルコイル等の制約により、内寸法 90 cm × 78 cm、角の部分は半径 20 cm の丸み

## 1. 序論

次世代の原子力エネルギーとして期待されている核融合発電の実現をめざし、現在最も研究が進んでいる装置はトカマク型炉であるが、トカマク型炉では大型装置ほど良好なエネルギー閉じ込めを示す〔1～2〕。現在、世界で稼動中である大型トカマクは、JET, TFTR, JT-60, D III-D, T-15, Tore supra 等であるが、各装置とも更に良好な閉じ込め特性を目指し、より大きなプラズマに大電流を流す改造計画、新型装置の設計（NET, ITER等）を始めている。

原研も、JT-60を改造することにより体積が  $100 \text{ m}^3$  にも達するプラズマに 7 MA 程度の大電流を流す事が可能な JT-60Uへの改造計画を進めており〔3〕、1991年頃から運転開始が予定されている。この JT-60U のプラズマ追加熱装置としては、まず第一期として 1994 年までに 40 MW の中性子入射装置（NBI）、15 MW の低減混成波帶（LHRF）加熱装置、8 MW のイオンサイクロotron 波帶（ICRF）加熱装置等が計画されているが、このうち高密度プラズマ ( $\sim 1 \times 10^{20} \text{ m}^{-3}$ ) への加熱実験で、プラズマ中心の加熱が期待できるのは ICRF 加熱装置のみであり、臨界プラズマ条件付近でのプラズマ物理研究に関して成果を上げる為には、ICRF 加熱装置による高効率プラズマ加熱が必要不可欠である。

ICRF 加熱は安価で容易な VHF 帯の高周波技術を用い、極めて有効にプラズマ加熱〔4〕が行える方法である。しかし、ICRF 加熱に伴う不純物の発生、H モード発生時の結合抵抗の減少等〔5〕、高効率加熱を行う為に解決しなければならない点もある。加熱に伴う不純物の発生と放射損失の増加については、JT-60 の ICRF 加熱実験において、第 1 壁、アンテナガードリミターのカーボン化により主な不純物がチタンからカーボンへと変わり、放射損失の増加が入射電力の 30 % 程度まで減少しており、JT-60U では更にファラデーシールドをもカーボンコーティングする為、不純物の問題はより軽減されると考えられる。また、H モード発生時のアンテナ結合抵抗の変化については、JET, ASDEX 等での減少の報告のみではなく、JT-60 では増加現象も観測され、その理論的解明もなされており、悲観的ではない〔6〕。

本論文では、JT-60U における ICRF 加熱実験において、H モード発生時でも比較的良好な結合特性を有する ICRF アンテナの設計及びそのアンテナの結合特性について報告を行う。

## 2. 設 計 条 件

JT-60U の ICRF 加熱実験は、JT-60 の ICRF 加熱装置を改造して使用する予定である。従って、周波数も現在の 110 ~ 130 MHz の領域に限られ真空容器のポートも P-11, P-12, (将来は P-13, P-14 に増設可能) の水平ポート 2ヶ所と決められている。このうち P-12 はすぐ後方に NBI のタンクがあり、従来の ICRF ランチャーの型式では設置ができない。JT-60U の ICRF ランチャー及び ICRF 用ポートを図 1 に示す。ポートは SUS 製で、ポロイダルコイル、トロイダルコイル等の制約により、内寸法 90 cm × 78 cm、角の部分は半径 20 cm の丸み

がついている。アンテナの設計は、このポートの形状と後方の空間が極めて狭い事を考慮に入れて最適化を行う。また、アンテナの前面の形状は、より良好な結合特性を得る為、第1壁に沿って曲率を持たせ、できる限りプラズマに近づける構造とする。

アンテナのタイプとしては、ループアンテナと導波管型が考えられるが、速波による電流駆動実験を行う為には、トロイダル方向に位相制御を行う必要があり、トロイダル方向に横幅が半波長（1.25 m）(1)上の導波管を並べるほどの空間はないため、ループアンテナアレイをアンテナ設計の基準条件とした。

ループアンテナアレイはJT-60でも2行2列の実績があり、技術的にはJT-60での実験データから各部の耐圧、システム上の改良点などフィードバックできるデータも多い為有利である。また、大電力增幅システムの系統数が8である事から、1ポートあたりに2行2列、又は2行4列のループアレイが可能と考えられる。電流駆動では2行4列の方が有利であるが、JT-60 Uではプラズマ形状を必ずしも高周波加熱に最適化させられない為、プラズマ表面とランチャー先端部の距離が少くとも数cm以上離れた状態で加熱実験が行われる。従ってプラズマ入射電力4 MW／ポートが可能な結合特性（ $2\ \Omega$ 以上）が設計上最優先される。

ICRFの最高入射電力に制限と与えていた物は、ランチャー先端部、フィードスルー、スタブ整合器での耐電圧と、不十分な整合による大電力四極管の保護回路動作であった。特に、整合の問題は、アンテナ負荷抵抗が十分に大きい場合でも、セキュレーターのないシステムには常に存在する問題であり、VSWRが1.1の負荷に対して、6 MWの増幅器出力を持つシステムでも、VSWRが大きくなるにつれて、出力が低下するのは必然的な現象である。VSWR 1.5（反射電力4%）以下で定格出力運転が可能として、良好な整合をプラズマパラメータの変化に追従して保つ為には、スタブ整合器や周波数のフィードバック制御が必要となる。しかし、アンテナ間に強い相互結合がある場合、最適なパラメータを短時間で得る事は困難である。従って、各々のアンテナ間の結合を減少させる必要がある。

電流駆動実験時、アンテナ間に位相差をつけて整合をとると、アンテナ上に流れる電流の大きさがアンバランスになる。このアンバランス度はアンテナ間の結合が大きい程大きく、JT-60では結合度-14 dBで1対2.8という値になっている。アンバランスは、放射 $N_{//}$ スペクトルを変形させ、フェーズドアレイの効果を減少させ、更に耐圧的に不利である。この電流のアンバランスを減少させる方法は2つ考えられる。一つは、JT-60で既に実行した方法であり、電流が大きい方のアンテナへの入射電力を低減してバランスを取る方法であるが、入射し得る電力は当然小さくなり効率が悪い。もう一つは、アンテナ間の結合を小さくしてやる方法であり、アンテナ間に金属のしきり板を入れる方法である。後者の方法では高周波損失は金属板上の分だけ増加するが、整合も各アンテナ独立に取る事が可能となり、制御上も都合が良いと思われる。

アンテナ間にしきり板を入れたアンテナの評価については、スタブ整合の各系統ごとの独立性、アンテナ上の電流分布の測定が必要であり、また、プラズマとの結合特性についても計算コードにより評価を行う必要がある。これらについては以下の章で述べる。

### 3. テスト用 $2 \times 2$ アンテナアレイの電磁界測定

電流駆動時の  $k_{\parallel}$  スペクトル制御が可能で整合調整に有利なアンテナを設計する為には、アンテナ間の高周波結合を減少させるしきり板を入れる必要がある。この金属製しきり板が、アンテナ前面の電磁界分布に与える影響及び、各モードにおける整合時のスタブ位置の変化を測定した。テスト回路を図 2(a)に示す。アンテナは縦と横のしきり板によって 1 個づつにしきられ、各アンテナは、独立に高周波電流及びスタブにより整合をとることができる。又、各アンテナ間の位相差は、移相器で任意の値に設定できる。図 2(b)にテストランチャーを示す。寸法は JT-60 と同じで内寸法が幅 320 mm 高さ 520 mm であり、縦と横しきり板がアンテナ前面と同じ面まで入っており、ファラデーシールドはしきり板とは独立で金属ボックスの前面を覆っている。材質は黄銅に銅メッキであり、入力端は WX-150 D の同軸管で、高周波損失を少なくし、実際のアンテナと同様な特性評価 (Q 値等) が行えるようになっている。

まず、位相を変えて各モードで整合をとり、スタブ位置がどの程度変化するかを調査した。結果を表 1 に示す。アンテナ間にしきり板のない JT-60 では、位相モードごとに負荷インピーダンスの位相が変化し、周波数 120 MHzにおいて発振器側のスタブはほぼ同位置であったが、アンテナ側のスタブは大きく変化した [7]。また  $(\frac{\pi}{2}, 0)$  モードのように一方から他方へ電力がまわり込むモードでは真空中では整合不可能であった。ところが、今回のしきり板のある場合は、同一周波数の 120 MHzにおいて、 $(0, 0)$ ,  $(\pi, 0)$ ,  $(\pi, \pi)$  モードについては、ほとんど同スタブ位置で整合がとれ、左右に  $90^\circ$  の位相差をつけた  $(\frac{\pi}{2}, 0)$  モードについてのみ、アンテナ側スタブで約 4 cm、発振器側スタブで約 10 cm 程度の左右のバラツキが生じた。この結果より各アンテナはほぼ独立に整合調整可能であり、しかも電流駆動モードでは必要不可欠なトロイダル方向に大きく位相を振るモードでも従来不可能であった真空中で整合がとれる為、その位置を基準としてプラズマ中でも容易に整合がとれることが予想される。

次に、このように整合上非常に有利なしきり板が、アンテナ前面の電流分布、特にポロイダル方向の電流分布にどう影響を与えるかを測定した。図 3 に、 $(\pi, 0)$  モードでの  $|B_z^2|$  のポロイダル方向分布を示す。 $|B_z^2|$  はアンテナ上のポロイダル方向の電流の 2 乗分布にほぼ等しいと考えてよい。従って電流のピークはアンテナの中心付近にあり、ポロイダル方向の波数 ( $k_y$ ) スペクトルは小さく、結合特性上問題ない。

次に、アンテナ給電方法の検討データを得るために、1 本のアンテナからポロイダル方向に並ぶ 2 本のアンテナの給電を行った場合の電磁界分布について測定を行った。この給電方式は、JT-60 の ICRF 加熱実験立ち上げ時に 2 本の給電線で 4 本のアンテナに給電を行ったのと同等であるが、JT-60 ではポロイダル方向に逆相電流となり、理論値に従って著しく小さい結合抵抗が観測された。今回の測定は、その逆相電流がなぜ励起されたか、又、結合抵抗が大きい事が予想される同相電流は流れないのでを解明し、JT-60 U 又は FER で給電線の数を半分に減らした設計の是非について検討を行った。

図 4 にそのテスト回路を示す。給電は I 系から行い、II 系は伝送ラインに直接スタブをつない

で短絡の位置を変えられるようにし、Ⅲ、Ⅳ系の入力端は、今回の測定に不要な共振モードを除くため、 $50\ \Omega$ 終端で測定を行った。まず、測定に用いる周波数を $150\ \text{MHz}$ と決め、Ⅰ系のスタブ  $\ell_1$  と  $\ell_2$  を 4 分の 1 波長の $50.0\ \text{cm}$ に合わせ、実効的に $150\ \text{MHz}$ 付近のスタブの影響を少なくし、 $\ell_3$  を変える事によって、Ⅱ系アンテナ上の電圧とⅠ系アンテナ上の電圧比が最大になる  $\ell_3$  の長さを調べた。その結果を表 2 に示す。周波数を振ると、波長の変化分 ( $\Delta\lambda$ ) に対するスタブ長  $\ell_3$  の変化分 ( $\Delta\ell_3$ ) の割合は、約 2.0 となり、Ⅱ系アンテナの共振は、スタブ短絡端からアンテナのショート板までの長さが $2\lambda$ で共振している事が判る。また、給電しているⅠ系に比べて、 $11.4\ \text{dB}$  ( $150\ \text{MHz}$ )ほど高い電圧がⅡ系に発生している事も判る。この電圧比は、スタブ長  $\ell_3$  の長さを変化させ共振のQ値を下げる事によって調整する事ができる。そのときのアンテナ中心前面のポロイダル方向の電流分布をプローブ測定信号  $P_{RF} (\propto |B_z|^2)$  によって図 5 に示す。 $\ell_3$  を共振長 $117.8\ \text{cm}$ より長くすると、Ⅰ、Ⅱ系アンテナの電流は同相に、共振長より短くすると逆相になった。特に  $\ell_3 = 116.9\ \text{cm}$ ではⅠ、Ⅱ系アンテナの電圧比が 1 となりポロイダル方向の電流の 2 乗分布を表わす  $|B_z|^2$  に分布アンテナのショート板に対して $\pm 10\ \text{cm}$ 付近となり、 $\ell_3 = 117.9\ \text{cm}$ では同相電流ではあるがⅡ系の方が大きくアンバランスな電流分布、 $\ell_3 = 119.0\ \text{cm}$ では同相電流でⅠ、Ⅱ系でバランスのとれた電流分布となった。このように  $\ell_3$  の長さをうまく調整する事により 2 本のアンテナを 1 本の給電線から励振する事が可能な事が判った。

次にプラズマ負荷を想定して、Ⅱ系アンテナのQ値を下げた場合に、前記の事が成り立つか否かを確認する為に、Ⅰ系アンテナとⅡ系アンテナの間の金属の前面に正面から金属棒（測定用シングルループプローブ）を接触させ外部への放射を増加させてⅠ系とⅡ系の電圧比と、Ⅰ系から見たアンテナ負荷抵抗の測定を行った。アンテナ負荷抵抗は、Ⅰ系のスタブより発振器側と負荷側の進行波電力の比率が $+6.5\ \text{dB}$ で、同軸の特性インピーダンスが $50\ \Omega$ である事から、 $R_c=2.8\ \Omega$ と求められた。その時のⅠ系に対するⅡ系アンテナの電圧比は $+2.55\ \text{dB}$ であり、金属を接触させない時の値 $9.7\ \text{dB}$ よりも $7.15\ \text{dB}$ 低下していた。電圧比は $0\ \text{dB}$ 以上であればスタブ長  $\ell_3$  を調整して同相の同電流で 2 本アンテナの励振は可能だが、プラズマ負荷時にアンテナの負荷抵抗が $3\ \Omega$ よりはるかに大きな値となった場合、Ⅱ系の共振回路のQ値が低下し、Ⅰ系の電圧や電流よりも小さい電圧、電流しかⅡ系には発生しない事が予想できる。この場合、ポロイダル方向の波数ベクトル  $k_y$  の分布は、加熱効率との相関があまりない上に、Ⅰ系のみの放射抵抗が $3\ \Omega$ 以上で、更にⅡ系アンテナからの放射があるのであれば結合の問題もない。つまり、1 本給電で 2 本のアンテナを励起した場合、低結合抵抗時は 2 本アンテナとして倍の結合抵抗を得る事ができ、高結合抵抗時は通常の 1 本アンテナとして使用する事ができる。この様な特性は、実際のプラズマとの結合時には極めて有用であり、大型トカマク用の加熱装置として、省スペースのアンテナ給電を行う一つの方法と思われる。

#### 4. 結 合 計 算

JT-60U アンテナとして望まれる形状は図 6 の様に水平ポートに設置し、ポロイダル方向に 2 本、トロイダル方向に 2 本（又は 4 本）のアンテナを並べ、アンテナ間に金属のしきり板を入れ

で短絡の位置を変えられるようにし、Ⅲ、Ⅳ系の入力端は、今回の測定に不要な共振モードを除くため、 $50\ \Omega$ 終端で測定を行った。まず、測定に用いる周波数を $150\ MHz$ と決め、Ⅰ系のスタブ  $\ell_1$  と  $\ell_2$  を 4 分の 1 波長の $50.0\ cm$ に合わせ、実効的に $150\ MHz$ 付近のスタブの影響を少なくし、 $\ell_3$  を変える事によって、Ⅱ系アンテナ上の電圧とⅠ系アンテナ上の電圧比が最大になる  $\ell_3$  の長さを調べた。その結果を表 2 に示す。周波数を振ると、波長の変化分 ( $\Delta\lambda$ ) に対するスタブ長  $\ell_3$  の変化分 ( $\Delta\ell_3$ ) の割合は、約 2.0 となり、Ⅱ系アンテナの共振は、スタブ短絡端からアンテナのショート板までの長さが $2\lambda$ で共振している事が判る。また、給電しているⅠ系に比べて、 $11.4\ dB$  ( $150\ MHz$ )ほど高い電圧がⅡ系に発生している事も判る。この電圧比は、スタブ長  $\ell_3$  の長さを変化させ共振のQ値を下げる事によって調整する事ができる。そのときのアンテナ中心前面のポロイダル方向の電流分布をプローブ測定信号  $P_{RF} (\propto |B_z|^2)$  によって図 5 に示す。 $\ell_3$  を共振長 $117.8\ cm$ より長くすると、Ⅰ、Ⅱ系アンテナの電流は同相に、共振長より短くすると逆相になった。特に  $\ell_3 = 116.9\ cm$ ではⅠ、Ⅱ系アンテナの電圧比が 1 となりポロイダル方向の電流の 2 乗分布を表わす  $|B_z|^2$  に分布アンテナのショート板に対して $\pm 10\ cm$ 付近となり、 $\ell_3 = 117.9\ cm$  では同相電流ではあるがⅡ系の方が大きくアンバランスな電流分布、 $\ell_3 = 119.0\ cm$  では同相電流でⅠ、Ⅱ系でバランスのとれた電流分布となった。このように  $\ell_3$  の長さをうまく調整する事により 2 本のアンテナを 1 本の給電線から励振する事が可能な事が判った。

次にプラズマ負荷を想定して、Ⅱ系アンテナのQ値を下げた場合に、前記の事が成り立つか否かを確認する為に、Ⅰ系アンテナとⅡ系アンテナの間の金属の前面に正面から金属棒（測定用シングルループプローブ）を接触させ外部への放射を増加させてⅠ系とⅡ系の電圧比と、Ⅰ系から見たアンテナ負荷抵抗の測定を行った。アンテナ負荷抵抗は、Ⅰ系のスタブより発振器側と負荷側の進行波電力の比率が $+6.5\ dB$ で、同軸の特性インピーダンスが $50\ \Omega$ である事から、 $R_c=2.8\ \Omega$ と求められた。その時のⅠ系に対するⅡ系アンテナの電圧比は $+2.55\ dB$ であり、金属を接触させない時の値 $9.7\ dB$ よりも $7.15\ dB$ 低下していた。電圧比は $0\ dB$ 以上であればスタブ長  $\ell_3$  を調整して同相の同電流で 2 本アンテナの励振は可能だが、プラズマ負荷時にアンテナの負荷抵抗が $3\ \Omega$ よりはるかに大きな値となった場合、Ⅱ系の共振回路のQ値が低下し、Ⅰ系の電圧や電流よりも小さい電圧、電流しかⅡ系には発生しない事が予想できる。この場合、ポロイダル方向の波数ベクトル  $k_y$  の分布は、加熱効率との相関があまりない上に、Ⅰ系のみの放射抵抗が $3\ \Omega$ 以上で、更にⅡ系アンテナからの放射があるのであれば結合の問題もない。つまり、1 本給電で 2 本のアンテナを励起した場合、低結合抵抗時は 2 本アンテナとして倍の結合抵抗を得る事ができ、高結合抵抗時は通常の 1 本アンテナとして使用する事ができる。この様な特性は、実際のプラズマとの結合時には極めて有用であり、大型トカマク用の加熱装置として、省スペースのアンテナ給電を行う一つの方法と思われる。

#### 4. 結合計算

JT-60U アンテナとして望まれる形状は図 6 の様に水平ポートに設置し、ポロイダル方向に 2 本、トロイダル方向に 2 本（又は 4 本）のアンテナを並べ、アンテナ間に金属のしきり板を入れ

れた構造であるが、従来の原研所有の結合コード〔8〕では金属ボックスやしきり板の効果、そして、結合抵抗の大きいトロンボーンタイプのアンテナ形状を考慮した計算はできなかった。その為、JET用のICRFアンテナ用結合解析コードで金属ボックス内にパロイダル方向に2本のトロンボーンアンテナを入れたモデルで、アンテナ上の電流分布を変分原理でプラズマとの結合も含める事のできるコード〔9〕を改良し、しきり板を入れてパロイダル方向のアンテナアレイとした場合の各アンテナの結合抵抗を求められるコードを作成した〔10〕。

設計の為の結合計算は以下に述べる方針に従って行った。

- ① 周波数は110～130 MHzを中心に設計するが、低周波数化計画も考慮し30～120 MHzについても設計上考慮する。(第3表参照)
- ② Hモードプラズマに対しても、結合抵抗が比較的大きいアンテナを設計する。
- ③ 整合に有用なアンテナ間のしきり板は、結合抵抗を著しく減少させない範囲で設置する。
- ④ アンテナは、ファラデーシールドに面したアンテナ長をフィードスルー間の長さより長くでき、結合特性の良好なトロンボーン形状とする。
- ⑤ 周波数は120 MHzとし、プラズマイオン構成比は、 $2\omega_{CH}$ のマイノリティ加熱を前提として、H:D=1:9とする。
- ⑥ 結合計算は1ポート各のアンテナについて求める。つまり複数のポートからの $N_{//}$ スペクトルへの影響は考慮しない。
- ⑦ 結合を左右する周辺プラズマの密度分布は、D-IIDのL、Hモード分布〔10〕を参考に図7のように設定する。また、プラズマはコールドプラズマモデルを用いる。

まず、アンテナの設計を始める前に、結合抵抗の大きさにより1ポートあたりのアンテナの本数を決める。負荷の整合も考慮し、アンテナ入射電力は1ポートあたり4.4 MWとし、アンテナ及びフィードスルーの耐圧を50 kVまでとれると考えると、(JT-60ではWX-152 Dのサイズで耐圧45 kVであったが、JT-60 UではWX-203 D以上を予定。) アンテナ1本あたりに必要な結合抵抗は次式で与えられる。

$$R_c + R_v = 2P/n \cdot (Z_0/V_{max})^2 = \frac{8.8}{n} (\Omega) \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

$R_c$  : 結合抵抗,  $R_v$  : 回路抵抗

$P$  : アンテナ入射電力 (4.4 MW)

$Z_0$  : 線路の特性インピーダンス (50 Ω)

$V_{max}$  : 線路の耐電圧 (50 kV)

$n$  : アンテナの本数

実際にプラズマに放射される電力は、スタブとアンテナ間の回路損失を考慮する必要があるため、JT-60の120 MHzでの回路損失のデータである0.2 Ωを用いると、効率ηは、

$$\eta = \frac{R_c}{R_c + R_v} \quad \text{但し, } R_v = 0.2 \text{ (Ω)}$$

$$n = 4 \text{ で } R_c = 2 \text{ Ω} \quad \eta = 91\% \quad P_{net} = 4 \text{ MW}$$

$$n = 8 \text{ で } R_c = 0.9 \text{ Ω} \quad \eta = 82\% \quad P_{net} = 3.6 \text{ MW}$$

と求まる。この結果から、結合抵抗が回路損失に比べ著しく大きい場合以外はアンテナの本数と

1本あたりの結合抵抗の積が同じ場合はアンテナの本数が少ない方が効率がよい事が判る。又、アンテナの本数が多い場合には、フィードスルーフの個数が増え、ポート寸法の制約上フィードスルーフの寸法を小さくする必要も生じる。その為耐圧が減じ、更に入射電力は低下する。

現在、ポート内寸法（78 cm × 90 cm）及び増幅器の系統数（1ポートあたり2又は4）から考えて、設計上適当と思われるのは、ボロイダル方向とトロイダル方向に2行4列又は2行2列のアンテナであると考えられるが、結合特性の概算を行った所、明らかに2行2列の方が結合抵抗が大きかった。その為、計算に用いるパラメータは、図6に示す2行2列のアンテナで行う物とし、その中で、2行4列の結合特性についても、言及する。

図8に2つのアンテナパラメータについて、アンテナ間のしきり板の厚みを変化させた場合の結合抵抗の振る舞いを示した。金属ボックスの横幅（ $2W_1$ ）が15 cmの物は、2行、4列のアンテナに相当し、38 cmの物は、2行2列のアンテナ寸法に相当する。他のパラメータは同じにもかかわらず  $2W_1 = 38$  cmのアンテナの結合抵抗の方が15 cmの物よりも約3倍ほど大きい。これは、アンテナと壁の側がせまくなると、壁に流れるイメージカレントによって、電磁界が打ち消され、アンテナから少し遠ざかると電磁界が急激に減少する為と考えられる。次に  $W_1 = 19$  cmのデータに注目すると同相の場合はしきり板に流れるイメージカレントは左右で同じ向きに流れ、 $N_{//}$ を大きくし結果として結合抵抗を下げているが、しきり板を厚くする事によりアンテナ間隔が大きくなり、全体として放射される  $N_{//}$ スペクトルは小さくなつて  $R_c$ は増加する。逆相の場合は、しきり板の左右に流れるイメージカレントは逆向きでありしきり板が薄い場合は互いに打消し合って、しきり板がない状態の結合抵抗となるが、しきり板が厚くなるに従つてしまつてしきり板の左右の電流は分離され、 $N_{//}$ は大きくなり、結合抵抗は小さくなる。 $2W_1 = 15$  cmの時あまり  $\lambda$ 依存がないのは、アンテナとイメージカレントの距離が2.5 cmと短い為、しきり板の厚みがそれ以上の領域で変化しても  $N_{//}$ スペクトル分布には変化がない為である。これは、 $2W_1 = 38$  cmの時に、アンテナとイメージカレントの距離14 cm以上の  $\lambda$ では  $R_c$ の変化が飽和している事と同様である。

次に図9に金属ボックス内の中央に設置された1本アンテナの結合抵抗が、金属ボックスの幅（ $2W$ ）を広げたときにどう変化するかを示す。ここでアンテナを1本にしたのは、2本以上では  $W$ を変えたときアンテナ間隔を変えるか、しきり板の厚みを変えなければならないため、結合抵抗の  $W$ 依存性のみを表しにくい為である。アンテナ幅は20 cmと仮定している為、アンテナと金属壁の間隔が5 cm以上のパラメータで計算を行った。

コードのトロイダル方向のフーリエ展開のモード数が、計算時間の制限を受ける為、 $W > 35$  cm以上の値は、電流分布にゆがみが生じ信頼性が低下するが、2本アンテナを1ポートに設置する場合の可能な  $W$ の範囲  $15 < W < 23$  cmでは、 $W$ は大きい程良好な結合が得られる事が判る。今回は、ポートサイズの許す限りの大きな値23 cmを設計値とした。

1本アンテナの計算により、結合抵抗を大きくは低下させない金属ボックスの幅が決まったので、次に中に入れるアンテナの大きさを決めるために、結合抵抗のアンテナ幅依存性を図10に示す。このアンテナは、結合抵抗の値を120 GHz付近で最適化してアンテナ長を  $\lambda/4$ 付近に選んだ為、アンテナの金属ボックスの入口で見た負荷インピーダンスは非常に大きな値（第17図参照）となっている。そのため、アンテナ幅を大きくして自己インダクタンスを小さくすると、

負荷インピーダンスの絶対値は線路の特性インピーダンス（ここでは  $50 \Omega$ ）に近づいてボックス入口での反射は減り結合抵抗は大きくなる。

次に、図 11 に、金属ボックス内で、ファラデーシールドとアンテナの距離のみを変えた場合、つまり、アンテナ形状も、アンテナと後の壁との距離も変えない場合の結合特性の変化を示す。アンテナをファラデーシールドに近づけた場合、逆相の方が同相よりも結合抵抗が大きく、ファラデーシールドから遠ざけた場合は、逆に同相の方が結合抵抗が大きい。これは、アンテナ間のしきり板に流れるイメージカレントのプラズマ結合へ与える効果が、アンテナが第 1 壁の先端つまりしきり板の先端に近づいた方が大きく、また、イメージカレントの効果は、しきり板が薄い場合は、図 8 に示したように逆相の場合は影響が少なく、同相の場合はしきり板の両側にアンテナと逆相の電流が流れるため  $N_{\parallel}$  スペクトルムがアンテナ間隔を一波長とする値まで上昇するため、カットオフ密度が上昇し結合抵抗を減じさせる効果がある為である。同相、逆相ともにアンテナがファラデーシールドに近づき過ぎると結合抵抗が減少する。この時、変分法で求められたアンテナ上の電流分布は、ファラデーシールドとアンテナ間の静電容量の増加により波長短縮が顕著になり、アンテナ長が 4 分の 1 波長を越える為、アンテナ上で反転する分布を示す。この逆方向電流により、アンテナ前面の近傍界は打ち消され、結合抵抗は減少したと考えられる。

図 12(a) に同相の場合のプラズマ中に 6 cm 入った位置での Z 方向の  $E_y$  分布を示す。プラズマの密度分布は L モードを仮定し、アンテナとプラズマ間距離は 3 cm と仮定している。アンテナ前面としきり板の前面に  $|E_y|$  のするどいピークがある。しきり板の厚みは 4 cm で、その両側のアンテナ電流のイメージカレントがそこに流れるため、しきり板の前面にはアンテナ前面と反対方向の強い  $E_y$  が発生しており、そのため、図 12(b) に示すプラズマの内側 6 cm での小半径方向のポインティングフラックス ( $S_x$ ) の  $N_z$  スペクトル分布は、しきり板がなければピークを示すはずの  $N_z = 0$  付近よりも、 $N_z = \pm 4.2$  付近にピークを持つ分布となっている。単純にアンテナ間隔を  $\lambda_{\parallel}$  として計算すると、 $N_z = \pm 4.9$  となるが、 $N_z$  が高いほどエバネセント層が厚くなるため、プラズマ中のポインティングフラックスは低い方にシフトしている。図 12(c) には同相でアンテナとプラズマ間が 9 cm の場合の Z 方向の  $E_y$  分布を示す。アンテナを金属ボックスの奥に入れると、しきり板の先端でのイメージカレントが減少し、しきり板前面の  $|E_y|$  の強度がアンテナ前面に比べかなり減少している。このため、 $N_z = \pm 4.2$  付近の  $S_x$  スペクトルに対しても  $N_z = 0$  付近の  $S_x$  スペクトルの割合が増加する。この結果からも、図 11 の同相と逆相の  $R_c$  の反転現象が理解できる。

図 13 に、L モードで逆相の場合の  $E_y$  の Z 方向分布と  $S_x$  の  $N_z$  スペクトルムを示す。 $E_y$  分布は、アンテナ前面で大きく、しきり板の前面では 0 付近になっている。このため、同相の場合に比べ  $S_x$  のスペクトルムのピークはアンテナ間隔を  $\lambda/2$  とした場合の  $N_{\parallel} = 2.4$  に比べほとんど同じ  $N_{\parallel} = \pm 2.5$  になっている。 $N_{\parallel}$  スペクトルが単純なアンテナ寸法から求めた値より少し大きめになったのは、2 本のアンテナ上の電流が相互に互いの電磁界を打ち消すため、アンテナ中心よりも少し外側よりの前面で  $E_y$  のピークが存在するからである。また、もちろんこのモードでは、 $N_z = 0$  付近の  $S_x$  は非常に少ない。前述したように、希望される  $N_z$  スペクトルムは、 $1 < N_z < 5$  であり、このアンテナパラメータでの逆相励起はこれを十分に満足する。

アンテナパラメータは、金属ボックスの横幅が 43 cm 程度でトロイダル方向に 2 列とし、アン

アンテナ長は波長短縮も考え4分の1波長以内、位相は逆相で、しきり板の厚みは薄いほどよく、アンテナの横幅はトロイダル方向の絶縁距離（JT-60では4cm）の問題ない範囲で広げると20cm程度と決まつくる。次に、このアンテナのプラズマパラメータ依存性、周波数依存性について報告する。

図14にアンテナ結合抵抗のランチャー先端（第1壁と同位置）とプラズマのセパラトリックス面との距離依存性を示す。計算は加熱に有効なスペクトルを放射でき、このアンテナパラメータでは同相よりも結合抵抗の大きい逆相についてのみ、LモードとHモードの密度分布で行った。結合抵抗は、両方の分布とも第1壁とプラズマ間距離に対し、指数関数的に減少しており、Lモードの方がHモードよりも1.7倍程度抵抗が大きい。1ポートあたり4MWのプラズマ入力を達成するには $2\Omega$ の結合抵抗が要求され、その為には、セパラトリックス面と第1壁の距離をLモードで約8cm、Hモードで約6cmまで近づける必要がある。

図15に、逆相の結合抵抗の周辺の電子密度勾配に対する依存性を示す。この結果は、アンテナとプラズマの距離が同じであれば、周辺の電子密度勾配は小さいほど結合抵抗は大きくなる事を示している。この依存性は、極端なパラメータを選ばない限り、JT-60UのICRF実験を行う範囲では成り立つと考えてよい。DIII-D等でLモードからHモードに遷移することによる結合抵抗の減少もこれが主たる原因と考えられている。 $N_{||}$ を大きくしてHモードとLモードの結合抵抗の変化を少なくする方法〔12〕もあるが、最適設計を行うにはポートサイズ、アンテナ数を変えなければならず、今回は、Hモード分布でも結合抵抗の大きいアンテナを種々の制約条件の内で設計することとした。

JT-60U用ICRF加熱装置の周波数は重水素に対応して低周波数化の検討が行われており、その周波数帯域は表3に示されるように30～120MHzと広帯域になっている。今回の設計では110～130MHzを中心に設計を進めるが、低周波数化の際にランチャーを作り直さないとすれば、その周波数帯での結合特性もアンテナの設計上考慮すべきであろう。図16にアンテナ結合抵抗の周波数依存性を示す。位相は逆相で、アンテナの共振周波数を変える為に $b_1$ （アンテナのリターン導体と後壁との距離。）を6.0cm（標準パラメータ）と10.0cmという2つの値を設定し、密度分布もLモードとHモードについて調べた。 $b_1 = 6.0\text{ cm}$ の場合、結合抵抗のピークはLモードで90MHz付近、Hモードで80MHz付近となり、Lモード時の結合抵抗がHモード時の結合抵抗よりも常に大きくなっているが、その差は周波数が低くなるにつれ減少している。これらの特性はアンテナの励起する速波の $N_z$ スペクトルとそのカットオフ密度 $n_c$ により容易に説明できる。まず、アンテナの寸法は一定で周波数のみを低くすると、アンテナ電流の $N_z$ スペクトルは周波数に反比例して高い方にシフトする。また、 $N_z$ の高いスペクトルほど高い $n_c$ を持つためエバネセント層が薄いHモードの方がLモードよりも序々に放射しやすくなる。従って、同じアンテナパラメータであれば、Hモードの方が $N_z$ が高いつまり周波数が低い所に結合抵抗の最大値があるのは当然である。また、周波数が更に下がるに従ってHモードとLモードの差が小さくなることも同様に理解できる。

アンテナの共振周波数は、アンテナの短絡点から4分の1波長の奇数倍で起きる。そこでは負荷インピーダンスの実部、虚部がともに大きくなる。アンテナの入力端から見たインピーダンスの絶対値が伝送線路の特性インピーダンスと一致した時、伝送ラインでの反射は最小値となるの

で、使用周波数帯に応じてアンテナのインダクタンスやキャパシタンスを変える事により、目的の周波数で結合抵抗を大きくする事ができる。図16中、 $b_1 = 10.0\text{ cm}$ の場合、結合抵抗のピークは130 MHz付近に移動しており、JT-60Uの中心トロイダル磁場4.2Tの2 $\omega_{\text{CH}} = 128\text{ MHz}$ に対して最適設計となる。

図17に $b_1 = 10\text{ cm}$ とした場合のアンテナの金属ボックス入口での入力インピーダンス $Z = Z_R + iZ_i$ を示す。共振周波数は117 MHz付近であり、 $|Z|$ は55 MHz～140 MHzの領域で50 Ω以上である。伝送線の特性インピーダンスを決める時、耐電力特性は30 Ωで最高であり、一般的な50 Ωの同軸とどちらにするかを検討する必要があったが、この $|Z|$ の値より50 Ωと決定した。

JT-60UのICRFアンテナで、最も大きい問題はしきり板を入れるか否かであった。特に、しきり板のないJT-60用ICRFアンテナでは(0, 0)モードにおいてのみアンテナ1本あたりの結合抵抗が8 Ωを越すようなデータが得られている事実もあり、プラズマがランチャーから離れた配位しか作れない可能性のあるJT-60 Uでは、大きな結合抵抗を得る為には整合の点で多少の困難があろうともしきり板の結合に対する評価を抜きに設計をする訳にはいかない。JT-60での金属ボックスやしきり板のないモデルでの結合計算結果によれば、アンテナ間隔が現在の17 cmから序々に増えるにつれ(π, 0)モードでは結合抵抗が大きくなり30 cm程度で飽和し、(0, 0)モードでは序々に結合抵抗が減少して行き、30 cm程度で飽和して(π, 0)と同程度の値となる[12]。また、(π, 0)モードつまり逆相のときには、アンテナ間にアンテナ間隔に比して薄いしきり板を入れても電磁界分布つまり結合抵抗には影響は出ない。JT-60とJT-60 Uの周波数は同等であるからつまり、JT-60 Uのしきり板を入れた逆相モードの結合抵抗はアンテナ間隔が30 cm以上であれば、しきり板を入れていない(0, 0)モードの結合抵抗と同程度であるだろうという予測が成り立つ。従って、整合の調整が容易である利点から、しきり板を入れたアンテナの方がJT-60 Uには適していると考えられる。

## 5. 結論

JT-60 U用ICRFアンテナアレイを電磁界測定と結合計算のデータを基に設計した。

電磁界測定では、ループアンテナ間に投入したしきり板によってアンテナ相互間の結合は減少し、互いに独立にスタブ整合がとれる事、また、ポロイダル方向の電流分布はしきり板が入っていてもほぼ中央付近で電流が最大となり、結合上N<sub>⊥</sub>スペクトラム分布に悪影響を及ぼさない事が判った。また、2本のアンテナを1本の給電線から給電し、しかも給電していない側のアンテナの位相を短絡位置を変える事により同相にも逆相にもでき、2本のアンテナに流れる電流の比率も調整できる事が判った。しかし、アンテナの結合抵抗が大きくなると、給電していない側のアンテナに電流が流れにくくなる事が予想された。

JT-60 U用ICRFアンテナの結合計算を、金属ボックス中にトロンボーン形のループアンテナをポロイダル方向に2本並べて置き、その金属ボックスをトロイダル方向に並べたモデルを用い、アンテナ上の電流分布をプラズマの結合、アンテナの構造も含めて変分法で求め、アンテナ総合

で、使用周波数帯に応じてアンテナのインダクタンスやキャパシタンスを変える事により、目的の周波数で結合抵抗を大きくする事ができる。図16中、 $b_1 = 10.0\text{ cm}$ の場合、結合抵抗のピークは130 MHz付近に移動しており、JT-60Uの中心トロイダル磁場4.2Tの2  $\omega_{\text{CH}} = 128\text{ MHz}$ に対して最適設計となる。

図17に $b_1 = 10\text{ cm}$ とした場合のアンテナの金属ボックス入口での入力インピーダンス $Z = Z_R + iZ_i$ を示す。共振周波数は117 MHz付近であり、 $|Z|$ は55 MHz～140 MHzの領域で50  $\Omega$ 以上である。伝送線の特性インピーダンスを決める時、耐電力特性は30  $\Omega$ で最高であり、一般的な50  $\Omega$ の同軸とどちらにするかを検討する必要があったが、この $|Z|$ の値より50  $\Omega$ と決定した。

JT-60UのICRFアンテナで、最も大きい問題はしきり板を入れるか否かであった。特に、しきり板のないJT-60用ICRFアンテナでは(0, 0)モードにおいてのみアンテナ1本あたりの結合抵抗が8  $\Omega$ を越すようなデータが得られている事実もあり、プラズマがランチャーから離れた配位しか作れない可能性のあるJT-60 Uでは、大きな結合抵抗を得る為には整合の点で多少の困難があるともしきり板の結合に対する評価を抜きに設計をする訳にはいかない。JT-60での金属ボックスやしきり板のないモデルでの結合計算結果によれば、アンテナ間隔が現在の17 cmから序々に増えるにつれ(π, 0)モードでは結合抵抗が大きくなり30 cm程度で飽和し、(0, 0)モードでは序々に結合抵抗が減少して行き、30 cm程度で飽和して(π, 0)と同程度の値となる[12]。また、(π, 0)モードつまり逆相のときには、アンテナ間にアンテナ間隔に比して薄いしきり板を入れても電磁界分布つまり結合抵抗には影響は出ない。JT-60とJT-60 Uの周波数は同等であるからつまり、JT-60 Uのしきり板を入れた逆相モードの結合抵抗はアンテナ間隔が30 cm以上であれば、しきり板を入れていない(0, 0)モードの結合抵抗と同程度であるだろうという予測が成り立つ。従って、整合の調整が容易である利点から、しきり板を入れたアンテナの方がJT-60 Uには適していると考えられる。

## 5. 結論

JT-60 U用ICRFアンテナアレイを電磁界測定と結合計算のデータを基に設計した。

電磁界測定では、ループアンテナ間に投入したしきり板によってアンテナ相互間の結合は減少し、互いに独立にスタブ整合がとれる事、また、ポロイダル方向の電流分布はしきり板が入っていてもほぼ中央付近で電流が最大となり、結合上 $N_{\perp}$ スペクトラム分布に悪影響を及ぼさない事が判った。また、2本のアンテナを1本の給電線から給電し、しかも給電していない側のアンテナの位相を短絡位置を変える事により同相にも逆相にもでき、2本のアンテナに流れる電流の比率も調整できる事が判った。しかし、アンテナの結合抵抗が大きくなると、給電していない側のアンテナに電流が流れにくくなる事が予想された。

JT-60 U用ICRFアンテナの結合計算を、金属ボックス中にトロンボーン形のループアンテナをポロイダル方向に2本並べて置き、その金属ボックスをトロイダル方向に並べたモデルを用い、アンテナ上の電流分布をプラズマの結合、アンテナの構造も含めて変分法で求め、アンテナ総合

抵抗を求めるコードにより行った。アンテナは周波数が 110 ~ 130 MHz 付近で総合抵抗が最大になるように設計を行った。アンテナ間のしきり板は、トロイダル方向、ポロイダル方向の両方について設置する設計としたが、トロイダル方向のしきり板に流れるイメージカレントは、放射  $N_{\parallel}$  スペクトルの  $N_{\parallel}$  の高い成分を大きくする効果がある。同相の場合にはしきり板の両側に同方向の電流が流れる為、逆相のアンテナが本来のアンテナ間隔の半分の間隔で置かれたのと同じ  $N_{\parallel}$  スペクトル分布となる為、ピークの  $N_{\parallel}$  の値が逆相の場合のほぼ 2 倍になり、イメージカレントの影響が大きいパラメータ領域では（しきり板のない場合は同相よりも結合抵抗の小さい）逆相よりも結合抵抗が小さくなる。逆相ではしきり板の両側に逆向きの電流が流れる為、しきり板の厚みが薄い時にはそれらの電流は互いに打ち消し合うが、しきり板の厚みが増すと高い  $N_{\parallel}$  スペクトラムが大きくなり結合抵抗は減少する。

アンテナの結合抵抗の周波数依存性は、主に 2 つの条件で決まる。一つはファラデーシールドに面したアンテナの長さが、波長短縮率を考慮して 4 分の 1 波長になるまでは、周波数が高くなるに従って放射スペクトルの  $N_{\parallel}$  のピークが低くなるため、カットオフ密度が低くなりエバエセント層の厚みが減少するため結合抵抗は上昇する。しかし、4 分の 1 波長付近になるとアンテナの端部での電流の大きさが減少する為、結合抵抗は序々に飽和し、やがてアンテナ上の電流が反転すると結合抵抗は減少し始める。もう一つの条件は、伝送ラインの特性インピーダンスと、アンテナの入力インピーダンスの整合の問題であり、特性インピーダンスをアンテナインピーダンスの絶対値に近づけるほど整合はよくなり結合特性は良好となる。JT-60U アンテナは、この結合抵抗のピークが、110 ~ 130 MHz 付近に来るよう、120 MHz で 4 分の一波長共振となるようにアンテナパラメータを選び、その高い負荷インピーダンスを線路の特性インピーダンスに近づける為に幅広アンテナを採用した。

## 謝 辞

電磁界測定、結合計算にあたって終始御協力戴いた加熱工学第二研究室及び JT-60 第三試験室の皆様に感謝致します。

また本研究に対し、常に御指導下さった加熱工学第二研究室永島孝室長、JT-60 第三試験室太田充室長、田中正俊那珂研究所長、吉川充二理事に謝意を表します。

抵抗を求めるコードにより行った。アンテナは周波数が 110 ~ 130 MHz 付近で総合抵抗が最大になるように設計を行った。アンテナ間のしきり板は、トロイダル方向、ボロイダル方向の両方について設置する設計としたが、トロイダル方向のしきり板に流れるイメージカレントは、放射  $N_{//}$  スペクトルの  $N_{//}$  の高い成分を大きくする効果がある。同相の場合にはしきり板の両側に同方向の電流が流れる為、逆相のアンテナが本来のアンテナ間隔の半分の間隔で置かれたのと同じ  $N_{//}$  スペクトル分布となる為、ピークの  $N_{//}$  の値が逆相の場合のほぼ 2 倍になり、イメージカレントの影響が大きいパラメータ領域では（しきり板のない場合は同相よりも結合抵抗の小さい）逆相よりも結合抵抗が小さくなる。逆相ではしきり板の両側に逆向きの電流が流れる為、しきり板の厚みが薄い時にはそれらの電流は互いに打ち消し合うが、しきり板の厚みが増すと高い  $N_{//}$  スペクトラムが大きくなり結合抵抗は減少する。

アンテナの結合抵抗の周波数依存性は、主に 2 つの条件で決まる。一つはファラデーシールドに面したアンテナの長さが、波長短縮率を考慮して 4 分の 1 波長になるまでは、周波数が高くなるに従って放射スペクトルの  $N_{//}$  のピークが低くなるため、カットオフ密度が低くなりエバエセント層の厚みが減少するため結合抵抗は上昇する。しかし、4 分の 1 波長付近になるとアンテナの端部での電流の大きさが減少する為、結合抵抗は序々に飽和し、やがてアンテナ上の電流が反転すると結合抵抗は減少し始める。もう一つの条件は、伝送ラインの特性インピーダンスと、アンテナの入力インピーダンスの整合の問題であり、特性インピーダンスをアンテナインピーダンスの絶対値に近づけるほど整合はよくなり結合特性は良好となる。JT-60U アンテナは、この結合抵抗のピークが、110 ~ 130 MHz 付近に来るよう、120 MHz で 4 分の一波長共振となるようにアンテナパラメータを選び、その高い負荷インピーダンスを線路の特性インピーダンスに近づける為に幅広アンテナを採用した。

### 謝　　辞

電磁界測定、結合計算にあたって終始御協力戴いた加熱工学第二研究室及び JT-60 第三試験室の皆様に感謝致します。

また本研究に対し、常に御指導下さった加熱工学第二研究室永島孝室長、JT-60 第三試験室太田充室長、田中正俊那珂研究所長、吉川充二理事に謝意を表します。

## 参 考 文 献

- [1] GOLDSTONE, R.J., Plasma Phys. and Cont. Fusion 26 (1984) 87.
- [2] SHIMOMURA, Y., ODAJIMA, K., "Scaling of Incremental Energy Confinement Time of L-mode Plasma and Comments on Improved Confinement in Tokamaks", Japan Atomic Energy Research Institute Report JAERI-M 86-128 (1986).
- [3] KIKUCHI, M., ANDO, T., ARAKI, M., HORIE, T., HORIIKE, H., et al., "JT-60 Upgrade Program", in Proc. of 15th Symp. on Fusion Tech., Utrecht, (1988) A05.
- [4] START, D.F.H., BHATNAGAR, V.P., BOSIA, G., BOYD, D.A., BURES, M., et al., "Physics of High Power ICRF on JET", in Applications of Radio Frequency Power to Plasmas (Proc. 8th Top. Conf. Irvine, California, 1989), American Institute of Physics, New York (1989) W-A-28.
- [5] STEINMETZ, K., ICRF Heating in Fusion Plasmas, in Applications of Radio Frequency Power to Plasmas (Proc. 7th Top. Conf. Kissimmee, Florida, 1987), Conf. Proc. No. 159, American Institute of Physics, New York (1987) A2.
- [6] SAIGUSA, M., KIMURA, H., FUJII, T., KOBAYASHI, N., MORIYAMA, S., et al., Nucl. Fusion Vol.29, (1989) 73.
- [7] KIMURA, H., FUJII, T., IKEDA, Y., SAIGUSA, M., SAGAWA, J., et al., "Power Test of the JT-60 ICRF Lanching System", Japan Atomic Energy Research Institute Report JAERI-M 86-113, (1986).
- [8] IKEDA, Y., KIMURA, H., FUJII, T., SAIGUSA, M., et al., "Coupling calculation of the ICRF loop antenna for JT-60", Japan Atomic Energy Research Institute Report JAERI-M 84-191 (1984).
- [9] THEILHABER, K., Nucl. Fusion, Vol.24, No.11, (1984) 1383.
- [10] SAIGUSA, M., KIMURA, H., "FAST WAVE COUPLING CODE FOR THE ICRF ANTENNA FOR JT-60 AND JT-60U", Japan Atomic Energy Research Institute Report JAERI-M to be published.
- [11] MAYBERRY, M.J., HOFFMAN, D.J., CHIU, S.C., BAITY, F.W., PINSKER, R.I., et al., "COUPLING FAST WAVES IN THE ICRF TO H-MODE PLASMA IN DIII-D", Nucl. Fusion, to be published.
- [12] SAIGUSA, M., KIMURA, H., FUJII, T., KOBAYASHI, N., MORIYAMA, S., et al., "DEPENDENCE OF COUPLING RESISTANCE ON TOROIDAL WAVE NUMBER SECTRUM DURING H-MODE DISCHARGE", Japan Atomic Energy Research Institute Report JAERI-M 88-153, (1988).

表1 しきり板のある $2 \times 2$ ループアンテナでの各位相モードにおける  
スタブ整合位置 $L_1$ ,  $L_2$  (mm)  $L_1$ はアンテナ側,  $L_2$ は電源側  
のスタブ長さ ( $f = 120$  MHz)

ズタブ長 (mm)

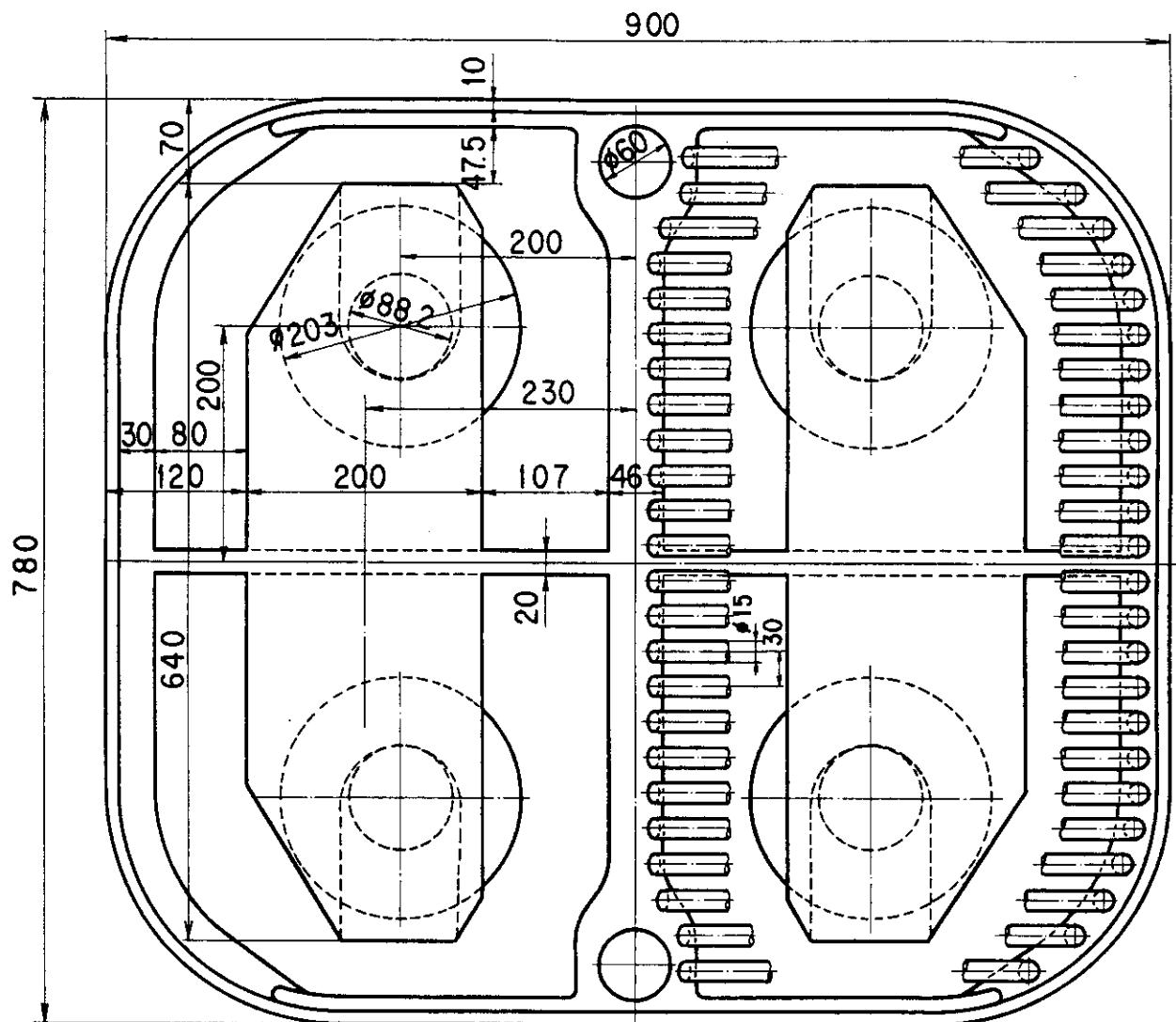
位相モード	I 系		II 系		III 系		IV 系	
	$L_1$	$L_2$	$L_1$	$L_2$	$L_1$	$L_2$	$L_1$	$L_2$
(0, 0)	1099.3	1222.2	1103.5	1220.5	1098.8	1222.9	1092.8	1229.2
( $\pi$ , 0)	1114	1228.3	1113.9	1231.3	1106.6	1223.6	1105.5	1219.6
( $\pi$ , $\pi$ )	1103.2	1237.1	1106.0	1222.8	1103.7	1211.4	1098.0	1229.2
( $\frac{\pi}{2}$ , $\pi$ )	1097.5	1241.2	1098.3	1235.9	1135.0	1130.2	1138.0	1122.4

表2 1本給電時のⅡ系アンテナの共振特性

周波数 (MHz)	146	150	160
$\ell_3$ (mm)	1292.3	1178	924.5
$P_{3r}/P_{2f}$ (dB)	+ 9.4	+ 11.4	+ 9.3
$\Delta \ell_3$ (mm)	114.3		253.5
$\Delta \lambda$ (mm)	55		125
$\Delta \ell_3/\Delta \lambda$	2.07		2.028

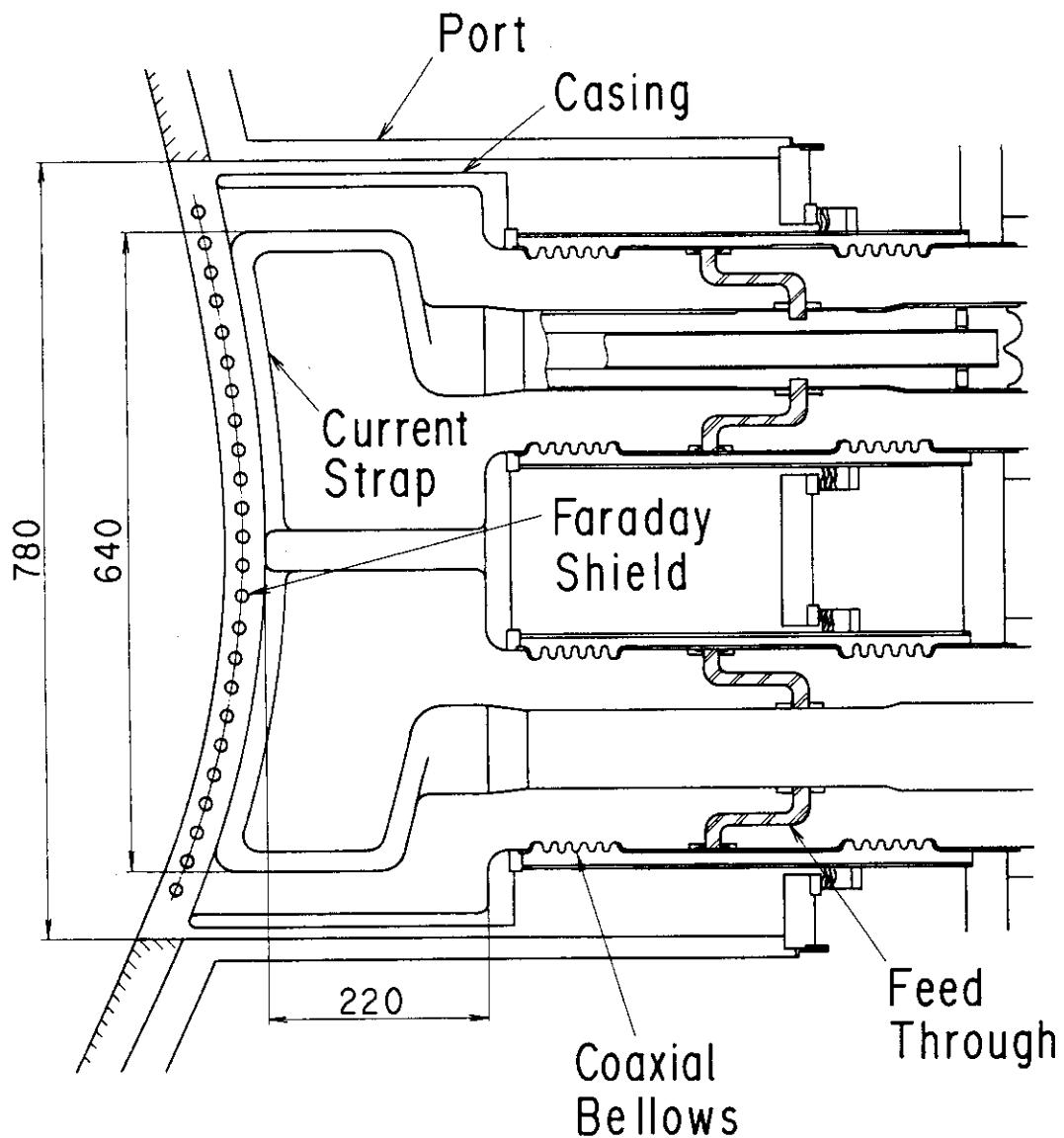
表3 JT-60U用ICRF加熱の周波数帯

Purpose	Gas	Frequency (MHz)	Regime
Heating	D	~ 40	He <sup>3</sup> minority
		~ 60	H "
		~ 90	I BW
	H	~ 120	H minority second harmonic
		~ 90	I BW
		~ 120	2nd harmonic
Production of $\alpha$ -particle	He <sup>3</sup>	~ 30	D minority
	D	~ 40	He <sup>3</sup> minority, no neutron
Current Drive	D or H	~ 30	C AW $\omega \approx \omega_{ci}$
		~ 130	FW $\omega = 4 \sim 8 \omega_{ci}$
Acceleration of $\alpha$ -particle		~ 30	$\omega \approx \omega_{c\alpha}$
		~ 120	$\omega \approx 4 \omega_{c\alpha}$



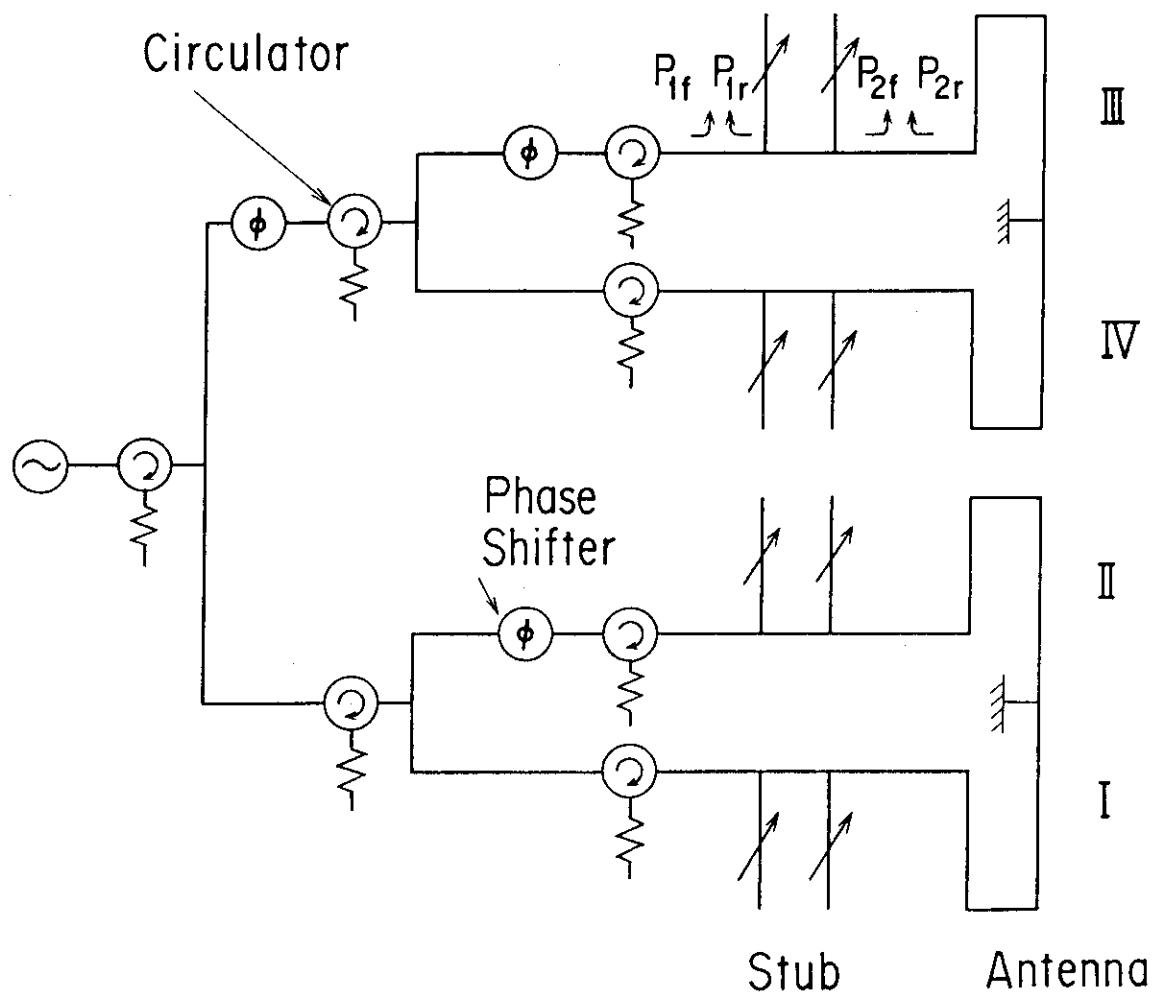
(a) 正面図

図1(a) ICRF用ポート及びICRFランチャー(1/2)

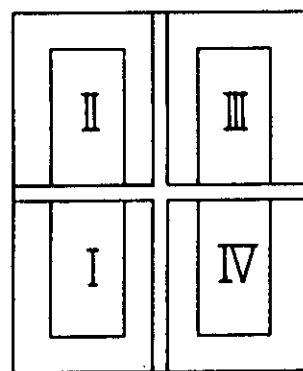


(b) 断面図

図1(b) ICRF用ポート及びICRFランチャー(2/2)



(a)



(b)

図2 (a) 電磁界分布測定用 ICRF ランチャーテスト回路

(b) ICRF テストランチャー

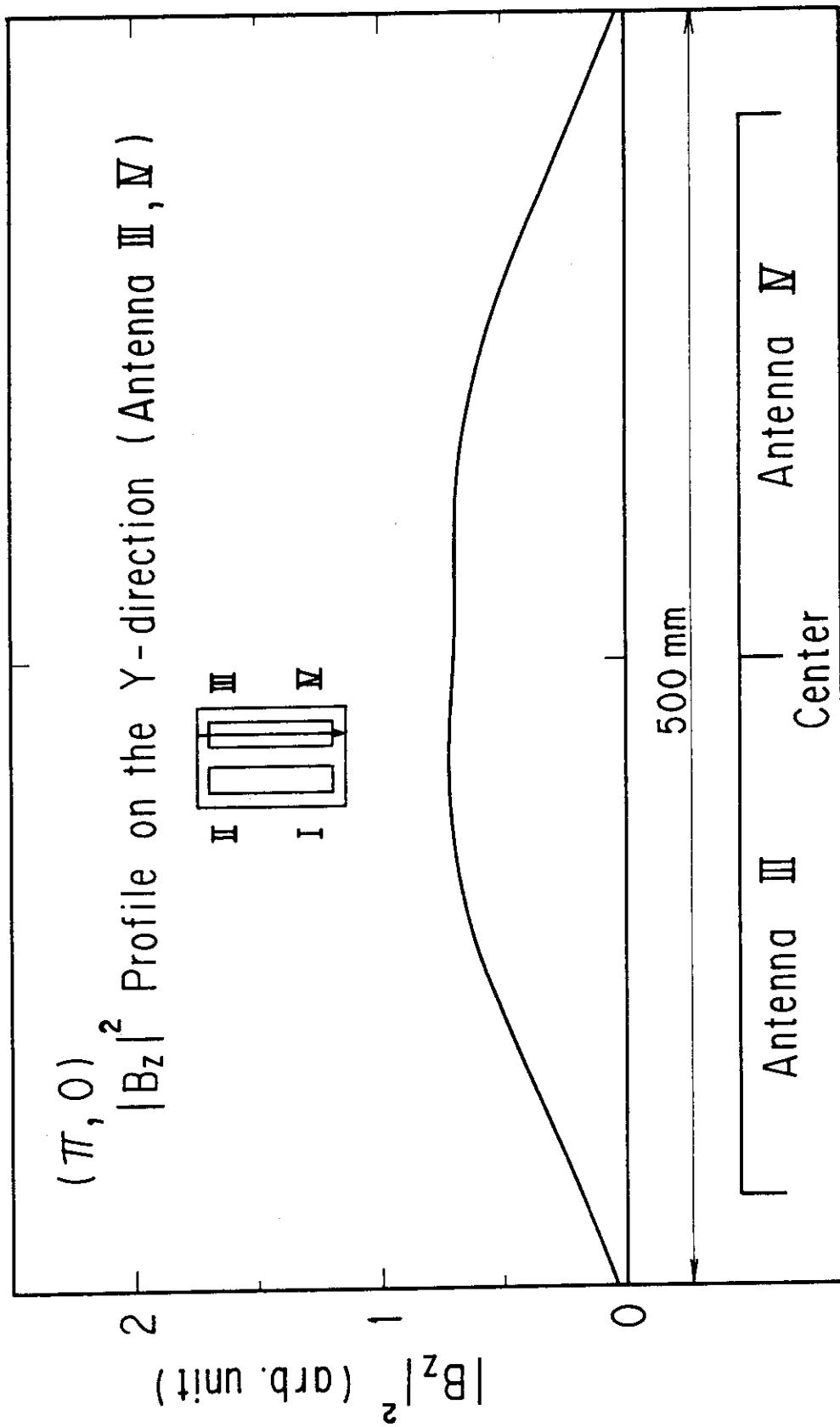


図3  $|B_z|^2$  のボロイダル方向分布測定  
しきり板は縦横に入っており、測定は 120 MHz で、シングルループプローブにより行った。

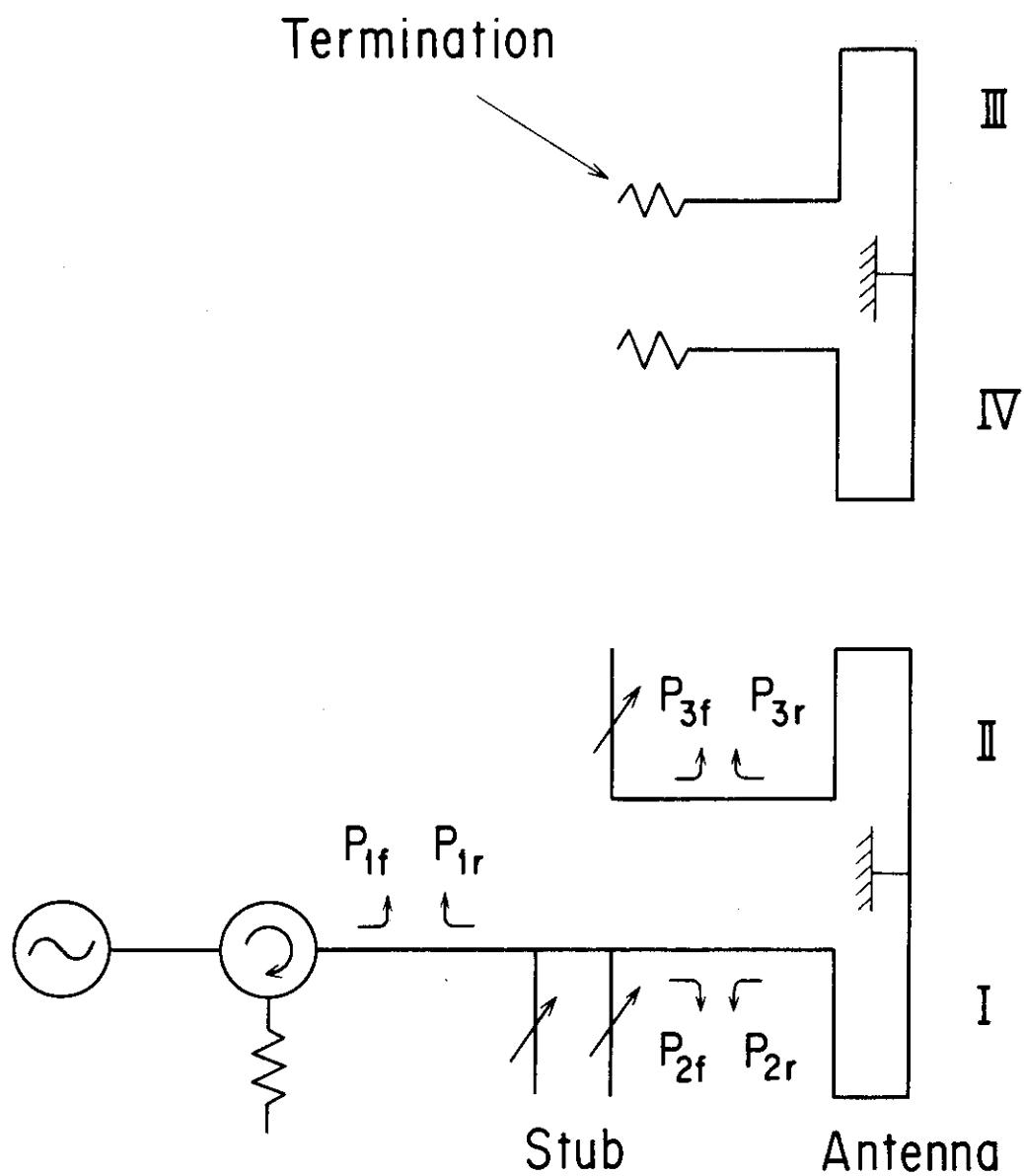
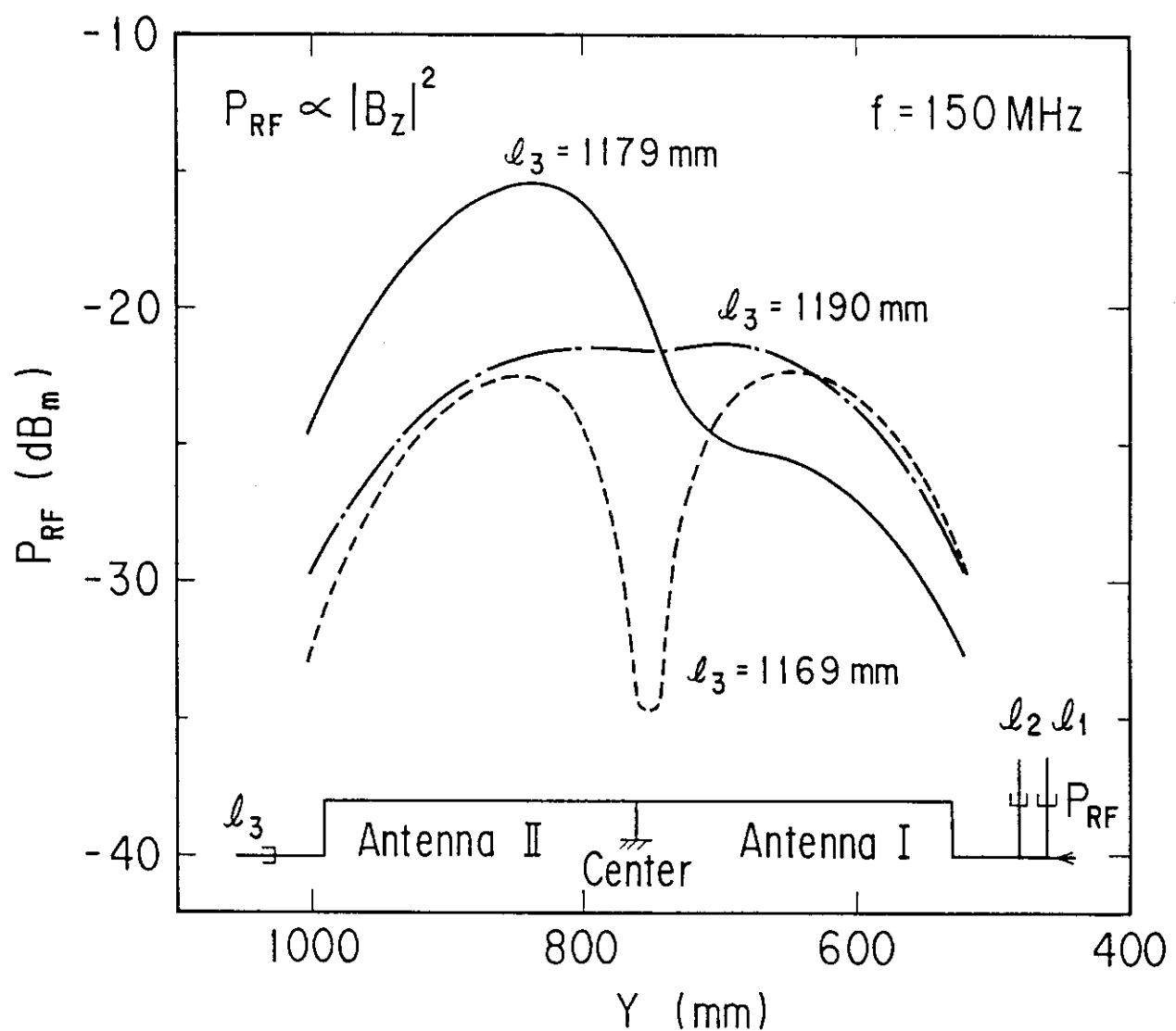


図4 ICRF ランチャー 1本給電時のテスト回路

図5 1本給電時の  $|B_z|^2$  のポロイダル方向分布

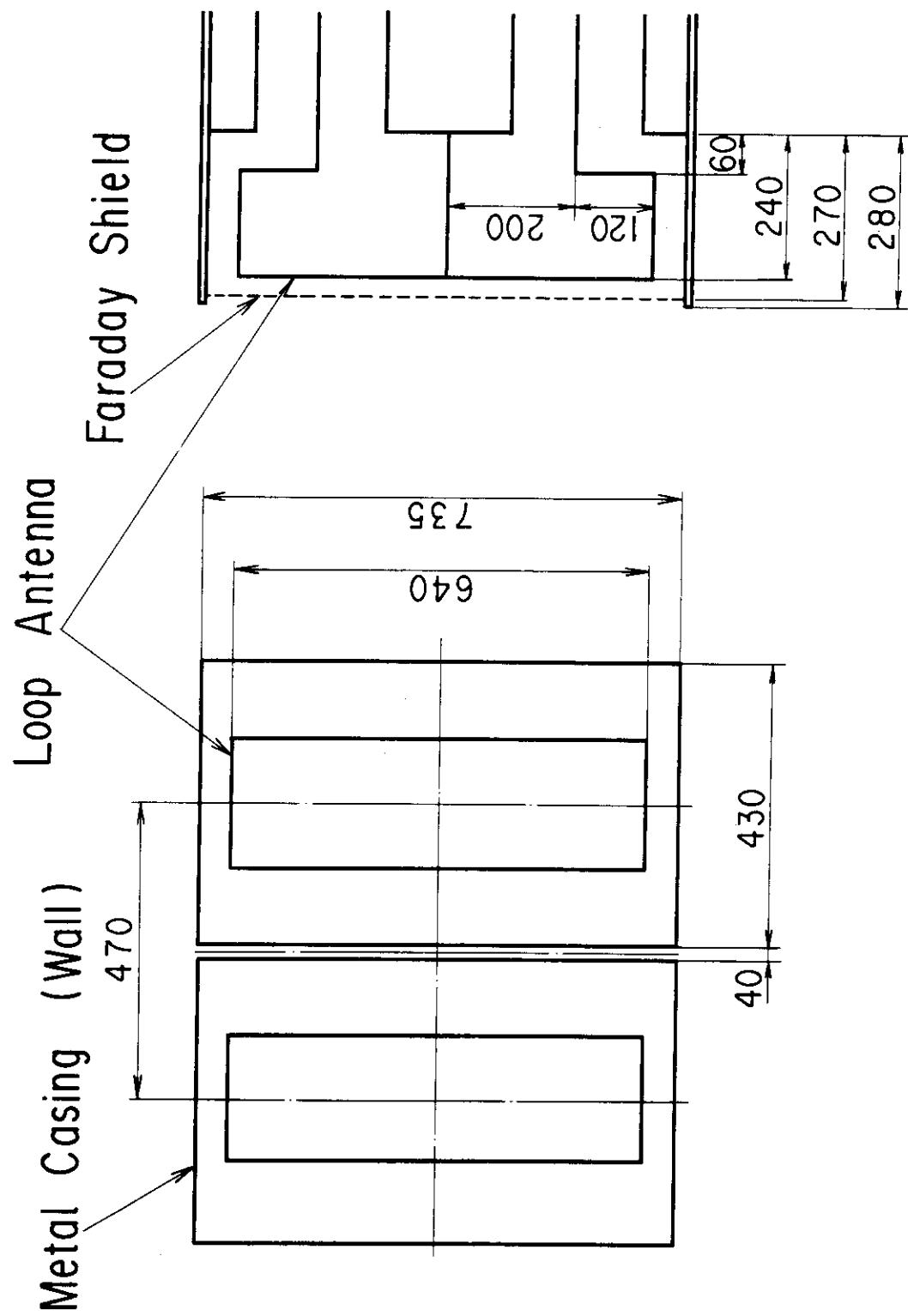


図6 結合計算に用いた JT-60 U用ICRFアンテナの基本パラメータ

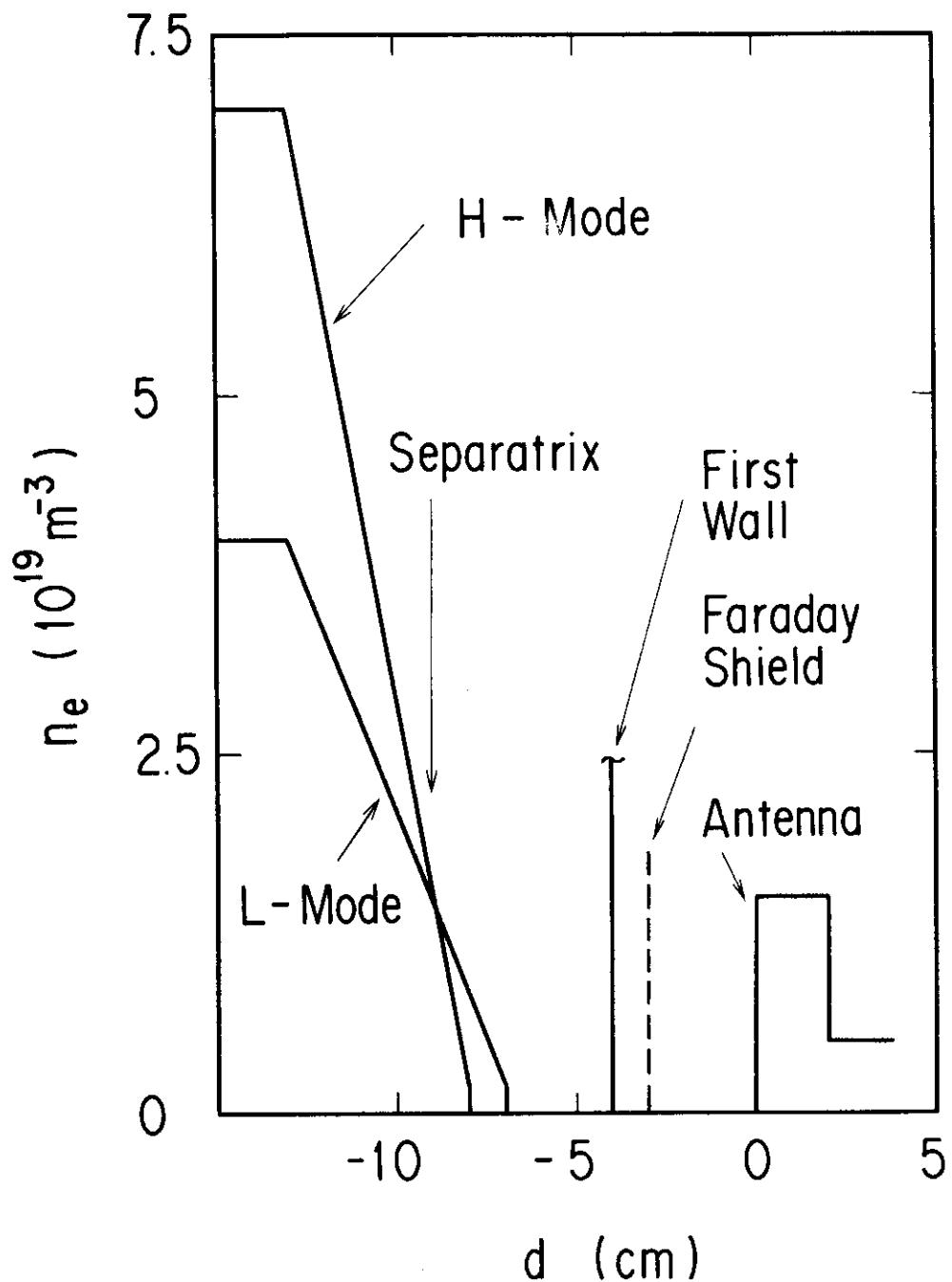


図7 結合計算に用いた周辺電子密度分布

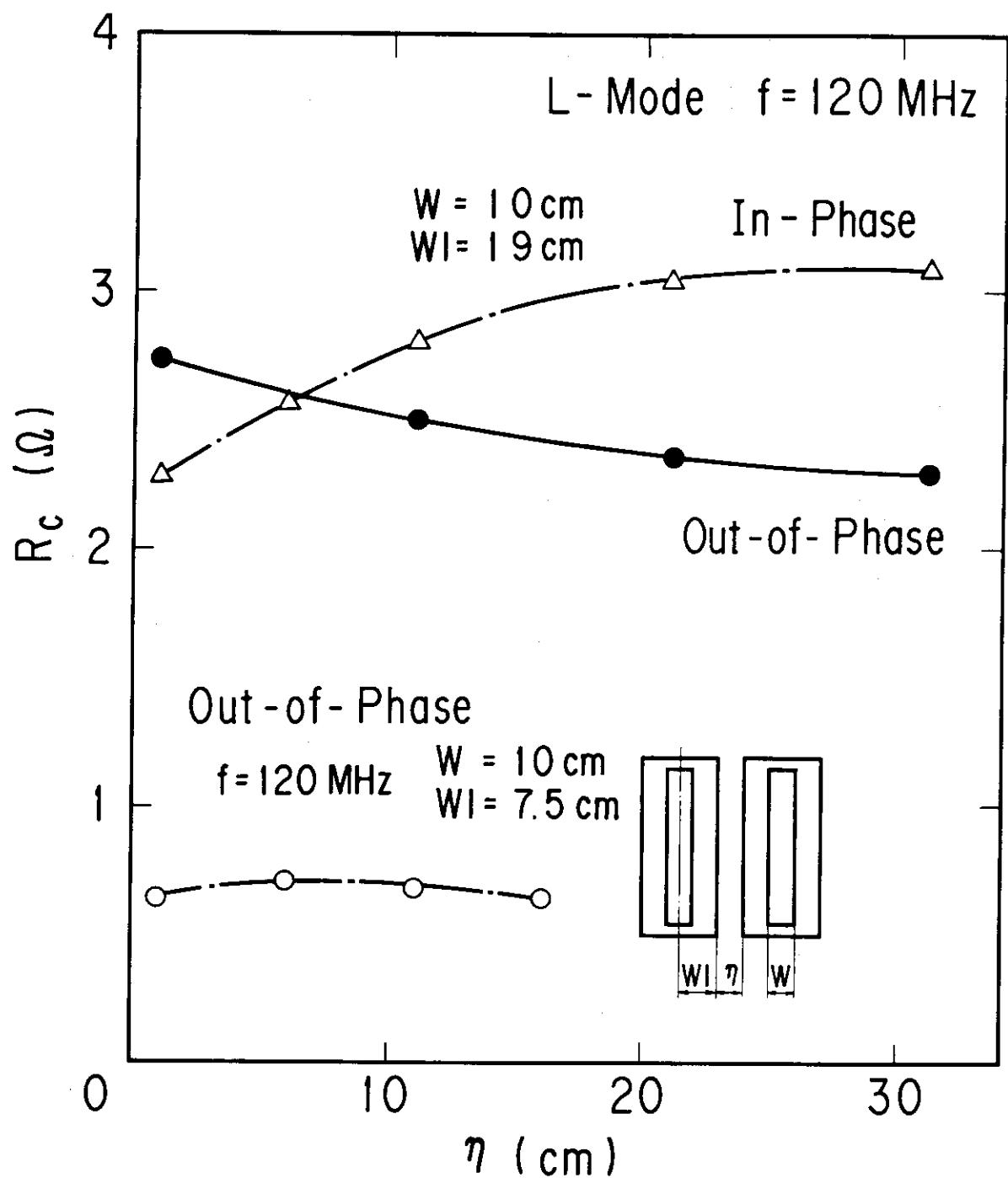


図8 金属ボックスの幅及び、しきり板の厚みが結合抵抗に及ぼす影響

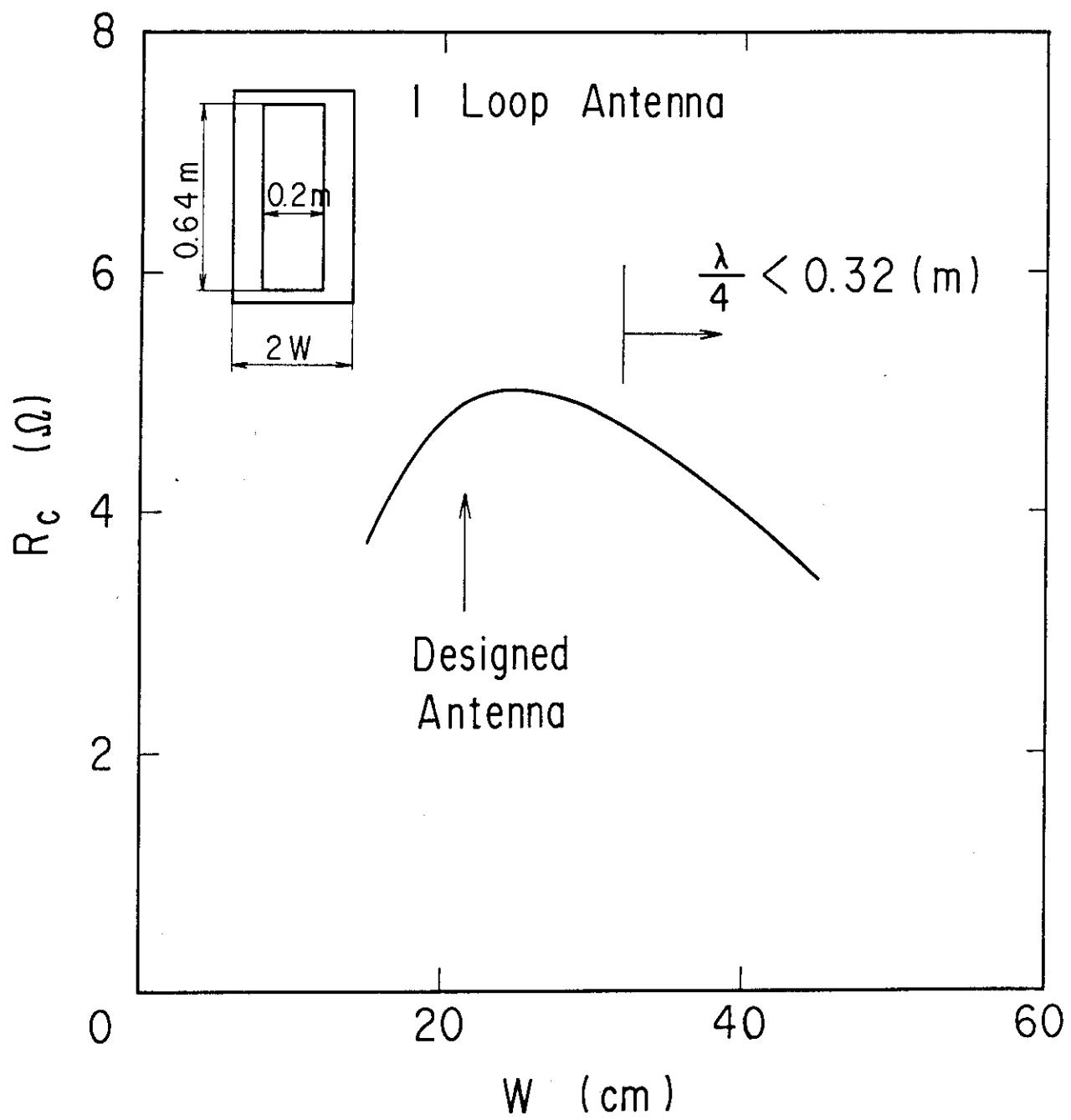


図9 1本アンテナの結合抵抗における金属ボックスのトロイダル方向幅依存性

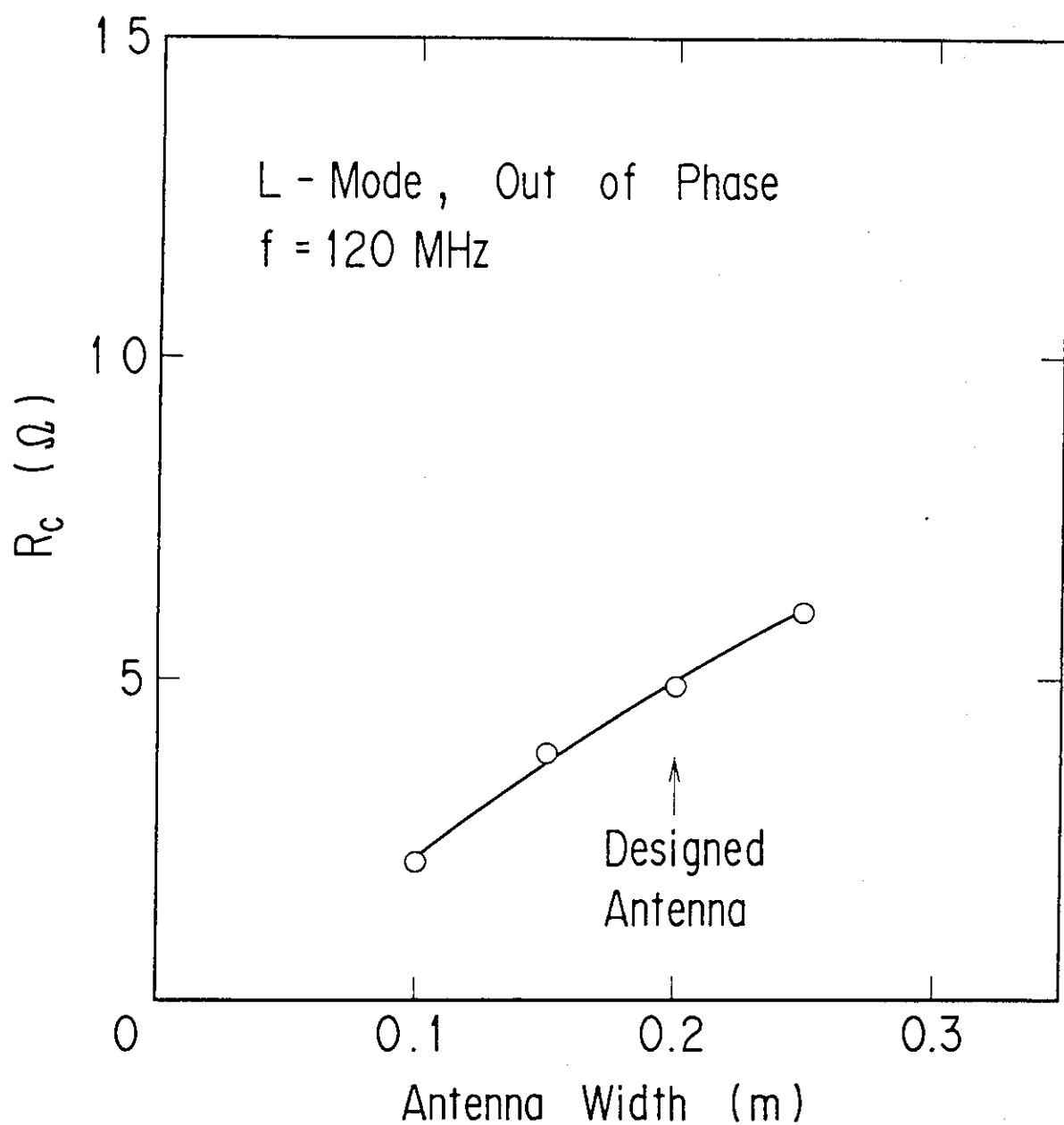


図 10 逆相励起の $2 \times 2$ ループアンテナにおける結合抵抗のアンテナ幅依存性

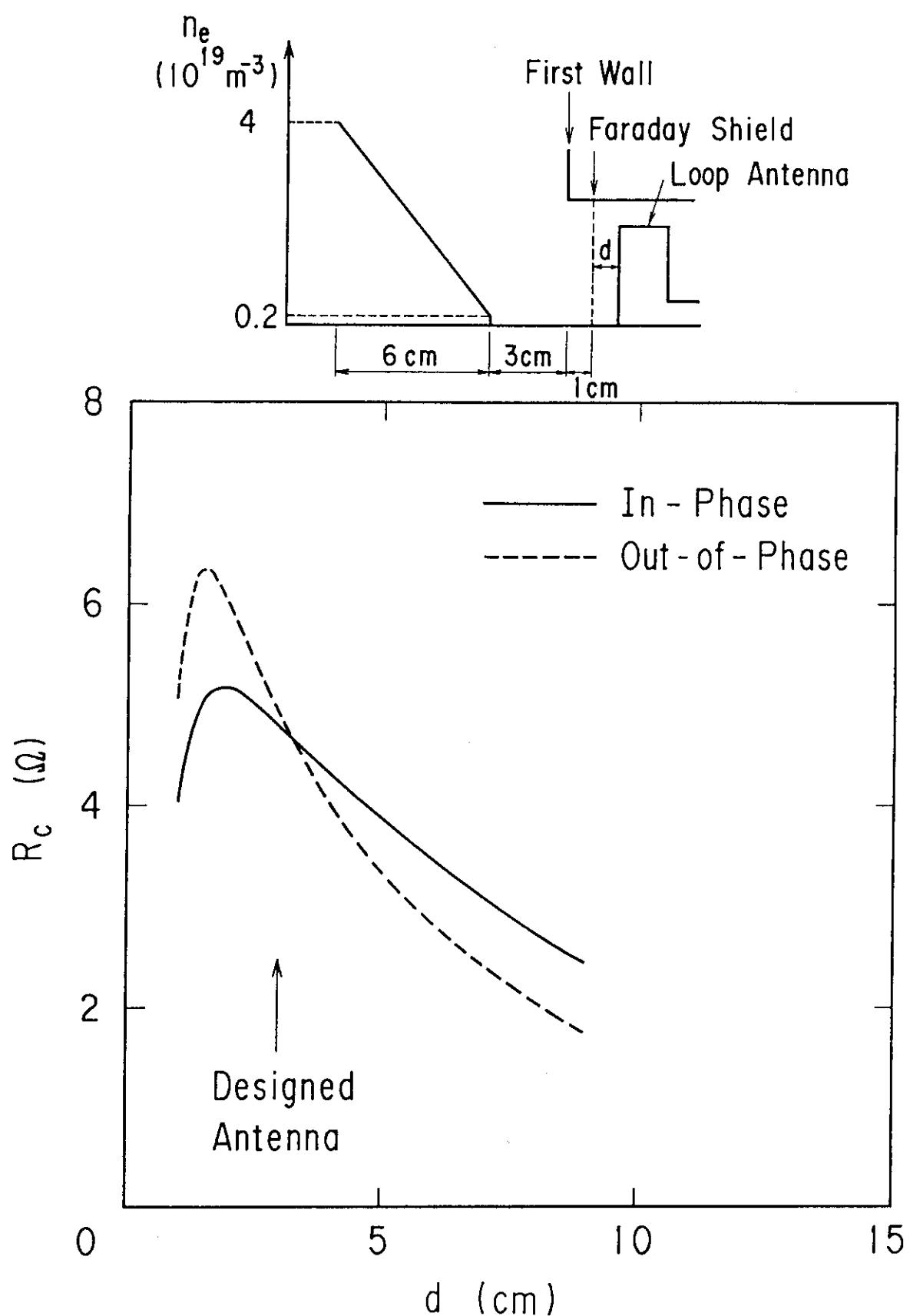
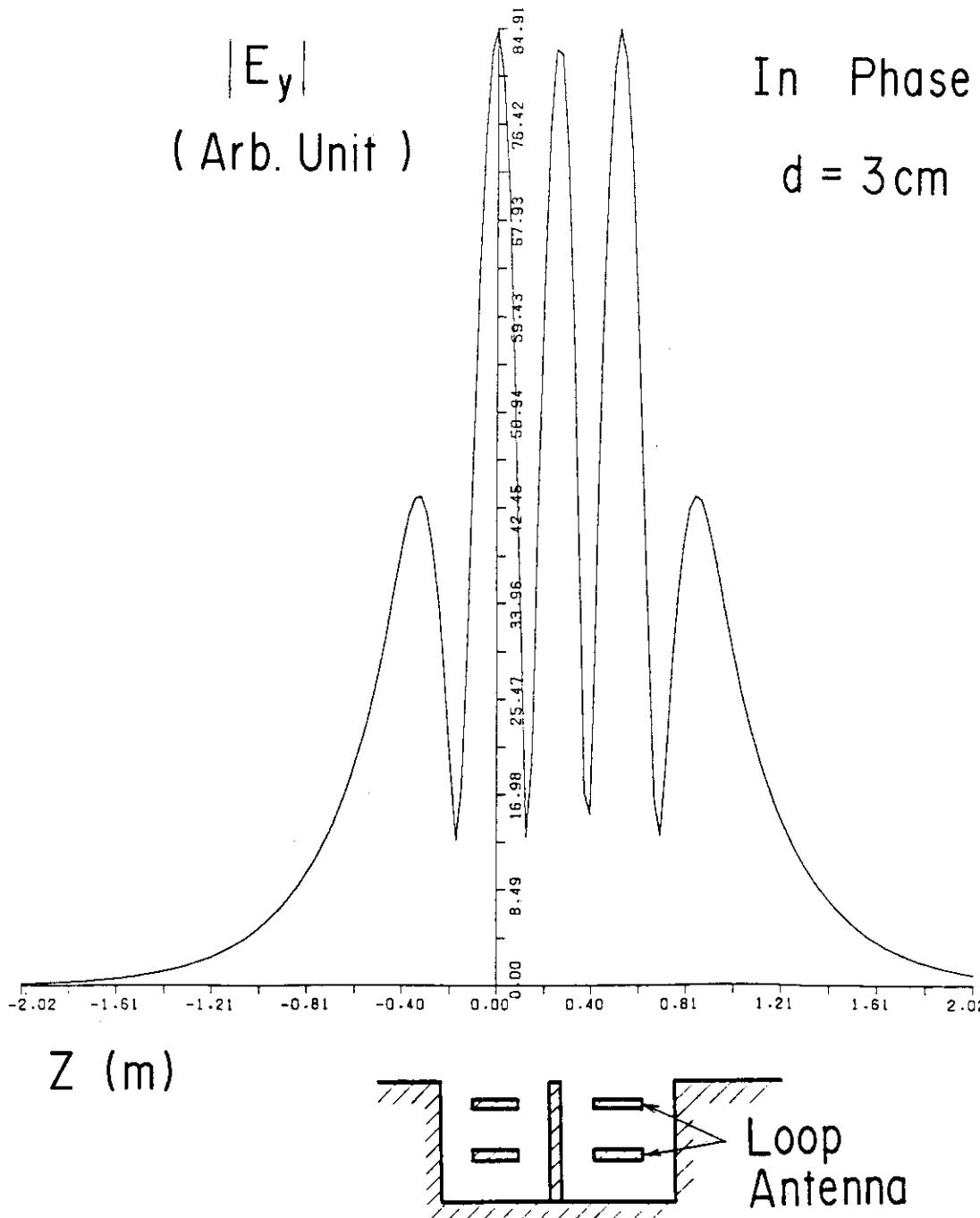


図 11 同相と逆相における結合抵抗のアンテナ-ファラデーシールド間距離依存性

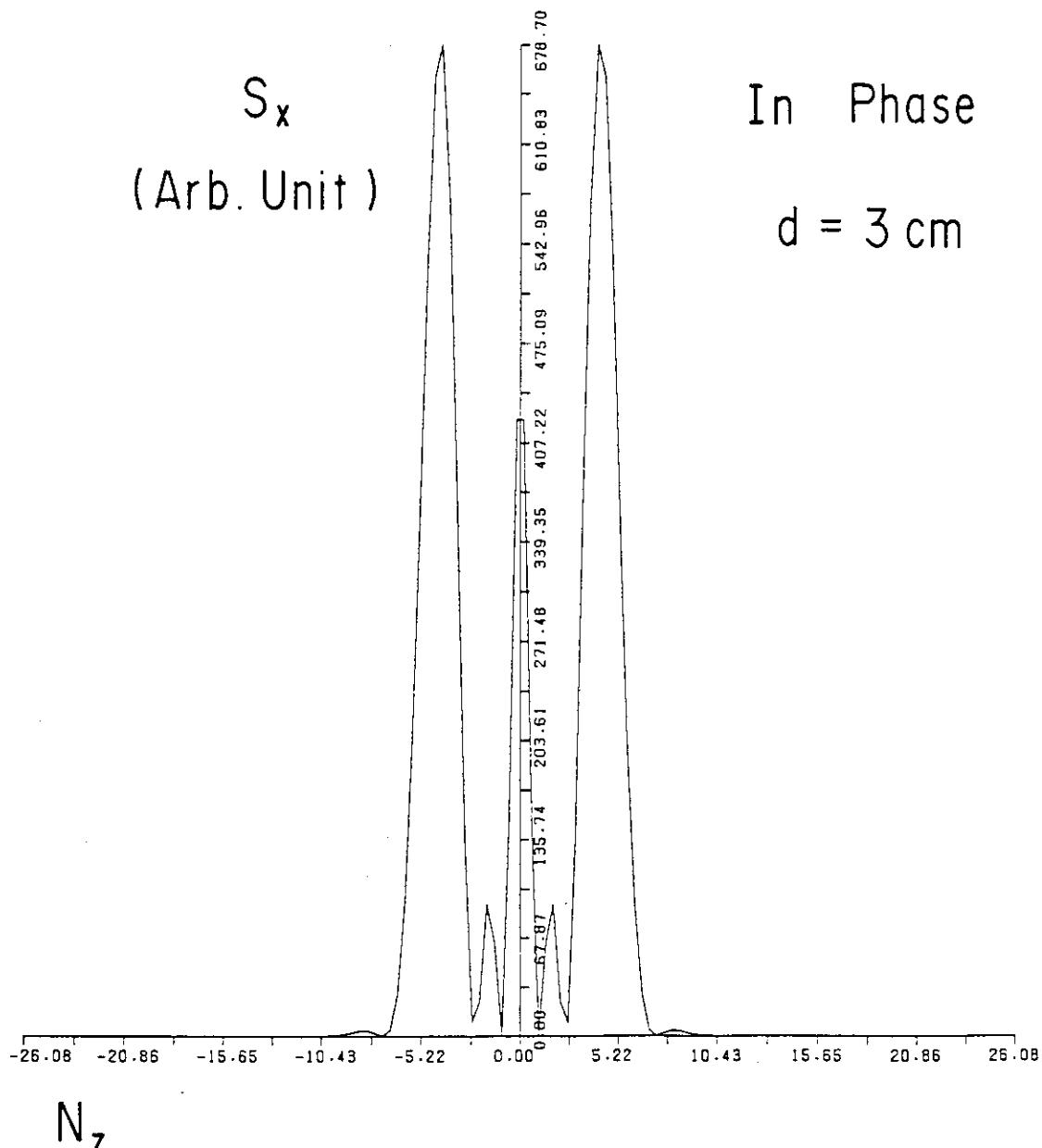
$f = 120 \text{ MHz}$  L-Mode



(a)  $|E_y|$  の  $Z$  方向分布  $d = 3 \text{ cm}$

図 12(a) L モードで同相の場合のプラズマ表面より  $6 \text{ cm}$  内側の  $E_y$  の  $Z$  方向分布及び  $S_x$  の  $N_z$  スペクトル分布 (1/3)

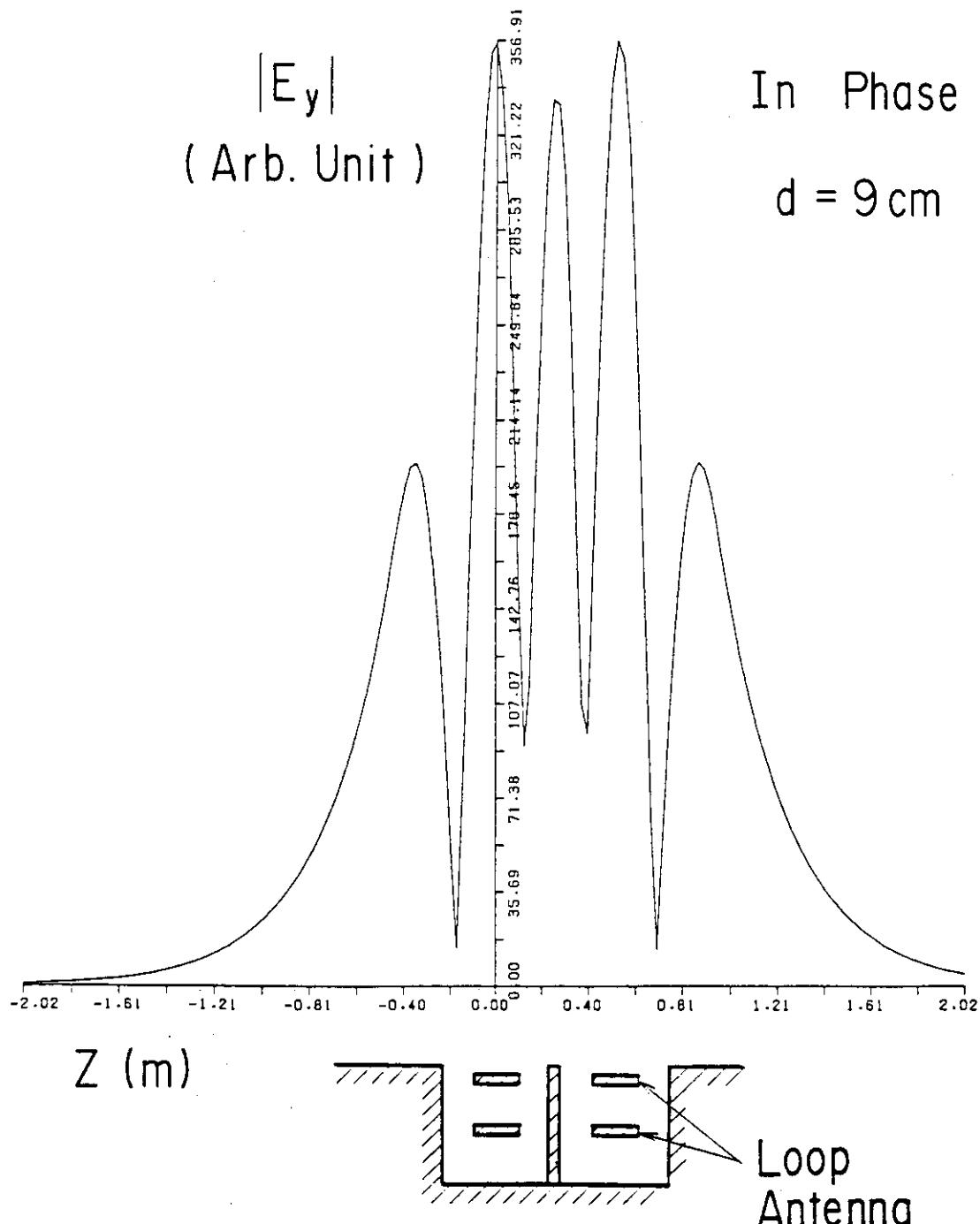
$f = 120 \text{ MHz}$  L - Mode



(b)  $S_x$  の  $N_z$  スペクトル分布  $d = 3 \text{ cm}$

図 12(b) L モードで同相の場合のプラズマ表面より 6 cm 内側の  $E_y$  の Z 方向分布及び  $S_x$  の  $N_z$  スペクトル分布 (2/3)

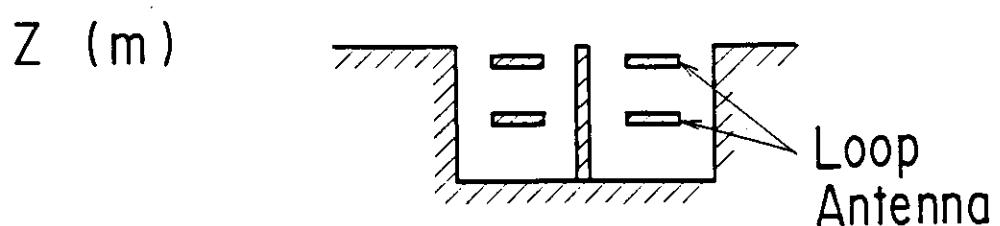
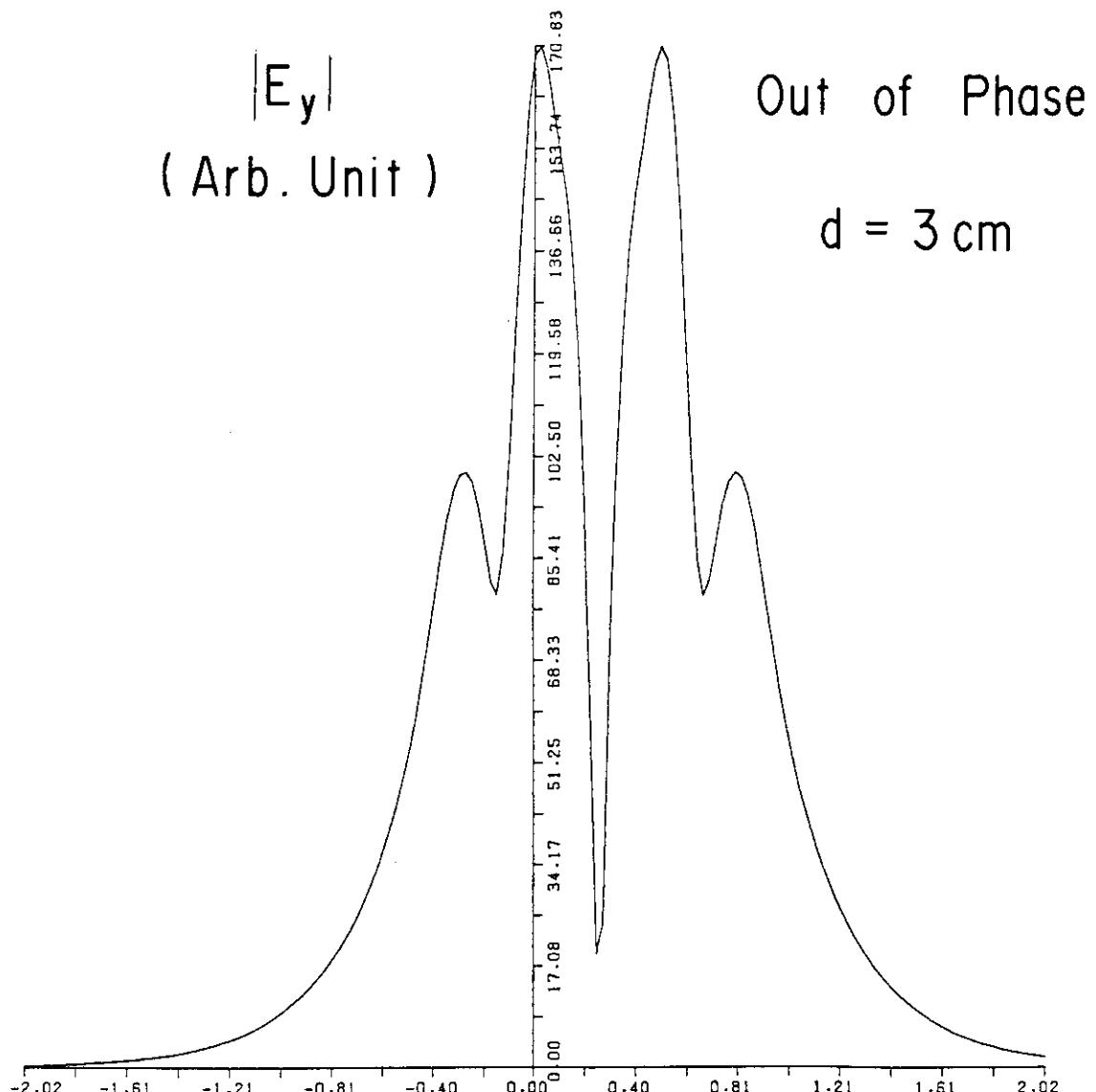
$f = 120 \text{ MHz}$  L - Mode



(c)  $|E_y|$  の  $Z$  方向分布  $d = 9 \text{ cm}$

図 12(c) L モードで同相の場合のプラズマ表面より  $6 \text{ cm}$  内側の  $E_y$  の  $Z$  方向分布及び  $S_x$  の  $N_z$  スペクトル分布 (3/3)

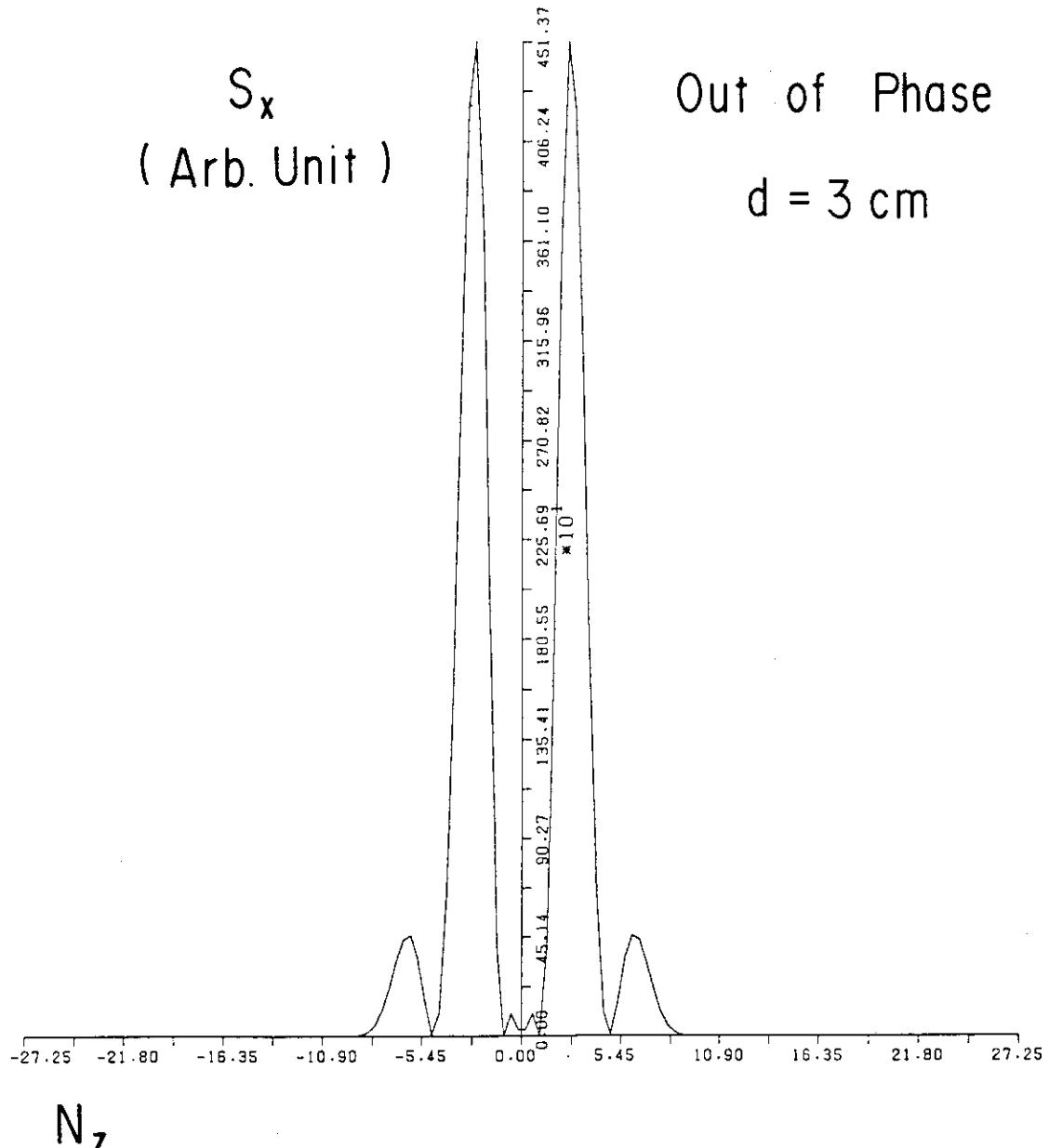
$f = 120 \text{ MHz}$  L - Mode



(a)  $|E_y|$  の  $Z$  方向分布  $d = 3 \text{ cm}$

図 13(a) L モードで逆相の場合のプラズマ表面より  $6 \text{ cm}$  内側の  $E_y$  の  $Z$  方向分布及び  $S_x$  の  $N_z$  スペクトル分布 (1/2)

$f = 120$  MHz L-Mode



(b)  $S_x$  の  $N_z$  スペクトル分布  $d = 3$  cm

図 13(b) L モードで逆相の場合のプラズマ表面より 6 cm 内側の  $E_y$  の Z 方向分布及び  $S_x$  の  $N_z$  スペクトル分布 (2/2)

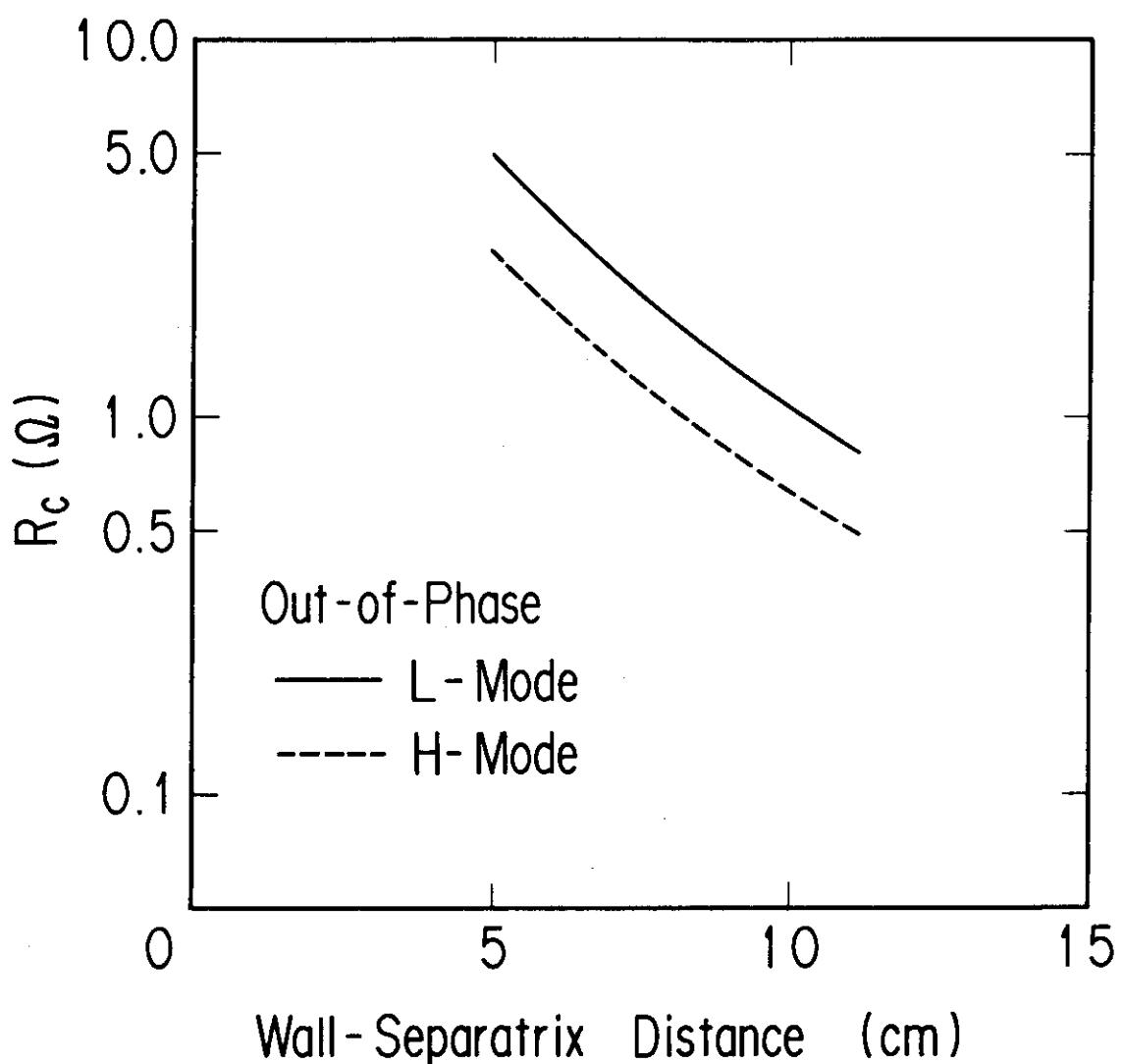


図14 アンテナ結合抵抗のセパラトリックス—第1壁間距離依存性

位相は逆相でファラデーシールドは第1壁から1cm, アンテナは4cm奥に設置してあると仮定。

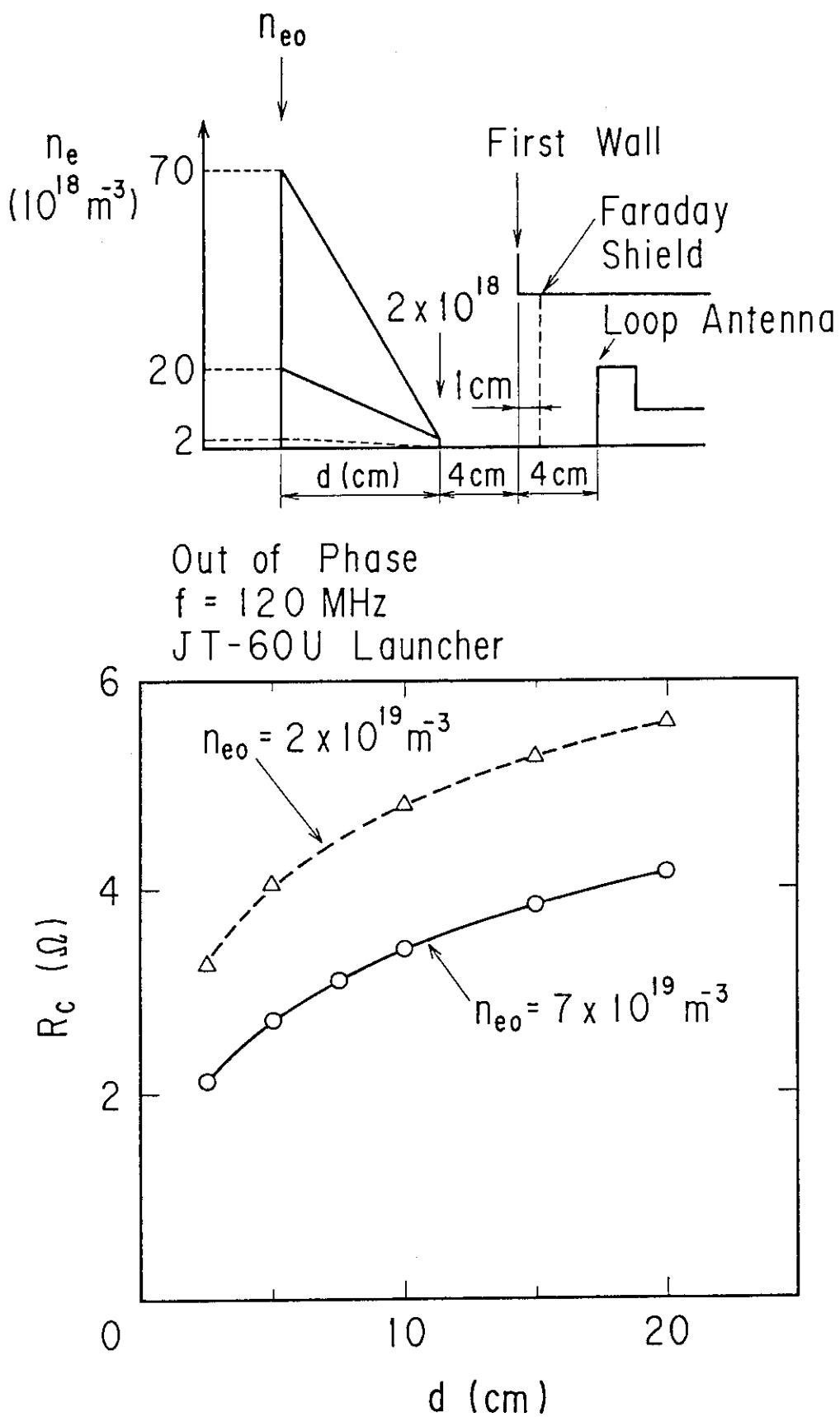


図 15 アンテナ結合抵抗の電子密度勾配依存性  
位相は逆相を仮定。

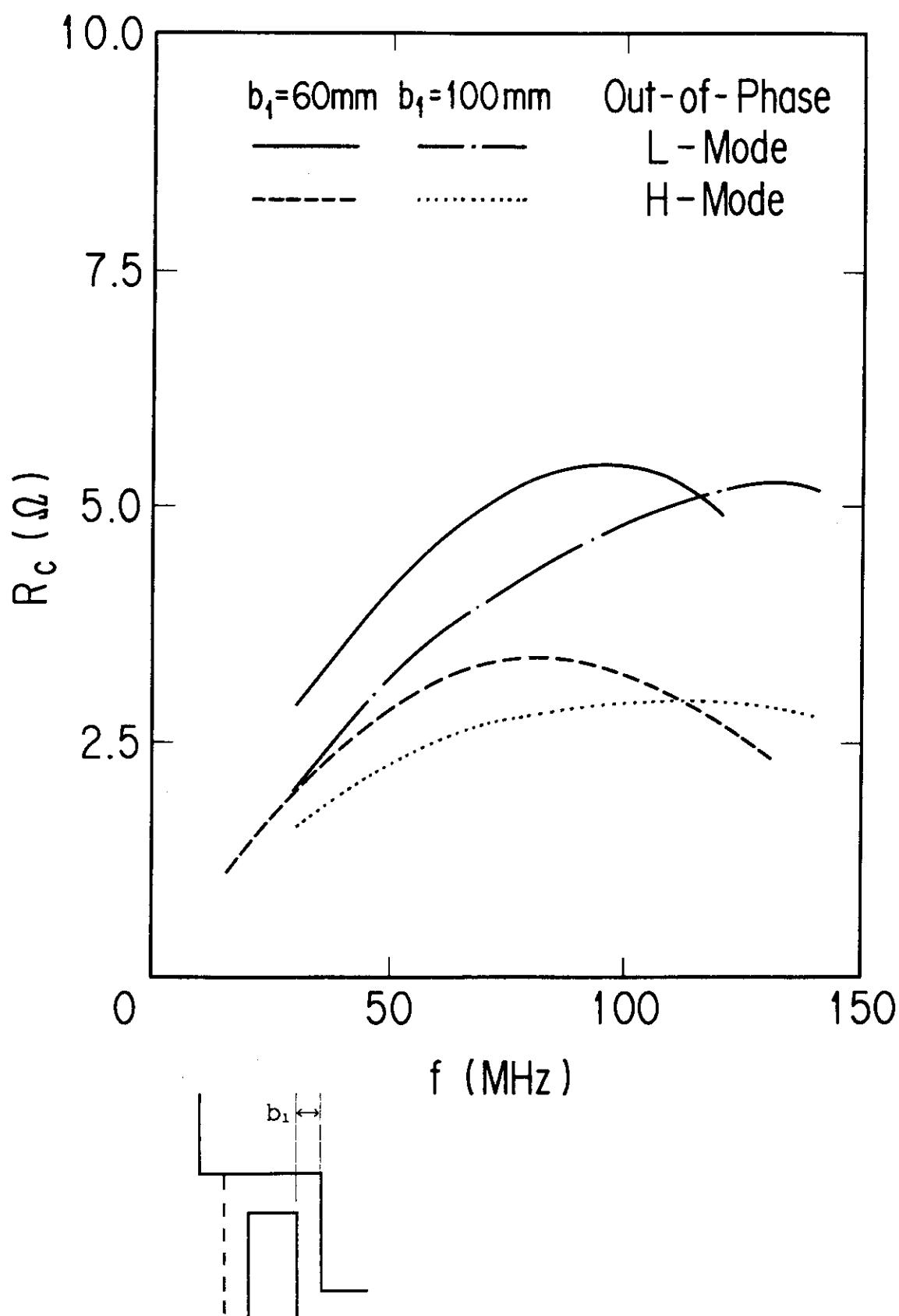


図 16 アンテナ結合抵抗の周波数依存性

$b_1$  は、アンテナのリターン導体と後壁との距離、位相は逆相。