

J A E R I - M  
90-184

JT-60 ICRF 加熱装置のアンテナインピーダ  
ンス整合の解析及びその自動化の計画

1990年10月

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

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, 1990

---

編集兼発行 日本原子力研究所  
印 刷 株原子力資料サービス

J T - 60 I C R F 加熱装置のアンテナインピーダンス整合の  
解析及びその自動化の計画

日本原子力研究所那珂研究所 J T - 60 試験部

森山 伸一・木村 晴行<sup>+</sup>・藤井 常幸

三枝 幹雄<sup>++</sup>・小林 則幸<sup>\*</sup>・小川 芳郎<sup>\*</sup>

安納 勝人・篠崎 信一・寺門 正之

(1990年9月26日受理)

J T - 60 I C R F 加熱実験において、パワーの上限を決める最大の要因は、増幅器最終段の四極管への反射電力である。 I C R F 加熱装置では、アンテナのインピーダンス（数Ω）と伝送ラインのインピーダンス（50Ω）が異なるため、インピーダンス整合が必要であり、良い整合を保つことで反射電力を小さく抑え、大パワーの入射が可能となる。

本研究報告では、J T - 60 I C R F 加熱実験で行ったスタブ整合の手段と整合領域の解析を行い、これに基づいてインピーダンス整合の自動化の検討を行った。

現状のシステムでの自動整合は、スタブのフィードバック制御と周波数フィードバック制御の組み合わせが最も効果的であり、これらの導入により実験の高効率化、省力化及び入射電力の増大に威力を発揮するものと考えられる。

---

那珂研究所：〒311-01 茨城県那珂郡那珂町大字向山 801-1

+ 核融合実験炉特別チーム

++ 核融合研究部

\* (株)東芝

Analysis of Antenna Impedance Matching and Study of  
Automatic Matching on JT-60 ICRF Heating System

Shinichi MORIYAMA, Haruyuki KIMURA<sup>+</sup>, Tsuneyuki FUJII  
Mikio SAIGUSA<sup>++</sup>, Noriyuki KOBAYASHI<sup>\*</sup>, Yoshiro OGAWA<sup>\*</sup>  
Katsuto ANNO, Shinichi SHINOZAKI and Masayuki TERAKADO

Department of JT-60 Facility  
Naka Fusion Research Establishment  
Japan Atomic Energy Research Institute  
Naka-machi, Naka-gun, Ibaraki-ken

(Received September 26, 1990)

An antenna impedance is different from a transmission line impedance in the ICRF heating system. In the case of JT-60 ICRF system, these are  $0.3 \sim 6\Omega$  and  $50\Omega$  respectively, and double stub tuners are used for matching. If the matching is insufficient, reflected power toward the generator decreases the gain of the amplifier and increases the voltage at the output port of the cavity and in the tube of the final stage amplifier. It is necessary to keep good matching and low reflected power during the shot for high power injection. In this report, impedance matching using double stub tuners on JT-60 ICRF system is analyzed numerically and experimentally. The plan of automatic matching, feed-back control of the stub tuners and the frequency, is studied using the results of the analysis. Stub feed-back control will be effective for large impedance change and frequency feed-back control will bring a good results for immediate impedance change. Introduction of automatic impedance matching system with both feed-back control will promiss high power injection and efficient experiment.

---

+ Fusion Experimental Reactor Team

++ Department of Thermonuclear Fusion Research

\* Toshiba Corporation

**Keywords:** Impedance Matching, ICRF, Stub Tuner, Frequency Feed-back,  
Automatic Matching Control, Stub Feed-back

## 目 次

1.はじめに	1
2. JT-60 ICRF 加熱装置のスタブ整合の解析	2
2.1 スタブ整合の手法	2
2.2 整合領域	3
2.2.1 スタブ長依存性	3
2.2.2 アンテナ入力インピーダンス依存性	4
2.2.3 アンテナ-スタブ間距離依存性	4
3.自動整合の検討	5
3.1 スタブのフィードバック制御	5
3.2 周波数フィードバック制御	7
3.3 自動整合のシナリオ	8
4.まとめ	9
謝辞	10
参考文献	10
附録1 アンテナ入力インピーダンスとスタブ長の関係	37
附録2 伝送系入射、反射電力のインピーダンス計算への利用	39

## Contents

1. Introduction .....	1
2. Analysis of Antenna Impedance Matching on JT-60 ICRF	
Heating System .....	2
2.1 Methods of Impedance Matching with Stub Tuners .....	2
2.2 Matching Regions on the Impedance Plane .....	3
2.2.1 Dependence on Stub Length .....	3
2.2.2 Dependence on Antenna Input Impedance .....	4
2.2.3 Dependence on Distance between Antenna and Stub Tuners .....	4
3. Study of Automatic Matching .....	5
3.1 Feed-back Control of Stub Tuners .....	5
3.2 Frequency Feed-back Control .....	7
3.3 A scenario of Automatic Impedance Matching .....	8
4. Summery .....	9
Acknowledgements .....	10
References .....	10
Appendix 1 Relation between Antenna Input Impedance and Stub Length .....	37
Appendix 2 A Calculation Method to Get Antenna Input Impedance with Forward and Reflected Power between the Stub Tuner and the Generator .....	39

## 1. はじめに

臨界プラズマ試験装置 JT-60において、イオンサイクロトロン周波数帯での高周波加熱（ICRF 加熱）の実験が行われている。Fig. 1 に ICRF 加熱装置の模式図を示す。四極管を用いた増幅器で MW レベルまで増幅された高周波は、整合回路を経てアンテナに給電されプラズマに入射される。アンテナのインピーダンスは伝送ラインのインピーダンスと異なるため、増幅器への反射波が発生し、これが増幅器の利得の低下やひいては四極管の管内放電を招く。反射波が増幅器へ戻るのを防止する方法としてザーキュレータを用いる方法があるが、本装置の電力（一増幅系統あたり 0.75 MW）及び周波数（108 ~ 132 MHz）での使用に耐えるものは存在しない（周波数帯域が広い為、原理的にも開発は困難である。）。従って、反射電力を小さく抑えるためには、整合回路によるインピーダンス整合を精密に行う必要がある。

本装置の場合、この反射電力が、プラズマへの入射パワーの上限を決める最大の要因となっている<sup>1)</sup>。Fig. 2 は、反射率に対して、入射可能なパワーを表している。曲線は、反射波から増幅器を保護するために設けられた各種保護回路の動作パワーレベルを示している。AGC (Automatic Gain Control) 異常は、利得が低下した際に出力一定機能 (AGC) が行う増幅器入力パワーの増分に制限を設け、過励振による増幅器の損傷を防ぐ保護回路である。四極管エージングレベルは、四極管の管内放電が起こる可能性のあるレベルを示す（放電時には、管内へのエネルギーの流入を回避する CROWBAR 回路が動作する。）。また多重保護の立場から、反射電力の絶対値が設定値に達すると動作する保護回路（反射異常 3 と呼んでいる）が設けられている。これらの保護回路は、動作時にパワーを遮断し装置を止めてしまう。従って、実験を効率良くしかも安全にすすめるため、動作時にパワーの遮断再立ち上げを繰り返し行う機能（ノッチング機能）を有する、反射率に関する保護回路（反射異常 2 と呼んでいる）を用いている。この動作反射率レベル設定をパワー設定に対してきめ細かく行うことで、AGC 異常等が動作しない領域で入射を行っている。Fig. 2 のプロットは、反射率の設定値 (50, 40, 30, 20, 15, 10 % の計 6 点) に対してトーラス入射パワーの実績値を示したものである。パワーの上限は保護回路の動作レベルで制限されており、更にパワーアップをはかるためには、反射率の設定値を 15 % 以下に抑える必要があることがわかる。

JT-60 ICRF 加熱装置の整合装置は、2 本のスタブチューナと半固定の位相器で構成されている (Fig. 3 参照)。スタブは非接触型短絡素子を用いており、パワー入射中の高速駆動を計算機による制御で行うことができる。インピーダンス整合は、2 本のスタブ位置（短絡素子の位置）を調整することによって行う（位相器は周波数チャンネルの切換えの時に用いる。）。整合スタブ位置を求める方法は 2 通りある。入射時のインピーダンスデータから計算する方法及び入射中にスタブを駆動し反射の小さくなった位置を知る方法である。いずれの方法でも、過去のショットのデータを用いてスタブ位置を決定しなくてはならない。

以上のようなスタブ整合の方法では、同一条件のプラズマが数ショット再現され、データが得られない限り、反射率の設定値を 15 % 以下に下げて入射を行うことは不可能である。実際、実

験の際には1ショット毎にプラズマの条件を変えていくことが多く、設定値を20%以下に設定することは難しい。このためインピーダンス整合にフィードバック制御を取り入れた自動化が是非必要である。更にショット中に電子密度を大きく変化させる放電シナリオやプラズマのモードの変化（例えばHモード遷移）にも、自動化により対応が可能となる。

なお、1988年度から反射電力一定制御が取り入れられ、時々刻々の反射率に応じて自動的に入射パワーが制御されるようになった。例えば、Fig. 2の“反射異常3”の曲線に沿って入射電力が制御される。即ち、整合状態が極めて良い場合はフルパワーの入射も可能である。しかし、スタブは固定されているため、プラズマの状態が変化し整合状態が悪化するとパワーは自動的に低下する。入射パワーを一定に持続させるには、アンテナインピーダンス整合の自動化が必要となる。

インピーダンス整合は、大電力のICRF加熱装置共通の問題であり、他の装置、例えば、JET (Joint European Tokamak) のICRF加熱装置でもその自動化が試みられている。しかし、効果的な自動化の方法は、個々の装置の整合装置の構成によって異なり、それぞれの装置での整合についてよく解析し、最も適した自動化の方法を選択しなくてはならない。第2章では、これまでにJT-60 ICRF加熱実験で行ったスタブ整合の手法と整合領域について述べ、第3章ではインピーダンス整合の自動化の検討結果について記す。

## 2. JT-60 ICRF 加熱装置のスタブ整合の解析

### 2.1 スタブ整合の手法

Fig. 4はJT-60 ICRF加熱装置のアンテナからスタブ整合器までの同軸給電線を模式的に示したものである。実際にはアンテナは $2 \times 2$ ループアレイを構成しており、全部で4系統から成るが、その1系統のみを示したものである。U-リンクでアンテナからスタブまでの電気長を適切に選び、2本のスタブ整合器により、アンテナ入力インピーダンス  $Z_A$  が電源からみて $50\Omega$ （伝送路のインピーダンス）に見えるように整合を取る。各スタブ整合器は、 $\lambda/4$  チョーク回路（ $\lambda$ ：波長）を用いた無接触式であり、ショット中に高速プレプロ駆動を行える機能を有する。駆動速度は5cm/秒である。スタブ整合はこの機能を用いて、ショット中に計8本のスタブを適切に駆動し、反射率の最小点をみつけることにより得られる<sup>2)</sup>。 $2 \times 2$ ループアレイであるからループ間の相互結合が大きいが、各ループ間の位相差が $0^\circ$ 又は $180^\circ$ の場合は、各系統のスタブを対称に動かすようにプレプロを組めば、整合位置をみつけることができる。

Fig. 5は今までに得られた整合位置の一例を示したものである。 $(\pi, 0)$ モード及び $(0, 0)$ モード $((\phi, \theta)$ でトロイダル方向ループ間位相差 $\phi$ 、ポロイダル方向ループ間位相差 $\theta$ の場合を表す。)の真空負荷及びプラズマ負荷の整合位置（伝送系のVSWR = 1 ~ 2の範囲内）を示している。縦軸及び横軸は第1スタブ（アンテナ側）及び第2スタブ（電源側）のT分岐から短絡部までの長さ  $L_1$  及び  $L_2$  である。全4系統の内、第2系統の整合位置のみをプロッ

験の際には1ショット毎にプラズマの条件を変えていくことが多く、設定値を20%以下に設定することは難しい。このためインピーダンス整合にフィードバック制御を取り入れた自動化が是非必要である。更にショット中に電子密度を大きく変化させる放電シナリオやプラズマのモードの変化（例えばHモード遷移）にも、自動化により対応が可能となる。

なお、1988年度から反射電力一定制御が取り入れられ、時々刻々の反射率に応じて自動的に入射パワーが制御されるようになった。例えば、Fig. 2の“反射異常3”的曲線に沿って入射電力が制御される。即ち、整合状態が極めて良い場合はフルパワーの入射も可能である。しかし、スタブは固定されているため、プラズマの状態が変化し整合状態が悪化するとパワーは自動的に低下する。入射パワーを一定に持続させるには、アンテナインピーダンス整合の自動化が必要となる。

インピーダンス整合は、大電力のICRF加熱装置共通の問題であり、他の装置、例えば、JET (Joint European Tokamak) のICRF加熱装置でもその自動化が試みられている。しかし、効果的な自動化の方法は、個々の装置の整合装置の構成によって異なり、それぞれの装置での整合についてよく解析し、最も適した自動化の方法を選択しなくてはならない。第2章では、これまでにJT-60 ICRF加熱実験で行ったスタブ整合の手法と整合領域について述べ、第3章ではインピーダンス整合の自動化の検討結果について記す。

## 2. JT-60 ICRF 加熱装置のスタブ整合の解析

### 2.1 スタブ整合の手法

Fig. 4はJT-60 ICRF加熱装置のアンテナからスタブ整合器までの同軸給電線を模式的に示したものである。実際にはアンテナは $2 \times 2$ ループアレイを構成しており、全部で4系統から成るが、その1系統のみを示したものである。U-リンクでアンテナからスタブまでの電気長を適切に選び、2本のスタブ整合器により、アンテナ入力インピーダンス  $Z_A$  が電源からみて $50\Omega$ （伝送路のインピーダンス）に見えるように整合を取る。各スタブ整合器は、 $\lambda/4$  チョーク回路（ $\lambda$ ：波長）を用いた無接触式であり、ショット中に高速プレプロ駆動を行える機能を有する。駆動速度は5cm/秒である。スタブ整合はこの機能を用いて、ショット中に計8本のスタブを適切に駆動し、反射率の最小点をみつけることにより得られる<sup>2)</sup>。 $2 \times 2$ ループアレイであるからループ間の相互結合が大きいが、各ループ間の位相差が $0^\circ$ 又は $180^\circ$ の場合は、各系統のスタブを対称に動かすようにプレプロを組めば、整合位置をみつけることができる。

Fig. 5は今までに得られた整合位置の一例を示したものである。 $(\pi, 0)$ モード及び $(0, 0)$ モード $((\phi, \theta)$ でトロイダル方向ループ間位相差 $\phi$ 、ポロイダル方向ループ間位相差 $\theta$ の場合を表す。)の真空負荷及びプラズマ負荷の整合位置（伝送系のVSWR = 1 ~ 2の範囲内）を示している。縦軸及び横軸は第1スタブ（アンテナ側）及び第2スタブ（電源側）のT分岐から短絡部までの長さ  $L_1$  及び  $L_2$  である。全4系統の内、第2系統の整合位置のみをプロッ

トしている。Fig. 5 の矢印は、プレプロで整合を取る場合のスタブ 1, 2 の駆動方向を示している。即ち、それぞれの位相モードの真空での整合の位置から出発し、

$$-\Delta L_1 = \alpha \cdot \Delta L_2 \quad (2-1)$$

の関係を満たすようにスタブを駆動すれば概略の整合位置がみつかる。ここで  $\Delta L_1$ ,  $\Delta L_2$  はそれぞれ、スタブ 1, 2 の真空整合位置からの変位である。勾配  $\alpha$  は 0.5 ~ 1 の範囲にある。

プラズマ負荷時に式 (2-1) のようにスタブを駆動すると整合が取れる理由は Fig. 6 (a), (b) から明らかである。Fig. 6 は、 $L_1 - L_2$  平面上でアンテナ入力インピーダンス  $Z_A$  の整合値を計算し、等高線表示したものである。Fig. 6 (a) は、実部  $Z_R (\Omega)$  を、Fig. 6 (b) は虚部  $Z_I (\Omega)$  を示す。 $Z_A$  は、ループアンテナと同軸管との接続位置での値である (Fig. 4 参照)。なお、 $Z_R$ ,  $Z_I$  と  $L_1$ ,  $L_2$  の関係式は付録 1 に示されている。

式 (2-1) のようなスタブの動かし方は  $Z_I$  が一定で、 $Z_R$  が増加する方向で整合点をみつけようすることに相当する。これは負荷が真空からプラズマへ変化する時のアンテナ入力インピーダンスの変化の仕方に概略一致する。 $Z_R$  は真空からプラズマへの変化に応じて増加し、その値はプラズマの密度、密度勾配、プラズマとアンテナとの距離などに依存する。一方、 $Z_I$  は真空からプラズマへの変化に対して僅かに減少するのみである。従って、プラズマ条件が異なっても整合が取れる  $L_1$ ,  $L_2$  の値の組合せが式 (2-1) の直線上に概略存在する。

上記の方法は、プラズマと真空との整合位置が比較的接近している ( $\pi, 0$ ) モードの場合に、特に有効である。 $(0, 0)$  モードでは両者の差が大きく、この方法では何度も試行錯誤が必要となる可能性がある。 $(0, 0)$  モードの場合は結合系の方向性結合器 (Fig. 4 の D.C.1) で計測した結合系の入射電力、反射電力、入射波と反射波の位相差から  $Z_A$  を算出し、これからスタブの整合位置を直接導出する方法の方が有効であると考えられる。この実験例については参考文献 3 を参照されたい。逆に  $(\pi, 0)$  モードでは負荷抵抗が低いため、結合系の  $\lambda$ 、反射電力が接近し、 $Z_A$  の計測精度が悪くなり、この方法ではうまくいかない場合が想定される。

## 2.2 整合領域

はじめに述べたように ICRF 加熱装置のパワーアップのためには四極管への反射電力をできるだけ小さく抑える必要がある。四極管から定格出力近くを引出すためにはスタブの整合状態を伝送系の電力反射率で表現して 5 % 以下に保つことが一つの目安となる。言い換えれば、あるアンテナ入力インピーダンスが与えられた時に、必ずしも反射率  $\approx 0$  となるまでスタブで整合を追求する必要はなく、反射率を  $\approx 5$  % 以内に抑えられれば実用上、十分である。

以下では電力反射率  $\lesssim 5$  % の領域 (以後、整合領域と呼ぶ) の  $L_1 - L_2$  平面及び  $Z_R - Z_I$  平面上での拡がりについて議論する。

### 2.2.1 スタブ長依存性

Fig. 7 (a) ~ (d) はアンテナ入力インピーダンスを与えた場合に、 $L_1 - L_2$  平面上で伝送系の電力透過率を計算し等高線表示したものである。Fig. 7 (a) ~ (d) はそれ以下以下のケースに相当する。

Fig. 7(a) ( $\pi, 0$ ) モード プラズマ負荷

Fig. 7(b) ( $\pi, 0$ ) モード 真空負荷

Fig. 7(c) ( $0, 0$ ) モード プラズマ負荷

Fig. 7(d) ( $0, 0$ ) モード 真空負荷

また、上記各ケースのアンテナ入力インピーダンス  $Z_A$ 、アンテナ結合抵抗  $R_c$ 、スタブ整合長  $L_1/L_2$  を Table 1 に記す。Fig. 7 の各図の一番内側の等高線が電力透過率 95 % を示し、この曲線で囲まれた楕円形の領域が整合領域である。各等高線のピッチは 5 % である。 $R_c$  が大きくなる程整合領域が拡がることが、各ケースの比較により分かる。特徴的なことは整合領域の軸（楕円の長径）の傾きであり、 $L_1 - L_2$  平面上のある傾きを持った直線に沿って整合領域が存在する。その傾きは  $Z_R$  の等高線（Fig. 6(a)）を横切り、 $Z_I$  の等高線（Fig. 6(b)）に沿う方向である。また、電力透過率の等高線は全体として  $Z_R$  の大なる方向へ拡がっている。整合領域のこのような性質は 2.1 で述べたプラズマ負荷の性質とよく対応している。これらの性質を良く理解するとスタブによる整合を容易にとることができる。

### 2.2.2 アンテナ入力インピーダンス依存性

Fig. 8(a) ~ (d) はスタブ長を Table 1 に示す値に固定した場合に、 $Z_R - Z_I$  平面上で伝送系の電力透過率 (PT) を等高線表示（実線）したものである。ここで Fig. 8(a) ~ (d) は、Fig. 7(a) ~ (d) の条件に一致している。また、プラズマ負荷に対応する Fig. 8(a) 及び (c) は、アンテナ結合抵抗の等高線（点線）を重ねて表示している。PT の等高線は、 $Z_R - Z_I$  平面に於いて円形をしている。最も内側の等高線が  $PT = 95\%$ 、即ち整合領域を示す。各等高線のピッチは 5 % である。

Fig. 8(a) ~ (d) は、スタブを整合位置に固定して行う実験時に整合領域に対するプラズマの変動に伴うアンテナ入力インピーダンスの変化の許容幅を示している考えることができる。整合領域内の黒点で示す点が完全整合点 ( $PT = 100\%$ ) である。完全整合点から  $Z_I$  が変わらず、 $Z_R$  のみが増加する方向に PT の変化率が最も小さい。もしスタブ位置が完全整合点に合っていたとすると、整合領域に対して、(a) の場合 (( $\pi, 0$ ) モード),  $R = 1.4 \Omega$  から  $3.5 \Omega$  までの変化幅が許され、(c) の場合 (( $0, 0$ ) モード),  $R_c = 3.4 \Omega$  から  $8.7 \Omega$  まで変化幅が許される。

しかし、整合領域は円であるので、出発点が完全整合点から上下に外れれば、 $R_c$  の許容幅は急速に小さくなる。

### 2.2.3 アンテナ-スタブ間距離依存性

これまでの解析では、アンテナ-スタブ間距離  $D_1 = 4709 \text{ mm}$ <sup>注1)</sup> (120 MHz での運転条件) としている。この値は四つの位相モード ( $\pi, 0$ ), ( $0, 0$ ), ( $\pi, \pi$ ), ( $0, \pi$ ) すべてに対して整合が取れるように決められたものである。因みに真空負荷に対するスタブ 1 の整合長は ( $\pi, 0$ ) の場合、約 630 mm, ( $0, 0$ ) の場合、約 520 mm, ( $\pi, \pi$ ) の場合、約 360 mm, ( $0, \pi$ ) の場合、約 240 mm であり、スタブ 1 の設定可能値は 87 mm から 700 mm であるから  $D_1$  の値は極めて適切に選ばれていると言える。なお、 $D_1$  の値の変更は現状では U-リンク

注1)  $D_1$  はインピーダンス計算の際  $\tan$  の引数となるため（附録 1 参照）、あえて mm 単位まで記した。

部の直管を長さの違うものに交換して行う方式となっており、細かい調節はできない。ここではこれらの制限を取払い、例えば、 $(\pi, 0)$  モードのみの整合を取り上げ、その整合領域が  $D_1$  の値に応じてどのような依存性を示すか検討を行う。これは将来、U-リンク部を遠隔操作可能な移相器（ラインストレッチャー）に交換する場合を考慮して行ったものである。

Fig. 9, Fig. 10 はそれぞれ  $D_1 = 5009$  mm 及び  $D_1 = 5109$  mm の時の電力透過率 (PT) の等高線を  $L_1 - L_2$  平面上に示したものである。 $D_1 = 4709$  mm の場合 ((Fig. 7(a)) に比べ、整合領域は  $L_1$  の減少する方向に移動し、且つ  $L_2$  軸に沿うようになり、整合領域の面積が拡がる。特に  $D_1 = 5109$  mm の場合、整合は  $L_1$  のみに強く依存し、 $L_2$  への依存性はかなり鈍い。これは  $L_1$  のみで殆ど整合が取れていることを意味する。この整合法はスタブの全長を短く抑えることができること及び両スタブ間の定在波比を低く抑えることができ、パワーハンドリング的にも有利であることから、JFT-2, JFT-2 M の ICRF 加熱装置で採用された<sup>4)</sup>。

Fig. 11(a) 及び (b) は  $D_1 = 5109$  mm の場合の  $L_1 - L_2$  平面上に等高線表示した整合入力インピーダンスの実部 ( $Z_R$ ) 及び虚部 ( $Z_I$ ) をそれぞれ示す。 $Z_R$  の等高線は  $L_1$  軸にはほぼ平行であり、 $Z_I$  の等高線は  $L_2$  軸にはほぼ平行である。これからプラズマ負荷の変化 ( $Z_I$  ほぼ一定、 $Z_R$  のみ増減) に対しては、 $L_2$  のみの調整で整合が取れることが分かる。従って、スタブのプレプロで整合を取る時などには  $D_1 = 5109$  mm と設定するのが有利であると考えられる。この条件を一般的に表現すればスタブ 1 の接続点でのアンテナ入力インピーダンスの位相角が  $0^\circ$  付近となるような条件ということになる。

反面、結合抵抗  $R_c$  の値の変化に対するスタブの感度が鈍くなり、スタブのフィードバック制御時に不利になることが考えられる。Fig. 12 に  $L_1 - L_2$  平面上での  $R_c$  の等高線及び  $D_1 = 4709$  mm, 5009 mm, 5109 mm の各場合の整合領域を示す。各場合の整合領域は、等  $R_c$  線線上にあるが、 $D_1 = 5109$  mm の場合が  $R_c$  の変化に対する  $L_2$  の感度が最も鈍いことがわかる。

また、当然のことながらアンテナ入力インピーダンスに対する整合領域の分布は  $D_1$  の値に依らない。即ち、Fig. 7(a) で異なる  $D_1$  及びそれに対応する  $L_1$ ,  $L_2$  の値を変えても、全く同一の電力透過率の分布が得られる。

### 3. 自動整合の検討

#### 3.1 スタブのフィードバック制御

2.1 節 “スタブ整合の手法” で述べた方法で、あるプラズマ条件に対するスタブ整合位置を設定するために、現状では同じ条件のプラズマショットが最低 2 ショット、現実的には数ショット必要である。現状検討しているインピーダンス自動整合・AIM (Automatic Impedance Matching) では、ショット中にスタブのフィードバック制御を行い、1 ショットの内に整合位置を見つけ、また、ショット中のプラズマ条件の変化に追随して整合の良い状態を保つことが可能になる。従って、整合位置測定用のショットが不要となるため、実験の効率が少なくとも 2 倍以上

部の直管を長さの違うものに交換して行う方式となっており、細かい調節はできない。ここではこれらの制限を取払い、例えば、 $(\pi, 0)$  モードのみの整合を取り上げ、その整合領域が  $D_1$  の値に応じてどのような依存性を示すか検討を行う。これは将来、U-リンク部を遠隔操作可能な移相器（ラインストレッチャー）に交換する場合を考慮して行ったものである。

Fig. 9, Fig. 10 はそれぞれ  $D_1 = 5009$  mm 及び  $D_1 = 5109$  mm の時の電力透過率 (PT) の等高線を  $L_1 - L_2$  平面上に示したものである。 $D_1 = 4709$  mm の場合 ((Fig. 7(a)) に比べ、整合領域は  $L_1$  の減少する方向に移動し、且つ  $L_2$  軸に沿うようになり、整合領域の面積が拡がる。特に  $D_1 = 5109$  mm の場合、整合は  $L_1$  のみに強く依存し、 $L_2$  への依存性はかなり鈍い。これは  $L_1$  のみで殆ど整合が取れていることを意味する。この整合法はスタブの全長を短く抑えることができること及び両スタブ間の定在波比を低く抑えることができ、パワーハンドリング的にも有利であることから、JFT-2, JFT-2 M の ICRF 加熱装置で採用された<sup>4)</sup>。

Fig. 11(a) 及び (b) は  $D_1 = 5109$  mm の場合の  $L_1 - L_2$  平面上に等高線表示した整合入力インピーダンスの実部 ( $Z_R$ ) 及び虚部 ( $Z_I$ ) をそれぞれ示す。 $Z_R$  の等高線は  $L_1$  軸にはほぼ平行であり、 $Z_I$  の等高線は  $L_2$  軸にはほぼ平行である。これからプラズマ負荷の変化 ( $Z_I$  ほぼ一定、 $Z_R$  のみ増減) に対しては、 $L_2$  のみの調整で整合が取れることが分かる。従って、スタブのプレプロで整合を取る時などには  $D_1 = 5109$  mm と設定するのが有利であると考えられる。この条件を一般的に表現すればスタブ 1 の接続点でのアンテナ入力インピーダンスの位相角が  $0^\circ$  付近となるような条件ということになる。

反面、結合抵抗  $R_c$  の値の変化に対するスタブの感度が鈍くなり、スタブのフィードバック制御時に不利になることが考えられる。Fig. 12 に  $L_1 - L_2$  平面上での  $R_c$  の等高線及び  $D_1 = 4709$  mm, 5009 mm, 5109 mm の各場合の整合領域を示す。各場合の整合領域は、等  $R_c$  線線上にあるが、 $D_1 = 5109$  mm の場合が  $R_c$  の変化に対する  $L_2$  の感度が最も鈍いことがわかる。

また、当然のことながらアンテナ入力インピーダンスに対する整合領域の分布は  $D_1$  の値に依らない。即ち、Fig. 7(a) で異なる  $D_1$  及びそれに対応する  $L_1$ ,  $L_2$  の値を変えても、全く同一の電力透過率の分布が得られる。

### 3. 自動整合の検討

#### 3.1 スタブのフィードバック制御

2.1 節 “スタブ整合の手法” で述べた方法で、あるプラズマ条件に対するスタブ整合位置を設定するために、現状では同じ条件のプラズマショットが最低 2 ショット、現実的には数ショット必要である。現状検討しているインピーダンス自動整合・AIM (Automatic Impedance Matching) では、ショット中にスタブのフィードバック制御を行い、1 ショットの内に整合位置を見つけ、また、ショット中のプラズマ条件の変化に追随して整合の良い状態を保つことが可能になる。従って、整合位置測定用のショットが不要となるため、実験の効率が少なくとも 2 倍以上

良くなることが期待される。

スタブのフィードバック制御の手法として、「インピーダンス計算法」と「整合位置探索法」の2つの方法を考えている。これらは2.1節“スタブ整合の手法”で述べた「測定されたインピーダンスからスタブ整合位置を導出する方法」と、「プレプロを用いて整合位置をみつける方法」にそれぞれ対応している。

以下に2つの方法について説明する。

### (1) インピーダンス計算法

インピーダンス計算法とは、結合系の方向性結合器で計測した結合系の入射電力、反射電力及び入射波と反射波の位相差からアンテナインピーダンス  $Z_A$  を算出し、スタブ整合位置を計算する手法である<sup>3)</sup>。この計算は現在RF計算機で行っており、ショット後に4系統の  $Z_A$  及び8本のスタブの整合位置がグラフ出力されるようになっている。現状ではオペレータがこのデータを見て、次回ショットにおけるスタブ位置を設定している。従って、同じ条件のプラズマが2ショット続いた場合に限り、整合の良い条件でRF入射を行うことが可能である。また、この方法は、計算精度の関係から結合抵抗の比較的大きい実験条件の場合にのみ有効である。

AIMでは、スタブ整合位置の計算をリアルタイムで行い、ショット中スタブを自動的に駆動して良い整合を保つ制御を考えている。現状のスタブは0.5秒に1回の駆動信号（プレプログラムにより設定）により最大50 mm/秒の速度でショット中に駆動できる能力を持っている。従って、刻々計算される整合位置にスタブを駆動するように信号を送ることで、フィードバック制御が可能となる。制御周期は、信号伝達系の改良により200 ms程度にすることが可能である。

Fig. 13に“インピーダンス計算法”的フローチャートを示す。駆動を必要最小限に抑えるため、反射率に関してしきい値を設け、整合がある程度良くなった状態ではフィードバック制御を中断する。增幅器最終段の四極管が許容する反射率は出力パワーによって異なるため(Fig. 2参照)，しきい値を可変とした方が実験の能率が上がる。即ち、パワーによっては必要以上に小さい反射率を追求しなくともよい。理想的には、しきい値はパワーに応じて自動的に設定されることが望ましい。

インピーダンス算出に用いられる計算式は、結合系における入反射電力及び位相のみから計算する従来の式を、伝送系入反射電力を用いる式に変更することを考えている。これは結合系の反射率が大のときの計算精度を向上させるためである(附録2参照)。

### (2) 整合位置探索法

この方法は、現在のプレプログラムを用いた整合位置の探索を自動化し、さらに整合点探索完了後も整合の悪化に応じて探索を継続するものである。

2.1節で示したように、真空負荷での整合位置を初期値とし、

$$-\Delta L_1 = \alpha \cdot \Delta L_2 \quad (3-1)$$

の関係を満たすようにスタブを駆動すれば概略、整合位置がみつかる。この方法はプラズマ負荷と真空負荷の整合位置が比較的接近している( $\pi, 0$ )モードの場合に、特に有効である。

Fig. 14にフローチャートを示す。

まず  $L_1$  のみを駆動して、インピーダンス平面上で透過率の尾根を探す。（Fig. 15 参照）すなわち  $L_1$  のスキャンで VSWR が最低となる位置を検出し、その位置にスタブをもどす。次に式 (3-1) を満たすように  $L_1$  及び  $L_2$  を駆動し、VSWR がしきい値以下になった位置で駆動を中止する。式 (3-1) の  $\alpha$  は、透過率の尾根の  $L_1 - L_2$  平面上での勾配に相当する。 $\alpha$  は、0.5 ~ 1 の範囲にあり、計算により予測が可能である。プラズマの変化等により再び VSWR がしきい値以上になった場合、式 (3-1) に沿った駆動を再開する。この場合駆動の方向が  $\Delta L_1 < 0$ ,  $\Delta L_1 > 0$  の 2通り考えられるが、まず一方に駆動してみて VSWR の変化を計測し、VSWR の減少する方向に駆動を行う。駆動は VSWR がしきい値以下になった時中止され、以後これを繰返す。

整合位置探索法では、4 系統のスタブを同時に同じ距離だけ駆動するが、駆動方向の判断に用いる VSWR は任意の系を選び、それらの平均値とするか、又は VSWR 最大の系を選ぶ方法が良いと考えられる。

### 3.2 周波数フィードバック制御

スタブのフィードバック制御は、インピーダンスの自動整合に非常に有効であるが、次のような問題がある。

第 1 に、スタブの機構上の制約で、駆動速度に限度があり、速いプラズマの変化に対応が難しいこと。また、2.2 節で述べたように、スタブ 1 の位置が整合位置からはずれると、許容される  $R_c$  の変化幅が急速に小さくなることである。これらの問題は、スタブのフィードバック制御と周波数のフィードバック制御を組合せることで、改善することが可能である。

Fig. 16 に周波数フィードバック制御の原理を示す。Fig. 16 (a) は実際の実験時のアンテナ入力インピーダンス及びスタブの設定位置における、伝送系の電力反射率の周波数依存性（計算値）を示したものである。周波数によってスタブを含めた結合系の電気長が変化するため、反射率の極小点が存在する。周波数を変化させながら反射率を計測し、反射率の極小点を探索する方法が周波数フィードバック制御である。Fig. 16 (a) の場合、実験時の周波数を 120 MHz に固定したため反射率  $\Gamma = 11.1\%$  であったが、119.7 MHz にできれば、 $\Gamma = 5.6\%$  まで下げる事ができたはずである。

探索は、中心周波数の近傍  $\pm \Delta f_{step}$  の反射率を計測し、周波数に対する反射率の傾きを調べ、反射率の小さい方向へ周波数を変化させていく方法である。スタブのフィードバック制御と同じように、反射率にはしきい値を設け、これを下回った場合、その時点での周波数に固定する (Fig. 16 (b))。

可変周波数幅は増幅器の瞬時帯域幅で決まり、定格出力 (6 MW) の場合で約  $\pm 200$  kHz, 3 MW の場合約  $\pm 400$  kHz の幅がとれる。

Fig. 17 はインピーダンス平面における電力透過率を、あるスタブ位置に対して等高線表示したものである。Fig. 17 (a) は周波数固定の場合、Fig. 17 (b) は中心周波数 120 MHz、可変幅  $\pm 200$  kHz の範囲で透過率が最大となる周波数に変化させた場合を示す。Fig. 17 (b) では整合領域が  $Z_1$  方向に大きく拡がり、スタブ 1 の位置が多少最適値からはずれた場合でも良い整合が保

たれることがわかる。

また、周波数を  $\Delta f_{step}$  (数 kHz を考えている) 変化させる 1 ステップの制御周期は、短い方が良いことはいうまでもないが、ハード上の制約から  $500 \mu s \sim 1 ms$  となる可能性が高い。

周波数フィードバック制御は、スタブのフィードバック制御に比べて制御周期が短いという長所を持っているが、単独では完全な自動整合を実現できない。それは、インピーダンスが実部  $Z_R$  と虚部  $Z_I$  を持っている 2 次元の量であるのに対し、可変パラメータである周波数が 1 次元の量であることによる。Fig. 17 でもわかるように整合領域の拡大はインピーダンス平面上で一方向に限られる。

そこでスタブのフィードバックと周波数のフィードバックを組み合わせることで、より効果的な自動整合を実現させることができる。

### 3.3 自動整合のシナリオ

スタブのフィードバック制御と周波数のフィードバック制御を組み合わせることで、自動整合が非常に有効に機能することは、3.2 節で述べた。ここでは、それらの効果的な組み合わせの方法について検討する。

効果的な組み合わせの方法として、スタブのフィードバック制御中は周波数フィードバックを中止するモードが考えられる。整合の良否を判断する結合系の VSWR に関し、4 つのしきい値を設け、これによって各フィードバックの実行もしくは不実行を判断する。まずスタブのフィードバックを行い、整合があらかじめ設定した値より良く ( $VSWR < S_1$ ) なれば、スタブのフィードバックを中止し、周波数フィードバックを開始する。さらに整合が良くなった場合 ( $VSWR < S_2$ ) 周波数も固定する。プラズマの変化等により整合が悪化した場合周波数フィードバック ( $S'_1 \geq VSWR > S'_2$ ) あるいは、スタブのフィードバック ( $VSWR > S'_1$ ) を再開する。整理すると次のようになる。

- $VSWR > S_1$  : スタブのフィードバック
- $S_1 > VSWR > S_2$  : 周波数のフィードバック
- $VSWR < S_2$  : フィードバックなし。

ただし、 $S_1 < S'_1$ 、 $S_2 < S'_2$  とし、フィードバック開始の判定条件には  $S_1$ 、 $S_2$  を、フィードバック中止のそれには  $S'_1$ 、 $S'_2$  を用い、制御の発振を防止する。

このモードは、周波数を固定した状態でスタブのフィードバックを行うため、スタブ整合位置が精度良く決定できるという利点を持つ。そして速いプラズマ条件の変化による整合の悪化には、周波数フィードバックで対処するという考え方である。

この他、それぞれのフィードバックを別々に行うモード及び同時に使うモードを用意することにより、それぞれのフィードバックの効果を評価する幅広い実験に対応できる。

## 4. ま と め

JT-60 ICRF 加熱装置のアンテナインピーダンス整合の解析及びその自動化の検討を行った。

JT-60 ICRF 加熱装置のアンテナは  $2 \times 2$  ループアレイである為、ループ間相互結合が大きく、ループ間位相差によってスタブ位置と整合領域の関係が異なる。ここでは実験機会の多い  $(0, 0)$  及び  $(\pi, 0)$  の位相差モードに関して整合領域の解析を行った。スタブ長  $L_1, L_2$  の平面上に整合領域（例えば電力透過率 95 % 以上の領域）を表すと、両モード共ある傾きを持った直線に沿って存在することが、計算及び実験データの整理から確かめられた。また、真空負荷とプラスマ負荷それぞれの場合の整合位置の差は、 $(\pi, 0)$  の場合は小さく  $(0, 0)$  では大きい。

解析によって明らかになった、インピーダンス整合領域の性質を基に、自動整合の検討を行った。JT-60 ICRF 加熱装置は、高周波入射中に駆動できるスタブチューナを有するため、時々刻々の反射電力又はインピーダンスの計測値をパラメータにしてフィードバック制御を行うことができる。 $(\pi, 0)$  の場合には、既知の真空負荷に対する整合スタブ位置から、整合領域の傾きに沿ってスタブを駆動し、透過率最大点を探せば良い。また、 $(0, 0)$  の場合には、時々刻々計測されるインピーダンスから計算される整合スタブ位置に向ってスタブを駆動するのが適当と考えられる。このスタブフィードバックを行うためには、フィードバック制御用計算機（あるいはロジック回路）及びスタブ駆動の高速化が必要である。

スタブフィードバックをスピードの点で補うために、周波数フィードバック制御を検討した。周波数の変化は、電気長の変化に対応しスタブを駆動したのと同様の効果があり、さらに電気的な回路で構成できるため、非常に高速な制御が可能である。しかし、增幅系の瞬時帯域及び整合回路の構成（アンテナ・スタブ間距離が小さい）の関係で、大きなインピーダンス変化には対応できない。これは JET の ICRF 加熱装置が、アンテナ・スタブ間距離が比較的大きいために、周波数フィードバックを主とした自動整合を試みているのと対照的である。

従って、JT-60 ICRF 加熱装置では、スタブと周波数のフィードバック制御を組み合わせることにより、高速かつ効果的な自動整合が可能となる。

なお、周波数フィードバック制御単独での試験は既に 1989 年の実験で行い、その効果が確かめられているが、これについては機会を改めて報告する。また、スタブ駆動速度向上の為のチョークプランジャー軽量化等の開発研究が進行中である。

## 謝 辞

本解析及び検討を進めるにあたり御協力戴いた、JT-60 第3試験室及び加熱工学第2研究室の皆様に感謝いたします。

また、終始御指導頂きました JT-60 第3試験室 太田 充 室長, JT-60 試験部 田中 裕二 部長, 同部 白形 弘文 次長, 飯島 勉 那珂研究所所長, 吉川 充二 理事に深くお礼申し上げます。

## 参 考 文 献

- 1) JT-60 チーム, JAERI-M 88-063 (1988), P 281.
- 2) JT-60 チーム, JAERI-M 87-009 (1987), P 196.
- 3) JT-60 チーム, JAERI-M 87-113 (1987), P 59.
- 4) 小田島和男, 木村晴行 他, 'JAERI-M 9217 (1980).

## 謝 辞

本解析及び検討を進めるにあたり御協力戴いた、JT-60 第3試験室及び加熱工学第2研究室の皆様に感謝いたします。

また、終始御指導頂きました JT-60 第3試験室 太田 充 室長, JT-60 試験部 田中 裕二 部長, 同部 白形 弘文 次長, 飯島 勉 那珂研究所所長, 吉川 充二 理事に深くお礼申し上げます。

## 参 考 文 献

- 1) JT-60 チーム, JAERI-M 88-063 (1988), P 281.
- 2) JT-60 チーム, JAERI-M 87-009 (1987), P 196.
- 3) JT-60 チーム, JAERI-M 87-113 (1987), P 59.
- 4) 小田島和男, 木村晴行 他, JAERI-M 9217 (1980).

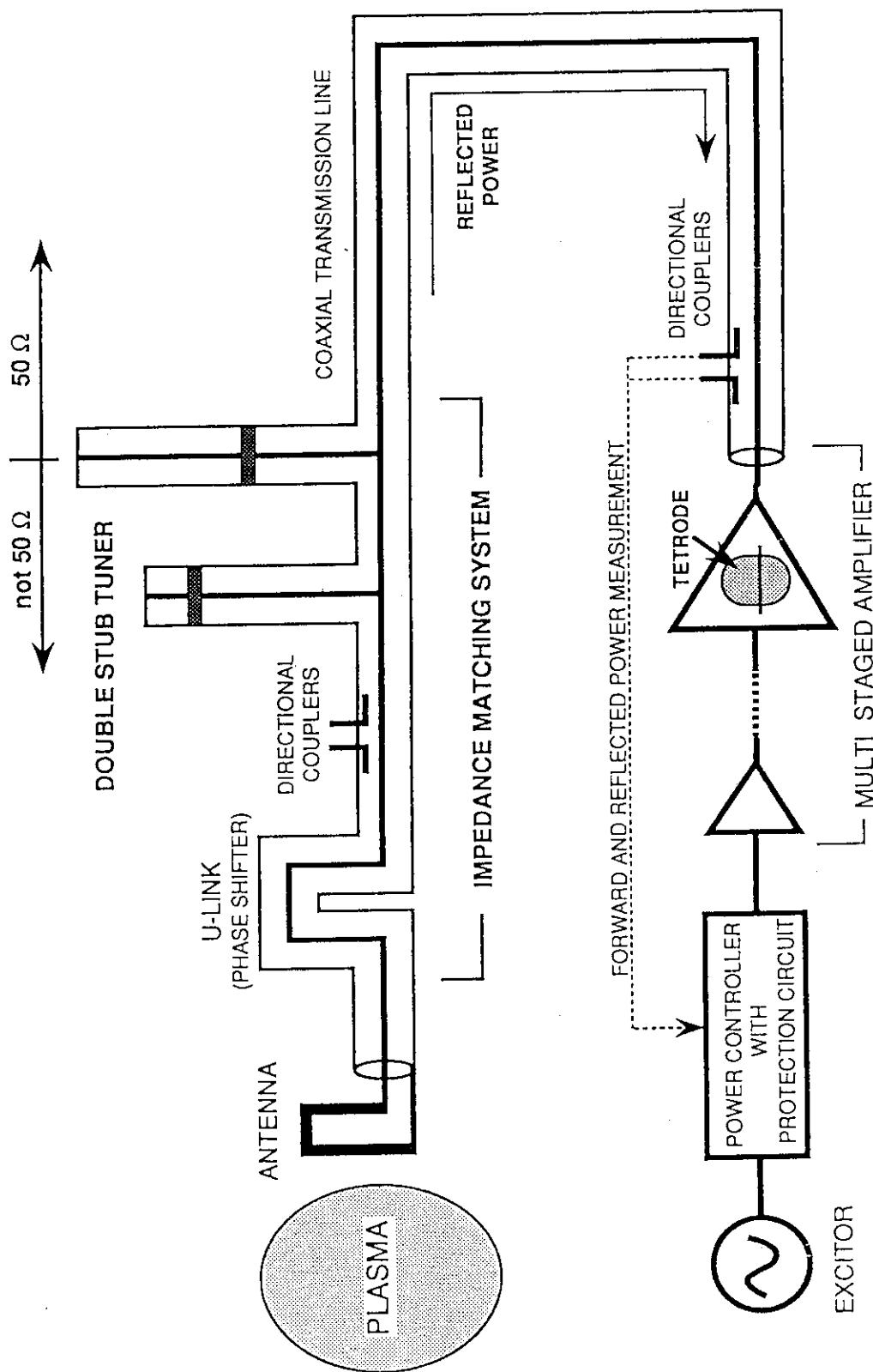


Fig. 1 Schematic diagram of JT-60 ICRF heating system. U-link and double stub tuners are used for impedance matching between the loop antenna ( $0.2\sim10\Omega$ ) and transmission line ( $50\Omega$ ). Stub tuners are movable (5 cm/sec) during the RF shot, and u-link length is selected for RF frequency. Directional couplers with diode detector on the both side of the stub tuners are used for power and impedance measurement. This figure indicate one matching system among four; there are four antenna loops and four transmission lines in whole ICRF system.

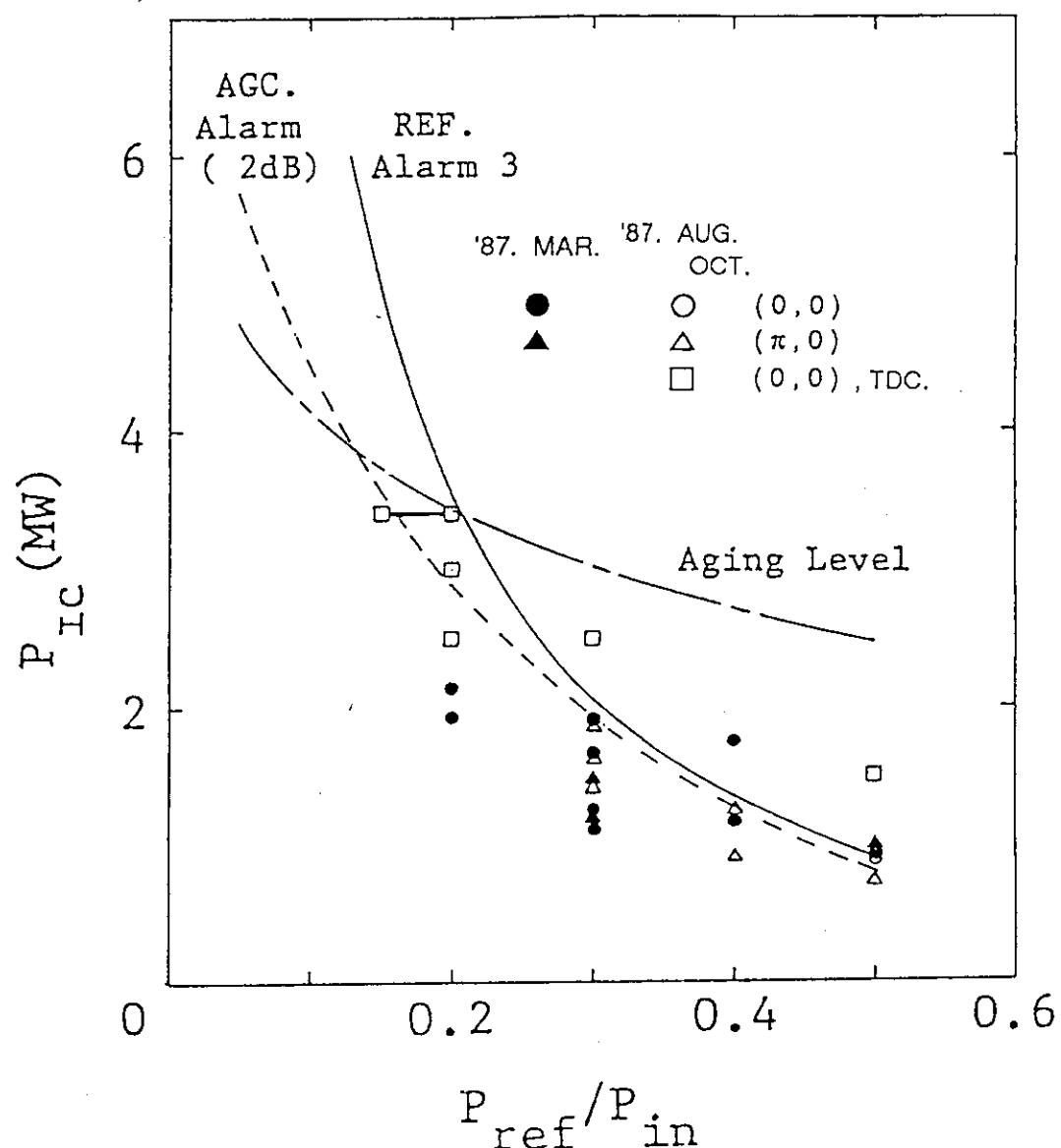


Fig. 2 Relation between injection power and upper limit of allowable power reflection coefficient. Curves indicate the levels of the protection circuit for the amplifier. Plots indicate the injected power versus set value of the reflection alarm 2 that cuts off the power before reaching the protection levels.

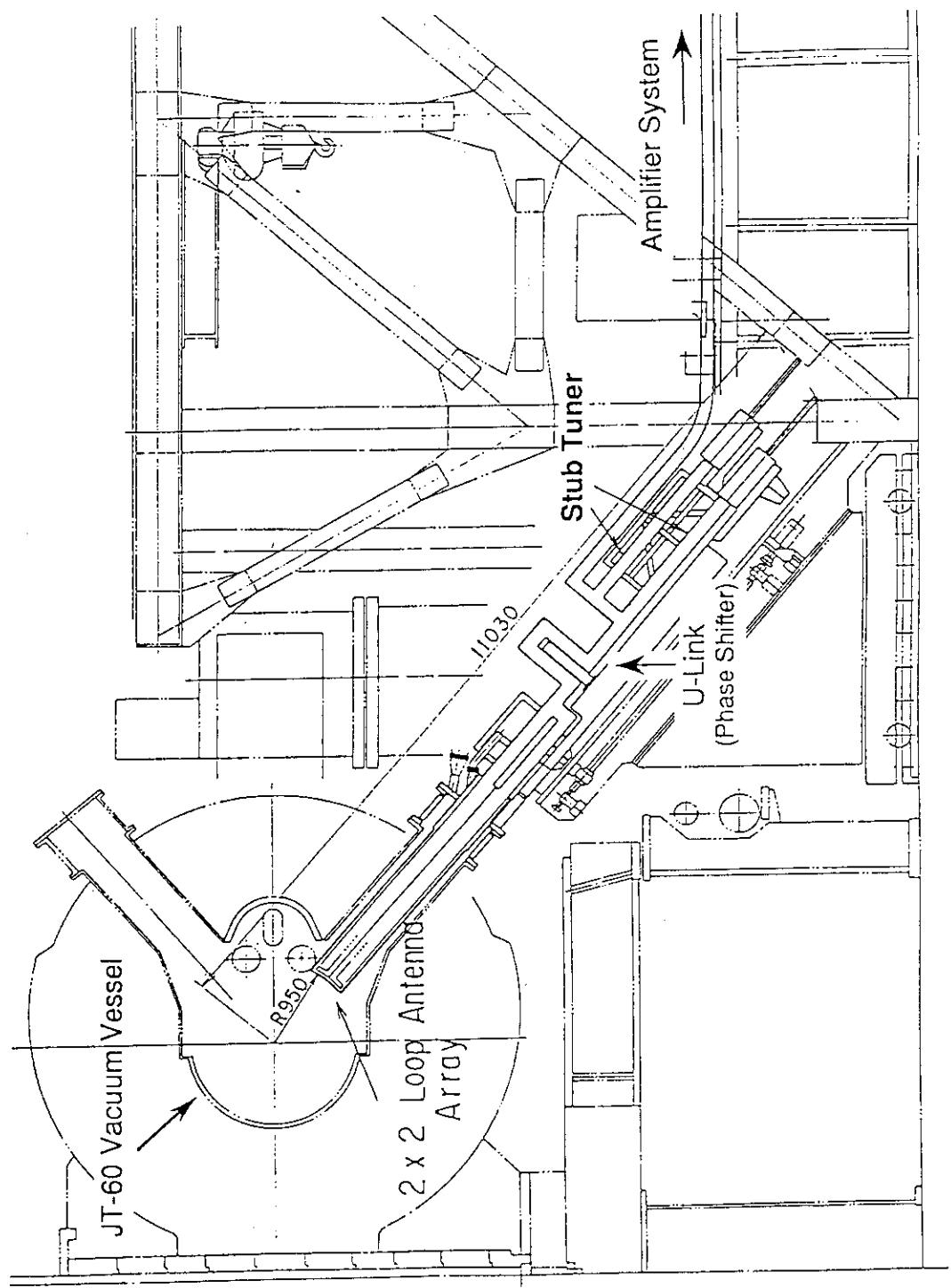


Fig. 3 A cross sectional view of the matching system and the antenna of JT-60 ICRF heating system. The antenna is installed in the JT-60 vacuum vessel.

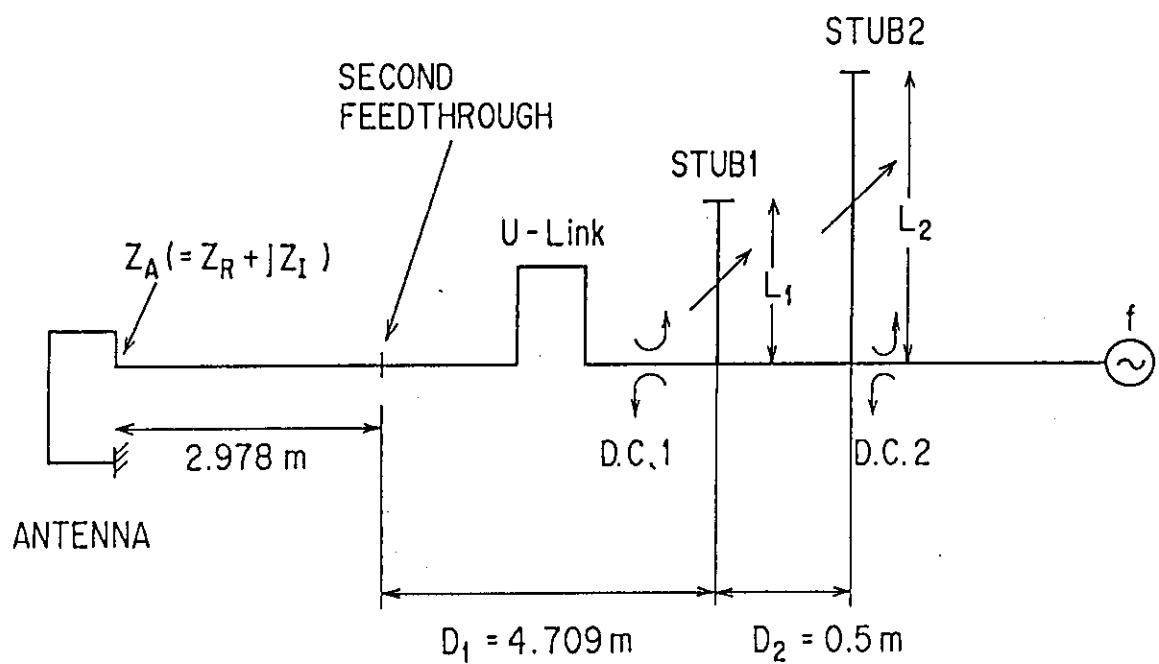


Fig. 4 A calculation model of the matching system.

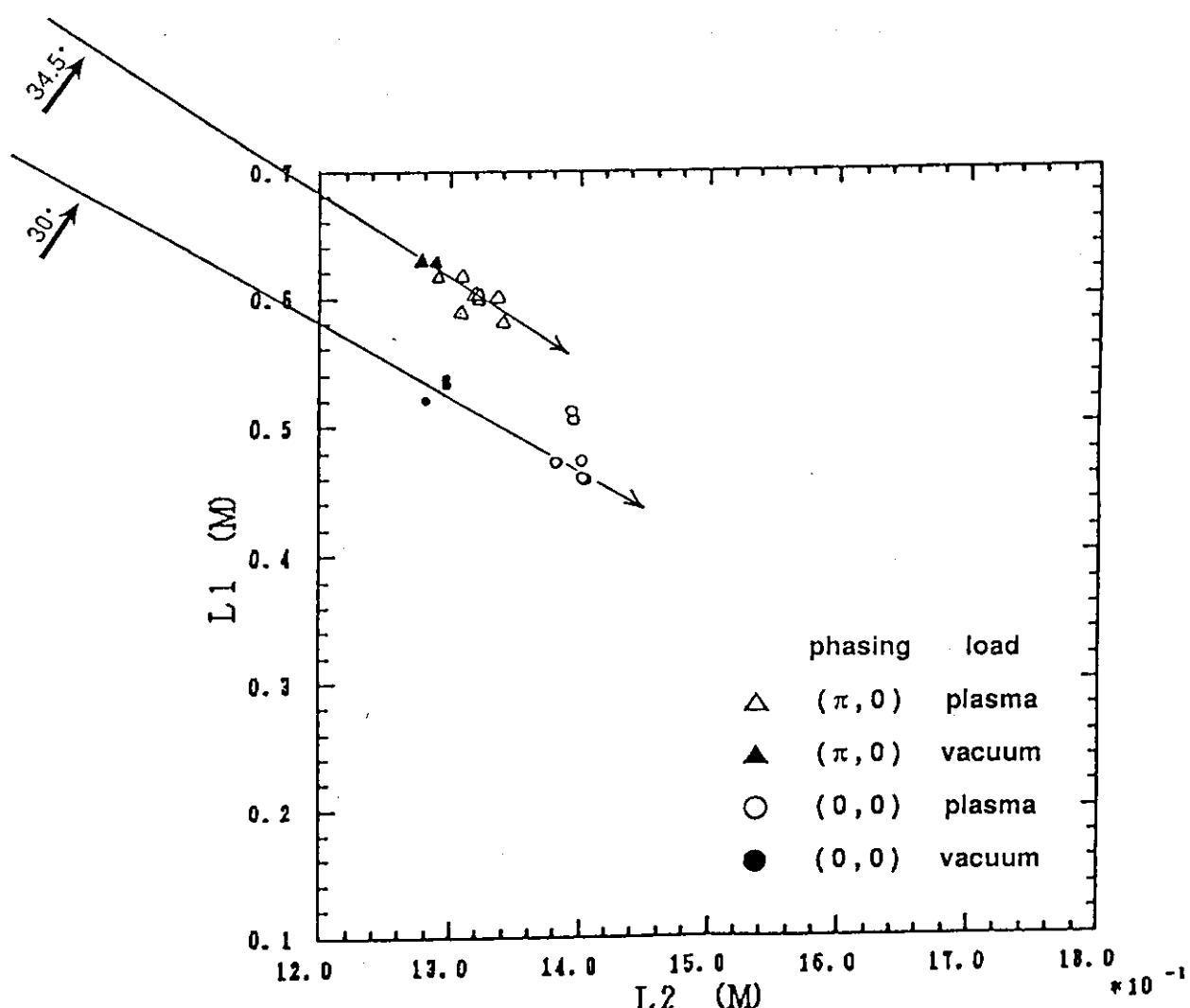


Fig. 5 Distribution of matching positions of the stub tuners for vacuum load and plasma load in the experiments.  $L_1$ ,  $L_2$  indicate the lengths between T-junctions and short points of the double stub tuners.  $L_1$  is for antenna side stub and  $L_2$  is for generator side one. These matching positions are distributed along a line for each phasing respectively.

**contour lines :  $Z_R$  ( 0 to 50  $\Omega$  )**

**$D_1$  : 4709 mm**

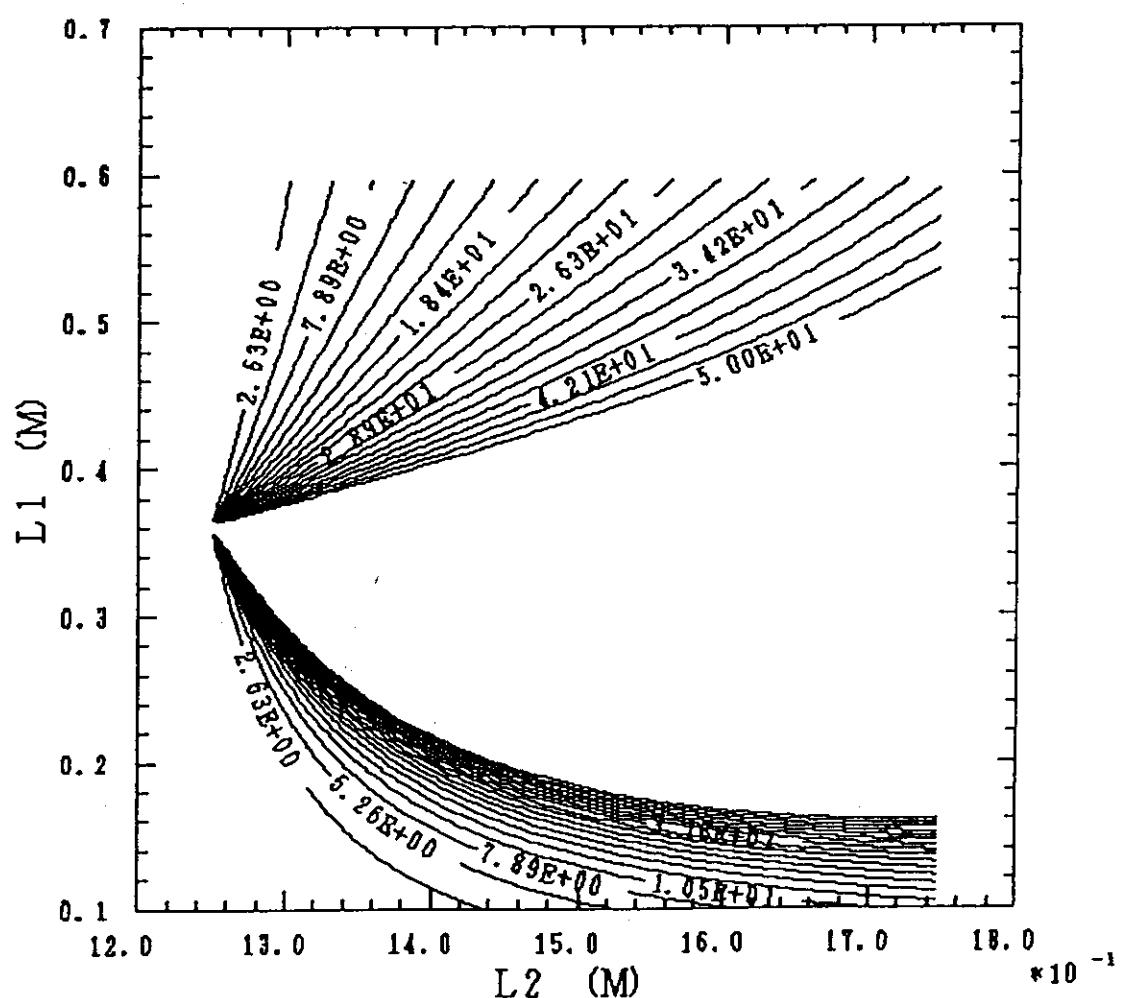


Fig. 6(a) Real part of the antenna input impedance,  $Z_R(\Omega)$ , matched to transmission line impedance depending on the stub positions, as contour lines.

**contour lines :  $Z_I$  (-150 to 150  $\Omega$ )**  
 **$D_1$  : 4709 mm**

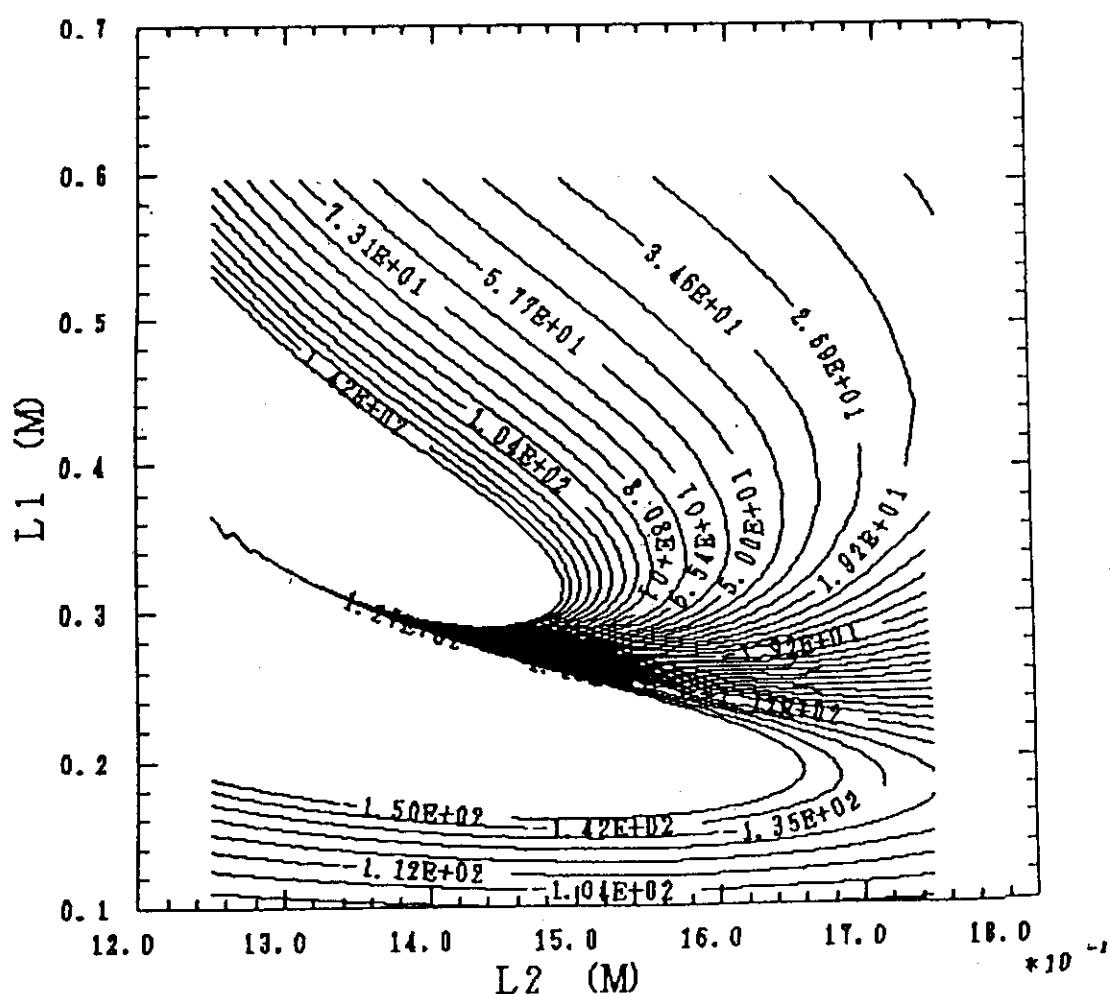


Fig. 6(b) Imaginary part of the antenna input impedance,  $Z_I(\Omega)$ , matched to transmission line impedance depending on the stub positions, as contour lines.

**contour lines** : transmission efficiency  
**D<sub>1</sub>** : 4709 mm  
**phasing** : ( $\pi$ , 0)  
**shot / line number** : E3784 / II

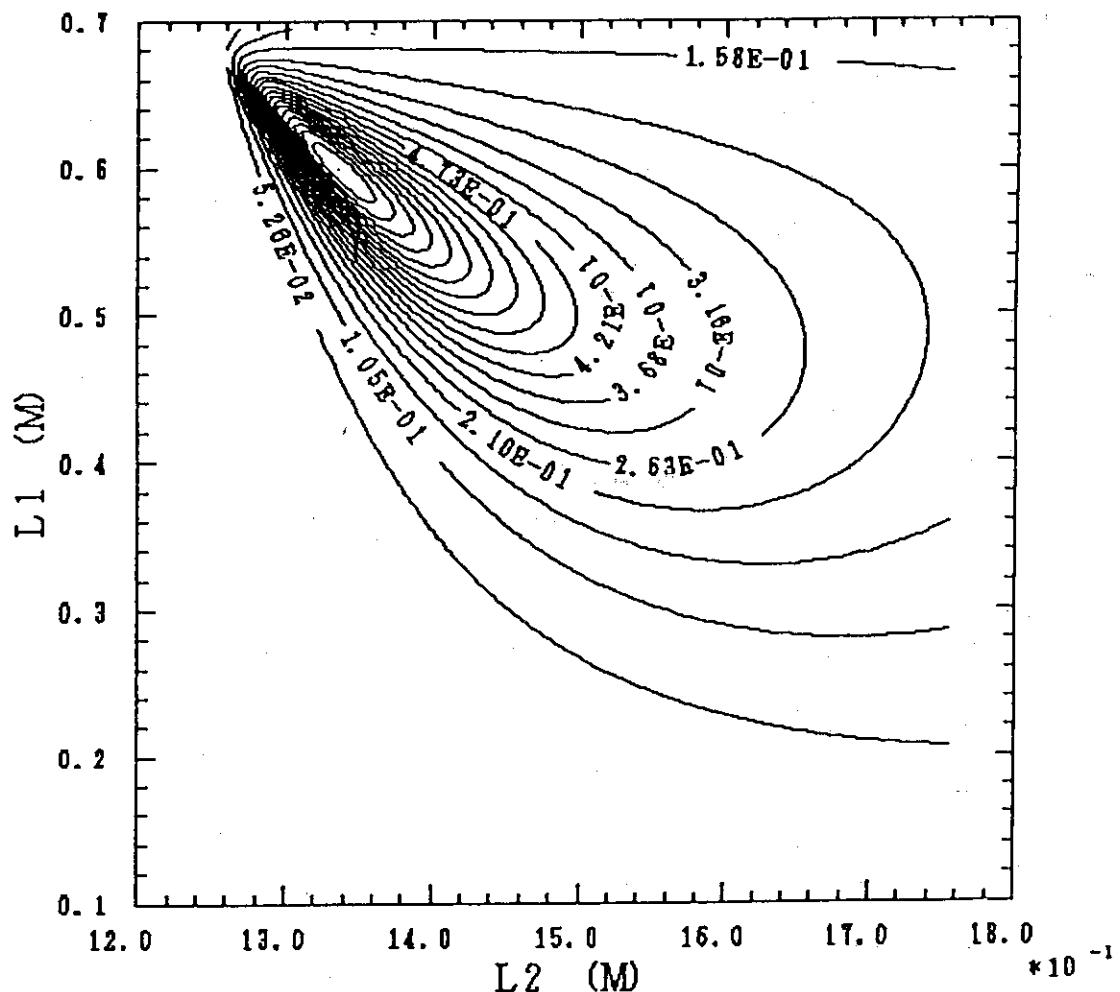


Fig. 7(a) Contour lines indicate the calculated power transmission efficiency for a certain antenna input impedance, at the transmission line between the generator and the stub tuners, on the stub position plane. This case, (a), is in  $(\pi, 0)$  phasing, to plasma load. The most inner contour line indicates 95%, and the pitch is 5%.

**contour lines** : transmission efficiency  
**D<sub>1</sub>** : 4709 mm  
**phasing** : (  $\pi$  , 0 )  
**shot / line number** : vacuum load / II

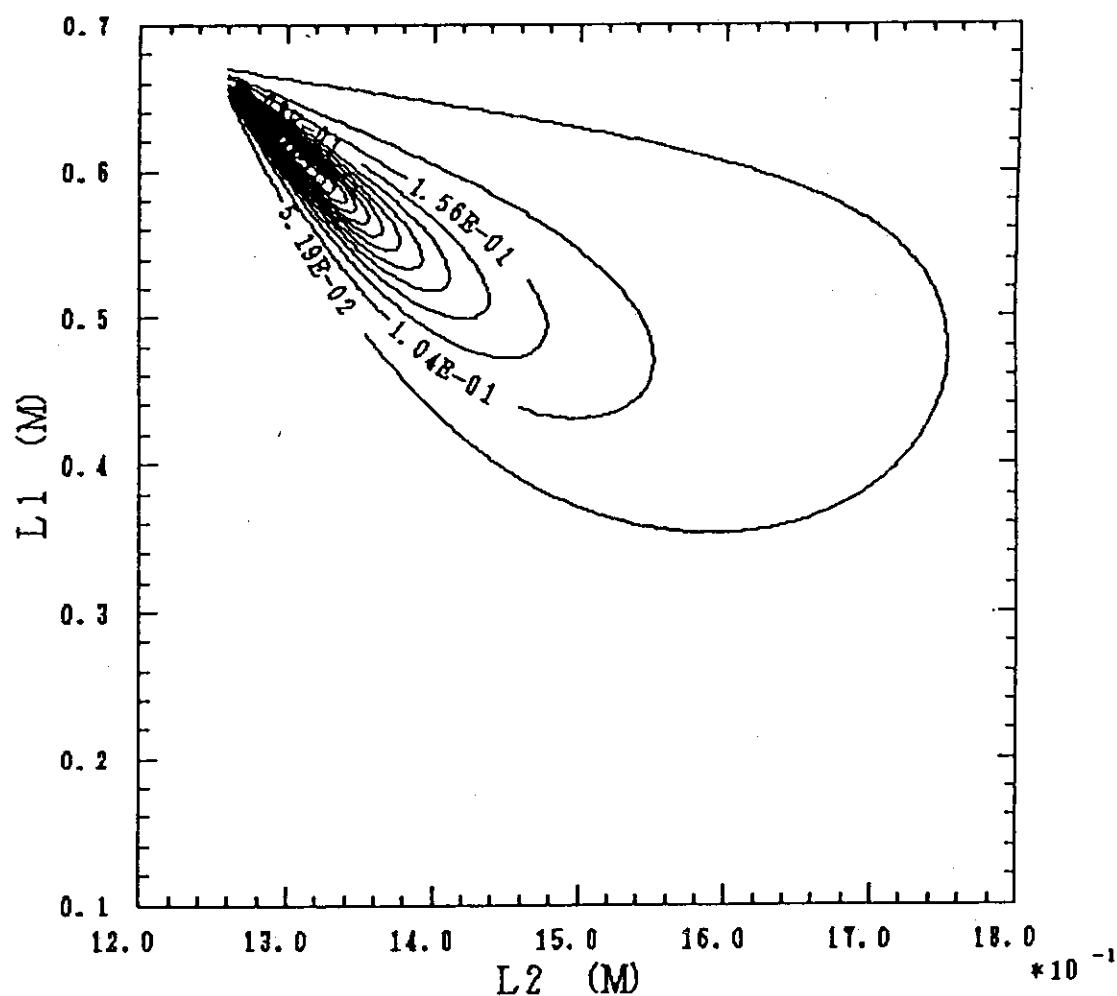


Fig. 7(b) Calculated power transmission efficiency in  $(\pi, 0)$  phasing, to vacuum load on the stub position plane.

**contour lines** : transmission efficiency  
**D<sub>1</sub>** : 4709 mm  
**phasing** : (0, 0)  
**shot / line number** : E3857 / II

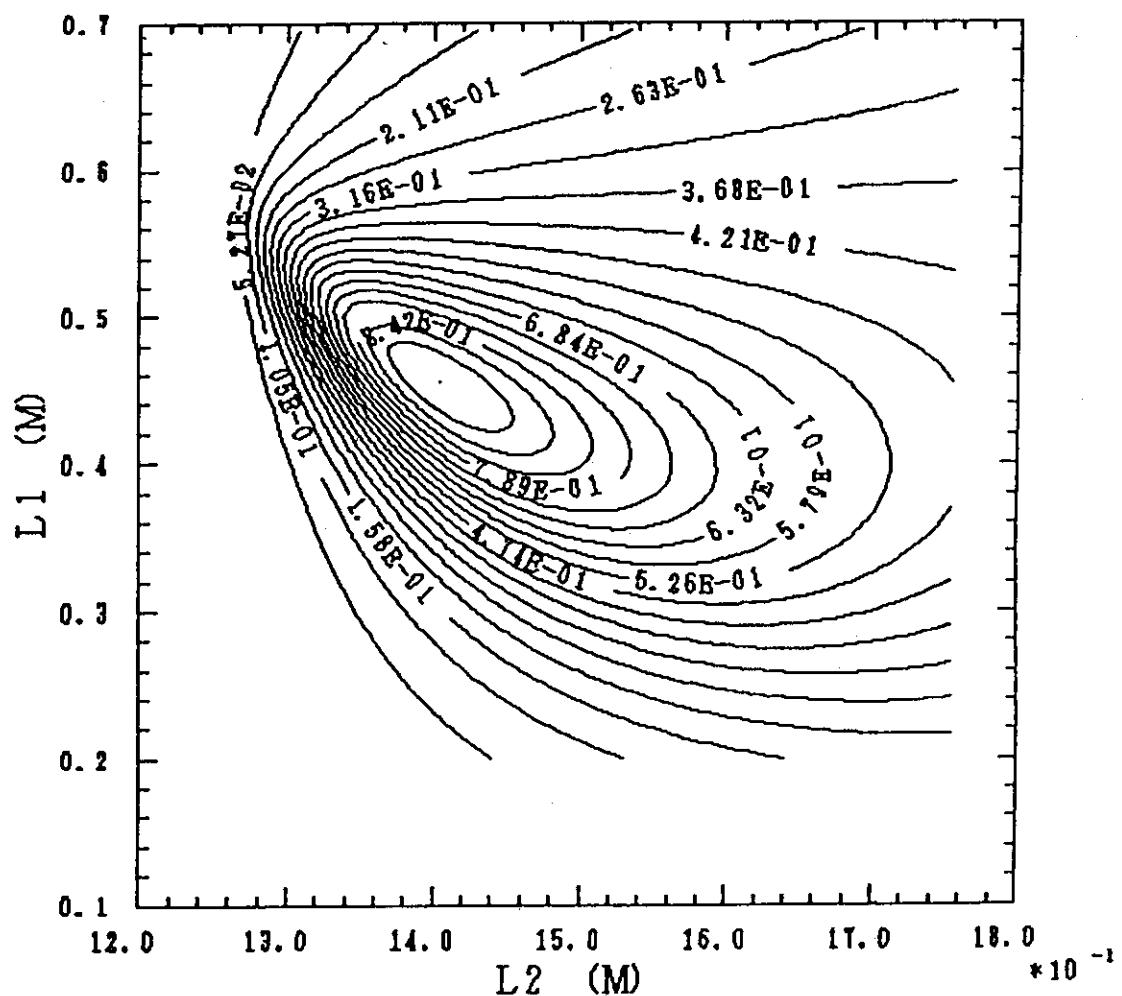


Fig. 7(c) Calculated power transmission efficiency in (0,0) phasing, to plasma load on the stub position plane.

**contour lines** : transmission efficiency  
**D<sub>1</sub>** : 4709 mm  
**phasing** : (0,0)  
**shot / line number** : vacuum load / II

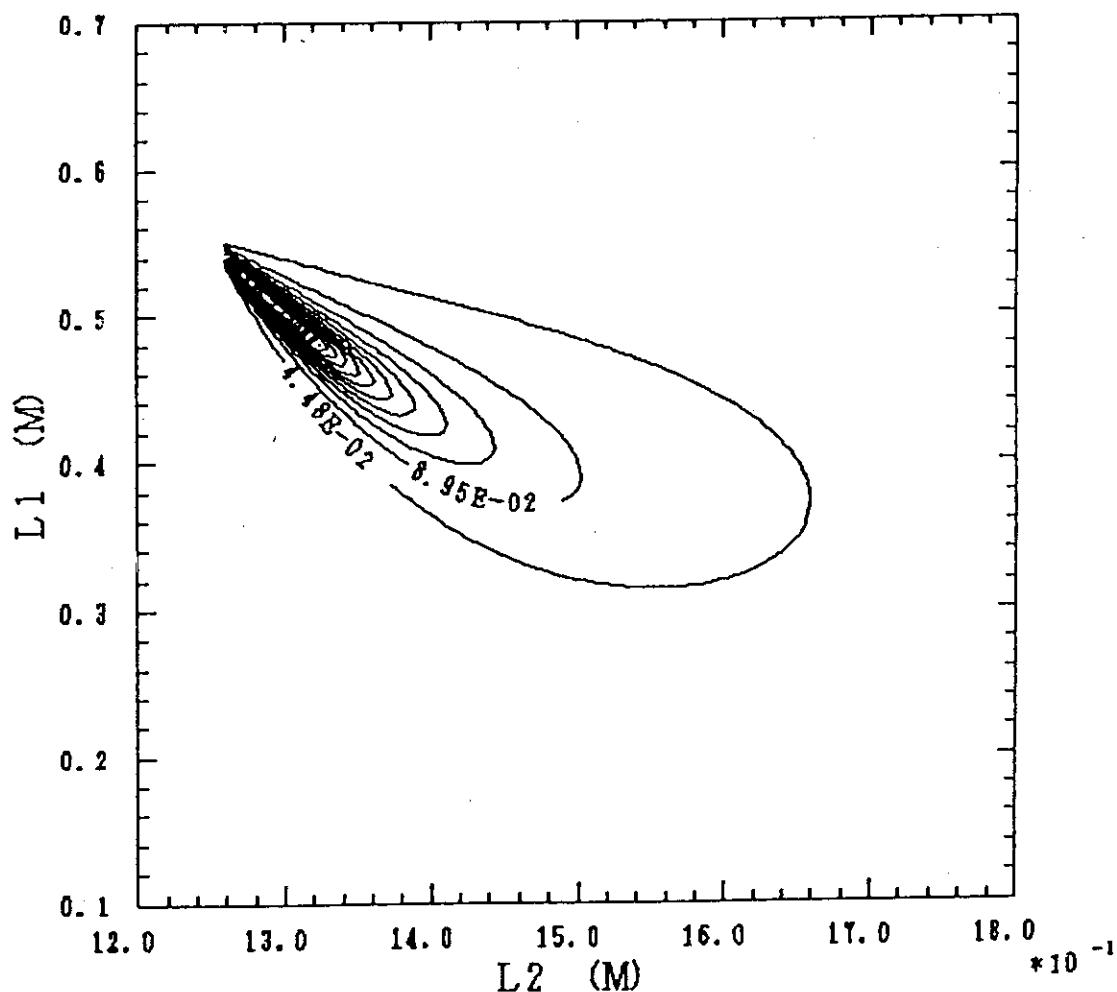


Fig. 7(d) Calculated power transmission efficiency in (0,0) phasing,  
to vacuum load on the stub position plane.

Table 1 Antenna input impedance,  $Z_A$ , antenna coupling resistance,  $R_C$ , stub matching position,  $L_1$ ,  $L_2$ , in the typical phasing modes for vacuum and plasma loads as shown in fig. 7(a)~(d).

$\backslash$	phasing	load	$Z_A(\Omega)$	$R_C (\Omega)$	$L_1/L_2$ (mm)	shot / line number
(a)	$(\pi, 0)$	plasma	$5.6+j63.2$	2.2	600 / 1336	E3784 / II
(b)	$(\pi, 0)$	vacuum	$1.4+j68.4$	0.5	629 / 1290	P1356 / II
(c)	$(0, 0)$	plasma	$30.2+j102.6$	5.5	454 / 1406	E3857 / II
(d)	$(0, 0)$	vacuum	$2.1+j130.6$	0.27	520 / 1282	P4740 / II

**contour lines** : transmission efficiency  
**D<sub>1</sub>** : 4709 mm  
**phasing** : ( $\pi$ , 0)  
**shot / line number** : E3784 / II

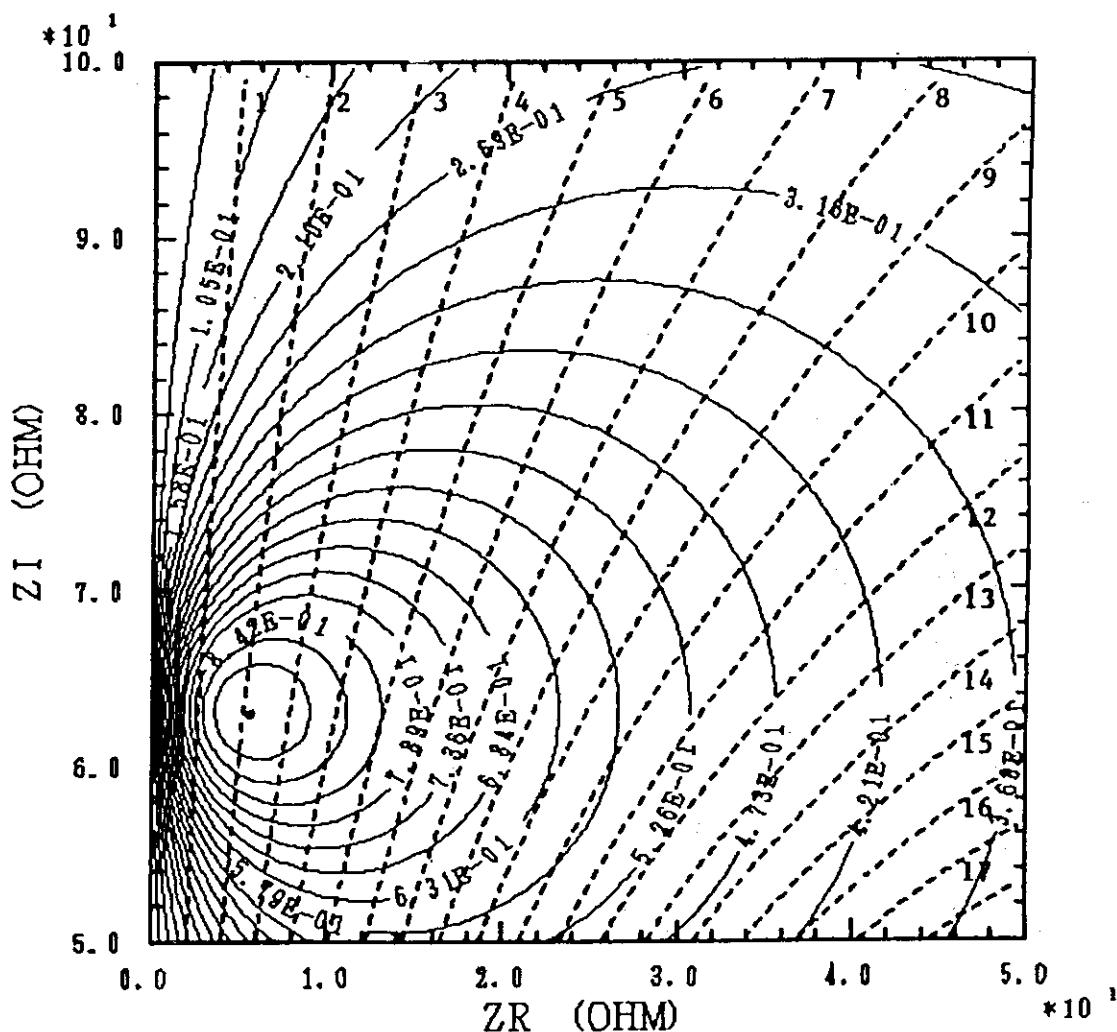


Fig. 8(a) Contour lines indicate the calculated power transmission efficiency for stub positions in Table 1, at the transmission line between the generator and the stub tuners, on the impedance plane. This case, (a), is in  $(\pi, 0)$  phasing, to plasma load. The most inner contour line indicates 95%, and the pitch is 5%. This figure shows allowable range of the impedance change depending on plasma change in the experiment, with fixed stub positions.

**contour lines** : transmission efficiency  
**D<sub>1</sub>** : 4709 mm  
**phasing** : ( $\pi$ , 0)  
**shot / line number** : P1356 (vacuum) / II

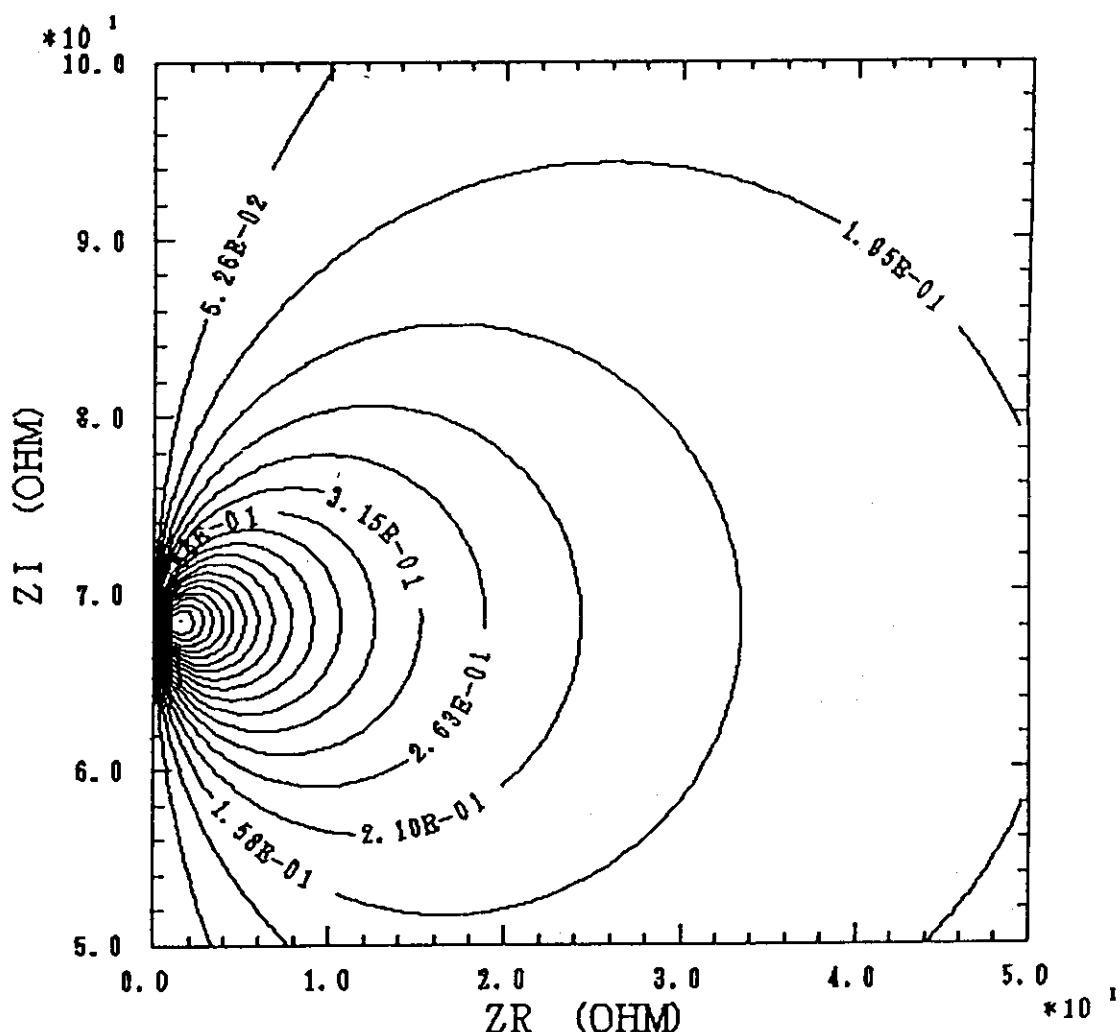


Fig. 8(b) Calculated power transmission efficiency in  $(\pi, 0)$  phasing, to vacuum load on the impedance plane.

contour lines : transmission efficiency  
 $D_1$  : 4709 mm  
 phasing : (0, 0)  
 shot / line number : E3857 / II

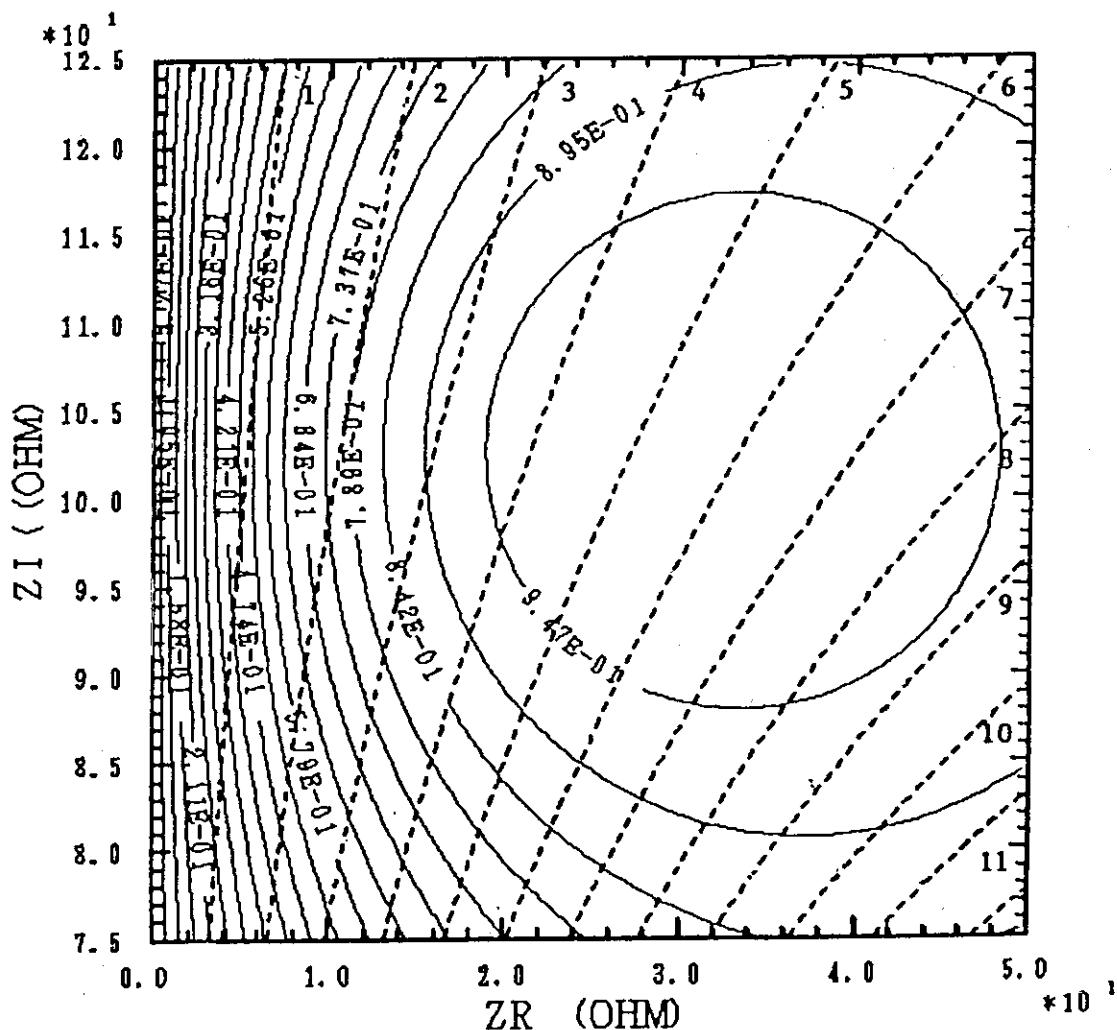


Fig. 8(c) Calculated power transmission efficiency in (0,0) phasing, to plasma load on the impedance plane.

contour lines : transmission efficiency  
 $D_1$  : 4709 mm  
 phasing : (0, 0)  
 shot / line number : P4740 (vacuum) / II

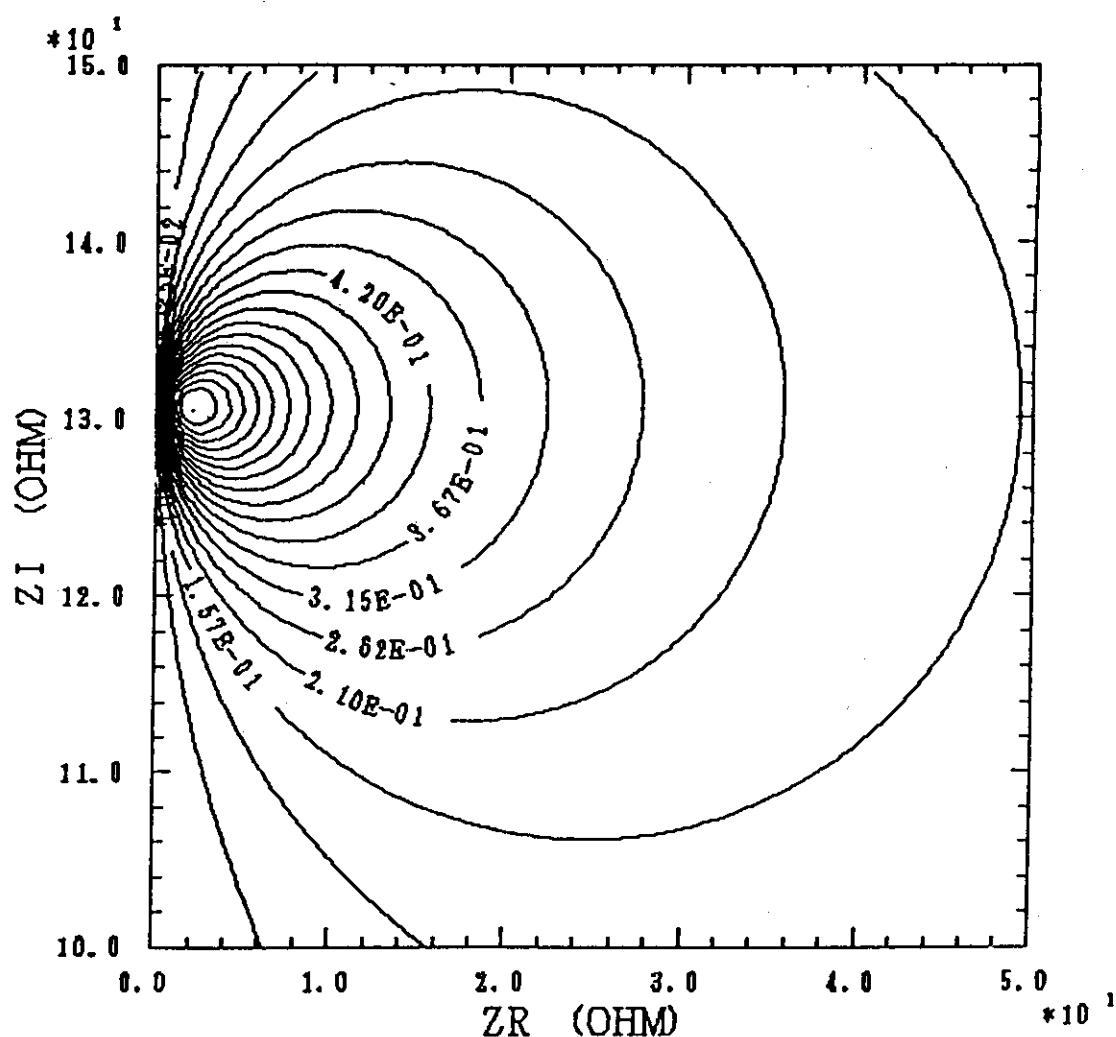


Fig. 8(d) Calculated power transmission efficiency in (0,0) phasing, to vacuum load on the impedance plane.

**contour lines** : transmission efficiency  
**D<sub>1</sub>** : 5009 mm  
**phasing** : ( $\pi$ , 0)  
**shot / line number** : E3784 / II

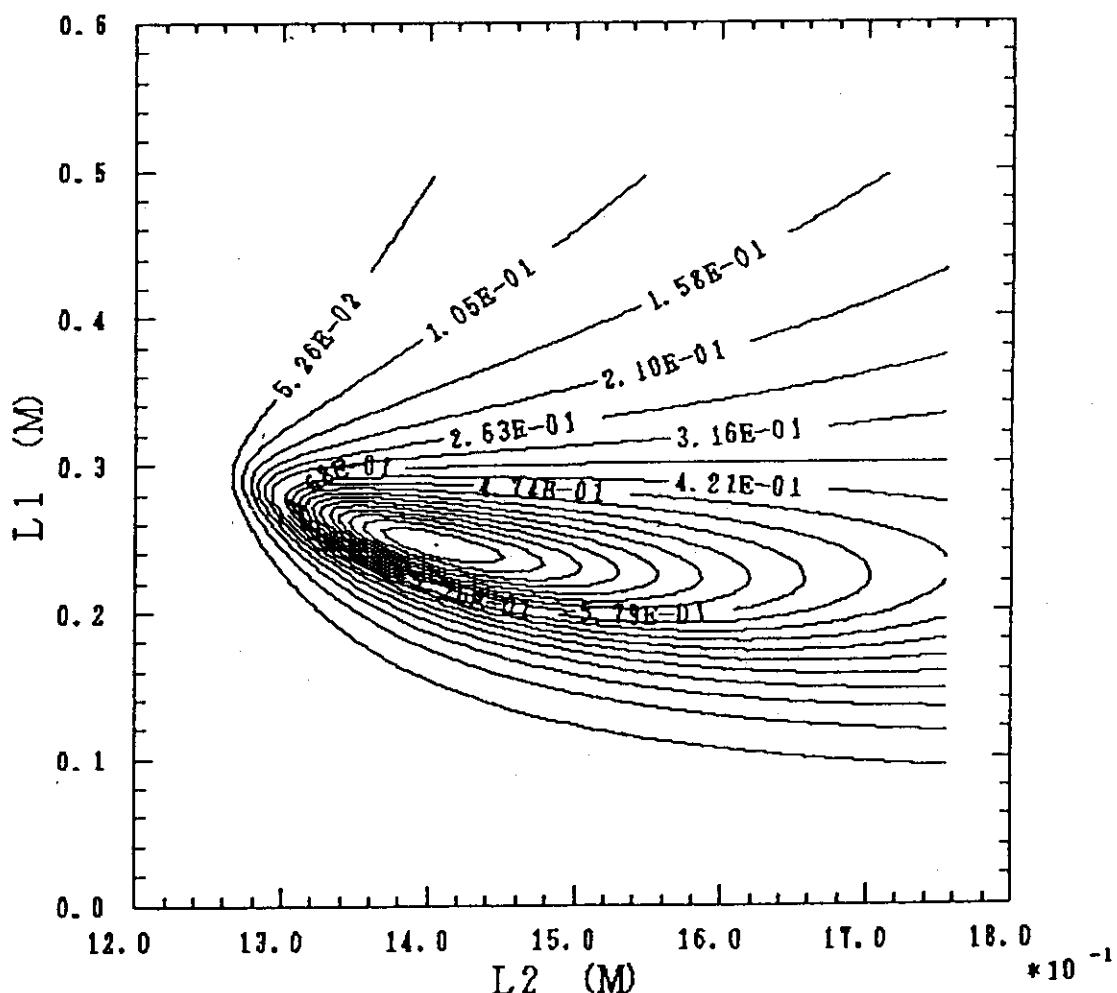


Fig. 9 Contour lines indicate the calculated power transmission efficiency for a certain antenna input impedance, at the transmission line between the generator and the stub tuners, depending on the U-link length, on the stub position plane. ( $\pi, 0$ ) phasing,  $D_1 = 5009$  mm.

**contour lines** : transmission efficiency  
**D<sub>1</sub>** : 5109 mm  
**phasing** : (  $\pi$  , 0 )  
**shot / line number** : E3784 / II

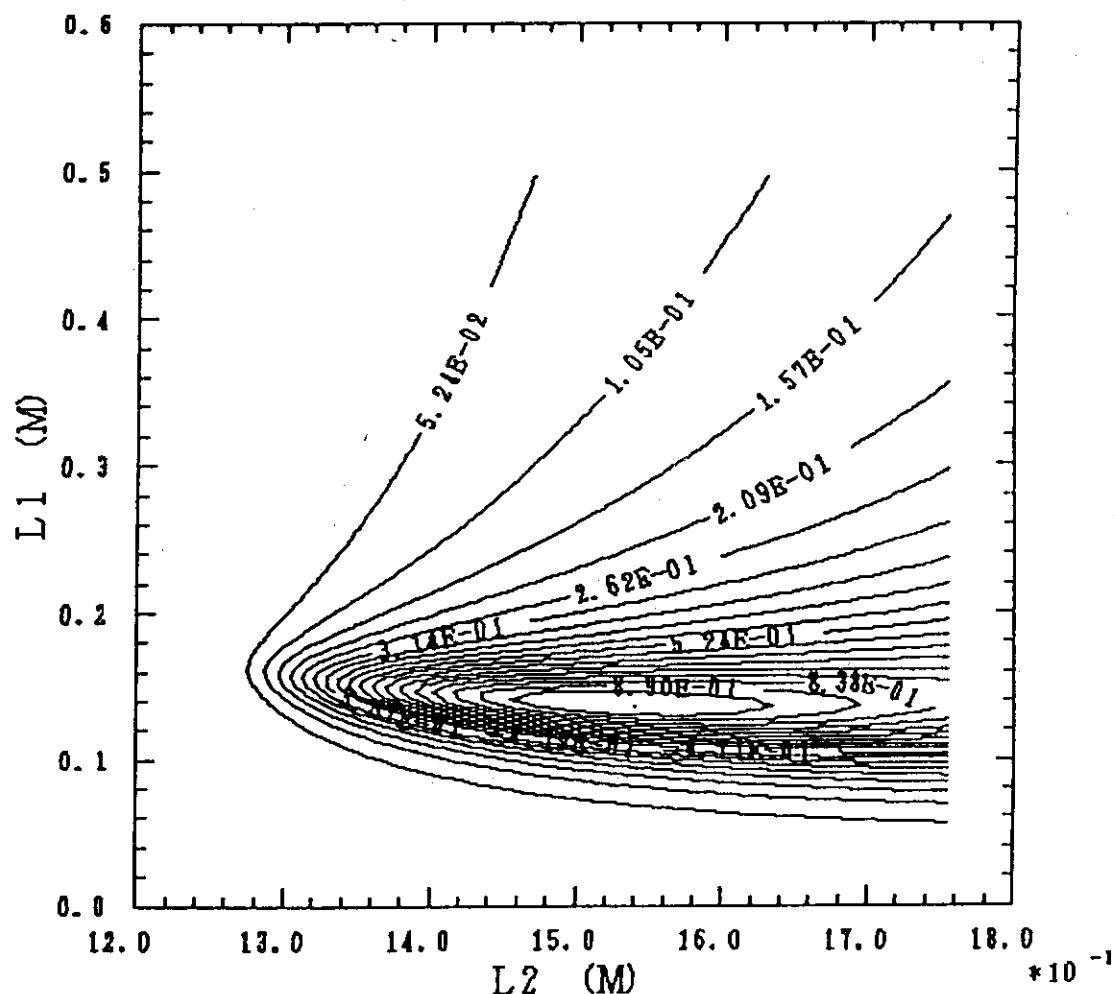


Fig. 10 Contour lines indicate the calculated power transmission efficiency for a certain antenna input impedance, at the transmission line between the generator and the stub tuners, depending on the U-link length, on the stub position plane.  
 $(\pi, 0)$  phasing,  $D_1 = 5109$  mm.

**contour lines :  $Z_R$  ( 0 to 50  $\Omega$  )**

**$D_1$  : 5109 mm**

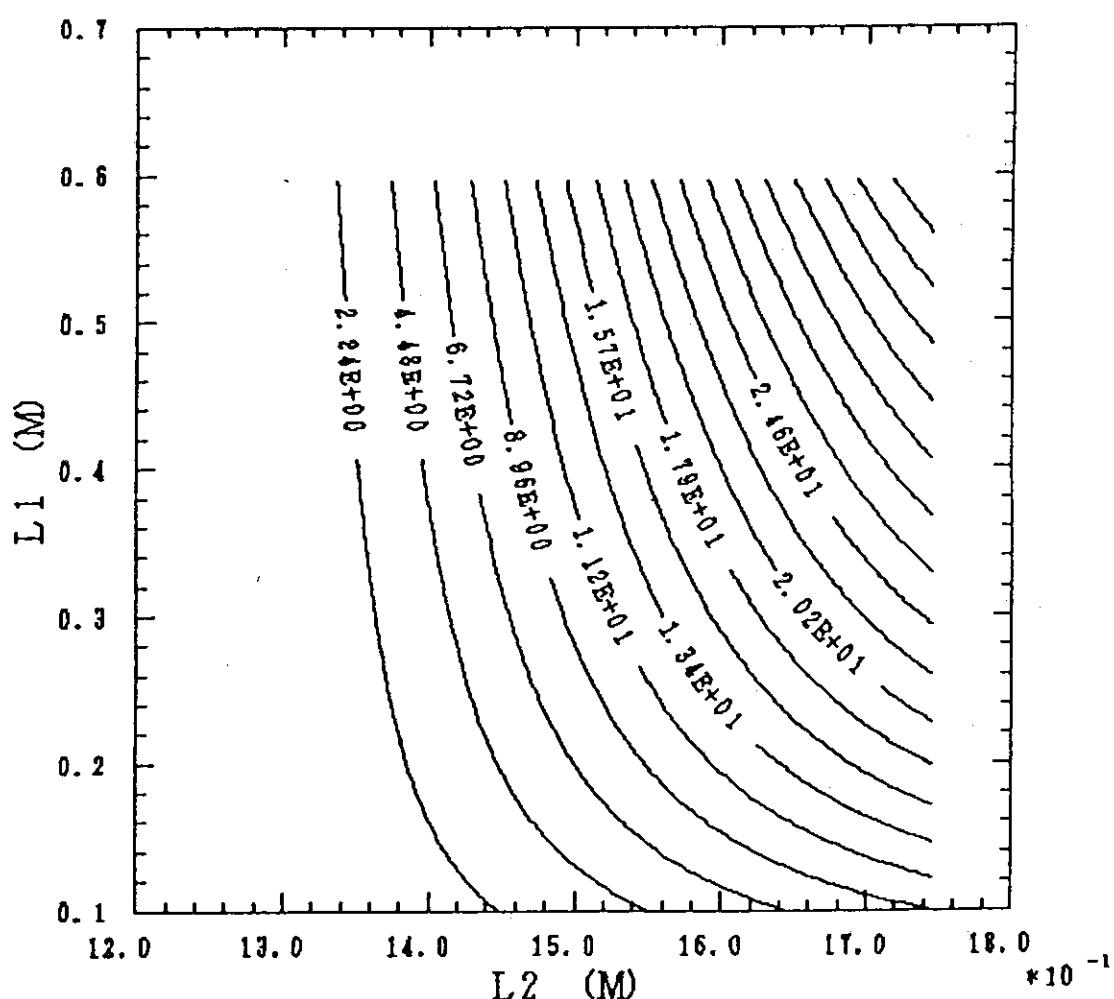


Fig. 11(a) Real part of the antenna input impedance,  $Z_R(\Omega)$ , matched to transmission line impedance depending on the stub positions, as contour lines.  $D_1 = 5109$  mm.

**contour lines :  $Z_I$  (-20.0 to 84.5  $\Omega$ )**  
 **$D_1$  : 5109 mm**

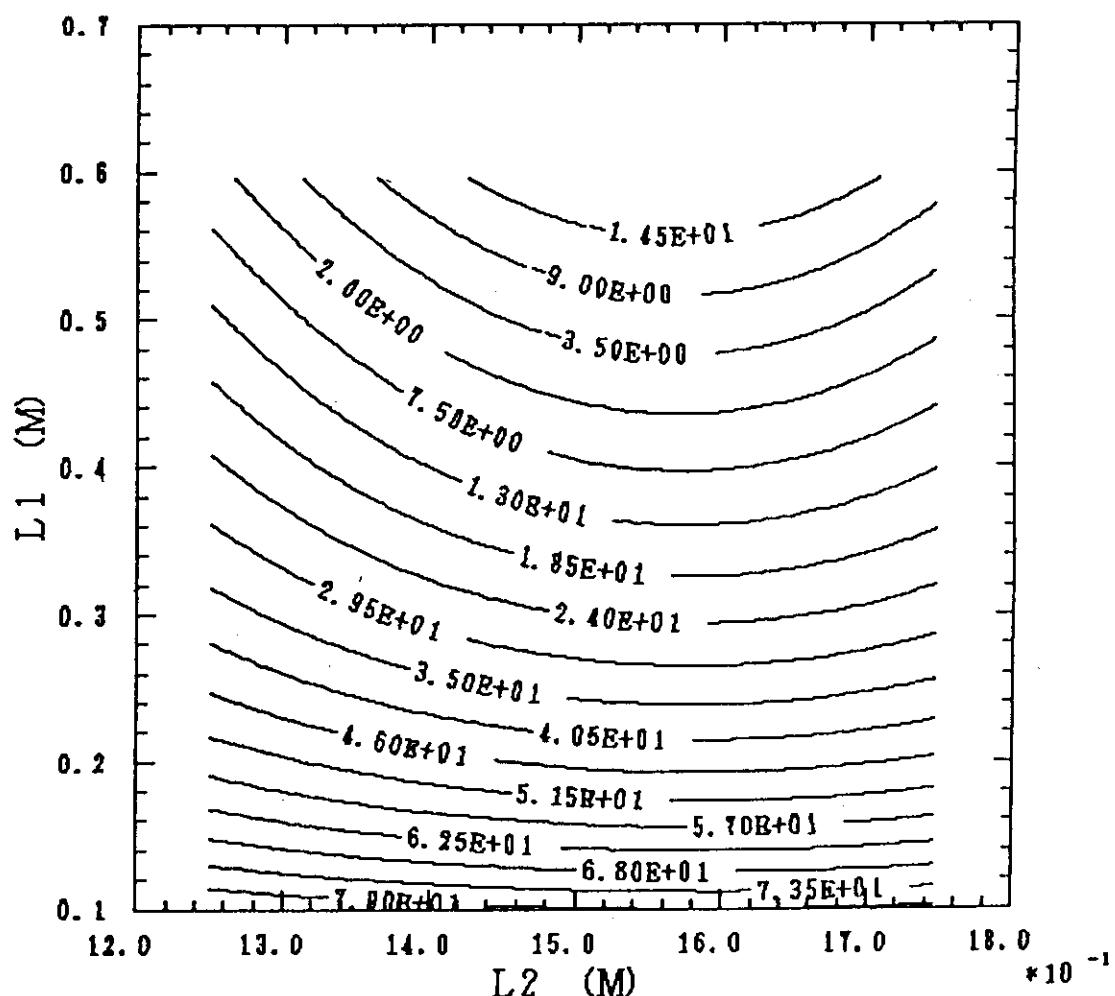


Fig. 11(b) Imaginary part of the antenna input impedance,  $Z_I(\Omega)$ , matched to transmission line impedance depending on the stub positions, as contour lines.  $D_1 = 5109$  mm.

contour lines :  $R_C$  (  $\Omega$  )  
**regions** : transmission efficiency  $\geq 0.95$   
**region 1** :  $D_1 = 4709$  mm  
**region 2** :  $D_1 = 5009$  mm  
**region 3** :  $D_1 = 5109$  mm

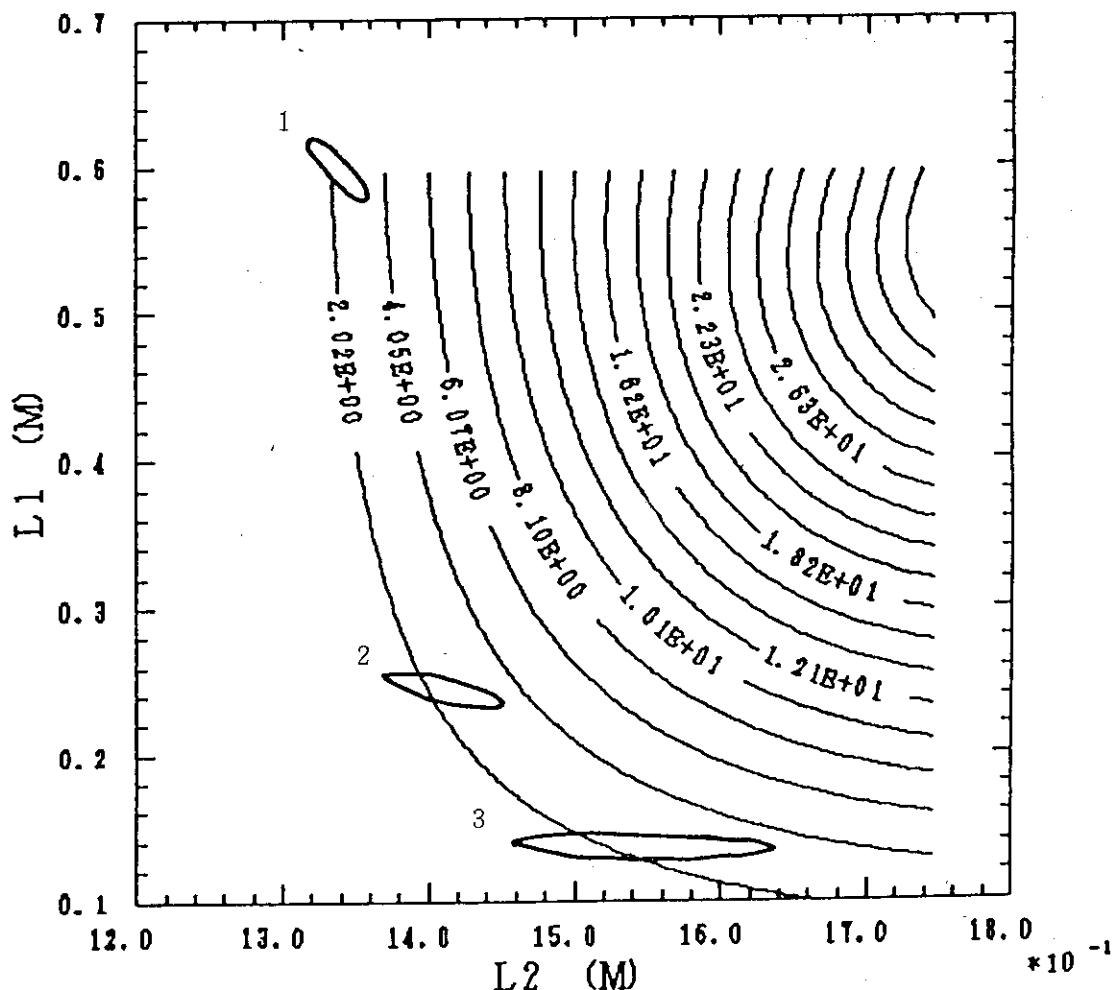


Fig. 12 Contour lines indicate the antenna coupling resistance,  $R_C$ , and matching regions where the transmission coefficient larger than 95%, are also indicated with some U-link lengths,  $D_1 = 4709, 5009, 5109$  mm respectively.

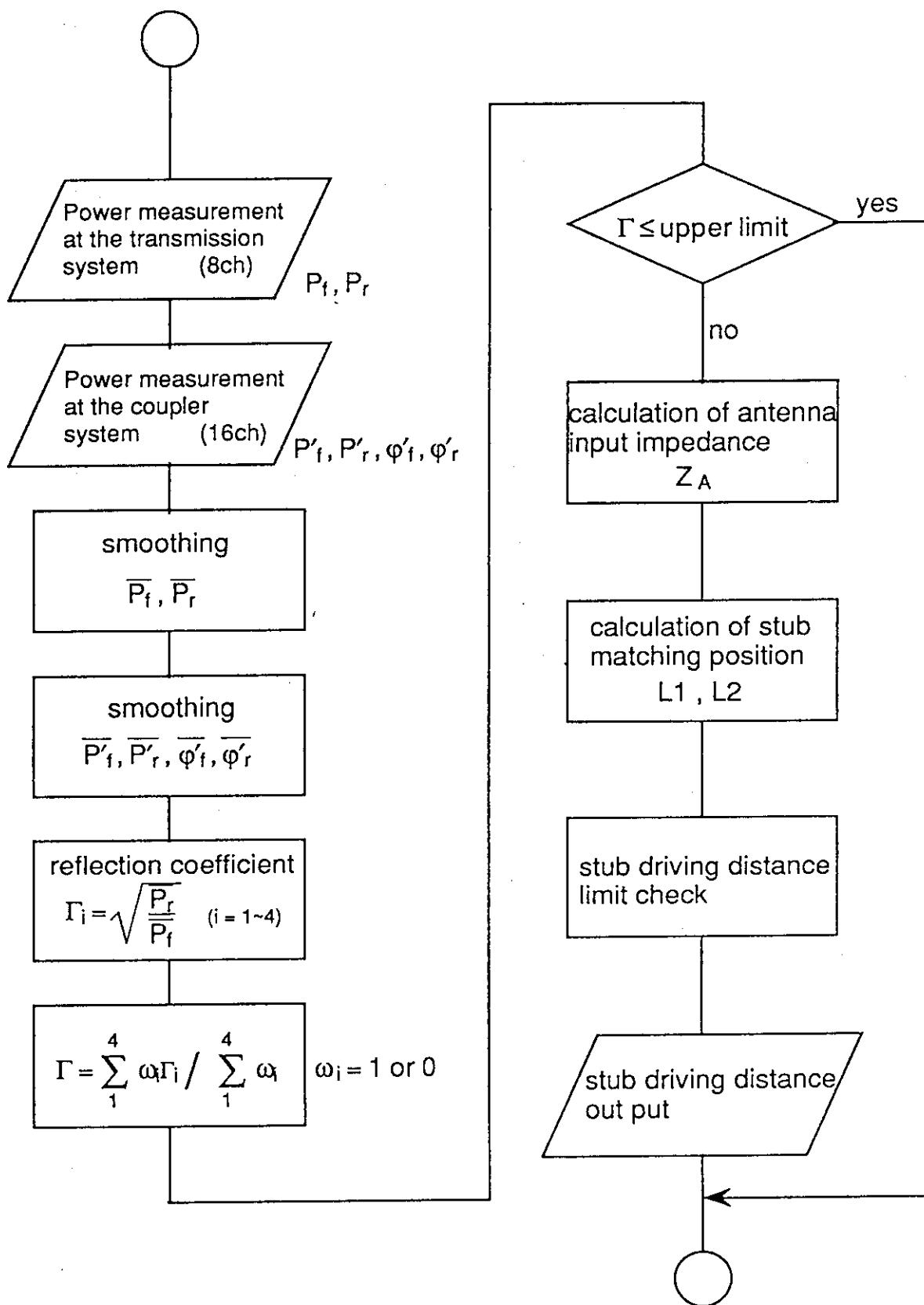


Fig. 13 Flow chart of "the impedance calculation method" for stub feed-back control.

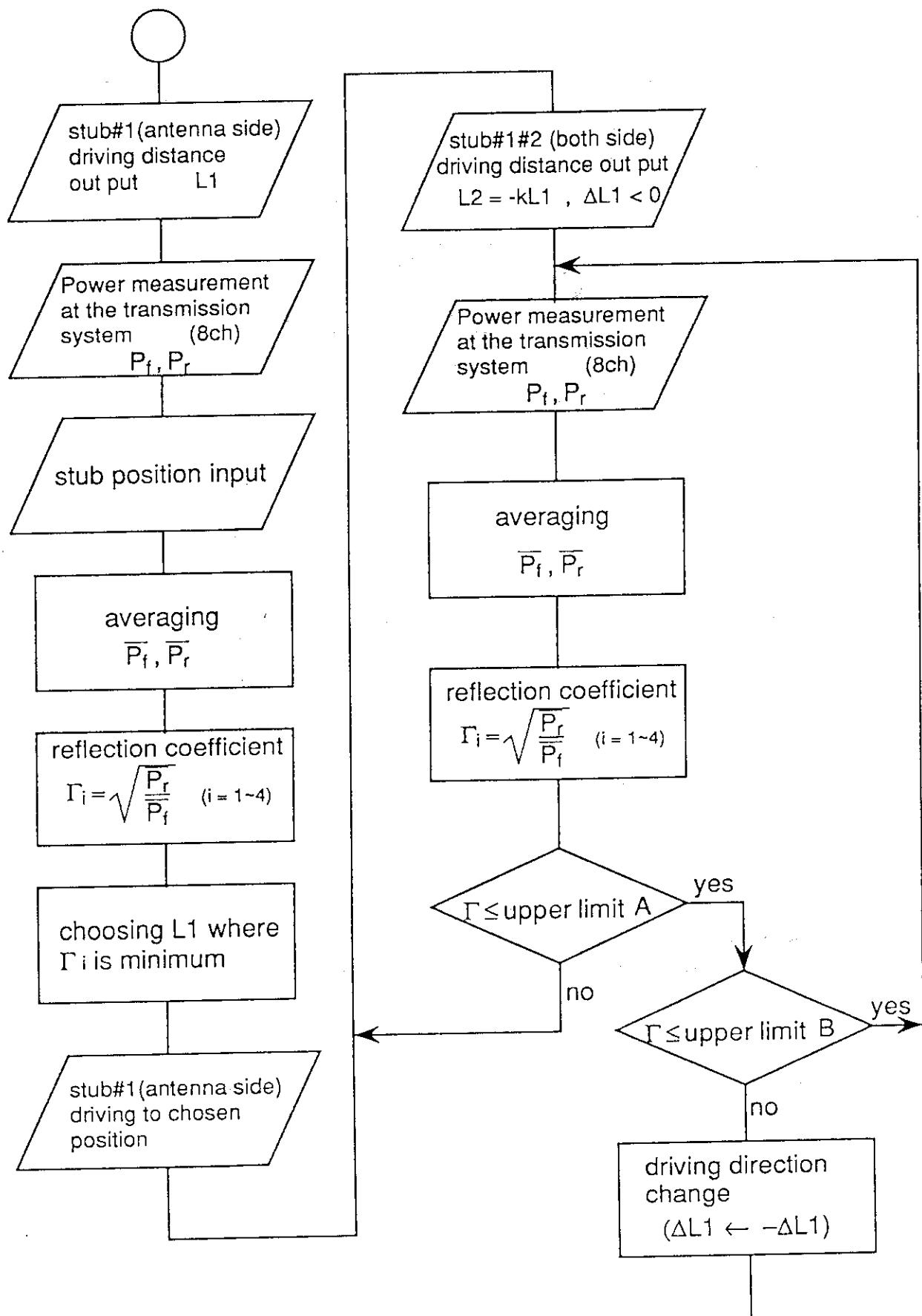
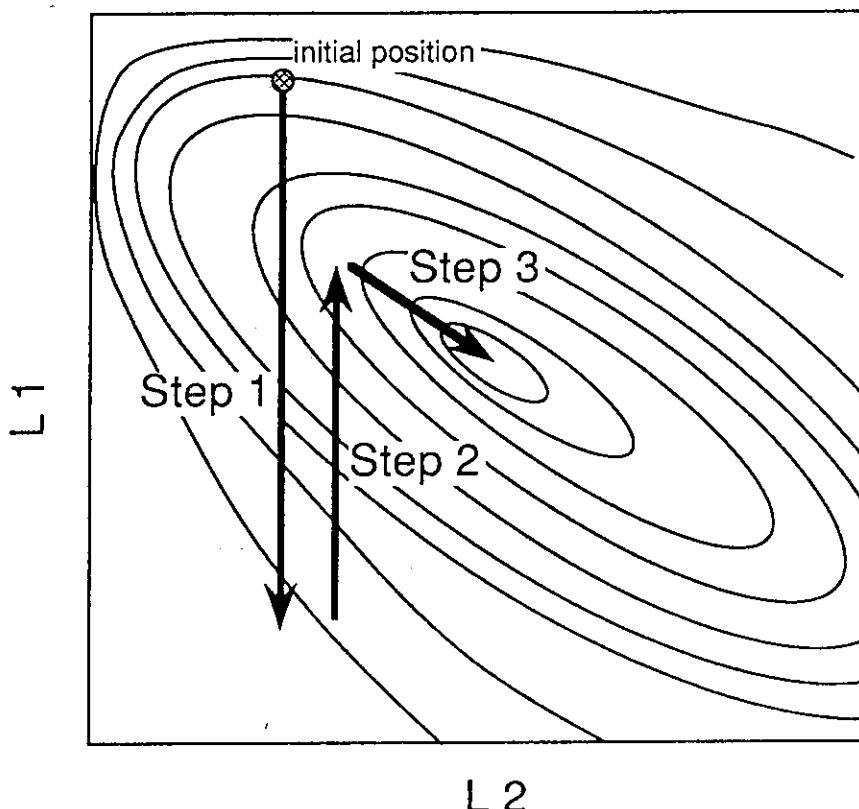


Fig. 14 Flow chart of "the matching position search method" for stub feed-back control.



Step 1 : Stub 2 is fixed.  $\Gamma$  is measured during scanning stub 1, and  $L_1$  is selected where  $\Gamma$  is the minimum.

Step 2 : Stub 1 is moved to selected position.

Step 3 : Both of the stubs are moved on the line with given slope searching the position where  $\Gamma$  is minimum.

Fig. 15 Procedure of "the matching position search method".

### A Model Calculation for FFC

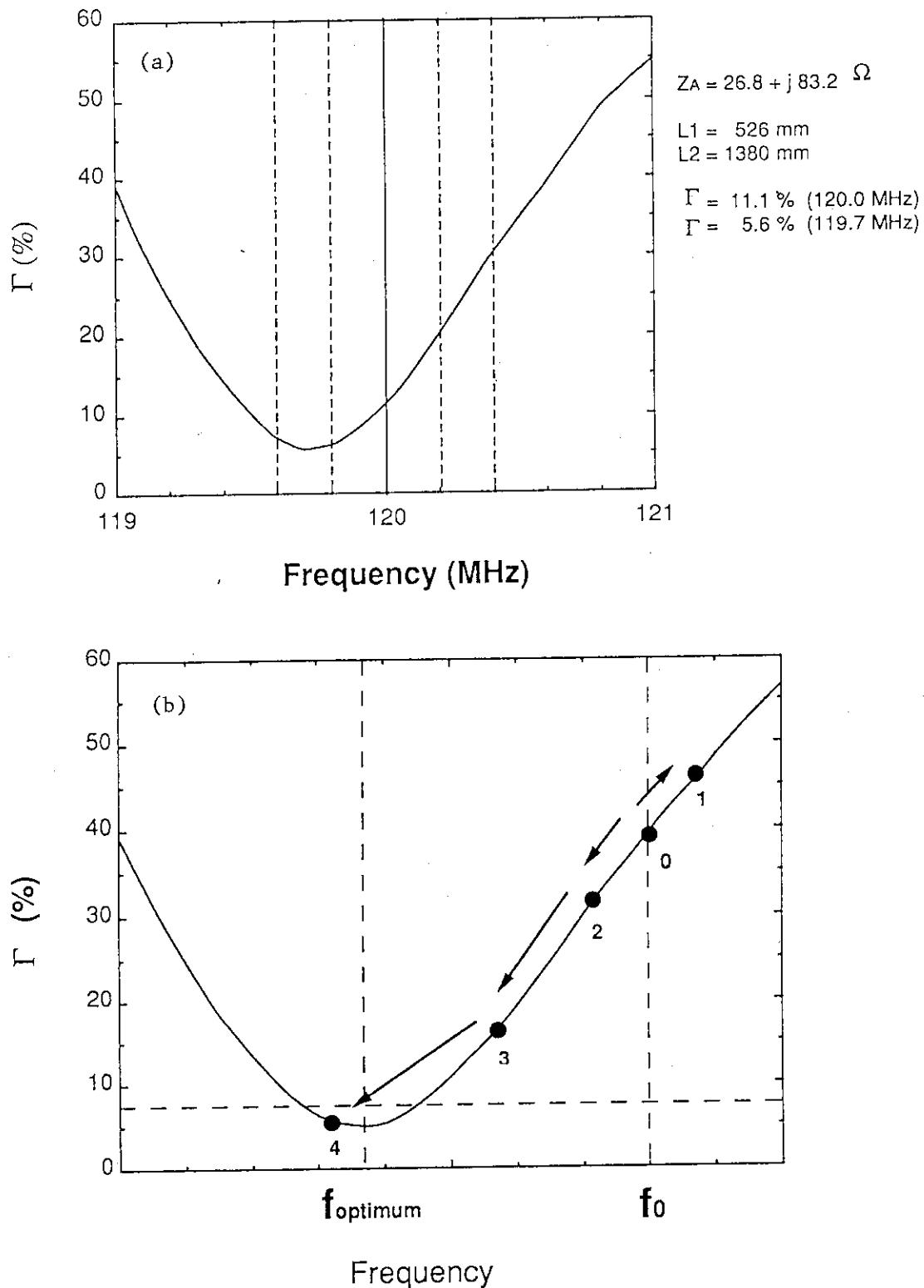


Fig. 16 Principle of the frequency feed-back control.

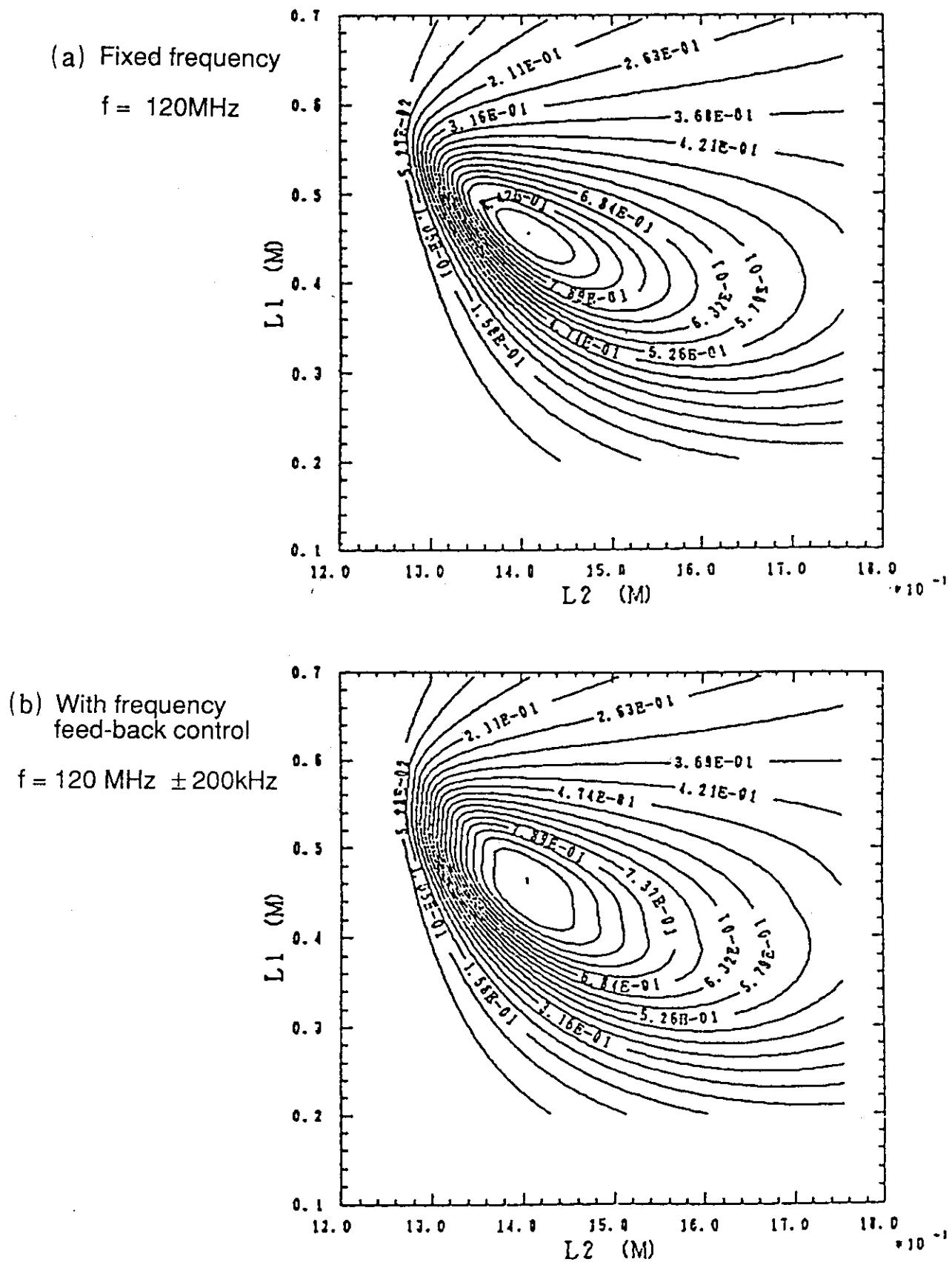


Fig. 17 Matching regions where the transmission coefficient larger than 95%, enlarged by frequency feed-back control.

## 附録1 アンテナ入力インピーダンスとスタブ長の関係

Fig. A1-1に示すように、アンテナ入力インピーダンスが  $Z_a (= Z_R + iZ_I)$  の場合のスタブ整合位置を計算する。

一般に、負荷から  $d$  離れた点での電圧  $V_s$ 、電流  $I_s$  は次の線路方程式によって与えられる。

$$\begin{pmatrix} V_s \\ I_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh \gamma d & Z_0 \sinh \gamma d \\ \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma d & \cosh \gamma d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ I_a \end{pmatrix} \quad (\text{A1-1})$$

ここで  $V_a$ 、 $I_a$  は負荷インピーダンスでの電圧、電流、 $Z_0$  は線路の特性インピーダンスであり  $\gamma = \alpha + i\beta$  で、 $\gamma$ 、 $\alpha$ 、 $\beta$  はそれぞれ伝播定数、減衰定数及び位相定数である。

以下では規格化インピーダンス  $z_i = Z_i / Z_0$ 、規格化アドミタンス  $y_i = Y_i / Y_0$  用いることとすると、負荷から  $d$ 、離れた A 点から見たアドミッタンス  $y_A$  は、式 (A1-1) より、

$$Z_A = Z_0 \frac{Z_a + Z_0 \tanh \gamma d_1}{Z_0 + Z_a \tanh \gamma d_1}$$

従って、

$$y_A = \frac{y_a + \tanh \gamma d_1}{1 + y_a \tanh \gamma d_1} \quad (\text{A1-2})$$

スタブ 1 の分岐点 B から見た入力アドミッタンス  $y_B$  は、式 (A1-1) 及び (A1-2) より、

$$\begin{aligned} y_B &= y_A + y_1 \\ &= \frac{y_a + \tanh \gamma d_1}{1 + y_a \tanh \gamma d_1} + \lim_{L_1 \rightarrow 0} \frac{y_a + \tanh \gamma L_1}{1 + y_a \tanh \gamma L_1} \\ &= \frac{y_a + \tanh \gamma d_1}{1 + y_a \tanh \gamma d_1} + \coth \gamma L_1 \end{aligned} \quad (\text{A1-3})$$

同様に、スタブ 2 の分岐点 C から見た入力アドミッタンス  $y_c$  は、式 (A1-1) (A1-2) (A1-3) より、

$$y_c = \frac{y_B + \tanh \gamma d_2}{1 + y_B \tanh \gamma d_2} + \coth \gamma L_2 \quad (\text{A1-4})$$

整合がとれた状態では、 $Z_c = Z_0$  つまり  $y_c = 1$  となる。式 (A1-3) を (A1-4) に代入し、 $y_c = 1$  より、実数部と虚数部を比較することによって、 $L_1$  と  $L_2$  と求める。  
 $\gamma = i\beta$  ( $\alpha = 0$ 、線路損失を無視) とすると、代数的に解くことができる。

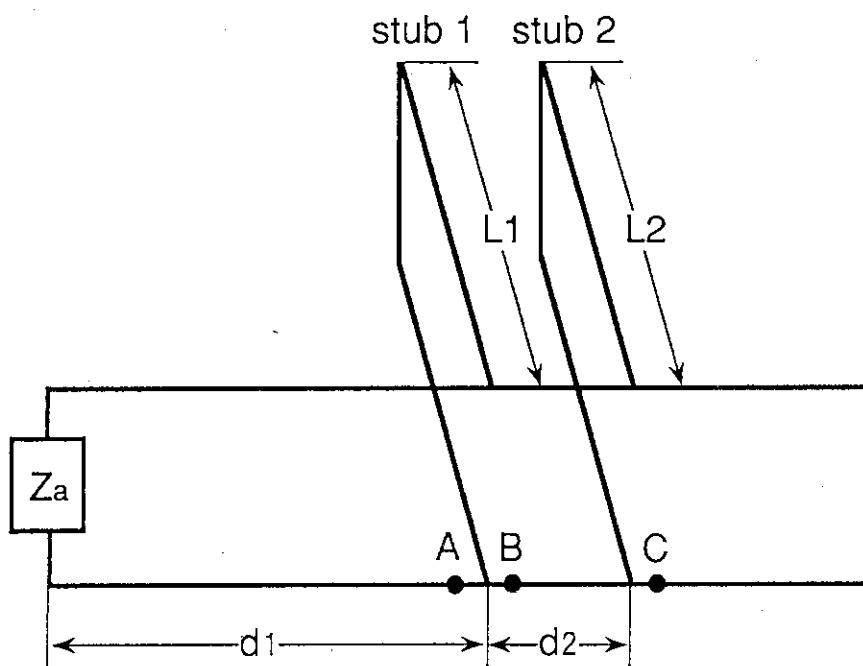


Fig. A1-1 A calculation model of a impedance matching circuit.  
Lengths of the stubs to obtain good matching are calculated  
for load impedance,  $Z_a$ , and distances,  $d_1$ ,  $d_2$ .

## 附録2 伝送系入射、反射電力のインピーダンス計算への利用

アンテナ負荷抵抗の小さい実験条件では、結合系反射電力が大きくなり、インピーダンスの計算に用いる結合系反射率の計算精度が悪くなる。そこでこのような場合、結合系反射率を、結合系に加えて伝送系の入反射電力を用いて計算することができる。位相に関しては結合系のデータを用いる。

結合系VSWRは、

$$\rho = \frac{1}{Z} \times \frac{V_{max}^2}{Z_0} \times \frac{1}{P_{th}} \quad (A2-1)$$

と表される。ここで  $V_{max}$  は結合系最大電圧、  $P_{th}$  は伝送系から結合系へ透過する電力であり以下のように表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{max} = \sqrt{2 Z_0 P_{rc}} + \sqrt{2 Z_0 P_{fc}} \\ P_{th} = P_{ft} - P_{rt} \end{array} \right. \quad (A2-2) \quad (A2-3)$$

$P_{ft}$ ,  $P_{rt}$  は伝送系のそれぞれ入射、反射電力であり、  $P_{fc}$ ,  $P_{rc}$  は、結合系のそれぞれ入射、反射電力である。

結合系反射率  $\Gamma$  は、結合系VSWR,  $\rho$  を用いて

$$\Gamma = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (A2-4)$$

と表すことができる。

結合系反射電力  $P_{rc}$  が大きい時、

$$\Gamma = \sqrt{\frac{P_{rc}}{P_{fc}}} \quad (A2-5)$$

として  $\Gamma$  を求めるよりも式 (A2-4) を用いた方が計算精度が高い。