

JAERI-M
9217

JFT-2 1MW ICRF実験用アンテナ
負荷整合回路の設計

1980年11月

小田島 和男・木村 晴行・松本 宏
山本 巧・飯塚 哲*

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.

JFT-2 1MW ICRF実験用
アンテナ負荷整合回路の設計

日本原子力研究所東海研究所核融合研究部

小田島和男・木村晴行・松本 宏

山本 巧・飯塚 哲*

(1980年11月6日受理)

JFT-2, 1MW ICRF 実験で使用するアンテナ及び整合回路について検討を行った。アンテナはプラズマの負荷抵抗分 $2.7 \Omega/\text{m}$, 特性インピーダンス 76Ω 程度になると予想される。 $1/4$ 周短絡アンテナを用いてアンテナスタブ間にRG-19Uの同軸ケーブルを使っても, 整合回路を最適化することにより1MW給電時約800 kWの高周波電力をプラズマと結合させることができる。そのときアンテナ端で11.5 kV, スタブで14.5 kV, またアンテナスタブ間で約52 kVの高電圧が発生する。この値はこれまでの実績より克服できる値である。本論文での検討は将来のより高電力ICRF実験に適用できる。

* 東北大学工学部

Design of Antenna and Impedance Matching Network
for JFT-2 1MW ICRF Experiment

Kazuo ODAJIMA, Haruyuki KIMURA, Hiroshi MATSUMOTO,
Takumi YAMAMOTO and Satoshi IIZUKA *

Division of Thermonuclear Fusion Research,
Tokai Research Establishment, JAERI
(Received November 6, 1980)

Antenna and impedance matching networks for JFT-2 1MW ICRF experiment are discussed. It can be expected that the loading resistance and characteristic impedance are $2.7\Omega/\text{m}$ and 76Ω , respectively.

By optimization of the impedance matching network, about 800kw of rf power can be coupled with the plasma with short ended $1/4$ turn antenna and RG-19U coaxial cable between antenna and stub. In this case, the rf potentials stand 11.5kV at the antenna edge, 14.5kV at the stub and 52kV between the antenna and the stub. These values may be allowed by the previous ICRF experiments in DIVA. The discussions in this paper are useful for the next step high power ICRF experiment.

Keywords; ICRF, Plasma Heating, JFT-2, Matching Network, Antenna

* Faculty of Engineering, Tohoku University, Sendai 980, JAPAN

目 次

1. 序 論	1
2. アンテナ負荷	1
2.1 計算モデル	1
2.2 JFT-2のアンテナでの数値計算	2
3. アンテナ及び給電線中での電圧, 及び耐圧の目標	3
3.1 これまでのICRF実験での耐電圧	3
3.2 JFT-2のアンテナでの概算	4
4. 整合回路	5
4.1 整合回路の条件	5
4.2 負荷整合回路の計算	6
4.3 計算結果	7
5. 討論及び結論	8
謝 辞	9
参考文献	9

CONTENTS

1. Introduction	1
2. Antenna Loading	1
2.1 Theoretical model	1
2.2 Numerical calculation for the JFT-2 ICRF antenna	2
3. The Voltage stood in the Antenna and Power Feeder	3
3.1 Maximum voltages obtained in previous experiments	3
3.2 Rough estimation in the JFT-2 ICRF antenna	4
4. Impedance Matching Network	5
4.1 Condition of the JFT-2 impedance matching network	5
4.2 Calculation of impedance matching conditions, the voltage standing wave and circuit power loss.	6
4.3 Results of the calculation	7
5. Discussion and Conclusion	8
 Acknowledgements	 9
References	9

1. 序 論

イオンサイクロトロン周波数帯域での高周波加熱法 (ICRF) はここ 2, 3 年の間に著しい進歩をとげた。つまり DIVA/JFT-2a 装置では¹⁾ (1) プラズマと結合した高周波電力の 85% がプラズマの中心部のイオンに吸収され, (2) 加熱効率のパラメータ依存性は, 励起された速進波がプラズマの中心近くで遅進波にモード変換されるというモード変換理論で良く説明された。²⁾ その結果, (4) 115 kW のプラズマへの入力でイオン温度は約 3 倍上昇し, 高周波加熱法により, はじめて, $T_i > T_e$ のプラズマが実現され, (5) 中心での高周波電力の吸収密度は実に約 10 W/cm^3 にもなったが, プラズマの閉じ込めには悪影響がなかった。一方, 外国の装置においてもこの 1~2 年の間の進歩はめざましく, PLT においては加熱効率は中性粒子入射加熱法と等しくなり 650 kW の RF 入力に対してイオン温度が約 2 keV を達成した。³⁾ 又 TFR では全金属アンテナを用いて, 450 kW の RF 電力をプラズマと結合させ, アンテナ部分に絶縁物は必ずしも必要ではない事を示し⁴⁾ 将来の核融合炉での ICRF 加熱法の欠点をなくした。

これまで, 行われて来た実験でその高周波の吸収機構, パワーバランス等が明らかになり, 将来への見通しをたてられる段階になってきたが, 現在の最大の問題は MW クラスの高周波をプラズマと結合させることである。実際, PLT では数 MW の能力の発振器を持っているが, アンテナ部分で発生する絶縁破壊により, 実験はアンテナ 1 本あたり 300 kW 程度しか加えられない。

アンテナ部分, 導入端子部分, スタブの整合回路で発生する絶縁破壊を克服して, MW クラスの高周波をプラズマに結合させることが当面の ICRF 加熱法の大きな課題である。

本論文では, 1981 年 3 月に開始する JFT-2 における 1 MW の ICRF 加熱実験のため, アンテナ, 整合回路の最適化を行ったものである。

2. アンテナ負荷

2.1 計算モデル

アンテナ, 整合回路の最適化のために, まずアンテナの負荷の状態を良く知っておく必要がある。我々の現在の目的に合ったアンテナは, 負荷の抵抗分が大きく, インダクタンス分が小さいものが良い。つまり, 抵抗分が大きい場合, より少ない高周波電流で, より多くの高周波電力をプラズマと結合させることができる。またインダクタンス分が小さい場合, 一定の電流にたいしてアンテナ端で発生する電圧が小さくなる。

アンテナ負荷の計算は参考文献 5 に沿って行った。以下にそのモデルと計算結果について述べる。計算はかなり単純化されており, 実際のモデルと合わない面, たとえば, 波の減衰の機構が充分大きく, 無限空間への波の励起とみなせる等, があるが, ともあれ, TFR の実験値,

DIVAでの実験値をかなり良く説明していると思われる。

第1図に計算のモデル図を示す。均一密度のプラズマが $X < X_1$ の半空間 a を占め、 X_1 と X_2 の間 b は真空中で、プラズマと電流層を分離している。 $X = X_2$ に

$J_y = J \exp i(kz - \omega t)$ の電流層がある。

最後に、 X_2 と X_3 の間に含まれる空間 c も同様に真空中であり、電流層を、導電性の金属壁から分離している。

$k < \omega/c$ であるとする、 a, b, c の各空間での電界 E_y は次式で与えられる。

$$E_y^a = A e^{ik_x x}$$

$$E_y^b = B e^{kx} + C e^{-kx}$$

$$E_y^c = D e^{kx} + F e^{-kx}$$

境界条件は

$$E_y^c(X_3) = 0 \quad ; \quad E_y^b(X_2) = E_y^c(X_2)$$

$$E_y^a(X_1) = E_y^b(X_1)$$

$$\frac{d}{dx} \left[E_y^b(X) - E_y^c(X) \right]_{x=X_2} = \frac{4\pi i \omega j}{c^2}$$

ただし、 k_x はプラズマ中の波の X 方向での波数である。

アンテナは幅を持ち $-\ell/2 < Z < \ell/2$ に均一電流が流れている。 k_x はプラズマの分散関係より均一密度の場合について求める。また実際のプラズマに適用する場合は、 X_1 を速進波のカットオフ層にとり、密度を放物線分布と仮定してカットオフ層の位置を求める。

最終的に計算結果は

$$\langle E_y(X_2) \rangle = I \int_{-\infty}^{\infty} (R_k + i X_k) dk$$

ここで

$$\begin{cases} R_k = \frac{\omega}{C^2} \left(\frac{\sinh k \ell / 2}{k \ell / 2} \right)^2 \frac{r k_x (\alpha_+ \beta_- - \alpha_- \beta_+)}{(k \beta_+)^2 + (k_x \beta_-)^2} \\ X_k = \frac{\omega}{C^2} \left(\frac{\sinh k \ell / 2}{k \ell / 2} \right)^2 \cdot \frac{r k [\alpha_+ \beta_+ + (k_x/k)^2 \alpha_- \beta_-]}{(k \beta_+)^2 + (k_x \beta_-)^2} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \alpha_{\pm} = \begin{cases} 2 \cosh k \delta_1 \\ 2 \sinh k \delta_1 \end{cases} & \beta_{\pm} = \begin{cases} 2 \cosh k \delta_2 \\ 2 \sinh k \delta_2 \end{cases} \\ r = 2 \cosh k \delta_2 \end{cases}$$

2.2 JFT-2のアンテナでの数値計算

アンテナは真空容器の内側に接地されるので、装置の大きさが与えられると、だいたいの大きさは決まってしまう。その制限の範囲内でアンテナの幅、導体壁からの距離を変化させてみる。

第2図に、JFT-2で最終的に決定したアンテナの形状及び、 R_k, X_k の計算例が密度を

パラメータとして示されている。単位長さ当りの負荷抵抗，及びインダクタンス分は，この曲線が占める面積で求められる。第2図(b)より，アンテナの抵抗分は $2.7 \Omega/\text{m}$ ，インダクタンス分 $\omega L = 32 \Omega/\text{m}$ 程度となる。容量分は c (光速) $= 1/\sqrt{LC}$ より求められ，結局アンテナの特性インピーダンス Z_A ($\equiv \sqrt{L/C}$) は 76Ω 程度となる。

アンテナの負荷は，アンテナの幅，プラズマ (リミタ) からの距離，アンテナと接地壁の距離によって変る。

第3図に上記のパラメータを変えた場合のアンテナの抵抗分及びインダクタンス分の変化を示す。ICRFのアンテナとして望ましいものは抵抗分を大きく，インダクタンス分を小さく，であるから，結局

- 1, アンテナの幅は大きく ($\omega L \rightarrow$ 小)
ポートとのとり合いの許すかぎり
- 2, アンテナ-リミタ間，小さく ($R \rightarrow$ 大)
プラズマによる損傷を受けない程度に近ける。
- 3, アンテナ-接地壁 大 ($R \rightarrow$ 大, $\omega L \rightarrow$ 大)
アンテナが厚くなる分プラズマが細くなる。

のような点に考慮して設計する。また，アンテナ端から，導入端子までは後で述べるように，できるだけ特性インピーダンスが小さい同軸管で結ぶべきである。

3. アンテナ及び給電線中での電圧，及び耐圧の目標

この節では，アンテナ及び給電線中に発生する電圧についての概略の計算を行い，発生電圧の目安を得ると共に，これまでの実験結果をもとに，どのくらいの電圧に耐えるかの目安を得る。

絶縁破壊のデータは経験的なものが多く，特に高周波のそれはほとんどデータもない状態である。真空中で，高周波特有の現象として，加速された電子が陽極に達したとき，高周波電界の向きが逆転し，たたき出された2次電子が逆方向へ加速され，これがくり返されるといういわゆるマルチバクタリングが考えられるが，今考えている系では周波数が低く，電界が高く，その領域をはるかにはずれている。

結局，アンテナ近傍での絶縁破壊はDC的な現象とほぼ等しくなると考えられる。その場合，アンテナ表面の清浄度が，破壊電圧に大きく影響してくるので，アンテナのクリーニングが重要になってくる。実際DIVAにおける実験でも，プラズマが無い状態でアンテナに高周波をかけるクリーニングは，かなりの効果を示した。

3.1 これまでのICRF実験での耐電圧

最終的に，DIVAの実験でどの程度の電圧が発生したか，大ざっぱにあたってみる。

DIVAの実験の場合，アンテナ長は約60 cm (導入部も含めて) ある。アンテナ部の平均の特性インピーダンス Z_A は次のようにして求める。測定値として，アンテナ端を短絡してアン

テナに長さ 55 cm 特性インピーダンス $Z_0 = 50 \Omega$ の同軸ケーブルを接続したとき、24 MHz で共振が起きた。この事実より、アンテナ部の特性インピーダンス Z_A は

$$Z_A = \frac{\cos \theta_A \cdot \cos \theta_L}{\sin \theta_A \cdot \sin \theta_L} \cdot Z_0 \approx 350 \Omega$$

となる。ここで θ_A 、 θ_L はアンテナ、及び接続ケーブルを位相角であらわしたもので、波長短縮率はアンテナ部 1、接続ケーブルは 67% をとった。

次にアンテナ端の付近で発生した電圧を求める。DIVA 実験で高周波電流の最大は 270 A で、アンテナの中心がほぼ仮想接地状態になるように選んだ。従って、電圧はアンテナ中心を O として

$$V_B = Z_A \cdot I_A \cdot \sin \frac{\theta_A}{2} \approx 15 \text{ kV}$$

実際は仮想電位の部分で、アンテナの抵抗 $R_A \times I_A$ 程度の電圧が発生しているので 15 ~ 16 kV 程度である。

TFR の場合、アンテナ電流 300 A、特性インピーダンス 60Ω 、アンテナの位相角長は 60° であるから、結局 16 kV 程度となる。

つまり JFT-2 での実験の場合もアンテナ端で 16 kV 程度が確実に耐えられる 1 つの目安となっている。しかし、この値は導入端子の形状、アンテナのクリーニング法の改良等によりもっと伸ばせる可能性がある。

3.2 JFT-2 のアンテナでの概算

終端短絡の場合アンテナ端で発生する電圧 V_B (実効値) は

$$V_B = Z_A I_A \sin \theta_A \quad (\theta_A = \omega \ell_A / c)$$

一方、プラズマで吸収される高周波電力は

$$P_{\text{net}} = I_A^2 \cdot R_A \ell_A$$

従って

$$V_B = Z_A (\omega / c) \cdot \sqrt{(P_{\text{net}} \cdot \ell_A / R_A)}$$

上式はアンテナ端で発生する電圧を下げるためには、アンテナの特性インピーダンスを下げる、つまりインダクタンス分を小さくする、又は抵抗分を大きくするという 2-2 節で述べた結果を示している。もう 1 つ重要な結論はアンテナ長を短かくすると、アンテナ端での電圧が下がるということである。しかし、アンテナ長を短かくすると、アンテナでの総抵抗分は小さくなり、一定電力を結合させるために必要な高周波電流が大きくなり大きな定在波が発生し、給電線で高電圧が発生すると同時に、給電線、整合回路での回路損失が増大する。

JFT-2 ではポロイダル方向に 1/4 周のアンテナを採用して、アンテナ長 0.4 m、 $P_{\text{net}} = 1 \text{ MW}$ 、 $f = 20 \text{ MHz}$ 、 $Z_A = 75 \Omega$ 、 $R_A = 2.7 \Omega/\text{m}$ とすると、 $V_B = 12.3 \text{ kV}$ (実効値) 程度となる。

このとき、給電線中で発生する最大電圧 V_M は

$$V_M = I_A (Z_0^2 \cos^2 \theta_A + Z_A^2 \sin^2 \theta_A)^{1/2}$$

で与えられ、実効値で約 50 kV の高電圧が発生することが予想される。

半周アンテナの場合はアンテナ長は 2 倍となるので $V_B = 17.1 \text{ kV}$, $V_M = 37 \text{ kV}$ となりアンテナ端の電圧は増大するが、給電線中での電圧は減少する。

また、アンテナの給電端と反対側に約 $\lambda/2$ の給電線と同じものを接続することにより、アンテナ中心を仮想接地にして、 V_B を約 $1/2$ に減少させることも可能である。あるいは、2 本のアンテナを並列につなぐことによって、アンテナ、給電線での発生電圧をそれぞれ $1/\sqrt{2}$ に減少させることも考えられる。JFT-2 での実験計画では、最終的に 1 MW を給電することを目標として、第 2、第 3 の手段として上記の手段を用意しておく。またアンテナの並列運転はポロイダル、トロイダルいずれの場合も波数ベクトルを外的条件で与える事になるので負荷がどのように変化するかは将来の高電力 ICRF 加熱にとって非常に興味あることである。

将来のより大電力、又大型装置での実験では、もはや RG-19 U のような同軸ケーブルは回路損失が大きくなり使用できない。このような場合、給電線として同軸管を用いるが、この耐圧が問題となってくる。ガス封入同軸管を用いることはもちろんであるが、特性インピーダンスの低い特殊同軸管を用いることは有望な解決策である。⁶⁾ つまり特性インピーダンスを半分の 25Ω にすることにより電圧を $1/\sqrt{2} \sim 1/2$ 程度に減少させることができる。もちろんその場合電流は増え、回路損失は増大するが、回路損失は数%以内に収められる。

4. 整 合 回 路

4.1 整合回路の条件

第 2、第 3 章での結果を踏まえ、JFT-2 本体まわりの空間取り合いを考慮して、整合回路の条件として以下のようなものが考えられる。

1. 真真空器導入端子から整合回路までは、RG-19 U の同軸ケーブルを用いる。

この部分は、定在波が大きく、回路損失も大きくなることが予想される場所であるが、3-2 節での概算で約 50 kV (実効値) の高圧が発生する。

空気絶縁の同軸管でこのような耐圧を持つものはない。また SF_6 等のガス封入をすれば耐圧も可能になるが、トロイダルコイルの間の小さな空間では、固定の同軸管の使用はほとんど不可能である。従って市販の最大の同軸ケーブル (ポリエチレン絶縁の RG-19 U を用いる)

2. スタブはアンテナから 4 m 以上離さなければならない。

装置まわりの空間とり合い。

3. 全体の回路損失は 25% 以下に抑える。

つまり、発振器出力 1 MW に対して、約 750 kW 以上をプラズマと結合させる。

4. スタブ設置部の電圧は 15 kV 以下に抑える。

スタブは、WX-120 D の同軸管を用いる。スタブの部分は T 型、十型分岐があり複雑になり、最も絶縁破壊が起きやすい。従って、定在波の電圧が低い位置を選び設置する。

5. スタブの可動部は約 1.2 m で、可動部内においても 15 kV 以上の電圧が発生しないようにする。

整合回路の構成を上記の条件をもとに図示すると第 4 図のようになる。

4.2 負荷整合回路の計算

整合回路は発振器から特性インピーダンス 50Ω の同軸管で運ばれてくる高周波電力を、反射なくアンテナ部へ導くための回路で、(a)全体の回路損失を少なく、(b)回路内の各部分で高電圧が発生しないよう、可変パラメータを選ぶ必要がある。

ここで、計算によって求める量は、(1)スタブ 1、スタブ 2 の長さ、(2)整合回路から負荷側での回路損失、(3)各部分での発生電圧である。また可変パラメータとして、(i)スタブ 1、スタブ 2 間の距離、(ii)アンテナ、スタブ 1 間の距離がある。アンテナの定数として、第 2 章での計算値を用い、同軸管及びケーブルの定数は市販のケーブルのそれを用いる。

以下に計算方法についてまとめると

- 1) 受電端の電圧、電流が与えられている場合、受電端から任意の x だけ離れた点の電圧、電流は次式で求められる。

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \dot{V}_r \cosh \dot{\gamma} x + \dot{Z}_0 \dot{I}_r \sinh \dot{\gamma} x \\ \dot{I} &= \dot{I}_r \cosh \dot{\gamma} x + (\dot{V}/\dot{Z}_0) \sinh \dot{\gamma} x\end{aligned}$$

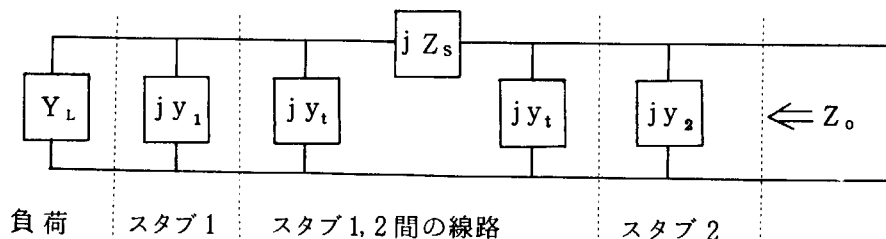
伝搬定数 $\dot{\gamma}$ 、特性インピーダンス $\dot{Z}_0$ は抵抗分、リーカンスを含み、複素数のまま計算する。アンテナの接地端で $I_r = 1$ 、 $V_r = 0$ を与え、給電側へ向けて各部の $\dot{V}$ 、 $\dot{I}$ を決定していく。

- 2) アンテナ端、スタブ設置点等、ケーブル変換部等の不連続点では $\dot{V}$ 、 $\dot{I}$ を求め、次の計算の受電端の $\dot{V}$ 、 $\dot{I}$ として計算する。
- 3) スタブの長さを決定するための計算は、線路の損失がないものとして計算する。この場合スタブ部での回路損失が大きくなると、スタブ 2 より給電側で VSWR が悪くなり、小さい定在波がたつ。スタブ長は以下の手順で求められる。

スタブ設置位置から負荷側を見たアドミッタンス

$$Y_L = \dot{I}/\dot{V}_{s1} = G_L + jB_L$$

として等価回路は



のように書け、整合条件は

$$Y_1 = \frac{1}{Z_s} \left[1 \pm \left(\frac{1 - Z_s^2 G_L}{G_L} \right)^{1/2} G_L \right] - B_L$$

$$Y_2 = \frac{1}{Z_s} \left[1 \pm \left(\frac{1 - Z_s^2 G_L}{G_L} \right)^{1/2} \right]$$

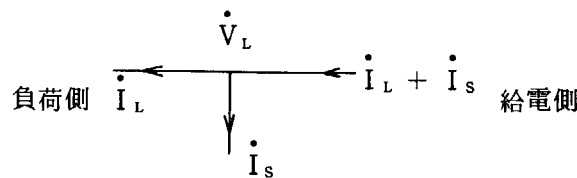
$$y_1 = y_t - Y_1 \quad ; \quad y_2 = y_t - Y_2$$

$$y_t = \tan \pi \ell_s \quad ; \quad Z_s = \sin 2\pi \ell_s$$

$$y_{1,2} = 1 / (\tan 2\pi \ell_{s1, s2})$$

ここで ℓ_{s1} , ℓ_{s2} , ℓ_s はそれぞれ、波長で規格化したスタブ 1, 2, 及びスタブ間の長さである。

- 4) スタブの部分は下図のように、電圧を一定として、電流は負荷及びスタブに流れる電流の和とする。



- 5) 電力は各点において $P = \bar{V} \dot{I}$ で求める。このように得られた電力はその点から負荷側で消費される電力になる。
- 6) 計算はすべて、特性インピーダンス、及び波長で規格化して行う。

4.3 計算結果

第5図にアンテナとスタブ間の長さ ℓ_{As} に対する整合状態のスタブ長 ℓ_{s1} , ℓ_{s2} 及び1MW入力の際のプラズマに吸収される高周波電力 P_{net} 、及びスタブ1での電圧 V_{s1} の変化が示してある。スタブ1, 2間の長さは0.1 (波長で規格化して) をとっている。前小節3)の2つの解はそれぞれ実線と点線であらわしている。斜線部は整合不可能の領域で前小節3)の整合条件で

$$(1 - Z_s^2 G_L) / G_L < 0$$

となる領域で、負荷側を見たインピーダンスが0に近くなる領域、つまり線路の直列共振点付近である。スタブ2での電圧は整合のとれている50Ω同軸ケーブルでの電圧と等しくなり1MW給電で7.1kV (実効値) である。この図より V_{s1} が20kV以下となるのは $\ell_{As} = 0.4 \sim 0.55$ の間である。斜線部より ℓ_{As} の短い側ではスタブ長 ℓ_{s1} , ℓ_{s2} が共に短くなるので、そこに注目して、スタブ間の長さ ℓ_s をパラメータにすると第6図のようになる。この図から $\ell_{As} = 0.425 \pm 0.005$ でスタブ長が S_1, S_2 共、0.1波長程度に短くなっていて、 ℓ_s には大きく依存していない。 P_{net} もこの近傍ではほぼ最大値をとり、約800kWである。

従って、 $\ell_{As} = 0.425$, $\ell_s = 0.05 \sim 0.1$ に選ぶと整合回路はスタブ長0.1程度 (20MHzで1.5m) で短かく押えることができると思われる。

4.1 小節の整合回路の条件と比較してみると

2. RG-19U 20 MHz は波長 10 m で, $\ell_{AS} = 0.425 > 4 \text{ m}$ 以上
3. P_{net} 800 kW は回路損失は約 20%
4. $V_{s1} = 5 \sim 10 \text{ kV}$
5. $\ell_{s1} \ell_{s2} \approx 0.1 = 1.5 \text{ m}$ で 0.5 m 程度と同軸管をつぎ足すことでカバーできる。

以上ほぼ最初に設定した条件を満たしている。

しかし、スタブの設置点が共振点付近であるため、 ℓ_{AS} のわずかな変化に対して整合条件が大幅に変動するため、スタブ 1 の設置点を決めることがむづかしい。また、アンテナの負荷が変わった場合整合条件がどう変わるかに対して、検討しておく必要がある。

プラズマがある場合とない場合のインダクタンス分の変化は第 2 図から 10% 程度で、 ℓ_{AS} に与える影響は小さい。従ってプラズマのない状態で設定すればほとんど動かす必要はない。

一方、抵抗分はプラズマの密度分布、又実験的には周辺の密度等により大きく変化する。また調整はプラズマが無い状態で行うので抵抗分はほとんど 0 の状態から初期の設計値の 2 倍程度を、スタブの可変長の範囲内でカバーできることが望ましい。負荷の抵抗分を変化させて、 $\ell_s, \ell_{s1}, \ell_{s2}$ をみたものが第 7 図である。

$\ell_s = 0.05$ のとき、 ℓ_{s1}, ℓ_{s2} はほぼ 0.1 程度の可変長で抵抗分 $0 \sim 5 \Omega/\text{m}$ の間をカバーできる。

第 7 図(b)は $\ell_{AS} = 0.425$, $\ell_s = 0.05$ の場合のアンテナに吸収される電力とスタブ 1 での電圧 V_{s1} (いずれも 1 MW 給電時)を示したもので実際の使用状態では $2 \sim 4 \Omega/\text{m}$ 程度になると思われるので $P_{\text{net}} \geq 800 \text{ kW}$, $V_{s1} < 15 \text{ kV}$ は確保できる。

第 8 図は $\ell_{AS} = 0.425$, $\ell_s = 0.05$, $R = 2.6 \Omega/\text{m}$ の場合の電圧、電流の定在波である。アンテナ、スタブ間は最大 52 kV の高電圧が発生しているが RG-19U ケーブルを用いているので絶縁破壊は起きないと思われる。同軸管を使用しているスタブ 2 より給電側は 15 kV 以下に抑えられている。スタブ長は 0.1 程度と短かく、スタブ中での高電圧の発生はない。

5. 討 論 及 び 結 論

JFT-21 MW ICRF 実験で使用するアンテナ及び整合回路について検討を行った。アンテナはプラズマの負荷抵抗分 $2.7 \Omega/\text{m}$ 、特性インピーダンス 76Ω 程度になると予想される。この場合アンテナスタブ間に 1 MW 給電時に 50 kV 実効値の高電圧が発生するので耐圧上、RG-19U の同軸ケーブルを用いる。回路損失、空間取り合い、耐圧上の問題から最適化して、整合回路は

アンテナスタブ間の長さ 0.425λ

スタブ 1 - スタブ 2 間の長さ 0.05λ

となるように選べば、結合効率 80% 程度、スタブでの耐圧 15 kV 以下になることがわかった。

スタブ 1, 2 間の長さは 0.05 ~ 0.2 程度まで比較的広い範囲で、本実験で要求される条件を満たすので設定は簡単である。

一方、アンテナスタブ 1 間の長さ ℓ_{AS} は非常に厳密に設定されなければならない。つまり

誤差は波長の1%以下にする必要がある。またアンテナ，導入端子近傍でのインピーダンス不整合もあるので，単純に長さだけでは決まらない。スタブ設置点は試行錯誤的方法により決定されなければならない。今後はこの調整法についての検討が必要になる。又，調整を簡単にするために，スタブ1付近で ℓ_{AS} が0.01 λ 程度変化できるような可動機構があると非常に便利である。

結局整合回路は可動部が3点あると，それぞれの可動部を短かく，かつ低い電圧のものができる。

これまで述べて来たアンテナの負荷，又整合回路の考え方は，数値を変えるだけで，そっくり，将来のより大規模のICRF加熱実験，たとえばJFT-2M，JT-60での計画等に応用できるものと思われる。

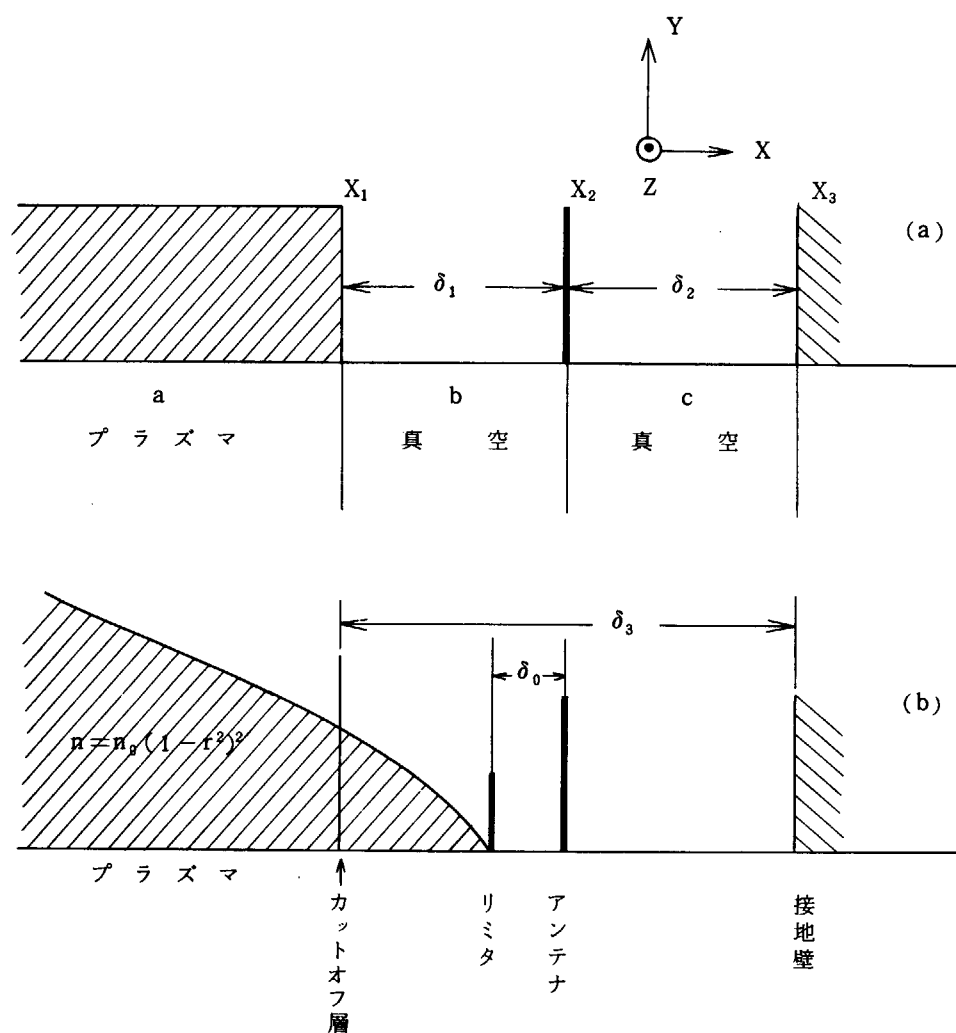
謝 辞

本論文まとめるにあたり，整合回路，高周波の取扱について御討論いただいた森本重武氏を始めとする「エレクトロニクス協議会」の方々，又，高周波の絶縁破壊について教えていただいた東芝の大野忠雄氏に深く感謝致します。また有益な助言をいただいた下村安夫氏をはじめとするプラズマ実験グループのメンバーに深く感謝の意を表します。

最後にJFT-2 ICRF 1MW実験計画の実現に努力されたプラズマ実験研究室長，田中裕二氏，核融合研究部長小幡行雄氏に深く感謝致します。

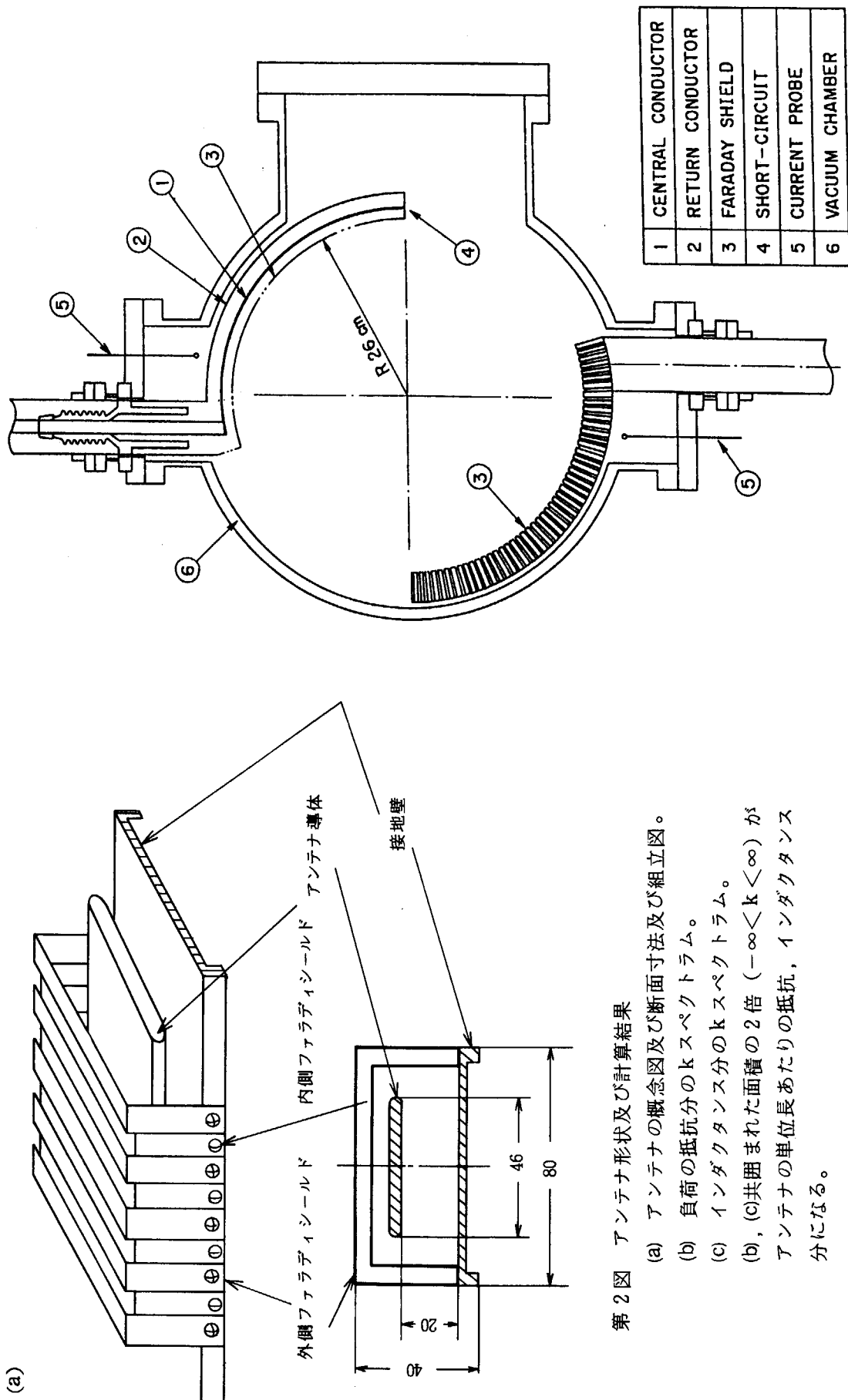
参 考 文 献

- 1) H. Kimura, K. Odajima et al., 8th Int. Conf. Plasma Phys. and Cont. Nucl. Fusion (Brussels, 1980) IAEA-CN-38/D-5-2.
- 2) S. Iizuka, K. Odajima et al., Phys. Rev. Lett. 45(1980) 1256
- 3) J. Hosea, D. Boyd et al., 8th Int. Conf. Plasma Phys. and Cont. Nucl. Fusion (Brussels, 1980) IAEA-CN-38/D-5-1.
- 4) Equipe TFR, ibid IAEA-CN-38/D-3
- 5) J. Adam, EUR-CEA-FC-1004.
- 6) 後藤尚久，エレクトロニクス協議会，
プライベートコミュニケーション。



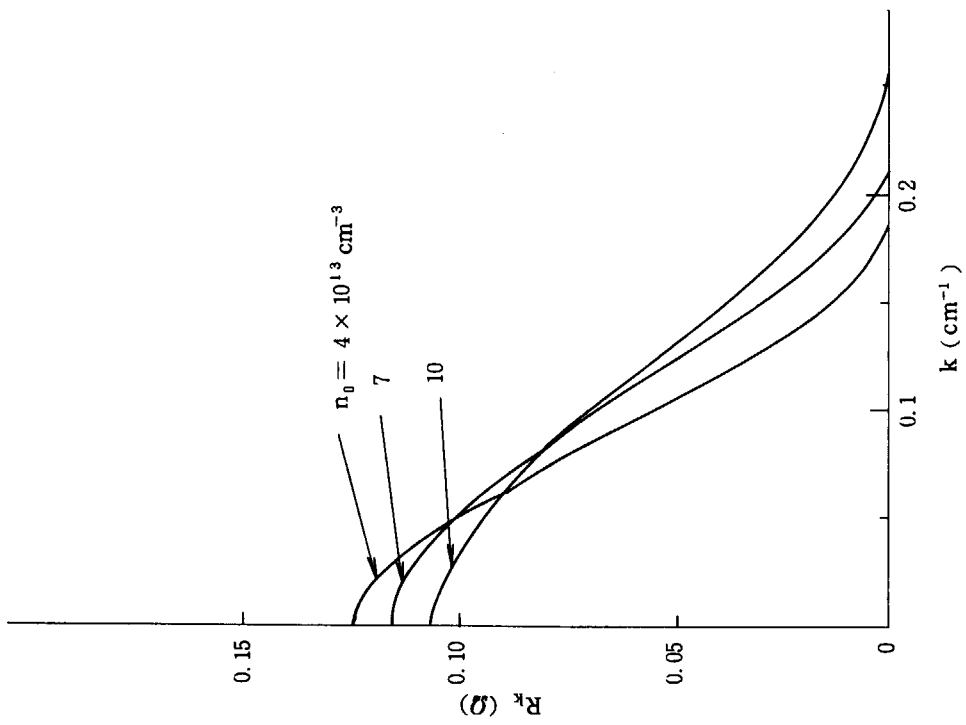
第1図 アンテナの負荷計算モデル図及び座標系

(a) 理論モデル (b) 実際の数値計算モデル

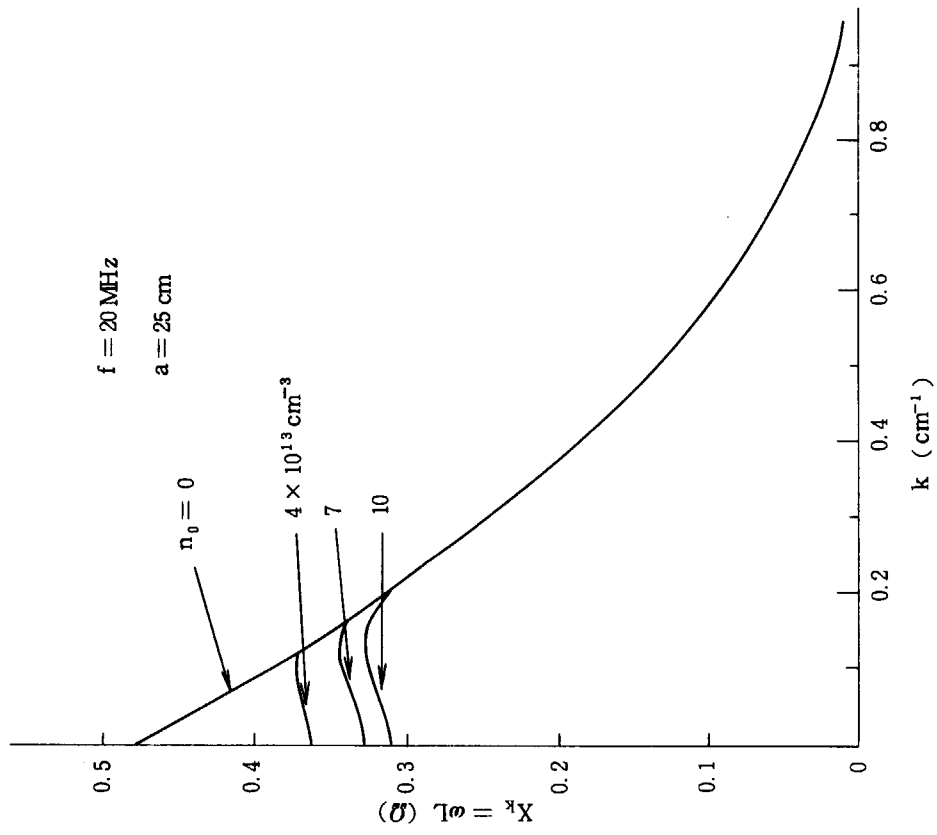


第2図 アンテナ形状及び計算結果

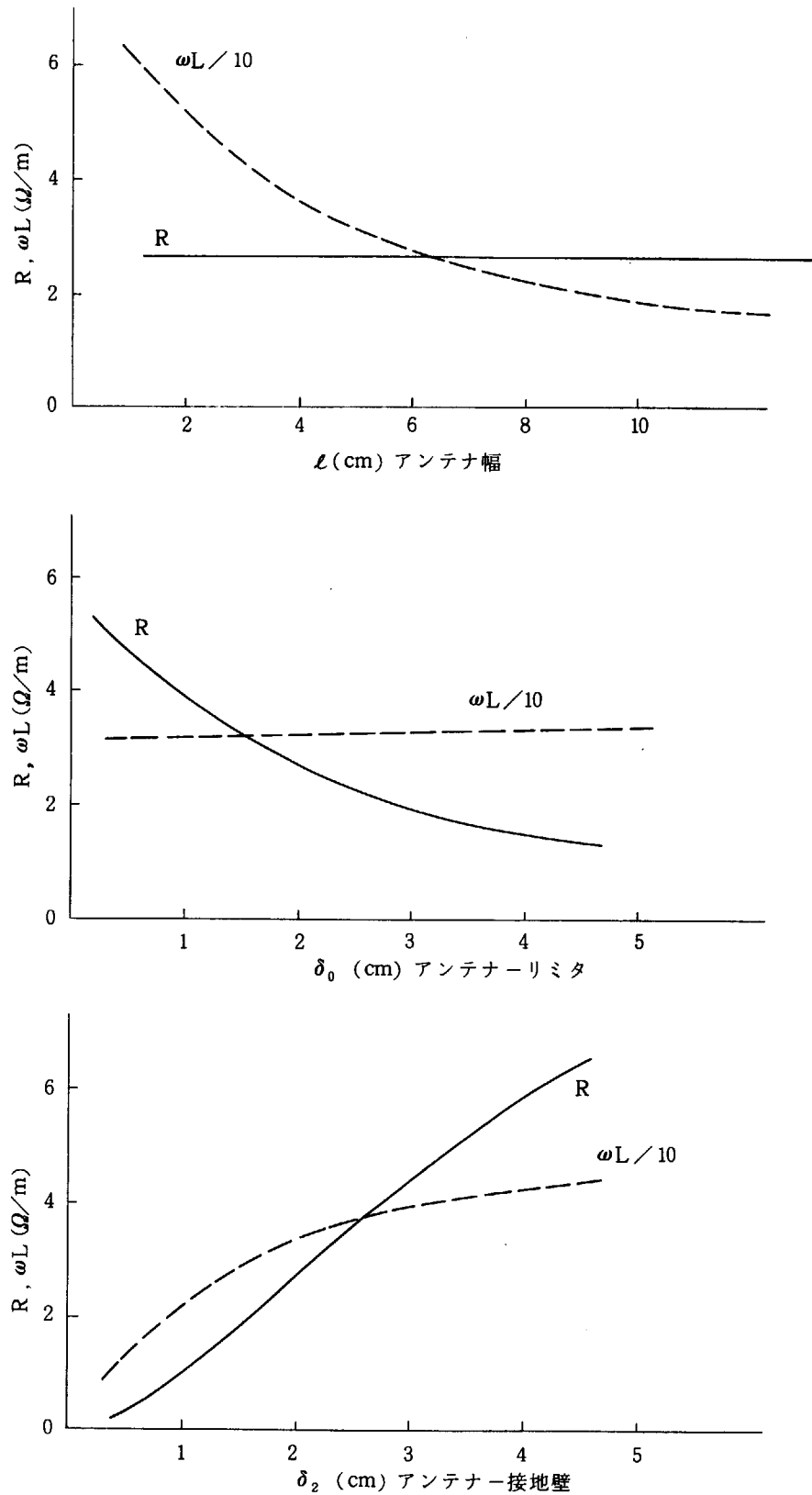
- (a) アンテナの概念図及び断面寸法及び組立図。
- (b) 負荷の抵抗分の k スペクトラム。
- (c) インダクタンス分の k スペクトラム。
- (b), (c) 共働まれた面積の2倍 ($-\infty < k < \infty$) がアンテナの単位長あたりの抵抗, インダクタンス分になる。



第2図 (b)



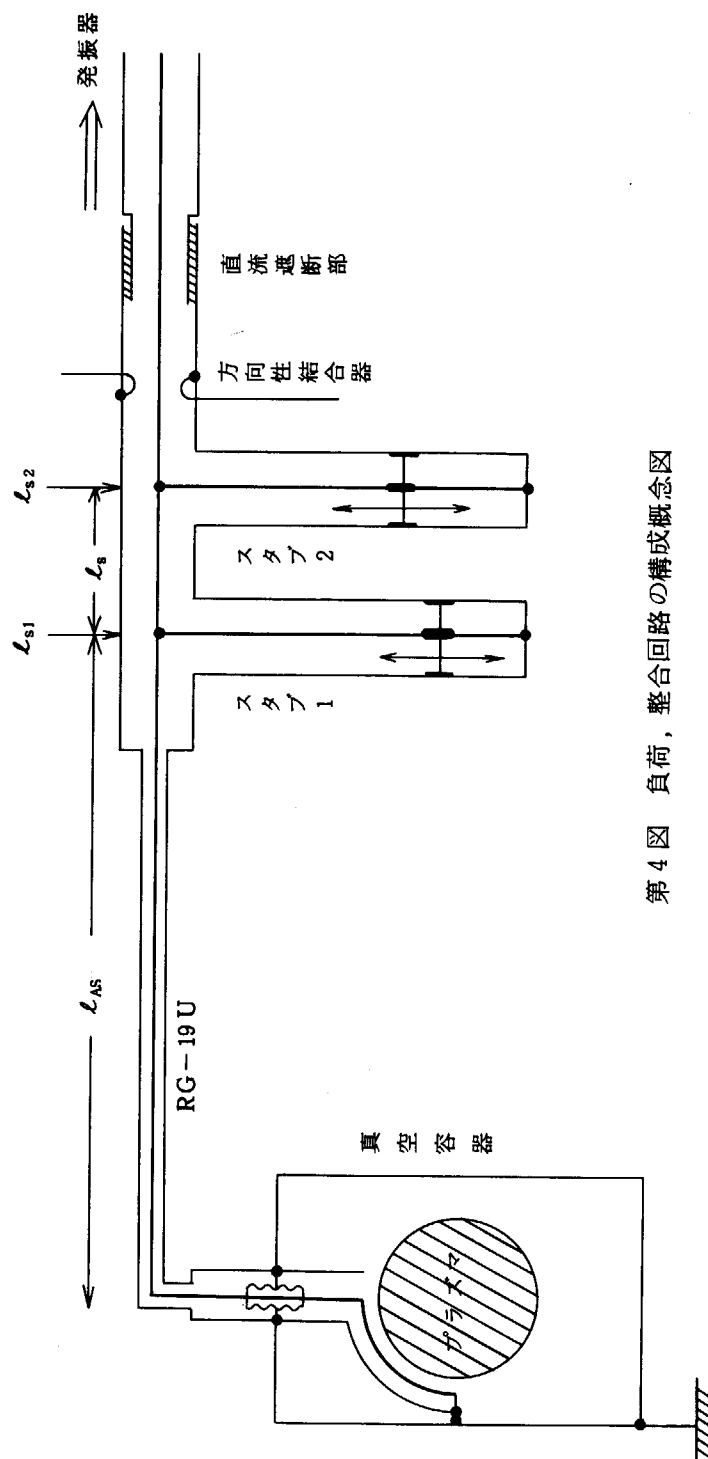
第2図 (c)



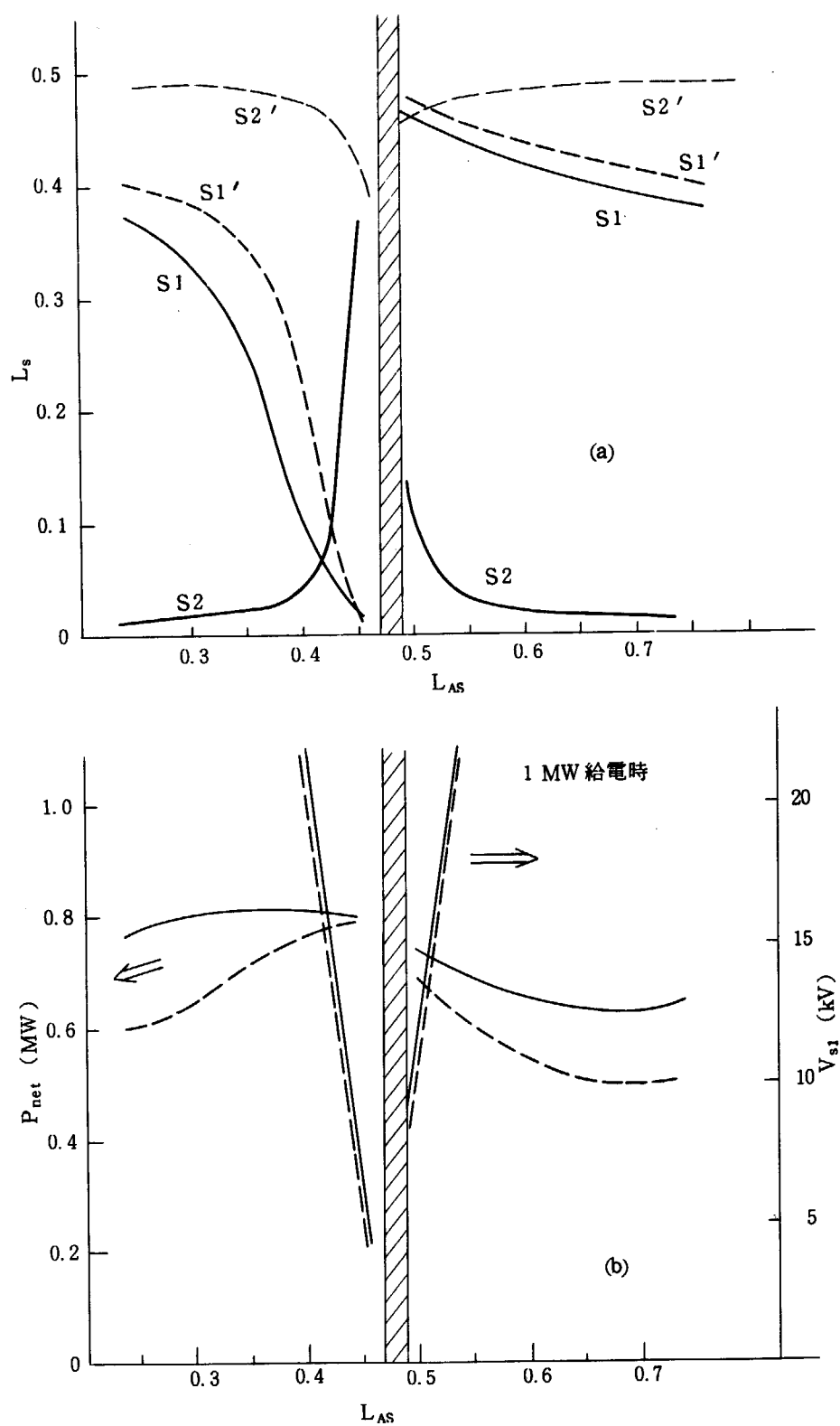
第3図 負荷のパラメータサーベイ

計算の基本パラメータ $\ell = 4.6 \text{ cm}$, $\delta_0 = 2 \text{ cm}$ $\delta_2 = 2 \text{ cm}$, $f = 20 \text{ MHz}$, $n_0 = 7 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$

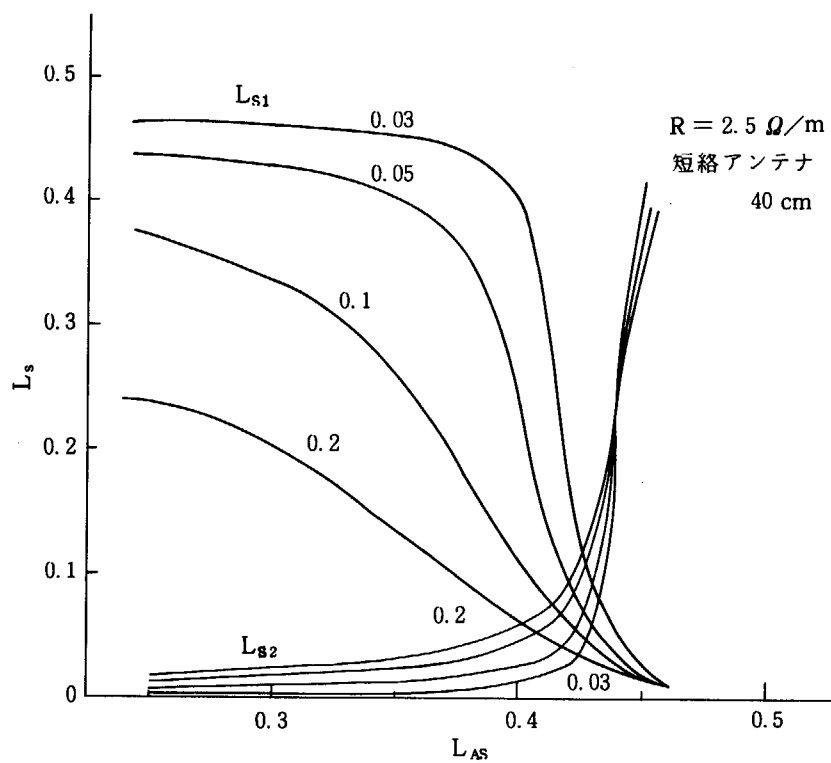
プラズマ半径 25 cm。



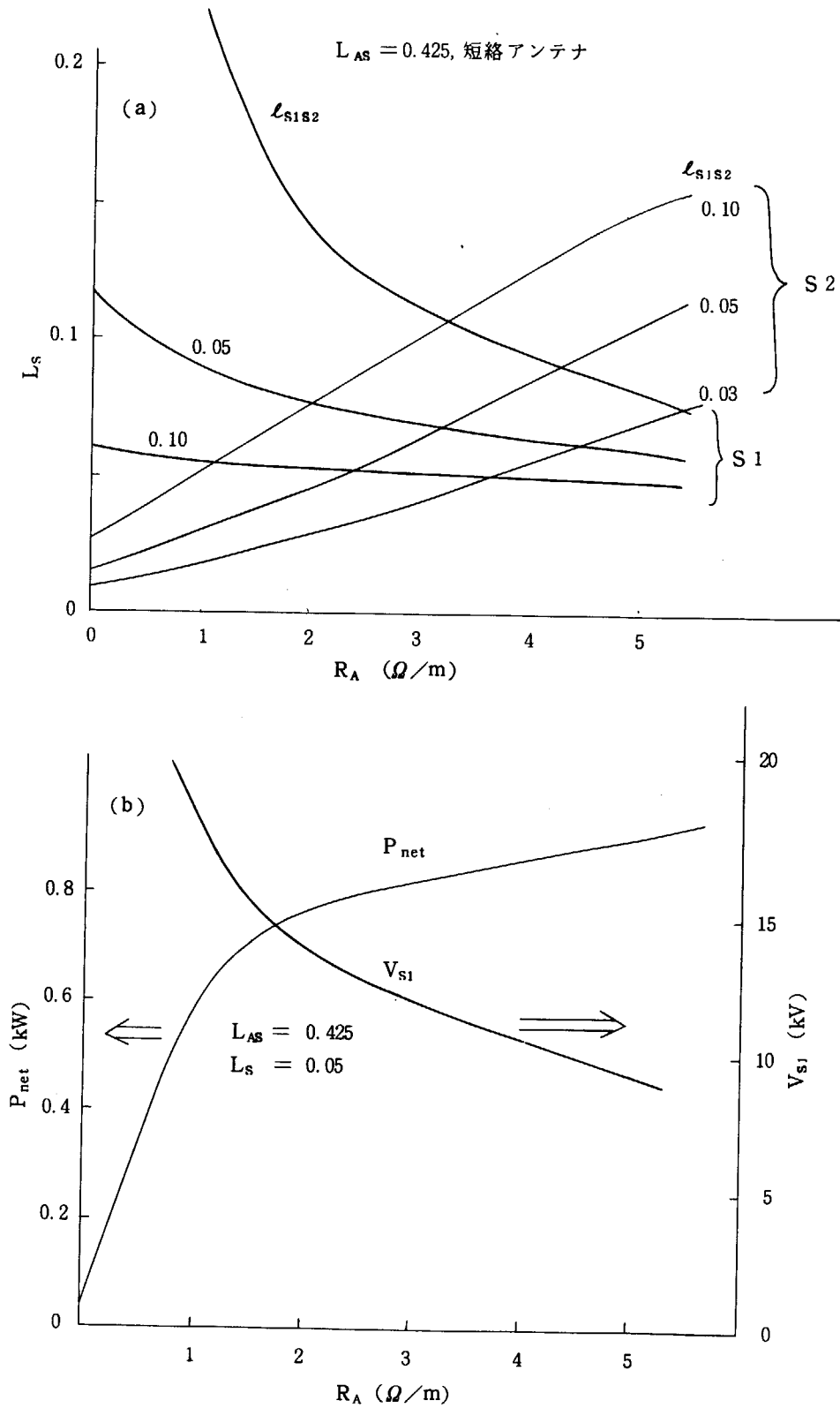
第4図 負荷，整合回路の構成概念図



第5図 (a) アンテナスタブ1間の距離を変化させた場合の整合スタブ長(a), 及びアンテナでの吸収電力 P_{net} , スタブ1点での電圧(b)。実線と点線は整合条件の2つの解に相当する。



第 6 図 スタブ 1, スタブ 2 の距離をパラメータにした場合の l_{As} vs. l_{s1} , l_{s2} 。



第7図 アンテナの抵抗分を変化させた場合のスタブ長
の変化(a), 及び P_{net} , V_{S1}

第8図 負荷整合回路中での電圧電流在波 (a)

