JAERI-M
6166

トカマクプラズマ診断用直視干渉測定装置

1975年7月

船橋　昭昌・高橋　興起・下村　安夫
狐崎　晶雄・永島　孝・熊谷　勝昭

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

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.

トカマクプラズマ診断用直視干渉測定装置

日本原子力研究所　東海研究所　核融合研究部

船橋昭昌，高橋興起，下村安夫，
狐崎晶雄，永島　孝，熊谷勝昭

（１９７５年6月１０日受理）

トカマクプラズマ診断用フリンジシフト直視干渉測定装置を製作した。この装置は，非円形断面トカマク装置ＪＦＴ－２ａ内の電子密度を測定するための，７５－GHz帯ゼブラ稿型干渉計である。

本装置は，５本の干渉稿が生成されるように，また１フリンジの１０分の１のシフト量まで検出できるような設計を行った。本装置は，KA-701Aクライストロン（出力：４００mW），７５－GHz帯マイクロ波回路，遅延線路（長さ：１７ｍ），ミリ波収束用レンズ，プラズマスパッタリングによるレンズ表面のくもりを防ぐためのシャッターおよびゼブラ稿生成用電子回路から形成されている。

この干渉測定装置は，昨年９月以来ＪＦＴ－２ａプラズマの診断に用いられており，本装置によりＪＦＴ－２ａ装置の中心部で約10^{13}cm^{-3}なる電子密度が実現されていることが確認できた。

Fringe-Shift Interferometric Apparatus for Tokamak-Plasma Diagnostics

Akimasa FUNAHASHI, Kohki TAKAHASHI
Yasuo SHIMOMURA, Akio KITSUNEZAKI
Takashi NAGASHIMA and Katsuaki KUMAGAI

Division of Thermonuclear Fusion Research
Tokai, JAERI

(Received June 10, 1975)

The fringe-shift interferometric apparatus for tokamak-plasma diagnostics is a 75GHz-band zebra-stripe interferometer to measure the electron densities in non-circular cross-section tokamak installation, JFT-2a (DIVA).

The apparatus is designed to produce five fringe-stripes and capable of detecting down to one-tenth of one fringe-shift. It consists of a KA701A klystron (output 400mW), 75GHz-band microwave circuits, delay lines (total length 17m), collecting lenses for 75GHz-waves, shutters to prevent the lenses from being opaque due to plasma-sputtering, and electronic circuits for producing zebra-stripes.

The interferometric apparatus has been used for diagnosis of the JFT-2a plasmas since September 1974; the electron density of about $10^{13}cm^{-3}$ realized in the central region of JFT-2a was confirmed by the apparatus.

目　　次

1. 序　　言 …… 1
2. プラズマ干渉測定の原理 …… 1
3. JFT－2a用直視干渉装置の設計 …… 5
3.1 JFT－2a装置における電子密度の予想および観測行路 …… 6
3.2 測定周波数帯および電磁波源の選定 …… 7
3.3 変調周波数，直視フランジ数および遅延線路 …… 7
3.4 電磁ホーンアンテナ，ミリ波レンズおよびスパッタリング防止用シャッター …… 10
3.5 ミリ波干渉回路 …… 11
3.5.1 クライストロン発振部 …… 12
3.5.2 75－GHz帯立体回路部 …… 14
3.5.3 遅延線路部 …… 15
3.5.4 ホーンアンテナ・プラズマ部 …… 17
3.5.5 JFT－2a装置との電気的絶縁 …… 17
3.6 検出信号レベルの予想 …… 18
3.6.1 主伝送路における電磁波の減衰 …… 18
3.6.2 プラズマがない時の干渉信号レベル …… 19
3.6.3 プラズマの存在による電磁波減衰量の予想 …… 23
3.7 フリンジシフト直視部 …… 26
3.7.1 クライストロン変調器 …… 26
3.7.2 クリスタルダイオードの負荷抵抗 …… 26
3.7.3 差動増幅器およびクリッパ回路 …… 27
3.7.4 ブランキングアンプおよび標示用オシロスコープ …… 27
3.8 架　台　等 …… 28
4. 直視干渉装置の仕様 …… 29
4.1 総合性能 …… 29
4.2 各部単体性能 …… 29
5. 主要性能検査 …… 31
6. JET－2aプラズマ計測例 …… 34
7. 結　　言 …… 34
謝　　辞 …… 35
文　　献 …… 35

1. 序　　言

電子密度は，イオンおよび電子温度とともにプラズマ発生装置を性能評価あるいはプラズマ中に起っている物理的諸現象を解明するうえで最も重要な物理量である。この電子密度の測定手段については，計測対象のプラズマに応じて，静電探針法，シュタルク（Stark）線幅法，スペクトル線強度法，干渉法，トムソン散乱強度法等の内から適当な方法を採用することが多い[1)2)]。トカマク，ステェラレーター，ヘリオトロンのような高温低ベータトロイダル装置の研究においては，このうちミリ波干渉法およびルビーレーザー光のトムソン散乱強度法が用いられることが圧倒的に多い[3)]。後者の散乱法においては，他の物理量（例えば電子温度）が同時に決定できるような設計が可能であり，更に充分な空間的分解能を持った局所測定ができることなど極めて有利な点が多い。しかしながら，低ベータ装置では高ベータ装置と比べて電子密度が（10^3～10^4）分の1程度であるため，SN比確保に細心の注意を払わねばならず[4)]，従って散乱装置自体かなり大規模となることもあってか，電子密度に関してはむしろミリ波干渉法が手軽により多く用いられてきたように思える。ただしこの干渉法は，測定量は行路に沿っての平均量であるので，局所的な電子密度の値を得るには逆変換の手法[5)]を使う必要がある。

一般に干渉測定において干渉フリンジの時間変化を検出器を経て電気信号に変換して観測する際，被測定量である屈折率変化量の絶対値のみが検知されるため，屈折率の増減は必ずしも一意に決まらない。従って屈折率つまり電子密度が時間的に複雑に変化するような場合には，観測されたフリンジ変化に対応する信号から電子密度の時間的変化を導出することは必ずしも容易なことではない。この欠点を改良すべく，Wharton らはマイクロ波域干渉計によるフリンジシフトの直視化[6)]を図り，このフリンジシフト直視干渉計はアメリカ，プリンストン大学のステェラレータープラズマの研究に盛んに用いられた。それ以来ステェラレーターに限らず，トカマク，ヘリオトロン，内部導体系トーラスをはじめとして，その他のプラズマ発生装置に適用され，その有用性を発揮してきた。

当研究部においても，非円形断面トカマク（高安定化磁場試験装置，以下JFT-2aと略称）研究用に75-GHz（4-mm波）帯直視干渉装置を製作した。この直視干渉装置を用いた。JFT-2aプラズマ初期計測結果についてはIAEA 東京会議等で発表されている[7a)7c)]。

本報告では，上記直視干渉装置の製作について記述する。次節で干渉測定の原理および直視化法について紹介し，第3節でJFT-2a用直視装置の設計について述べる。次いで直視干渉装置の仕様，性能検査結果およびJFT-2aプラズマ計測例について言及する。

2. プラズマ干渉測定の原理

干渉測定の原理は，プラズマ中における平面電磁波の伝幡特性に基づいている。この時のプラズマの屈折率N_pは，良く知られているように

1. 序　　言

電子密度は，イオンおよび電子温度とともにプラズマ発生装置を性能評価あるいはプラズマ中に起っている物理的諸現象を解明するうえで最も重要な物理量である。この電子密度の測定手段については，計測対象のプラズマに応じて，静電探針法，シュタルク（Stark）線幅法，スペクトル線強度法，干渉法，トムソン散乱強度法等の内から適当な方法を採用することが多い[1)2)]。トカマク，ステェラレーター，ヘリオトロンのような高温低ベータトロイダル装置の研究においては，このうちミリ波干渉法およびルビーレーザー光のトムソン散乱強度法が用いられることが圧倒的に多い[3)]。後者の散乱法においては，他の物理量（例えば電子温度）が同時に決定できるような設計が可能であり，更に充分な空間的分解能を持った局所測定ができることなど極めて有利な点が多い。しかしながら，低ベータ装置では高ベータ装置と比べて電子密度が（10^3～10^4）分の１程度であるため，ＳＮ比確保に細心の注意を払わねばならず[4)]，従って散乱装置自体かなり大規模となることもあってか，電子密度に関してはむしろミリ波干渉法が手軽により多く用いられてきたように思える。ただしこの干渉法は，測定量は行路に沿っての平均量であるので，局所的な電子密度の値を得るには逆変換の手法[5)]を使う必要がある。

一般に干渉測定において干渉フリンジの時間変化を検出器を経て電気信号に変換して観測する際，被測定量である屈折率変化量の絶対値のみが検知されるため，屈折率の増減は必ずしも一意に決まらない。従って屈折率つまり電子密度が時間的に複雑に変化するような場合には，観測されたフリンジ変化に対応する信号から電子密度の時間的変化を導出することは必ずしも容易なことではない。この欠点を改良すべく，Wharton らはマイクロ波域干渉計によるフリンジシフトの直視化[6)]を図り，このフリンジシフト直視干渉計はアメリカ，プリンストン大学のステェラレーター プラズマの研究に盛んに用いられた。それ以来ステェラレーターに限らず，トカマク，ヘリオトロン，内部導体系トーラスをはじめとして，その他のプラズマ発生装置に適用され，その有用性を発揮してきた。

当研究部においても，非円形断面トカマク（高安定化磁場試験装置，以下ＪＦＴ－２ａと略称）研究用に７５－GHz（４－mm波）帯直視干渉装置を製作した。この直視干渉装置を用いた。ＪＦＴ－２ａプラズマ初期計測結果についてはＩＡＥＡ 東京会議等で発表されている[7a)7c)]。

本報告では，上記直視干渉装置の製作について記述する。次節で干渉測定の原理および直視化法について紹介し，第３節でＪＦＴ－２ａ用直視装置の設計について述べる。次いで直視干渉装置の仕様，性能検査結果およびＪＦＴ－２ａプラズマ計測例について言及する。

2. プラズマ干渉測定の原理

干渉測定の原理は，プラズマ中における平面電磁波の伝幡特性に基づいている。この時のプラズマの屈折率N_pは，良く知られているように

$$N_p^2 = (k_p/k_o)^2$$

$$= 1 - \frac{(f_p/f)^2}{[A] \pm \sqrt{[B]}} \qquad \cdots\cdots (1a)$$

で与えられる。ここで，

$$[A] = 1 - i\frac{\nu}{(2\pi f)} - \frac{(f_{ce}/f)^2 \sin^2\theta}{2\{1-(f_p/f)^2 - i(\nu/2\pi f)\}} \qquad \cdots\cdots (2)$$

$$[B] = \frac{(f_{ce}/f)^4 \sin^4\theta}{4\{1-(f_p/f)^2 - i(\nu/2\pi f)\}^2} + \left(\frac{f_{ce}}{f}\right)^2 \cos^2\theta \qquad \cdots\cdots (3)$$

と書ける。これらの式において

(i) k_p ，k_o ：電磁波のプラズマ中および真空中での波数

(ii) f，f_p ，f_{ce} ：電磁波周波数，プラズマ周波数および電子サイクロトロン周波数

(iii) ν ：電子衝突頻度

(iv) θ ：電磁波伝播方向とプラズマ中の磁場とのなす角

である。

通常の完全電離プラズマでは衝突項は無視できる*。

また，

$$\left(\frac{f_{ce}}{f}\right)^2 \ll 1 \qquad \cdots\cdots (4)$$

が成り立つ時には，式（1a）は簡単に

$$N_p^2 = (k_p/k_o)^2 = 1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2 \qquad \cdots\cdots (1b)$$

となる。ここでプラズマ周波数 f_p と電子密度 n_e の間には

$$f_p\,(\mathrm{Hz}) = 8980\sqrt{n_e\,(\mathrm{cm^{-3}})} \qquad \cdots\cdots (5)$$

なる関係がある。プラズマの有無によって生ずる電磁波の位相差 $\Delta\Phi$ は，

$$\Delta\Phi = (k_o - k_p)\cdot L$$

$$= k_o L\left(1 - \sqrt{1-(f_p/f)^2}\right) \qquad \cdots\cdots (6a)$$

となる。ここで L は電磁波が伝播するプラズマの長さである。

---

* 例えば現在問題としているプラズマ（電子密度 n_e ）$\simeq (2\times10^{13} \sim 10^{12})\,\mathrm{cm^{-3}}$，電子温度 $T_e \simeq (100\sim10)\,\mathrm{eV}$，では $\nu \simeq 10^6\ \mathrm{sec^{-1}}$ 程度であり，一方 $2\pi f \simeq 4\times10^{10}\,\mathrm{sec^{-1}}$ であるので $\nu/2\pi f \ll 1$ が成り立つ。

$$\left(\frac{f_p}{f}\right)^2 \lesssim \frac{1}{3} \qquad \cdots\cdots (7a)$$

が成り立つ時は，式（6 a）は，通常の干渉法の式

$$\overline{\Delta\Phi} \cong k_o L \cdot \frac{1}{2}\left(\frac{f_p}{f}\right)^2 = \pi \cdot \frac{L}{\lambda} \cdot \left(\frac{f_p}{f}\right)^2 \qquad \cdots\cdots (6a)$$

となる。しゃ断密度 n_c

$$n_c\,(\mathrm{cm}^{-3}) = \left[\frac{f\,(\mathrm{Hz})}{8980}\right]^2$$

$$= \frac{1.12\times10^{13}}{[\lambda\,(\mathrm{cm})]^2} \qquad \cdots\cdots (8)$$

を用いると，上式は

$$n_e \cdot L = \frac{\lambda}{\pi} \cdot n_c \cdot \Delta\Phi \qquad \cdots\cdots (6c)$$

と書ける。これらの式において，λ は電磁波自由空間波長である。観測フランジの変化数m

$$m \equiv \Delta\Phi / 2\pi \qquad \cdots\cdots (9)$$

を使うと，

$$n_e \cdot L = 2\lambda \cdot n_c \cdot m \qquad \cdots\cdots (6d)$$

あるいは，

$$n_e \cdot L\,(\mathrm{cm}^{-2}) = \frac{2.24\times10^{13}}{\lambda\,(\mathrm{cm})} \cdot m \qquad \cdots\cdots (6e)$$

となる。従って観測量mから $n_e \cdot L$（正確には $\int n_e(z)\,dz$，dz：プラズマ中の電磁波行路に沿う線分）あるいは，行路に沿う電子密度の平均値 $\overline{n}_e$ が決定できる。以上がプラズマ干渉測定の原理である。

上記干渉法における測定密度の上限値 $(n_e)_M$ は，式（1 b）からも解るようにプラズマ特有のしゃ断現象のため，少なくとも

$$(n_e)_M < n_c \qquad \cdots\cdots (11)$$

実際には式（7 a）から

$$(n_e)_M \lesssim \frac{1}{3} \cdot n_c \qquad \cdots\cdots (7b)$$

で規定される。一方測定可能な下限値は観測フリンジの変化量mの最小検出精度で決まる。第1図に（電子密度 n_e − プラズマ周波数 f_p ）および（しゃ断密度 n_c −電磁波波長 λ ）の関係およびプラズマ干渉測定に用いられる代表的な電磁波源の波長を示す。測定対象の電子密度

の値に対応して適当な波長が存在する訳であるが，低ベータ系トーラス装置（$n_e \lesssim 10^{13}$ cm^{-3}）に対しては，第1図からマイクロ波域（ミリ波～センチ波域）が最適であることがわかる。

電子密度が，10^{14} cm^{-3}以上になるとしばしば指摘されるように（1ミリ～サブミリ）波域の測定が要求される。サブミリ波域での干渉測定については，その有効性を示した測定結果はかなり報告されており[8)]，つい最近ではTFR，ALCATORトカマク等にHCNレーザーを適用する試み[9)]がなされている。一方上記密度領域（$n_e > 10^{14}$ cm^{-3}）の測定に関連して，フリンジの小さな変化の検出精度の改善をねらったアプローチも試みられている[10)]。

次に直視干渉装置の原理について言及する*。第2図にその基本構成の概略を示す。

マイクロ波発振器，測定および参照マイクロ波行路，検出器等から通常の干渉計が形成されている。発振器の周波数変調端子に鋸歯状波を加えて，周波数変調を行なう（第2図(A)）。この周波数変調のため，マイクロ波等波管内の電磁波波長λ_gの値が変化を受けるので，（測定行路－参照行路）間で位相差が生ずる。この周波数変調によって生ずる位相差を$\Delta\Phi_0$とすれば，

$$\Delta\Phi_0 = (\ell_m - \ell_r) \cdot \Delta\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right) \qquad (12)$$

となる。ここでℓ_m，ℓ_rはそれぞれ測定および参照行路長である。一方矩形導波管内の主モード（TE_{10}）伝播特性から

$$\frac{1}{\lambda_g^2} = \frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \qquad (13)$$

（λ：電磁波自由空間波長，λ_c：導波管しゃ断波長）

なる関係があるので

$$\Delta\Phi_0 = 2\pi(\ell_m - \ell_r)\Delta\left(\sqrt{\frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}\right)$$

$$= 2\pi(\ell_m - \ell_r) \cdot \frac{-\dfrac{1}{\lambda^3}}{\sqrt{\dfrac{1}{\lambda^2} - \dfrac{1}{\lambda_c^2}}}\Delta\lambda$$

$$= 2\pi(\ell_m - \ell_r) \cdot \left(-\frac{1}{\lambda^3}\right)\lambda_g \cdot \Delta\lambda \qquad (14a)$$

---

* 詳しくは文献6，第6章参照のこと。

電磁波周波数f，変調周波数幅Δfを用いれば

$$\Delta\Phi_0 = \frac{2\pi}{\lambda_g}(\ell_m - \ell_r)\cdot\left(\frac{\lambda_g}{\lambda}\right)^2\cdot\left(\frac{\Delta f}{f}\right) \qquad \cdots\cdots (14b)$$

となる。従ってΔfなる変調周波数幅によって

$$m_0 = \frac{\Delta\Phi_0}{2\pi} = \frac{(\ell_m - \ell_r)}{\lambda_g}\cdot\left(\frac{\lambda_g}{\lambda}\right)^2\cdot\left(\frac{\Delta f}{f}\right) \qquad \cdots\cdots (14c)$$

なるフリンジ数が観測されるはずである。いま一例として$\Delta f/f$，$(\ell_m - \ell_r)$の値を適当に選んで$m_0=4$なる場合を考えると，第2図(B)のような検出器出力が得られることになる。この検出器出力（干渉フリンジ）を増幅器，クリッパ回路等を経て波形整形し矩形波変換する（同図(C)）。この矩形波をオシロの輝度変調軸に加え，垂直軸には周波数変調用鋸歯状波を入れれば，同図(D)のように，その鋸歯状況の一部は(C)の矩形波に対応して明るくなる。次いで鋸歯状波周期（T）に比べて充分ゆっくりした速度でオシロを掃引すれば，同図(E)のように殆んど連続した4本の水平横縞が形成されることになる。以上は測定行路中にプラズマが存在しない時の情況であるが，更にプラズマが生成されれば，式（6b）で述べた位相差（ΔΦ）が加わるので，その分だけ第2図の(B)，(C)の波形が横へずれる。従ってプラズマがない時の水平横縞が，プラズマの屈折率（電子密度）の変化に応じて変化することになる。この時プラズマの有無時のフリンジの変化数mを観測することにより，式（6e）により$n_e\cdot L$あるいは平均密度$\overline{n_e}$を決定することができる。測定波長（周波数），プラズマ装置の大きさが決まると，式（6e）の数値関係は

$$n_e \cdot L = K\cdot m \qquad \cdots\cdots (6f)$$

あるいは

$$\overline{n_e} = K'\cdot m \qquad \cdots\cdots (6g)$$

（K，K′：数値定数）

なる正比例関係に他ならないので，直視的に観測される量mから極めて直観的に電子密度の変化の様子を探ることができる。以上述べた直視干渉測定を採用すれば，電子密度が時間的に複雑に変化したとしても一意的にその経過を決定することができる。

3. JFT－2a用直視干渉装置の設計

JFT-2a装置の諸元，特徴等については，文献7に述べられている。JFT−2aプラズマの干渉測定を計画した際，当初以下のような事柄に留意した。

(1) 単純に放電形成とともに電子密度が増え，最大値に達した後減少して行くよりもむしろ時間的にかなり複雑に変化する電子密度が予想されるので，測定値の信頼度の点から直視干渉

電磁波周波数 f，変調周波数幅 Δf を用いれば

$$\Delta\Phi_0 = \frac{2\pi}{\lambda_g}(\ell_m - \ell_r)\cdot(\frac{\lambda_g}{\lambda})^2\cdot(\frac{\Delta f}{f}) \qquad \cdots\cdots (14b)$$

となる。従って Δf なる変調周波数幅によって

$$m_0 = \frac{\Delta\Phi_0}{2\pi} = \frac{(\ell_m - \ell_r)}{\lambda_g}\cdot(\frac{\lambda_g}{\lambda})^2\cdot(\frac{\Delta f}{f}) \qquad \cdots\cdots (14c)$$

なるフリンジ数が観測されるはずである。いま一例として $\Delta f/f$，$(\ell_m - \ell_r)$ の値を適当に選んで $m_0 = 4$ なる場合を考えると，第2図(B)のような検出器出力が得られることになる。この検出器出力（干渉フリンジ）を増幅器，クリッパ回路等を経て波形整形し矩形波変換する（同図(C)）。この矩形波をオシロの輝度変調軸に加え，垂直軸には周波数変調用鋸歯状波を入れれば，同図(D)のように，その鋸歯状況の一部は(C)の矩形波に対応して明るくなる。次いで鋸歯状波周期（T）に比べて充分ゆっくりした速度でオシロを掃引すれば，同図(E)のように殆んど連続した4本の水平横縞が形成されることになる。以上は測定行路中にプラズマが存在しない時の情況であるが，更にプラズマが生成されれば，式（6b）で述べた位相差（$\Delta\Phi$）が加わるので，その分だけ第2図の(B)，(C)の波形が横へずれる。従ってプラズマがない時の水平横縞が，プラズマの屈折率（電子密度）の変化に応じて変化することになる。この時プラズマの有無時のフリンジの変化数mを観測することにより，式（6e）により $n_e\cdot L$ あるいは平均密度 $\overline{n_e}$ を決定することができる。測定波長（周波数），プラズマ装置の大きさが決まると，式（6e）の数値関係は

$$n_e \cdot L = K\cdot m \qquad \cdots\cdots (6f)$$

あるいは

$$\overline{n_e} = K'\cdot m \qquad \cdots\cdots (6g)$$

（K，K′：数値定数）

なる正比例関係に他ならないので，直視的に観測される量mから極めて直観的に電子密度の変化の様子を探ることができる。以上述べた直視干渉測定を採用すれば，電子密度が時間的に複雑に変化したとしても一意的にその経過を決定することができる。

3. JFT－2a用直視干渉装置の設計

JFT－2a装置の諸元，特徴等については，文献7に述べられている。JFT－2aプラズマの干渉測定を計画した際，当初以下のような事柄に留意した。

(1) 単純に放電形成とともに電子密度が増え，最大値に達した後減少して行くよりもむしろ時間的にかなり複雑に変化する電子密度が予想されるので，測定値の信頼度の点から直視干渉

測定が望ましい。

(ii) 直視装置の採用によりデータ整理のスピード化，省力化に貢献できる。

(iii) 電子密度分布を決定するうえで，マルチチャンネル干渉測定が要求される。

(iv) JFT-2a装置稼動開始と同時に，電子密度に関する情報が必要となる。更に電子密度の測定結果を，IAEA 東京会議に間に合わせる。

これらの条件のうち，実際の製作期間を考慮すると，(iii)のマルチチャンネル干渉装置の製作は，(iv)の要請を満さない恐れがあった。従って，

(a) 製作期間が短かい1チャンネル直視干渉測定装置によって上記(i)，(ii)，(iv)の条件を満たす。

(b) (iii)については別途干渉測定装置を製作して，これを上記の1チャンネル直視干渉装置に附加してマルチチャンネル干渉測定を行なうことにする。

(c) マルチチャンネル干渉装置の完成以前に電子密度分布に関する情報を得たい時には，プラズマのショット毎に再現性を仮定して1チャンネル干渉装置の，プラズマ中における電磁波行路を変化させて測定を行なうこととした。

この節では上記1チャンネル直視干渉装置の設計について述べる。

3.1 JFT－2a装置における電子密度の予想および観測行路

直視干渉測定装置の設計のためには，あらかじめ被測定量である電子密度の絶対値，時間変化等を予測しておく必要がある。第3図に，トーラス主軸からの距離R＝60㎝の地点における上下垂直方向行路（第4図(B)参照）に沿っての平均電子密度$\bar{n}_e$の変化の予想を示す。すなわち放電開始とともに速やかに密度が上昇し，（0.5～5）msec の間で最大値に達し，その後僅かに減少する。次いで密度がゆっくり再増加し，平担なピークを経て後，減少して零に到る。$\bar{n}_e$の最大値は（0.7～1.5）×10^{13} cm^{-3} 程度とする*。またトカマクプラズマでは，しばしばMHDモードに関連して平均密度でいって数パーセントの密度揺動が観測される。その特性的な周波数は，（1～10）kHz 程度と予想される。

従ってこの密度揺動を測定するためには，検出可能な平均密度の変化量として3×10^{11} cm^{-3}程度の値が要求されることになる。

一方JFT-2a装置[7]では干渉測定のために，ほぼリミター反対側の2ケ所の観測ポートが用意されている。一つは分布測定用（第4図(A)），であり他は中心部観測用（第4図(B)）である。同図に示したように，上下垂直(z)方向に電磁波を伝播させ，その行路は(A)でトーラス中心軸からの距離 R=45，51，57，63，69㎝，(B)では R＝60㎝と選んである。

＊ 二乗分布を仮定すれば，中心最大密度は約（1～2）×10^{13} cm^{-3} に対応する。

3.2 測定周波数帯および電磁波源の選定

上述した被測定平均密度$\overline{n}_e = (0.7 \sim 1.5) \times 10^{13}\ cm^{-3}$に対して，第1図からわかるように8－mm波帯（35－GHz帯）は，しゃ断密度の点からいって不適当である。一方1－mm波帯（190－GHz～350－GHz）については，発振管は一部製作されているものの，干渉計を形成するための立体回路素子が一般には商品化されておらず，入手が困難である。従って，しゃ断密度および立体回路素子製作の観点から，4－mm波帯（75－GHz帯）あるいは2－mm波帯（150－GHz帯）に限定されることになる。ここでしゃ断密度は，4－mm波，2－mm波に対して式(8)よりそれぞれ$n_c = 7.0 \times 10^{13}$，および$2.8 \times 10^{14}\ cm^{-3}$となる。

一方最小検出平均密度に関しては，以下のように考える。マイクロ波域直視干渉測定における最小検出のフリンジシフトの変化量$(\Delta m)_{min}$は高々0.1程度であるので式(6e)で$L \simeq 20\ cm$，$m = (\Delta m)_{min} \sim 0.1$とすれば，最小検出平均密度変化量$(\Delta \overline{n}_e)_{min}$は，4－mm波および2－mm波に対してそれぞれ$(\Delta \overline{n}_e)_{min} \simeq 2.8 \times 10^{11}\ cm^{-3}$および$5.6 \times 10^{11}\ cm^{-3}$となる。

以上の議論から，前節で述べた電子密度の測定域に対し，より適切であると考えられる4－mm波帯（75－GHz帯）を測定周波数帯として採用することとした。この時，JFT－2a装置トロイダル磁場強度が10kGであるので$(f_{ce}/f)^2 \simeq 0.1$となり，式(4)は満足されることになる。

第1表に，4－mm波帯電磁波源である主な発振管の名称，出力等を示す。このうち直進型クライストロンはいずれも出力が大きいが，周波数変調が困難であるので直視干渉用には適当でない。SN比からいって当然出力が大きい程有利であるが，後程（第3.6節）示すように本干渉測定用には数百mWの出力が得られれば充分である。第1表から，KA-701A（沖セラミック製），VRE（米，バリアン社製），CO40A，CO40B（仏，トムソンCSF社製）がこの条件を満たしていることがわかる。これらの発振管のうち，価格，納期，周波数変調の容易さ，および国産品であることを考慮して，本直視干渉測定装置の電磁波源としてKA－701 反射型クライストロンを用いることにした。

第2表にKA-701Aクライストロンの主要性能を示す。

3.3 変調周波数，直視フランジ数および遅延線路

第2節で述べた原理に従うと，直視干渉測定においては，測定対象である密度変化の特性的な周波数f_{ne}（それに対応する周期t_{ne}）に対して，鋸歯状波変調周波数f_m（その周期T）は，

$$f_m > 10 \times f_{ne} \qquad \cdots\cdots (15a)$$

あるいは，

$$T < 0.1 \times t_{ne} \qquad \cdots\cdots (15b)$$

でなければならない。従って第3図で予想した密度変化に対しては，

$$f_m > 100\,kHz \qquad \cdots\cdots (16)$$

第1表　主要な4－mm波帯発振管（CW）

発振管	出力（CW），mW	周波数，GHz	種類
70V10, 70V11A	60, 125	65〜73, 65〜75	反射型クライストロン
80V10A, 80V11	40, 150	75〜85	
KA-701A	400	67〜73	
90V10A, 90V11	30, 100	85〜95	
KA-801	155	75〜85	
VRE2102A9	350	66〜68	
2102A10		68〜70	
2102A16		69〜71	
2102A11		70〜72	
2102A12		72〜74	
2102A13		74〜76	
2102A14		76〜78	
2102A15		78〜80	
VRB2112A1	200	80〜82	
2112A2		82〜84	
2112A3		84〜86	
2112A4		86〜88	
2112A5		88〜90	
VRE2101A	500	50〜80	
VRE2105A4	10	65〜71	
2105A5		67〜73	
2105A6		70〜76	
2105A7		74〜80	
VRB2115A1		80〜86	
2115A2		86〜92	
VRE2103B4	150	65〜71	
2103A6		67〜73	
2103A4		68〜74	
2103B5		70〜76	
2103A5		74〜80	
2103B6		74〜80	
VRB2113A1	75	80〜88	
2113B1		80〜88	
2113A2		86〜92	
2113B2		86〜92	
CO40A	6×10^3	73〜76	後進行波管
CO40B	10×10^3	68〜71	
BA70C	80	65〜75	
RWO80	30	60〜90	
BA75C	80	70〜80	
SBE4023	5	70〜86	
BA85A	80	80〜90	直進型クライストロン
VKE2409B	5×10^3	50〜80	
VKE2401B	20×10^3	50〜80	
VKE2401A3	50×10^3	65	
VKE2401A		50〜80	
VKE2408A	500	70〜80	
VKE2409A1	3×10^3	74〜76	
VKE2408A1	1×10^3	75.5〜76.5	

第2表　KA-701A反射型クライストロンの性能

フランジ／導波管	BRJ−75／WRI −740
ヒータ電圧	6.3V
ヒータ電流	0.59〜0.63A
キャビティ電圧	2400〜2700V
キャビティ電流	20〜27mA
最大出力	410〜450mW
周波数域	67〜73GHz
制御電圧範囲	(−)　100〜130V
リペラ電圧範囲	(−)　140〜400V
電子同調範囲	100〜200MHz
変調感度	5MHz／V
冷　　却	強制空冷

であることが要求される。

一方(0.7〜1.5)×10^{13}cm^{-3}なる最大平均密度の予想値は，式(6e)からL≅20cmとして，

$$m \cong (3.5 \sim 6) \quad \cdots\cdots (17)$$

なるフリンジ変化数をもたらす。測定行路中にプラズマが存在しない時のフリンジ数m_0は，実際に観測されたオシロトレース波形を解析する際，上記のmの値とほぼ等しくしておくと好都合であるので，ここでは直視フリンジ数として，

$$m_0 = 5 \quad \cdots\cdots (18)$$

と選ぶことにする。式(14c)から，$\lambda_g \cong \lambda \cong 0.45$ cmおよび$m_0 = 5$とすると，

$$(\ell_m - \ell_r) = 2.25 \times \left(\frac{f}{\Delta f}\right) \quad (\mathrm{cm})$$

となる。f≅75GHz，ΔfとしてKA−701Aクライストロンの電子同調範囲周波数幅，(100〜200)MHzを取ると，

$$(\ell_m - \ell_r) \cong (17 \sim 8.5) \times 10^2 \ \mathrm{cm} \quad \cdots\cdots (19)$$

である。つまり$m_0 = 5$を実現するのに必要な(測定−参照)行路長差は(17〜8.5)mであることがわかる。この行路長を実現すべく，適当な長さの遅延線路を第2図に示したように

測定行路に挿入しなければならない。

またこの時必要な変調鋸歯状波振幅V_mは，第2表の変調感度の値から

$$V_m = (20 \sim 40)\,V \quad \cdots\cdots (20)$$

となる。

3.4 電磁ホーンアンテナ，ミリ波レンズおよびスパッタリング防止用シャッター

電磁ホーン内では，それに接続された導波管中の主モードを殆んどそのまま球面波的に拡大するような電磁界分布が実現されているため，ホーン開口面から放射される電磁波の指向性はよくない。そのため本直視干渉測定では，レンズを使用して指向性を高め測定値の空間的分解能を改善する設計を行なった。

マイクロ波域レンズとして，金属板レンズ，誘導体レンズ，パラボラ反射器等が挙げられるが，ここではこのうち，ミリ波領域で多く用いられている誘電体レンズを採用した。第5図に誘電体レンズの原理を示す[11]。すなわち第5図(A)のように点源Oから球面波として放射される75－GHz帯波が，電磁ホーンアンテナの開口面に置かれた誘電媒質（レンズ）中を通過することによって，平面波に変換される（第5図(B)）。この時誘電体レンズの形状は，第5図(B)に示すようにR_L，ϕ_Lをとれば，

$$R_L = \frac{(n-1)\cdot S}{n\cos\phi_L - 1} \quad \cdots\cdots (21)$$

なる回転双曲面である。ここでnは75－GHz帯に対するレンズの誘電率，Sは誘電体レンズの焦点距離である。ここでレンズの有効径Dは

$$D \gg \lambda \quad \cdots\cdots (22)$$

であり，および遠距離（far-field）近似が成り立つ条件すなわち，第5図(B)において

$$X \gtrsim \frac{D^2}{4\lambda} \quad \cdots\cdots (23a)$$

がプラズマの測定領域で実現されていることが望ましい。

実際に用いたレンズ有効径としては，第4図(A)の分布測定用にはD＝30 mm，同図(B)ではD＝36 mmとした。従って式（23a）の条件はそれぞれ

$$X \gtrsim 56\,\mathrm{mm},\ 81\,\mathrm{mm} \quad \cdots\cdots (23b)$$

となる。また測定行路中に余分な誘電媒質を挿入しない*ために，上記レンズは同時に真空保持を兼ねる構造とする（第5図(C)参照）。レンズの材質については，JFT－2a装置の真空容器が約150℃までベーキングされるので熱膨張率の点で有利な石英を採用した。

---

* 誘電媒質間での表面反射に起因する干渉信号の発生を押えるためである。

誘電体レンズは，式(21)で述べたように回転双曲面であるが，製作上の容易さから光学で用いられる球面レンズで近似した。現在の設計例のように

$$\phi_L \text{ の最大値} \lesssim 15^\circ \quad \cdots\cdots \quad (24)$$

なる場合は，充分精度良く球面レンズで式(21)を満足させることができる。第5図(C)に本設計の最終案を示す。ここで焦点距離S＝（55〜60）mm，n＝1.944（石英のミリ波帯での屈折率）とした。

測定値の空間的分解能は，送信ホーンアンテナおよびレンズから入射した電磁波のプラズマ中における太さ（拡がり）で規定される。第4図に示されたようにプラズマ領域の水平方向の長さは約30cmであるので，測定値の分解能としてはその10分の1である3cm程度であれば実用上問題はない。具体的には75－GHz帯波ビームの拡がりをプラズマ中心部で直径3cm程度とするような設計とした。

高温プラズマの測定の際，必ずしも電極等がプラズマ中に挿入されていなくとも真空容器壁あるいはリミター材からのスパッタリングのため，計測用（例えば干渉，散乱，分光等）窓材が不透明となり全く用をなさない場合がしばしば起り得る。従って本干渉測定装置においては，窓材である石英レンズへのスパッタリングを防ぐためのシャッター機構を有する構造とする必要がある。第6図に，JFT－2装置での経験から設計された本測定装置用スパッタリング防止シャッター（密度分布測定観測ポート（第4図(A)用））を示す。このシャッターは，同観測ポートの上下に取り付けられる構造となっている。非測定時には，電磁波通過孔（27φ）中へシャッター板（厚さ：5mm）を挿入することにより，プラズマからのスパッタリングから完全にレンズを保護するものとし，一方測定時にはシャッター板を平行に移動させて，電磁波通過孔の位置とシャッター板にあけられた孔の位置とを一致させる*。第6図の設計案では，シャッター板の可動範囲は約30mmであり，シャッター板の出し入れは溶接ベローズによって真空を破ることなく行える構造となっている。またこのシャッターの高さ（40mm）は，式（23b）の条件を満たす要請から決定した。これにより$X \gtrsim 10$ cmつまりレンズとプラズマ間の距離は最も近い行路においても約10cmを確保することができることになる（第5図(C)参照）。なお中心部観測用ポート（第4図(B)）にも同様，類似機構のシャッターを取り付けることとした。

またこれらスパッタリング防止用シャッターの真空リーク量は，JFT－2a装置へ及ぼす効果が無視できるための条件から1×10^{-8} Torr・ℓ／sec以下とした。ただしこの許容リーク量は，バイトンOリングからのスローリークは除いた値である。

3.5 ミリ波干渉回路

前節までの議論において，測定周波数帯は75－GHz（4－mm波）帯，電磁波源としてはKA－701A反射型クライストロンを採用すること（第3.2節），鋸歯状波変調周波数は

---

* この電磁波通過孔の位置は，第4図(A)の測定行路に対応している。

100−kHz以上，（測定−参照）行路長差は（17〜8.5）m必要であること（第3.3節），さらに石英レンズおよびスパッタリング防止用シャッターを備えること（第3，4節）について言及してきた。この節では，75−GHz帯干渉回路の構成について述べる。しかしながら，その詳細は次節で触れる75−GHz 波信号レベル値との関連で決定される。検出信号レベルに関する詳しい議論は次節に譲るとして，この節では伝送路中での損失をできるだけ押えるような設計を行なう。

3.5.1　クライストロン発振部

KA−701Aクライストロン，クライストロンマウントおよびクライストロン電源から構成される。

(i)　KA−701Aクライストロン

主な性能は，第2表に示した通りである。

(ii)　クライストロンマウント

直視干渉測定においては，発振周波数自体の安定度に対する要請はそんなに厳しいものではないので，クライストロンの正常な動作のための空冷用ファンのみを備えた簡易型のクライストロンマウントで充分である。ただしJFT−2a装置からのもれ磁場しゃ蔽用磁気シールドを施すこととする。

本干渉測定装置においてはクライストロンはJFT−2a装置からかなり離れた地点に置かれるため，クライストロンに対してはプラズマ電流による磁場が主要なもれ磁場となる。第7図のような半径 a_p なる円環電流Iによって生ずる点P（r，θ）における磁場の強さ（B_r, B_θ）は，

$$B_r = \mu_0 \cdot \frac{I a_p^2}{2 r^3} \cos\theta \qquad \cdots\cdots (25a)$$

$$B_\theta = \mu_0 \cdot \frac{I a_p^2}{4 r^3} \sin\theta \qquad \cdots\cdots (25b)$$

で与えられる（MKS単位）。ただし $r \gg a_p$ である。JFT−2a装置のパラメータ a_p = 0.6 m，プラズマ電流の最大予想値≅100kA を考慮して，今例えば $r \cong 5$ m，$\sin\theta \simeq 0.9$，$\cos\theta \simeq 0.4$ と選ぶと，$B_r \simeq 2.4$ ガウス，$B_\theta \simeq 2.7$ ガウス程度となる。

一方，クライストロンの動作に及ぼす磁場の効果については，設計基準となるようなデータは試験成績書等には明示されてはいない。またクライストロンの種類によってもその効果は異なる。KA−701Aクライストロンについては，JFT−2装置の干渉測定の経験から判断すると，(a)10ガウス以上の磁場に対しては，発振状態は著しく変化する。極限な場合は発振が停止してしまう，(b)（3〜5）ガウスの磁場では，発振状態は僅かに影響を受け，発振出力が約10％減少するのが観測された，従って(c)本干渉測定装置では，クライストロン設置場所におけるもれ磁場を0.5ガウス程度以下とすれば充分であろうと判断した。

以上の考察から，クライストロンマウント全体を高透磁率材料で囲み，上述した最大（2〜

3）ガウス程度のもれ磁場を約10分の1程度まで減少させるような設計とする。実際の製作にあたっては，厚さ1.5㎜のパーマロイ材を用いてクライストロンマウントを磁気シールドした*。

(iii) クライストロン電源

第2表に示したKA701Aクライストロンの動作条件を満足すると同時に汎用なクライストロン電源としても使用できるために以下のような定格を有することとした。

ヒータ電圧（直流安定化）……… 6.3V
ヒータ電流 ……… 1.5A
キャビティ電圧，電流 ……… 2800V，30mA
制御電圧，リペラ電圧 ……… 500V，1000V
（ただしキャビティ，制御およびリペラの各電圧は零から定格値まで連続的に可変なこと）
接　地 ……… キャビティ接地および陰極接地として動作可能なこと。

(iv) クライストロン接地

通常反射型クライストロンはキャビティ接地で動作させることが多い。しかしこの場合は，リペラ電圧には，リペラ電圧制御系自体のリップルの他にキャビティ回路系のリップルを加え合わせ形で変動を受ける。一般にキャビティ電圧のリップルは，高圧であるためリペラ電圧のそれと比べて，かなり大きい。また本測定装置のように測定行路長が10m以上となるような場合には，これらのリップルはプラズマの存在とは無関係な寄生干渉フリンジの原因となり，最小検出フランジシフト変化量を値を増加させてしまう。この点陰極接地の場合は，キャビティ電圧のリップルが直接この寄生干渉フリンジの原因とはならないので有利である。第3.2節で触れたように本干渉測定においては最小検出フリンジシフト変化量として0.1が要求されているので，上記電源リップルに起因する寄生干渉フリンジm_{os}としては

$$m_{os} \lesssim \frac{1}{50} \qquad (26)$$

で充分であろう。式(26)を満たすリペラ電圧のリップル値V_rを求めてみると，次下のようになる。V_rに対応する変調周波数幅をΔf_rと書くと，式(14c)から

$$m_{os} = \frac{(\ell_m - \ell_r)}{\lambda_g} \cdot \left(\frac{\lambda_g}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(\frac{\Delta f_r}{f}\right) \lesssim \frac{1}{50} \qquad (27a)$$

となる。ここで$\ell_m - \ell_r = 17 \times 10^2$ cm，$\lambda_g \approx \lambda \simeq 0.45$ cm，$f \cong 70$GHzとすると，

$$\Delta f_r \lesssim 3.5 \times 10^5 \text{ Hz} \qquad (27b)$$

---

* Tokin TMC-V パーマロイ（厚さ1mm）を用いた角筒形磁気しゃへいの効果率は，（10〜100）分の1である（文献12参照）。

であり，更に変調感度 5×10^6 Hz／Vから

$$V_r \lesssim 0.07\,V \qquad (27c)$$

または，

$$V_r(rms) \lesssim 25\,mV \qquad (27d)$$

となる。

クライストロン電源のキャビティ電圧のリップルは，通常（30～50）mV（rms）程度であるので，上記（27d)の条件を満たすのは難しい。一方リペラ電圧自体のリップルは（5～10）mV（rms）以下が比較的容易に実現できる。従って本設計では，寄生干渉フリンジの発生を出来るだけ少なくする目的で，クライストロンは陰極接地方式とすることにした。なお，陰極接地方式を採用したことにより，クライストロン発振部の立体回路の適当な場所に絶縁導波管を挿入せねばならない。

クライトロン発振部の構成を第8図に示す。

3.5.2　75－GHz帯立体回路部

この立体回路部は，周波数モニター部，干渉計用立体回路素子部から形成される。第8図には本立体回路部の構成も示した。

(i)　周波数モニター部

測定周波数fを容易にモニター出来るように，主ミリ波伝送路から方向性結合器（＃1，結合度約10dB）によって75－GHz帯電力の一部を取り出し，周波数計，クリスタルマウントに導く。またクリスタルダイオードからの出力は，適当な指示計（直流電流計）に接続される。

(ii)　干渉計用立体回路素子部

75－GHz 帯主伝送路は単向管（＃1），減衰器（＃1）および往復遅延線路（第3.5.3節），送信および受信ホーンアンテナ（第3.5.4節）並びに単向管（＃2）からなる測定行路から形成される。一方参照行路は，方向性結合器（＃2，約10dB）* 減衰器（＃2）および移送器から成り立つ。

JFT－2aプラズマ中を通過して測定行路中を伝搬してきた電磁波は，参照行路伝搬波とマヂックTで合成干渉される。ここでマヂックTの分岐③および④にはそれぞれ測定および参照行路を，分岐①，②にはクリスタルマウントおよびクリスタルダイオードを接続して，干渉波を観測する。マヂックTの性質よりこれら2つのクリスタルダイオードには，分岐③，④に等しい電力が入射した時等振幅逆位相の干渉波が合成される（第3.6.2節参照）。なお第8図において参照行路長は，約50cmである。

---

*　この方向性結合器の結合度は，測定行路および参照行路での減衰量の予想から決定されたものである。第3.6.2節の議論参照。

(iii) 75－GHz帯立体回路素子表面処理

マイクロ立体素子の器壁材は，伝送損失の点から言って導電率が良いことは勿論であるが，長期にわたって安定な特性を得るために経時変化の極めて少ない金属を用いなければならない。周波数が高くなるにつれて伝送損失が増加し，また伝播特性が器壁表面の状態に敏感になることから特にミリ波領域では，立体回路素子の表面処理に留意しなければならない。この点に関して，本測定装置の75－GHz帯素子の表面は金メッキを施すことにした。この周波数帯での金中における電磁波の表皮深さ（skin depth）は（0.2～0.3）ミクロン程度であるので，金メッキの厚さとしては（2～3）ミクロン以上なら問題ないであろう。導電率の点からいえば，金に比べて銀メッキの方が僅かに優れているが，経時変化から云ってかなり劣るので採用しないことにした。

(iv) 単向管の磁気しゃへい

先にクライストロン発振管の磁場の効果について触れたが，他にもれ磁場の影響が問題となる回路素子としてフェライト素子を用いている単向管がある。ミリ波領域ではファラデイ回転型の単向管を用いることが多く，これは電磁波伝播方向に（10～30）ガウス程度の直流磁場を印加している。単向管の正常な動作のためには，外部もれ磁場の強度を1ガウス以下とする必要がある。第3.5.1節で述べたように最大プラズマ電流100kAに対しても，約5m離れた地点に単向管を置き厚さ1mmのパーマロイで周囲をかこみ磁気しゃへいすれば充分1ガウス以下を実現できる。

3.5.3　遅延線路部

第3.3節において直視フリンジ数m_0を5本観測するためには，（測定－参照）行路長差として17mあれば充分であると予想した。測定行路は，遅延線路部と次節のホーンアンテナ・プラズマ部とから構成されている。後に述べるようにホーンアンテナ・プラズマ部の長さは約1m，参照行路長は0.5m（第3.5.2節）であるので，遅延線路部の必要な長さは，約16.5mとなる。

(i) 遅延線路導波管

矩形導波管（開口面長さa，bただしa＞b）による電磁波の減衰定数αはTE_{10}モードに対して

$$\alpha\,[\text{ネーパ}/\text{m}]=\sqrt{\frac{\omega\mu_m}{2\sigma}}\,\frac{1}{\zeta b}\left\{\frac{1+(2b/a)(\lambda/\lambda_c)^2}{\sqrt{1-(\lambda/\lambda_c)^2}}\right\} \qquad \cdots\cdots(28)$$

で与えられる[13]。ここで$\omega=2\pi f$は電磁波角周波数，μ_mおよびσは導波管金属材料の透磁率および導電率，ζは電磁波伝播媒質の固有インピーダンスで$\zeta\cong\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}=376.7$オーム，$\lambda_c$はしゃ断波長で導波管の横幅aに対し$\lambda_c=2a$できまる。

75－GHz標準矩形導波管（WRI－740またはRG－99／U）に対し上記減衰定数の値$\alpha^{(75)}$は，$a=3.099$mm，$b=1.549$mm，$\mu_m\cong\mu_0=4\pi\times10^{-7}$ H/m，$\sigma\simeq5\times10^7$，モー／m，$\omega\cong4.7\times10^{11}$ rad/sec，$\lambda\cong4$mmおよび$\lambda_c=6.198$mmとして

$$\alpha^{(75)} = 0.243 \text{〔ネーパ／m〕} = 2.11 \text{〔dB／m〕} \qquad \cdots\cdots\cdots (29a)$$

となる。従って長さ16.5mの75−GHz帯短形導波管に対しては，合計減衰量$\alpha_t^{(75)}$は

$$\alpha_t^{(75)} = 34.8 \quad \text{〔dB〕} \qquad \cdots\cdots\cdots (30a)$$

である。

式(28)から，b，aが大きい程減衰の点で有利なことが解かる（大口径（オーバーサイズ）伝送）。オーバーサイズ伝送路として，通常マイクロ波領域で用いられる周波数帯（35−GHz，10−GHz，および4−GHz帯）の矩形導波管を採用することが考えられる。このうち4−GHz帯導波管については，寸法が大きい（a=72.1mm，b=34.0mm，フランジ面：BRJ-2）ので，JFT−2a装置のトロイダル磁場発生コイル間隔の限られた空間内に接続，配管することが困難であること，重量の点で17mにもおよぶ4−GHz帯導波管の支持，固定が容易でないことの理由で使用できない。35−GHz帯矩形導波管（WRI−320またはRG−96/U）での減衰定数$\alpha^{(35)}$は，式(28)でa=7.112mm，b=3.555mm，λ_c=14.224mmとすれば，

$$\alpha^{(35)} = 8.62\times10^{-2} \text{〔ネーパ／m〕} = 0.75 \quad \text{〔dB/m〕} \qquad \cdots\cdots\cdots (29b)$$

となり，合計減衰量$\alpha_t^{(35)}$は，

$$\alpha_t^{(35)} = 12.4 \quad \text{〔dB〕} \qquad \cdots\cdots\cdots (30b)$$

である。10−GHz帯導波管（WRJ−10またはRG−52/U）では，a=22.9mm，b=10.2mmであるので，

$$\alpha^{(10)} = 2.0\times10^{-2} \text{〔ネーパ／m〕} = 0.174 \quad \text{〔dB/m〕} \qquad \cdots\cdots\cdots (29c)$$

および，

$$\alpha_t^{(10)} = 2.87 \quad \text{〔dB〕} \qquad \cdots\cdots\cdots (30c)$$

となる。

上記（30b）および（30c）では全遅延線路（16.5m）を単に直線のオーバーサイズ矩形導波管のみで構成された時の減衰量である。実際には以下(ii)で述べるように，途中で何度か曲げる必要があるためオーバサイズ導波管の長さとしては16.5mより短かくなる。

(ii) 遅延線路部の構成

本干渉測定装置用として許容される空間は，JFT−2a装置付近の既設設備の関係上トーラス中心軸から大半径方向に約5.5mである。またトーラス装置であるので，プラズマ中における電磁波伝播方向は第4図に示したように常識的に云って上下垂直方向に限られる。従って規定の長さ（16.5m）の遅延線路をホーンアンテナ・プラズマ部へ接続するためには，何度か電磁波行路90°曲げねばならない（例えば第9図参照）。この曲がり部にはオーバーサイズ伝送路が使えない。従って上記(i)で述べた10−GHzあるいは35−GHzオーバーサイズ導波

管の場合，曲がり部は（３５あるいは１０－GHz－７５－GHz）テーパ導波管（２ケ）および７５－GHz帯ベンドとから形成されねばならない。曲がり部１ケあたりの伝送損失量は，約0.８ｄＢ程度と考えると，第９図のような９ケの曲がり部では約７ｄＢの減衰量となる。上述したような曲がり部減衰量の評価および式(30a)，(30b)，(30c)とから，１０－GHz帯オーバーサイズ導波管を用いることが最も有利なことが解かる。

遅延線路部の最終図面を次節で述べるホーンアンテナ・プラズマ部と合わせて第９図に示す。

3.5.4　ホーンアンテナ・プラズマ部

ＪＦＴ－２ａ装置からの要請としては，トロイダル磁場コイルの間隔を利用して送信および受信のための導波管接続を行い，第４図に示された観測ポートを使って干渉測定を可能ならしめることである。一方第3.４節で述べたように，本直視干渉装置の安定な動作のためにスパッタリング防止用シャッターおよび必要な空間的分解能を得るためのレンズを備えるものとする。送信および受信用レンズ間の距離は，スパッタリング防止用シャッターの厚さ（４０mm）を考慮して４１０mmとした。

石英レンズは，第５図(C)に示したように２ケのバイトンＯリングを使って直接レンズがシャッターの金属器壁に接触しないように固定するものとする。このような固定法を採用したのは真空容器ベーキング時において石英と金属壁の熱膨張率が異なるため生ずる石英レンズの破損を防ぐためである*。電磁ホーンアンテナの固定は，精度良く（ホーンアンテナとレンズの中心のずれ≦0.５mm），また密度分布測定時において必要となる電磁波行路のスキャンが容易に出来るように取付金具（ノックピン付）を用いて行うこととした。

電磁ホーンアンテナとレンズの位置関係については，第５図(C)に示したようにホーンアンテナの根本部とレンズ間の距離がそのレンズの焦点距離に等しくすれば良いのであるが，ここでは次のような予備実験を行って電磁ホーンアンテナおよびレンズの最終位置を決定した。すなわち第１０図において，石英レンズ間の距離を４１０mmに固定し，右側のホーンアンテナ・レンズ系を経て７５－GHz帯電磁波を左側の受信アンテナ・レンズ系へ伝播させる。この時最大電力が受信されるようなホーンアンテナおよびレンズ間の距離（つまり同図のℓ）を求め，これをもって最終位置とする。このようにして決定されたℓの値は，６４mmであった。

3.5.5　ＪＦＴ－２ａ装置との電気的絶縁

ＪＦＴ－２ａのようなトカマクプラズマ装置においては，その真空容器にはプラズマ発生時に最大（１００～１０）ボルト程度の電圧が誘起される。本干渉測定装置は，ホーンアンテナの所でシャッターを経て直接ＪＦＴ－２ａ真空容器に接続される。従ってＪＦＴ－２ａ装置との静電的絶縁のため，遅延線路部の適当な箇所にテフロン板（厚さ：0.2mm）を挿入することとする。

＊　この種の固定方法の温度試験を約２００℃まで行ったが，石英レンズの破損は起らなかった。

3.6 検出信号レベルの予想

この節ではKA－701Aクライストロンから発振された電磁波が，主伝送路およびプラズマ中を伝播してマヂックTに達するまでに受ける減衰量ならびに参照行路波と合成された後の干渉信号レベルの大きさの予想を行なう。

3.6.1 主伝送路における電磁波の減衰

主伝送路は，第8図のKA－701クライストロン，単向管（UL#1），方向性結合器（DC#1，#2）および減衰器（ATT#1）を経て往路遅延線路，ホーンアンテナ・プラズマ部，復路遅延線路および単向管（UL#2）からなる測定行路ならびにマヂックTから構成される。

(i) クラストロン発振部および75－GHz帯立体回路部での減衰

第8図の構成に従って挿入損失，伝送損失等を予想する。

(－0.5dB)〔絶縁導波管〕＋(－3.0dB)〔UL#1〕＋(－1.0dB)〔DC#1〕＋(－1.0dB)〔DC#2〕＋(－1.0dB)〔ATT#1〕＝－6.5dB ……… (31)*

(ii) 遅延線路部での減衰

第3.5.3節で述べたように10－GHz帯矩形導波管をオーバーサイズ伝送路を用いた場合，式(29c)および曲がり部が9ケ必要であるので

(－2.4dB)〔10－GHz導波管，14m〕＋(－7.2dB)〔9ケの曲がり部〕＝－9.6dB ……… (32)

(iii) ホーンアンテナ部の回路損失

(－0.4dB)〔75－GHz帯導波管，40cm〕＋(－2dB)〔レンズ，2ケ〕＝－2.4dB ……… (33)

(iv) ホーンアンテナ・レンズ系における送信受信間伝送損失およびプラズマによる損失

送信および受信間における伝送損失L_{tr}は，電波伝播の分野で用いられる表示式

$$L_{tr}\,(\mathrm{dB}) = -(L_o - G_t - G_r + L_p) \quad \cdots\cdots (34)$$

を使って評価する。ここでL_oは自由空間損失と呼ばれるもので

$$L_o\,(\mathrm{dB}) = 10\log_{10}\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad \cdots\cdots (35a)$$

であり，G_t およびG_r はそれぞれ送信および受信アンテナの利得，更にL_p は伝播路中に受ける電磁波の損失である。現在の場合先に述べたように（第2節），プラズマ中の粒子間衝突に基づく電磁波の減衰は無視できるので，このL_p の原因としては，(i)プラズマのスパッタリングによる石英レンズのくもり，および(ii)プラズマ密度の空間的不均一性のため生ずる電磁波行路の曲がりが考えられる。

＊ 減衰器（ATT#1）は最少減衰（挿入損失のみ）としてある。

式（35a）においてd＝410mm，λ＝4.5mmとすると

$$L_o = 60.9\,dB \qquad \cdots\cdots (35b)$$

となる。電磁ホーンアンテナの利得は，（開口面直径／波長）≅6.7，（アンテナ長／波長）≅12なる電磁ラッパを用いることになるのでホーンアンテナの理論から

$$G_t = G_r \cong 26.5\,dB \qquad \cdots\cdots (36)$$

となる。ただしこの利得の評価には，石英レンズの効果は考慮されていない。石英レンズを取り付けたことによる利得の増加を正確に予想することが難しいので，ここでは式(36)の値をそのままレンズ付ホーンアンテナの利得として用いることにする。式(34)，(35b)および(36)から

$$L_{tr} = -(7.9 + L_p)\,dB \qquad \cdots\cdots (37)$$

となる。なおL_pの値の大略の予想については，別に論ずる（第3.6.3節）。

(v) マヂックT等での減衰

$$-(3.0\,dB)[UL\#2] + (-0.5\,dB)[ベンド] + (-3.5\,dB)[MT] = -7.0\,dB \qquad \cdots\cdots (38)$$

(vi) その他，ベンド，ツイスト等の挿入損失

以上例記してきた各素子の他に，実際に干渉計を組立てる段階になってベンド，ツイスト，短かい75－GHz矩形導波管等が更に必要となる。その必要個数を予想して

$$(-2.5\,dB)[ベンド，ツイスト5ケ] + (-2.1\,dB)[75\text{-}GHz導波管10\,cm \times 10ケ]$$
$$= -4.6\,dB \qquad \cdots\cdots (39)$$

以上(i)～(vi)項までの減衰を合計すると，式(31)，(32)，(33)，(37)，(38)および(39)より主伝送路の総減衰量L_Tは

$$L_T = -(38.0 + L_p)\,dB \qquad \cdots\cdots (40)$$

となる。

3.6.2 プラズマがない時の干渉信号レベル

KA－701Aクライストロンの最大出力は，第2表に示したように（410～450）mWであるが，動作条件の変化に応じて（300～450）mWの間の出力が得られる。この出力をdBm単位で示すと（24.8～26.1）dBmとなる。ここでは最小限確保される24.8dBmの出力を，標準例と選んで以下の議論を行うことにする。

クライストロンから発振された電磁波（24.8dBm）は，主伝送路伝播中に前節で述べたような減衰を受けマヂックTの分岐①および②にはそれぞれ

$$P_m = 24.8 + L_T$$
$$= -(13.2 + L_p)\,dBm \qquad \cdots\cdots (41a)$$

なる電磁波電力が現われる。従ってレンズのくもりが無視できる場合およびプラズマが存在しない時には$L_p = 0$ dBとして同じく分岐①，②に

$$P_m^o = -13.2\ \mathrm{dBm} \qquad \cdots\cdots (41b)$$

なる電力が達することになる。

一方参照行路を経てマヂックTの分岐①，②に達する電力P_r（dBm）は同様に

$$P_r = (24.8 + L_r)\ \mathrm{dBm} \qquad \cdots\cdots (42)$$

と書ける。ここでL_rは第8図のクライストロン，方向性結合器（#1，#2）および参照行路からなる75-GHz回路の減衰量である。前節と同様にL_rは次のように予想される。

$$\begin{aligned} L_r &= (-4.5\ \mathrm{dB})[\text{絶縁導波管}\sim \mathrm{DC}\#1] + (-C)[\mathrm{DC}\#2\text{の結合度}] + (-A) \\ &\quad [\mathrm{ATT}\#2\text{の減衰量}] + (-1.0\ \mathrm{dB})[\mathrm{PS}] + (-3.5\ \mathrm{dB})[\mathrm{MT}] \\ &= -(9.0 + C + A)\ \mathrm{dB} \end{aligned} \qquad \cdots\cdots (43)$$

従って

$$P_r = (15.8 - C - A)\ \mathrm{dBm} \qquad \cdots\cdots (44)$$

となる。

このP_rのレベルとしては，干渉測定においては

$$P_r^{(MIN)} < P_m^o < P_r^{(MAX)} \qquad \cdots\cdots (45)$$

であることが要求される。ここで，

$$P_r^{(MIN)} \equiv 15.8 - C - A(MAX) \qquad \cdots\cdots (46a)$$

$$P_r^{(MAX)} \equiv 15.8 - C - A(MIN) \qquad \cdots\cdots (46b)$$

でありA(MAX)，A(MIN)は，減衰器（ATT#2）の最大減衰量および最小減衰量である。式(46)において$C = 10$ dB，A(MAX)$= 30$ dBおよびA(MIN)$= 1$ dBと選ぶと

$$P_r^{(MIN)} = -24.2\ \mathrm{dBm} \quad \text{および}$$

$$P_r^{(MAX)} = 4.8\ \mathrm{dBm}$$

となって，式(45)が満足される。従って本干渉装置においては，これらの値，すなわち方向性結合器（DC#2）の結合度は10dB，減衰量（ATT,#2）の最大減衰量約30dBを採用することにした。

第11図(A)に本干渉測定装置におけるマヂックTの動作を示す。測定行路を伝播してきた電磁波は分岐③よりマヂックTに入り，分岐①，②に現われる等振幅逆位相の電磁波E_mに変換される。一方参照行路電磁波は分岐④を経て，分岐①，②の等振幅同位相の電磁波E_rに変換

される。従って分岐①および②における合成干渉波E_1，E_2は，以下のようになる。

$$E_1 = [\,|E_r|\cdot\exp i(\omega t + k_g\ell_r) + |E_m|\cdot\exp i\{\omega t + k_g(\ell_m - L) + k_pL\}\,] \quad \cdots\cdots(47a)$$

$$E_2 = [\,|E_r|\cdot\exp i(\omega t + k_g\ell_r) - |E_m|\cdot\exp i\{\omega t + k_g(\ell_m - L) + k_pL\}\,] \quad \cdots\cdots(47b)$$

ここで$k_g \equiv \frac{2\pi}{\lambda_g}$および$k_p$は導波管中およびプラズマ中での75－GHz帯電磁波の伝播定数，ℓ_r，ℓ_mおよびLは参照，測定行路長およびプラズマ実効長である。またωは角周波数で，第2図に示したように鋸歯状波変調によって$\omega = 2\pi f \sim 2\pi(f + \Delta f)$なる変化を受ける。この$\Delta f$なる周波数変調によって，第2節で述べたように$\Delta k_g = \Delta(2\pi/\lambda_g)$なる伝播定数変化を受ける。式(47a)を変形すると

$$E_1 = [\,|E_r| + |E_m|\cdot\exp i\{k_g(\ell_m - \ell_r) - (k_g - k_p)L\}\,]\cdot\exp i\times(\omega t + k_g\ell_r)$$

プラズマ測定領域では自由空間伝播となっているので，上式の$k_g\cdot L \cong k_o\cdot L$（$k_o$：自由空間伝播定数）として，

$$E_1 = [\,|E_r| + |E_m|\cdot\exp i\{k_g(\ell_m - \ell_r) - (k_o - k_p)L\}\,]\cdot\exp i\times(\omega t + k_g\ell_r) \quad \cdots\cdots(48a)$$

と書ける。同様に，

$$E_2 = [\,|E_r| - |E_m|\cdot\exp i\{k_g(\ell_m - \ell_r) - (k_o - k_p)L\}\,]\cdot\exp i\times(\omega t + k_g\ell_r) \quad \cdots\cdots(48b)$$

となる。振幅$|E_1|$，$|E_2|$に注目すると

$$|E_1|^2 = [\,|E_r| + |E_m|\cdot\exp i\{k_g(\ell_m - \ell_r) - (k_o - k_p)L\}\,]^2 \quad \cdots\cdots(49a)$$

$$|E_2|^2 = [\,|E_r| - |E_m|\cdot\exp i\{k_g(\ell_m - \ell_r) - (k_o - k_p)L\}\,]^2 \quad \cdots\cdots(49b)$$

となる。周波数変調を行った場合は，第2節ですでに示した式

$$\Delta\Phi_0 = (\ell_m - \ell_r)\Delta k_g \equiv (\ell_m - \ell_r)\Delta\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right) \quad \cdots\cdots(12)$$

$$= \frac{2\pi}{\lambda_g}(\ell_m - \ell_r)\cdot\left(\frac{\lambda_g}{\lambda}\right)^2\cdot\left(\frac{\Delta f}{f}\right) \quad \cdots\cdots(14b)$$

および

$$\Delta\Phi=(k_o-k_p)L$$

$$=k_oL(1-\sqrt{1-(f_p/f)^2}) \qquad \cdots\cdots(6a)$$

を使うと式（49a）は

$$|E_1|^2=[|E_r|+|E_m|\cdot\exp i(\Delta\Phi_o-\Delta\Phi)]^2$$

$$=|E_r|^2\left[1+\frac{|E_m|^2}{|E_r|^2}+2\cdot\frac{|E_m|}{|E_r|}\cos\varphi\right] \qquad \cdots\cdots(50a)$$

同様に式（49b）は

$$|E_2|^2=|E_r|^2\left[1+\frac{|E_m|^2}{|E_r|^2}-2\cdot\frac{|E_m|}{|E_r|}\cos\varphi\right] \qquad \cdots\cdots(50b)$$

となる。ここで測定および参照行路間の位相差（$\Delta\Phi_o-\Delta\Phi$）は

$$\Delta\Phi_o-\Delta\Phi\equiv\varphi=2\pi(m_o-m) \qquad \cdots\cdots(51)$$

であり，m_o は鋸歯状波変調のため生ずる，プラズマがない時の直視フリンジ数およびmはプラズマの存在による直視フリンジ数の変化である（式(9)，（14c)参照）。

式（50a）および（50b）から，$|E_1|^2$，$|E_2|^2$ は，最大値（$|E_r|+|E_m|)^2$，最小値（$|E_r|-|E_m|)^2$ を持ち，第11図(B)に示すように φ の変化に応じて互いに逆位相になっていることが解かる。式（50a），（50b）を電力を用いて書き直すと，

$$P_1=P_r+P_m+2(P_m\cdot P_r)^{1/2}\cos\varphi \qquad \cdots\cdots(52a)$$

$$P_2=P_r+P_m-2(P_m\cdot P_r)^{1/2}\cos\varphi \qquad \cdots\cdots(52b)$$

となる。第11図(B)では $m_o-m=4$ なる場合の分岐①，②の出力を示してある。

実際のプラズマの測定においては，プラズマが生成される前にあらかじめ参照行路中の減衰器（ATT#2）を調節して，$P_m^o\simeq P_r$ なる状態を実現しておくことが多い。いまプラズマがない時に $P_m^o=P_r$ とした（つまり測定行路および参照行路における電磁波電力が同一レベルである）場合に相当する干渉信号振巾の大きさを予想すると，$\varphi>2\pi$ なる変化に対して，第11図(B)からも解かるように

$$0\leqq P_1,P_2\leqq 4P_m^o \qquad \cdots\cdots(53)$$

となる。従ってマヂックTの分岐①および②の合成干渉波の電力レベルは，（p-p）値で云って式（41b）から

$$(P_1, P_2)^{o}_{p\text{-}p} = 4P^{o}_{m} = -7.2\,\mathrm{dBm} \quad \cdots\cdots (54)$$

となる。この電力レベルによって得られるクリスタルダイオードの出力電圧 $(V_d)^{o}_{p\text{-}p}$ は，1N53 ダイオードを用いれば

$$(V_d)^{o}_{p\text{-}p} = 3.8\,\mathrm{mV} \quad \cdots\cdots (55)$$

となる*。但しこの値は負荷抵抗 $R_{\ell}=1\,\mathrm{k}\Omega$ とした時の値である。このクリスタルダイオードの出力を，次節で述べるように差動増幅するので，実効出力電圧レベルとしては式(55)の2倍すなわち，

$$(V_{d1} - V_{d2})_{p\text{-}p} = 7.6\,\mathrm{mV} \quad \cdots\cdots (56)$$

となる。

3.6.3 プラズマの存在による電磁波減衰量の予想

前節で述べたようにプラズマが存在しない時には，各ダイオード当り約3.8 mVの出力電圧が得られると予想されるが，実際のプラズマ測定時における検出信号レベルについては，第3.6.1節(Ⅳ)項の L_p の評価が困難であるので正確な予想は不可能である。このプラズマの存在による電磁波減衰量 L_p の原因は，前述したように

(i) プラズマからのスパッタリングに基づくレンズ表面のくもり，および

(ii) プラズマ中の電子密度分布による屈折率不均一性のため生ずる電磁波行路の曲がりの2つが考えられる**。

(i) レンズ表面のスパッタリングによる減衰量 L_S

第3.4節で述べたようにスパッタリング防止用シャッターはプラズマ測定時には開の状態となるので，この時のプラズマからのスパッタリングが問題となる。従って測定ショットが増加するにつれて徐々にレンズ表面のくもりが増え，同時に電磁波減衰量が増す。いま一つの目安として，スパッタリングによるくもりのため送信および受信側のレンズの透過率の減少が最大50％まで許容されると仮定する。すなわち

$$(L_S)_{MAX} = (-3) + (-3) = -6\,\mathrm{dB} \quad \cdots\cdots (57)$$

とする。

なおJFT-2プラズマでの干渉測定の実績からは石英レンズの透過率が約50％に減少する寿命として（6～9）月程度であった。JFT−2a装置においては，JFT−2と同程度のスパッタリングが存在するとしても半年毎に石英レンズを変換すれば

---

* 1N53 ダイオード（負荷抵抗1kΩ）の出力電圧の実測値（0 dBm の入力電力に対し20 mVの出力電圧）から換算して求めた。

** 測定対象のプラズマが乱れていることに起因する電磁波の異常減衰は無視した。

$L_S \gtrsim -6\,dB$ ……(58)

が充分満たされるであろう。

(ii) 電磁波の曲がりによる減衰量 L_c

第5図(B)に示したような電磁ホーンアンテナ・レンズ系において，平面波に変換された電磁波は以下に述べるような開口面ふく射による拡がりを受ける。レンズの原理から誘電体レンズの出口端面での電磁波電磁界の強度は一様で，また位相はそろっているので，送信ホーンアンテナおよびレンズを通過した電磁波はレンズの有効半径で規定される開口面ふく射に等しくなる。すなわち，単位立体角あたりのふく射電力$w(\phi)$は

$$w(\phi)=E_o^2\cdot\frac{\pi^2\left(\frac{D}{2}\right)^4}{2\lambda^2}\cdot\sqrt{\frac{\varepsilon_o}{\mu_o}}\,(1+\cos\theta)^2\times\left[\frac{J_1\left(k_o\cdot\frac{D}{2}\sin\phi\right)}{k_o\cdot\frac{D}{2}\sin\phi}\right]^2 \quad \cdots\cdots (59)$$

である。ここでE_oは電界の大きさ，Dはレンズの直径，$k_o=\frac{2\pi}{\lambda}$，およびJ_1は1次ベッセル関数である。式(59)から$w(\phi)=0$となる最初の方向角ϕ_0は

$$\phi_0=\sin^{-1}\frac{1.22\lambda}{D}\quad(\mathrm{rad})$$

$$\cong\frac{1.22\lambda}{D}\,(\mathrm{rad})=\frac{70\lambda}{D}\quad(度) \quad \cdots\cdots (60)$$

となり，また主ふく射は$|\phi|\leq\phi_0$に限られる。更に最大ふく射の電力（$w(0)$）の半分をふく射する方向角$\phi_{1/2}$は

$$\phi_{1/2}\cong\frac{0.51\lambda}{D}\,(\mathrm{rad})=\frac{29\lambda}{D}\quad(度) \quad \cdots\cdots (61)$$

である。

上式(60)および式(61)を使って受信側での拡がりを求めると次の様になる。電力が半分となる電磁波ビーム半径$R_{1/2}$は

$$R_{1/2}=41\times\tan\phi_{1/2}\cong 3.0\,\mathrm{cm} \quad \cdots\cdots (62a)$$

また主ふく射の零点R_oは

$$R_o=41\times\tan\phi_0\cong 6.0\,\mathrm{cm} \quad \cdots\cdots (63)$$

となる。ここで$\lambda=4.3\,\mathrm{mm}$（$f=70-\mathrm{GHz}$），$D=30\,\mathrm{mm}$また送信レンズから受信レンズまでの距離は第3.5.4節で述べたように41 cmとした。第12図に本干渉測定における電磁波ビームの拡がりの様子を示す。同図から解かるように，プラズマが存在しない時には，最大

ふく射方向の極く近くの電磁波が受信ホーンアンテナ内へ伝播して行く（太い点線）。しかしながらプラズマが存在する場合，その密度分布による屈折率不均一性のため電磁波行路が曲がる（第１２図の細い実線）。この電磁波行路の曲がりは，ＪＦＴ－２ａ装置では，中心部の電子密度 $2\times10^{13}\ cm^{-3}$，２乗分布とすると第１２図に示すように受信端で最大約１０mm である5a)。従ってこの曲がりのため受信端で電磁波がけられることになる。このけられによる実効減衰量 L_c は，第１２図のグラフから

$$L_c \gtrsim -2\ dB \qquad (64)$$

と予想される。

以上の議論から L_p の大略な予想値として

$$L_p = L_s + L_c \gtrsim -8\ dB \qquad (65)$$

となる。以下実際のプラズマ測定時での信号レベルの予想を行なう。

$$P_r = P_m^o = -13.2\ dBm \qquad (66a)$$

$$P_m = P_m^o + L_p \gtrsim -21.2\ dBm \qquad (66b)$$

とすると，合成干渉波の電力レベル $(P_1\ ,\ P_2\ )^p_{p\text{-}p}$ は（p－p）値で式(52)から

$$(P_1\ ,\ P_2\ )^p_{p\text{-}p} = 4\ (P_m \cdot P_r\ )^{1/2}$$

$$\gtrsim -11.2\ dBm \qquad (67)$$

となる。更に1N53 ダイオードで得られる出力電圧 $(V_d)^p_{p\text{-}p}$ は，前節での議論と同様に

$$(V_d)^p_{p\text{-}p} \gtrsim 1.5\ mV \qquad (68)$$

と予想される。一方この $(V_d)^p_{p\text{-}p}$ の上限は式(55)で与えられているので，実際のプラズマ測定時における各ダイオードの出力電圧としては

$$1.5\ mV \lesssim (V_d)^p_{p\text{-}p} \lesssim 3.8\ mV \qquad (69)$$

となる。

第3.4節で述べた測定値の空間的分解能について一言する。第１２図から入射電磁波電力の大部分が $\phi \leqq \phi_{1/2}$ なる方向角に含まれていることがわかる。従ってプラズマ中心における電磁波ビームの拡がりの半径 $R^{(o)}_{1/2}$ は，ほぼ

$$R^{(o)}_{1/2} \cong 20.5\times\tan\phi_{1/2} = 1.5\ cm \qquad (62b)$$

となり，測定値としては直径で云って３cm 程度の空間的分解能を有することが解かる。

3.7 フリンジシフト直視部

このフリンジシフト直視部の機能は，第2図に示したようにクリスタルダイオードからの干渉波形を増幅，矩形波変換し，これをオシロスコープの輝度変調（Z軸）端子に加えることにより干渉フランジの直視を可能ならしめることである。この他に本干渉測定装置においては，標示用オシロスコープを，プラズマ発生装置であるJFT−2a装置から遠く離れた計測室（ケーブル長で云って約30cm）内に設置すること，および2個のクリスタルダイオードからの干渉出力を差動増幅する必要がある。

3.7.1 クライストロン変調器

クライストロンの変調周波数 f_m は，第3.3節で述べたように

$$f_m > 100\,\mathrm{kHz} \qquad \cdots\cdots (16)$$

であったので，本直視干渉測定装置では

$$f_m = 250\,\mathrm{kHz} \qquad \cdots\cdots (70)$$

と選んだ。

鋸歯状波出力は，変調用振幅 V_m について式(20)から

$$V_m = (0 \sim 40)\,\mathrm{V} \quad (10\,\mathrm{k}\Omega) \qquad \cdots\cdots (71)$$

またオシロスコープ垂直（X）軸用出力 Vx については

$$Vx = (0 \sim 1)\,\mathrm{V} \quad (50\,\Omega) \qquad \cdots\cdots (75)$$

とした。

3.7.2 クリスタルダイオードの負荷抵抗

クリスタルダイオードの負荷抵抗の値 R_ℓ は，その出力容量 Co とで決まるしゃ断周波数 f_c が，

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_\ell Co} > m \cdot f_m \qquad \cdots\cdots (73a)$$

なる条件を満たさねばならない。ここで $Co = 15\,\mathrm{pF}$（クリスタルダイオード，接栓およびケーブルの浮遊容量），式(17)より $m = 6$，前節で決定したように $f_m = 250\,\mathrm{kHz}$ とすると

$$R_\ell < 7.1\,\mathrm{k}\Omega \qquad \cdots\cdots (73b)$$

となる。一方 $R_\ell = 1\,\mathrm{k}\Omega$ と選んだ時でも各クリスタルダイオードには，前節で述べたように数mVの出力電圧が得られると予想され（式(69)参照），充分な信号レベルを確保することができる。従って

$$R_\ell = 1\,\mathrm{k}\Omega \qquad \cdots\cdots (70c)$$

と決定した。

3.7.3　差動増幅器およびクリッパ回路

差動増幅器の帯域幅Bとしては，

$$B \gtrsim m \cdot f_m \ (=6 \times 250\,kHz) \quad \cdots\cdots (71a)$$

であれば良い。従ってここでは，

$$B = 2\,MHz\,(-3\,dB点) \quad \cdots\cdots (71b)$$

と選ぶことにする。

また入力換算雑音レベル $(V_n)_{p-p}$ については，信号レベルの10分の1以下ならば問題ないので，式(69)の信号レベルの予想値を参考にして，

$$(V_n)_{p-p} < 100\,\mu V \quad \cdots\cdots (72)$$

と規定することにする。換言すれば許容入力レベル変化範囲（ダイナミック・レンジ）DRは，ダイオード各々1ケにつき

$$DR \cong \frac{(V_d)^p_{p-p}}{(V_n)_{p-p}} = (23 \sim 32)\,dB \quad \cdots\cdots (73)$$

となる。

差動増幅器の利得およびクリッパ回路の出力については次のように考える。前節で述べたように各ダイオード当り1.5 mV程度以上の出力レベルが得られるので，差動増幅入力としては

$$2\,(V_d)^p_{p-p} \gtrsim 3\,mV \quad \cdots\cdots (74)$$

となる。この入力レベル値に対して，利得G

$$G = 80\,dB \quad \cdots\cdots (75)$$

なる電圧増幅を行った後，出力p-p 値の10分の1程度でクリッパする。従ってクリッパ出力の大きさ $(V_c)^{p-p}$ は，

$$(V_c)^{p-p} \simeq (1 \sim 3)\,V\,(50\,\Omega) \quad \cdots\cdots (76)$$

となる。

3.7.4　標示用オシロスコープおよびブランキングアンプ

標示用オシロスコープは，テクトロ531A あるいは7704Aを用いることとする。その外部輝度（Z軸）変調最大入力はそれぞれ25および10ボルトであり，また第2図とは逆に正符号の信号に対して輝度が弱くなる。式(76)で与えられたクリッパ出力を，必要なだけ増幅しそのままオシロスコープの外部輝度変調入力端子に加えるのでは，第2図に示したように，干渉フリンジの明るい輝線の太さが，輝線間隔スペースに等しくなってしまい，高々0.5程度の最

小検出フリンジシフト量を確保できるのにすぎない。最小検出フリンジシフト量を小さくするには，クリッパ出力パルスをより短かいパルスに変換し，このパルス幅の間だけオシロスコープの輝度を増せばよい。本直視干渉装置では，最小検出のフリンジシフト変化量として0.1程度の値を実現するような設計とした。

最小検出フリンジシフト量 $(\Delta m)_{min}$ を次式のように定義する。

$$(\Delta m)_{min} \equiv \frac{T_B}{T_S} \times \frac{1}{2} \quad \cdots\cdots (77)$$

ここで T_B は高輝度変調用パルス幅，また T_S は輝線間隔に対応する時間幅である。T_S はクライストロン変調用鋸歯状波周期Tおよび直視フリンジ数 m_o を用いて

$$T_S = \frac{T}{m_o} \quad \cdots\cdots (78a)$$

を書ける。式(70)から $T=4\,\mu sec$，式(18)で $m_o=5$ としたので

$$T_S = 800\,n\,sec \quad \cdots\cdots (78b)$$

となる。$(\Delta m)_{min} \cong 0.1$ とすると式(77)から

$$T_B \cong 160\,n\,sec \quad \cdots\cdots (79)$$

を得る。この時輝線の太さは，輝線間隔スペースの

$$\frac{T_B}{T_S} = \frac{1}{5}$$

である。

ブランキングアンプは，式(76)で与えられたクリップ出力 $(V_c)^{P-P}$ をパルス幅約160 n sec，波高値25ボルトに波形変換し，この出力パルスで標示用オシロスコープに輝度変調を行うための増幅器である。

第13図にフリンジシフト直視部のブロック図および各部の入出力波形を示す。

3.8 架台等

以上述べてきたクライストロン発振部，75－GHz帯立体回路部，フリンジシフト直視部（ブランキングアンプおよび標示用オシロスコープは除く）は，操作し易いように架台に組み込むこととする。

また遅延線路部およびホーンアンテナ・プラズマ部には必要な固定具を備えるものとする。

4. 直視干渉装置の仕様

この節では，第３節で行なった設計に基づいて決定された直視干渉装置の仕様をまとめる。

4.1 総合性能

4.1.1 測定周波数

（70±2.8）GHzのうちの３点の周波数とする。

4.1.2 導波管およびフランジ

WRI－740およびBRJ－75並びにWRJ－10およびBRJ－10とする。

4.1.3 電磁波源

KA－701A（OKI）クライストロンとする。

4.1.4 観測フリンジ数

最小５本とする。

4.1.5 フリンジ輝線の太さ

輝線間隔スペースの５分の１以下とする。

4.2 各部単体性能

4.2.1 クライストロン発振部

(i) クライストロンマウント

KA－701Aクライストロン取付可能，空冷用ファン付，パーマロイ材（厚さ1.5 mm）で磁気シールドを施すこと。

(ii) クライストロン電源

- 入　　力　　100V，（50～60）Hz
- ヒーター　　6.3 V，1.5 A（直流安定化）
- グリッド　　0～－500V連続可変，リップル5mV（rms）以下
- リペラ　　0～－1000V連続可変，リップル5mV（rms）以下
- キャビティ　　0～2800V連続可変，リップル20mV（rms）以下
- 接　　地　　キャビティあるいは陰極接地が可能なこと

(iii) 絶縁導波管

陰極接地が可能なように絶縁導波管を備えること。

4.2.2 75－GHz帯立体回路部

(i) 構　　成

第８図に示したような立体回路素子群から形成される。

(ii) 表面処理

金メッキ（厚さ：10ミクロン）とする。

(iii) 単向管の磁気しゃへいおよび配置

磁気しゃへいのためパーマロイ材（厚さ：1mm）で単向管を囲むものとする。またプラズ

マ電流によるもれ磁場の効果を少なくするため単向管の軸は床面に平行とする。

4.2.3 遅延線路部

(i) 構　成

第9図に示した構成する。

(ii) オーバーサイズ伝送路

WRJ－10（フランジBRJ－10）導波管とする。

(iii) テフロン板（厚さ：0.2mm）および絶縁ボルト，ナットでJFT－2a装置との電気的絶縁を行うこと（2ケ所）。絶縁耐圧は500ボルト（1分間）とする。

4.2.4 ホーンアンテナ・プラズマ部

(i) ミリ波レンズ

石英製球面レンズ，焦点距離は（55～60）mm とする。スパッタリング防止用シャッターの観測ポート孔に取り付けられ，同時に真空保持を兼ねるものとする。

(ii) スパッタリング防止用シャッター

JFT－2a装置密度分布測定および中心部観測用ポート（第4図参照）に取り付け可能なこと。許容リーク量は10^{-8} Torr・ℓ/sec とする。

(iii) ホーンアンテナ

ホーンアンテナの開口面は，直径30mm なる円とする。送信および受信ホーンアンテナは，スパッタリング防止用シャッターに固定され，ホーンアンテナ間の距離は410mmとする。

4.2.5 干渉信号出力電圧（参考値）

干渉信号を1N53 ダイオード（負荷抵抗：1kΩ）で観測した時，（1.5～3.8）mVなる電圧レベルが得られると予想される。

4.2.6 フリンジシフト直視部

(i) クライストロン変調器

- 変調周波数　　250kHz（直視干渉用）および120Hz
- 変調信号　　鋸歯状波
- 変調出力　　（0～40）V（10kΩ）連続可変（クライストロン変調用）および
（0～1）V（50Ω）連続可変（オシロスコープ垂直軸用）

(ii) クリスタルダイオード

1N53（負荷抵抗：1kΩ）とする。

(iii) 差動増幅器およびクリッパ回路

- 帯域幅　　2MHz（－3dB点）
- 利　得　　80dB
- 入力換算雑音レベル　　100μV以下
- 入力レベル変化範囲（参考値）　（23～32）dB
- クリッパ回路出力　　（1～3）V（50Ω）

(iv) ブランキングアンプ

(a) オシロスコープ輝度変調用

・ 入　　力　　（1～3）V（50Ω）

・ 出力パルス　　幅160n sec，波高値（0～25）V

・ 出力極性　　負パルス

・ 出力パルスDCレベル　（0～25）V連続可変

(b) オシロスコープ垂直軸用

・ 入　　力　　（0～1）V（50Ω）

・ 出　　力　　（0～10）V（10kΩ）

(c) 設置場所

標示用オシロスコープ付近とする。

(V) 標示用オシロスコープ

テクトロ531Aあるいは7704Aとする。設置場所は，JFT－2a装置からケーブル長で云って約30m離れた計測室とする。

4.2.7　架台等

75－GHz帯立体回路素子群，クライストロン電源，フリンジシフト直視用電子回路等は架台（自立架）に取り付けられ，操作し易い配置とすること。また遅延線路部，ホーンアンテナ，プラズマ部固定に必要な治具を備えること。

5. 主要性能検査

本干渉測定装置主要部の性能検査結果および出力波形を第3表，第4表および第14図～第19図に示す。

なお性能検査時のクライストロン発振条件は変調鋸歯状波を加えない状態で，ヒータ電圧6.3V，グリッド電圧-135V，リペラ電圧-260V，キャビティ電圧および電流2400Vおよび19mA，発振周波数は68.85GHzであった。

・ 入　　力　　（１～３）Ｖ（５０Ω）
・ 出力パルス　　幅１６０ｎsec，波高値（0～２５）Ｖ
・ 出力極性　　負パルス
・ 出力パルスＤＣレベル　（０～２５）Ｖ連続可変

(b) オシロスコープ垂直軸用
・ 入　　力　　（0～1）Ｖ（50Ω）
・ 出　　力　　（0～１０）Ｖ（１０kΩ）

(c) 設置場所
標示用オシロスコープ付近とする。

(V) 標示用オシロスコープ
テクトロ５３１Ａあるいは７７０４Ａとする。設置場所は，ＪＦＴ－２ａ装置からケーブル長で云って約３０ｍ離れた計測室とする。

4.2.7　架台等
７５－ＧＨz帯立体回路素子群，クライストロン電源，フリンジシフト直視用電子回路等は架台（自立架）に取り付けられ，操作し易い配置とすること。また遅延線路部，ホーンアンテナプラズマ部固定に必要な治具を備えること。

5. 主要性能検査

本干渉測定装置主要部の性能検査結果および出力波形を第３表，第４表および第１４図～第１９図に示す。

なお性能検査時のクライストロン発振条件は変調鋸歯状波を加えない状態で，ヒータ電圧6.3Ｖ，グリッド電圧-１３５Ｖ，リペラ電圧-２６０Ｖ，キャビティ電圧および電流２４００Ｖおよび１９mA，発振周波数は６8.8５GHzであった。

第３表　主要部の性能検査結果

各部名称	仕様等	検査結果等
(1) クライストロン (2) 観測フリンジ数 (3) フリンジ輝線の太さ	ＫＡ－７０１Ａ ５本以上 輝線間隔の５分の１以下	第２表参照（Ｐ．９） （６～７）本 輝線間隔の（６～１０）分の１，第１４図参照
(4) スパッタリング防止用シャッター	リーク量：10^{-8} Torr・ℓ/sec 以下	第４表参照
(5) 干渉信号出力電圧	（１.５～３.８）ｍＶ （参考値）	第１５図参照
(6) クライストロン変調器 ・干渉変調波 ・変調出力	 ２５０ｋＨｚ鋸歯状波 （０～４０）Ｖ（１０ｋΩ） （０～１）Ｖ（５０Ω）	 第１６図参照 （０～５５）Ｖ（１０ｋΩ） （０～２.２）Ｖ（５０Ω）
(7) 差動増幅器およびクリッパ回路 ・周波数帯域 ・利　得 ・入力換算雑音レベル ・入力レベル変化範囲 ・クリッパ出力	 ２ＭＨｚ（－３ｄＢ） ８０ｄＢ １００μＶ以下 （２３～３２）ｄＢ （参考値） （１～３）Ｖ（５０Ω）	 １０ｋＨｚ～２ＭＨｚ， 第１７図参照 １０７.８ｄＢ ４０μＶ ４０ｄＢ以上 ３Ｖ（５０Ω） 第１８図参照
(8) ブランキングアンプ (a) オシロスコープ輝度変調用 ・出　力 ・出力パルス (b) オシロスコープ垂直軸用 ・出　力	 （０～２５）Ｖ，ＤＣレベル連続可変 幅１６０ｎsec 負パルス （０～１０）Ｖ（１０ｋΩ）	 第１９図参照 幅１００ｎsec （０～１０.２）Ｖ（１０ｋΩ）
(9) その他各部寸法，規格，絶縁耐圧等		良

第4表　スパッタリング防止用シャッターのリーク量試験結果

シャッター	リーク量 (Torr ℓ/sec)		
(1) 中心部観測用小シャッター(石英レンズ付)		(1分後)	(3分後)
	上シャッター	$\lesssim 10^{-9}$	3×10^{-9}
	下シャッター	$\lesssim 10^{-9}$	3×10^{-9}
(2) 密度分布測定用大シャッター(石英レンズ付)		(1分後)	(5分後)
	上シャッター	$\lesssim 10^{-9}$	8.5×10^{-9}
	下シャッター	検出不可	3.5×10^{-9}

6. JFT －２ａプラズマ計測例

この節においては，ＪＦＴ−２ａ装置の電子密度測定結果の一例として中心部（Ｒ＝６０cm）平均密度のデータを紹介する。種々の条件における平均電子密度，平均密度の空間的分布，総電子数等の測定結果については，文献７ａ，７ｃで既に報告されている。

本干渉測定装置での周波数域（７０±2.8）GHzにおけるしゃ断密度 n_c（cm^{-3}）および式（６ｅ）から求められる１フリンジ変化に対応する $n_e \cdot L$（cm^{-2}）の値を第２０図に示す。第２１図には，同じく１フリンジ変化に対応する平均電子密度 $\bar{n}_e$ とプラズマの長さＬの関係を示す。この $\bar{n}_e$ 対Ｌの関係は測定周波数に対して極めて鈍感な関数であるので（６８〜７２）GHz の周波幅に対して同図に示したように１本の曲線で殆んど規定される。また同図下の横軸に示された矢印は，各々の測定行路（Ｒ＝４５，５１，５７，６０，６３および６９cm）におけるプラズマの長さ（プラズマの境界がシェルで規定されると仮定した時の）を表らわしている。

第２２図に本直視干渉測定装置によって得られたオシロスコープのトレースを示す。測定行路は中心部観測用ポートを用い，Ｒ＝６０cmである。同図には放電全体の周期にわける平均密度の変化を測るための５ms／divと，初期放電形成時のそれを測るための１ms／div なる掃引のデータを同時に示した。なおこの時のＪＦＴ−２ａ装置の運転条件は，トロイダル磁場強度−１０kG ，最大プラズマ電流＋１５ｋA，封入気体水素（高速弁注入方式１３０Torr ），コンテンサ電圧（第０バンクおよび第１バンク）７ｋＶおよび１ｋＶ，ダイバータ電流対プラズマ電流比（I_D/I_p）1.1，プラズマ持続時間約３５msecである。

第２２図のトレースから，干渉フリンジおよび平均電子密度の時間変化を求めた結果を第２３図に示す。ここで第２１図から解かるように，１フリンジの変化は $2.5\times10^{12}cm^{-3}$ なる平均密度に相当している。

また第３図で予想したような電子密度の揺動が，第２１図の上トレースで観測されている（同図の矢印で示したＡ，Ｂ，Ｃ）ことが解かる。

7. 結　　言

以上述べてきた直視干渉装置は，昨年８月完成し最終調整を経て９月にＪＦＴ−２ａ装置に取り付けられ，計測を開始した。それ以来現在に至るまで約９ケ月間，ＪＦＴ−２ａ装置の実験，運転に合わせて，本装置は高い稼動率でＪＦＴ−２ａプラズマの計測・診断に用いられてきた。

この報告で言及してきた事項および本測定装置の使用実績から，以下のようなまとめを行う。

(1) 測定装置として，当初設計した諸性能を満足できた。プラズマによる電磁波行路の曲り，レンズ表面へのスパッタリング等は，この報告書で予想した程度と比べて著しい悪影響を与えず本干渉測定装置の動作に充分な信号レベルを確保することができた。

(2) 種々の実験・運転条件において，測定を行なった結果，ＪＦＴ−２ａ装置の目標の１つである。平均電子密度 10^{13} cm^{-3} 以上，中心部で（１〜２）×10^{13} cm^{-3} が実現されていることが

6. JFT －２ａプラズマ計測例

この節においては，ＪＦＴ−２ａ装置の電子密度測定結果の一例として中心部（Ｒ＝６０cm）平均密度のデータを紹介する。種々の条件における平均電子密度，平均密度の空間的分布，総電子数等の測定結果については，文献７ａ，７ｃで既に報告されている。

本干渉測定装置での周波数域（７０±2.8）GHzにおけるしゃ断密度 n_c（cm^{-3}） および式（６ｅ）から求められる１フリンジ変化に対応する $n_e \cdot L$（cm^{-2} ）の値を第２０図に示す。第２１図には，同じく１フリンジ変化に対応する平均電子密度 $\overline{n}_e$ とプラズマの長さＬの関係を示す。この $\overline{n}_e$ 対Ｌの関係は測定周波数に対して極めて鈍感な関数であるので（６８〜７２）GHz の周波幅に対して同図に示したように１本の曲線で殆んど規定される。また同図下の横軸に示された矢印は，各々の測定行路（Ｒ＝４５，５１，５７，６０，６３および６９cm）におけるプラズマの長さ（プラズマの境界がシェルで規定されると仮定した時の）を表らわしている。

第２２図に本直視干渉測定装置によって得られたオシロスコープのトレースを示す。測定行路は中心部観測用ポートを用い，Ｒ＝６０cm である。同図には放電全体の周期にわける平均密度の変化を測るための５ms／divと，初期放電形成時のそれを測るための１ms／div なる掃引のデータを同時に示した。なおこの時のＪＦＴ−２ａ装置の運転条件は，トロイダル磁場強度−１０kＧ ，最大プラズマ電流＋１５kA，封入気体水素（高速弁注入方式１３０Torr ），コンテンザ電圧（第０バンクおよび第１バンク）７ｋＶおよび１ｋＶ，ダイバータ電流対プラズマ電流比（I_D/I_p）1.1，プラズマ持続時間約３５msecである。

第２２図のトレースから，干渉フリンジおよび平均電子密度の時間変化を求めた結果を第２３図に示す。ここで第２１図から解かるように，１フリンジの変化は $2.5\times10^{12}cm^{-3}$ なる平均密度に相当している。

また第３図で予想したような電子密度の揺動が，第２１図の上トレースで観測されている（同図の矢印で示したＡ，Ｂ，Ｃ）ことが解かる。

7. 結　　言

以上述べてきた直視干渉装置は，昨年８月完成し最終調整を経て９月にＪＦＴ−２ａ装置に取り付けられ，計測を開始した。それ以来現在に至るまで約９ケ月間，ＪＦＴ−２ａ装置の実験，運転に合わせて，本装置は高い稼動率でＪＦＴ−２ａプラズマの計測・診断に用いられてきた。

この報告で言及してきた事項および本測定装置の使用実績から，以下のようなまとめを行う。

(1) 測定装置として，当初設計した諸性能を満足できた。プラズマによる電磁波行路の曲り，レンズ表面へのスパッタリング等は，この報告書で予想した程度と比べて著しい悪影響を与えず本干渉測定装置の動作に充分な信号レベルを確保することができた。

(2) 種々の実験・運転条件において，測定を行なった結果，ＪＦＴ−２ａ装置の目標の１つである。平均電子密度 10^{13} cm^{-3} 以上，中心部で（１〜２）$\times10^{13}$ cm^{-3} が実現されていることが

確認できた[7a)]。

(3) JFT−2a装置での平均電子密度の空間的分布あるいは全電子数の値を明らかにすることができた[7a,7c)]。

(4) 本実験に先立って必要となる，プラズマの発生状況の把握を行なう際，プラズマ電流，ワンターン電圧のモニターと合わせて，直視干渉測定を併用することが有効である。特にJFT−2a装置では，放電洗浄の効果を確認する上で，本干渉装置が非常に有用であった[7c)]。

(5) 本干渉測定装置で観測された平均電子密度の揺動は，プラズマの磁気流体的な性質と密接な関係があることが解った[14)]。密度揺動の代表的な値としては，$(\tilde{\bar{n}}_e)_{p-p}/\bar{n}_e \lesssim$ 5％でありその周波数は第3.1節で予想した値よりも幾分高く，(15〜20)kHzであった。

謝　　辞

本干渉測定装置の製作にあたり，種々議論していただいた，当研究部プラズマ計測グループ諸氏ならびにJFT−2a装置運転に関して，核融合研究部装置技術管理室諸氏に感謝申し上げます。

また，本研究を遂行するにあたり，ご助言，お励みをいただきました森茂核融合研究部長に謝意を表します。

文　　献

1a) 武田，築島：応用物理 36 246(1967)，武田：プラズマの基礎(朝倉書店，昭44年3月)

1b) 森　：分光研究 20 1(1971)，20 51(1971)

1c) 宮本：応用物理 35 772(1966)

2a) R.H.Huddlestone and S.L.Leonard(ed.)：Plasma Diagnostic Techniques (Academic , Press, New York and London , 1965)

2b) W.Lochte-Holtgreven(ed.)：Plasma Diagnostics (North-Holland Publishing Company , Amsterdam , 1968)

3a) 東井，伊藤：JAERI-memo 4286(1971年1月)

3b) 吉川，伊藤(編集)：物理学論文選集182(日本物理学会，昭48年3月)

4) 的場，船橋，安藤：JAERI-M 5515 (1974年1月)

5a) 例えば，船橋，伊藤：JAERI-M-4530(1971年7月)

5b) 的場，船橋：JAERI-Mメモ投稿予定

6) M.A.Heald and C.B.Wharton：Plasma Diagnostics with Microwaves (John Wiley & Sons Inc., New York London and Sydney, 1965)

確認できた[7a]。

(3) ＪＦＴ－２ａ装置での平均電子密度の空間的分布あるいは全電子数の値を明らかにすることができた[7a,7c]。

(4) 本実験に先立って必要となる，プラズマの発生状況の把握を行なう際，プラズマ電流，ワンターン電圧のモニターと合わせて，直視干渉測定を併用することが有効である。特にＪＦＴ－２ａ装置では，放電洗浄の効果を確認する上で，本干渉装置が非常に有用であった[7c]。

(5) 本干渉測定装置で観測された平均電子密度の揺動は，プラズマの磁気流体的な性質と密接な関係があることが解った[14]。密度揺動の代表的な値としては，$(\tilde{n}_e)_{p-p}/\bar{n}_e \lesssim$ 5％でありその周波数は第3.1節で予想した値よりも幾分高く，(15～20)kHzであった。

謝　　　辞

本干渉測定装置の製作にあたり，種々議論していただいた，当研究部プラズマ計測グループ諸氏ならびにＪＦＴ－２ａ装置運転に関して，核融合研究部装置技術管理室諸氏に感謝申し上げます。

また，本研究を遂行するにあたり，ご助言，お励みをいただきました森茂核融合研究部長に謝意を表します。

文　　　献

1a) 武田，築島：応用物理 <u>36</u> 246(1967)，武田：<u>プラズマの基礎</u>(朝倉書店，昭44年3月)

1b) 森　：分光研究 <u>20</u> 1(1971)，<u>20</u> 51(1971)

1c) 宮本：応用物理 <u>35</u> 772(1966)

2a) R.H.Huddlestone and S.L.Leonard(ed.)：<u>Plasma Diagnostic Techniques</u> (Academic , Press, New York and London , 1965)

2b) W.Lochte-Holtgreven(ed.)：<u>Plasma Diagnostics</u> (North-Holland Publishing Company , Amsterdam , 1968)

3a) 東井，伊藤：ＪＡＥＲＩ-memo 4286(1971年1月)

3b) 吉川，伊藤(編集)：物理学論文選集182(日本物理学会，昭48年3月)

4) 的場，船橋，安藤：ＪＡＥＲＩ-Ｍ 5515 (1974年1月)

5a) 例えば，船橋，伊藤：ＪＡＥＲＩ-Ｍ-4530(1971年7月)

5b) 的場，船橋：ＪＡＥＲＩ-Ｍメモ投稿予定

6) M.A.Heald and C.B.Wharton：<u>Plasma Diagnostics with Microwaves</u> (John Wiley & Sons Inc., New York London and Sydney, 1965)

確認できた[7a)]。

(3) JFT－2a装置での平均電子密度の空間的分布あるいは全電子数の値を明らかにすることができた[7a,7c)]。

(4) 本実験に先立って必要となる，プラズマの発生状況の把握を行なう際，プラズマ電流，ワンターン電圧のモニターと合わせて，直視干渉測定を併用することが有効である。特にJFT－2a装置では，放電洗浄の効果を確認する上で，本干渉装置が非常に有用であった[7c)]。

(5) 本干渉測定装置で観測された平均電子密度の揺動は，プラズマの磁気流体的な性質と密接な関係があることが解った[14)]。密度揺動の代表的な値としては，$(\tilde{\bar{n}}_e)_{p\text{-}p}/\bar{n}_e \lesssim$ 5％であり　その周波数は第3.1節で予想した値よりも幾分高く，(15～20)kHzであった。

謝　　　辞

本干渉測定装置の製作にあたり，種々議論していただいた，当研究部プラズマ計測グループ諸氏ならびにJFT－2a装置運転に関して，核融合研究部装置技術管理室諸氏に感謝申し上げます。

また，本研究を遂行するにあたり，ご助言，お励みをいただきました森茂核融合研究部長に謝意を表します。

文　　　献

1a) 武田，築島：応用物理 36 246(1967)，武田：プラズマの基礎(朝倉書店，昭44年3月)

1b) 森 ：分光研究 20 1(1971)，20 51(1971)

1c) 宮本：応用物理 35 772(1966)

2a) R.H.Huddlestone and S.L.Leonard(ed.)：Plasma Diagnostic Techniques (Academic，Press, New York and London，1965)

2b) W.Lochte-Holtgreven(ed.)：Plasma Diagnostics (North-Holland Publishing Company，Amsterdam，1968)

3a) 東井，伊藤：JAERI-memo 4286(1971年1月)

3b) 吉川，伊藤(編集)：物理学論文選集182(日本物理学会，昭48年3月)

4) 的場，船橋，安藤：JAERI-M 5515 (1974年1月)

5a) 例えば，船橋，伊藤：JAERI-M-4530(1971年7月)

5b) 的場，船橋：JAERI-Mメモ投稿予定

6) M.A.Heald and C.B.Wharton: Plasma Diagnostics with Microwaves (John Wiley & Sons Inc., New York London and Sydney, 1965)

7a) M.Yoshikawa et al.: 5th Internatinal Conference on Plasma Physics and Controlled Nuclear Fusion Research(Tokyo, November 1974)CN-33/Al-2

7b) 下村ら：JAERI-memo 5938(1975年1月)

7c) Y.Shimomura et al : JAERI-M 6102 (April 1975)

8a) S.C.Brown, G.Bekefi and R.W.Whitney : J.Opt.Soc.Am.53 448 (1963)

8b) N.R.Heckenberg, G.D.Tait and L.B. Whitbourn : J.Appl.Phys. 44 4522(1973)

9a) C.Etievant : EUR-CEA-FC-702(Juin 1973)

9b) Rh.Brossier and R.A. Blanken : EUR-CEA-FC-750(May 1974)

9c) 西沢ら：日本物理学会(第30回年会)講演，2p-C-17 (1975年4月，京都大学)

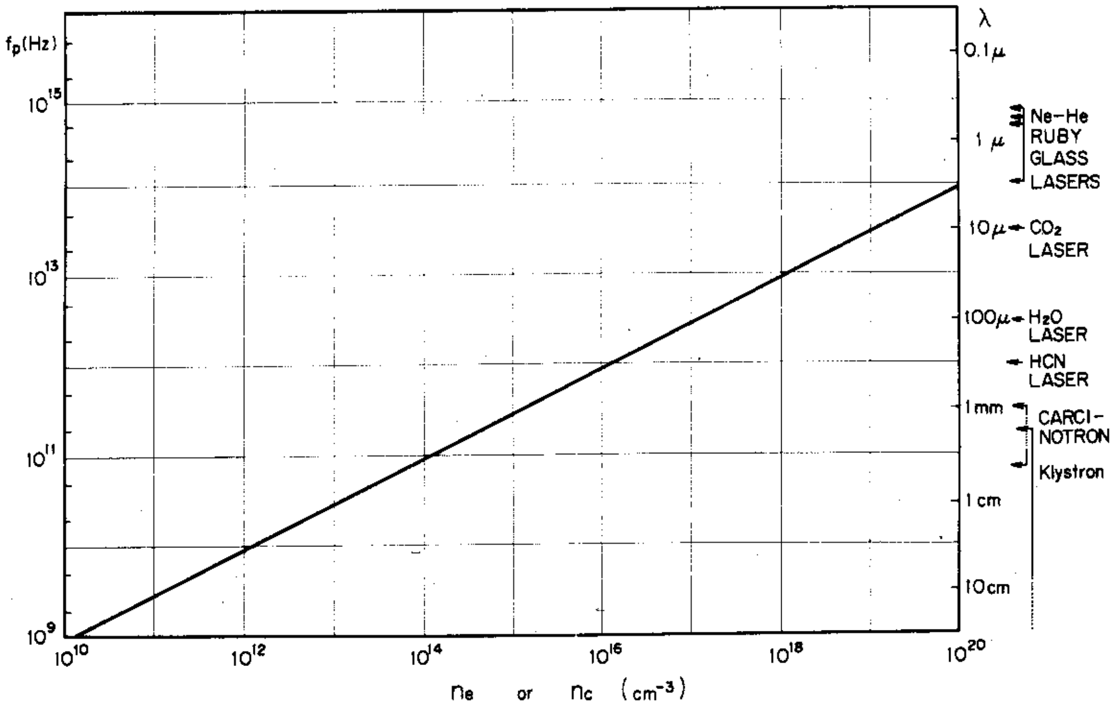
10) 安田，武田：名大プラズマ研資料 IPPJ-DT-26(1971年9月)

11) 例えば，通信工学ハンドブック(電気通信学会，昭32年5月)p.997, p.600

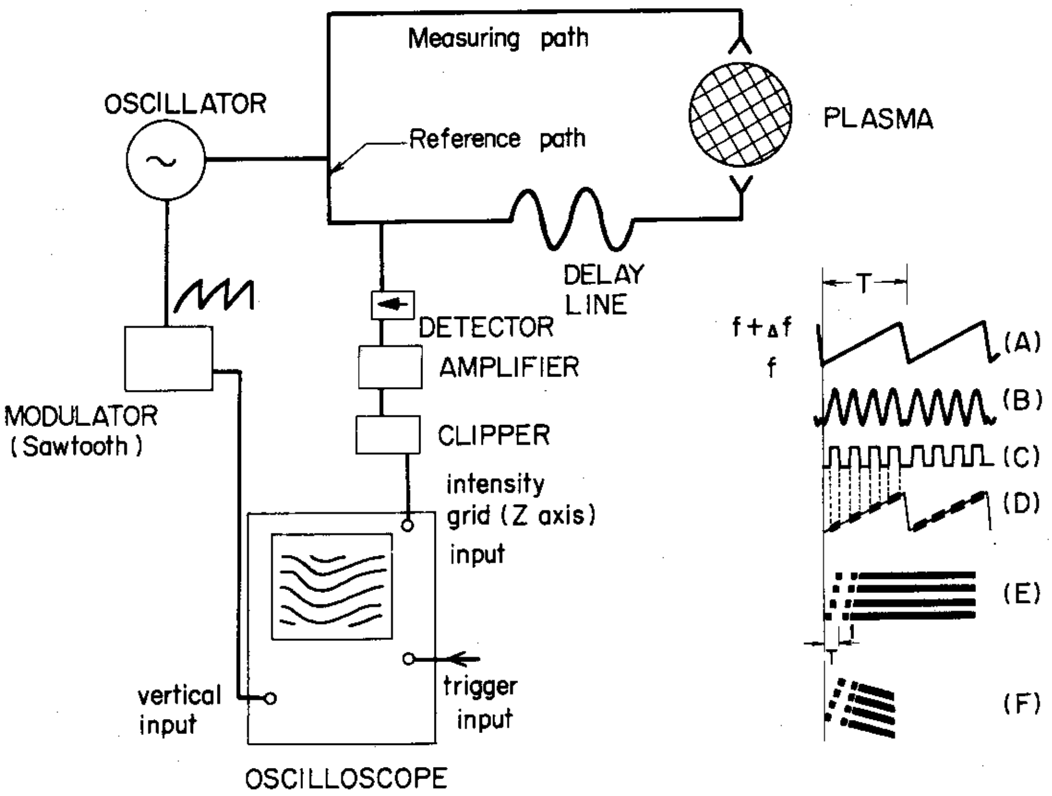
12) 佐々木，高橋：東北金属技報(Tokin Technical Review) 6 67(1972)

13) 電子通信ハンドブック(電子通信学会，1969年)p.666

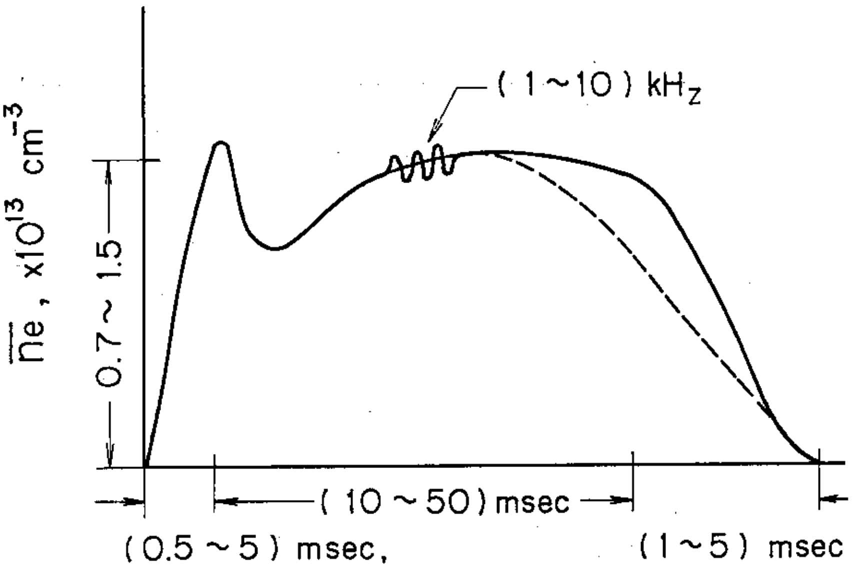
14) 狐崎ら：日本物理学会(第30回年会)講演 2p-C-2 (1975年4月，京都大学)



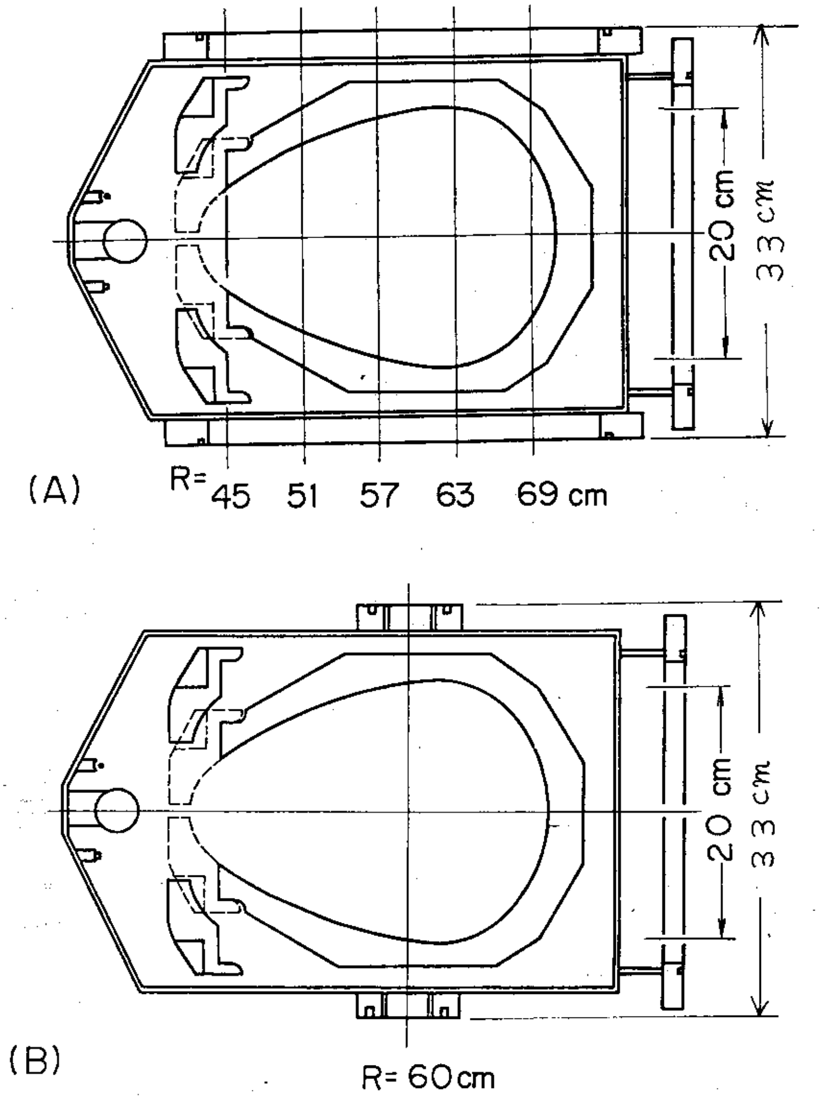
第 1 図　　電子密度 n_e とプラズマ周波数 f_p およびしゃ断密度 n_c と電磁波波長 λ の関係，ならびに代表的な電磁波源の波長。



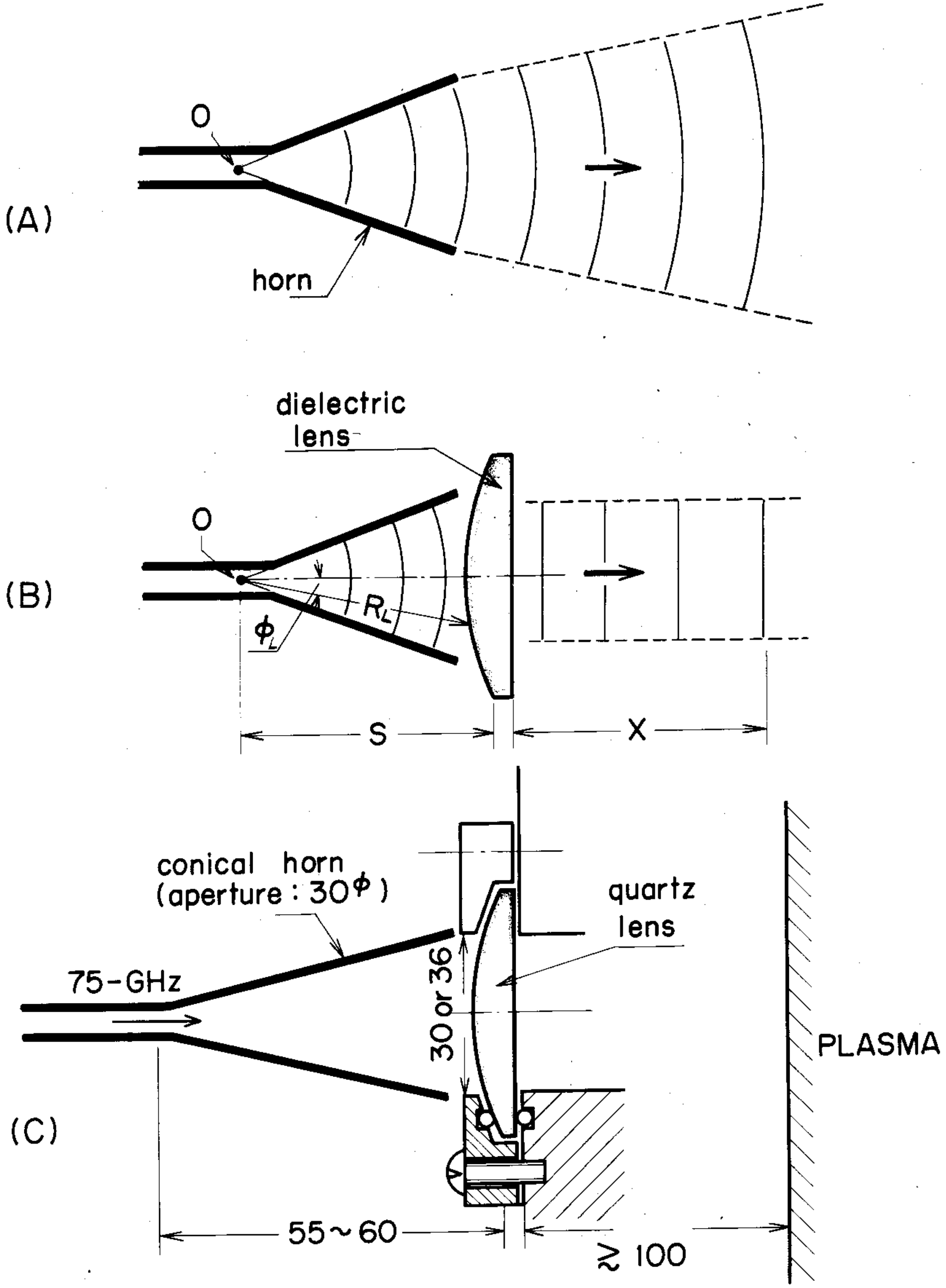
第 2 図　　マイクロ波域直視干渉測定の原理。



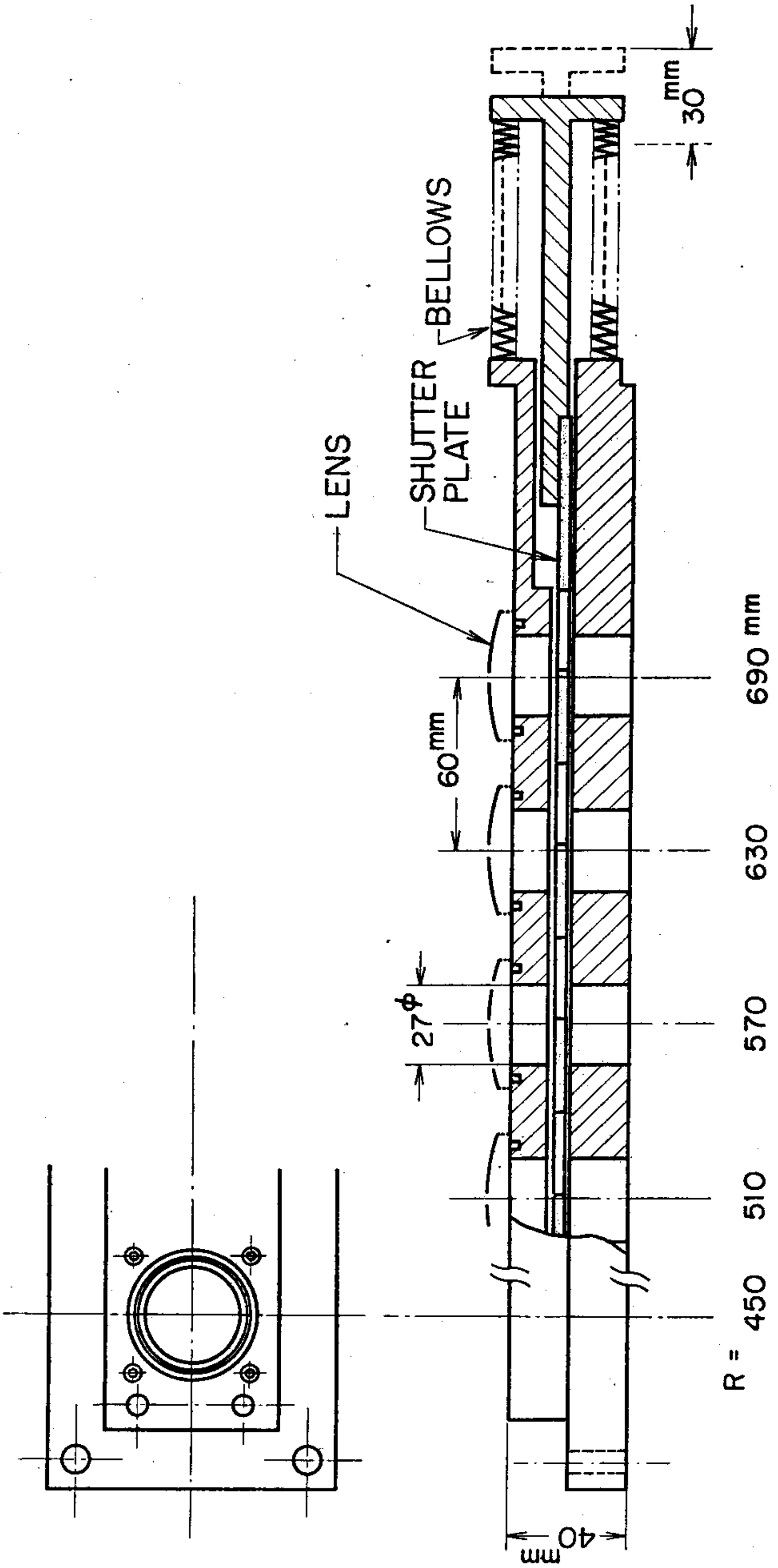
第 3 図　　ＪＦＴ－２ a装置における中心部平均電子密度
およびその時間変化の予想。



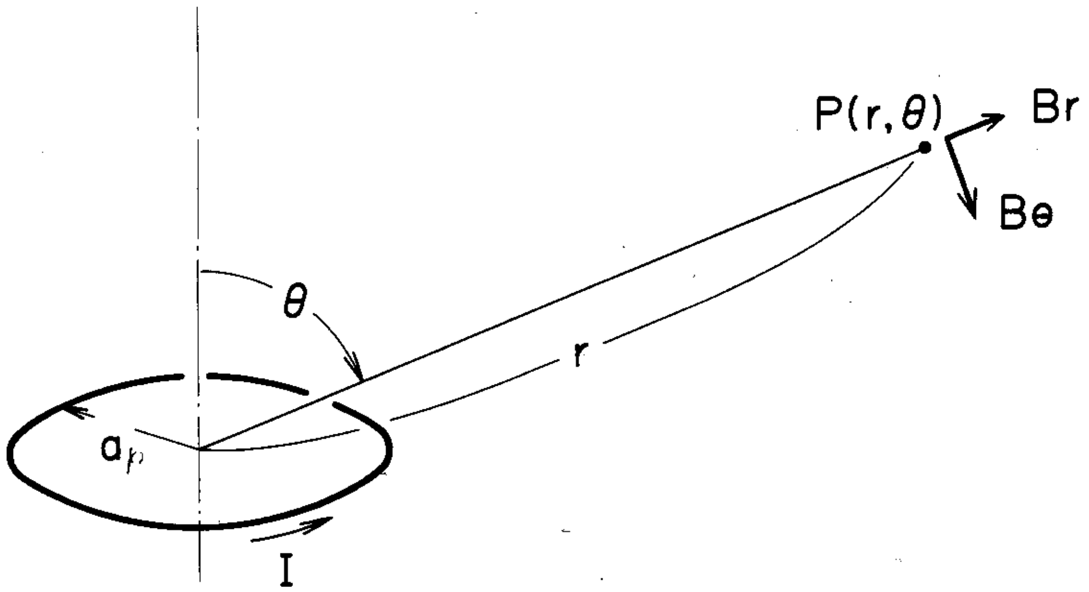
第 4 図　　ＪＦＴ－２ a装置における干渉測定用観測ポート。
(A)電子密度分布測定用および(B)中心部平均密度測定用



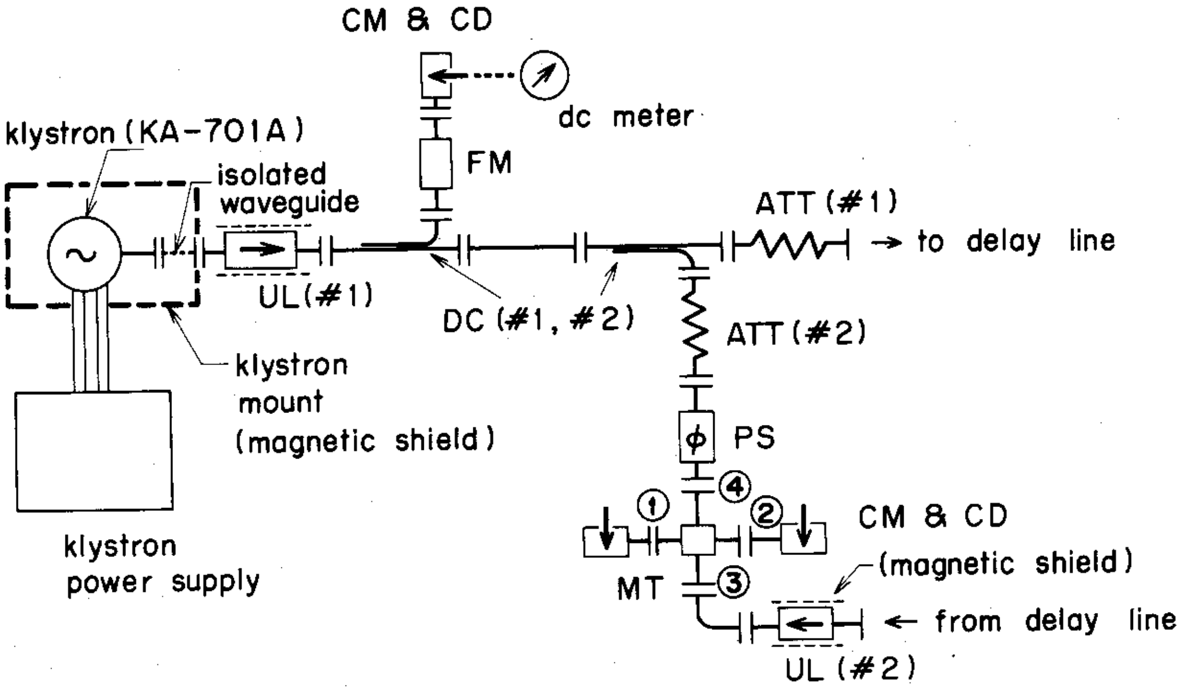
第 5 図　電磁ホーンアンテナからの電磁波放射。
(A)電磁ホーンアンテナのみの場合，(B)誘電体レンズを使用した場合および，(C)本干渉測定装置における75－GHz帯ホーンアンテナおよびレンズ系



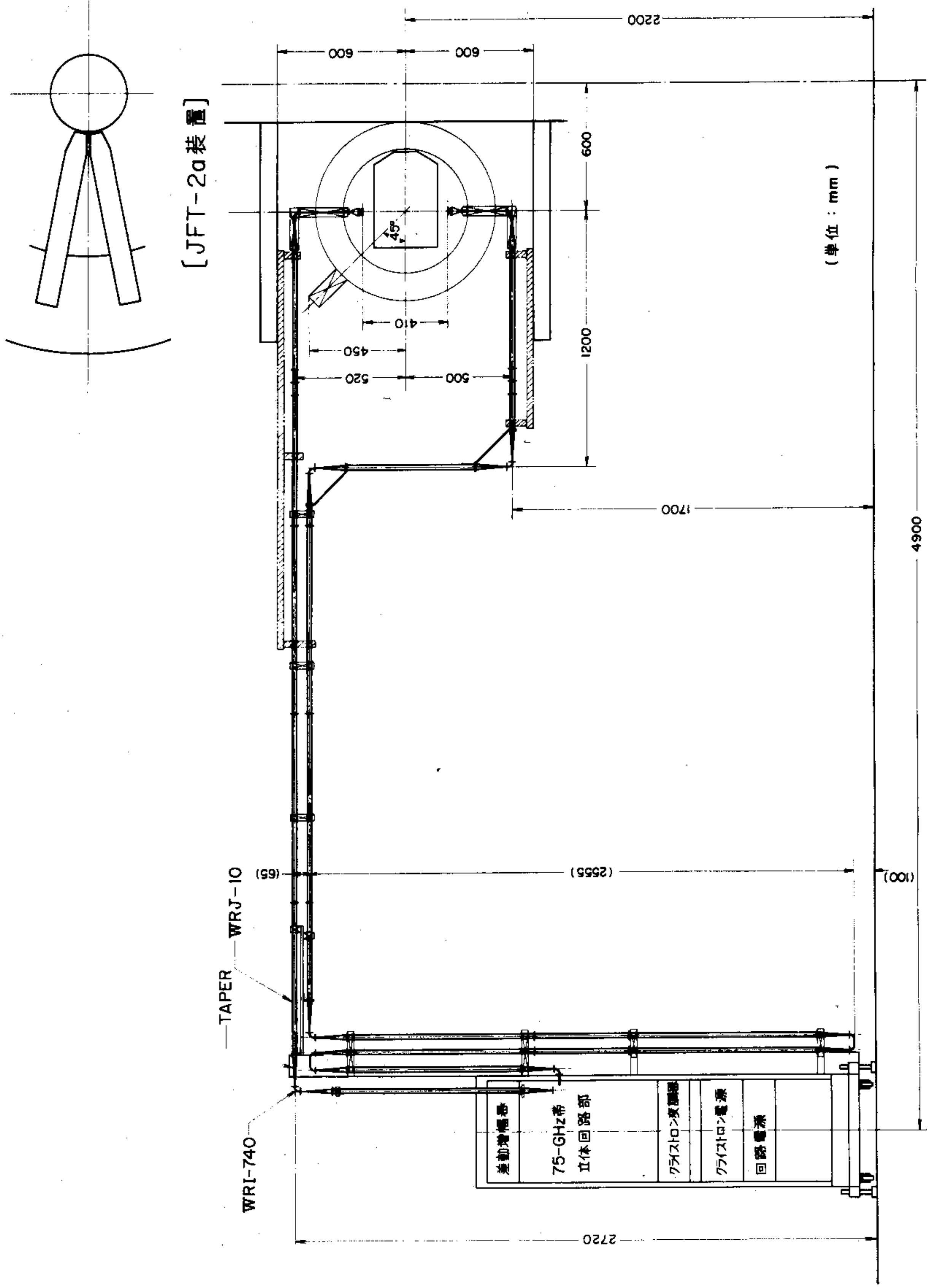
第 6 図　　スパッタリング防止用シャッターの原理。



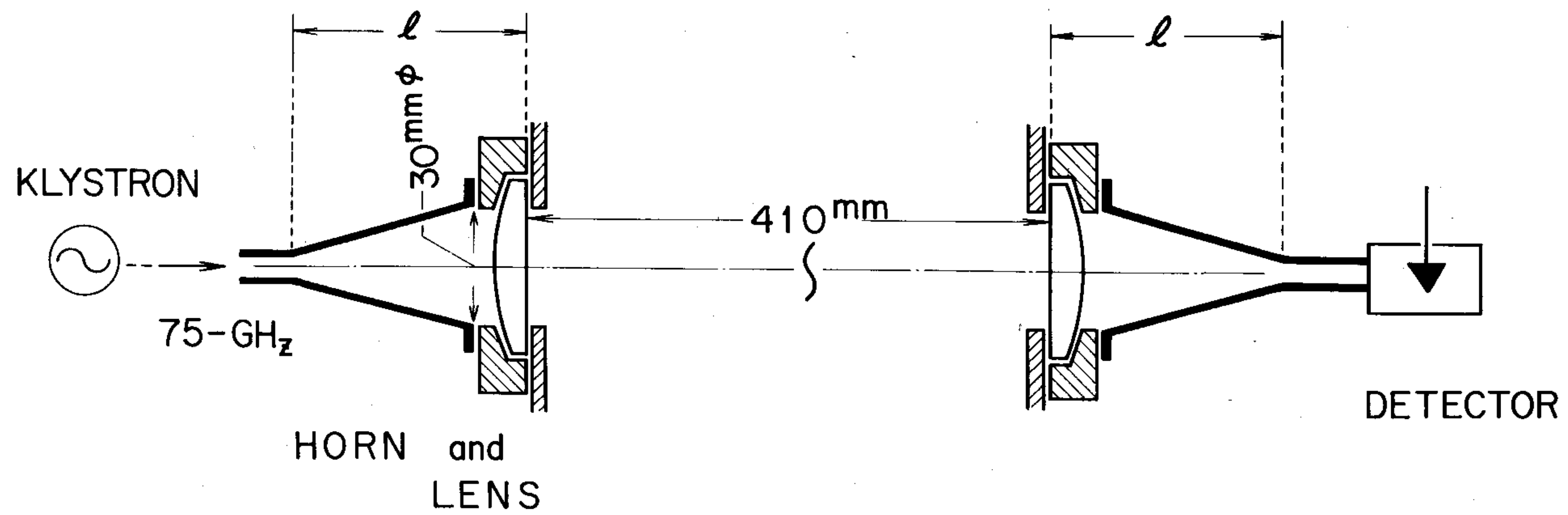
第 7 図　　円環電流によって生ずる点P（ r ， θ ）におけるもれ磁場。



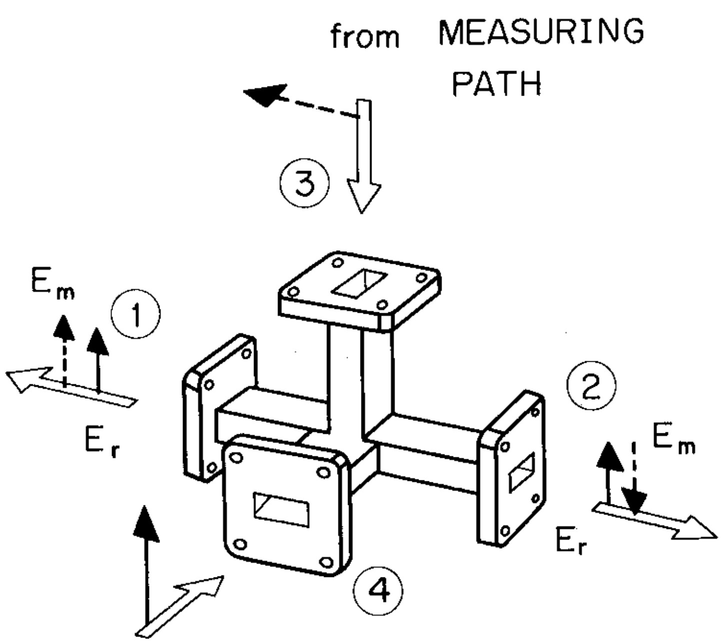
第 8 図　　クライトロン発振部および75－GHz帯立体回路部の構成。
ＵＬ：単向管，ＦＭ：周波数計，CM&CD：クリスタルマウントおよびクリスタルダイオード，ＤＣ：方向性結合器，ＡＴＴ：減衰器，ＰＳ：移相器，ＭＴ：マヂックＴ



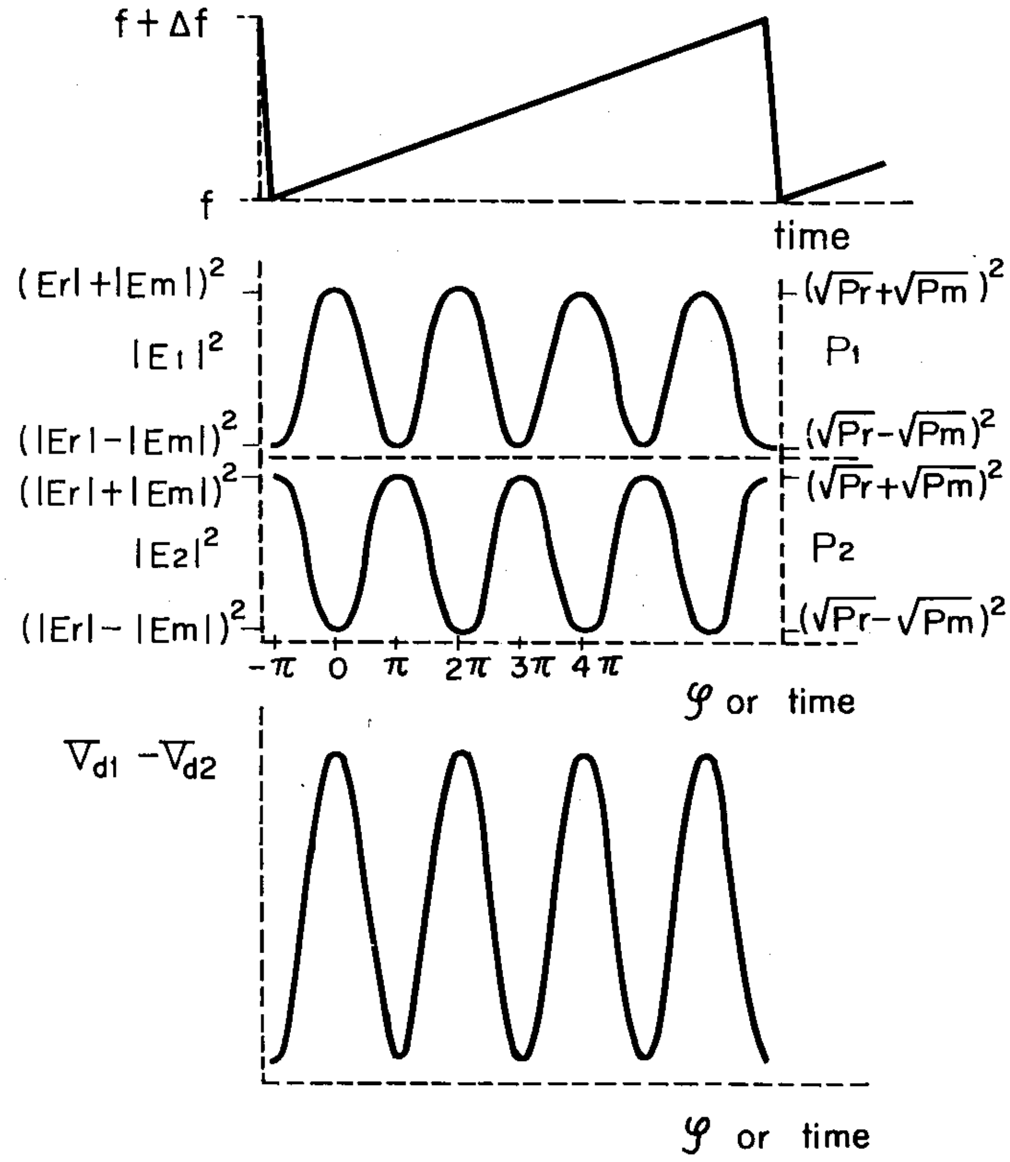
第 9 図　本干渉測定装置における遅延線路部 ホーンアンテナ・プラズマ部および架台。



第10図　電磁ホーンアンテナおよび石英レンズ系予備実験。

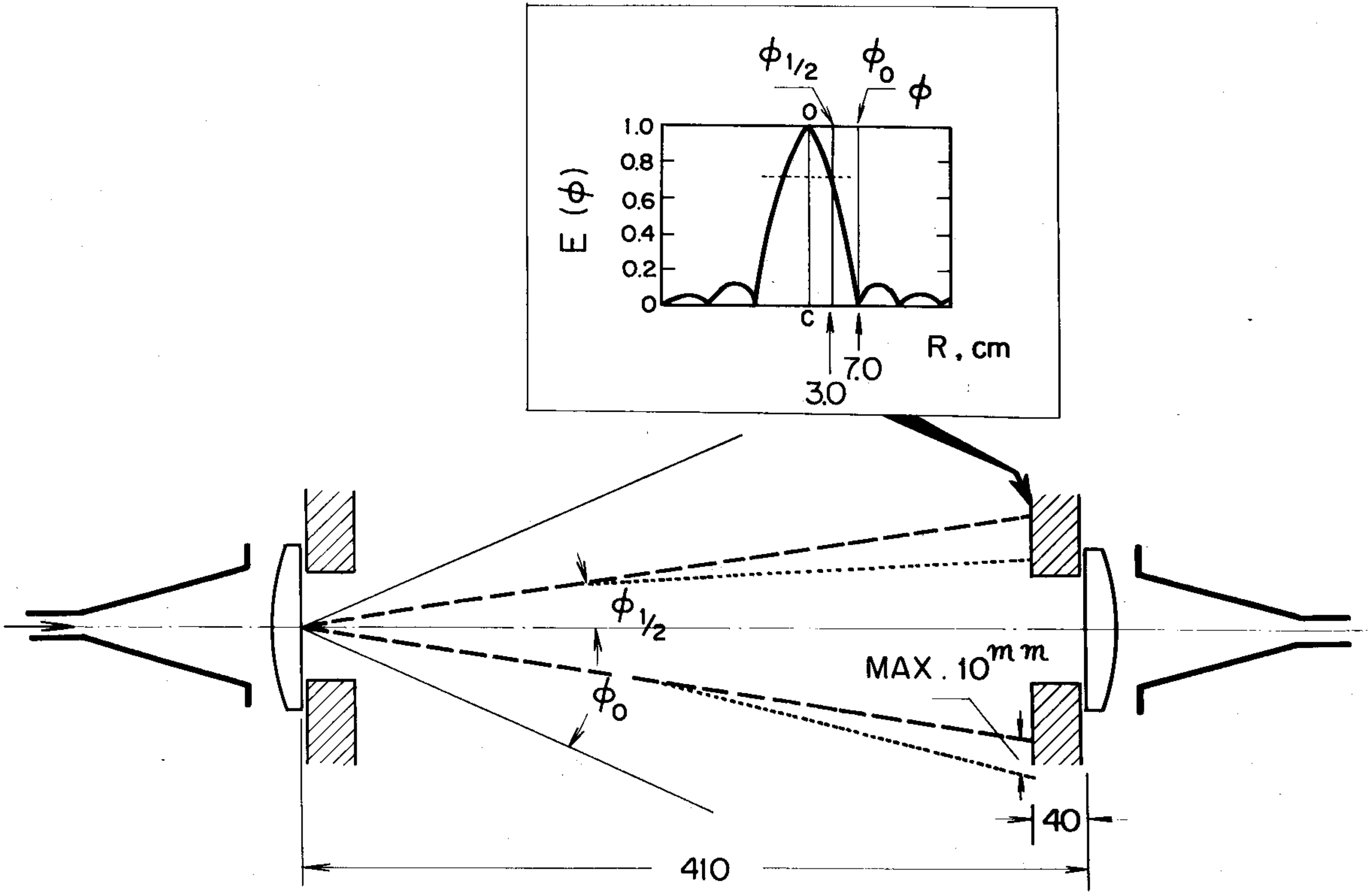


(A)

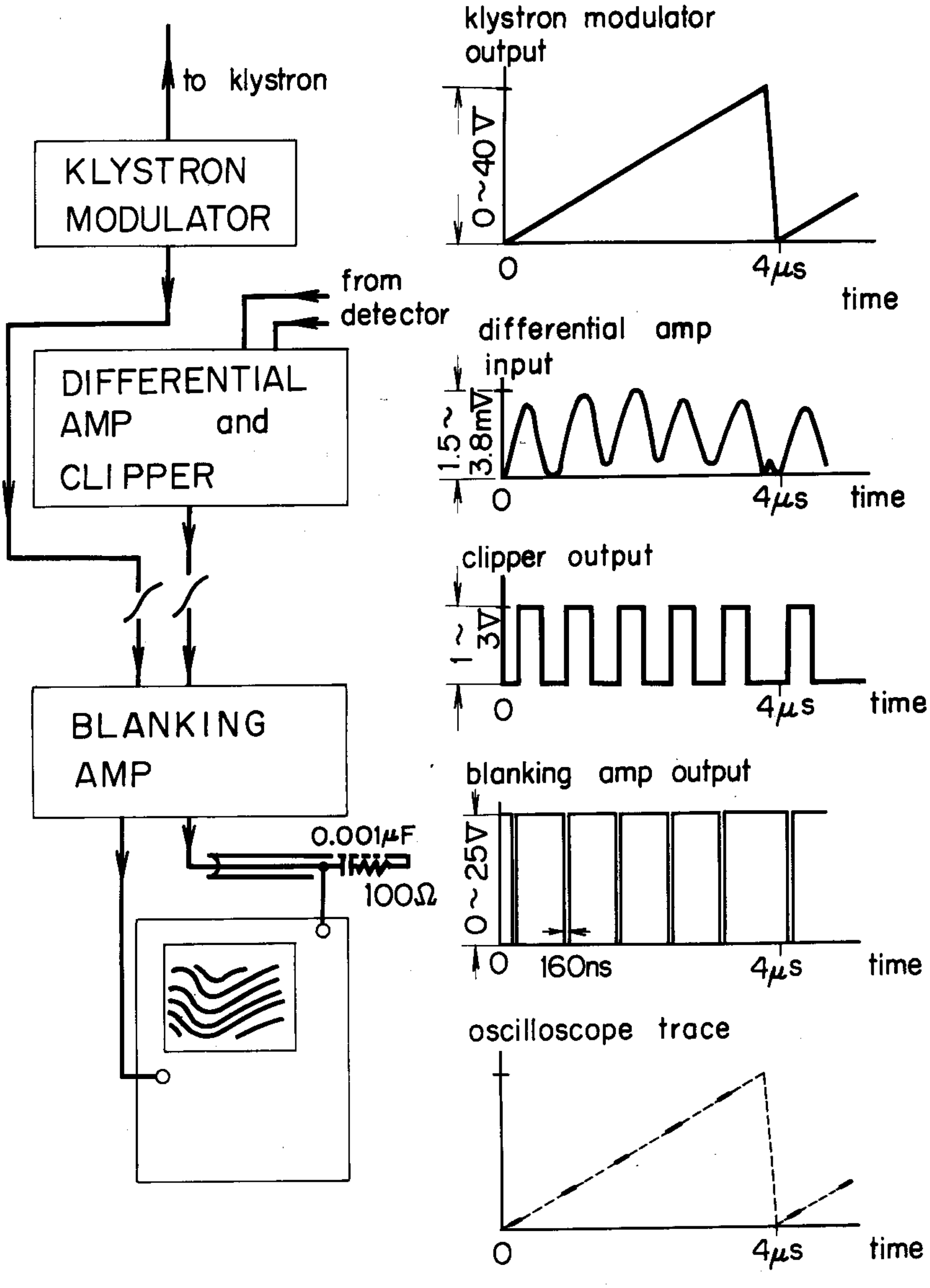


(B)

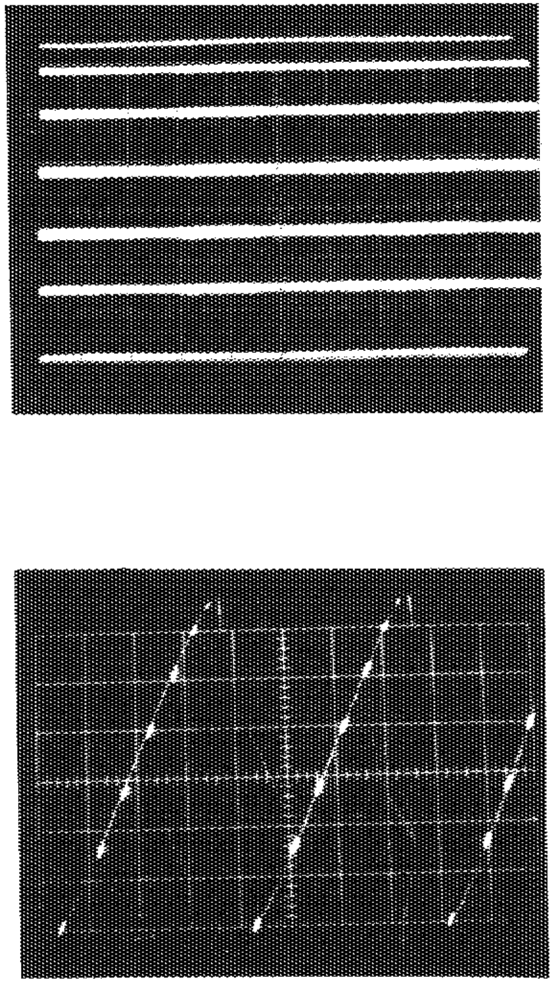
第11図　本干渉測定装置におけるマヂックTの動作(A)およびクリスタルダイオード入出力(B)。



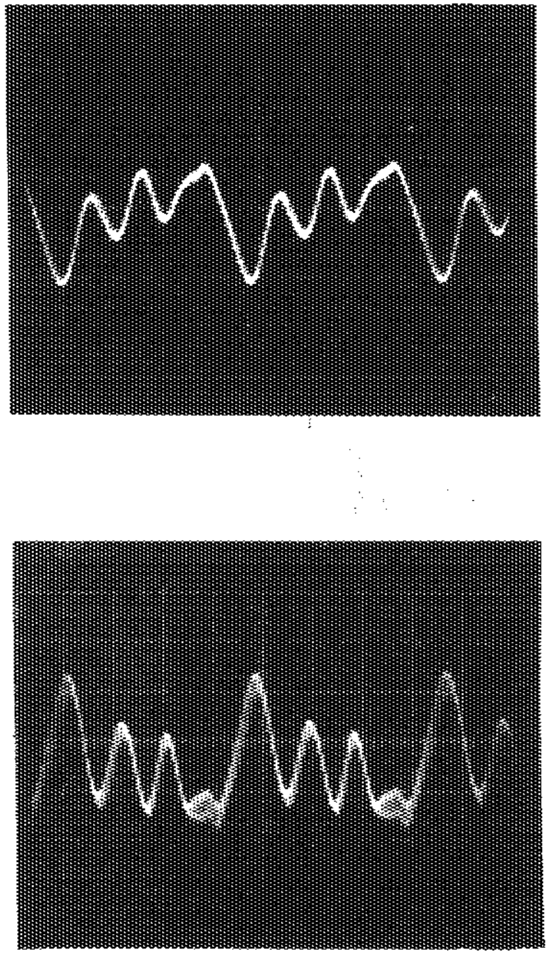
第１２図　７５－GHz帯電磁波ビームの拡がりとプラズマ密度不均一性による曲がり。



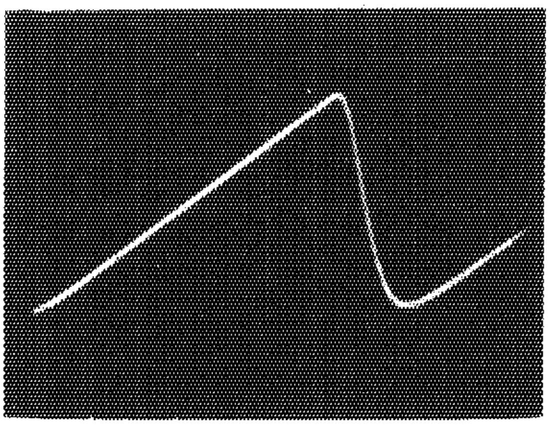
第１３図　フリンジシフト直視部のブロック図。



第14図　フリンジ輝線の太さ（上のトレース：遅い帰引（5ms/div）および下のトレース：速い帰引（1μs/div）

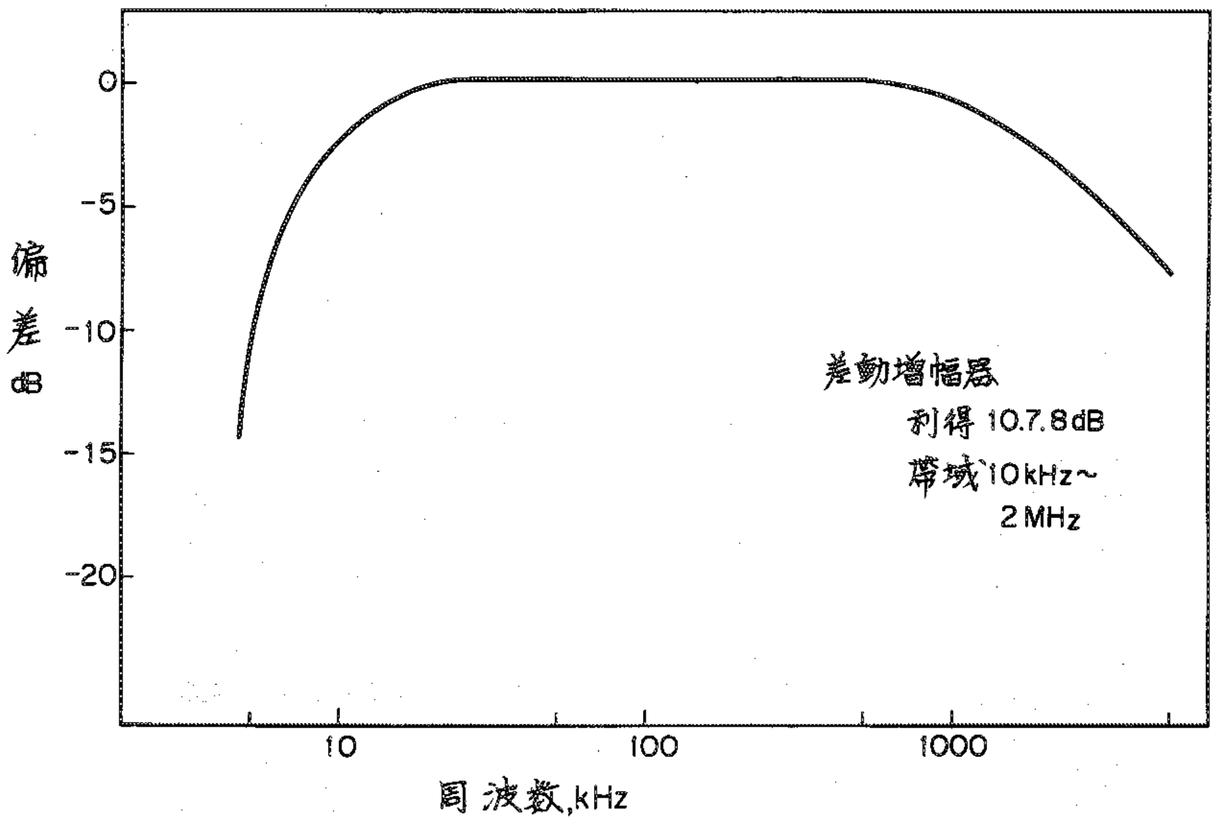


第15図　干渉信号出力電圧（クリスタルダイオードの干渉出力）。

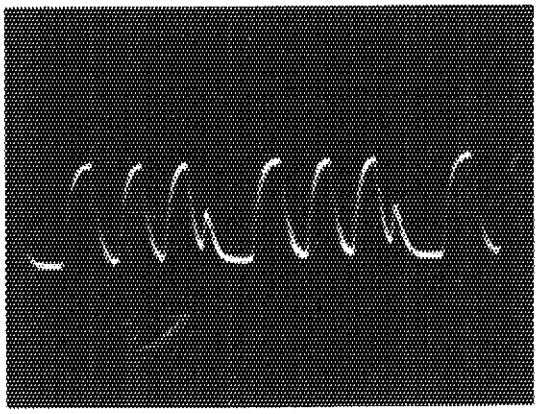


0.5 μS／d i v
10V／d i v

第16図　直視干渉用クライストロン変調波。

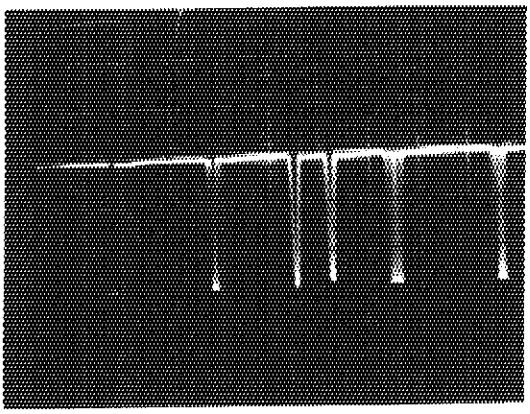


第17図　差動増幅器の周波数特性。



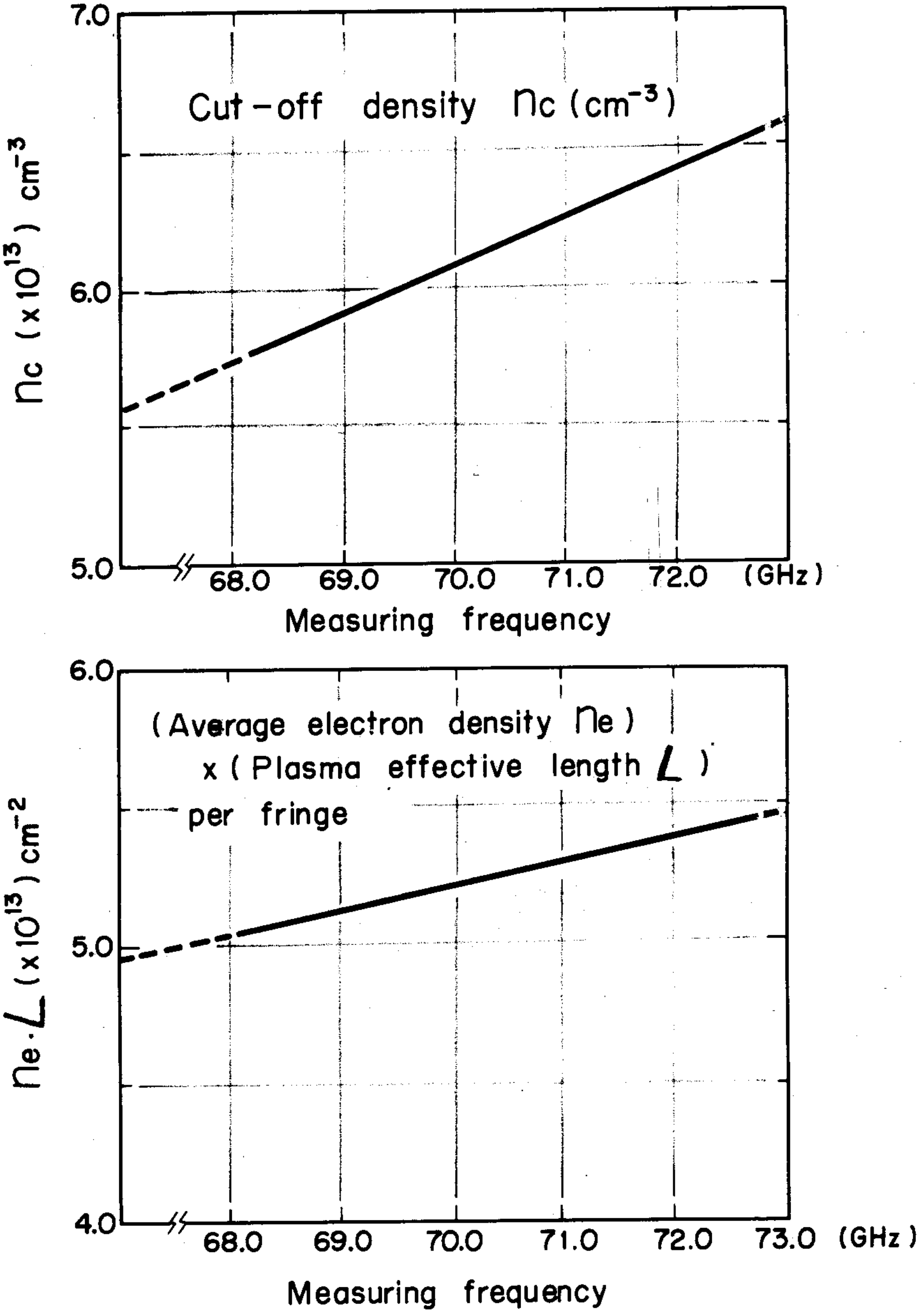
1 μS／d i v
1V／d i v

第１８図　クリッパ回路出力。

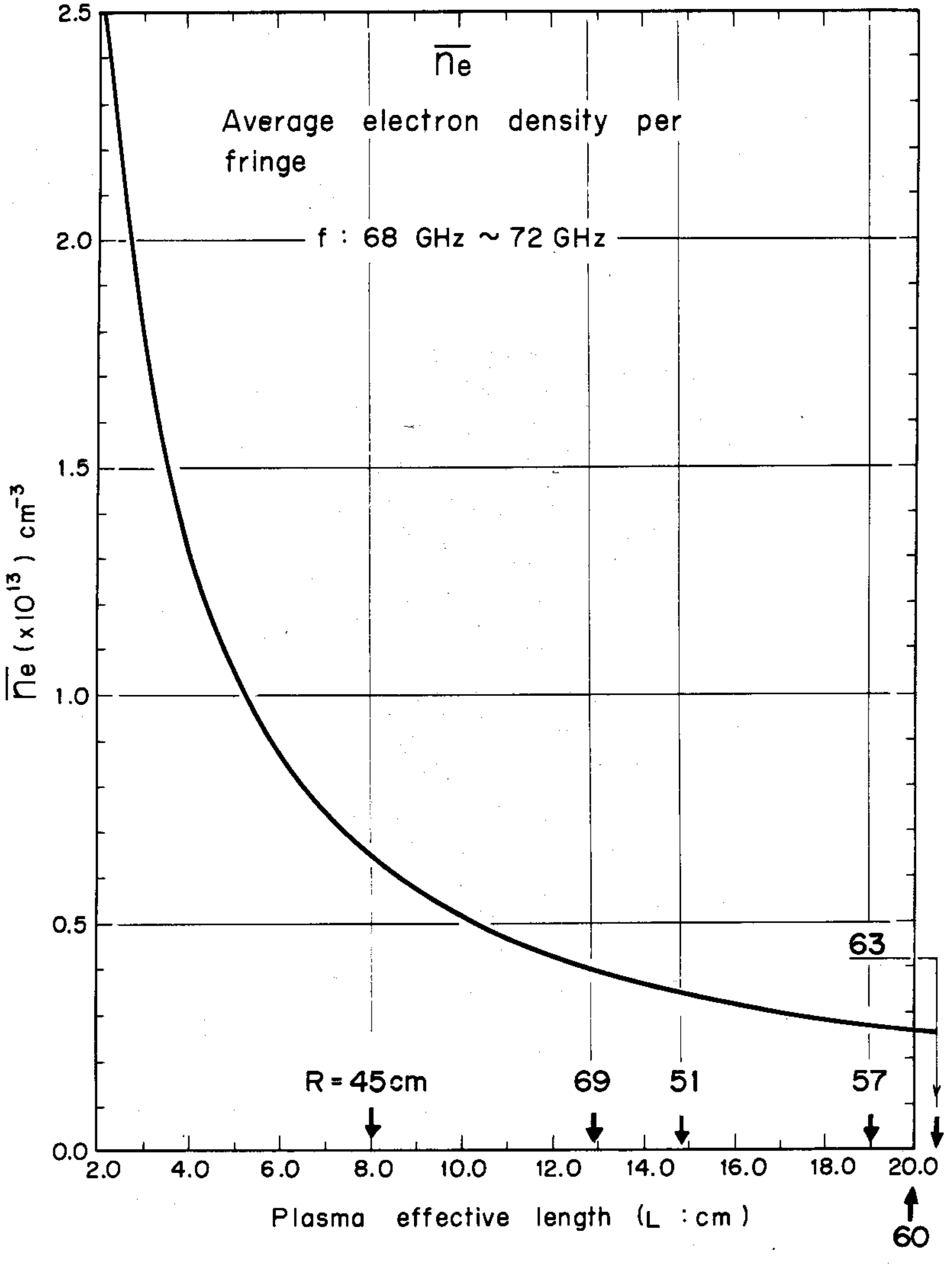


0.5 μS／d i v
10V／d i v

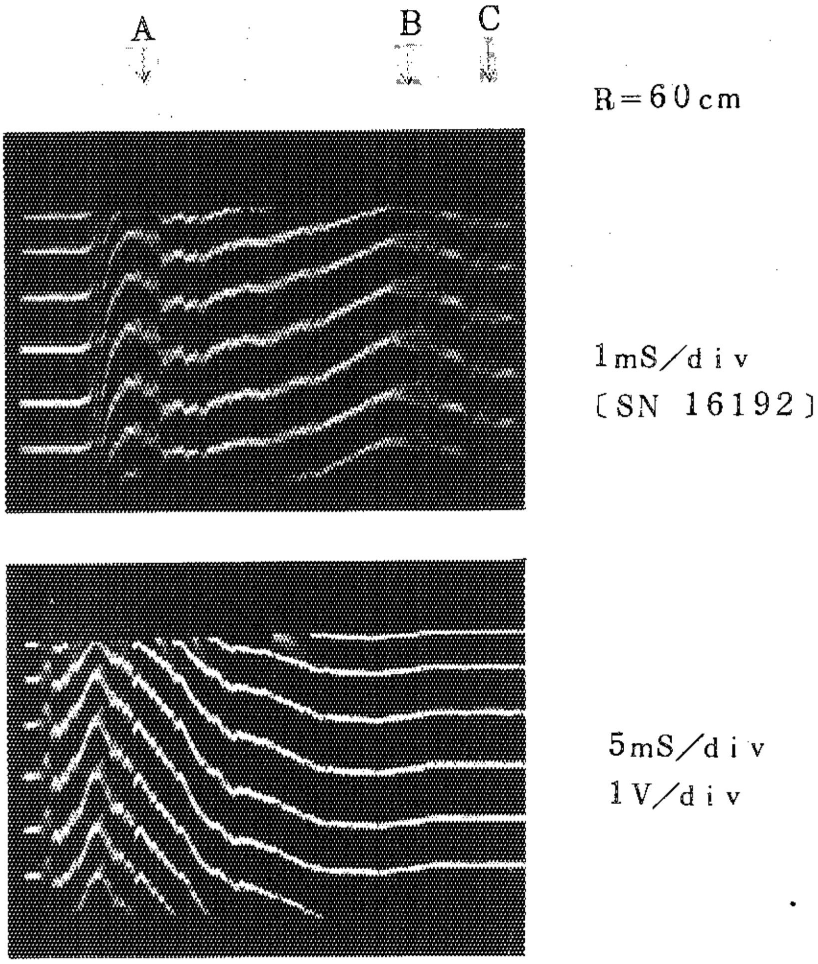
第１９図　オシロスコープ輝度変調用ブランキング信号。



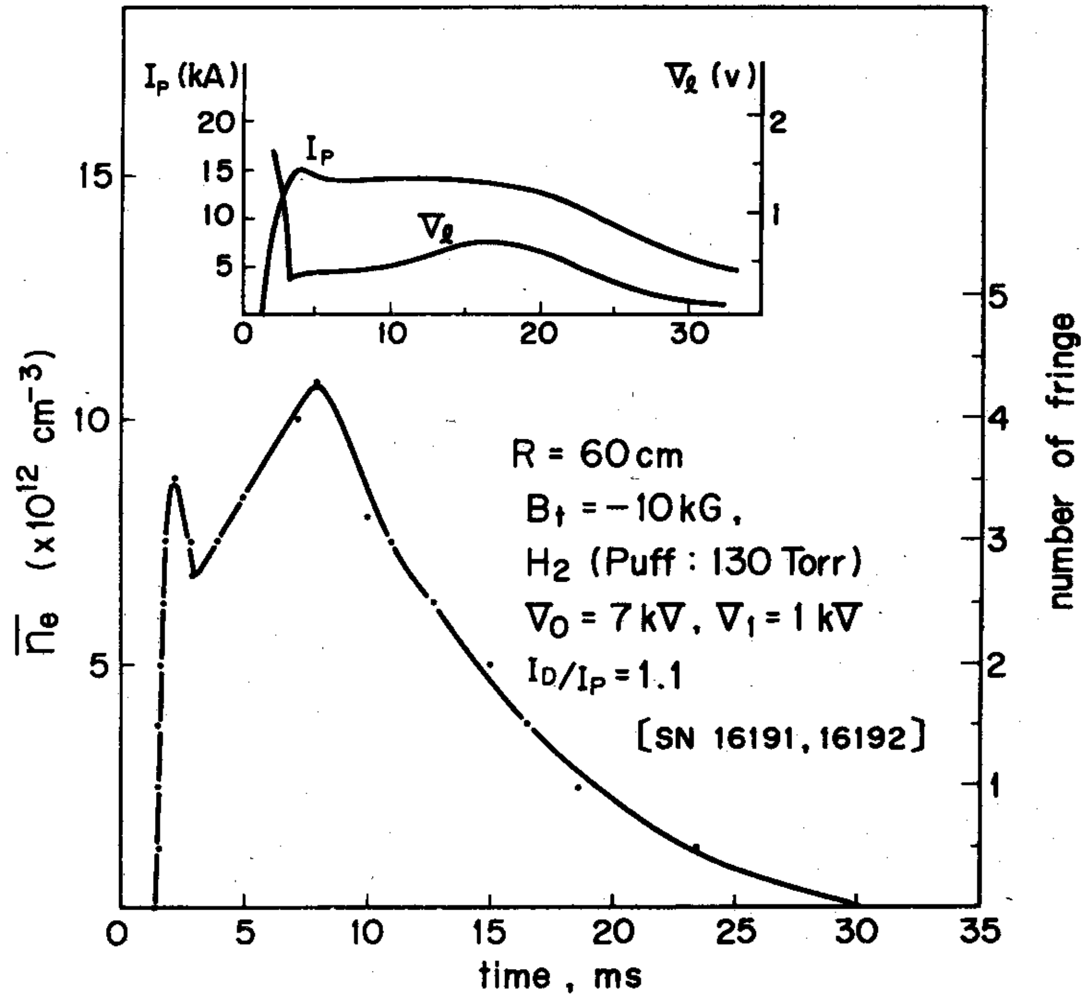
第20図　周波数域（70±2.8）GHzにおけるしゃ断密度 n_c および1フリンジに対応する $n_e \cdot L$ の値。



第２１図　　平均電子密度 $\overline{n}_e$ とプラズマの長さLの関係。
（矢印はシェルでプラズマの境界を規定した時の，各測定行路におけるプラズマの長さ）



第２２図　　ＪＦＴ－２ａにおける干渉測定例。



第２３図　第２２図のデータから求められた平均電子密度 $\overline{n}_e$ の時間変化およびプラズマ電流 I_p ワンターン電圧 V_l の時間経過。