

J A E R I - M  
91-012

大型放射光施設(SPring-8)のシンクロトロン  
高周波加速系の基本設計

1991年2月

中山 光一\*・鈴木 寛光・峰原 英介・原見 太幹

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

JAERI-Mレポートは、日本原子力研究所が不定期に公刊している研究報告書です。  
入手の問合せは、日本原子力研究所技術情報部情報資料課(〒319-11 茨城県那珂郡東海村)あて、  
お申しこみください。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, 1991

編集兼発行 日本原子力研究所  
印 刷 ニッセイエプロ株式会社

大型放射光施設（SPring-8）のシンクロトロン  
高周波加速系の基本設計

日本原子力研究所大型放射光施設計画推進室

中山 光一<sup>\*</sup>・鈴木 寛光・峰原 英介<sup>+</sup>

原見 太幹

（1991年1月25日受理）

兵庫県西播磨に建設予定の大型放射光施設（SPring-8）のシンクロトロンの高周波加速系について、その基本設計、設計方針、装置の仕様について記述する。

---

日本原子力研究所：〒319-11 茨城県那珂郡東海村白方字白根2-4

+ 東海研究所物理部

\* 東芝㈱

Basic Design for the RF System of the Synchrotron  
in the Large Synchrotron Radiation Facility (SPring-8)

Koichi NAKAYAMA<sup>\*</sup>, Hiromitsu SUZUKI, Eisuke MINEHARA and Taikan HARAMI

Office of Synchrotron Radiation Facility Project  
Japan Atomic Energy Research Institute  
Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken

(Received January 25, 1991)

The large synchrotron radiation facility (SPring-8) is planned to  
be built at Nishiharima in Hyogo-ken.

This paper describes basic designs, its philosophy and specifica-  
tions of the radio frequency system in the synchrotron.

Keywords: Synchrotron Radiation Facility, SPring-8, Design,  
Specification, Radio Frequency System, Synchrotron

---

+ Department of Physics, Tokai Research Establishment

\* Toshiba Corporation

## 目 次

1. 緒 言 .....	1
2. R F システムパラメータ .....	2
2.1 放射損失 .....	3
2.2 ピーク R F 電圧 .....	3
2.3 高周波加速空洞の壁損失 .....	4
2.4 全 R F パワー .....	5
2.5 R F 周波数 .....	5
3. 508.58 MHz 高周波加速空洞 .....	9
3.1 高周波加速空洞のタイプ .....	9
3.2 円筒空洞のモード .....	10
3.3 セル寸法 .....	13
3.4 主要パラメータ .....	14
3.5 設計要領 .....	15
4. R F 電源 .....	40
4.1 R F システム設計 .....	40
4.2 基本回路 .....	45
5. 今後の課題 .....	57
謝 辞 .....	58
参考文献 .....	58

## Contents

1.	Introduction .....	1
2.	RF system parameters .....	2
2.1	Radiation loss .....	3
2.2	Peak RF voltage .....	3
2.3	Wall loss of cavity .....	4
2.4	Total RF power .....	5
2.5	RF frequency .....	5
3.	508.58 MHz RF cavity .....	9
3.1	Types of accelerating structure .....	9
3.2	Resonant pillbox .....	10
3.3	Cell size .....	13
3.4	Major parameters .....	14
3.5	Design procedure .....	15
4.	RF power .....	40
4.1	Design of RF power system .....	40
4.2	Basic circuit .....	45
5.	R&D to be done .....	57
	Acknowledgements .....	58
	References .....	58

## 1. 緒 言

大型放射光施設計画推進室の加速器系開発グループは、大型放射光施設（SPring-8；スーパーフォトンリングエイト）の入射系施設としてシンクロトロンの設計検討を実施している。本報告で、シンクロトロン高周波加速系の基本設計とその仕様について述べる。特に、設計の基本的な考え方を述べ、今後の設計検討の基本となる報告書である。

## 2. RF システムパラメータ

大型放射光施設入射系は、1 GeVの電子線型加速器とシンクロトロンから構成される。入射系シンクロトロンでは線型加速器から入射された1 GeVの電子（陽電子）ビームを、蓄積リングの運転エネルギーの8 GeVまで加速したのち蓄積リングに出射する。シンクロトロンの繰り返し周波数は1 Hz, ビームのエミッタансは蓄積リングからの要請で8 GeVで200 nm·rad程度としている。図1にシンクロトロンのレイアウトを示す。シンクロトロンはレーストラック形で両側に2ヶ所の直線部をもつ。直線部ではエネルギー分散を消してビームのひろがりを抑え、ビームの入射部および出射部と向かい合った2ヶ所の直線部に高周波加速空洞が配置されている。表1にシンクロトロンのパラメータを示す。

シンクロトロンに入射されたビームは、高周波加速空洞により加速され同時に放射損失するエネルギーを補給される。高周波加速空洞の加速電圧は、入射時には線型加速器からの入射ビームを受け取るために十分なアクセプタンスをもつように設定される。8 GeVでの加速電圧は、後述するように適当なビーム寿命を保つように決定される。シンクロトロンでは要求される最大ビーム電流が一般に少ないためRFパワーの大部分は高周波加速空洞の壁損失になる。このためシンクロトロンの高周波加速空洞の設計では蓄積リングに比較すると高シャントインピーダンスにして壁損失を抑えることが重要になる。

シンクロトロンの周長は、リングの最大エネルギーおよび高周波加速空洞の最大加速電界が設定されると全体システムのコストの最適化により決定される。周長を短くすると建屋、電磁石および真空ダクト等のコストは減少するが高周波加速空洞および高周波電源のコストが増大する。周長が長い場合は、逆の状況になる。大型放射光施設入射系シンクロトロンの場合は最大エネルギー8 GeVに最適化して高周波加速空洞の実効長が約11.8 m、偏向電磁石の曲率半径31.4 mおよびリングの周長約396 mになっている。<sup>1)</sup>これらの値は、8 GeVでのビームエミッタанс200 nm·rad程度という蓄積リングからの要求も満たすように決定されている。

シンクロトロンの周長が決まり、ラティスがエミッタансの条件を満たすように決定されると以下に述べるRFパラメータが決定される。

- a) 放射損失
- b) ビームによるRF損失
- c) ピークRF電圧
- d) 高周波加速空洞（キャビティ）の壁損失
- e) 全RFパワー

加速周波数の選択はかなり自由度がある。個々のパラメータの詳細について以下に述べる。

計算の前提とした条件は次のとおりである。

最大ビームエネルギー : 8 GeV

最大ビーム電流 : 10 mA

ビーム寿命 : 10秒以上

## 2.1 放射損失

加速器内を電子（陽電子）が一周する時の放射損失 ( $U_0$ ) は次式で与えられる。

$$U_0 = 88.5 E^4 (\text{GeV}) / \rho (\text{m}) \quad [\text{keV/turn}]$$

ここで  $E$  はエネルギー,  $\rho$  は偏向電磁石の曲率半径である。

大型放射光施設入射系シンクロトロンの入射エネルギーは 1 GeV, 最大エネルギーは 8 GeV である。図 2 に加速時の放射損失の変化を示す。入射時に 2.8 keV/turn, 8 GeV で 11.54 MeV/turn になる。一方ビームによる RF パワー損失 ( $P_b$ ) はビーム電流を  $I$  とすると次式になる。

$$P_b = I U_0$$

ビーム電流は最大 10 mA なのでビームによるパワーも 1 GeV の 0.028 kW から 8 GeV の 115 kW までエネルギーの 4 乗に比例して増加する。

## 2.2 ピーク RF 電圧

必要とされる RF 電圧もビームエネルギーと共に変化する。ビーム入射時の RF 電圧は線型加速器からの入射ビームのエネルギー幅を十分にカバーするような RF パケットをもつよう決定される。RF パケットの高さ ( $\Delta E_{\max} / E$ ) は次式で与えられる。

$$(\Delta E_{\max} / E)^2 = \frac{2U}{(\pi \alpha h E)} F(q)$$

ここで  $\alpha$  は momentum compaction factor,  $h$  はハーモニック数,  $F(q)$  は energy aperture function で次式で与えられる。

$$\begin{aligned} F(q) &= 2 ((q^2 - 1)^{1/2} - \cos^{-1}(1/q)) \\ &\sim 2(q - \pi) \quad (q \gg 1) \end{aligned}$$

$q$  は overvoltage factor で次式で定義される。

$$q = eV/U_0$$

ここで  $V$  は RF ピーク電圧である。

RF 位相空間 ( $(\Delta E/E) - RF 位相 (\phi)$ ) で安定, 不安定領域をわける境界をセパラトリックスとよび次式で表される。

$$\begin{aligned} (\Delta E/E)^2 &= \frac{eV}{\pi \alpha h E} ((1 - 1/q^2)^{1/2} (1 + \cos(\phi))) \\ &\quad - 1/q (\sin(\phi) - \phi + \cos^{-1}(1/q)) \end{aligned}$$

図 3 に入射時の RF セパラトリックスを示す。セパラトリックス内部の矩形は線形加速器からの入射ビームを表しエネルギー幅 ± 1 %, パルス長 1 ns を仮定している。この時の RF ピーク電

圧は 2.0 MV で R F バケットの高さがエネルギー幅で 1.5 % 以内になっている。いいかえればシンクロトロン振動のエネルギー幅が 1.5 % になるため、真空ダクトのサイズはこの点も考慮して決定されている。

次に、最大エネルギー 8 GeV での R F ピーク電圧を決定する。8 GeV での R F バケットはビームエネルギー幅より十分大きく、かつ放射光放出の際に量子的ゆらぎによって高エネルギーの光が放射され、ビームのエネルギーが減少して R F バケットからはずれる事によるビーム損失によるビーム寿命（量子寿命）を考慮して決定される。量子寿命 ( $\tau_q$ ) は次式で与えられる。

$$\tau_q = \tau_e / 2 \quad \xi^{-1} \quad \exp(-\xi)$$

ここで  $\tau_q$  はエネルギー・ダンピング時間、 $\xi$  は次式で与えられる。

$$\xi = \frac{J_e E}{\alpha h E_1} F(q) ; \quad E_1 \sim 108 \text{ MeV}$$

ここで  $J_e$  はエネルギー・ダンピング指数である。

現在、8 GeV でのフラットトップ時間は最大 0.15 秒を考えている。量子寿命を 10 秒とすると 0.15 秒後には 98.5 % のビームが残る。実際には 0.15 秒の間にビームを連続的に取り出すと考えてよいので量子寿命によるビーム損失は 1 % 以内に抑えられる。8 GeV で 10 秒の量子寿命を得るために必要な over voltage factor  $q$  は 1.48 となる。8 GeV での放射損失 ( $U_r$ ) は 11.54 MeV/turn なので、必要な R F ピーク電圧 (V) は

$$V = 11.54 \times 1.48 \\ = 17.1 \text{ MV}$$

となる。

### 2.3 高周波加速空洞の壁損失

高周波加速空洞の内壁により損失する R F パワー ( $P_c$ ) は次式で与えられる。

$$P_c = V^2 / (R' l_e)$$

ここで  $R'$  は単位長当たりの実効シャントインピーダンスで加速空洞の形状および材質により決定される。 $l_e$  は加速空洞の実効部の全長である。シンクロトロンでは 5 セルの加速空洞を 8 台使用する予定にしている。 $R'$  は  $21 \text{ M}\Omega/\text{m}$  を仮定している。 $l_e$  は  $11.788 \text{ m}$  なので 8 GeV での  $P_c$  は以下で与えられる。

$$P_c = (17.1 \text{ MV})^2 / (21 \text{ M}\Omega/\text{m} * 11.788 \text{ m}) \\ = 1.181 \text{ MW}$$

加速空洞の壁損失のビームエネルギー依存性は以下で与えられる。

$$P_c \propto V^2 \\ \propto U_0^2 \propto E^8$$

## 2.4 全RFパワー

必要とされるRFパワー( $P$ )は、これまで求めたビームによるRFパワー損失( $P_b$ )と加速空洞の壁損失( $P_c$ )の和となる。8GeVの値が最大となるので計算してみる。

$$\begin{aligned} P &= P_b + P_c \\ &= 0.115 + 1.181 = 1.30 \text{ (MW)} \end{aligned}$$

ここでRF伝送系等のパワー損失分を10%と仮定すると必要とされる最大RFパワーは1割増しの1.43MWとなる。

次に、アンテナ部でのRF電力反射を考える。アンテナの最適結合係数 $\beta_m$ は次式で与えられる。

$$\beta_m = 1 + Pb/Pc$$

8GeVで $P_b=115\text{kW}$ ,  $P_c=1.181\text{MW}$ なので,  $\xi_m = 1.10$ となる。これはビーム電流が10mAのときの無反射の条件である。ビームがない時の電力反射率( $R$ )は次式で与えられる。<sup>2)</sup>

$$\begin{aligned} R &= (\beta_m - 1)^2 / (\beta_m + 1)^2 \\ &= 2.27 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

現在の場合0.2%程度の電力反射しかないとめアンテナの設計に関しては進行電力のみを考えればよい。

## 2.5 RF周波数

RF周波数の選択の際には以下の事項が考慮される。

a) 高周波加速空洞の形状を同一とすれば、単位長さ当たりのシャントインピーダンスは周波数の1/2乗に比例する。

$$R' \propto f^{1/2}$$

このため高い周波数が有利であるが、500MHz帯より高い周波数領域では必要とされるビーム穴と加速空洞の内径の比が大きくなるためビーム穴によるシャントインピーダンスの影響が無視できなくなる。一方200MHz以下になると加速空洞が大きくなり重量、コスト共に増大する。

b) 周波数が高くなると必要な量子寿命を確保するために必要な over voltage factor が減少するためRF電圧が低くなる。

c) 信頼性がある大電力RF源がある周波数帯を選択する事も重要である。信頼性と寿命の点からクライストロンを選択する。

d) 高周波加速空洞、導波管システムも周波数の低下と共にサイズが大きくなりコストが増大する。

大型放射光施設蓄積リングおよびシンクロトロンの場合は、以上の事項を考慮にいれてKEKトリスタンで実績のある1MW級クライストロンを使用する事でRF周波数として508.58MHzを選択する。

表 1 シンクロトロンの主要パラメータ

## INJECTOR SYNCHROTRON

## MAJOR PARAMETERS

Injection energy	1.0 GeV
Maximum energy	8.0 GeV
Circumference	396.12 m
Bending radius	31.4 m
Repetition rate	1 Hz
Natural emittance (8GeV)	192 nm·rad
Momentum spread (8GeV)	0.122 %
Radiation loss (8GeV)	11.55 MeV/turn
Number of cells	40
Super periodicity	2
Nominal tune ( $\nu_x/\nu_y$ )	11.73/8.78
Natural chromaticity ( $\xi_x/\xi_y$ )	-15.3/-12.7
Momentum compaction factor	$9.53 \times 10^{-3}$
Harmonic number	672
Quantum lifetime (8GeV)	over 10 sec

## MAGNETS

Dipole magnet	
number	68
pole length	2870 mm
pole gap	46 mm
pole width	150 mm
yoke type	C type
edge	rectangular
strength (8GeV)	0.8502 T
tolerance limit of field	0.05 %
Quadrupole magnet	
number F/D	40 / 40
pole length	570 mm
bore radius	40 mm
strength F/D (8GeV)	14.598/-12.382 T/m
tolerance limit of field	0.1 %
Sextupole magnet	
number F/D	32 / 32
pole length	150 mm
bore radius	50 mm
strength F/D (8GeV)	102.0/-162.8 T/m <sup>2</sup>
tolerance limit of field	1 %

## RF

Radio frequency	508.58 MHz
Overvoltage factor ( $t_q > 10\text{sec}$ )	1.48
RF voltage (8GeV)	17.1 MV
RF voltage (1GeV)	2.0 MV
Synchrotron frequency (8GeV)	32.4 KHz
Klystron power	1 MW
Number of klystrons	4
Number of Cavities	5 Cell x 8

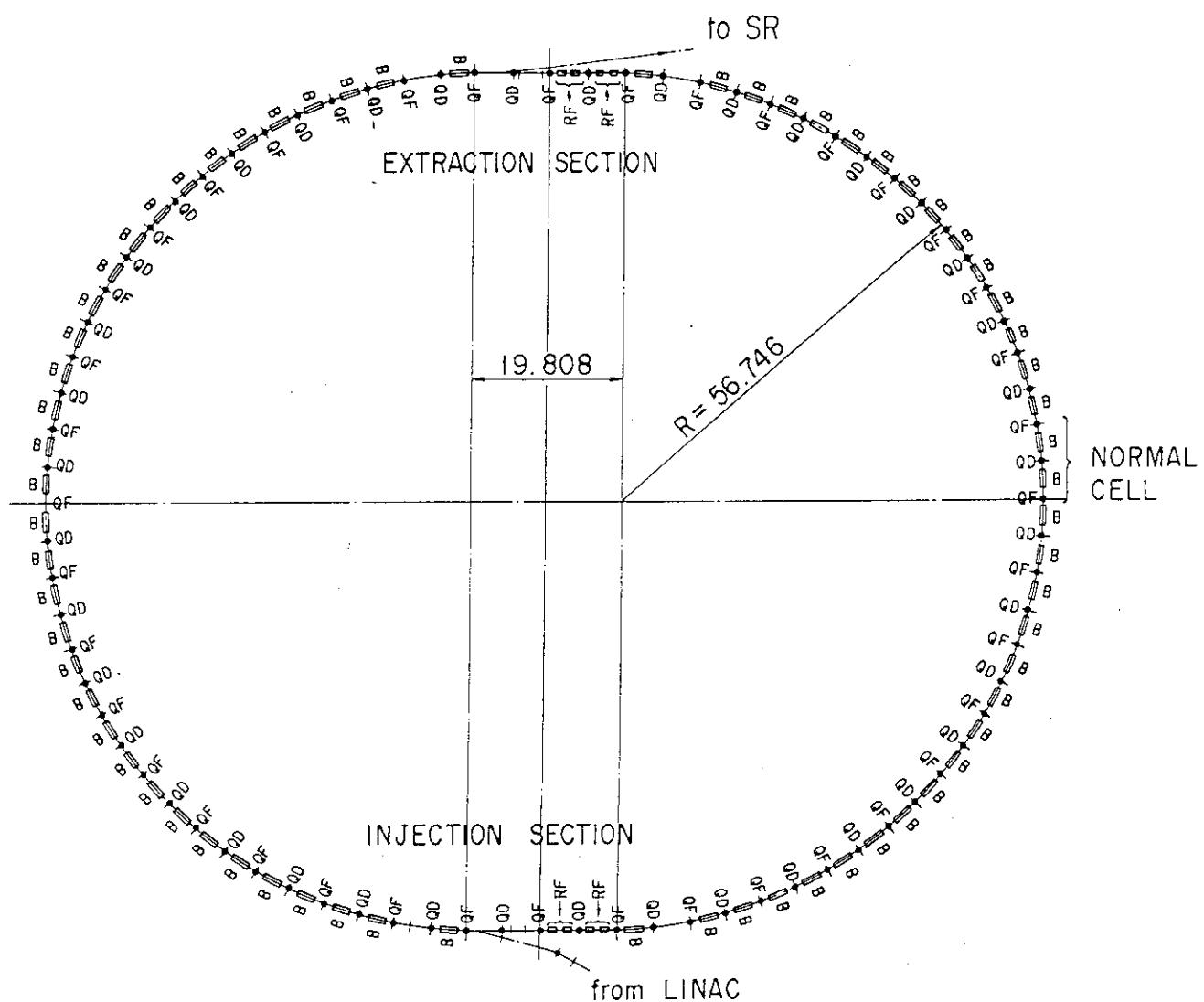


図 1 シンクロトロンレイアウト

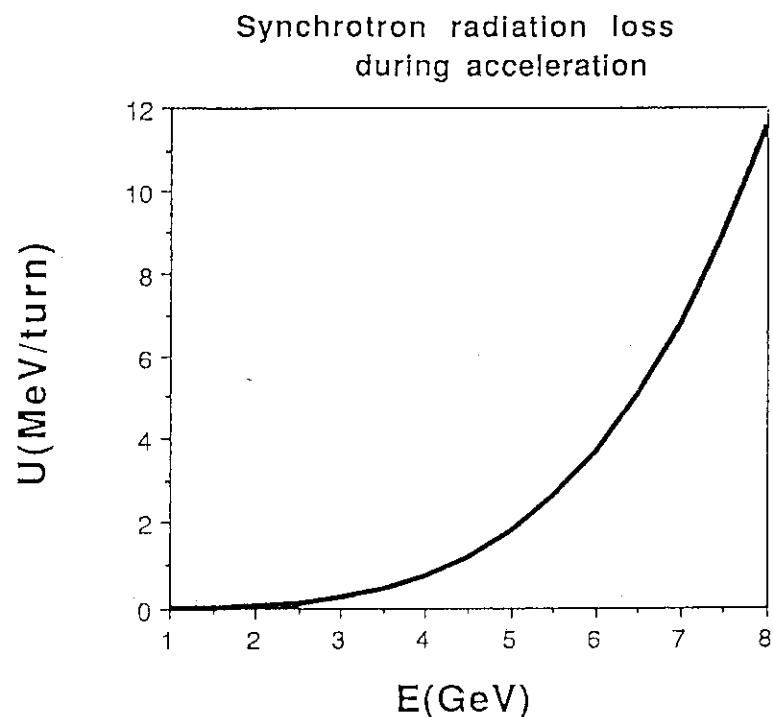


図2 加速中の放射損失の変化

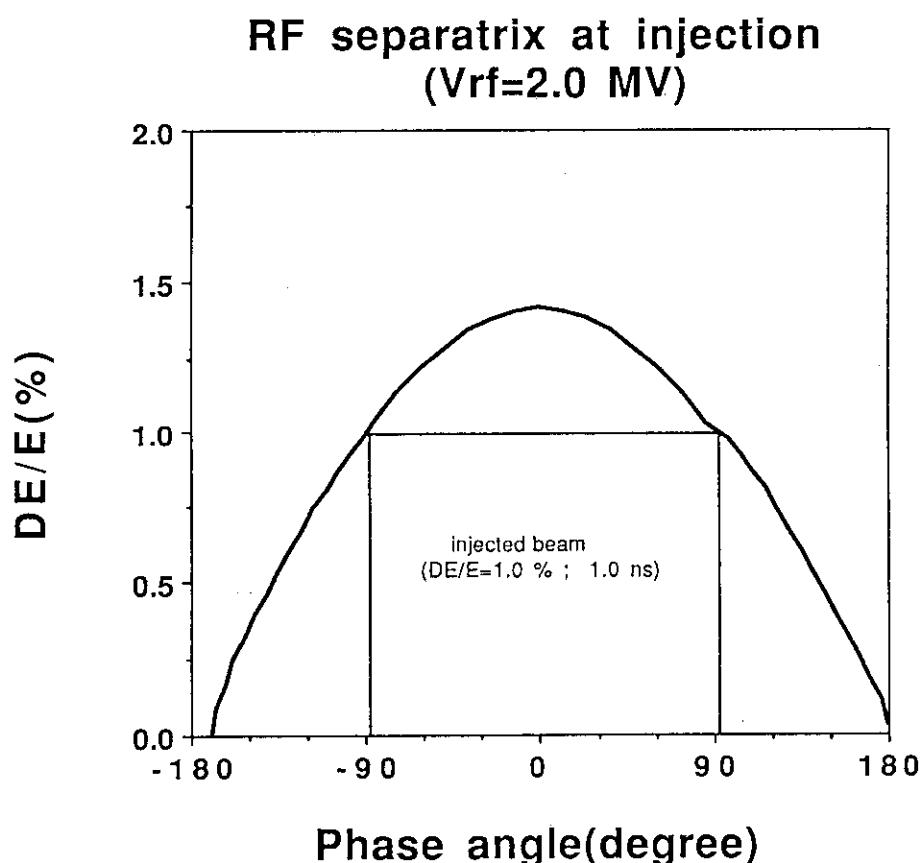


図3 入射時のセパラトリクス

### 3. 508.58MHz 高周波加速空洞

R F システムパラメータが決定されたので、高周波加速空洞の形状およびセル構造を以下の方針にそって検討する。

- a) 最大 R F 電圧 17.1 MVを得る。
- b) 実効シャントインピーダンスを大きくする。
- c) 共振周波数を 508.58 MHz とする。
- d) コストの低減をはかる。

高周波加速空洞は R F 電力を小さく抑えるために多連結構造を採用する。多連結構造にする事で加速空洞の単位長さ当たりの実効シャントインピーダンスを大きくできる。しかも全体のセルの数を減らす事で加速空洞に起因するビーム不安定性を低減できる。さらに R F 電力入力のためのアンテナの数も少なくなり、加速空洞間の R F 電源の位相制御システム等も少なくできる。一方、単セル空洞に比べて空洞間の結合の問題があり、また、一台のアンテナ当たりの R F 入力電力が大きくなるため、大電力用高周波窓の問題があるため R & D を行ない問題点を解決する予定である。

#### 3.1 高周波加速空洞のタイプ

多連結加速空洞は、その結合の方法により様々のものがあり代表的なものとしては、APS (A1ternating Periodic Structure ; KEK のトリスタン) , スロット結合 (DESY, PETRA, HERA, LEP, PEP 等) , DAW (Disk And Washer ; KEK, 日大), SCS (Side Coupled Structure) 等がある。

図 4(1) に、KEK トリスタンで使われている 18 セルの APS の例を示す。図 4(2) にセル構造を示す。セル間の結合はビーム穴によりキャパシティブに行われる。APS では加速に寄与しない結合セルの長さを短くする事で単位長さ当たりのシャントインピーダンスを大きくしている。図 5 に DESY で用いられている 5 セルのスロット結合空洞の例を示す。セル間の隔壁にあるスロットによりインダクティブに結合させる。DAW のセル構造を、図 6(1) に示す。点線で示された部分の電界分布を図 6(2) に示す。TM<sub>02</sub> like な加速モード (結合モードは TM<sub>01</sub> like ) を用いるため結合が大きくモード安定性が大きいという利点はあるが、多くの高次モードが発生しやすいという欠点がありしかもワッシャーの固定方法等製作も難しい。SCS は GHz 帯の線型加速器では用いられているが 500 MHz 帯では大型化してしまうという欠点がある。

以上の議論により今回の選択としては、実績及び製作性を重視すると APS 型かスロット結合型のいずれかになる。両者とも実績がありどちらかを選択するかは難しい問題である。APS 型では図 7 に示すように加速セルの分散特性と結合セルの分散特性を  $\pi / 2$  で合流させる。合流がうまくいけば、 $\pi / 2$  で群速度が最大となり安定な運転が可能となるが、そのためには加速セルと結合セルの共振周波数を厳密に合わせる必要があり製作および運転 ( 温度変化による変形等 )

に細心の注意が必要となる。加速セルと結合セルがうまく合流しない場合には、図7(a)に示すように $\pi/2$ で群速度がゼロとなり結合度もビーム穴で結合しているため小さいので非常に不安定な運転モードになってしまう危険性がある。

これに対してスロット結合型は $\pi$ モードを用いるので合流の問題はない。このため構造的にはセル間の隔壁に任意の角度のスロットを設けるだけでよいため単純で製作および運転もAPS型と比較すると容易と考えられる。しかし、分散特性は図8に示すようで、セル数Nが大きくなると加速に用いる $\pi$ モードと( $\pi - \pi/N$ )モード間の周波数の差が小さくなるためモード分離が難しくなる。このためわずかな振動によってとなりのモードが励起され、電界が乱れることにより加速ビームに悪影響をおよぼす。この時の電界のずれ $\delta_E$ はもとの電界を1とすると次式により表される。

$$\delta_E \sim (N - 1)^2 / (2k)$$

ここでNは加速空腔のセル数、kはセル間の結合度を示す。 $\delta_E$ を小さくするためにはセル数Nを小さく、結合度kを大きくする必要がある。

以上の観点から本設計においては製作、運転および制御の容易さを考えて、かつ、 $\delta_E$ を小さくするために各セル当たりのRF入力を大きくしてセル数を減らすとともにスロット形状の最適化により結合度を大きくするという方針に立ってスロット結合型を採用する。

500MHz帯の連結型加速空腔の結合度および実効シャントインピーダンスの例を表2に示す。実効シャントインピーダンスは $\sim 24 M\Omega/m$ 、結合度はAPS型で $\sim 1\%$ 、スロット結合型で最大1.7%程度である。PETRA型の5セルタイプが結合スロット数2であるのに対して、HERAの7セルタイプは結合度を大きくするためにスロット数4をしている。

本設計においては、結合度kを大きくするためにスロット数は4とする。実効シャントインピーダンスは余裕を見込んで $21 M\Omega/m$ 以上と設定した。

### 3.2 円筒空腔のモード

現在使われている殆どの加速空腔は図9に示したような、円筒空腔のTM<sub>010</sub>モードを加速モードとしている。円筒空腔のモードは解析的に解けるため実際の空腔の設計を議論する前に大まかに特徴をつかんでおく事は有意義であると思われる。円筒空腔では、図9に示された電場のz成分(E<sub>z</sub>)および磁場のφ成分(H<sub>φ</sub>)の2成分によりすべての電磁場が記述される。

$$E_z = E_0 J_0(kr) \cos(\omega t)$$

$$H_\phi = -(E_0/Z_0) J_1(kr) \sin(\omega t)$$

ここでJ<sub>0</sub>、J<sub>1</sub>はベッセル関数  $k = 2\pi/\lambda = j_{01}/b$  ;  $j_0(j_{01}) = 0$   $Z_0 = 377 \Omega$ である。

加速空腔での壁損失Pcおよび蓄積エネルギーWsは次のようになる。

$$W_s = (\epsilon_0/2) \int v E_z^2 dv$$

$$= (\pi/2) \epsilon_0 b^2 1 E_0^2 J_1^2(j_{01})$$

$$P_C = (\zeta / 2) \int A H \phi^2 dA \\ = \pi b \zeta (E_0^2 / Z_0^2) (b + 1) J_1^2(j_{01})$$

ここで  $\xi$  は表面抵抗で、 $\xi = E / H = (\pi f \mu \rho)^{1/2}$  と表される。

これから以下に述べる加速空洞の重要なパラメータが得られる。

#### (1) Q 値

共振回路の Q 値は蓄積エネルギーとエネルギー損失（壁損失）の比で表される。

$$Q = 2\pi \text{ (蓄積エネルギー / エネルギー損失)} \\ = \omega W_S / P_C \\ = G_1 / \xi \\ \propto f^{-1/2}$$

ここで  $G_1 = j_{01} Z_0 / 2(b + 1) = 4531 / (b + 1) [\Omega]$  である。

#### (2) 単位長当たりの実効シャントインピーダンス

この値は、RF 入力電圧にたいする加速効率を表すもので次式のようになる。

$$R' = \text{(加速電圧)}^2 / \text{エネルギー損失 / 空洞長} \\ = (\int E_z dz)^2 / P_C / l \\ = V^2 / (P_C l) \\ = G_1 G_2 T^2 / (\lambda \xi) \\ \propto f^{1/2}$$

ここで  $G_2 = 4 Z_0 / (j_{01}^2 J_1^2(j_{01})) = 967 [\Omega]$

$T = \sin(\pi l / \lambda) / (\pi l / \lambda)$  である。

通過時間因子 T は、詳しくは後述するが加速される粒子が加速ギャップを通過する間の加速電界の変化による効果を表す。この通過時間因子をあらわに含む事を示すように、 $R'$  のかわりに  $Z T^2$  の表現もよく用いられている。

#### (3) $R' / Q$

$R' / Q$  は次式であたえられる。

$$R' / Q = V^2 / (\omega W_S l) \\ = G_2 T^2 / \lambda \\ \propto f$$

この値は空洞の構造のみで決まり周波数に比例するため、テスト空洞（縮小モデル）を使って R & D 作業を進める上で有用なパラメータである。

#### (4) 通過時間因子

粒子が速度  $v$  で加速空洞を通過する際、実際に受ける加速電場を評価するためには加速電場の時間依存性を考慮する必要がある。

$$E_z = V_{\max} \cos(\omega t + \phi)$$

ここで  $\omega = 2\pi c / \lambda$ ,  $v = z/t$  である。

粒子が感じる有効な加速電場は次のようになる。

$$\begin{aligned} V &= (V_{\max}/1) \cos(\omega t + \phi) dz \\ &= (V_{\max}/1) \cos(2\pi c z / (v\lambda) + \phi) dz \end{aligned}$$

この値は、 $\phi = -\pi c 1 / (v\lambda)$  の時（空洞の中心で  $E_z = V_{\max}$ ）に最大値をもつ。

$$\begin{aligned} V &= T V_{\max} \\ T &= \sin(\pi c 1 / v\lambda) / (\pi c 1 / v\lambda) \end{aligned}$$

ここで、Tは前にも述べたように通過時間因子と呼ばれ、加速粒子の速度、加速ギャップの長さおよび周波数に依存する。空洞の実効シャントインピーダンスは、Tをつかって以下のように定義される。

$$R' = Z T^2 = T^2 (V_{\max})^2 / (Pc 1)$$

通過時間因子を大きくするためには加速ギャップ1を小さくすればよい。しかし、1を小さくすると与えられた蓄積エネルギーに対する加速電界の積分値がへる事になる。

この相反する要求はいわゆる“ノーズコーン”を付けた re-entrant 型の採用によりある程度解決されている。

最後に円筒加速空洞（長さ  $\lambda/2$ ；材質 銅）の TM<sub>010</sub> モードに対するパラメータを示す。

$$\begin{aligned} R' &= 1285 f^{1/2} \quad [\Omega/m] \\ Q &= 9.835 \times 10^8 f^{-1/2} \\ R'/Q &= 1.306 \times 10^{-6} f \quad [\Omega/m] \end{aligned}$$

周波数 508.58 MHz の場合は以下のようになる。

$$\begin{aligned} R' &= 29 M\Omega/m \\ Q &= 43610 \\ R'/Q &= 664 \Omega/m \end{aligned}$$

ここで具体的な空洞形状を計算する前に、一般的な形状最適化の方針について述べておく。基本的な方針は円筒空洞の形状をシャントインピーダンスが改善するよう変更する事になる。以前は実際にRF測定をして試行錯誤により行ってきたが、最近は SUPERFISH<sup>3)</sup>, URMEL<sup>4)</sup> 等の計算機コードを用いてセル寸法とシャントインピーダンスの関係についてシステムティックな検討がなされている。その際、重要なパラメータを図10に示す。

以下に述べるように、はじめに  $R'/Q$  を最大にして次のステップで  $Q$  値を最大にする2段階のプロセスでシャントインピーダンスは最適化される。ビーム軸付近の電界の集中、すなわち  $R'/Q$  はビーム穴の内径  $r_b$ 、ノーズコーン間のギャップ  $g$  およびノーズコーンの半径  $r_n$  に依存する。

この中で  $r_n$  は必要とされるビームのアパー・チャ―により決定される。  $r_n$  は  $R'/Q$  の大きさと表面電界の強さとの間の歩み寄りで決定される。ギャップ長  $g$  は前にも述べたように、通過時間因子とビーム軸上の電界の積分値のトレードオフにより決まる。 $R'/Q$  を最適化したあとで、空腔内の磁界が最大になる場所での壁ロスを最小にすることで  $Q$  値をできる限り大きくする。具体的には、与えられた体積に対して表面積が最小になるように、すなわち球形にすればよい。しかし、球形にした場合はセル径  $r_{cell}$  が大きくなるばかりでなく結合に用いるスロットがビーム軸に近づいてその結果として結合度が下がりロスも増加する。この問題を避けるために実際は、図9のように球形の境界を直線で近似している。最後に、空腔の壁厚を決定する。壁厚は、セル間の結合度を最大にするためには薄い方がよいが、冷却用の水路のスペースを確保してかつ機械的強度をもたせるように最適化される。

### 3.3 セル寸法

#### (1) ノーズ間ギャップ寸法およびノーズ形状の決定

今回採用した加速空腔は、実効シャントインピーダンス増大のためセル間の隔壁のビーム穴側にノーズを取付けたいわゆる shaped nose cone type である。ノーズ間ギャップ寸法を決定するために図11の形状でパラメータサーベイを2次元軸対称モデルで行なった。ここでは、スロットの効果は加味されていない。各ギャップ寸法に対して 508.58 MHz (πモード) になるように半径を決定した。図12および13に、ギャップ寸法による RF パラメータの変化を示す。この時ビーム穴は直径 100 mm としている。

ギャップを大きくすると、ギャップ部での電界の集中が小さくなりこの部分での損失が低下する、また、内半径が大きくなるため外壁の電流密度が下がる事で損失が低下してシャントインピーダンス  $R_{sh}$  は大きくなる。一方通過時間因子 ( $T$ ) が小さくなるため、実効シャントインピーダンス ( $R' = R_{sh}T^2$ ) は図12では 20 cm 付近でピークとなる。ちなみに DESY では 20 cm, KEK の PF では 22 cm としている。今回の設計ではセル当たりの RF 入力を大きくする事を考えているので 22 cm として全体の寸法を大きくする方向を採用した。図12によると 20 cm と 22 cm で実効シャントインピーダンスの差はわずか 1.7 % であり、さらに以下のメリットもある。

- i) ノーズ先端と冷却パイプとの距離が短くできる事で先端部の温度上昇を低く迎えられる。
- ii) 全体の発熱密度が下るため冷却に有利である。
- iii) 最大電界が下がるため、RF パワーの入力がしやすい。

ノーズ形状については、ギャップ寸法を 22 cm として図14と図15の形状について比較した。両者の電磁界分布を比較すると、図15ではノーズが大きいために、電界・磁界が外周側へ押されて特に磁界の強い外周部の損失が図14のそれより大きくなっていると考えられる。このため、図中にも示したように、実効シャントインピーダンス ( $R_{sh}T^2$ ) で比較すると図14の方が 5 % 程度高目となっているためこの形状を採用する。

#### (2) スロットおよびキャビティ内半径

## (2) スロットおよびキャビティ内半径

スロットの形状（角度、幅、位置等）および加速空洞の内半径は、共振周波数（ $\pi$ モード）508.58 MHz，実効シャントインピーダンス  $21\text{M}\Omega/\text{m}$  以上，セル間の結合度をなるべく大きくする，という条件のもとで最適値を R & D で決定する。

セル間の結合は、スロットを通してインダクティブに行なうので結合度を大きくするためには磁界の強い外周部にスロットを設置した方がよい。スロット巾は、大きい方がセル間の鎖交磁束数が多くなるので、やはり結合度は上昇する。しかし、あまり大きくするとスロットが電界の強いビームホール側まで伸びてくるため、キャパシティブな影響がでてきてインダクティブな効果を消して逆に結合度が低下してしまう。このため、スロット幅にも制約がある。ちなみに、DESY の 500 MHz キャビティではスロット幅は約 50 mm である。

図16は、スロット角と共振周波数、実効シャントインピーダンスとの関係を定性的に述べるための説明図である。すなわち、図16にあるように内径が大きいと、スロット角  $0^\circ$  での共振周波数（ $0$  モード  $f_0$ ， $\pi$  モード  $f_\pi$  共）が小さく、小さなスロット角  $\theta_1$  での所定の  $f_r = 508.58$  MHz に達する。このため、 $f_0$  と  $f_\pi$  の差は  $\Delta f_1$  で結合度  $K$  が小さい。しかし、図16(b)に示すように実効シャントインピーダンスは大きい。逆に、内径が小さいとスロット角  $\theta_2$  まで大きくなるに実効シャントインピーダンスは大きい。また、図16(b)に示すように、スロット角  $\theta_2$  では  $(R_{sh})r = 21\text{M}\Omega/\text{m}$  を満足できないという事態が生ずる。すなわち、実効シャントインピーダンスと結合度は逆の関係となり、何を優先するかで内径やスロット角が異なってくる。たとえば、シンクロトロンではビーム電流が小さく、ほとんどがキャビティの壁負荷があるので、結合度を犠牲にして実効シャントインピーダンスを上げる、蓄積リングでは逆にビーム安定性が要求され、ビーム電流が大きいことを考えれば実効シャントインピーダンスを犠牲として結合度を上げるという考え方もある。いずれにしても細かな工事（例えばスロット周辺の R のとり方、冷却系統の配置等）を含めて R & D が必要である。なお、図16においてスロットなしのときは、 $f_0 < f_\pi$  であり、スロット角が大きくなると  $f_0 > f_\pi$  であり、途中で交差する。これは、スロットなしのときはビームホールでキャパシティブな結合のみであるのに対し、スロットがあるとインダクティブな結合が主流となるためである。

## 3.4 主要パラメータ

以上の検討の結果、得られた主要パラメータを以下に示す。

## (1) 空洞本体

方 式	スロット結合型多連空洞
共振周波数	508.58 MHz (可変幅約 1 MHz)
Q 値	約 26,000
入力電力	最大 250 kW (CW)
高周波電圧	最大 3.5 MV
材 料	無酸素銅 (電子管級、クラス 1)
寸 法	全長 (フランジ間) : 約 1700 mm

セル長：294.74 mm  
 キャビティ半径：約 215 mm  
 ボア半径：40 mm  
 ギャップ長：220 mm  
 その他 ..... HOMダンパー用ポート，予備ポート，排気ポートおよび各ポート用フランジ等を有すること。

## (2) チューナー

チューナーは、本体および駆動部より成り、方向性結合器と空洞のモニター用カプラーとの位相を比較して、制御盤からの制御信号により、駆動され、空洞を常に共振状態に保つ。先端部は水冷する。本体は、直径 70 mm の円筒形とする。

## (3) チューナー制御装置

1 台の制御盤により、5 台のチューナーを同時に駆動する。遠隔操作が可能で、また、ローカル操作 / 表示も可能であること。チューナーによる制御範囲は、約 1.0 MHz とする。

## (4) 固定チューナー

空洞の共振周波数、電界分布の微調に用いる。先端部は冷却する。駆動部は持たず、初期設定後は固定して用いる。直径 70 mm の円筒形とする。

## (5) 入力アンテナ

CW250 kw の高周波電力を入力可能な構造とする。ただし、高周波窓の耐久性について R & D を行う。

## (6) 同軸導波管変換器

CW 250 kw の高周波電力を入力可能とし、RF 電力供給部よりの WR 1500 方形導波管を入力アンテナ部の WX 120 D 相当の同軸管に変換する。VSWR は 1.2 以下とする。

## (7) モニター用カプラー

空洞内の高周波の電磁界強度および位相をモニターする。

## (8) 内部観察用窓

入力アンテナ部等観察用窓を有する。

## (9) 架台

材質：炭素鋼 (SS 41)

寸法：ビームラインの高さが 1200 mm になるようにする。加速空洞の位置が、前後、左右、上下に各 20 mm 微調整できる機構を有する。

加速空洞の真空排気装置が取付けられる構造とする。

塗装：外表面に錆止め塗装 1 回、仕上げ塗装 1 回を行う。

## 3.5 設計要領

## (1) 設計方針

加速空洞本体の設計は、まず数値計算により寸法の概略を決定し、次に小電力試験用モデル空洞を製作し、試験を行い、詳細寸法の決定、仕様に対する適応の確認を行う。さらに、熱計

算、変形計算等の結果を加味して、詳細設計を行う。実際の大電力(250kW:CW)入力のためには、大電力試験用モデルを製作し、試験を行い、その結果を最終的な設計に反映する必要がある。

入力アンテナ、チューナー等に関しては、250kW(CW)の入力に耐えるよう注意して設計するが、本体とともに大電力試験を行い、R & D、性能の検証を行なう必要がある。

## (2) モデル空腔を用いた小電力試験の結果

モデル空腔により、仕様の共振周波数(508.58MHz)、加速効率の良い平坦な電界分布が得られる形状を決定した。さらに、その形状において、Q値、シャントインピーダンス、チューナー特性、アンテナ特性を測定した。

図17にモデル空腔の外形図を示す。モデル空腔の材質はAl合金で、その電気伝導度は銅の約35%である。

表3に主な特性を、図18に分散特性、図19に軸上加速電界分布、図20にチューナー特性を示す。チューナーは直径70mmの円筒形で、図20はすべてのセルのチューナーを同一ストローク動かしたときの結果である。

表3に示した銅換算値は、モデル空腔材料(Al合金)と銅の電気伝導度の比より求めた値である。実機においては各部の接触状態が改善されるので、さらに10~15%程度の上昇が期待できる。

実機に250kW入力した際発生する高周波電圧Vcは、

$$\begin{aligned} V_c &= (R_{sh} \times 1.4737 \text{ m} \times 250 \text{ kW})^{1/2} \\ &= (36.8 \text{ M}\Omega/\text{m} \times 1.4737 \text{ m} \times 250 \text{ kW})^{1/2} \\ &= 3.68 \text{ MV} \end{aligned}$$

となる。接触状態の改善を考慮するとさらに5~7%高い値となり、発生電圧は仕様を十分満足すると考えられる。

また、高次モードについても測定を行っている。基本モードも含む主なモードの共振周波数、無負荷Q(Qu)、アンテナとの結合度(β)を表24に示す。高次モードの分散特性を図21~図23に電磁界分布の代表例を図24に示す。高次モードの結合インピーダンスについては現在データを解析中である。

図25に空腔外形図を示す。

空腔は、5セルより成る多連空腔で、中央セルの上部に入力アンテナが取り付けられている。クライストロンからの高周波電力はWR1500導波管、同軸導波管変換器、入力アンテナを経て空腔に入力される。各セルの側部には、チューナーと固定チューナーおよびモニター用カプラーが取り付けてある。2番目と4番目のセルの下部には、真空排気用のポートがあり、一方にイオンポンプ、もう一方に粗引用のターボ分子ポンプを備える。ただし、排気ポートの数については1ヶとすることも考えられ、今後検討が必要である。

また、各所に内部観察用の窓を持つ。

冷却水路は、空腔端板、ディスク、胴の周囲、主なポートの周囲に設けられている。また、入力アンテナ、チューナー、固定チューナーも冷却水により冷却する。冷却水量は全量で200

$\ell$ とする。冷却水の温度上昇は 250 kW (CW) 時で 20°C である。各セル間で温度差が生じないよう各セル並列に冷却水を流す。

空洞の温度上昇は、ノーズ先端部で最も高く、冷却水温に対して 23°C の上昇となる (250 kW : CW)。このとき、熱変形による共振周波数のずれは約 -130 kHz となる。さらに、入力冷却水温の季節変化等 ( $\Delta T \approx 30^\circ\text{C}$ ) による共振周波数のずれは約  $\pm 250\text{ kHz}$  と見込まれる。これらの変化分は、チューナーにより自動的に補正される。

架台は、空洞の位置を前後、左右、上下に 20 mm 微調整できる機構を有する。

入射側の 4 台のうち最上流の空洞では、直前の偏向電磁石のフリンジングフィールドによる放射光が空洞内に入射し、真空悪化、放電等を引き起こす可能性がある。放射光強度を検討し、ビームに悪影響を与えない範囲で光を遮蔽するためのスリットを設ける等何らかの対策が必要と考えられ、今後検討が必要である。

空洞の主な諸元を表 5 に示す。

表2 500MHz マルチセル空洞パラメータ

Accelerator	Laboratory	Type	Frequency	Cell number	Coupling	Rsh
DESY PETRA HERA	DESY	slot couple	499.7 MHz	5	1.1%	24 MΩ/m
HERA	DESY	slot couple	499.7 MHz	7	1.7%	24 MΩ/m
TRISTAN	KEK	APS	508.6 MHz	9	1%	24 MΩ/m

表3 5連空洞の主な特性

共振周波数	:	f	508.58 MHz (チューナーにより調整)
無負荷Q	:	Qu	13700 (銅換算で 23200)
アンテナの結合係数	:	β	1.07 (アンテナの回転により調整)
シャントインピーダンス	:	Rsh	21.8 MΩ / m (銅換算で 36.8 MΩ / m)
実効シャントインピーダンス	:	RshT <sup>2</sup>	11.9 MΩ / m (銅換算で 20.1 MΩ / m)
トランジットタイムファクター:	T	0.74	
セル間結合度	:	κ	1.7 %

表4 5連空洞各モードの基本特性(1)

モード		共振周波数	Qu	$\beta$	アンテナ角・その他
TM010	$\pi$	508.587	13728	1.070	アンテナ61°
	$\frac{4}{5}\pi$	509.420	14128	(0.028)	プローブ(I)
	$\frac{3}{5}\pi$	511.514	14597	2.153	アンテナ61°
	$\frac{2}{5}\pi$	514.204	14866	(0.036)	プローブ(II)
	$\frac{\pi}{5}$	516.339	15599	2.265	アンテナ61°
TM011	$\pi$	744.432	13332	0.975	アンテナ0°
	$\frac{4}{5}\pi$	742.322	13382	0.084	アンテナ0°
	$\frac{3}{5}\pi$	734.908	11183	2.282	アンテナ0°
	$\frac{2}{5}\pi$	725.460	11378	0.082	アンテナ0°
	$\frac{\pi}{5}$	718.487	10567	1.509	アンテナ0°
TM110	$\pi$	837.394	15055	0.976	アンテナ67.7°
		847.157	12749	0.034	プローブ(II)
	$\frac{4}{5}\pi$	838.668	16249	0.022	アンテナ67.7°
		848.638	16340	0.046	プローブ(I)
	$\frac{3}{5}\pi$	842.239	16535	1.393	アンテナ67.7°
		852.471	16614	0.037	プローブ(I)
	$\frac{2}{5}\pi$	846.615	17177	0.070	プローブ(II)
		857.616	17051	0.058	プローブ(II)
	$\frac{\pi}{5}$	850.638	16670	0.059	プローブ(II)
		861.559	17580	0.054	プローブ(II)

表 4 5 連空洞各モードの基本特性(2)

モード		共振周波数	Qu	$\beta$	アンテナ角・その他
TM 1 1 1	$\pi$	1032.859	13538	0.043	アンテナ61°
		1036.899	16695	3.553	アンテナ61°
	$\frac{4}{5}\pi$	1028.052	14823	0.033	アンテナ61°
		1030.565	16102	0.714	アンテナ61°
	$\frac{3}{5}\pi$	1018.432	14801	0.555	アンテナ61°
		1018.771	15471	0.231	アンテナ61°
	$\frac{2}{5}\pi$	1005.970	13594	0.121	アンテナ61°
		1006.940	12554	0.008	プローブ(I)
	$\frac{\pi}{5}$	997.247	12409	0.276	アンテナ61°
		998.212	12545	0.825	アンテナ61°

※ アンテナにより励起できないモードは、モニタ用プローブで励起して測定した。

表 5 RF 加速空洞諸元

共振周波数	508.58 MHz
実効シャントインピーダンス	21 MΩ/m以上
最大入力電力	250 kW (CW)
最大発生電圧	3.7 MV以上
セル間結合度	~ 1.7 %
入力アンテナの結合係数	~ 1.1
チューナー直径	70 mm
チューナーストローク	50 mm (-10 ~ +40 mm)
チューナーによるΔ f	~ 1.7 MHz
冷却水量	200 ℥/min
冷却水温上昇	~ 20°C (250 kW: CW)
ビームライン高さ	1200 mm
空洞直径	490 mm
全長	1700 mm
全高	2100 mm (架台, アンテナ含む)
全幅	1100 mm (チューナー含む)
重量	~ 1500 kg (架台, チューナー, アンテナ等含む)
台数	8 台

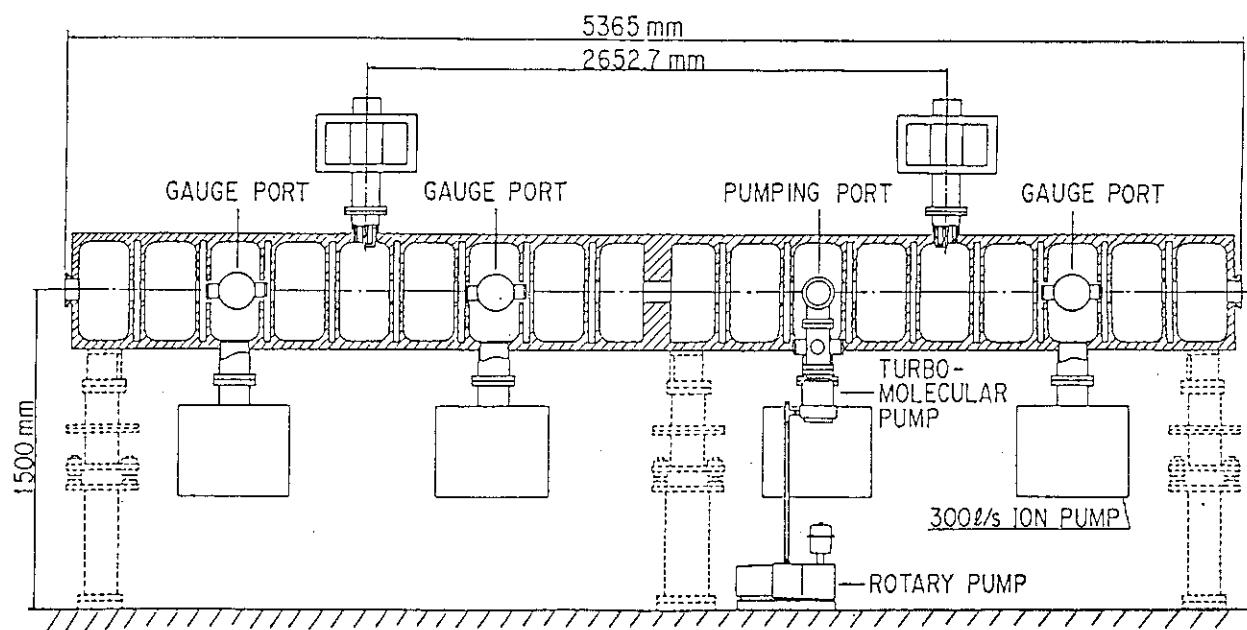


図4(1) KEKトリスタンAPS空洞(18セル)

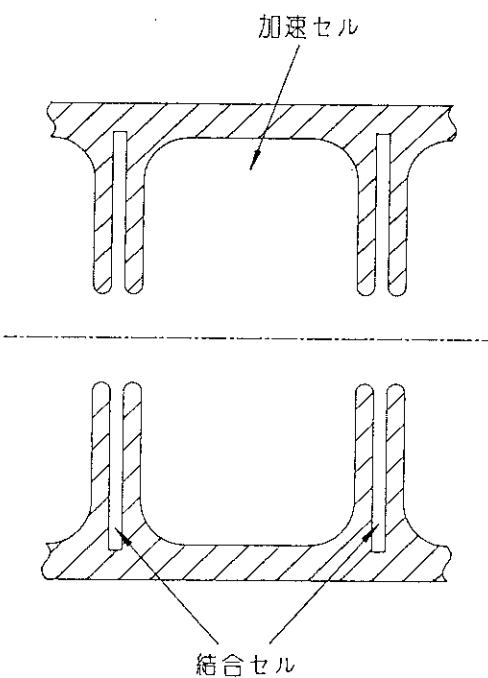


図4(2) APSセル構造

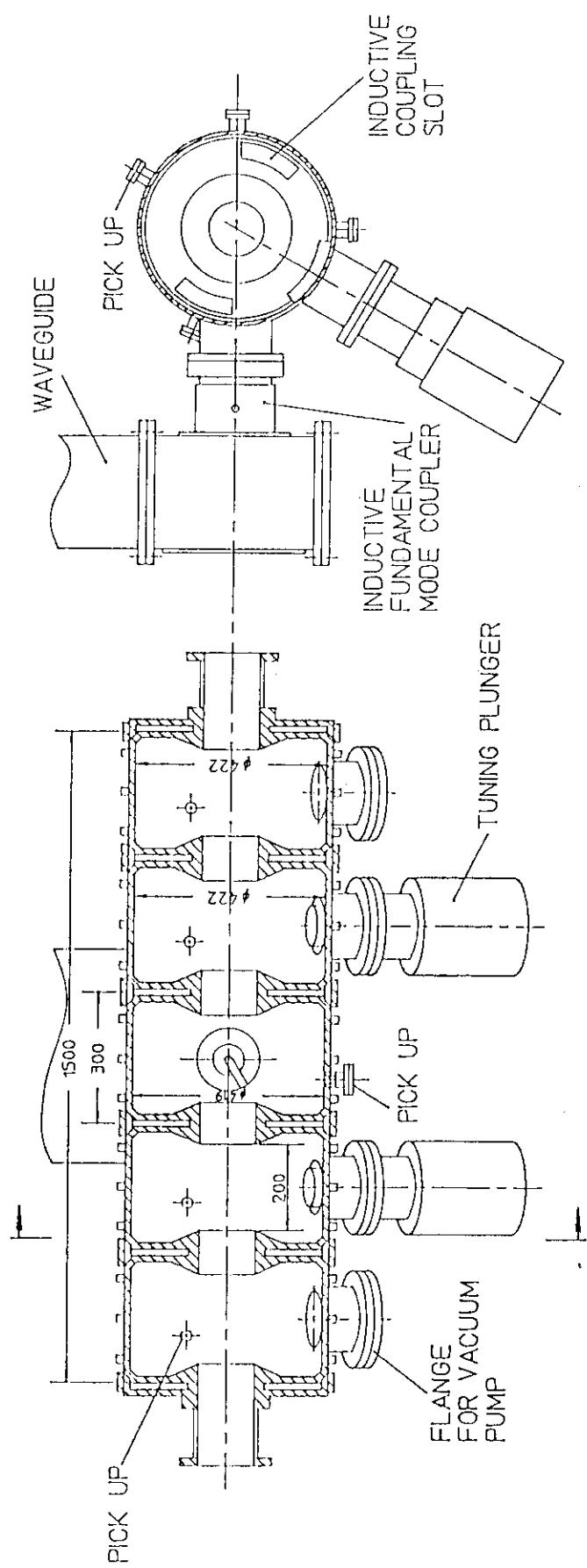


図5 スロット結合型多連共振チャビティの例(DESY)

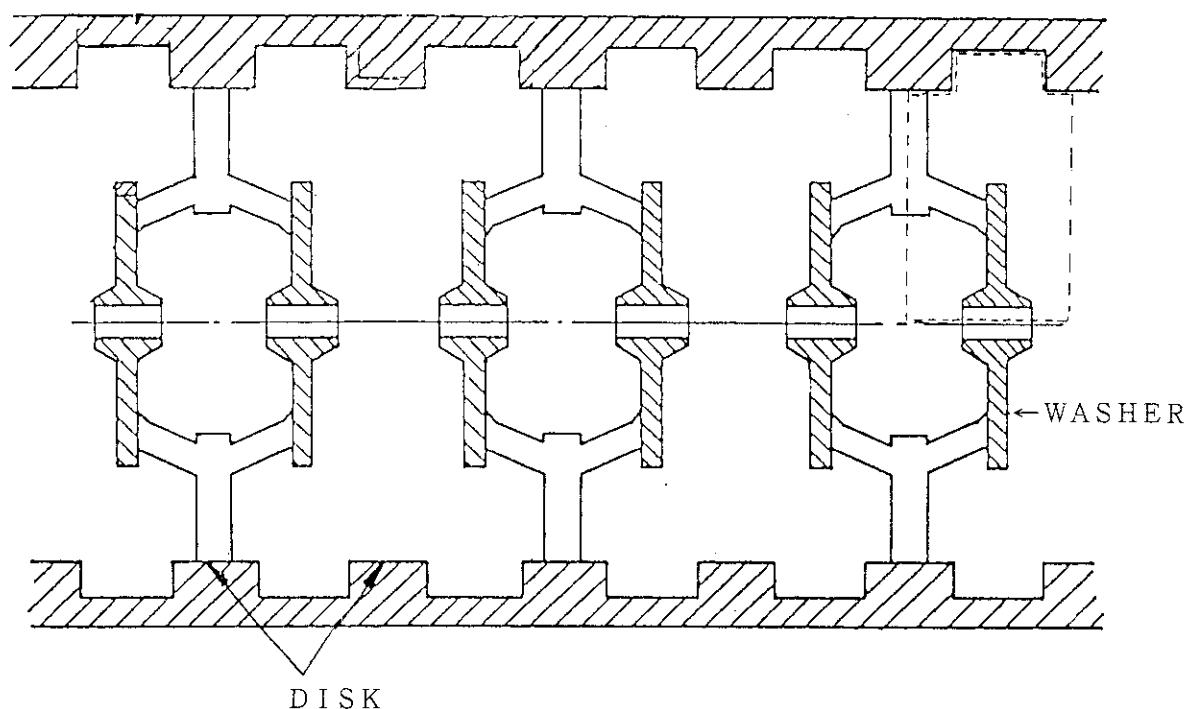


図6(1) DAWのセル構造

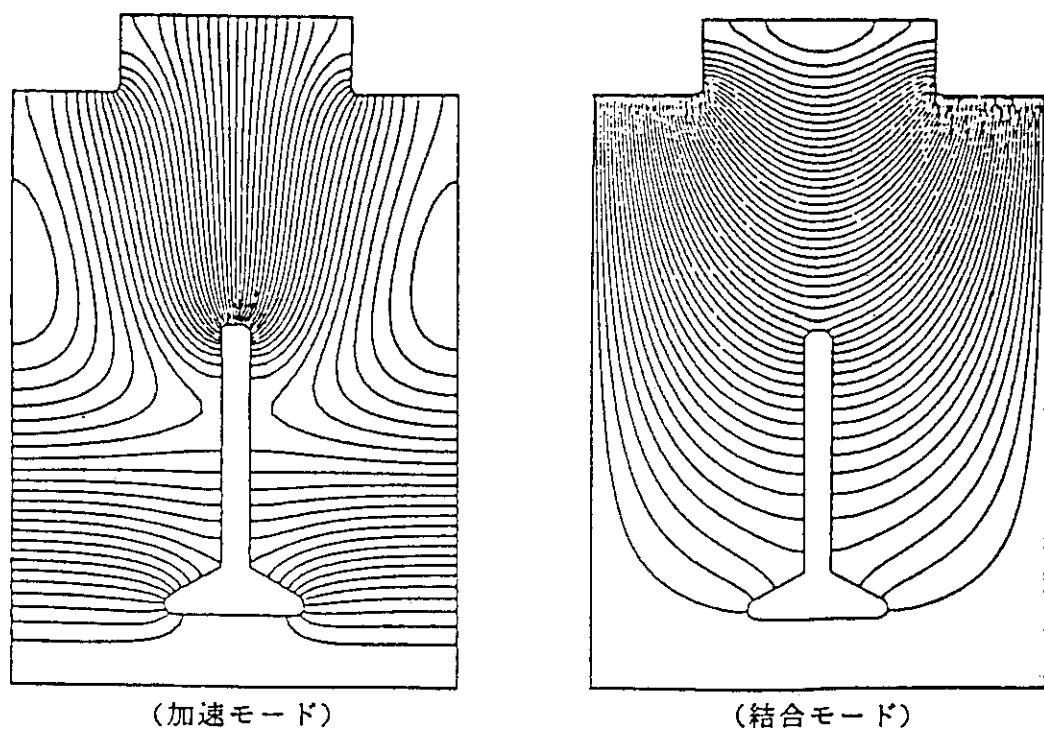


図6(2) DAW (Disk And Washer) タイプキャビティの電界分布

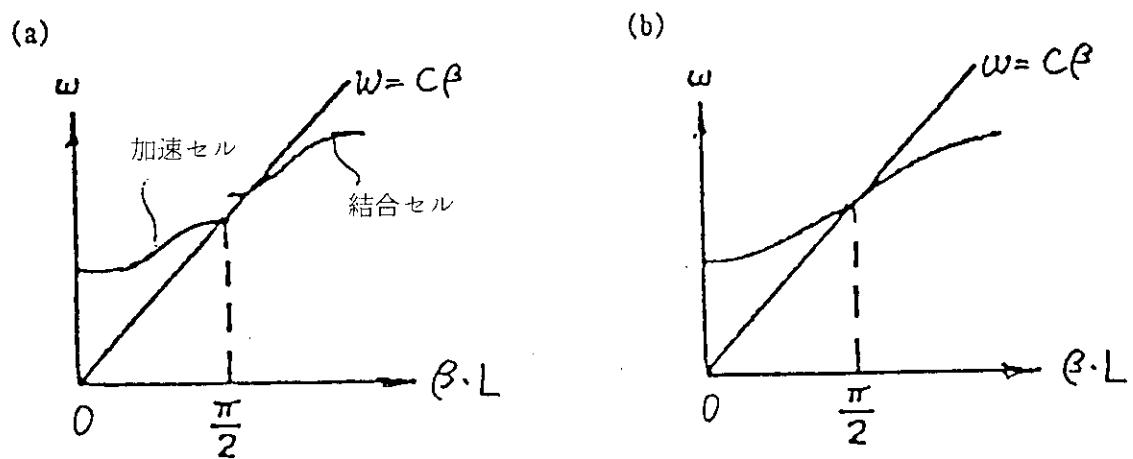


図7 分散特性の合流(APS)

- (a) 加速セルと結合セルの周波数が合っていない場合
- (b) 加速セルと結合セルの周波数が合っている場合

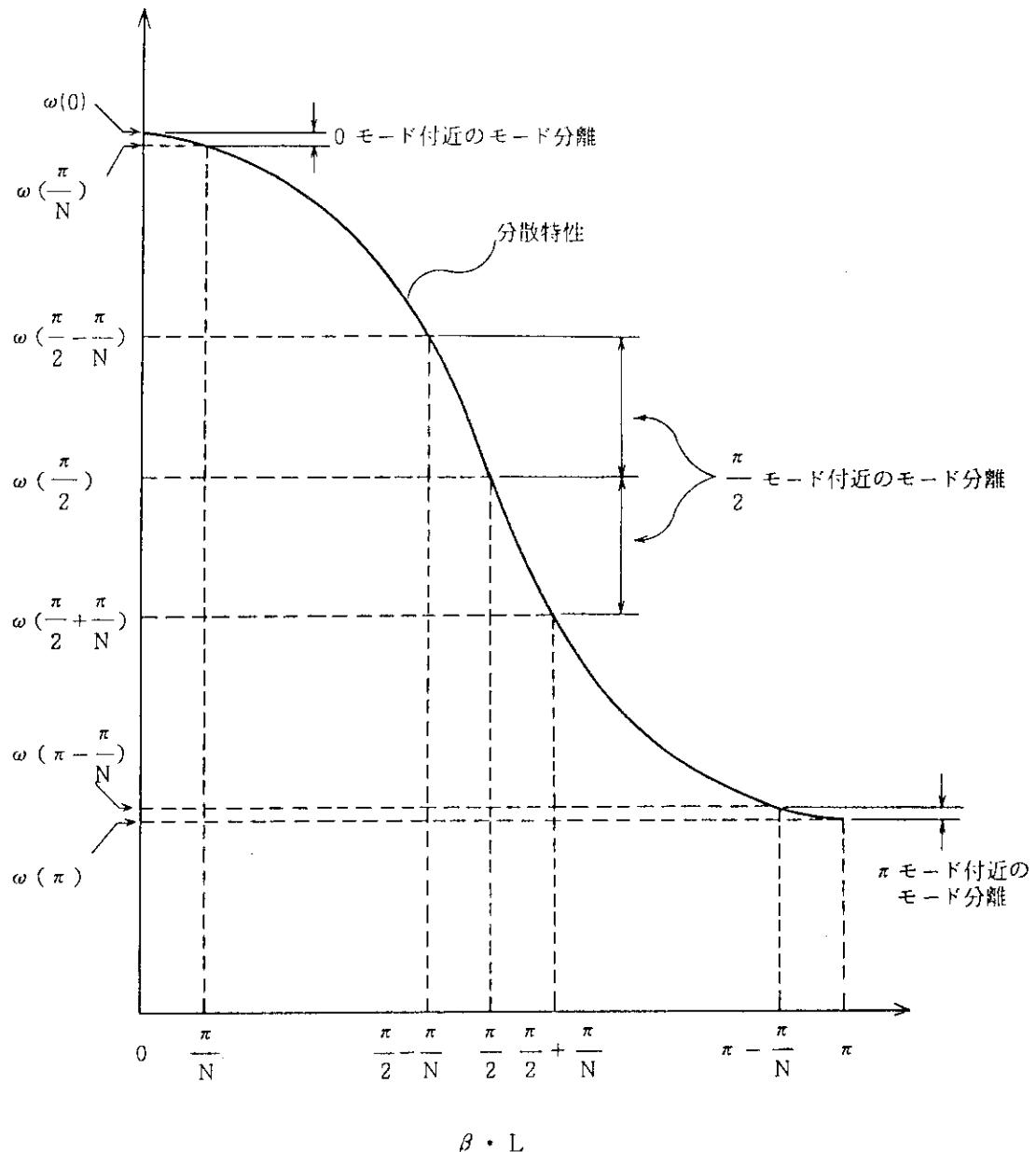


図 8 モード分離の様子, N はセル数を表す

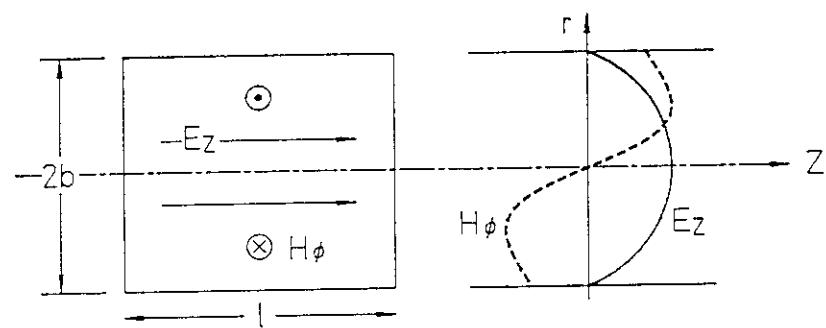


図9 円筒空洞の電磁界モード

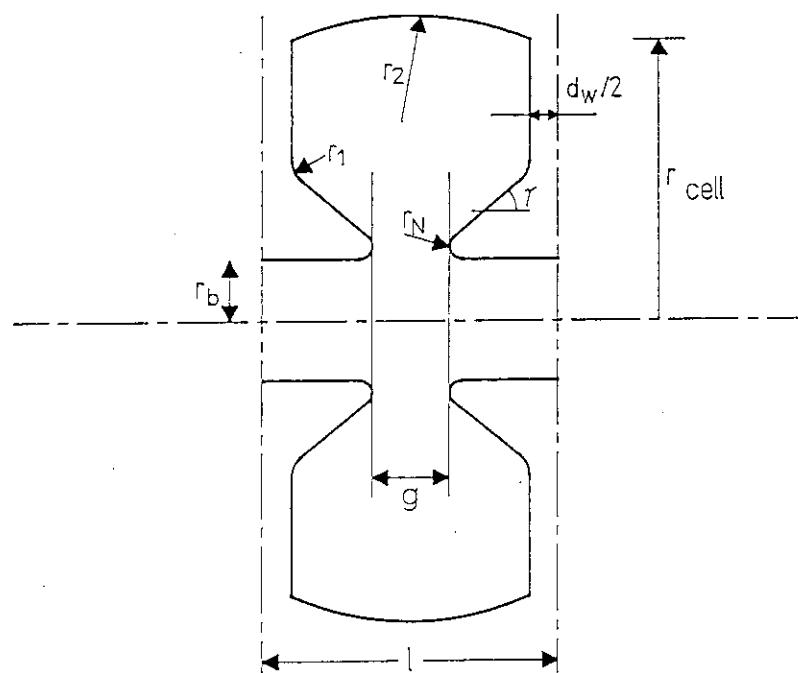


図10 ノーズコーン型空洞の形状

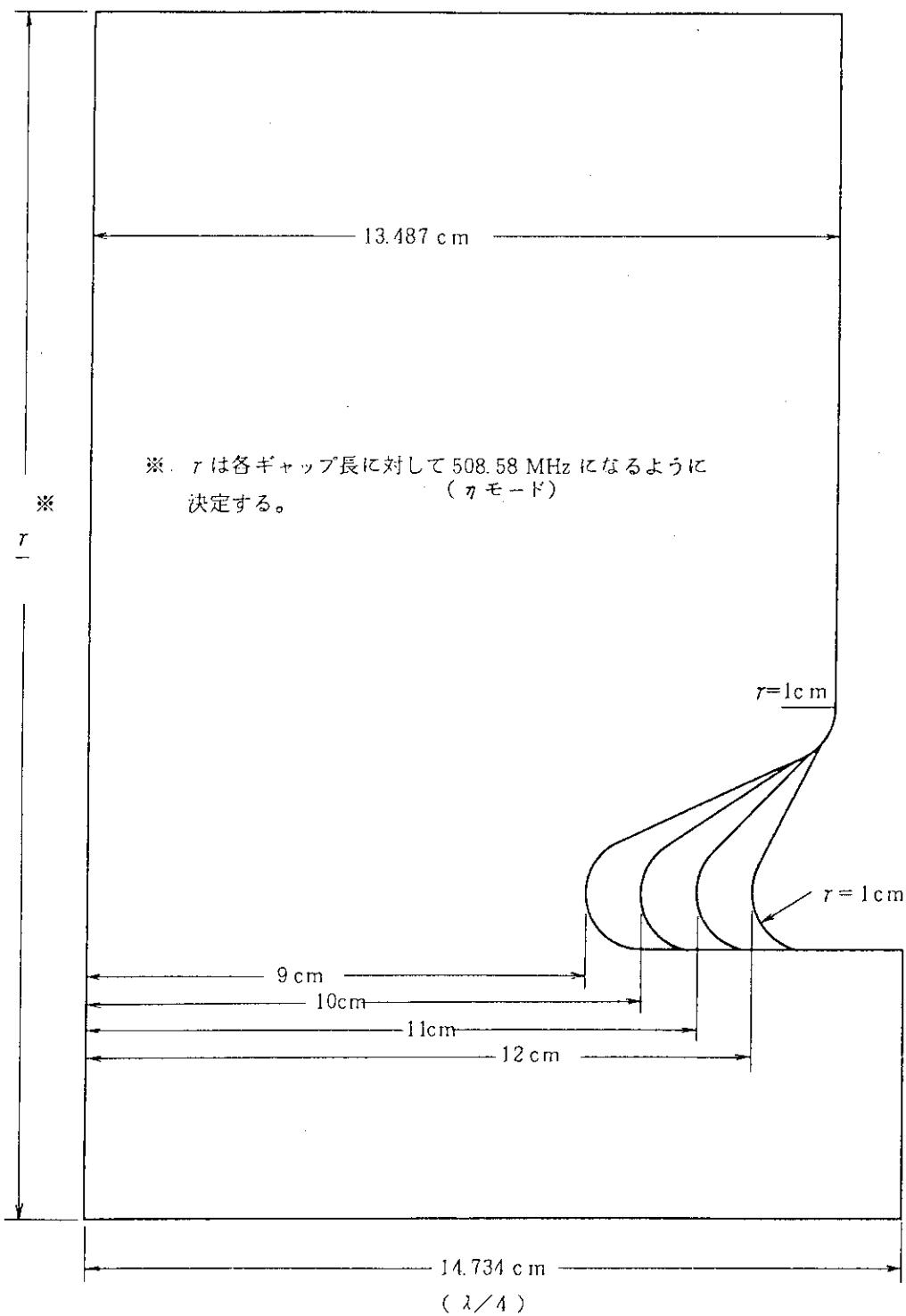


図11 ノーズ間ギャップ寸法パラメータサーベイの形状

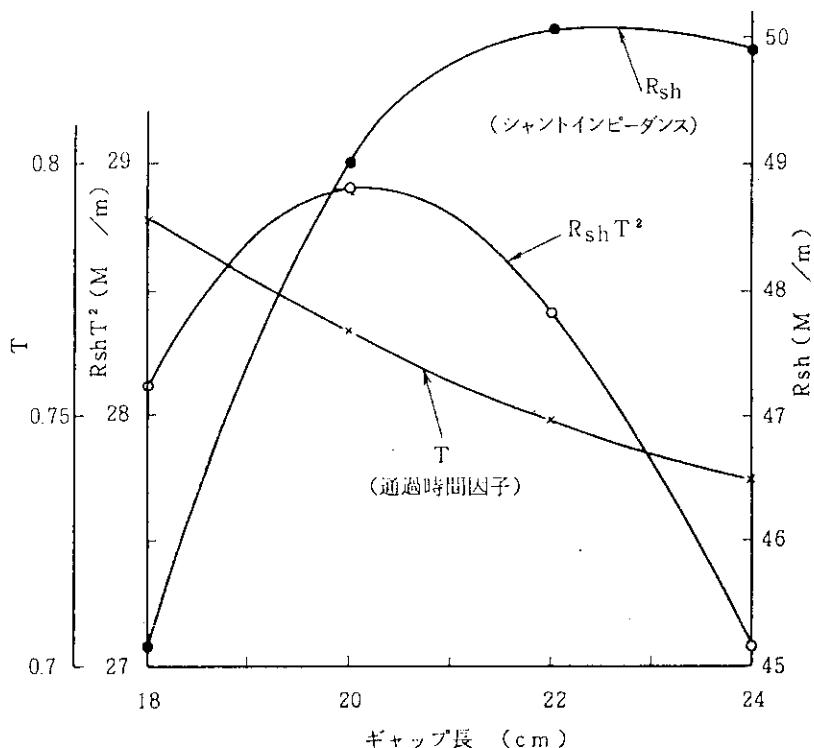


図12 ギャップ長とRF特性 (1)

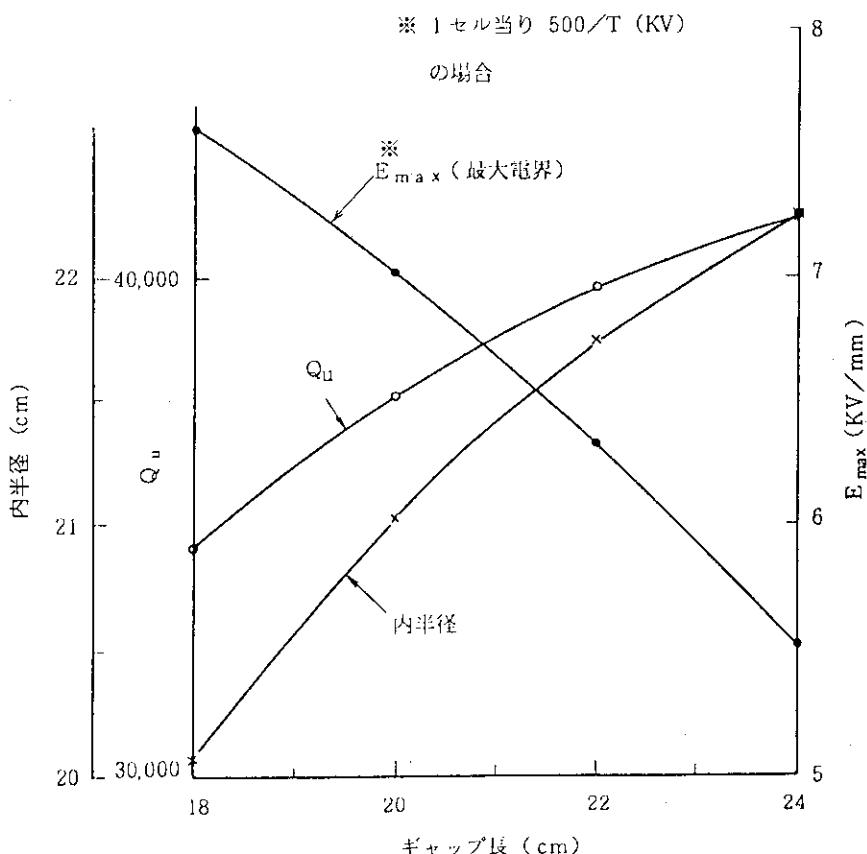
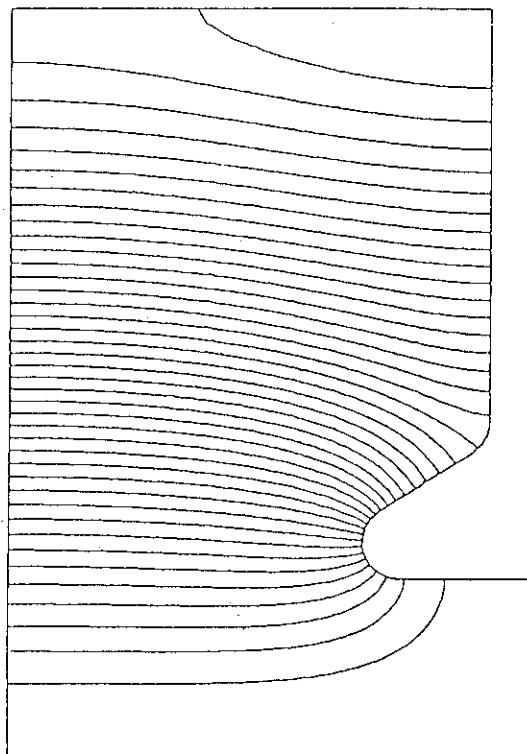


図13 ギャップ長とRF特性 (2)

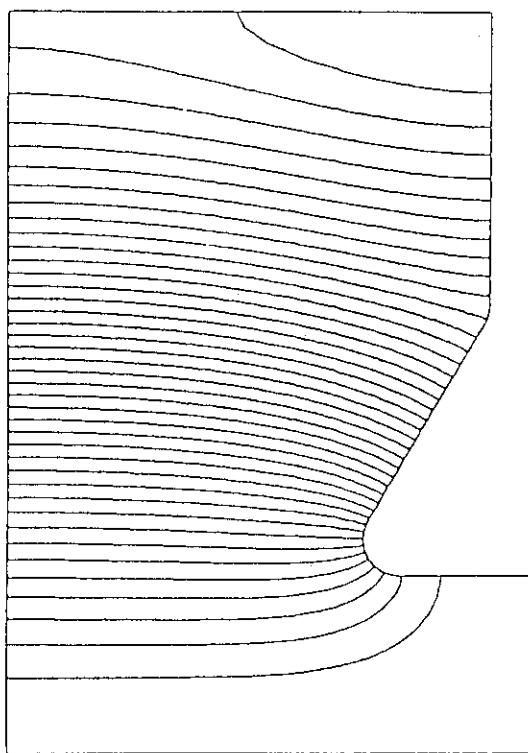
508.574MHz



$T = 0.767$   
 $R_{sh} = 49.08 \text{ M}\Omega/\text{m}$   
 $R_{sh} T^2 = 28.9 \text{ M}\Omega/\text{m}$   
 $Q_u = 37.539$   
 $R_{sh} T^2 / Q_u = 770$

図14 ノーズ形状計算結果 (1)

508.439MHz



$T = 0.771$   
 $R_{sh} = 46.5 \text{ M}\Omega/\text{m}$   
 $R_{sh} T^2 = 27.6 \text{ M}\Omega/\text{m}$   
 $Q_u = 37.292$   
 $R_{sh} T^2 / Q_u = 740$

図15 ノーズ形状計算結果 (2)

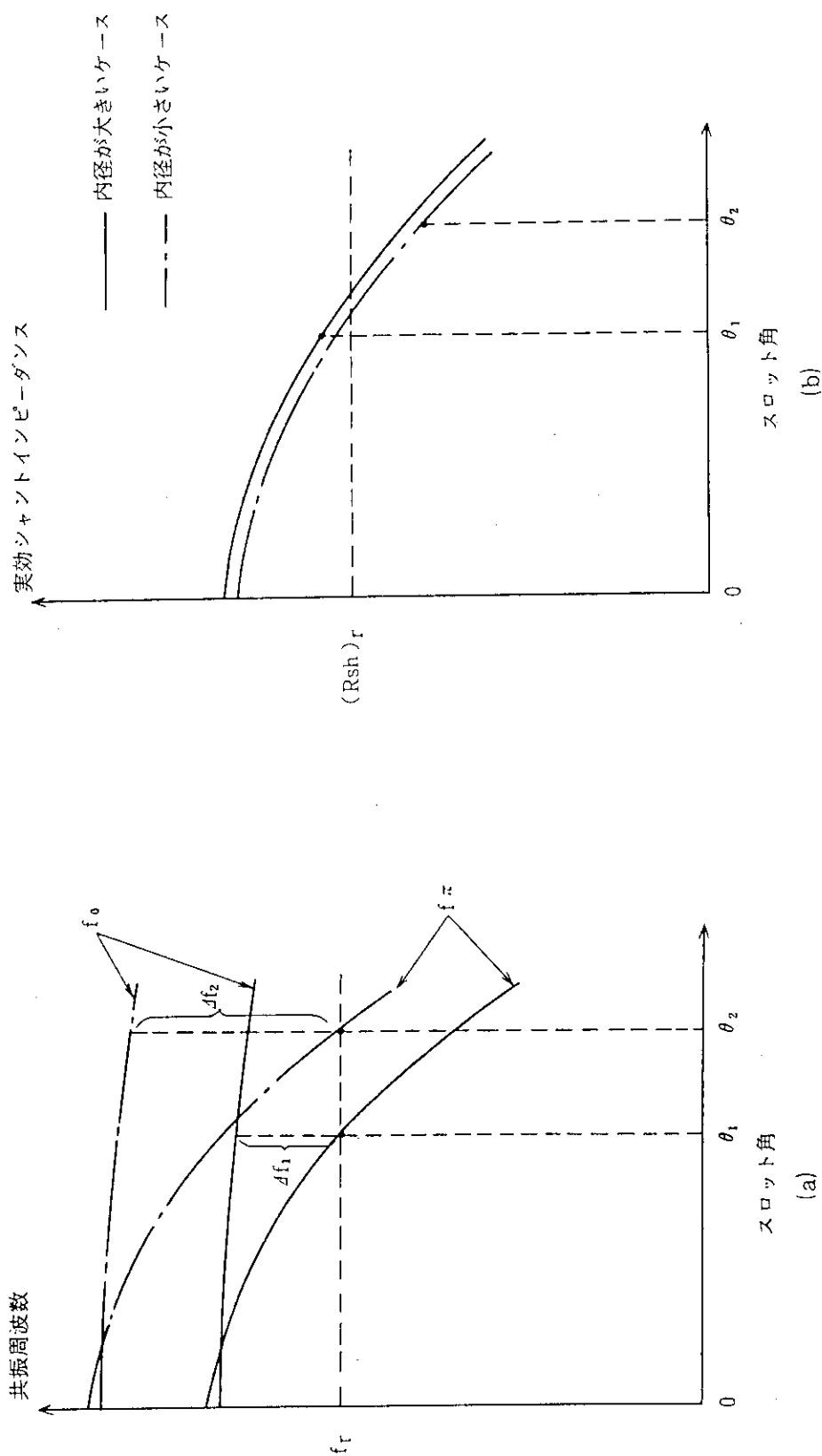


図16 スロット角と共振周波数および実効シャントインピーダンス

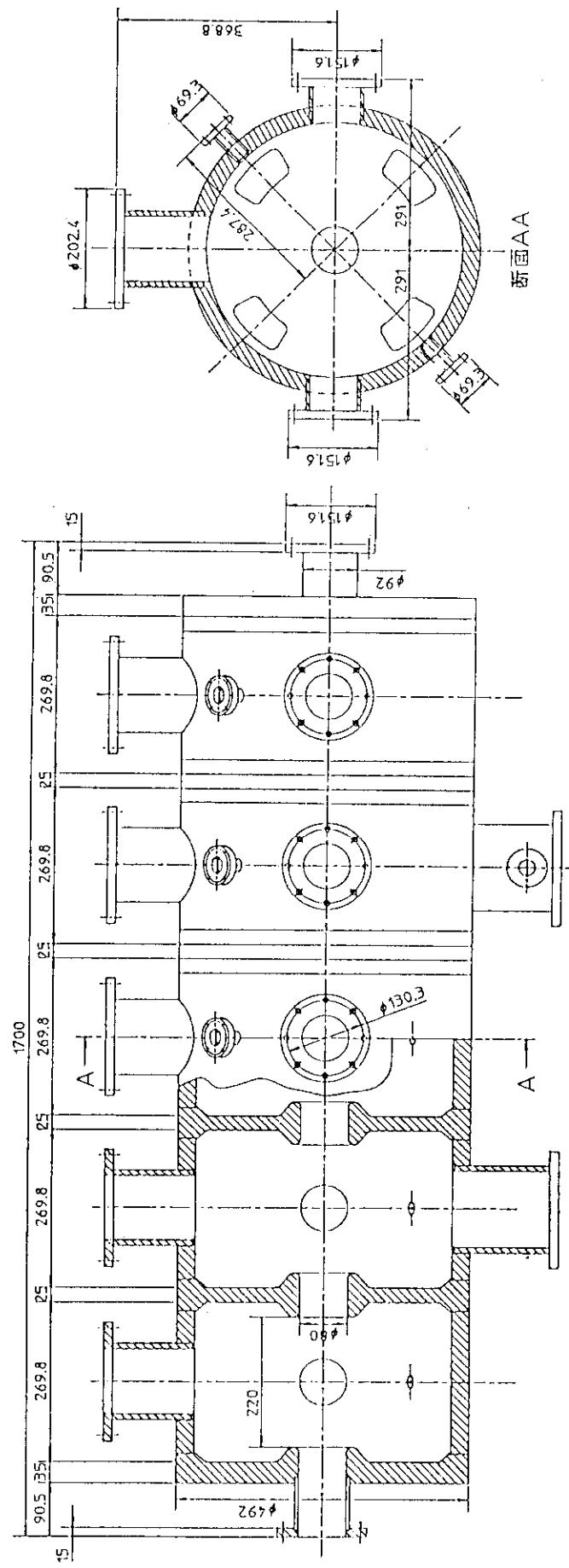


図17 モータル空洞外形図

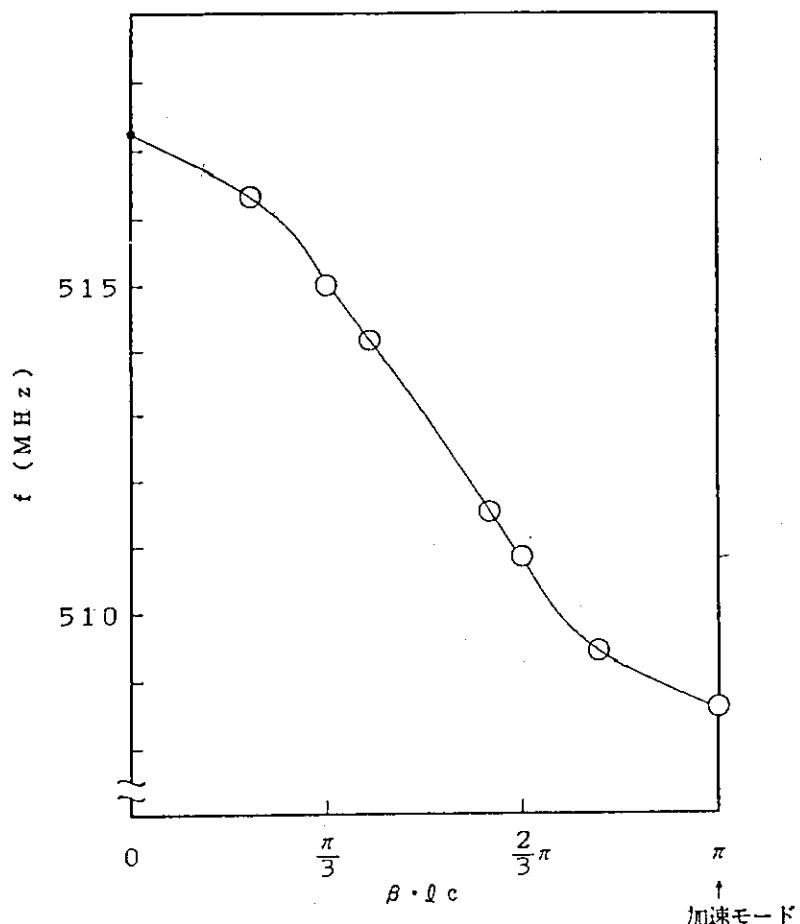


図18 分散特性

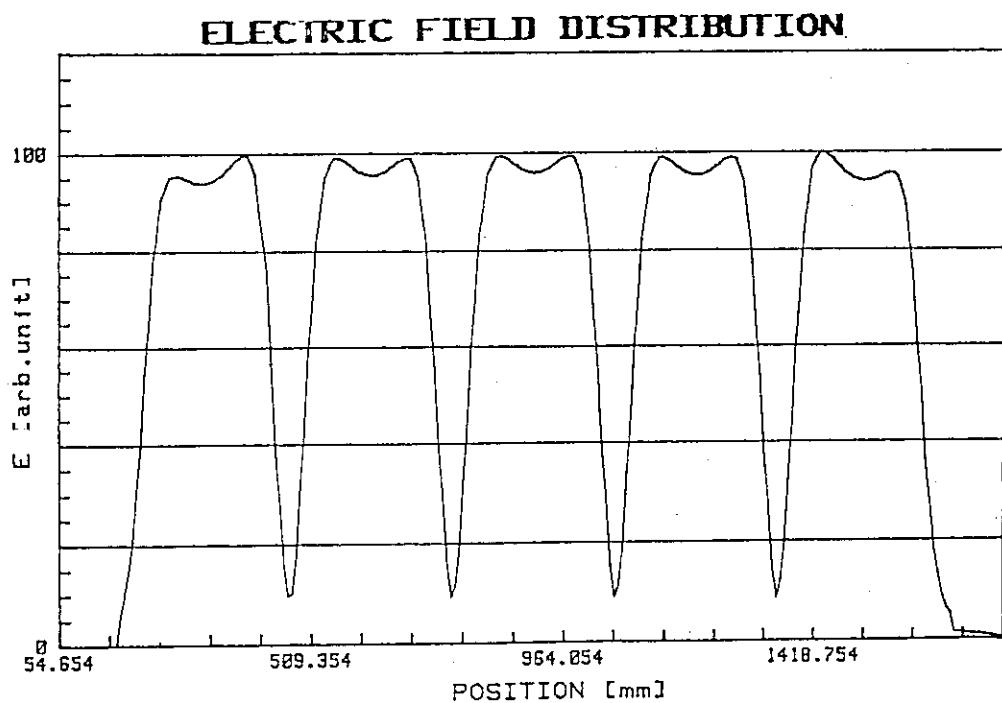


図19 5連空腔加速電界分布

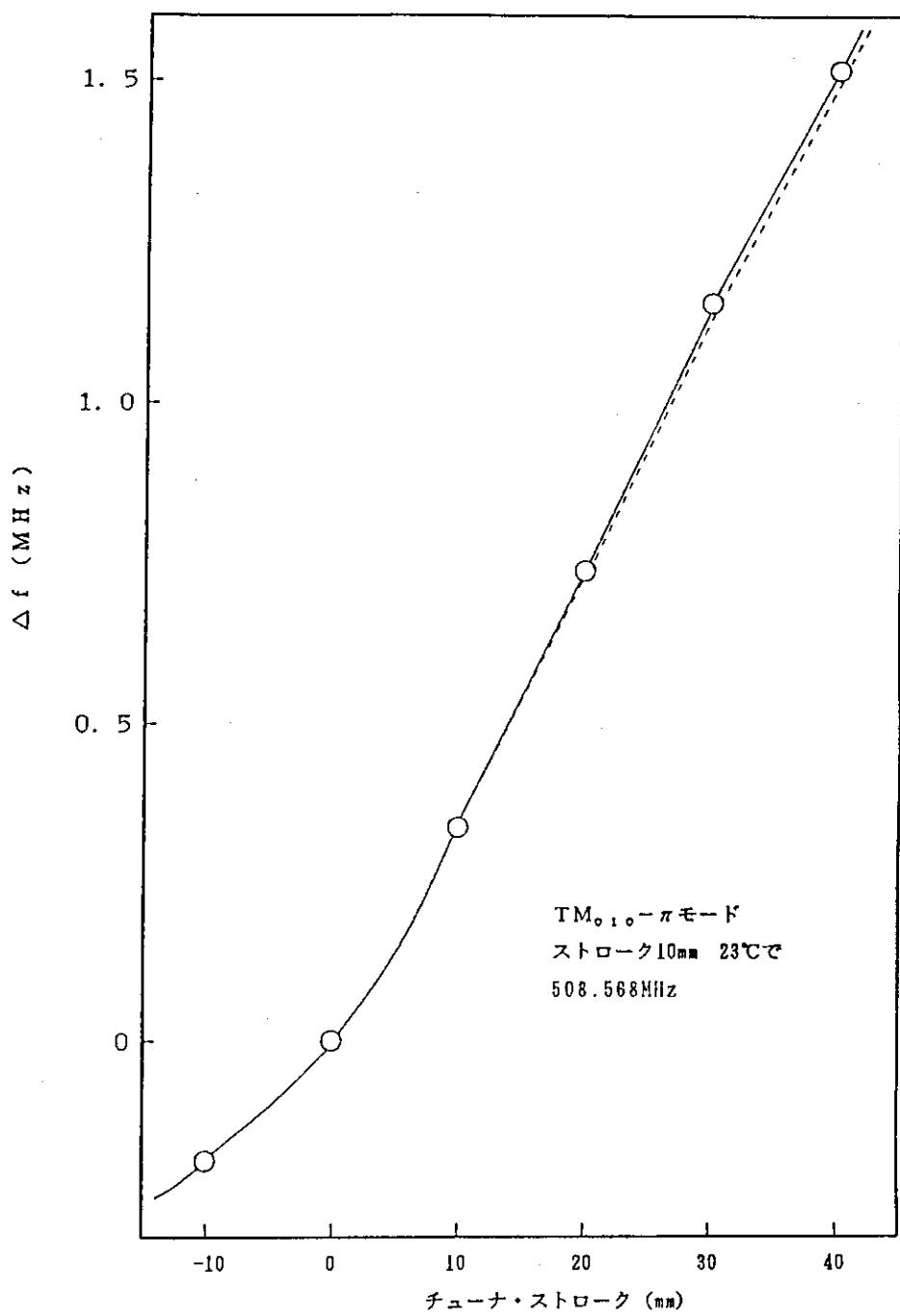
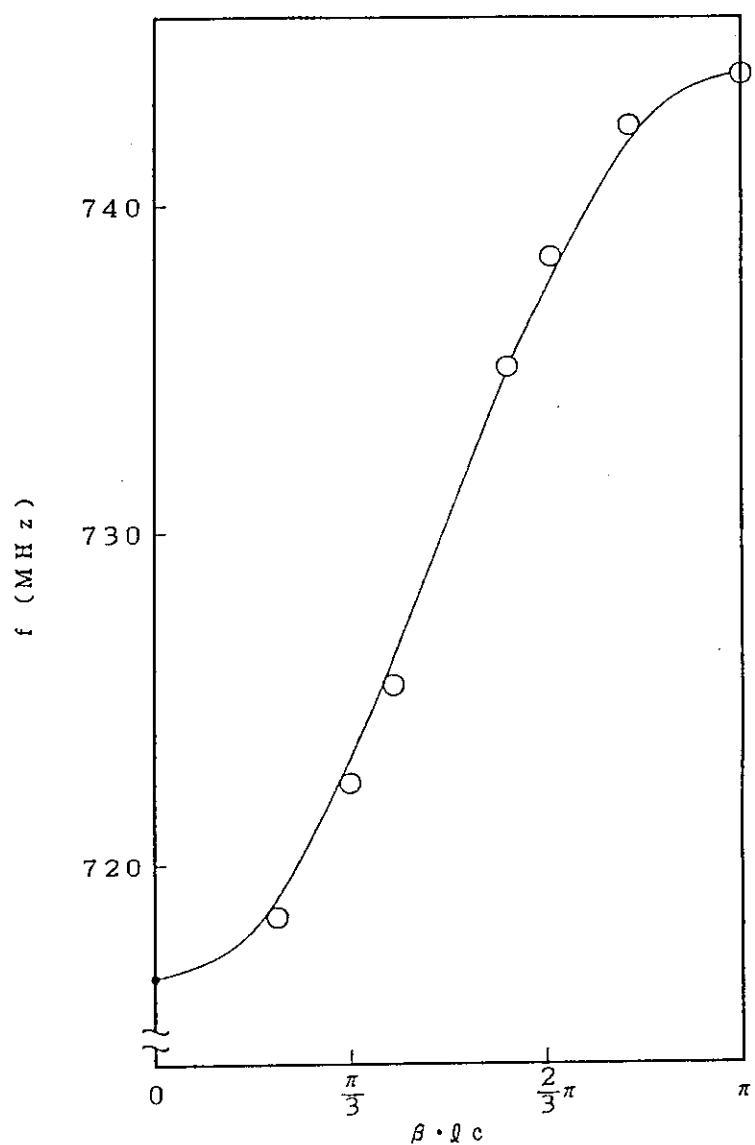
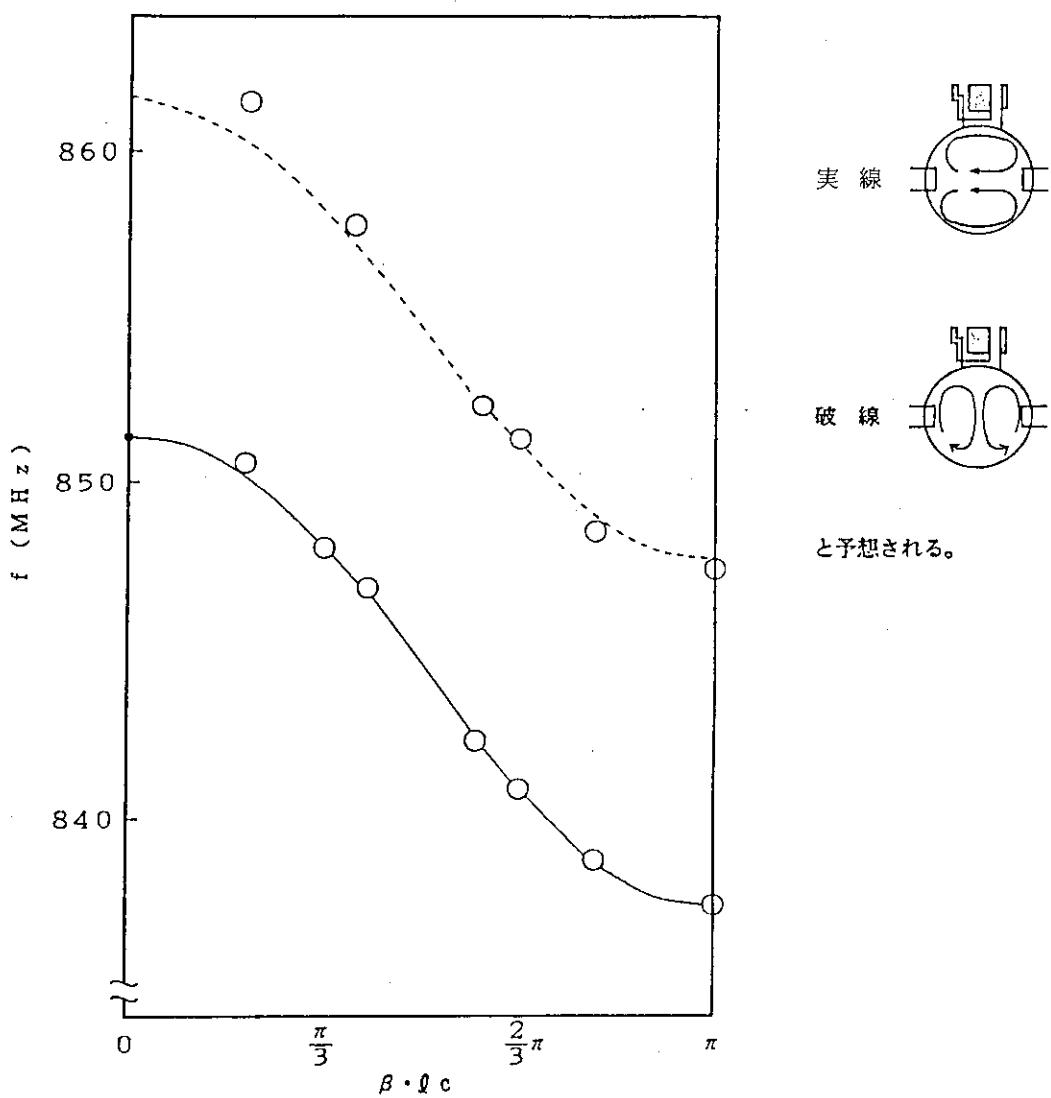
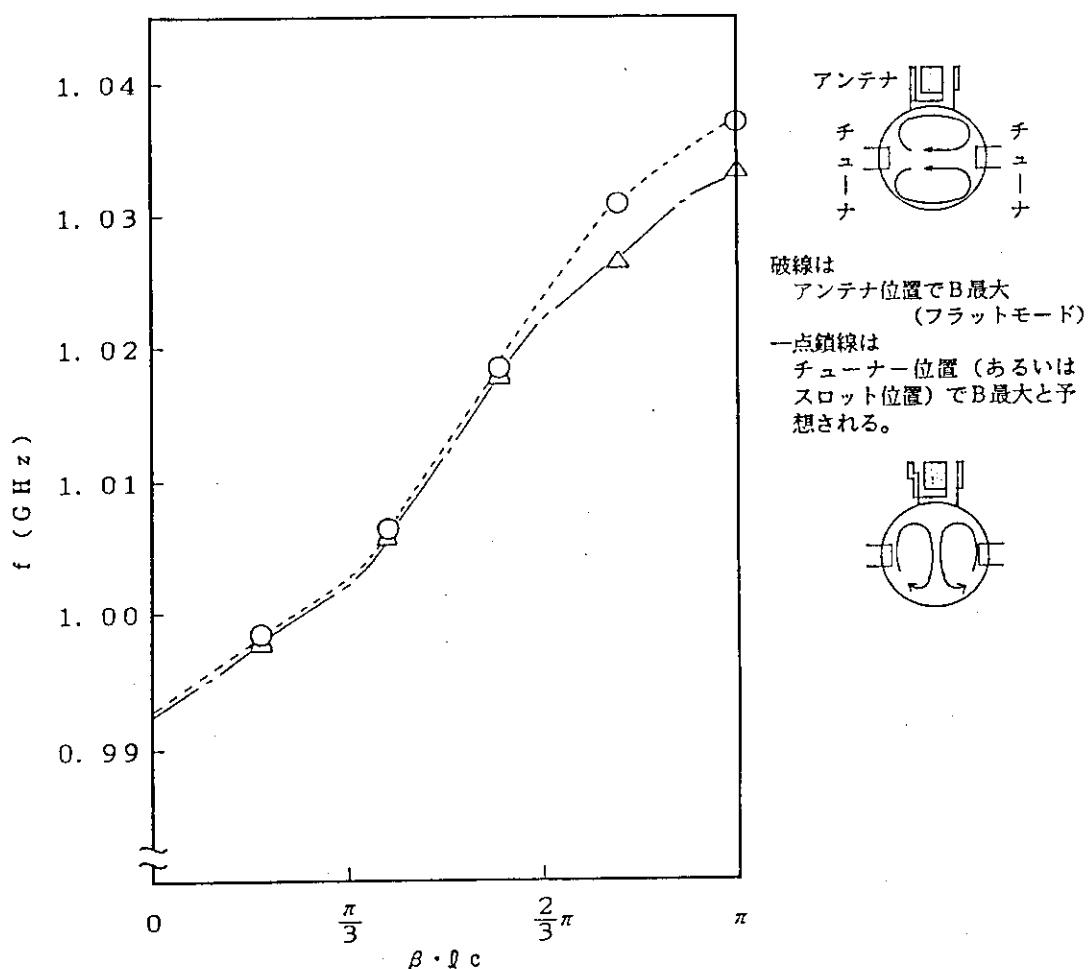


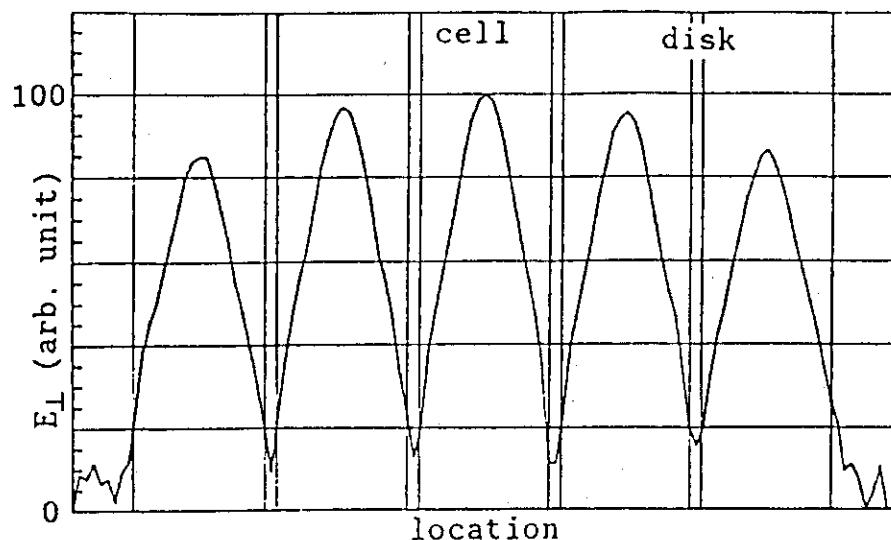
図20 チューナー特性

—○— 5連  
····· 3連

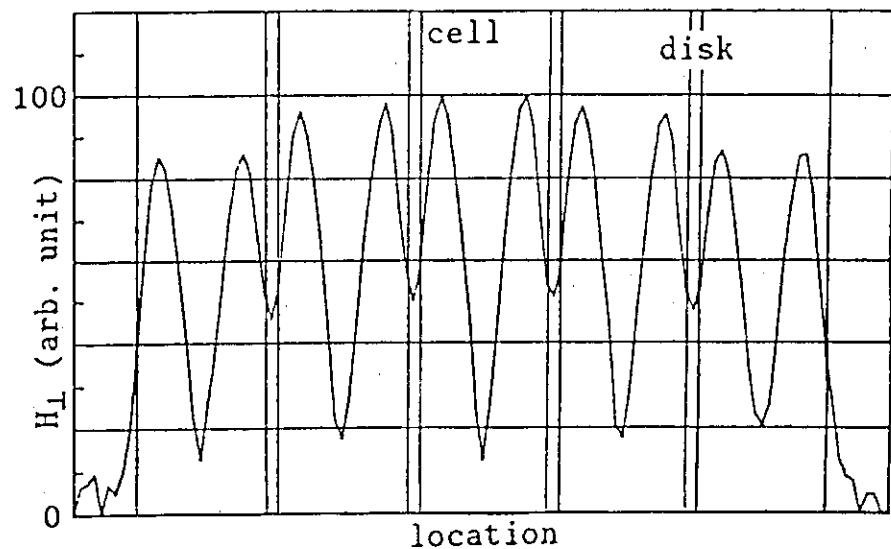
図21  $\text{TM}_{011}$  モードの分散特性

図22 TM<sub>110</sub>モードの分散特性

図23  $\text{TM}_{11}$ モードの分散特性



(a) electric field



(b) magnetic field

図24 TM<sub>111</sub> -  $\pi$  モード軸上電磁界分布

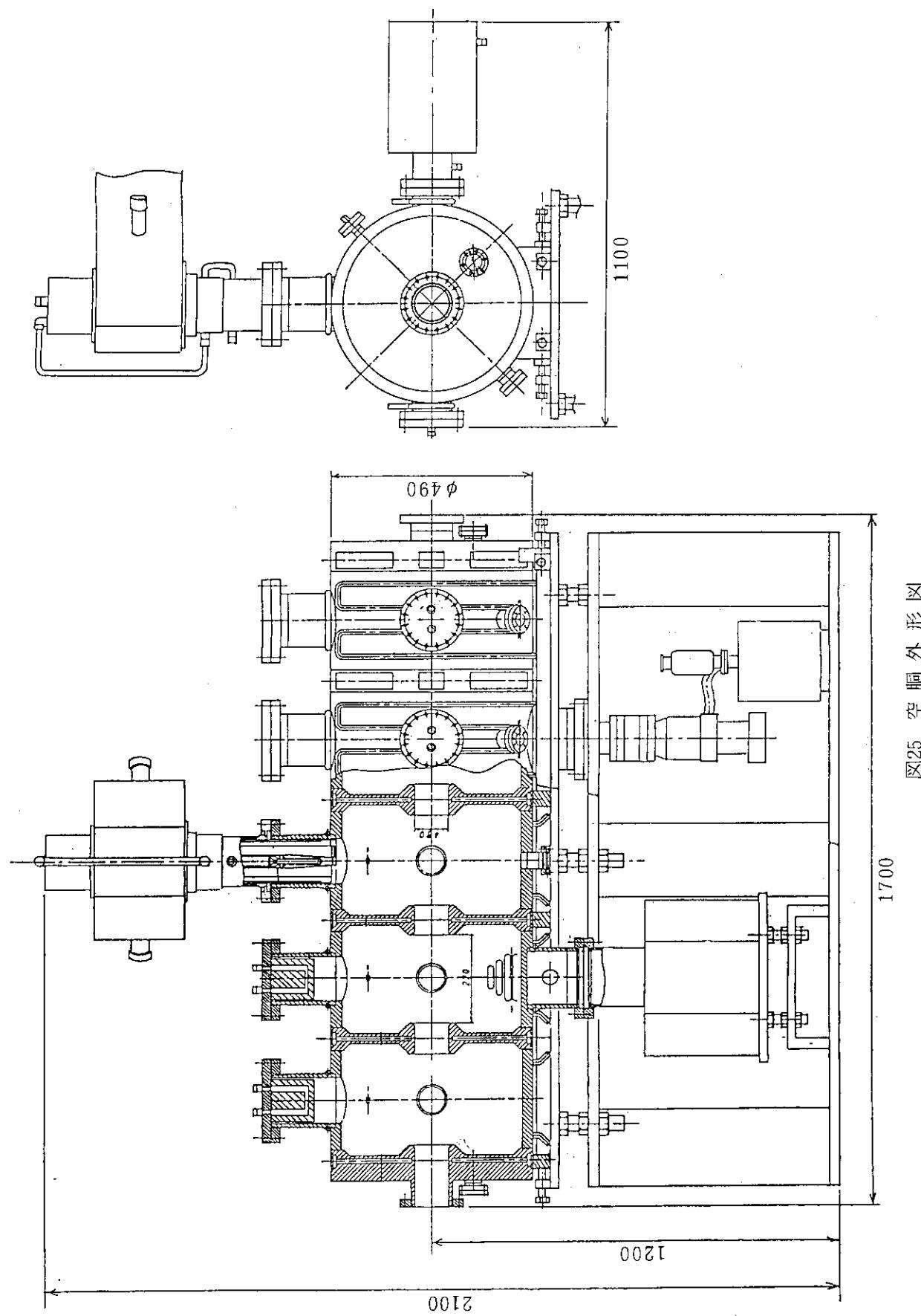


図25 空胴外形図

## 4. R F 電 源

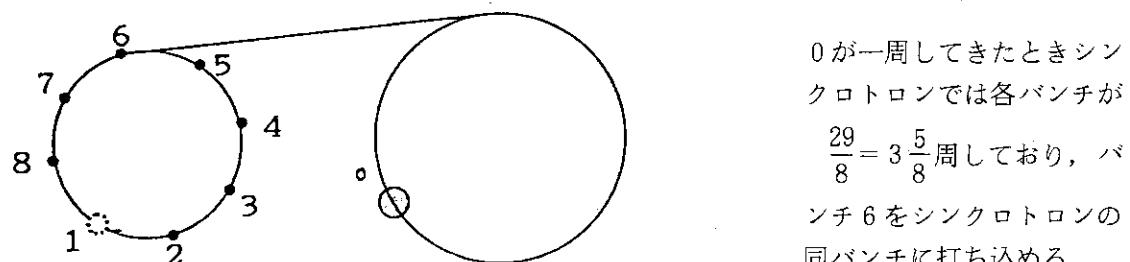
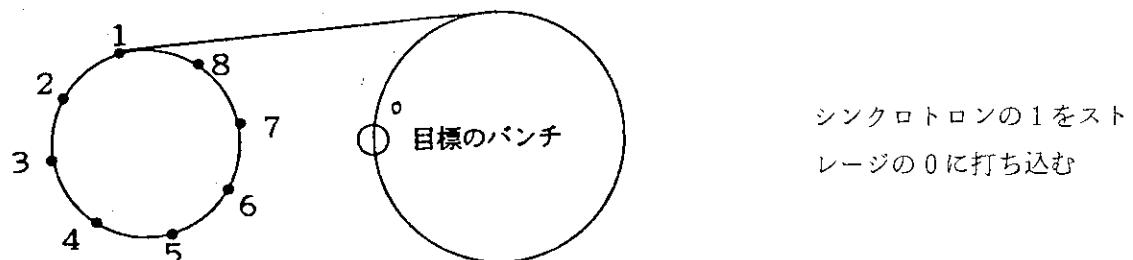
### 4.1 RF システム設計

#### (1) シングルバンチ運転について

シンクロトロン、ストレージリングの見直しにより、周長およびハーモニックの比は 8 : 29 になった。

$$\begin{array}{lll} \text{(シンクロトロン)} & L_c = 396\text{m} & h = 672 \quad f = 508.58\text{MHz} \\ \text{(ストレージリング)} & L_c = 1436\text{m} & h = 2436 \quad f = 508.58\text{MHz} \end{array}$$

この周長比を生かして、シンクロトロンに  $\Delta f$  (周波数変調) を与えなくともシングルバンチのためのバンチセレクションは可能である。



出射系の性能上、60Hz (16.7ms) が繰り返しの上限であるので、実際のバンチの打ち出しはそれ以上の間隔で行われることになる。8コすべてのバンチを打ち出すまでの時間は、 $16.7\text{ms} \times (8 - 1) = 116.7\text{ms}$  となる。

シンクロトロンからストレージリングへ打ち出し、単バンチにビームを入れるために、以下のことが必要である。

① シンクロトロンの 8 バンチが相対点に等間隔になっていること。 $(672/8 = 84$  バンチ毎)

② シンクロトロンとストレージリングの RF 位相が変動しないこと。

①については、ライナックからの  $1\text{nS}$  のバンチ長のビームをシンクロトロンの RF パケット

( $\pm 180^\circ$  で  $1.97 \text{ nS}$ ) へきちんと入れてやることが必要になる。このためには、ライナックからのビームの精度（ジッタ）を、シンクロトロンの RF に対して数百 ps 程度におさえることが必要である。すなわち、タイマー、伝送系、ライナックの動作全体で数百 ps 程度におさえることとなる。

タイマーについては、シンクロトロンの RF 加速の  $508.58 \text{ MHz}$  を基準信号として用い、ディレイの回路を KEK で実績のある  $200 \text{ ps}$  程度のジッタのものを用いることが考えられるが、実際に実現可能か、よく検討が必要である。また、伝送系については、光方式、電気方式をよく比較検討し、具体的方式を決めることになろう。さらに、ライナック自体がトリガーに対してどの程度の精度（ジッタ）でビームを出せるかも、よく検討（調査）しておくことが必要であろう。

②については、シンクロトロンとストレージリングの RF 基準信号を共通化（1台）するか、2コの基準信号の位相をロックすることで対応可能である。

必要なパワー変調範囲としては、シンクロトロンの磁場が  $0.85 \text{ T}$  となり、 $V_c$  が  $17.1 \text{ MV}$  になったことから、最大パワー（P）は、

$$P = \frac{(17.1)^2}{21 \text{ M}\Omega / \text{m} \times 1.5 \text{ m} \times 8 \text{ 台}} \times 1.1 = 1.3 \text{ MW} \quad (02)$$

すなわち、クライストロン1台あたり  $650 \text{ kW}$  となる。一方、最少パワーとしては数 kW 程度である。

パワー変調範囲として、数 kW～ $650 \text{ kW}$  は、クライストロン特性曲線（図26および図27参照）より、連続では変調はできない。

そこで、シンクロトロンには2台の RF 源があるので、低エネルギー時には、2台の RF 源の位相をずらし、加速するにつれて、同位相にもっていくような方式を用いる。この方法により、ビームからは数 kW～ $650 \text{ kW}$  に振った場合と同じ効果が得られるものと考えられる。

この例（パターン）を図28に示す。

## (2) パワー変調について

東芝製 E3786 は、“RF 出力を出しながら、直流入力を増加させて、必要な RF 出力まで上げる方式”で使用されることを前提に設計されている。そのため、コレクタの最大耐電力（コレクタ最大損失）は、 $1.2 \text{ MW}$ （RF 出力  $500 \text{ KW}$ ；直流入力  $1.7 \text{ MW}$ ）程度しかない。最大耐電力以上に直流入力をコレクタに入れると、破損することになる。

E3786 の入力特性曲線を図26、図27に示す。図26において、たとえば E3786 を  $E_b$ （カソード電圧）=  $90 \text{ kV}$ 、 $E_a$ （アノード電圧）=  $60 \text{ kV}$ 、で動作させた状態においては、入力を変化（ $0.4 \text{ W} \rightarrow 2 \text{ W}$ ）させることによって、出力は約  $500 \text{ kW}$  から  $1 \text{ MW}$  まで変化させられる。しかし、上記のように、入力パワー（カソード電圧 × ビーム電流  $90 \text{ kV} \times 18.94 \text{ A}$ ）—コレクタ最大損失（ $1200 \text{ kW}$ ）=  $505 \text{ kW}$  以下に出力を下げることはできない。

一方  $E_b = 90 \text{ kV}$ 、 $E_a = 45 \text{ kV}$  で動作させると、直流入力は  $90 \text{ kV} \times 12.68 \text{ A} = 1141 \text{ kW}$  で  $1200 \text{ kW}$  以下であるので、励振入力を変化させることによって、 $0 \sim 600 \text{ kW}$  まで、出力を変化させることができる。

図27はアノード電圧Eaのみでなく、カソード電圧Ebも変化させた場合の入出力特性を示したものである。これも出力特性としては同じ傾向を示している。

すなわち、パワー変調範囲としては、コレクター損失を1.2MW以上にしないような運転、たとえば、500kW～1MWの間をシンクロトロン運転モードに合わせて振る運転や、0～600kWの間を同様に振る運転ならば可能である。

### (3) 加速電圧 (Vc) の制御について

入射時 (1GeV) の  $V_c = 1.8 \text{ MV}$

出射時 (8GeV) の  $V_c = 17.1 \text{ MV}$

よってクライストロンパワー (P) としては

$$\text{入射時} \quad P = \frac{(1.8 \text{ MV})^2}{21 \text{ M}\Omega / \text{m} \times 1.5 \text{ m} \times 8 \text{ 台}} \times 1.1 \times \frac{1}{2} \approx 7 \text{ kW}$$

$$\text{出射時} \quad P = \frac{(17.1 \text{ MV})^2}{21 \text{ M}\Omega / \text{m} \times 1.5 \text{ m} \times 8 \text{ 台}} \times 1.1 \times \frac{1}{2} \approx 650 \text{ kW}$$

励振入力のみだけでこの範囲でパワーを振ることは、クライストロンの能力としてぎりぎりであり、何らかの理由で、より多くのパワーを必要とする場合に対応できない。

650kWに対して20%の余裕を見る。

最大  $\approx 800 \text{ kW}$

最少  $\approx 100 \text{ kW}$

の間でクライストロンを運転することになる。

1クライストロン(空洞4台)当たりの最小電圧 ( $V_{\min}$ ) は

$$V_{\min} = (100 \text{ kW} \times 21 \text{ M}\Omega / \text{m} \times 1.5 \text{ m} \times 4 \text{ 台} / 1.1)^{1/2} \approx 3.4 \text{ MV}$$

2台のクライストロンの位相をずらすことにより、実効的な加速電圧 ( $V_2$ ) を下げることが可能である。位相のずれを  $\Delta\phi$  とすると

$$V_c = V \sin \phi + V \sin(\phi + \Delta\phi) = \cos(\frac{1}{2}\Delta\phi) \cdot 2V \sin(\phi + \frac{1}{2}\Delta\phi)$$

となる。

$V_{\min} = 4 \text{ MV}$  (クライストロンパワー  $\approx 130 \text{ kW}$ ) とすると

$\Delta\phi = 154^\circ$  で  $V_c = 1.8 \text{ MV}$ を得ることができる(図29参照)。

よって、入射時から出射時まで、2台のクライストロンは、それぞれの出力と、位相差を制御することにより、 $V_c$ を所定のパターンに従って上昇させていくことになる。

$V_c$ フィードバックは、各々の空洞の電圧波形の足し合わせのピーク値が、所定の値となるようにクライストロンパワーを制御する。このとき、2台のクライストロンの位相差は、ある一定のパターンで変化させていく。

## (4) 2台のクライストロンの位相をずらした場合のビームへの影響

入射ビームの、位相空間上での運動をシミュレーションした結果を図30～図33に示す。入射後100ターンを追跡したもので、放射ダンピングの効果は考慮していない。また、入射ビームのエネルギーの拡がりは0%としている。

ビームのエネルギーの拡がりは、1クライストロン0.9MVとする一般的な運転パターンでは

$$\frac{\Delta E}{E} \approx 1.3\%$$

に対し、1クライストロン4MV  $\Delta\phi = 154^\circ$  の場合では図31に示すようにわずかに増加する。

$$\frac{\Delta E}{E} \approx 1.5\%$$

図31は、シンクロトロンリングのA点でのプロット（図32参照）とB点でのプロット（図33参照）を重ね合わせて示したものである。

## (5) チューナーの運転法について

チューナーは、空洞を常に共振状態に保ち、

- (a) 空洞の電圧を一定に保つ（反射が増加しないようにする）。
- (b) 位相を入力に対し一定に保つ。

実際には、位相を入力に対し一定に保つようにチューナーを制御する。

一方、チューナー可動部の寿命等を考慮すると、チューナーが常に動いている状況は好ましくない。

ビームの感ずる加速電圧（Vc）は、クライストロンパワーにフィードバックをかけて制御可能なので、空洞がある程度共振からずれて、反射が増加しても問題はない。

空洞の共振周波数と入力波のずれ $\Delta f$ と、電圧の降下 $\Delta V/V$ 及び位相のずれ $\Delta\theta$ の関係を図34に示す。

空洞の共振周波数がずれる原因としては、

- (a) 空洞の温度上昇による変形
- (b) ビームローディング

がある。

温度上昇は2種類あり、

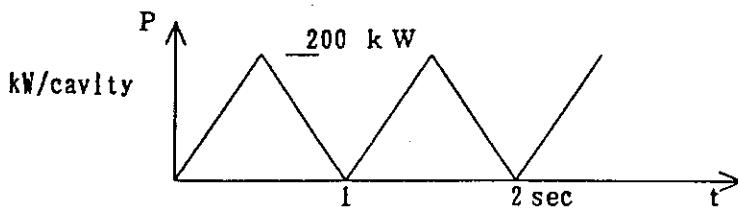
- (イ) 運転開始から、熱的平衡に達するまでのゆるやかな変化。
- (ロ) 1Hzの加速パターンに追従する変化。

である。

このうち、機械的寿命と係わるのは、(b)のビームローディングの1Hzの変化と考えられる。

- (a) 1Hzの加速パターンに追従する $\Delta f$

熱負荷を次のように近似して見積ってみる。



cavity 無酸素銅 1 ton.  $C = 0.39 \text{ J/g} \cdot \text{K}$

半サイクルの熱量と温度変化  $\Delta T$  は、熱が外部へ逃げず、また、空腔の温度は一様と仮定すると、

$$0.5 \times 200 \times 10^3 \times \frac{1}{2} = 5 \times 10^4 \text{ J}$$

$$\Delta T = \frac{5 \times 10^4}{0.39 \times 1 \times 10^6} = 0.13 \text{ K}$$

これによる空腔寸法の変化を、銅の線膨脹率  $20 \times 10^{-6}$  から算出し、各部の周波数に対する感度と合わせて  $\Delta f$  を見積った。

その結果

$$\Delta f \approx -1.2 \text{ kHz}$$

を得た。

### (b) ビームローディングによる $\Delta f$

$$\Delta f = \frac{I_o \cdot R_{sh} \cdot f_o}{2Q_u \cdot V_c} \sin \phi_s \cdot k$$

$I_o$  : ビーム電流 10 mA  
 $\phi_s$  : 加速位相  
 $k$  : バンチングファクター = 1 とする。

この値は  $V_c$  と  $\phi_s$  に左右される。

先に述べたように、空腔 4 台当たりの  $V_c$  を高くし、位相をずらして実効的に 1.8 MV を得る運転をした場合、 $\phi_s$  は合成波上では  $\approx 90^\circ$  となるが、各々のクライストロンでは、 $90^\circ \pm \frac{1}{2} \Delta \phi$  となる。このような条件を考慮して、空腔 4 台当たりの  $V_c$  と、 $\Delta f$  の関係を計算した結果を図 35 に示す。

$V_c / 4$  空腔 = 4 MV の場合は  $|\Delta f| \approx 0.8 \text{ kHz}$  となる。

以上より、たとえば、

チューナーの不感帯  $\rightarrow -10^\circ < \Delta \theta < 10^\circ$

とすることにより、

$$|\Delta f| < 3.5 \text{ kHz}$$

の範囲でチューナーは動かず、先に示した、1 Hz の温度変化、ビームローディングによる  $\Delta$

$f$  はこの中に含まれることになる。

このとき、反射の増加による電圧の降下は、

$$\frac{\Delta V}{V} = 5.5\%$$

であり、クライストロンパワーの11%増で対応できる。

また、各空洞の位相ずれによる各空洞の電圧の実効的な和の変化は、

$$1 - \cos \Delta \theta = 1.5\%$$

である。

また、入出射のタイミングへの影響は、 $\Delta \theta = 10^\circ$  を時間に換算すると、

$$\Delta t = \frac{10}{360} \times \frac{1}{508.58 \times 10^6} = 55 \text{ psec}$$

であり、タイミング系に予想されるジッター 200 psec より小さい値となっている。

チューナーに  $\pm 10^\circ$  ( $\pm 3.5 \text{ kHz}$ ) 程度の不感帯を設けることにより、可動部の過度の動きを防ぐことができ、また、ビームへの悪影響も無いと考えられる。

この他に、チューナーの早い動きを抑制するためには、制御系に Low Pass フィルターを挿入する方法も考えられる。どちらがより有効かは今後検討する必要がある。

#### 4.2 基本回路

R F システム設計において検討した結果では、2台の R F 源（クライストロン）を用いて、シンクロトロン運転が可能であるとの結論が得られたが、運転の容易さ、信頼性、寿命、余裕等を考慮して、R F 源（クライストロン）4台のシステムを、ここでは検討した。4台構成のブロック図を、図36に示す。

R F 源を4台にしたときの具体的なメリットとしては、1台当たりの必要最大パワーが  $\approx 350 \text{ kW}$  であるので、図20や27に示された曲線で入力のパワーを変化させるだけで零から 350 kW の連続した出力を取り出せる。

すなわち、クライストロンの位相をずらす運転や  $V_c$  のパターン制御を行わずに、入力パワーの変化だけで運転が行えるため、運転が非常に容易である。また、クライストロンの最大可能パワー 1.3 MW に比べて必要最大パワーが  $\approx 350 \text{ kW}$  と大巾に低いため、クライストロンの寿命も大きく伸び、さらに信頼性も向上するといえる。

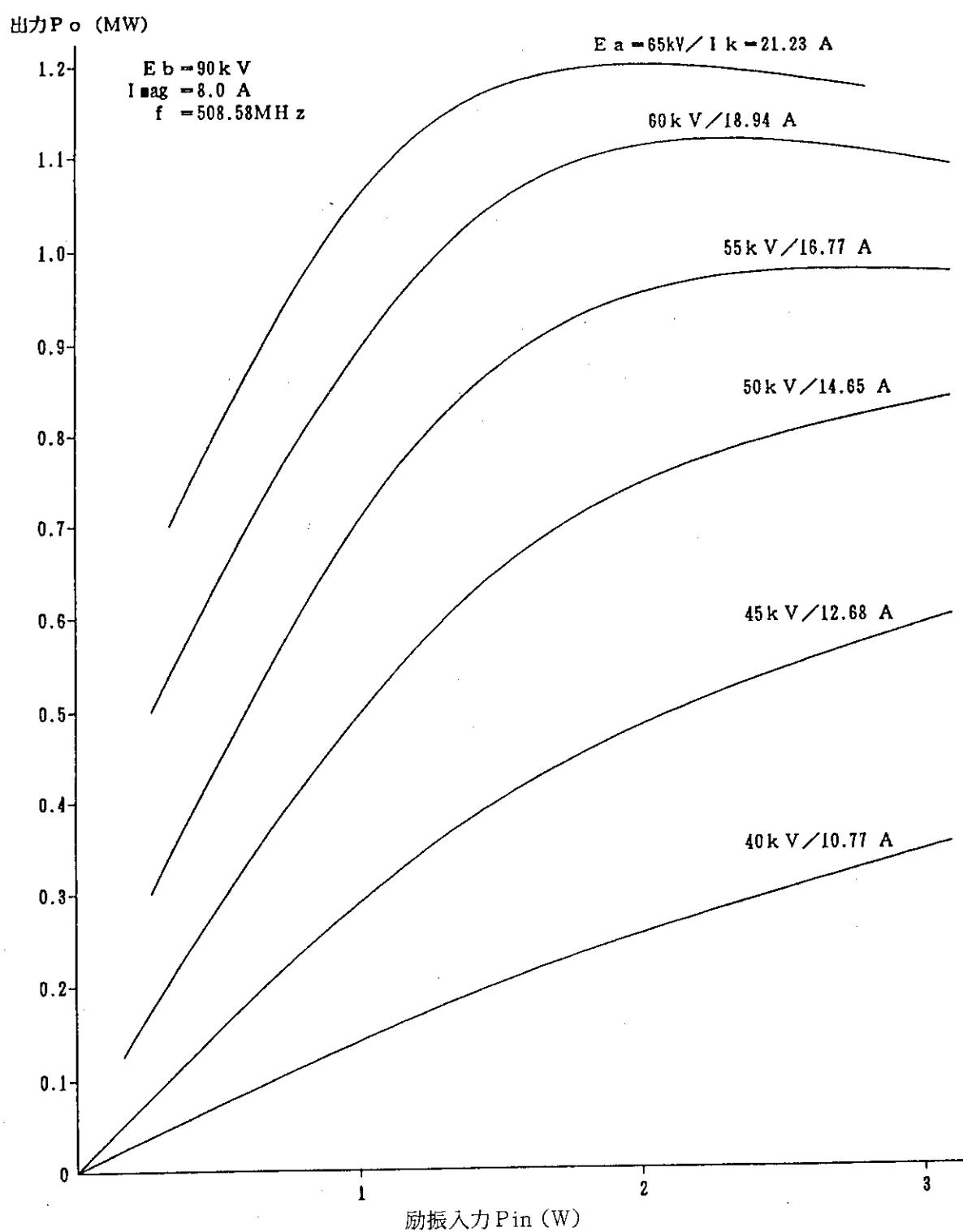


図26 E 3786 入出力特性例 (1)

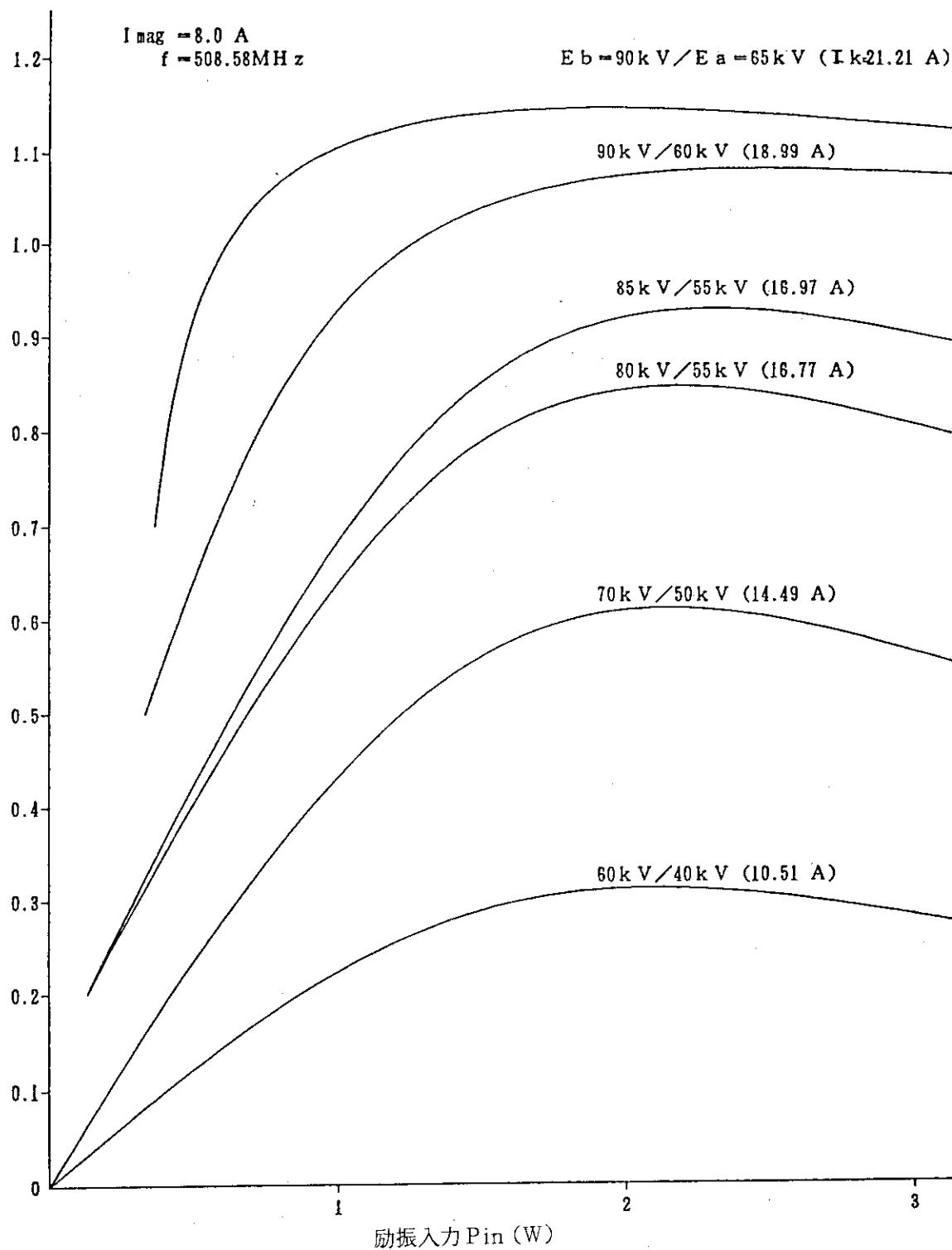
出力  $P_o$  (MW)

図27 E 3786 入出力特性例 (2)

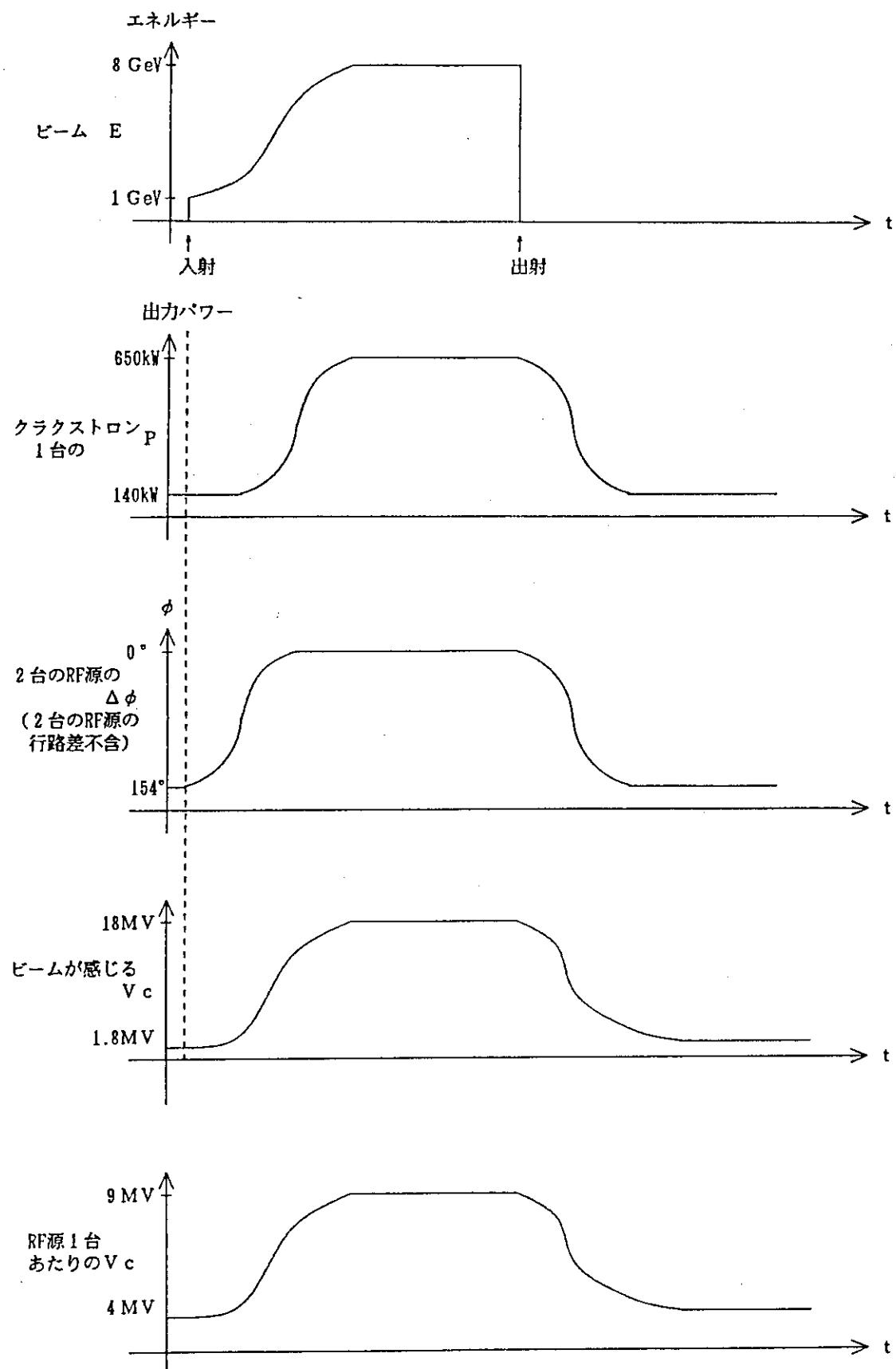


図28 RFシステムの運転例

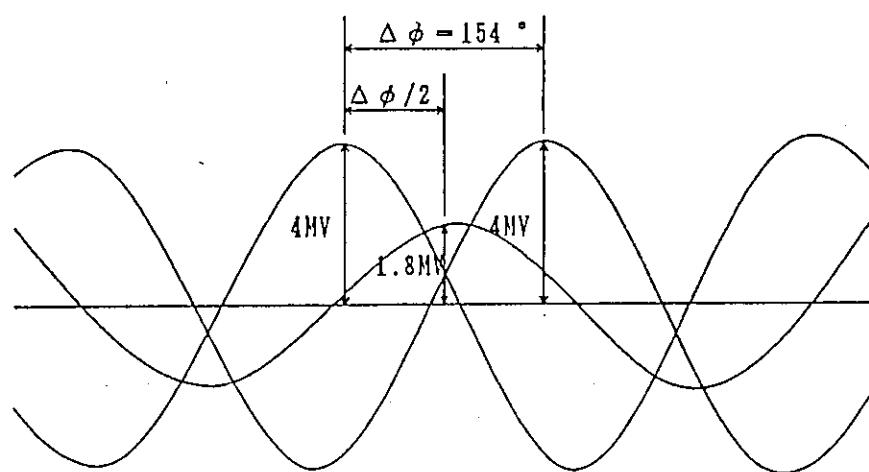
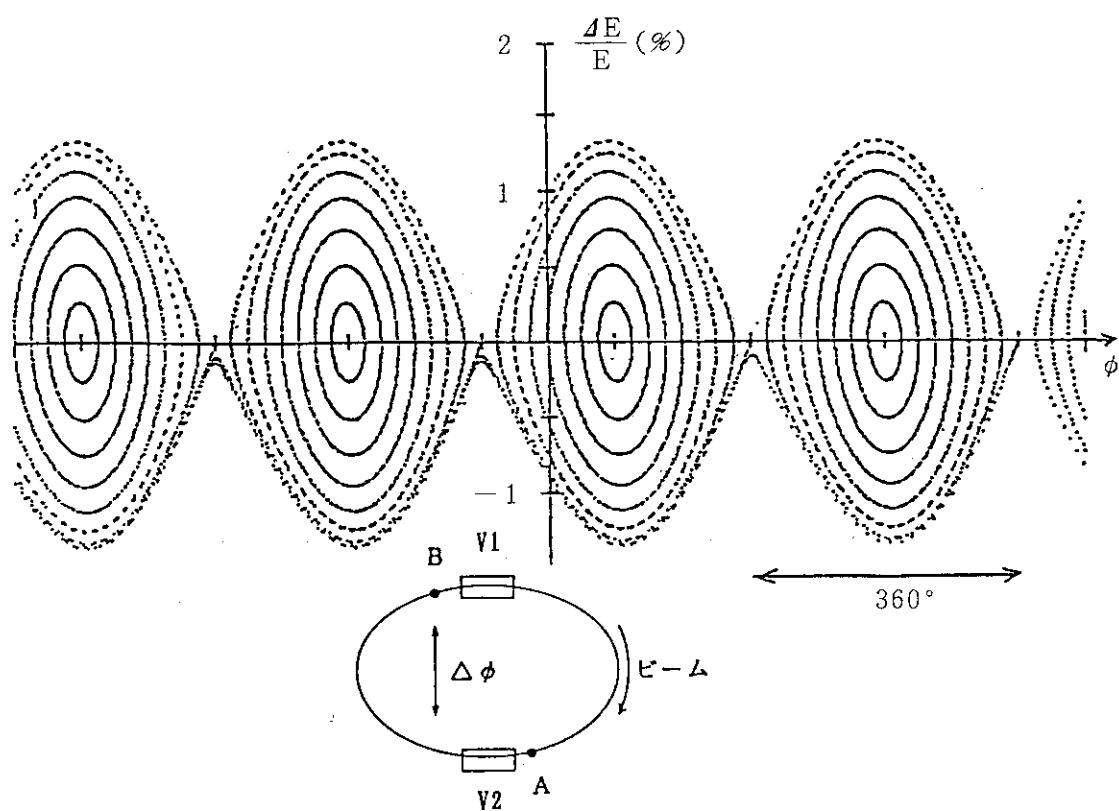
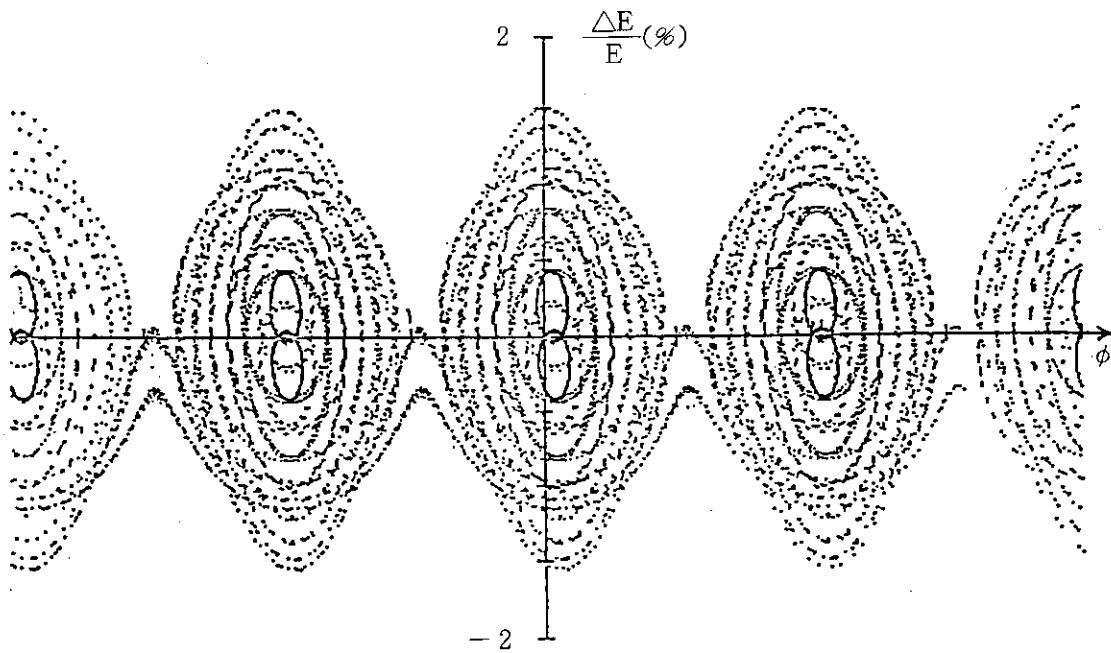
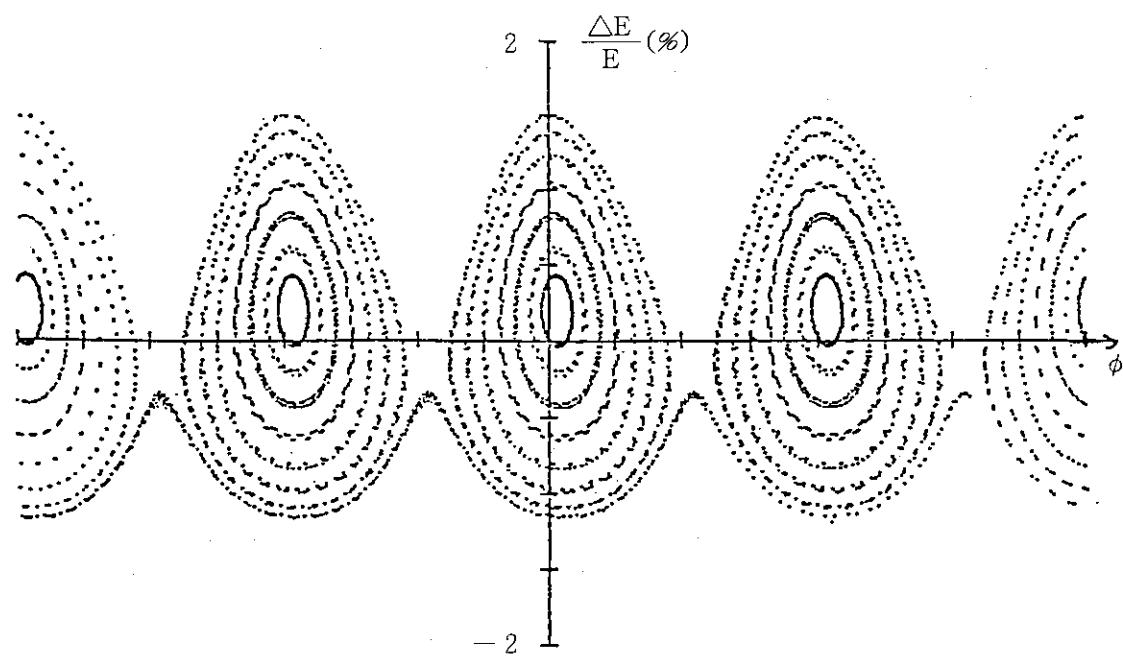
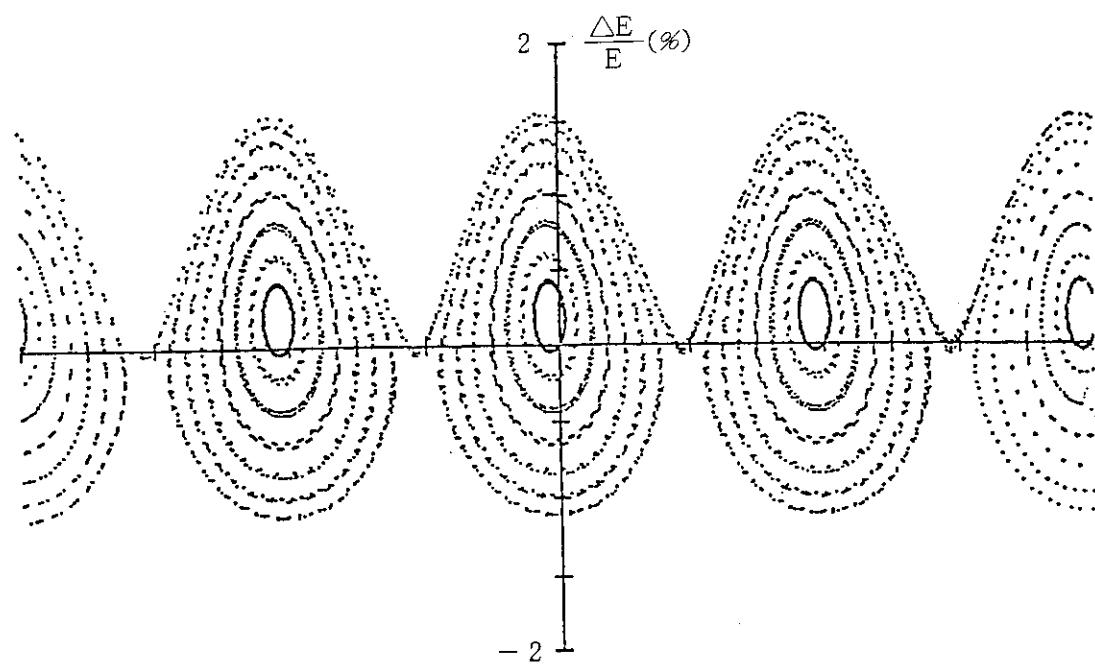


図29 位相関係図

図30  $V_1 = V_2 = 0.9 \text{ MV}$ ,  $\Delta\phi = 0^\circ$ , 1周につき, A点, B点をプロット図31  $V_1 = V_2 = 4 \text{ MV}$ ,  $\Delta\phi = 154^\circ$ , A点, B点でのプロット

図32  $V_1 = V_2 = 4 \text{ MV}$ ,  $\Delta\phi = 154^\circ$ , A点, のみでのプロット図33  $V_1 = V_2 = 4 \text{ MV}$ ,  $\Delta\phi = 154^\circ$ , B点でのプロット

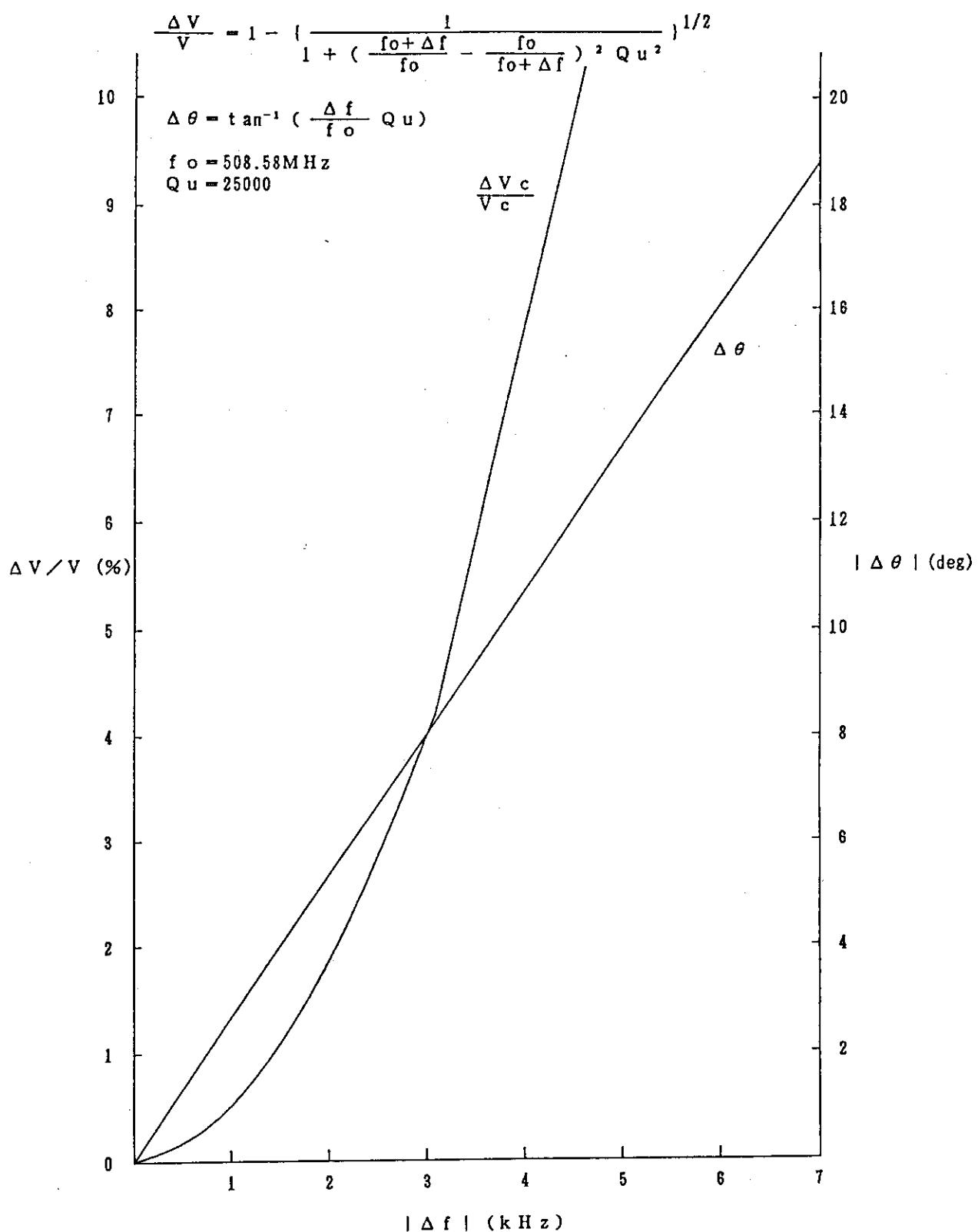
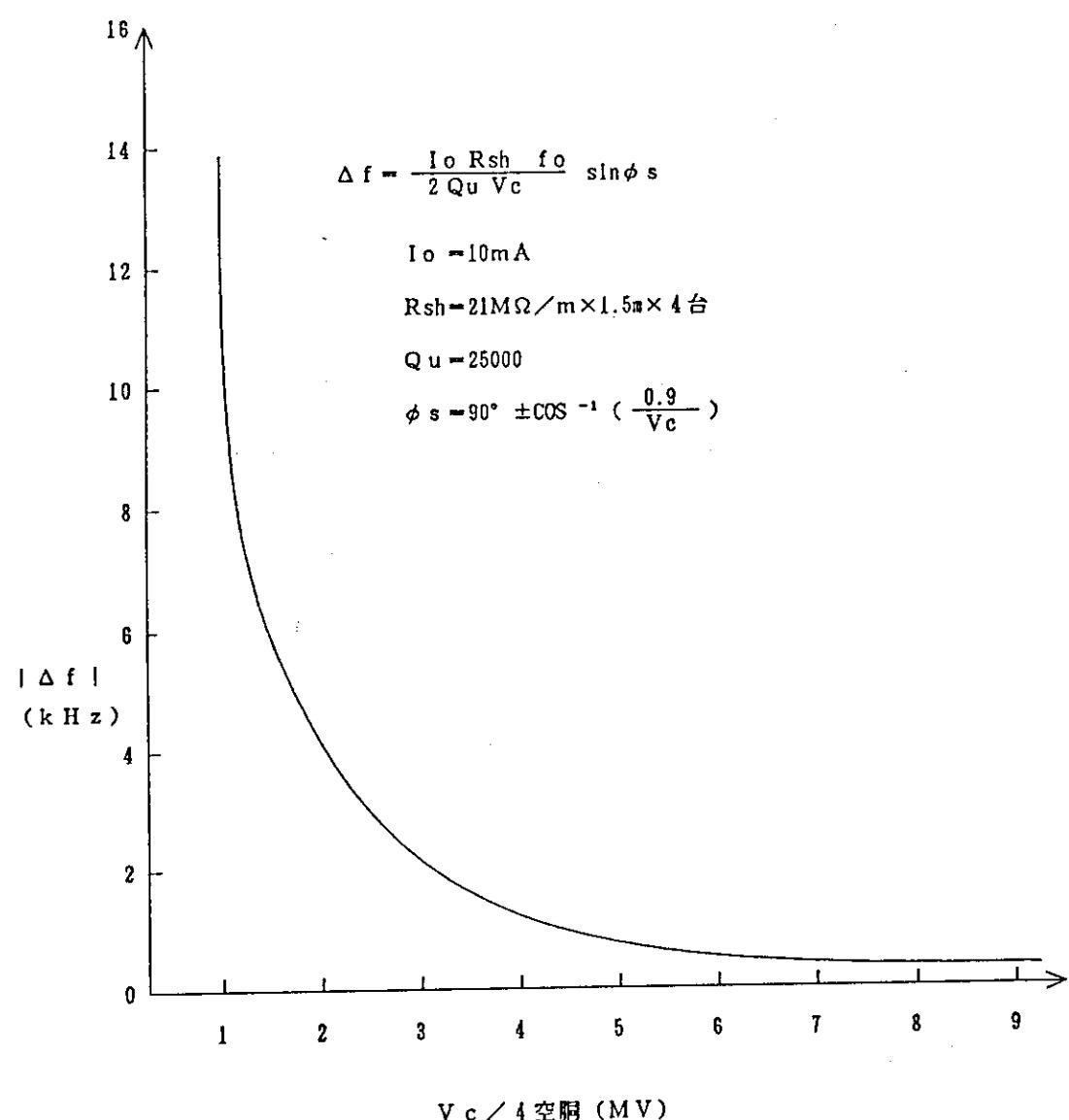


図34 電圧降下と位相のずれの関係

図35  $V_c$  と  $|\Delta f|$  の関係

## 高周波励振盤

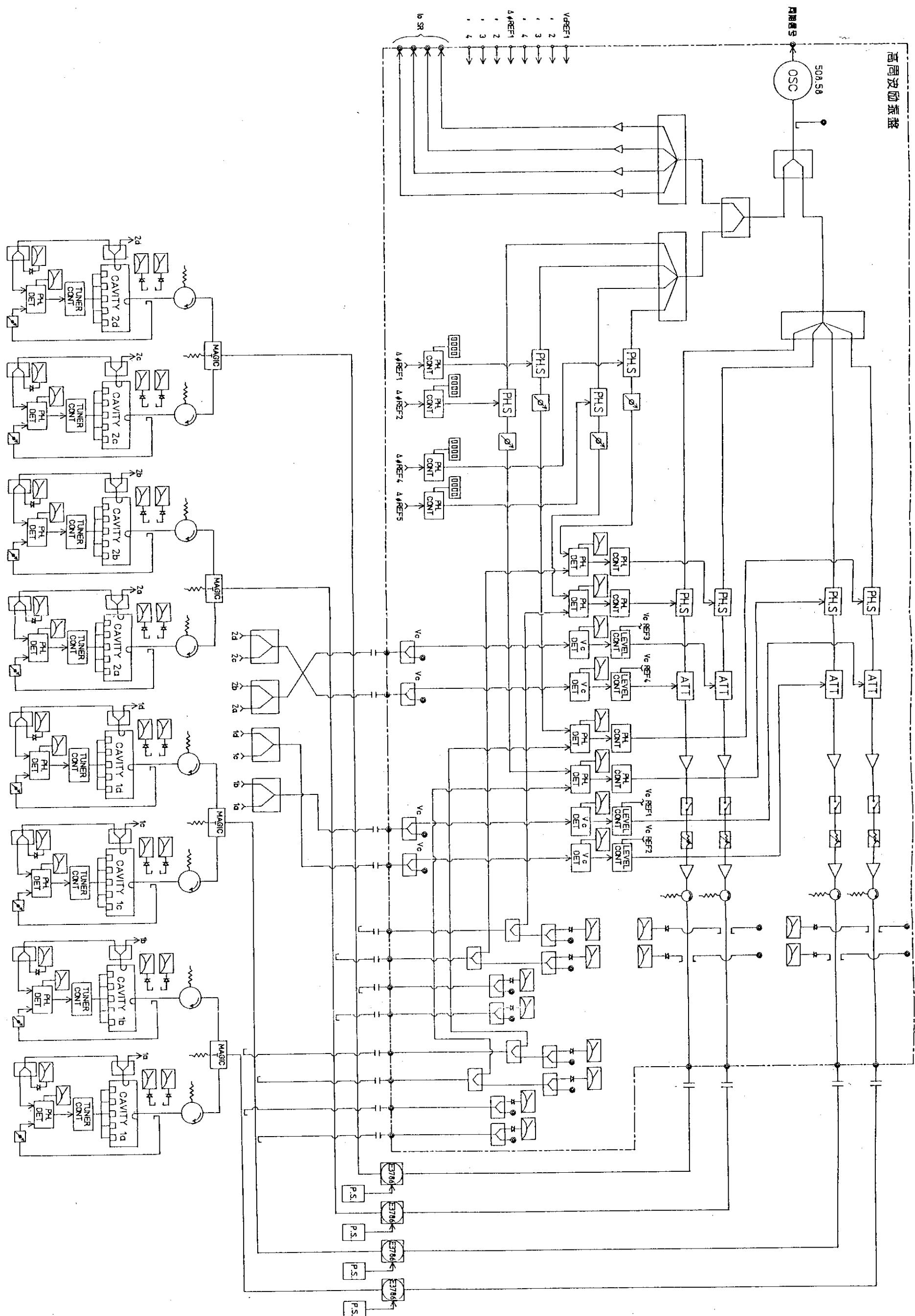


図36 RFシステム構成図

## 5. 今後の課題

本基本設計にて設定した基本仕様に基づいて、以下に示す加速空洞のR & Dを行う。

(目的)

クライストロンテストスタンドと組み合わせて、真空試験、大電力入力試験、冷却試験等を実際の運転状況と同一条件で行い、所定の性能が達成されることを検証する。

(試験項目)

(1) 小電力による加速空洞の電磁界特性

①共振周波数

- 共振周波数が仕様値（508.58 MHz）と一致していることを確かめる。

②Q値

- 各モードのQ値を測定し、計算値と比較することにより、空洞内面の評価および電気接触の状態の評価を行う。

③電磁界分布

- 空洞内の電磁界の分布を測定し、計算値との比較を行う。

④シャントインピーダンス

- 電磁界分布の測定結果より、空洞のシャントインピーダンスを算出し、必要とされる高周波電力と冷却能力を評価する。

⑤入力カプラーの特性

- 入力カプラーの結合度を測定し、最適値になるようにカップリングコイルの位置を調整する。

- 同軸導波管変換部の特性を調べる。

⑥チューナーの特性

- チューナーの位置による周波数の変化を測定し、必要となる共振周波数となるよう設定できることを確認する。

温度による周波数シフトを補正する自動周波数制御装置の性能を調べる。

(2) 大電力による試験

実機ではセル当り 50 kW、1 台 5 セルで 250 kW の大電力が要求される。特に R F 入力は現在一ヶ所を考えているので入力カプラーは実用的にかなり限界値に近いと思われる 250 kW の耐電力が必要となるためエージング特性を調べておくことは実機に使われる 8 台の空洞の立上げ時に不可欠であると思われる。R & D 空洞は実機に比較して詳細な温度測定、ITV 等による空洞内観察、入力カプラーセラミック窓の分光計等による観察を行ない高電力入力時に異常の有無を確認する。

① R F エージングおよび加速空洞のエージング特性を測定する。

② 加速電界の評価

- $V_c$  ピックアップ・プローブによる  $V_c$  の算出を行なう。

③ 冷却方式の評価

- ・大電力入力時に、各点での温度上昇を測定し、冷却が十分であることを確認する。

④ チューナーの性能

- ・大電力入力時、温度上昇とチューナー移動量の関係を調べ、正常にチューナーが動作することを確認する。

⑤ 真空排気能力の評価

- ・高周波電力入力時に、十分な真空度が得られるかを確認する。

これらの試験の結果から、基本設計において実施した解析の妥当性および性能の評価を行って実機の設計に反映させる予定である。

謝 辞

本基本設計に当たり、設計、解析等で協力して頂いた株式会社東芝に感謝します。

参 考 文 献

1. 放射光学会誌 第3巻第一号 (1990)。
2. P.B.Wilson ; SLAC-PUB-2884, (1982)
3. K.Halbach and R.F.Holsinger, Part. Accel.7 (1976) 213。
4. C.Polm, U. van Rienen and T.Weiland, DESY M-85-11 (1985)。

③ 冷却方式の評価

- ・大電力入力時に、各点での温度上昇を測定し、冷却が十分であることを確認する。

④ チューナーの性能

- ・大電力入力時、温度上昇とチューナー移動量の関係を調べ、正常にチューナーが動作することを確認する。

⑤ 真空排気能力の評価

- ・高周波電力入力時に、十分な真空度が得られるかを確認する。

これらの試験の結果から、基本設計において実施した解析の妥当性および性能の評価を行って実機の設計に反映させる予定である。

謝 辞

本基本設計に当たり、設計、解析等で協力して頂いた株式会社東芝に感謝します。

参 考 文 献

1. 放射光学会誌 第3巻第一号 (1990)。
2. P.B.Wilson ; SLAC-PUB-2884, (1982)
3. K.Halbach and R.F.Holsinger, Part. Accel.7 (1976) 213。
4. C.Polm, U. van Rienen and T.Weiland, DESY M-85-11 (1985)。

③ 冷却方式の評価

- ・大電力入力時に、各点での温度上昇を測定し、冷却が十分であることを確認する。

④ チューナーの性能

- ・大電力入力時、温度上昇とチューナー移動量の関係を調べ、正常にチューナーが動作することを確認する。

⑤ 真空排気能力の評価

- ・高周波電力入力時に、十分な真空度が得られるかを確認する。

これらの試験の結果から、基本設計において実施した解析の妥当性および性能の評価を行って実機の設計に反映させる予定である。

謝 辞

本基本設計に当たり、設計、解析等で協力して頂いた株式会社東芝に感謝します。

参 考 文 献

1. 放射光学会誌 第3巻第一号 (1990)。
2. P.B.Wilson ; SLAC-PUB-2884, (1982)
3. K.Halbach and R.F.Holsinger, Part. Accel.7 (1976) 213。
4. C.Polm, U. van Rienen and T.Weiland, DESY M-85-11 (1985)。