

JAERI-Tech

99-020



JP9950151



原研中性子科学研究計画における
大強度陽子加速器用高周波源の概念設計

1999年3月

千代悦司・戸内 豊*・金子広志*・高戸浩史*
沢田順一*・草野譲一・水本元治

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

本レポートは、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、日本原子力研究所研究情報部研究情報課（〒319-1195 茨城県那珂郡東海村）あて、お申し越しください。なお、このほかに財団法人原子力弘済会資料センター（〒319-1195 茨城県那珂郡東海村日本原子力研究所内）で複写による実費頒布をおこなっております。

This report is issued irregularly.

Inquiries about availability of the reports should be addressed to Research Information Division, Department of Intellectual Resources, Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken 319-1195, Japan.

© Japan Atomic Energy Research Institute, 1999

編集兼発行 日本原子力研究所

原研中性子科学研究計画における大強度陽子加速器用高周波源の概念設計

日本原子力研究所東海研究所中性子科学研究センター

千代 悅司*・戸内 豊*・金子 広志*²・高戸 浩史*³

沢田 順一*・草野 讓一・水本 元治

(1999年2月1日受理)

原研では、大強度陽子ビームによって駆動される大出力核破碎中性子源を用いて基礎科学的研究および原子力工学研究を展開するための中性子科学研究計画を提案している。陽子加速器は、加速エネルギー1.5GeV、平均ビーム電流5.33mA、ビーム出力8MWの大強度陽子加速器である。陽子加速器用の高周波システムは加速周波数の違いから低エネルギー加速部と高エネルギー加速部に大別され、それぞれ最大8.3MWと25MWの高周波（RF）電力が要求される。本報告では、各加速部のRFシステムについて概念設計を行なった。低エネルギー部では、1MW連続運転が可能な増幅管の検討を行ない、システム構成要素の基本設計を行なった。高エネルギー部では、空腔のRF励振方式や定常状態における空腔チューニングエラーの影響を検討し、クライストロン1台当たり4空腔を駆動するシステムでの基本設計を行なった。また、IOTでシステムを構築した時の検討や、ユーティリティーで必要とされる電源設備容量や冷却水量を見積もった。

東海研究所：〒319-1195 茨城県那珂郡東海村白方白根2-4

* 博士研究員

* 住友重機械工業株式会社

*² 株式会社東芝

*³ 三菱電機株式会社

A Conceptual Design of the RF System
for the NSP High Intensity Proton Accelerator at JAERI

Etsuji CHISHIRO*, Yutaka TOUCHI*, Hiroshi KANEKO*², Hiroshi TAKADO*³,
Junichi SAWADA*, Joichi KUSANO and Motoharu MIZUMOTO

Center for Neutron Science
Tokai Research Establishment
Japan Atomic Energy Research Institute
Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken

(Received February 1, 1999)

JAERI has been proposing the Neutron Science Project which aims at exploring the fields of basic science and nuclear technology using a high power spallation neutron source. The neutron source will be driven by a high intensity linear accelerator with an energy of 1.5 GeV and an average beam current of 5.33 mA and beam power of 8 MW. The RF system for the accelerator consists of a high-energy accelerator part and a low energy accelerator part. The maximum RF power requirements at the high and low energy accelerator parts are 25 MW and 8.3 MW, respectively. In this report, we describe the conceptual design of the RF system. In the low energy accelerator part, we estimated the requirement for the high-power amplifier tube and made the basis design for RF components. In the high energy accelerator part, we studied the effect of tuning errors, Lorentz forces and microphonics in the superconducting cavity. We calculated the klystron efficiency and supply power in the arrangement of where one klystron distributes the RF power to four cavities. We also considered an IOT RF system. Finally, we describe the electrical capacity and quantity of cooling water in the RF system.

Keywords : Proton Linac, RF System

* Post-doctoral Fellow
* Sumitomo Heavy Industries, Ltd.
*² Toshiba Corporation
*³ Mitsubishi Electric Corporation

目 次

1. はじめに	1
2. 高周波源システム	4
3. 低エネルギー加速部のRFシステム	7
3.1 システムに要求される仕様	7
3.2 四極管に関する検討	8
3.2.1 ダイアックロード (TH628)	8
3.2.2 4CM2500KGとTH628の評価	9
3.3 システム検討	10
3.3.1 概 要	10
3.3.2 ビームローディング	10
3.3.3 終段増幅器	11
3.3.4 真空管用DC電源	12
3.3.5 伝 送 系	12
4. 高エネルギー加速部のRFシステム	18
4.1 システムに要求される仕様	18
4.2 RFコントロール	21
4.2.1 運転パターン	21
4.2.2 ビームローディング	21
4.2.3 チューニングエラー	22
4.2.4 ローレンツ力の影響	24
4.2.5 マイクロフォニック	25
4.3 ローレベル制御	25
4.3.1 空洞の共振周波数チューニング制御	25
4.3.2 加速空洞の電圧・位相制御	26
4.3.3 加速空洞及び大電力RF系の保護	27
4.3.4 基準信号の伝送	27
4.3.5 技術課題	27
4.4 システム検討	28
4.4.1 概 要	28
4.4.2 クライストロン	28
4.4.3 クライストロン直流電源	30
4.4.4 伝送ライン	32
4.5 IOTシステム	33

4.6 システム検討課題	34
5. ユーティリティー	52
5.1 低エネルギー加速部	52
5.2 高エネルギー加速部	52
6.まとめ	55
参考文献	56

Contents

1. Introduction	1
2. Overview of RF System	4
3. RF system of Low Energy Accelerator Part	7
3.1 Basic Requirement for the System	7
3.2 Consideration on Tetrode	8
3.2.1 Diacrod (TH628)	8
3.2.2 Estimation of 4CM2500KG and TH628	9
3.3 Conceptual Design	10
3.3.1 Outline	10
3.3.2 Beam Loading	10
3.3.3 High Power Amplifier	11
3.3.4 DC Power Supplier for the Vacuum Tube	12
3.3.5 Transmission System	12
4. RF System of High Energy Accelerator Part	18
4.1 Basic Requirement for the System	18
4.2 RF Control	21
4.2.1 Operation Pattern	21
4.2.2 Beam Loading	21
4.2.3 Effect of Tuning Errors	22
4.2.4 Lorentz Force Effects	24
4.2.5 Microphonics	25
4.3 Low Level Control System	25
4.3.1 Tuning Control System of Cavity Resonance Frequency	25
4.3.2 Field Control System of Cavity	26
4.3.3 Protection System of Cavity and RF System	27
4.3.4 Master Signal Transmission System	27
4.3.5 R&D Problem	27
4.4 Conceptual Design	28
4.4.1 Introduction	28
4.4.2 Klystron	28
4.4.3 DC Power Supplier for Klystron	30
4.4.4 Transmission System	32
4.5 IOT System	33

4.6 System Examination Subject	34
5. Utility	52
5.1 Low Energy Accelerator Part	52
5.2 High Energy Accelerator Part	52
6. Conclusions	55
References	56

1. はじめに

原研では、大強度陽子ビームによって駆動される大出力核破碎中性子源を用いて基礎科学研究および原子力工学研究を展開するための中性子科学研究計画 (NSP)¹⁾ を提案している。NSP で要求される加速器は、イオン源、RFQ (Radio Frequency Quadrupole)、DTL (Drift Tube Linac)、SDTL²⁾ (Separated-type Drift Tube Linac)、SC (Superconducting) リニアックおよび蓄積リングで構成される³⁾。図 1.1 は、その概略図を示す。高周波源 (RF) システムはその加速周波数の違いから、RFQ、DTL 及び SDTL からなる低エネルギー加速部 (200MHz) と SC リニアックからなる高エネルギー加速部 (600MHz) に大別される。本報告では、各加速部の RF システムについて、概念設計を行なった結果をまとめたものである。

本加速器の特徴は高デューティ・大電流パルスビーム加速と連続 (CW) ビーム加速を 1 系統の加速器で行なうことである。また超伝導加速器をパルスで運転し、ビームを蓄積リングに入射することも大きな特徴である。このため、RF 源の設計に対し次の点が重要となる。

- ・高出力パルス出力と低出力 CW 出力の両立
- ・空洞内加速電界の高安定制御 (振幅 +/-1%、位相 +/-1 度)
- ・信頼性の高いシステム
- ・建設・運転コストの低減

これらの点を考慮して RF 源の設計の基本指針を設定すると以下のようになる。

- ・終段增幅管は低エネルギー加速部では四極管、高エネルギー加速部ではクライストロンを使用する
- ・高出力增幅管を使用し、その出力を分配し複数の加速空洞を駆動する
- ・パルス、CW 運転は直流電源の設定で対処し、RF システムは 1 系統とする
- ・パルス運転時に超伝導空洞をパルスで励振する

本報告は、6 章で構成される。第 2 章では、RF システムの概略を記述し RF 源の基本仕様を記述する。

第 3 章では低エネルギー加速部の RF システムの検討を行う。この RF 源で問題となるのが終段增幅管に使用する四極管の評価である。1MW CW 運転に適用できる 2 種の四極管 (CPI 社製 4CM2500KG、THOMSON 社製 TH628) を候補に挙げ、最大出力を制限するブレート電極損失を評価する。また、低エネルギー加速部のシステム検討を行ない、終段増幅器、直流電源、伝送系等の各構成要素の基本設計を記述する。

第 4 章では、高エネルギー加速部の RF システムの検討を行なう。この RF 源の特徴は、超伝導空洞を駆動し、かつ要求される RF 電力が大きいことである。超伝導加速器の場合、高周波電力の殆どがビームにより消費されるため、運転モードにより RF 電力量が大きく異なる。本章では、空洞 RF 励振方式や定常状態における空洞チューニングエラーの影響など RF コントロールに関する検討を行う。また、クライストロン 1 台当たり 4 空洞を駆

動するシステムでの基本設計を行い、運転モードにより同じクライストロンから出力する RF 電力やデューティが異なるシステムでの電力・効率等を評価する。クライストロンにかかる増幅管の候補である IOT の特徴とその動作特性を記述し、IOT でシステムを構築した時の検討を行なう。

第 5 章では、RF システムの電源設備容量および冷却水容量のユーティリティについて検討を行ない、第 6 章で概念設計の検討結果をまとめる。

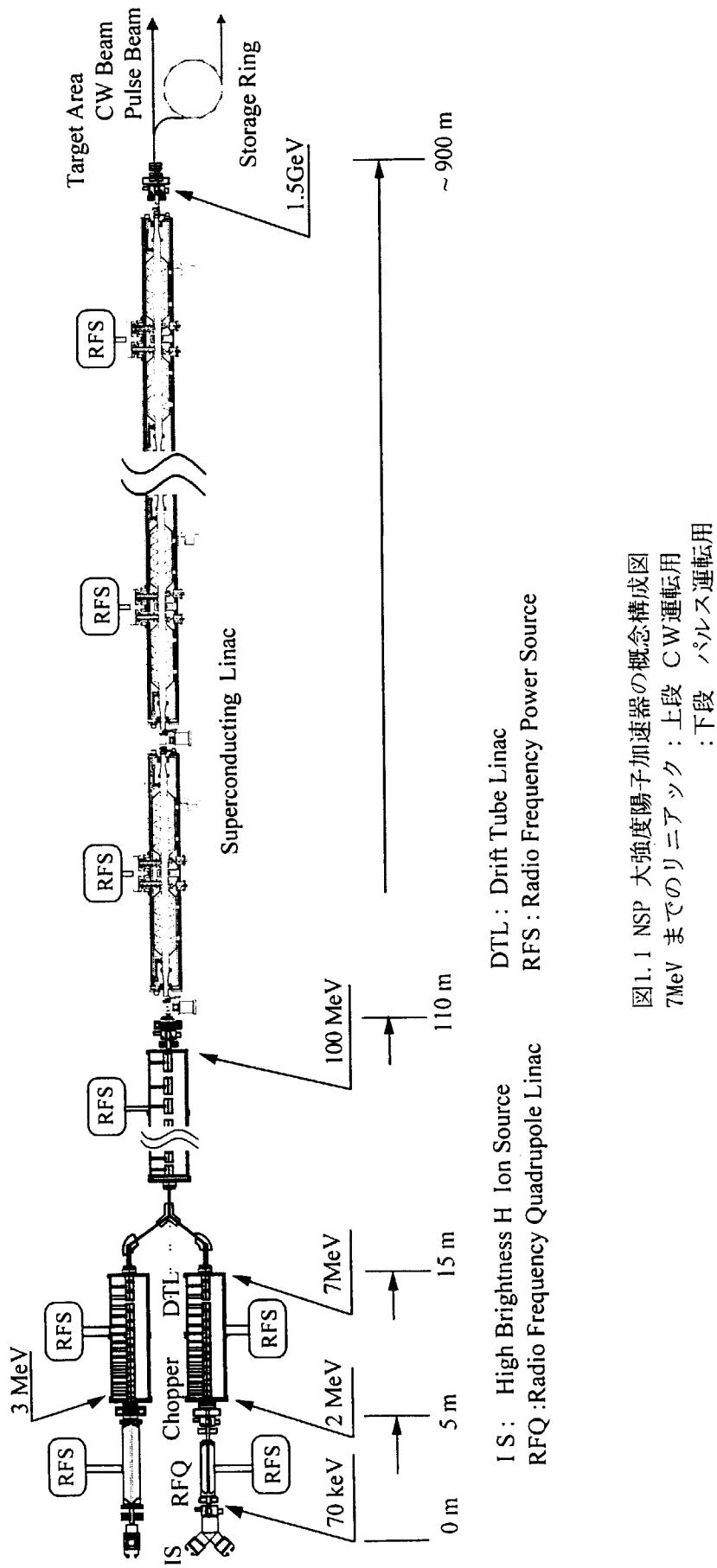


図1.1 NSP 大強度陽子加速器の概念構成図
7MeVまでリニアック：上段 CW運転用
:下段 パルス運転用

2. 高周波源システム

表 2.1 に NSP 加速器の基本仕様を記す。ビームの出力エネルギーは 1.5 GeV でビームパワーは最大 8 MW である。加速粒子は、蓄積リングへ入射する負水素イオンと、消滅処理等の原子力研究施設へ供給するプロトンである。加速周波数は、常伝導加速器からなる低エネルギー部は 200MHz であり、高エネルギー部は 600MHz である。運転モードは、第 1 期で平均ビームパワー 1.5MW (ピークビーム電流 16.7mA) の運転を行ない、段階的にビーム電流・パルス幅の増強を行い、第 2 期パルスモードで、最大ピーク電流 30mA パルス幅 3.7ms の運転を行なう。また、2 期では、3.7ms の負イオンビームと 2.2ms のプロトンビームのパルス正負同時加速を目指す。CW モードの運転では、プロトンビームで 8MW の出力を目指す。ビームエネルギー、繰り返し率は、1 期当初から 1.5 GeV、50 pps である。パルスビームのチョッピングは、蓄積リングにビームを入射するために必要であり、図 2.1 に示すように 400 ns のビームオン時間と 270 ns のビームオフ時間からなり、ビームパルス内での平均電流はピーク電流の 0.6 倍になる。このビームオン・オフの比率を中間デューティもしくはチョッピング効率と呼ぶ。

図 2.2 に RF システムのブロック図を示す。RF システムは、低電力 RF 伝送系、ローレベルコントローラ、增幅器、大電力 RF 伝送系および直流電源から構成される。低電力 RF 伝送系は、基準信号発生器 (SG)からの 200MHz のマスター信号を分配し低エネルギー加速部の RF コントローラに伝送し、一部出力を 3 倍の 600MHz に遙倍し高エネルギー加速部の RF コントローラに伝送する。ローレベルコントローラは、加速器空腔内の RF 電圧の振幅・位相を設計値通りにコントロールするものであり、フィードバック・フィードフォワード制御装置からなる。また、緊急停止などのシステムの保護機能も有する。増幅器は、200MHz 系では四極管、600MHz 系ではクライストロンを第一の候補としている。管の最大出力は 1 MW とする。大電力伝送系は、RF 電力をそれぞれの加速空腔に伝送するものであり、サーチュレータ、分配器、位相器、ダミー負荷等の RF コンポーネントからなる。本概念検討において、高エネルギー加速部では 1 台のクライストロンにより 4 空腔を駆動するものとする。直流電源は、四極管ではプレート電源、スクリーン電源、グリッド電源およびフィラメント電源で構成され、クライストロンでは、カソード電源、アノード電源およびフィラメント電源で構成される。

表 2.1 NSP 加速器の基本仕様

出力エネルギー	1.5 GeV
ビームパワー	8 MW max
加速粒子	負水素イオン、プロトン
繰り返し周波数	50 pps
中間デューティ	0.6
低エネルギー加速部	常伝導リニアック
加速周波数	200 MHz
加速エネルギー	0.7 – 100 MeV
高エネルギー加速部	超伝導知りアック
加速周波数	600 MHz
加速エネルギー	100 - 1500 MeV
第 1 期パルスモード	
ピーク電流	16.7 mA
パルス幅	2 ms (負水素イオン)
第 2 期パルスモード	
ピーク電流	30 mA
パルス幅	3.7 ms (負水素イオン)
	2.2 ms (プロトン)
第 2 期 CW モード	
ピーク電流	5.33 mA

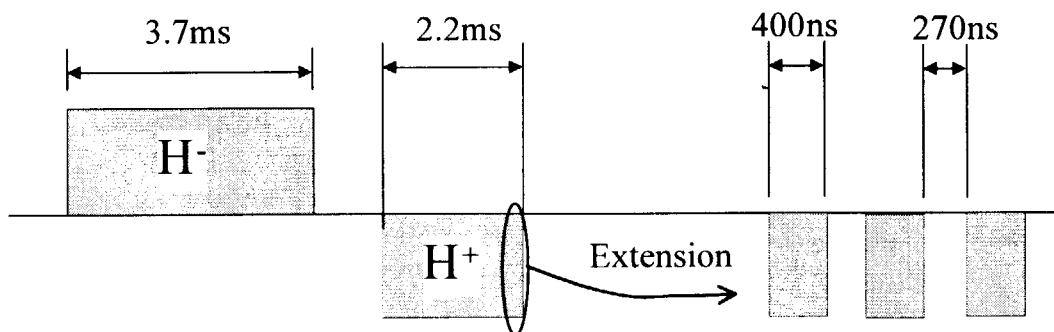


図 2.1 ビームパルス構造

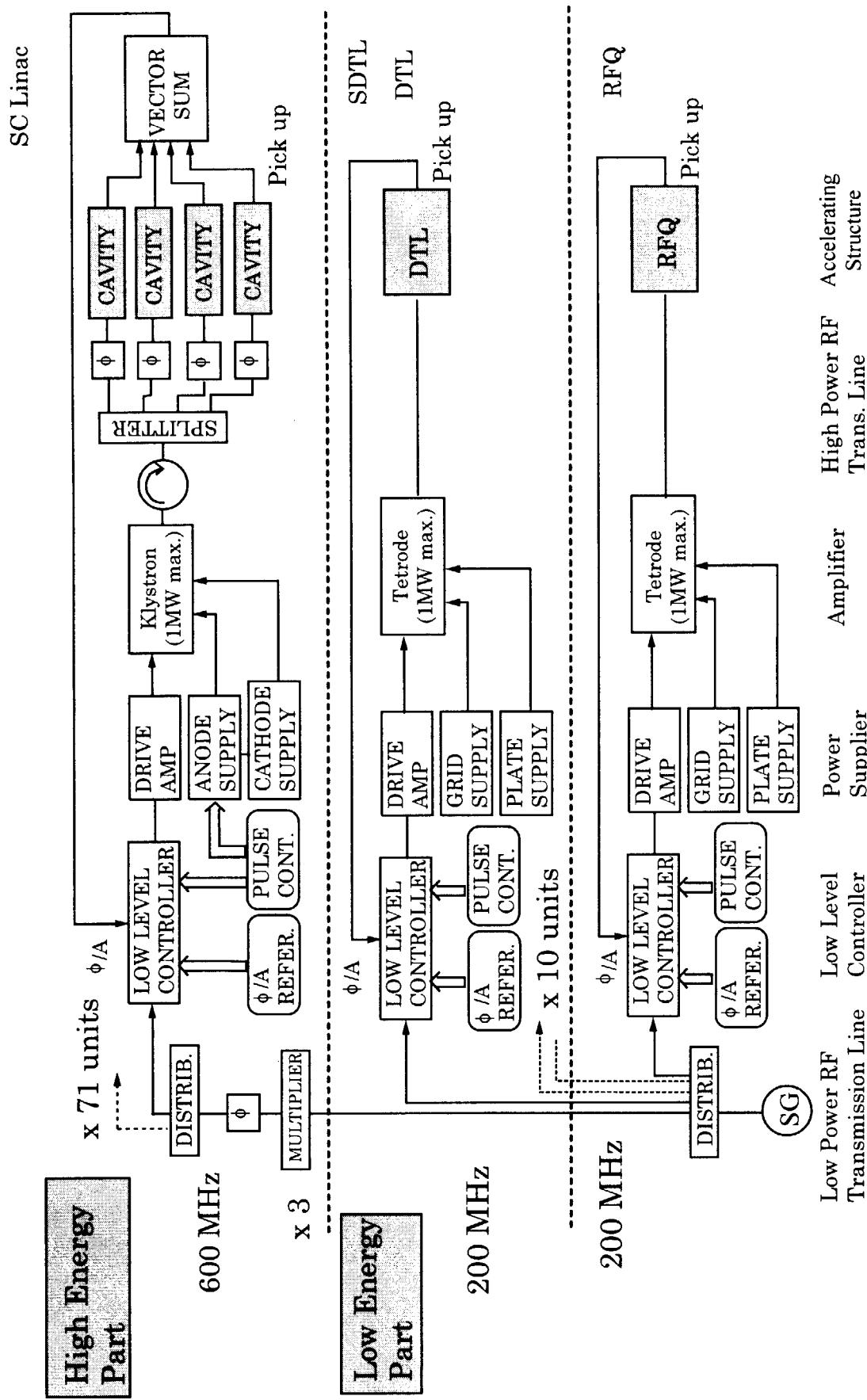


図2.2 RFシステムのブロック図

3. 低エネルギー加速部の RF システム

3. 1 システムに要求される仕様

低エネルギー加速部の RF システムは、RFQ (1 タンク)、DTL (3 タンク) および SDSL (17 タンク) からなる常伝導加速器を駆動する。加速周波数は 200MHz であり、終段増幅器としてクライストロンを適用すると筐体が巨大となるため現実的でない。したがって、高出力四極管を採用する。

低エネルギー部で要求される RF 電力は、運転モードにより 3 通りが予定されている。表 3.1 は、各タンクに要求される RF 電力を示す⁴⁾。DTL タンク 2 での要求電力が最も高く、2 期パルスモードで 1.9MW、CW モードで 1.3 MW である。四極管 1 球当たりの最高出力は 1MW 程度に制限されるので、DTL タンク 1、タンク 2 は、2 台の終段増幅器によって駆動される。

表 3.1 低エネルギー加速部で要求される RF 電力と増幅管数

加速器構造	出射ビームエネルギー (MeV)	壁損失 (70%Q値) (kW)	RF要求電力* (16.7mA) (kW)			増幅管台数
			(30mA) (kW)	(5.33mA) (kW)		
RFQ	2	300	322	339	307	1
DTL1	7	387	471	538	414	1
	2	1177	1562	1869	1300	2
	3	1040	1392	1672	1152	2
SDTL1	54	129	173	208	143	
	2	56	133	178	213	147
	3	59	136	182	218	151
	4	62	140	186	222	155
	5	65	143	190	226	158
	6	67	147	193	231	162
	7	70	150	197	235	165
	8	73	154	201	239	169
	9	76	157	205	243	172
	10	79	173	223	263	189
	11	82	176	227	267	193
	12	85	180	231	272	196
	13	88	184	235	276	200
	14	91	187	239	280	204
	15	94	191	243	284	208
	16	97	195	247	288	211
	17	100	198	250	292	215
合計		5379	7024	8335	5904	11

* 壁損失 + ビーム電力

3. 2 四極管に関する検討

周波数が 150 MHz を越える場合、四極管の使用はスクリーン電極の RF 発熱で制限される。表 3.2 に数種類の 4 極管の実績を示す。いずれのメーカーも 100 MHz 近辺では 1.5MW から 2MW クラスの実績を有するが、200 MHz となるとほとんど実績が無いのが現状である。現段階で最も高出力が可能と思われる四極管は、原研大強度陽子加速器の R&D で使用した CPI 社の 4CM2500KG と、もう 1 つは THOMSON 社が開発し工場テストで 1 MW 連続運転を実証している TH628 (Diacrode) である。両管のスクリーン電極の発熱量をもとめ、1MW 連続出力の可能性を評価した。

表 3.2 四極管実績リスト

メーカ	Tube No.	周波数 (MHz)	最大出力 (kW)	パルス	Duty (%)	平均出力 (kW)	効率 (%)
THOMSON	TH526	200	400	CW	100	400	46.0
		200	1600	1.2ms	20.6	330	53.7
		120	1000	CW	100	1000	65.0
THOMSON	D28*)	200	1000	CW	100	1000	40
CPI	4CM2500KG	200	1000	1.25ms	12.5	125	62
		130	1700	5.4s	none	1700	81
SIEMENS	RS2074SK	100	1600	1ms	25	400	74

*) 設計値

3. 2. 1 ダイアックロード (TH628)

両管の評価を行なう前にダイアックロードの特徴を記述する。この真空管の基本的構造は四極管そのものだがスクリーンとアノードのキャビティーが上下にあり、スクリーン電極の有効領域（アクティブエリア）の中間点が最大電圧点になるため周波数が高くなてもゲインの低下が少なく、電極の発熱も小さくなる。また従来型の電極に有るような上部のキャップが無いため、浮遊容量分の電流も小さくなりさらに発熱は減少すると考えられる。つまり通常の四極管 (TH526) に比べて、

- ・電極の有効長も従来の 2 倍以上見込まれる事から周波数の増加にともなう增幅率の低下、効率の低下が改善できる。
- ・出力容量が小さくなり電極の電流密度が小さくなる。

表 3.3 真空管、及びキャビティ内のロス

	TH628 (Diacrode)	TH526(Normal Tetrode)	
動作電圧	10 kV	15 kV	10 kV
真空管内ロス	1.3kW	3.0kW	4.2kW
空洞のロス	1.6kW	3.6kW	3.3kW
			6.7kW

と言った利点を有する。

参考に四端子回路法での計算結果を示すと表 3.3 の通りである。ロスの計算には材質、メッシュの効果は含んでいない。スクリーン電極の発熱をダイアックロード (TH628) とその原型となった 4 極管 (TH526) とで比べると 1/3 以下になると期待できる。

3. 2. 2 4CM2500KG と TH628 の評価

EIMAC の 4CM2500KG、THOMSON 社が開発し工場テストで 1MW 連続運転を実証している TH628 (Diacrode) のスクリーン電極部のアクティブエリアでの損失量を求め、1MW 連続出力の可能性を評価した。評価の方法と条件は下記に示す通りである。

- a) 計算は S U P E R - F I S H を使用した。
- b) アノードとスクリーン電極間に 200MHz で共振する回路をつける。
- c) アクティブエリアでの発熱量を求める。
- d) アクティブエリアの中央部を動作電圧 (V_{rf}) になるように換算する。
- e) 材質と形状を考慮するために発熱量を 29.4 倍する。この値は C P I のレポートに示して有る値である。

図 3.1 は、シミュレーションコード SUPER-FISH の計算出力の一例を示す。4 極管を含めた出力空洞の共振周波数が 200MHz となるよう形状を決定し、アクティブエリアでの損失を評価した。結果を表 3.4 に示す。この値には DC 損失の予想値 5kW を含んでいる。4CM2500KG、TH628 のスクリーン電極の最大許容損失はそれぞれ、20kW と 12kW である（カタログ値）。この値から判断すると 4CM2500KG のプレート R F 電圧は 13 kV 以下、TH628 だと 14kV 以下にしなくてはならない。この値以上の電圧で動作させると真空管を破壊する恐れがある。

この結果から TH628 は、4CM2500KG の半分程度の損失となっているが、TH628 の許容損失が低いため、4CM2500KG と比べるとそのインパクトは少ないと言える。4CM2500KG、TH628 それぞれの概略を図 3.2、図 3.3 に示す。4CM2500KG はプレート電極を真空管ベース部近くにまで延ばす事によりスクリーン電極サポートを短くしベース部の電流密度を小さくする工夫がなされている。また TH628 は先に示したように電極の上下に共振回路を付けアクティブエリアでの電圧を最大にするよう工夫されている。

表 3.4 各主增幅管のスクリーン電極での損失

動作電圧 V_{rf} (kV)	アクティブエリアでの損失 (kW)				
	11	12	13	14	15
4CM2500KG	16.4	18.6	20.6	23.5	26.2
TH628	9.7	10.6	11.6	12.7	13.8

各管の動作条件を製造メーカーのテクニカルレポートをもとに評価した。TH628 はその構造上スクリーン電極電圧を RF スイング電圧 (V_{rf}) に直流電圧 (3kV) を加算した電圧とし、1MW 出力時の動作を解析した。それらの結果を表 3.5 にまとめる。両管とも動作インピーダンスを極端に下げ、効率を落とした動作をさせなくとも現実的な動作で 1 MW、CW 出力は可能と思われる。ただし長時間の信頼性については実績がないため早い時期に実証試験を行う事が望ましい。

表 3.5 1MW 動作時の各管の運転条件

	4CM2500KG	TH628
プレート電圧 (kV)	15.7	16
電流 (A)	98	96
スクリーン電圧 (V)	1500	1600
電流 (A)	3	3
グリッド電圧 (V)	350	300
電流 (A)	4.2	2
ドライブ電力 (kW)	45	32

3. 3 システム検討

3. 3. 1 概要

200MHz の RF システムのブロックを図 3.4 に示す。基準信号器 (シンセサイザ) からの 200 MHz 基準信号を分配器により各系統に分配する。分配した信号は各加速空洞の位相と加速電圧を制御する回路を経て 3kW の半導体アンプ、真空管式の 60 kW アンプで順次増幅され終段の真空管アンプで最大 1MW まで増幅する。増幅された RF 信号は同軸管、方向性結合器、カプラを経て加速空洞に供給される。

空洞の位相制御は空洞のピックアップ信号と基準信号の位相差を比較して行い、電圧の制御はピックアップレベルが設定値と等しくなるようにフィードバック制御される。また空洞の共振周波数は自動チューナを駆動して制御される。自動チューナの制御は同軸管にとりつけられた方向性結合器からの進行波の信号とピックアップ信号の位相信号を処理して行う。空洞の位相、電圧の制御についてはビームローディングが大きいことを考慮してフィードフォワード制御も行う。

3. 3. 2 ビームローディング

空洞にはビームを加速するための電場が印可されている。ビームはこの電場によって加速されるが自身が誘起する電場にも影響される。つまりビームは RF 源によって発生された電場と自身が誘起した電場のベクトル和によって加速される。ビーム電流値が小さい場合この問題は重要で無いが、大電流の加速器の場合はこの影響を無視できなくなり空洞をデチューニングする必要が出てくる。必要なデチューニングの量 (Δf) は、

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{I_0}{2V_c} (R/Q) \cdot \sin(\phi_s) \quad (1)$$

で与えられる⁵⁾。ここで f は加速周波数、 I_0 は、平均ビーム電流、 V_c は transit time factor を掛けた加速電圧、 R および Q はそれぞれ加速空腔のシャントインピーダンスおよび無負荷 Q 値、 ϕ_s は平均同期位相である。7 MeV での DTL のパラメータ、

$$I_0=18 \text{ mA}, V_c=1.5 \times 0.82 \text{ MV}, R/Q=514.5, \Phi_s=30 \text{ deg}$$

を代入すると

$$\Delta f=377.97 \text{ Hz}$$

となる。これを空腔の位相と電圧で表すと、 $\Delta\phi=17\text{deg}$ 、電圧比=0.95 となる。従って、加速空腔の共振周波数は、加速周波数 (200MHz) から Δf だけずれた周波数にデチューニングする。

3. 3. 3 終段増幅器

周波数 200MHz を採用した場合、最大の問題は 1MW 出力を求められる終段増幅器の設計である。この増幅器をドライブする 60kW クラスの増幅器に関しては既に実績が有るので以下では終段増幅器について大まかな検討を行う。

(1) 出力回路

出力回路は $3/4\lambda$ の円筒同軸型キャビティーとする。キャビティーの特性インピーダンスは 10Ω 程度とし、皮相電流による電圧の上昇をできるだけ押さえる設計にする。内筒外径を 362mm、外筒内径を 426mm (特性インピーダンス 9.8Ω) として以下検討を進める。

(2) 共振周波数

共振周波数は同軸空腔の先端をショートする位置を変えることによって調整する。SUPERFISH を用いた計算によれば、TH628 を採用した場合この位置は真空管のベース部から約 75cm のところになる。

(3) 電界強度

真空管の RF 動作電圧を 14kV とした場合。共振回路部の最大電圧は 12.5kV 程度になる。電界強度は 3.9 kV/cm となり、大気中の放電限界 10 kV/cm に比べて十分小さい値になる。

(4) 発熱計算

SUPER-FISH による計算から出力回路での発熱量は 2.2kW が得られた。ただし実際の回路では、電気接触が完全ではない事、導体表面が理想通りでない事を考慮して、発熱を 3 kW として熱評価する。 3 kW の熱が内導体の両面、外導体の片面で放出されるとすると風速 5 m/s

の冷却で筐体の温度上昇は 200 度を越えると予想される。よって出力回路は水冷する必要があると判断する。

3. 3. 4 真空管用 DC 電源

1MW アンプにパワーを供給する DC 高圧電源はアンプ 1 台あたり 2MW 程度になる。このような大出力の電源を設計する場合、特に真空管管内放電から電極を保護するための配慮が重要になる。一般的によく使われるのはイグナイトロンを用いたクローバ回路で、真空管内でアーキングが発生した場合、電源側の平滑コンデンサを瞬時に短絡し、真空管への突入パワーを 50 ジュール以下にする。このため高速動作のクローバ回路が必要となる。図 3.5 に代表的なプレート電源の回路構成図を示す。

一方、最近では、半導体素子である GTO を多段に重ねて、出力を遮断するような回路も用いられている。この場合、トランジストからみた場合、電源は短絡にならないので、トランジスト、整流器、真空遮断機などの機器に対する負担が低減される。

またスクリーン、コントロールグリッド電源についても同様で、サイリスタスイッチ等を用いたクローバ回路が用いられることがある。もしくは FET を用いたカスケードコントロール回路によって電圧の安定化と真空管の保護を同時にを行うことも可能である。

電源は、連続運転 (CW) とパルス運転の両方に対応する必要がある。従って、平滑コンデンサには、バンクコンデンサを兼ねた、容量の大きなコンデンサが必要となる。サグを 5% とし 16kV で 100A の電流を流したとき、RF パルス幅を 4ms とすれば $500 \mu\text{F}$ になる。実際にはチョークコイルから平均電流分が定常的に供給されるのでコンデンサの容量は軽減できると思われる。蓄積エネルギーは、76800 J にも及ぶので、クローバ回路の設計が重要である。

3. 3. 5 伝送系

加速器の RF 伝送では放射損・抵抗損が少ない、同軸管または導波管を使用する。同軸管は導波管に比べ小型・軽量であり、広帯域の信号伝送に適している。しかし周波数が高くなると内部導体の抵抗損が急激に増加し、伝送電力が制限されてしまうといったデメリットがある。一方導波管（方形導波管、円形導波管等があり、理論解析が容易であり製作性もよく、高次モードの発生も少ないと言った理由から通常は方形導波管がよく使用される。）は同軸管に比べ減衰が少ないと言ったメリットがあるが遮断周波数と言ったものが存在し、伝送する周波数が低いと寸法が大きくなると言ったデメリットがある。

200MHz を導波管で伝送すると、その断面寸法は 1 m を軽く越えてしまい、大きく取り扱いが難しくなる。従って、200 MHz の伝送ラインは同軸管で検討する事にする。

(1) 同軸管の電力容量

同軸管の伝送電力は、周波数に比例して増加する抵抗損による内部導体の温度上昇、あるいは周波数に依存しない導体間の放電で制限されてしまう。放電耐圧は進行波だけでなく、

反射波を考慮して設計する。全反射時 ($VSWR=\infty$) の電圧は、進行波の 4MW 分に相当する。 50Ω の同軸管 : WX-203 を用いた場合、全反射時の電界強度は 3.8 kV/cm となり、特に SF6 ガスなどを充填する必要は無いと判断できる。よってここでは発熱の問題を検討する事にする。

(2) 発熱量

伝送線の電力損失には抵抗損と誘電体損失があるが同軸管の場合、殆どが中空であり内導体をサポートするための誘電体による誘電損失は殆ど問題にならない。同軸管を WX-203D で構成すると 1000kW のパワーを伝送した場合 1m当たり 220W のロスがあり、自然空冷の場合、内導体、外導体の温度はそれぞれ 440°C 、 107°C になることが見込まれる。従って、同軸管の内導体を水冷し、外導体を強制空冷する必要がある。

(3) 同軸管長さ

加速タンクで放電が発生したとき、加速タンクとのインピーダンスマッチングがとれなくなりパワーは全反射となる。この時同軸管の長さとアンプの出力キャビティのショート板位置によっては、真空管のアノード部に非常に高い電圧が発生し、真空管内でのアーク放電を誘起する。この様なことを避けるために一般的にはアンプと加速空腔との間にサーキュレータを入れ反射電力がアンプに戻らない様にしている。しかし R & D での実績から、同軸管の長さを、 $1/8\lambda$ 、 $3/8\lambda$ 、 $5/8\lambda$ 等の $1/8\lambda$ の奇数倍にすれば反射パワーは真空管の出力を抑える様に働く事が分かっているので実機でもこの方法を採用しサーキュレータは省くこととする。

(4) 電力の分配

同軸管の伝送電力を 1MW として検討を進めているが、伝送ラインと加速空腔との整合をとるカプラの限界が CW 運転で数百 (~ 200) kW と言われている。そこで伝送ラインで電力を 2 ないし 4 分配する必要がある。分配合成回路としてはマジック T、ラットレス回路等が有名であるがこれらは導波管の回路である。同軸管（ケーブル）の分配合成回路としては 3dB カプラ、ブリッジダイプレクサ、ウィルキンソン法、等があるがどれも大電力には不向きに思われる。構造が複雑な上に内導体を水冷する事を考えると同軸型の電力分配器は大変なものになると予想される。今後継続して検討する必要がある。

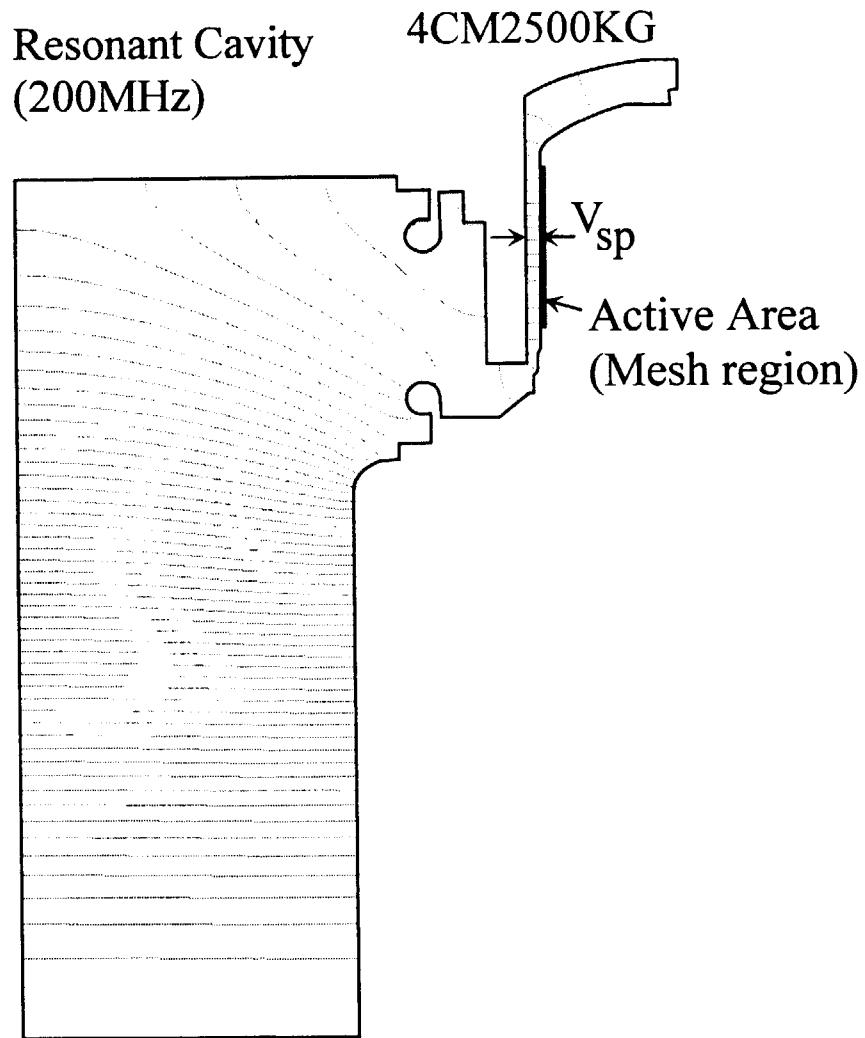


図 3.1 シミュレーションコード SUPER-FISH の出力ファイル
四極管と出力空洞で200MHz共振空洞をつくり、
四極管アクティブエリアでの損失を評価する

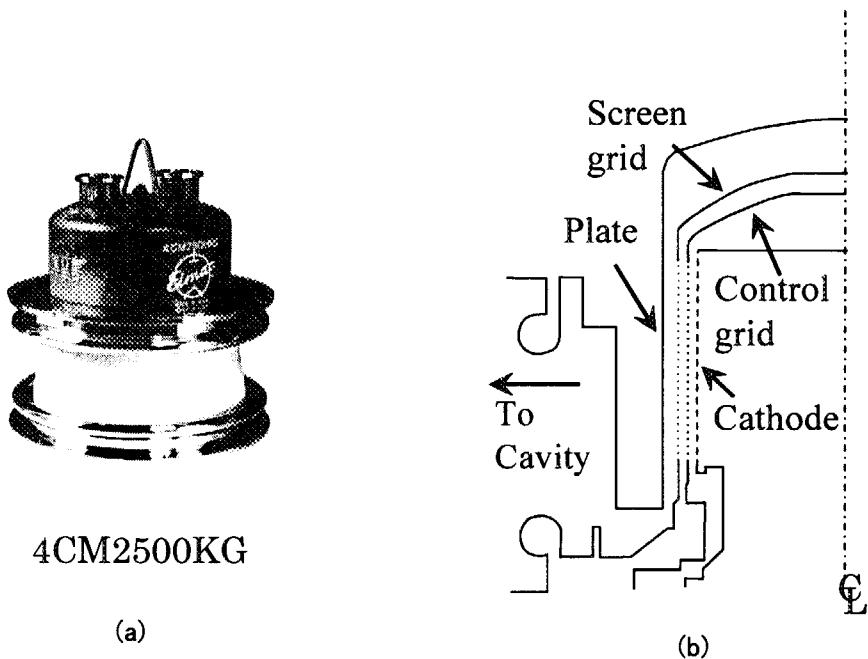


図 3.2 4CM2500KG の概要
(a) 4CM2500KG 外観 (b) 管内の構造

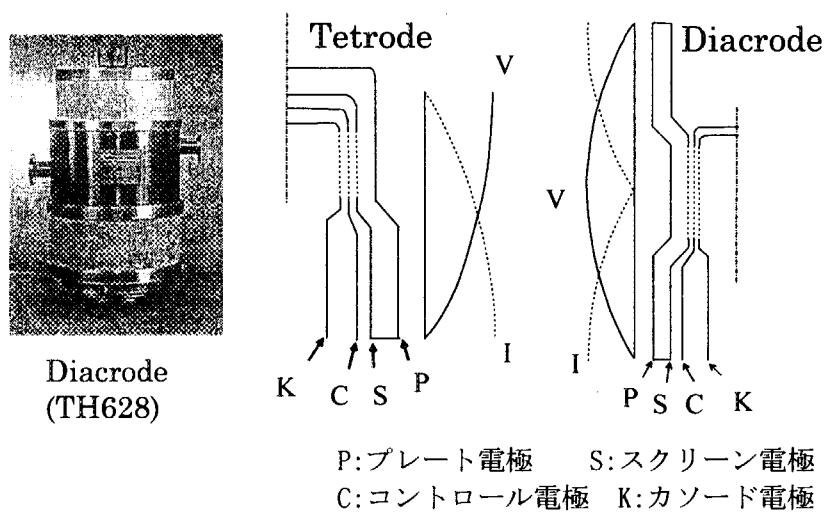


図 3.3 TH628 の概要
(b) 管内の電圧(V)・電流(I)分布の比較

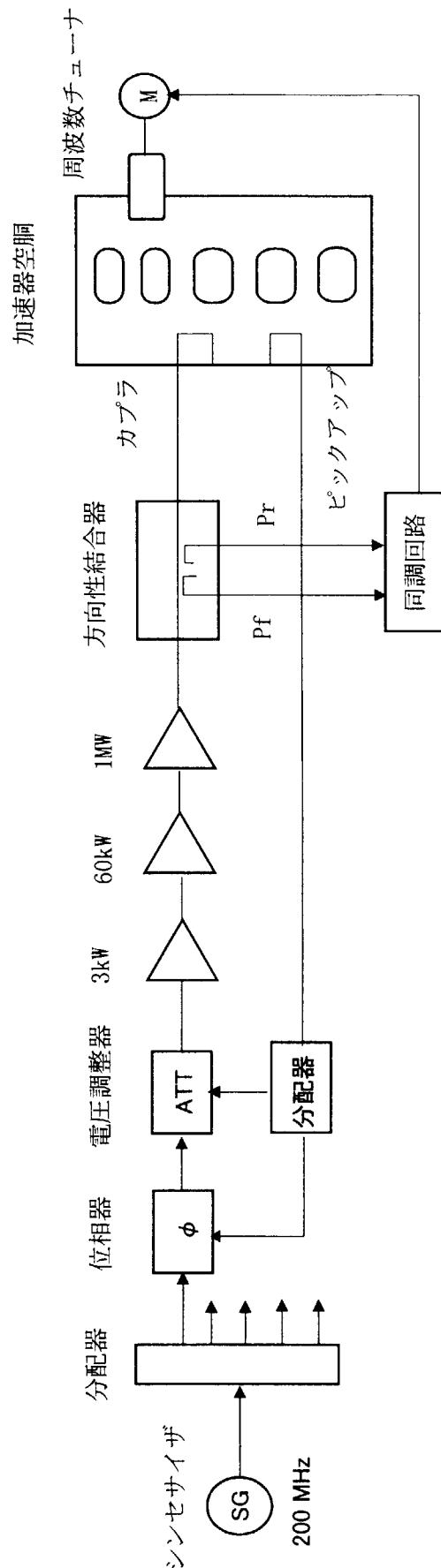


図 3.4 低エネルギー加速部のRFシステムブロック図

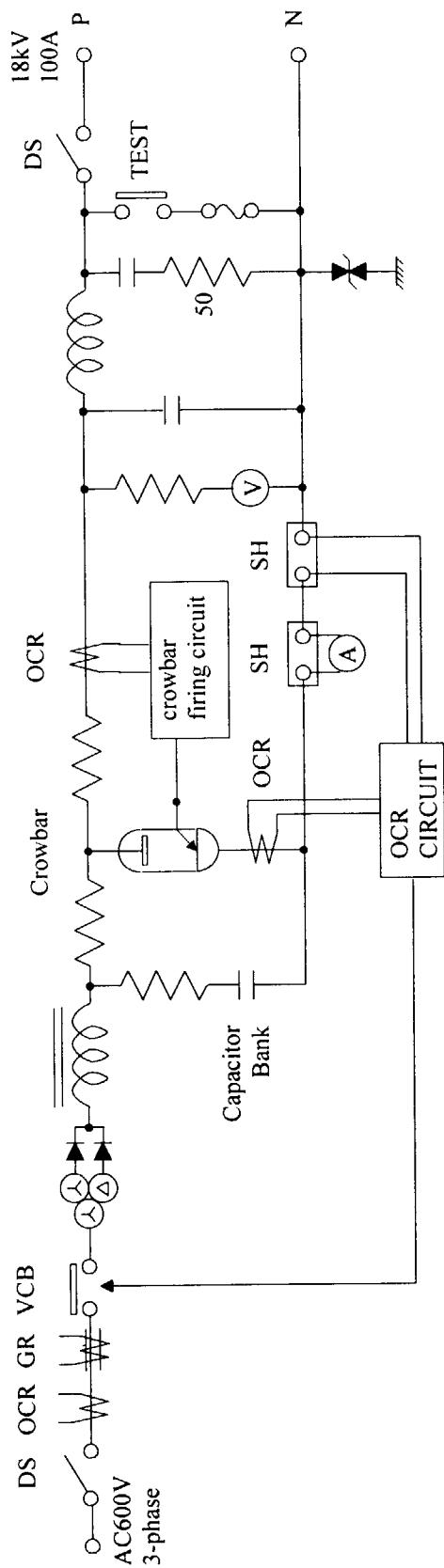


図3.5 代表的なブレート電源構成図

4. 高エネルギー加速部の RF システム

4. 1 システムに要求される仕様

高エネルギー加速部の RF システムは、5 連セルで構成された 284 個の空洞から成る超伝導 (SC) リニアックを駆動する。超伝導空洞は、加速する粒子のエネルギーの違いから 8 つの異なる形状に分けられている。この同じ形状で構成されている加速空洞のまとまりを β セクションと呼ぶ。図 4.1 は、各セクションごとのエネルギー、加速器長、空洞数を示す。加速周波数は、600 MHz で平均同期位相は -30 度である。600 MHz 以外に 700 MHz が加速周波数として考えられているが、基本的に 600 MHz システムと変わりがないためここでは検討しない。表 4.1 に再度、NSP で示されている運転モードの基本仕様を示す。運転モードは、パルスと連続 (CW) モードがあり、モードによりビーム電流やパルス長が異なる。超伝導空洞は壁損

表 4.1 NSP リニアックの運転モード仕様

運転モード	加速粒子	ビーム電流 (mA)		デューティ	ビーム電力 (MW)
		ピーク値	平均値		
1 期 Pulse	H ⁻	16.7	10	2 ms/20 ms	1.5
2 期 Pulse	H ⁻	30	18	3.7 ms/20 ms	5
	H ⁻ + H ⁺	30 + 30	18 + 18	5.9 ms/20 ms	8
2 期 CW	H ⁺	-	5.33	-	8

失が殆どないため、要求される RF 電力は運転モードにより大きく変化する。1 期では、低電流低デュティで運転を行い、徐々に出力を上げ 2 期へのアップグレードにより定格 8 MW のビーム加速を行う。

NSP リニアックは大電流ビームを高デュティーで加速するため、ビームスピルは、より一層の低減が求められている。このため、空洞内電場に求められる安定度は厳しく、振幅で +/- 0.5 %、位相で +/- 1 度以内である。

図 4.2 は、運転モードに対する各空洞ビームローディングを示す。加速電圧が低エネルギー空洞から高エネルギー空洞にわたって増加するためビームローディングは、リニアックの両端の空洞で 6.6 倍異なる。また、ビームローディングは運転モードによっても大きく異なり、2 期パルスマードと CW モード間では必要とする電力が各空洞で 3.4 倍異なる。従って、1 つの RF システムで CW 運転時の低出力からパルスマートの高出力まで効率よく RF を発生する必要がある。表 4.2 は各セクションごとの空洞 RF パラメータを記す。カプラーの結合度や空洞の共振周波数は、ビームローディングに対し最適化を行うものとする。このため、空洞のバンド幅やフィーリングタイムなどの RF 特性は、各運転モードごとに異なる。

2 期運転において、CW モードとパルスマードとを数ヶ月のオーダーで繰り返し切り替えるためカプラーや空洞チューナー、電源などは円滑にモード切り替えに対応するのもとし、また、1 期から 2 期へのアップグレード方法にも経済的に対応するものとする。

表 4.2 各セクションごとの空洞RFパラメータ

Section /Beta	cavity no	E0 (MV/m)	TTF	Z/Q (ohm/m)	Q0	Vacc (MV)	Rth (ohm/cav)	Pwall (W)	Energy MeV	proton velocity	1st Pulse	2nd pulse	Beam Load (W)
0.453	1	4.56	0.524	251	8.31E+09	1.33	3.20E+11	5.54	101.2	0.4300	1.15E+04	2.07E+04	6.14E+03
0.499	20	4.46	0.646	251	8.31E+09	1.61	4.86E+11	5.31	125.6	0.4711	1.39E+04	2.50E+04	7.42E+03
0.549	21	5.29	0.544	315	9.16E+09	1.77	5.24E+11	5.96	127.1	0.4734	1.53E+04	2.75E+04	8.15E+03
0.604	40	5.19	0.663	315	9.16E+09	2.11	7.79E+11	5.73	159.4	0.5187	1.83E+04	3.30E+04	9.76E+03
0.665	41	6.10	0.565	386	1.01E+10	2.33	8.37E+11	6.47	161.4	0.5213	2.02E+04	3.63E+04	1.07E+04
0.732	60	6.00	0.677	386	1.01E+10	2.75	1.20E+12	6.26	203.7	0.5697	2.38E+04	4.28E+04	1.27E+04
0.805	61	6.96	0.580	460	1.11E+10	3.01	1.28E+12	7.08	206.3	0.5724	2.61E+04	4.69E+04	1.39E+04
0.886	84	6.88	0.696	460	1.11E+10	3.57	1.84E+12	6.93	272.8	0.6319	3.10E+04	5.56E+04	1.65E+04
0.189	85	7.86	0.611	540	1.22E+10	3.94	2.01E+12	7.72	276.2	0.6346	3.42E+04	6.14E+04	1.82E+04
0.280	108	7.80	0.706	540	1.22E+10	4.52	2.69E+12	7.59	361.4	0.6917	3.92E+04	7.04E+04	2.08E+04
0.388	140	8.78	0.717	622	1.32E+10	4.93	2.83E+12	8.59	365.7	0.6942	4.28E+04	7.68E+04	2.28E+04
0.488	141	9.86	0.635	703	1.44E+10	6.24	4.07E+12	9.56	516.1	0.7638	5.41E+04	9.72E+04	2.88E+04
0.584	188	9.84	0.728	703	1.44E+10	7.14	5.35E+12	9.52	793.7	0.8403	6.19E+04	1.11E+05	3.29E+04
0.686	189	10.94	0.653	785	1.57E+10	7.83	5.74E+12	10.69	800.5	0.8417	6.80E+04	1.22E+05	3.62E+04
0.784	280	10.93	0.735	785	1.57E+10	8.82	7.29E+12	10.67	1471.8	0.9210	7.65E+04	1.38E+05	4.07E+04
0.884	284	9.43	0.736	785	1.57E+10	7.62	7.30E+12	7.95	1498.2	0.9227	6.61E+04	1.19E+05	3.52E+04

E0: 空洞軸上平均加速電界、TTF: トランジットタイムファクター、Vacc: 空洞加速電圧
Rth: シャントイシピーダンス、Pwall: 空洞壁損失、Proton Velocity: 光速に対する粒子速度比

表 4.2 各セクションごとの空回RFパラメータ(続き)

Section /Beta	Optimum Coupling				Optimum detune (Hz)				Band width (Hz)				Filing time (s)			
	1st Pulse	2nd pulse	2nd CW	1st Pulse	2nd pulse	2nd CW	1st Pulse	2nd pulse	2nd CW	1st Pulse	2nd pulse	2nd CW	1st Pulse	2nd pulse	2nd CW	
1 0.453	2.09E+03	3.75E+03	1.11E+03	43.5	78.1	23.1	151	271	80	2.11E-03	1.18E-03	3.97E-03	3.97E-03	3.97E-03	3.97E-03	
2 0.499	2.63E+03	4.72E+03	1.40E+03	54.7	98.4	29.1	190	341	101	1.68E-03	9.34E-04	3.15E-03	3.15E-03	3.15E-03	3.15E-03	
3 0.549	2.58E+03	4.63E+03	1.37E+03	48.7	87.4	25.9	169	303	90	1.89E-03	1.05E-03	3.55E-03	3.55E-03	3.55E-03	3.55E-03	
4 0.604	3.80E+03	6.83E+03	2.02E+03	65.4	117.5	34.8	227	407	121	1.40E-03	7.82E-04	2.64E-03	2.64E-03	2.64E-03	2.64E-03	
5 0.665	4.43E+03	7.96E+03	2.36E+03	63.0	113.2	33.5	218	392	116	1.46E-03	8.12E-04	2.74E-03	2.74E-03	2.74E-03	2.74E-03	
6 0.732	5.16E+03	9.28E+03	2.75E+03	73.5	132.0	39.1	255	457	135	1.25E-03	6.96E-04	2.35E-03	2.35E-03	2.35E-03	2.35E-03	
7 0.805	4.98E+03	8.95E+03	2.65E+03	65.4	117.5	34.8	227	407	121	1.40E-03	7.82E-04	2.64E-03	2.64E-03	2.64E-03	2.64E-03	
8 0.886	5.82E+03	1.045E+04	3.09E+03	76.4	137.2	40.6	265	475	141	1.20E-03	6.70E-04	2.26E-03	2.26E-03	2.26E-03	2.26E-03	
9 0.968	6.50E+03	1.168E+04	3.46E+03	78.2	140.4	41.6	271	486	144	1.18E-03	6.54E-04	2.21E-03	2.21E-03	2.21E-03	2.21E-03	
10 1.050	7.17E+03	1.289E+04	3.82E+03	79.4	142.6	42.2	275	494	146	1.16E-03	6.44E-04	2.18E-03	2.18E-03	2.18E-03	2.18E-03	
11 1.133	8.32E+03	1.494E+04	4.43E+03	92.1	165.4	49.0	319	573	170	9.98E-04	5.56E-04	1.88E-03	1.88E-03	1.88E-03	1.88E-03	

主增幅管や直流電源方式の選定は、RF システムの建設コストのみならず建屋を含む全加速器の建設コストに大きな影響を及ぼす。また稼働率などの信頼性を決定する重大な要因になる。所定の稼働率(200 日/年)を達成するために、信頼性・保守性を考慮し、経済的なシステムを建設する。

4. 2 RF コントロール

4. 2. 1 運転パターン

RF 源での電力損失と空洞での壁損失を低減するために、パルス運転モードでは、空洞はパルス励振される。図 4.3 の上段は、2 期パルスモードの正負イオン同時加速での RF 運転パターンを示す(図中ではビームローディングによるデチューニングは考慮していない)。 I_B は平均ビーム電流でピーク値に中間デューティを掛けたものである。入射 RF 電力(P_f) はビーム到達前に印加し、空洞に所定の加速電圧(V_{acc}) を立ち上げる。この立ち上がり時間(t_r) は、空洞のフィリングタイムと入射 RF 電力(振幅・位相)に依存する。加速電圧立ち上げ時でのフィリングタイムは、1 期パルスモードの低エネルギー端空洞で 2.1 ms、高エネルギー端空洞で 1.2 ms、2 期パルスモードでは 1.2 から 0.6 ms まで異なる。SC リニアック全体にわたってフィリングタイムが異なるため、RF 投入タイミングを各空洞ごとに調整する必要がある。

負イオン(H^-) と正イオン(H^+) パルス間の時間(t_w) は、位相などを調整するための時間であり、空洞のフィリングタイム程度必要である。この間、 V_{acc} を維持するために必要な電力は、空洞が位相で -30 度分デチューニングされていると定常状態でビーム加速時の P_f の 1/3 倍である。

2 期 CW 運転の場合、空洞は CW 励振される(図 4.2 下段)。このため、 V_{acc} は一定であり、電場の立ち上げ、立ち下げ時のローレンツ力による空洞の変動がない。しかしながら、常に電圧が印加されているため空洞の平均壁損失はパルス運転の 2~3 倍となる。

4. 2. 2 ビームローディング

SC リニアックでは、 P_f を最小化するため空洞と導波管の結合度を各運転モードのビーム電流に対して最適化する。式(4.1) は、整合結合度(β_{opt}) の関係式を示す⁵⁾。

$$\beta_{opt} = 1 + \frac{P_B}{P_{loss}} = 1 + \frac{R_a I_B \cos \phi_s}{V_{acc}} . \quad (4.1)$$

ここで、 P_B はビームローディング、 P_{loss} は空洞の壁損失、 R_a は空洞のシャントインピーダンス、 ϕ_s は平均同期位相である。図 4.4 (a) は、各モードでの β_{opt} を示す。超伝導空洞では P_B に対し P_{loss} が少ないため、結合度が運転モードごとに大きく変わり、したがって空洞の負荷 Q 値やバンド幅も運転モードごとに異り、2 期パルス運転と CW 運転とではそれぞれ 3.4 倍異なる。

ビームローディングの低い CW 運転では、 β_{opt} が低くなるため負荷 Q 値 ($Q_L = Q_0 / \beta$) が高くなる。このためバンド幅が狭く、低エネルギー端の空洞で 151 Hz になる。後節で記述するローレンツ力やマイクロフォニックによる空洞のデチューニングの影響を考慮するとバンド幅は余り小さくできず、1 mA 運転などの更に低い電流でビームを加速する場合、結合度を最適化することができず、不整合状態で運転を行う可能性がある。

空洞の共振周波数 (f_C) もまた、入射 RF 電力を最小化するためチューニングされる。式 (4.2) は、最適化のための条件式である。

$$\tan \psi_{\text{opt}} = \frac{f_C - f_{\text{rf}}}{f_C} \cdot \frac{2Q_0}{1 + \beta_{\text{opt}}} = - \frac{R_a I_B}{(1 + \beta_{\text{opt}}) V_{\text{acc}}} \sin \phi_s . \quad (4.2)$$

ここで、 f_{rf} は加速周波数、 Q_0 は無負荷時の空洞の Q 値である。 Ψ_{opt} は、最適時で $\Psi_{\text{opt}} = -\phi_s$ となり、上式より空洞のデチューニング量 ($\delta f_B = f_C - f_{\text{rf}}$ 、 $f_C \approx f_{\text{rf}}$) は、

$$\frac{\delta f_B}{f_{\text{rf}}} = - \frac{I_B}{2V_{\text{acc}}} (R_a / Q_0) \sin \phi_s , \quad (4.3)$$

となる。図 4.4 (b) は、各運転モードごとの δf_B を示す。デチューニング量もまた運転モードにより異なり、従ってモード切り替え時には、カプラーと空洞それぞれのチューニングを行なう。

4. 2. 3 チューニングエラー

結合度や空洞共振周波数にチューニングエラーが生じると V_{acc} を励振するのにより大きな RF 電力が必要となる。従って、これらのエラーをコントロールするために RF 源は定常状態で最大出力で動作させず、出力にある程度の電力マージンをもって動作させる。制御の観点から見ると、RF マージンを多くとるとチューニングエラーの許容範囲が広くなるが、コストの観点から考えると、增幅管・直流電源の大容量化、電力効率の低下を招き好ましくない。本節では、チューニングエラーに対し V_{acc} を維持するのに必要な P_f の増加量を導出した。ここでは、超伝導空洞を対象とし結合度が十分大きい ($\beta + 1 \approx \beta$) として計算を行った。定常状態において、 V_{acc} を励振するのに必要な P_f は、解析的に次式から求められる。

$$P_f = \frac{\beta V_{\text{acc}}^2}{4R_a} \cdot \left\{ (1 - \tan \psi_B / \tan \phi_s)^2 + (\tan \psi_C - \tan \psi_B)^2 \right\} \quad (4.4)$$

ここで、 Ψ_B はビームローディングによるデチューニング角、 Ψ_C は空洞デチューニング角とし、それぞれ、

$$\tan \psi_B = - \frac{R_a I_B}{\beta V_{\text{acc}}} \sin \phi_s , \quad (4.5)$$

$$\tan \psi_C = \frac{f_C - f_{\text{rf}}}{f_C} \cdot \frac{2Q_0}{\beta} , \quad (4.6)$$

で定義する。

以下に空洞共振周波数チューニングにエラーが生じた場合、カプラーの結合度にエラーが

生じた場合、およびビーム電流が設定値からずれた場合に必要な RF 電力の増加量を評価する。

(1) 空洞チューニングエラーの影響

空洞のチューニングにおいて、 $\Psi_c = \Psi_B$ となるよう f_c をチューニングするととると P_f が最小になるが、空洞にチューニングエラーが生じ最適値からずれると、 V_{acc} を維持するのに必要な RF 電力は増加する。式 (4.7) は、 Ψ_c が変化したとき、 V_{acc} を維持するのに必要な P_f の電力増加比を表わす。

$$\frac{P_f(\Psi_c)}{P_{fopt}} = 1 + \frac{(\tan \Psi_c - \tan \Psi_{Bopt})^2}{4}, \quad (4.7)$$

図 4.5 は、 $\phi_s = -30$ 度、 $\Psi_B = 30$ 度での Ψ_c に対する電力の増加比を示す。図より Ψ_c が最適値 ($\Psi_{copt} = 30^\circ = -\phi_s$) より大きくなると、急激に電力比が増加する事が分かる。例として、 ± 30 °の空洞チューニングエラーを考えると、 -30° ($\Psi_c = 0$ deg.) で 8% の増加比に対し、 $+30^\circ$ ($\Psi_c = 60$ deg) で 33% の増加する。

ローレンツ力によるデチューニングは、空洞の共振周波数が減少する方向に発生するので、プリチューニングにおいて空洞の位相を 30 度以上 ($\Psi_c > \Psi_B$) に設定にしなければならない (4.2.4 節参照)。したがってパルス励振を行なう場合、ローレンツ力によるデチューニング量が大きく Ψ_c が 90° 近くなると空洞に RF が入りにくくなる。よって、ローレンツ力によるデチューン量を 60° 以内にしなければならない。また、 Ψ_c が 90° より僅かに低い場合、規定の V_{acc} まで電場が立ち上がるのに長時間をする。

(2) カップリングエラーの影響

カプラーの結合定数にチューニングエラーが生じると V_{acc} を維持するのにより大きな P_f が必要となる。いま、式 (4.5)、(4.6) に注目すると、 Ψ_B および Ψ_c は、 β が変化しても同じだけ変化するので式 (4.4) の {} 内の第 2 項目はゼロになる。したがって β が β_{opt} から k 倍されたときの P_f は、式 (4.4) から、式 (4.1)、(4.5) を用いて

$$\begin{aligned} P_f(\beta') &= \frac{\beta' V_{acc}^2}{4R_a} \cdot (1 - \tan \Psi_B / \tan \phi_s)^2 = \frac{\beta' V_{acc}^2}{4R_a} \cdot \left(1 + \frac{R_a I_B}{\beta' V_{acc}} \cos \phi_s\right)^2 \\ &= \frac{k\beta_{opt} V_{acc}^2}{4R_a} \cdot \left(1 + \frac{\beta_{opt}}{k\beta_{opt}}\right)^2, \quad (\because \beta_{opt} \gg 1) \end{aligned} \quad (4.8)$$

で表わされる。よって P_f の増加比は、

$$\frac{P_f(\beta')}{P_f(\beta_{opt})} = \frac{P_f(k \cdot \beta_{opt})}{P_f(\beta_{opt})} = \frac{(k+1)^2}{4k} \quad (4.9)$$

となる。図 4.6 は、 β を β_{opt} で規格化したときの P_f の増加比を示す。密結合、疎結合とも電

力比が増加し、疎結合では、電力は急激に増加する。+/-30%のチューニングエラーに対して、疎結合 ($k=0.7$) で 3.2%、密結合 ($k=1.3$) で 1.7%、 P_f が増加する。

固定カプラーを採用すると、パルスと CW モードで β が 3.37 倍異なるので、パルスマードに対し結合度を最適化すると、CW モードでは $k=3.37$ となり最適値の 1.42 倍の電力が必要となる。AC 電力の観点から考えると、固定カプラーは AC 電力量が多くなり望ましくない。

(3) ビーム電流エラーの影響

ビーム電流がチューニングに対する設定値から j 倍となったとき、 V_{acc} を維持するのに必要な P_f は、次式から得られる。

$$\frac{P_f(I_B')}{P_f(I_B)} = \frac{P_f(j \cdot I_B)}{P_f(I_B)} = \frac{1}{4} \left\{ (1+j)^2 + \tan^2 \phi_s \cdot (1-j)^2 \right\} \quad (4.10)$$

図 4.7 は、 $\phi_s=-30^\circ$ での増加比を示す。原点 ($j=1$) 付近では、 $P_f / P_{opt}=j$ となり電流の変化率と同じだけ電力比が変化する。無負荷 ($j=0$) の場合、 V_{acc} を維持するのに 1/3 倍の電力が必要なことが分かる。

4. 2. 4 ローレンツ力の影響

SC リニアックに用いられる超伝導空洞は、電子加速用超伝導空洞と比較して形状が偏平であり、変形しやすい。したがって、空洞内に RF を印加するとその電磁場によるローレンツ力により空洞が変形し、共振周波数がずれる。この影響は、低エネルギー部の空洞で顕著になる。空洞の共振周波数が加速周波数からずれると反射が生じ、加速電圧を維持するのにより大きな電力を必要とする。ローレンツ力による共振周波数の変動は次式により表記され、その時間的变化は空洞の機械的変形の応答時間 (τ_m) に依存し、ずれ量 (δf_L) はデチューニング定数 K (単位 : Hz/(MV/m)²) と空洞の加速電界 (E_{acc}) に依存する。

$$\frac{d\delta f_L}{dt} = -\frac{1}{\tau_m} \cdot \delta f_L + \frac{1}{\tau_m} \cdot K \cdot E_{acc}^2. \quad (4.11)$$

τ_m は、RF 制御を行う上で重要であり、シミュレーション解析により、数十 μs ～数 ms であると見積もられている。 τ_m が ms オーダーとなるとビーム加速時に空洞が変形し続けることになり、入射 RF 電力をビーム加速時に変化させなければならず RF 制御が困難になると予想される。

空洞を CW 励振する場合、電圧を立ち上げた後、空洞のローレンツ力による変形をチューナーにより復元する。このチューニングにより、空洞の共振周波数は、加速周波数からビームローディングのためのデチューンを考慮した周波数 ($f_r + \delta f_B$) になる。あるいは、あらかじめチューナによりローレンツ力によるデチューニング分空洞の共振周波数をずらしてから RF 電力を供給する方法もある (図 4.3 参照)。

空洞をパルス励振する場合、チューナの応答速度をパルスマードのくり返し周期に合わせられないため空洞の共振周波数は、変形した状態で $f_r + \delta f_B$ となるようにオフセットをかけな

ければならない。ローレンツ力によるデチューンは、共振周波数が減少する方向で発生するので、電場が立ち上がる前の空洞の共振周波数は $f_{rf} + \delta f_B + \delta f_L$ となる(図 4.3)。デチューニングした空洞の共振周波数がそのバンド帯より大きくなると空洞内にRFが入りにくくなり、電場の立ち上がりが悪くなるため、 δf_L は空洞共振位相で+60 度以内にしなければならない。

4. 2. 5 マイクロフォニック

マイクロフォニックにより空洞が振動すると空洞共振周波数が変動する。このため空洞位相 (Ψ_c) にチューニングエラーが生じ、RF 電力が反射され空洞電圧が低下する。この影響はバンド幅の狭い Q_L の高い空洞で顕著である。SC リニアックにおいて Q_L が最も高い空洞は、2 期 CW 運転モードでの低エネルギー端空洞 (#1) であり Q_L は、 7.5×10^6 におよぶ。図 4.8 は、定常状態における空洞 #1 の共振周波数エラーに対する振幅エラーおよび V_{acc} を規定値に維持するために必要な電力増加比を表わす。+/-6Hz の共振エラーで、 V_{acc} は 0.5 %程度低下する。空洞は、各運転モードのビームローディングに対してデチューニングを行うため、強固な構造にできず、シングルセル ($\beta=0.5$) を用いた空洞実験では、電場の立ち上げ立ち下げ時に数百 Hz の周波数変化が観測されている。従って、RF フィードバック制御により規定の安定度 (+/-0.5%以内) に電場を保たなければならない。

RF フィードバック制御において Ψ_c のエラーが数度程度であればそれほど多くの RF マージンを必要としないが、 Ψ_c が 90 度近くまで変化すると多くの RF 電力が必要となる。また、振動周期がフィーリングタイムと比較して十分速い場合、空洞の電場はこの変動に応答できず速い空洞電場振動が起こらないが、フィーリングタイム程度以下(数 ms) となると、振動周期に応答して電圧が振動する。RF マージンや、フィードバックループのゲイン・応答速度を決定するために、空洞の周波数変化の範囲や、振動周期など空洞の数値モデル化が必要である。

4. 3 ローレベル制御

空洞の共振周波数調整、空洞へのRFの投入タイミング、ビームローディング、外部擾乱等による加速空洞内のRFの変動を押さえるためには、RF 制御を行なう必要がある。制御の内容は以下に大別される。

- ① 加速空洞の周波数チューニング制御
- ② 加速空洞の電圧、位相制御
- ③ 加速空洞および大電力 RF 系の保護

これらの中で、①は遅い制御でよいが、②③は早い制御を行なう必要がある。

4. 3. 1 空洞の共振周波数チューニング制御

空洞に RF を供給したとき、ローレンツ力による空洞の変形によって共振周波数にずれが発生する。また、ビームローディングに対し RF 電力を最小化するために共振周波数をずら

しておく必要がある。空腔チューニング制御は、ローレンツ力およびビームローディングによる周波数の影響を考慮し、空腔を所定の周波数だけデチューニングし、その共振周波数を制御するものである。これによりビーム加速時には、RF 源からみて空腔はチューニングされた状態となる。そして、RF 入力時およびビーム入射時の擾乱に対する速い空腔チューニング制御は行なわないものとし、RF 以外の緩やかな外乱要因によって変化する空腔の共振周波数は、所定の周波数にチューニングするものとする。

運転中の空腔のチューニングは、基準 RF（または空腔への入力 RF）と空腔内の RF の位相を比較し、位相差が常に一定になるように空腔をチューニングする。ここでは空腔が機械的に共振しない程度の緩やかな制御を行なう。図 4.9 にブロック図を示す。

4. 3. 2 加速空腔の電圧・位相制御

1) フィードフォワード制御

空腔に RF を供給したときのローレンツ力、およびビームローディングによる共振周波数のずれの影響に対しては、あらかじめ決められた所定の振幅・移相および時定数に応じ、フィードフォワードで制御を行う。

2) 主増幅管 RF 出力電力、位相のフィードバック制御

パルス運転モードにおいて直流電源は、長パルスにわたり大電流を主増幅管に供給しなければならない。しかしながらパルス毎の安定度、およびパルス内電圧変動（ザク）の要求値を高く設定すると製作コストが高く、規模も大きくなる。このため直流電源の安定度を低く設定し、ローレベル制御で RF 出力を補償する。図 4.10 は、フィードバック制御のブロック図を示す。基準 RF（または増幅管への入力 RF）と増幅管 RF 電力・位相を比較して入力 RF にフィードバックをかける。反射波による影響を避けるために、増幅管とサーチュレータの間に設けた方向性結合器から取り出した RF と基準 RF の信号とを比較して、常に一定の出力になるよう入力ラインにフィードバックをかける。

3) ビームローディング時の空腔内 RF 電圧・位相制御

空腔内の加速電界は、増幅管から供給された RF が作る電界と、ビームが誘起する電界の合成となる。この加速電界はバンチビームに対し一定の位相関係を保つ必要がある。したがって図 4.11 に示すように、空腔内の RF をピックアップし、その RF の電力と位相を基準 RF と比較し常に一定の関係を保つようにフィードバック制御する必要がある。1 台の増幅管で複数の空腔を駆動する場合、各空腔のピックアップ信号をベクトル合成し、基準 RF の位相とロックするようフィードバックを掛ける。

しかし、パルス運転においては次のような問題点が考えられる。

- ① パルスビームローディングの過渡時定数に対し早いフィードバックしなければならないので、電圧フィードバック、位相フィードバックの負担が重くなる。
- ② 電圧フィードバックと位相フィードバック間のクロストークが生じ、制御特性が悪くな

る。

- ③マイクロフォニックの振動周期が比較的早いときは、空洞内の電圧、位相も早い周期で振動し、上記クロストーク等のため、制御特性が悪くなる。

4. 3. 3 加速空洞および大電力RF系の保護

構成機器に何らかの異常が起こったとき、ローレベルRF系を遮断することにより、加速空洞および大電力RF系を保護する。RFの停止は、クライストロンの入力ラインに設けたRFスイッチにより行なう。異常の原因として以下の要因が考えられる。

- ①導波管系でのRFの異常反射
- ②導波管系での放電
- ③陽子ビームの異常停止
- ④真空度異常
- ⑤冷凍機等の異常
- ⑥利用系からの異常停止

4. 3. 4 基準信号の伝送

SCリニアックの長さは約700mあるため、環境温度変化に影響されない高安定伝送系を実現する必要がある。従来使用されていた位相安定化SF同軸ケーブルは生産中止となっているので、位相安定化(伝播時間安定化)光ファイバを使用する。それに伴い周波数帯域1GHz以上の電気／光(E/O)、光／電気(O/E)変換器を使用する。

4. 3. 5 技術課題

空洞内の電界強度(+/-0.5%)および位相の安定度(+/-1度)に対する要求が厳しいこと、および空洞の機械的特性が明確でないため、モデル空洞を用いRF制御のR&Dを行なう必要があると考えられる。

今後重要な検討内容を以下に記述する。

- ①ローレンツ力およびビームローディングによる位相のずれを補正するために行なうフィードフォワード制御の性能の確認。
- ②ビームローディングを補正するための、フィードバック制御の性能確認。
- ③マイクロフォニックに対する制御をどのようにしたら可能かの検証。

4. 4 システム検討

4. 4. 1 概要

本節では、超伝導加速器部の RF システムについて記述する。RF システムは、直流電源、増幅管、伝送線路およびローレベル制御系で構成される。図 4.12 に全体配置図を、図 4.13 に加速器建屋の断面図を示す。本システムでは、主増幅管としてモジュレーティングアノード方式のクライストロンを用い、1 台のクライストロンにより 4 空洞を励振する。CW 運転およびパルス運転を同一モジュールで行なうため、パルス出力には、アノード電圧のスイッチングにより対応する。また、クライストロンの電源条件(電圧、電流、パルス幅)が、運転モードごとに、また各クライストロンごとに異なるため出力の可変範囲の広い電源を使用する。伝送系は導波管、分波器(パワーデバイダーまたはマジックティー)、位相器、方向性結合器およびサーキュレータから構築される。4.4.2 節では、クライストロンを用いたときの RF システムの動作効率や供給電力量について記述する。4.4.3 節では、クライストロン電源の幾つかの方法を紹介し、SC リニアックの電源として用いる場合の問題点などを記述する。4.4.4 節では、それぞれ伝送系の構成や損失について、また、4.4.5 節では、クライストロンに替る有力な増幅管の候補である IOT について述べ、4.4.6 節では、今後行なうべき検討課題について記述する。

4. 4. 2 クライストロン

(1) クライストロン

クライストロンの台数は、1 台あたり 4 空洞に RF を供給するので、71 台必要となる。クライストロンの最大出力は、ビームローディングに RF マージンと伝送損失を考慮して、900 kW 程度必要である。TRISTAN、SPring-8において、UHF 帯(508MHz)で、高出力(1MW)、長パルス(CW)運転の実績があるため、最大出力に関してクライストロンを増幅管として用いるのに問題はないと考えられる。

本 RF システムでは、空洞のビームローディングに応じて RF 分配数を変えないため、低エネルギー空洞と高エネルギー空洞とでは要求される RF 電力が 6.6 倍異なる(図 4.2)。このため、定格出力の異なる何種類かの管を使用する。ビームローディングに応じて多種類の管を使用すると効率のよいシステムが構築できるが、管種が増えるためメンテナンスが煩雑となる。本検討では、高出力管(定格 1000 kW)と低出力管(最大 400 kW)の 2 管種の使用を想定している。

クライストロンは、パルス幅で 2 ms(50Hz 繰り返し)から CW、電力比で 5 倍以上もの差がある出力を各運転モードに応じて発生しなければならない。クライストロン設計において、両運転モードとも、効率を最適化することは極めて困難である。ここでは、高出力パルスモードで最適化された管で評価を行なった。したがって、低出力 CW モードでは、動作効率はパルスモードよりもかなり低くなる。

本概念設計では、低出力動作時の効率低下を防ぐため、パービアンスを下げて運転を行な

うものとする。したがって、カソード(ビーム)電圧、アノード電圧は出力に応じて最適化を行い、飽和出力を動作出力の規定倍(ここでは、1.25倍)に設定する。このため、カソード・アノード電圧はクライストロン毎に異なる。図4.14中の点は、508MHz、1MWクライストロン(E3732、東芝製)の飽和出力一効率特性の実験値を示す。高出力クライストロンの動作領域は、120kW(2期CWモード)から720kW(2期パルスモード)であり、この時の飽和効率は、35%から65%となる。飽和出力に対するカソード電圧・アノード電圧を図4.15に示す。高出力管を駆動する直流電源の電圧範囲はカソード電圧で80-55kV、アノード電圧で30-20kVである。

概念設計では検討しなかったが、低出力時での効率低下を防ぐ方法として、クライストロン出力空腔のQ値の最適化がある。これは、低出力動作時に出力窓から負荷側の導波管内にアイリス等を取り付け反射波を起こし、実効的なQ値を上げることにより達成される。効率の改善量、アイリスの位置や形状、熱や耐電圧等の問題は、シミュレーションや実証実験により確かめていく必要がある。

(2) システムの効率と電力

クライストロンは、RF制御のため出力に余裕を持たせて運転を行う。制御のためどの程度マージンが必要なのかは、更に検討が必要であるが、本検討では飽和出力の80%の出力(RFマージン15%+伝送損失5%)で運転することを想定する。この時の動作効率は、飽和状態より減少し、例えば飽和効率60%の管を飽和出力の80%で動作する、動作効率は48%となる。

クライストロンやRF分配数を運転モード毎に入れ替えない想定のもとでは、管種は最も負荷の大きい2期パルス(30mA)モードで決定され、その配列はRF電力がそのクライストロンの最大出力を超えないように配置される。飽和出力の80%で運転することとした今回の検討では、低エネルギー端の1台目から27台目までが定格400kWのクライストロンを使用し26台目から71台目までが定格1MWのクライストロンを使用する。

ヒーター電力や収束コイルに供給される電力と比較して、カソードへの電力が供給電力の

表4.3 SCリニアックRF源のシステム効率と電力

運転モード	1期 パルス	2期 パルス	パルス ^{*1)}	CW
ビームパルス幅(ms)	2	3.7	5.9	—
ピークRF電力(MW)	14		25	7.5
平均クライストロン効率(%)	41		48	33
ピークDC電力(MW)	34		53	23
平均デューティ ^{*2)} (%)	18	23	38	100
平均DC電力(MW)	5.8	12	20	23
AC電力 ^{*3)} (MW)	7.3	15	25	29

*1) 正負イオン同時加速モード

*2)立上がり時間(=フィーリングタイム)等を含む、

*3) AC-DC変換効率80%

大部分を占めるため、システム効率と電力は RF 出力電力と動作効率より求めた。図 4.16 は各クライストロンに供給されるピーク DC 電力を示す。カソード電源は、パルス動作において 1 台あたり最大 1.1 MW の電力を供給し、また、同じモジュールで CW 運転時に 460 kW の電力を供給する。表 4.3 は、RF システム全体の効率および電力をまとめた。平均 DC 電力は、電場の立ち上がり時間を含むパルスデュティを考慮した値であり、AC 電力は、AC-DC 変換効率を 80 % として計算した。AC 電力量が最も大きいのが CW 運転であり、約 30 MW の AC 電力が必要とされる。

4. 4. 3 クライストロン直流電源

クライストロン電源は、カソード電源、アノード電源、ヒータ電源、集束コイル電源、クライストロン電源制御盤から構成される。パルス運転は、カソード電圧を一定に保ち、アノード電圧をスイッチングすることにより実現する。また、クライストロンの飽和出力が個々のクライストロンごとに、及び運転モードごとに異なるので、カソード電圧、アノード電圧は可変でなければならない。運転時のリップル／安定度については、詳細設計時に回路定数の決定と併せて最適化する必要がある。

(1) カソード電源

大容量カソード電源で複数のクライストロンを駆動すると台数が低減でき、設置面積・コストが低く抑えられる。しかしながら、クライストロン出力が大きくなる高エネルギー側では、アークが発生したとき管を保護するためのクローバ回路の実現が困難となる。また、クライストロンの各出力要求値に対する最適化の自由度も狭まる。1 台の電源により、電力を供給するクライストロンの数は、電源方式や建設コストにより異なるが、本概念設計では 1 台の電源で 1 クライストロンを駆動することとする。

a) AC スイッチ方式

カソード電源は、降圧トランス (Tr_1)、逆並列に接続したサイリスタ（以後 AC スイッチと呼ぶ）、昇圧トランス (Tr_2)、整流器 (Diode)、コンデンサーバンク (C_b) およびクローバ回路から構成される（図 4.17）。カソード電圧は、サイリスタのオンタイミングを制御することにより規定値を得る。AC スイッチは 12 パルス構成としてカソード電圧リップルの系統への高調波流出の低減を図る。

コンデンサーバンクの容量は、サグの設定値と負荷（增幅管）のオンタイムに依存する。最も容量の大きいバンクは、高エネルギー端電源（クライストロン #70、 $V_b=78\text{kV}$ 、 $I_b=14\text{A}$ 出力）であり、正負イオン同時加速運転モード（アノード電源の立ち上がり時間を除くパルス幅で 7.3ms）においてサグを 0.5% 以内に抑えるためには、

$$C_b = \frac{I_b \times 7.3\text{ms}}{V_b \times 0.005} = \frac{14\text{A} \times 7.3\text{ms}}{78\text{kV} \times 0.005} = 260\mu\text{F} \quad (4.12)$$

のバンク容量が必要となる。バンクのおおよその大きさを見積もると、バンクの蓄積エネルギーは、

$$W_b = \frac{1}{2} C_b V_b^2 = 790 \text{ kJ} \quad (4.13)$$

であり、一方、単位体積当たり誘電体に蓄積できるエネルギー (u) は、その誘電体の絶縁耐圧 (E) と誘電率 (ϵ) から、

$$u = \frac{1}{2} \epsilon E^2 [\text{J/m}^3] \quad (4.14)$$

で求められ、誘電体を含浸紙 ($E=15 \text{ MV/m}$ 、 $\epsilon_r=6$) とすると 6 kJ/m^3 、絶縁油 ($E=27 \text{ MV/m}$ 、 $\epsilon_r=2.2$) とすると 7 kJ/m^3 となり、バンクの体積で約 $110 \sim 130 \text{ m}^3$ が導かれる。実際には、絶縁破壊に対する安全率、ブッシング体積も考慮されるので更に大きくなる。バンクは、增幅管近くに設置されるので膨大なバンク容積は建屋建設費に大きな影響を与える。このため、よりエネルギー密度の高いコンデンサバンクの開発が必要となる。

AC スイッチ方式は、サイリスタのオンタイムによりカソード電圧を制御しているので、低電圧動作時 (CW 運転時) では、オンタイムが短くなりリップルが大きくなる可能性がある。リップルが大きくなり、その値が仕様 ($\pm 0.5\%$) より大きくなる場合は、AC スイッチ部の電圧を T_{r1} のタップもしくは IVR などで低下させ、サイリスタオンタイムを長くする必要がある。

クライストロン短絡保護用のクローバ回路は、バンクの容量が大きいため高速で起動しあつ大電流に耐えなければならない。遮断速度、遮断ピーク電流値などはクライストロン保護抵抗を含めて詳細な回路解析より求める必要があるが、管内アーク損失を $20 \sim 30 \text{ J}$ に抑えるのにクローバ回路は、厳しい設計仕様になると予想される。

b) AC スイッチ+四極管制御方式

この方式は、カソード電源に、AC スイッチと昇圧変圧器及び整流器、パソコンを接続し、四極管によりカソード電圧を制御する方式である。図 4.18 に回路構成図を示す。カソードの四極管とアノード電源を協調運転してパルス運転をする。負荷がオンする前のバンク電圧をカソード電圧より高くし 4 極管でレギュレーションを行うことにより、コンデンサー容量を小さくでき、またクローバー回路の要求も軽減される。しかしながら、4 極管での損失が加わること、また、大容量の四極管の寿命が短く、四極管の制御回路が高圧側に浮いているので、そこでの故障 (絶縁不良) が多いなど、効率・信頼性に関して問題がある。

c) インバータ方式

サイリスタ整流器 (Converter)、低圧フィルタ (C_p)、インバータ、高周波トランス (Pulse Tr)、整流器、コンデンサーバンクから構成される。図 4.19 に回路構成図を示す。サイリスタ整流器の位相、インバータのパルス幅によりカソード電圧を制御する。インバータを高周波制御

(20kHz 程度) することによりカソード電圧リップルを低減でき、また高速のフィードバック制御によりバンク容量を数十 nF 程度に低減することができる。このため、クロバー回路の仕様は AC スイッチ方式と比較してかなり軽減される。しかしながら、1MW クラスで高繰り返しのインバータ電源は実績はあまりなく、特に高周波トランジスタは R&D を必要とする。

(2) アノード電源方式比較

アノード電源はクライストロン 1 台につき 1 台必要になる。アノード電源により出力にモジュレーティングをかけるので、立ち上げ、立ち下がり、パルス平坦度・安定度などの電源仕様は厳しくなる。また、アノード電極の過熱を防ぐため、立ち下げ立ち上がり時にアノード電極への電流の吹き込みがないようにする。以下に、アノード電源の電源構成の方式について記述する。

a) 四極管制御方式

カソード電圧の分圧によりアノードに電圧を印加する。図 4.20 に回路構成を示す。アノード電圧立ち上げ時には、四極管 V2 をオンし、V2 の内部抵抗と R1 の分圧比によりアノード電圧を調整する。この時、アノード電圧をモニターし、V2 のグリッド制御により電圧を一定に保つ。電圧立ち下げ時は、V2 をオフにしてアノードの電位をカソード電圧まで下げる。この時、四極管 V1 をオンにすることにより、アノード回路中の浮遊容量を急速に充電し、高速の立ち下がりを実現する。V2 の変わりにゲート操作が容易な半導体スイッチを用いることもできる。立上り、立下りはそれぞれ 1-2 ms 程度が可能で、パルス運転にも容易に対応できるが、四極管の寿命が短いという短所がある。

b) 直流電源+半導体スイッチ方式

外部電源を用いてアノードに電圧を印加する。図 4.21 に回路構成図を示す。電源にはインバータを用い、インバータのターンオンによりアノード電圧の高速立ち上がりを図る。電圧の調整は、レギュレータ及びインバータのオンタイムにより制御を行う。電圧の立ち下げには、インバータをオフにし、半導体スイッチ SW (または四極管) を短絡することで、速い立ち下がりを図る。この電源の特徴として半導体スイッチによる電圧の高速立ち上げ立ち下げが可能で、寿命が長いことであると考えられるが、実証実験が必要である。

4. 4. 4 伝送ライン

伝送ラインには、終段増幅器をドライブするための低電 RF 伝送系と、増幅器の RF 出力電力を空洞に導く大電力 RF 伝送系からなる。ここではクライストロンで発生した RF 電力を 4 空洞に分配するシステムについて記述する。

(1) 低電力 R F 伝送系

RF 低電力伝送系は、低 β 加速部用 RF 源に供給する 200 MHz の基準 RF 信号を 3 週波数倍し、

600 MHz の基準信号を増幅し、個々の RF 源に分配する。分配した 600 MHz 信号は、クライストロンをドライブできる電力まで増幅する。クライストロンをドライブする RF 低電力伝送系の全体構成を図 4.22 に示す。

(2) 大電力 RF 伝送系

RF 大電力伝送系は、600 MHz、最大 900 kW の RF 電力を低損失で無駄なく空洞に伝送する基本目的とともに以下の機能を備えている必要がある。第一に、空洞からの反射電力がクライストロンや他の空洞に影響を及ぼさない機能、または保護機構があること。そのため、クライストロン出力部に大電力サーチュレータを用いるか、又は各空洞入力部に小電力サーチュレータを用いるかの二通りが考えられる。大電力サーチュレータを用いる方がスペースファクタの点で有利である。それに対し、各空洞にサーチュレータ入れる方式は、方向性結合器において空洞からの RF の反射の影響が小さい。どちらが良いかは RF 制御およびコスト比較になると考えられる。

第二に、導波管内での放電等による異常状態を検出し、インターロック制御系へ信号を出力し、RF 源を保護するとともに、その他の機器を保護する。クライストロンの RF 窓、およびサーチュレータ内の放電を検出する放電モニタを備える。また、進行電力、反射電力をモニタできるようにクライストロン出力部と空洞入力部に方向性結合器を設ける。

第三に、ローレベル RF 制御系で使用する RF 信号をピックアップする。クライストロンの出力部と空洞入力部の方向性結合器からの信号をローレベル RF 系にフィードバックする。

大電力サーチュレーター一台を用いた大電力伝送系のブロック構成図を図 4.23 に示す。導波管は WR-1500 より構成され、導波管路長は約 20m であり、この場合線路による 減衰量は約 0.05 [dB] が見積もられる。構成機器のうち、最も損失が大きいのはサーチュレータであり、減衰量は約 0.15 [dB] である。したがって全損失量は 0.2 [dB] となり、伝送電力の 5% が伝送線路で損失される。

パルス運転時での電場の立ち上げ／立ち下げ時、あるいは、チューニングエラーが生じた場合、空洞から反射電力が生じる。特に RF を急激にオフにしたとき、空洞から瞬間に大きな電力が反射される。伝送系の各構成要素はこのときの電圧に耐えなければならない。また、マジックティーを分配器に用いた場合、下流から返ってくる両反射波の位相差によりダミー負荷と上流に逆流する電力比が異なるので、すべての構成要素において考える最も大きな電力に耐えられる設計しなければならない。

4. 5 IOT システム

クライストロンに替る有力な増幅管の候補として IOT (Inductive Output Tube) がある。IOT の構造は図 4.24 に示すように、球形電子銃のカソード、カソードに近接されて設置されたグリッド電極およびアノードの三極管の基本構成に、電子ビームが通過できるようにアノードに穴が設けられ、その先に出力空洞とコレクターが設置される。ドライブ入力は、入力空洞を経てグリッドに印加される。このグリッドは負電位にバイアスされていてドライブ入力が

カットされる部分があり、IOT の最初の部分はクラス B の動作特性を持つ 3 極管の働きをする。ドライブ電圧が高くなると、グリッドより電子ビームが引き出され、カソード-アノード間をドリフトしているうちに、電子ビームはバンチされ、更にアノードの穴を通じて空洞に入り込む。この電子のバンチング現象でクライストロンと同様に出力空洞に高周波電界を誘起して、RF 出力を得ることが出来る。この結果、IOT は、三極管とクライストロンの両方の特性を有しており、その特徴を以下にまとめると、

- ・ ドライブがない時、グリッドが不要な電子ビームを制御するので損失が少ない、
- ・ クラス B で動作する、
- ・ RF の入出力回路 (空洞) が分離でき、取り扱いが容易である、
- ・ 電子ビームの走行距離が短いため、コンパクトである、
- ・ 動作電圧が 30 kV 程度で低い、
- ・ 寿命がクライストロンなみに長い、
- ・ 高出力の動作実績が少なく、最大出力はパルス運転で 150kW、CW 運転で 50kW 程度である、
- ・ ゲインが 20dB 程度で低く 2 段増幅が必要である、

などが挙げられる。

図 4.25 は、THOMSON 社製 IOT (TH760) の出力電力に対する効率および供給電力の特性を示す。動作点はビーム (カソード) 電圧が 28kV、グリット電圧が 140V である。ビーム・グリット電圧一定でドライブ電力を減少させ、出力を低下させるとビーム電流が減少し IOT 供給電力が減少する。したがって、動作効率は高効率を維持する。これは、入力がなくても一定のビーム電流が流れ電力を損失するクライストロンとは異なり、IOT のもつ大きな特長である。

低エネルギー端の超伝導空洞のような、ローレンツ力によるデチューニングが大きく、バンド幅の狭い空洞をコントロールする場合、大きな RF マージンが必要となる。例えば動作点を定格出力の 1/2 に設定し 50% の RF マージンをとると、クライストロンでは動作効率が飽和効率 (60%) の半分の効率である 30% となり、IOT では図 4.25 より、約 50% の動作効率が得られる。従って、IOT は、低出力から定格出力まで出力可変範囲が広い、多くの RF マージンを必要とする空洞の駆動に適している。

しかしながら、現在動作実績のある IOT において、その最大出力が低いため SC リニアックに適用する場合、1 空洞当たり 1 台の IOT 電源が必要となる。従って 4 空洞 RF 分配のクライストロンシステムと比較し 4 倍の管数が必要となる。またゲインが低いため 1kW 程度の前段増幅器も必要となる。

4. 6 システム検討課題

本概念設計では、1 台のクライストロンにより 4 空洞をドライブし、パルス運転時には空洞をパルス励振する方式について検討を行なった。しかしながら、増幅管 1 台あたりの RF 分配数により、あるいは、空洞の CW/パルス励振により、制御方式、使用する増幅管な

どが異なる。クライストロン等の高出力の増幅管により多数の空腔を駆動する場合、RF ユニットの数が低減でき、信頼性が向上すると思われる。一方、個々のキャビティのベクトル和により加速空腔の電場を制御するため、空腔の個別制御ができない。増幅管 1 台あたり 1 空腔を駆動する場合、管の最高出力が低減でき小型化でき、IOT などの低出力でも効率があまり低下しない管が使用できるが、管数が増えメンテナンスが煩多となる。しかしながら、RF 制御に関しては、RF システムや空腔の擾乱の制御に対し柔軟性および拡張性があるとされている。1 増幅管あたり駆動できる空腔の数は重要な問題であり、建設・運転コスト、保守・操作性、ビームダイナミックス、RF 制御など包括的に検討し、RF 分配数を決定しなければならない。

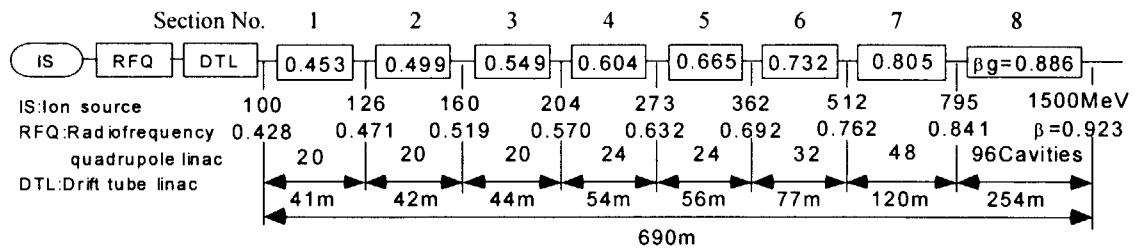
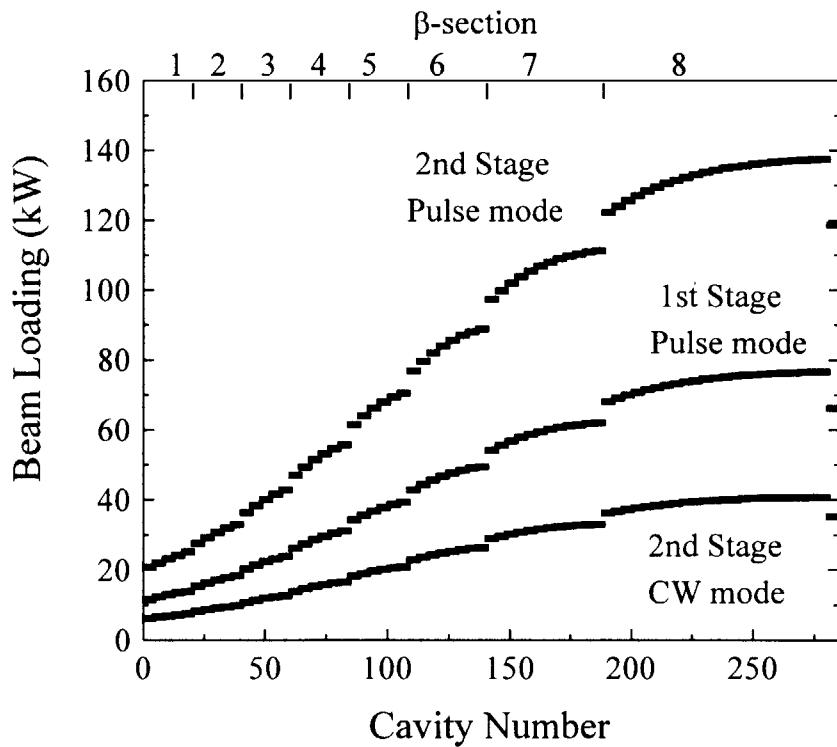
図 4.1 超伝導加速器の β セクション構成図

図 4.2 各運転モードに対するビームローディング

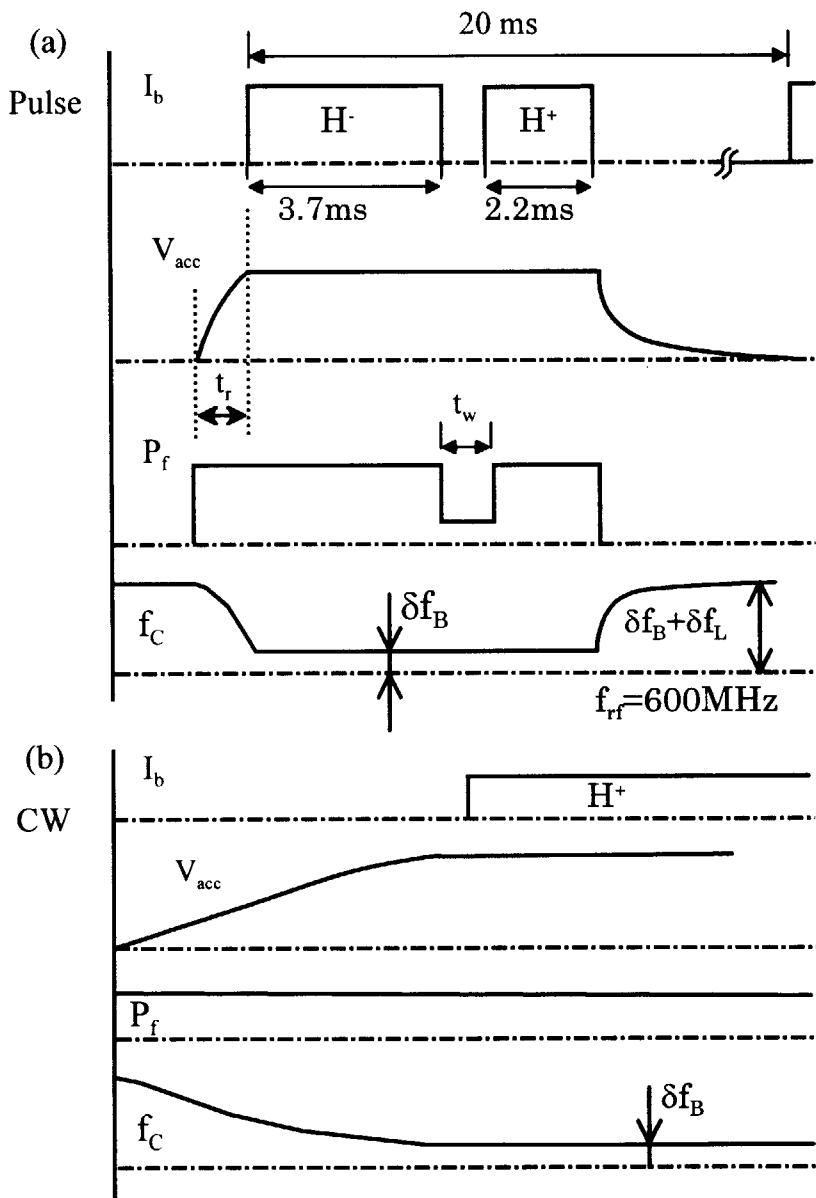


図 4.3 超伝導空洞のRF励振パターン

(a) パルス励振、(b) CW励振

f_c は、空洞の幾何形状で決定される共振周波数
 P_f は、ビームローディングによる過渡的な影響
 を除く

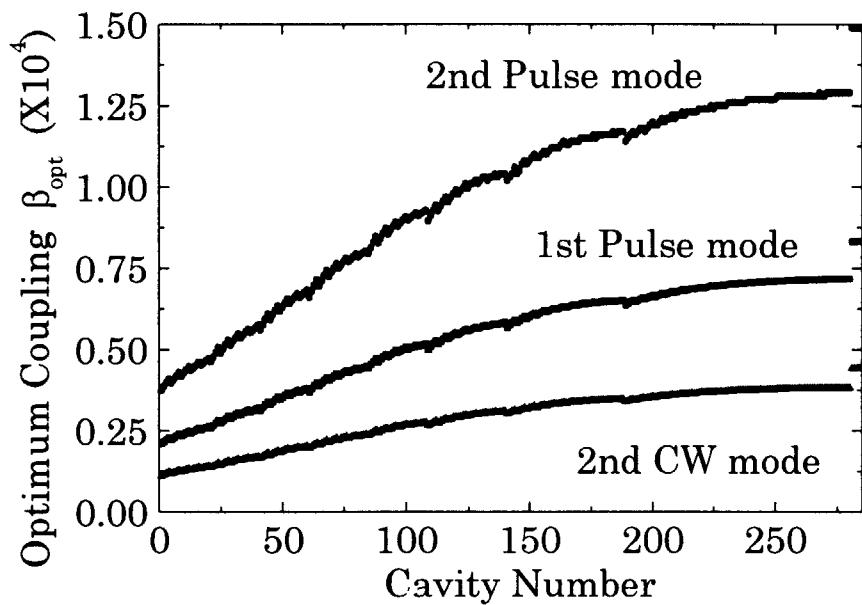


図 4.4 (a) 各運転モードに対する空洞カプラーの最適結合度

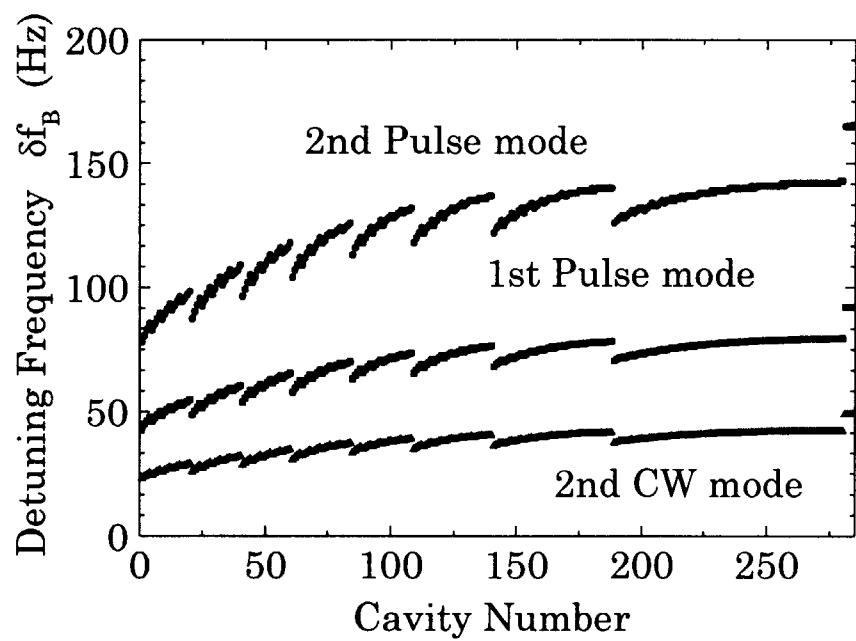


図 4.4 (b) 各運転モードに対する空洞デチューニング周波数

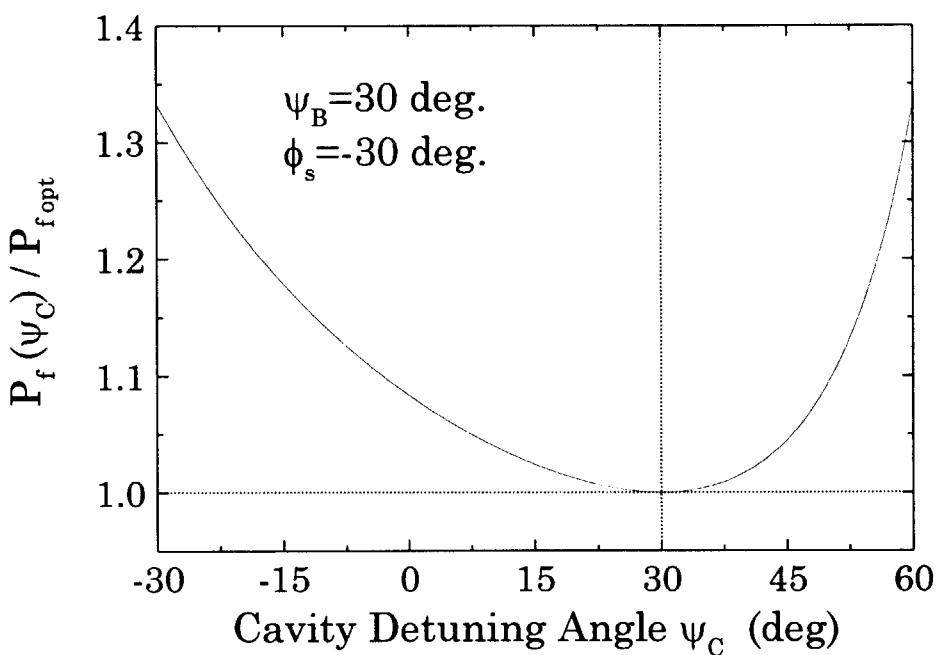


図 4.5 空腔デチューニング角 (ψ_c) に対する入射 RF 電力 (P_f) の増加比
 $\psi_c = \psi_b = 30$ 度において加速電圧 (V_{acc}) を保持するための電力が最小化する。

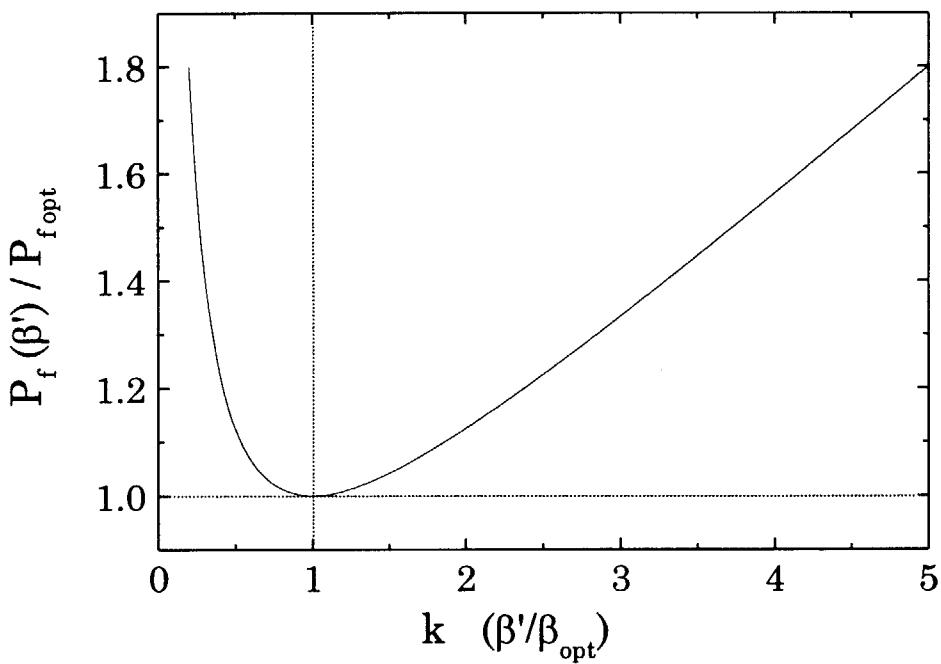


図 4.6 カプラー結合度 (β') のに対する入射電力 (P_f) の増加比
最適結合条件 (整合条件)で最小となる。疎結合 ($k < 1$) の場合、増加比は急激に増える。

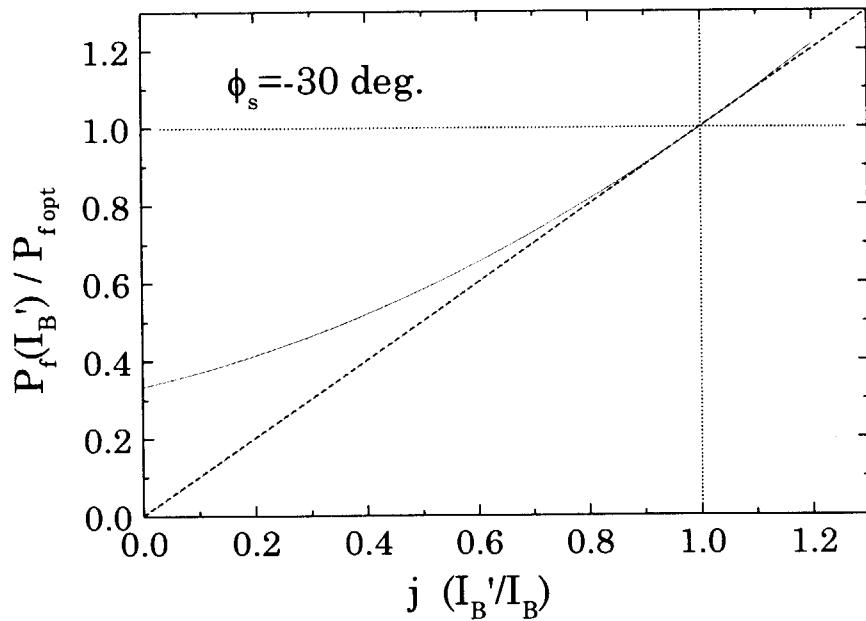


図 4.7 ビーム電流 (I_B) に対する入射 RF 電力 (P_f) の増加比
 I_B が設定値付近 ($j=1$) で変化する時 P_f の増加比は I_B の変化に比例する。
 $\phi_s = -30$ 度とすると無負荷時で、加速時の 1/3 倍の電力が加速電圧 (V_{acc}) を
保持するのに必要である。

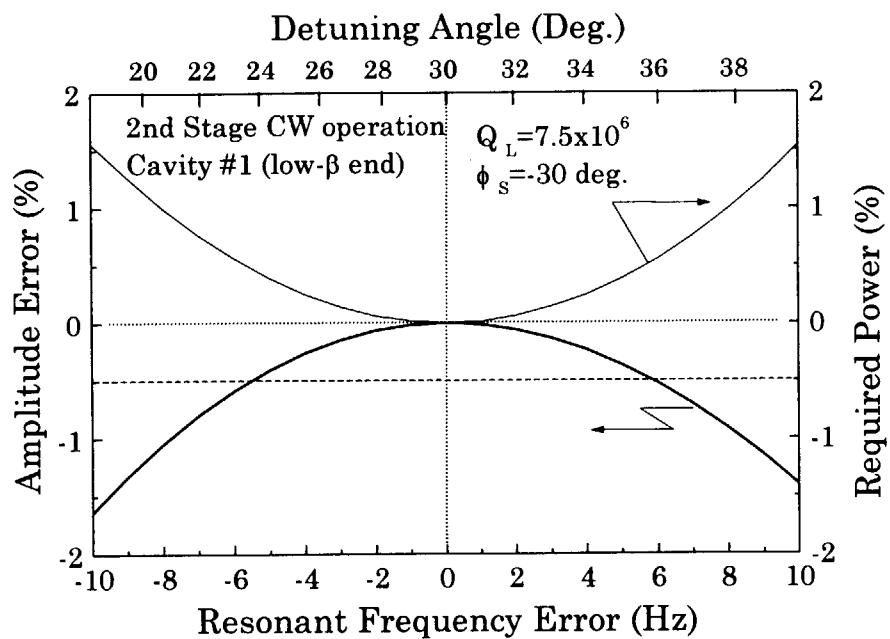


図 4.8 空洞共振周波数エラーに対する加速電圧と電力増加比の関係
定常状態における空洞 #1 の共振周波数のエラーに対する加速電圧の減少量 (下線)
および加速電圧を一定に保つために必要な電力増加量 (上線)。

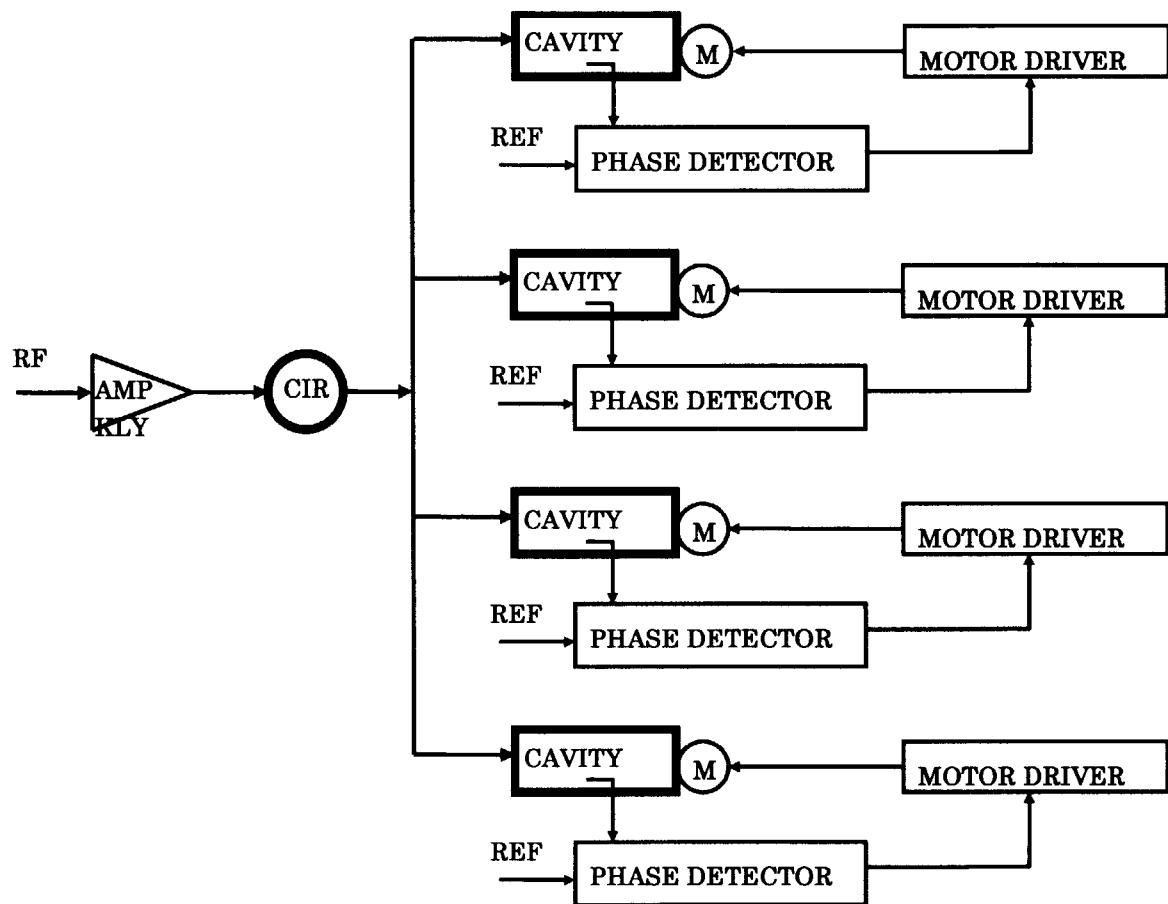


図 4.9 空洞チューニング制御のブロック図

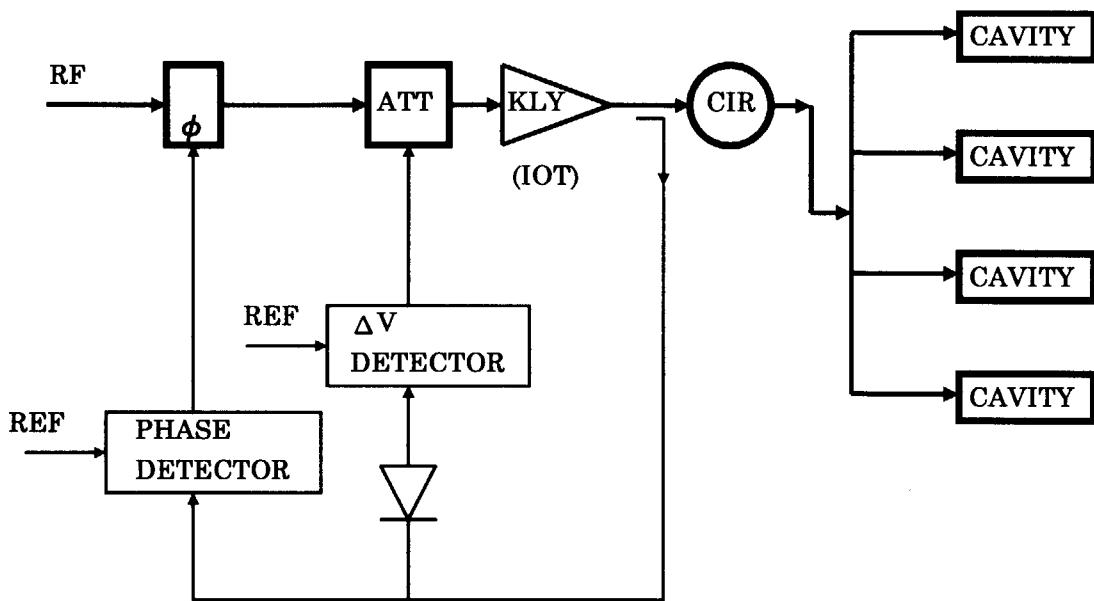


図 4.10 増幅管出力制御のブロック図

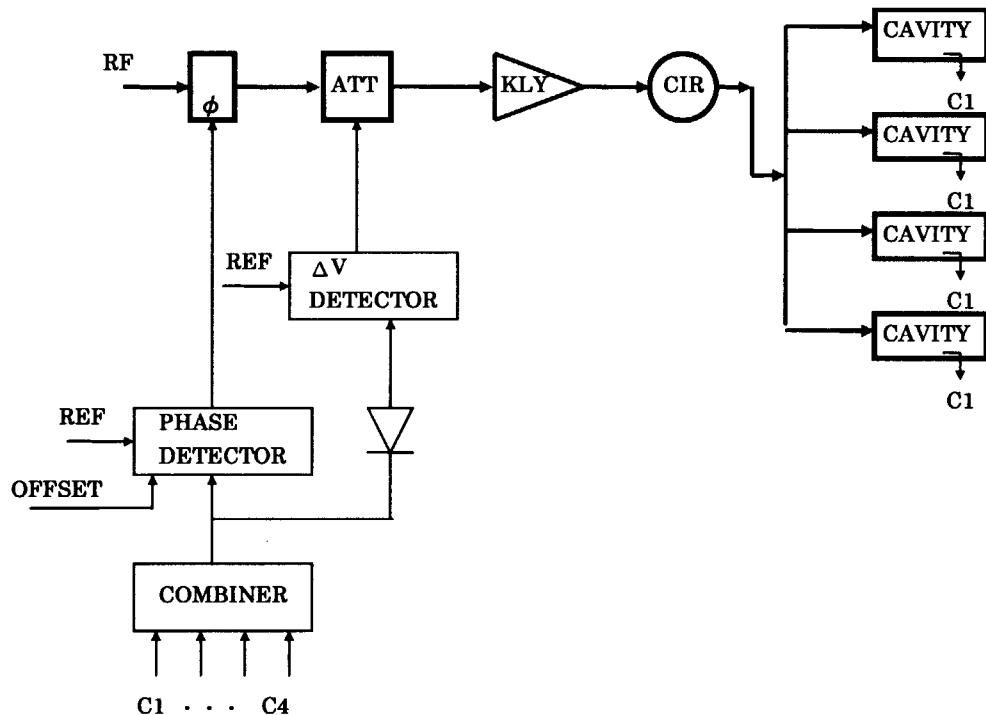


図 4.11 空洞電場制御のブロック図

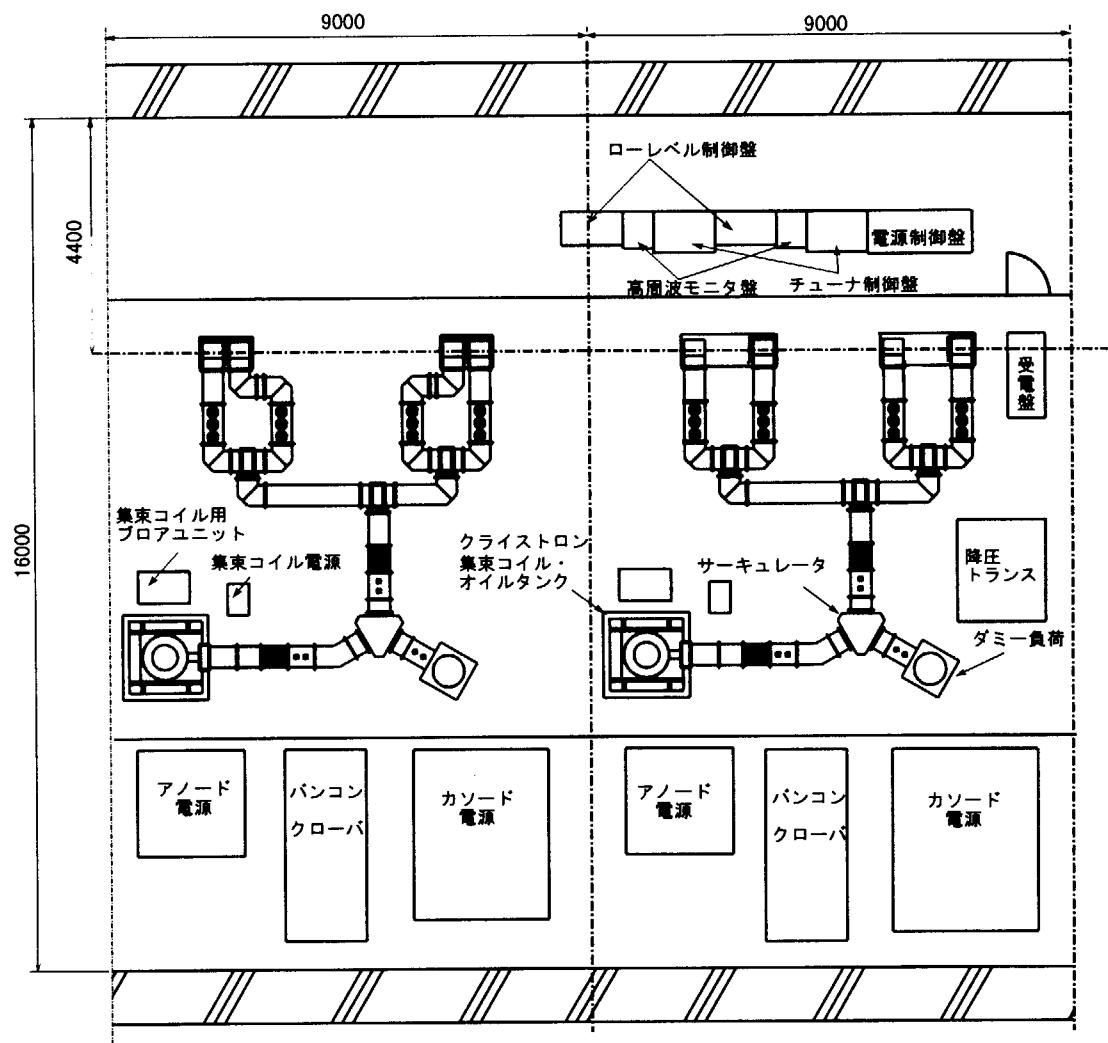


図 4.12 RF源室 平面配置図

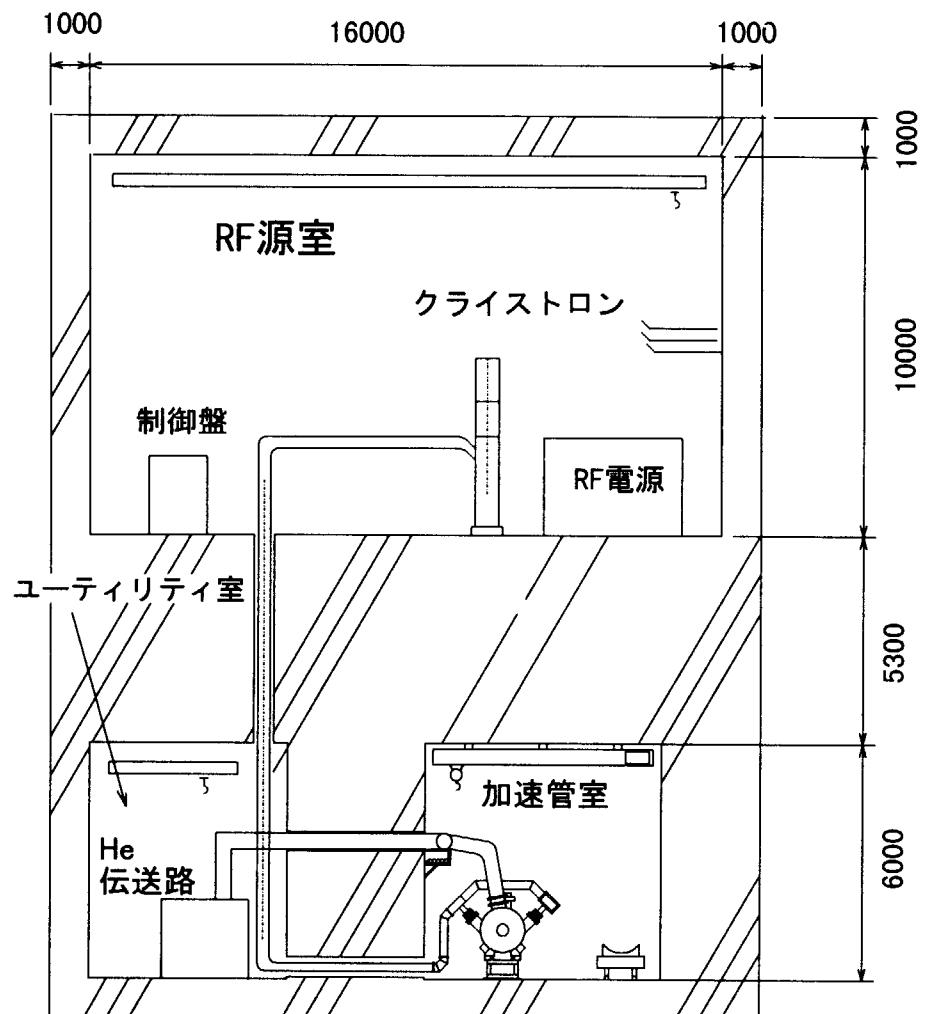


図4.13 加速器棟建屋 断面図

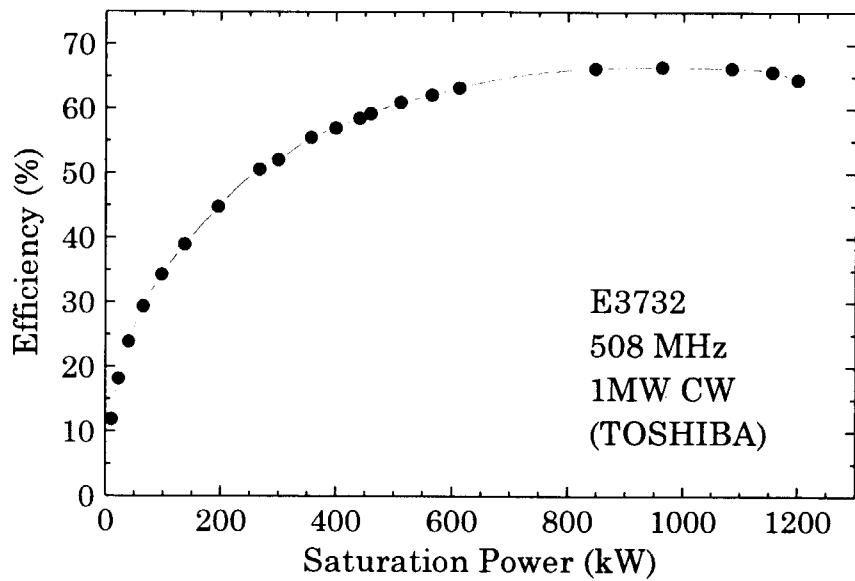


図 4.14 クライストロン (E3732) の飽和出力に対する動作効率特性

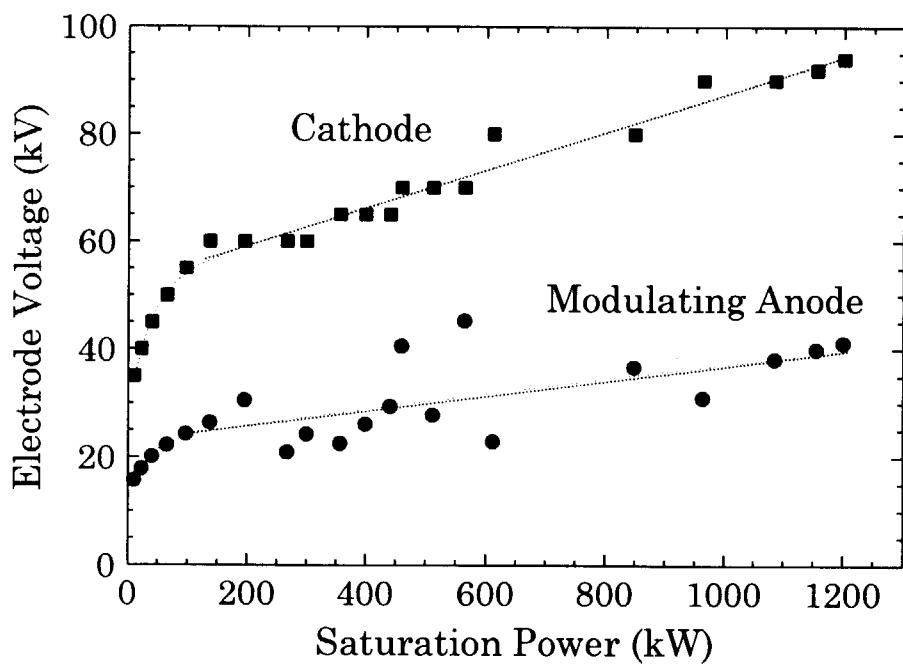


図 4.15 クライストロン(E3732)の飽和出力条件
各飽和出力に対し最高効率が得られるカソード電圧
およびモジュレーティングアノード電圧

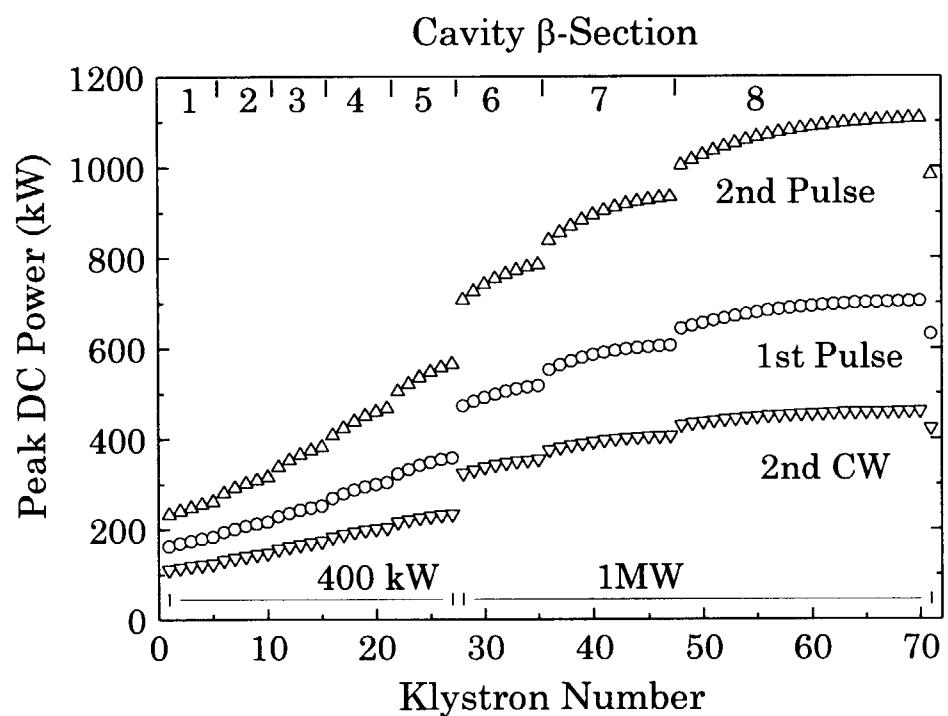


図 4.16 各クライストロンに供給されるピーク直流電力

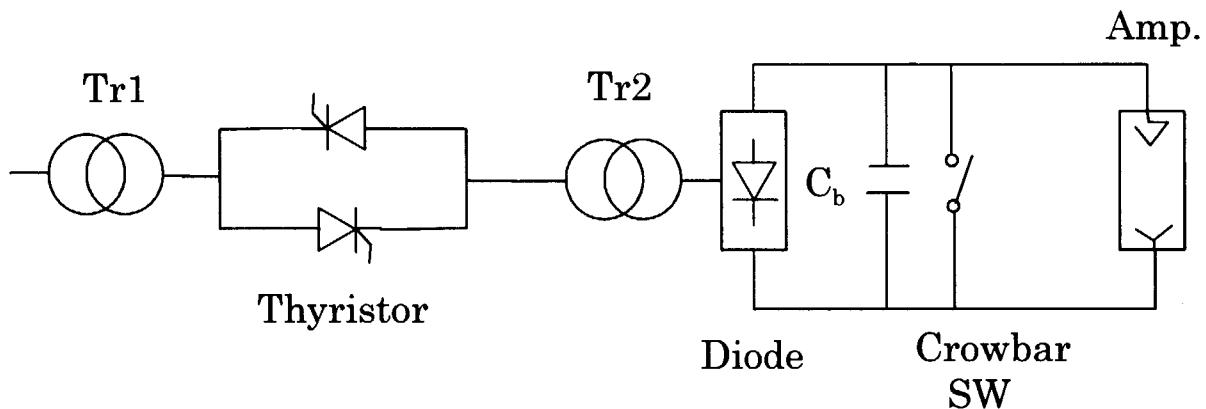


図 4.17 AC スイッチ方式カソード電源

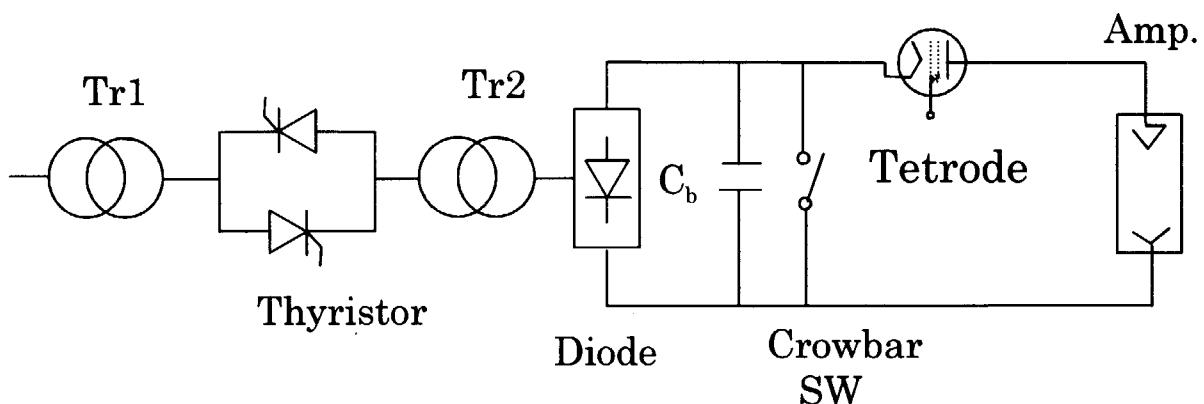


図 4.18 AC スイッチ+四極管制御方式カソード電源

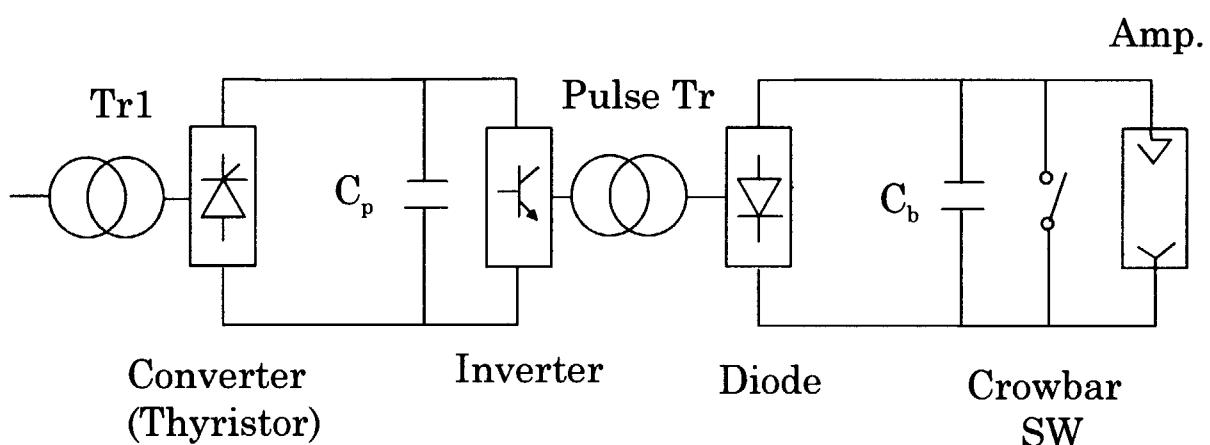


図 4.19 インバータ方式カソード電源

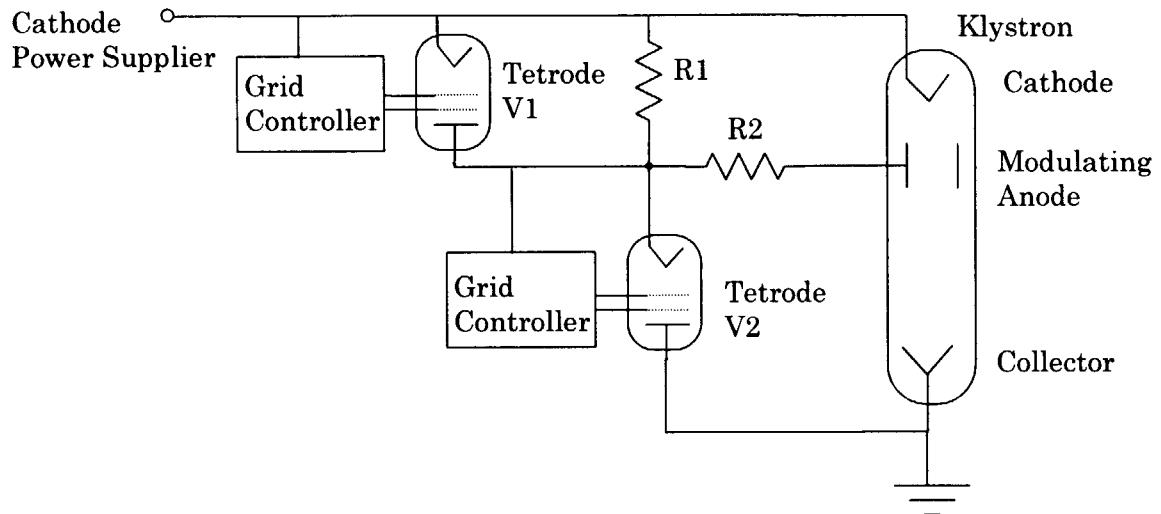


図 4.20 四極管制御によるアノード電圧モジュレート方式

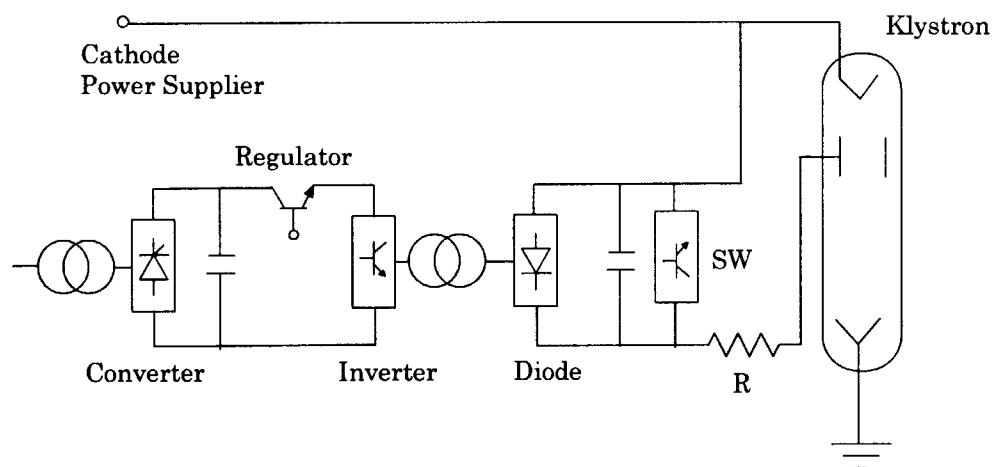


図 4.21 インバータ電源によるアノード電圧モジュレート方式

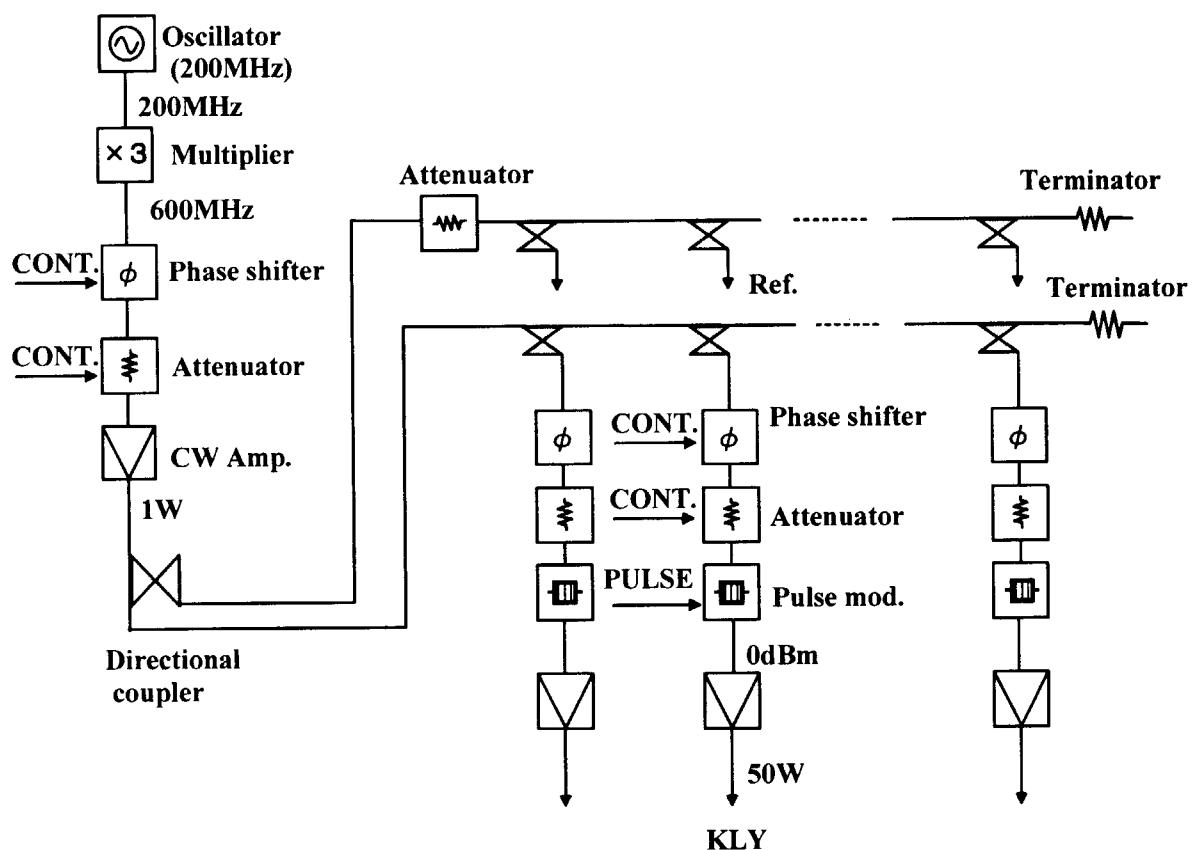


図 4.22 低電力 RF 伝送系

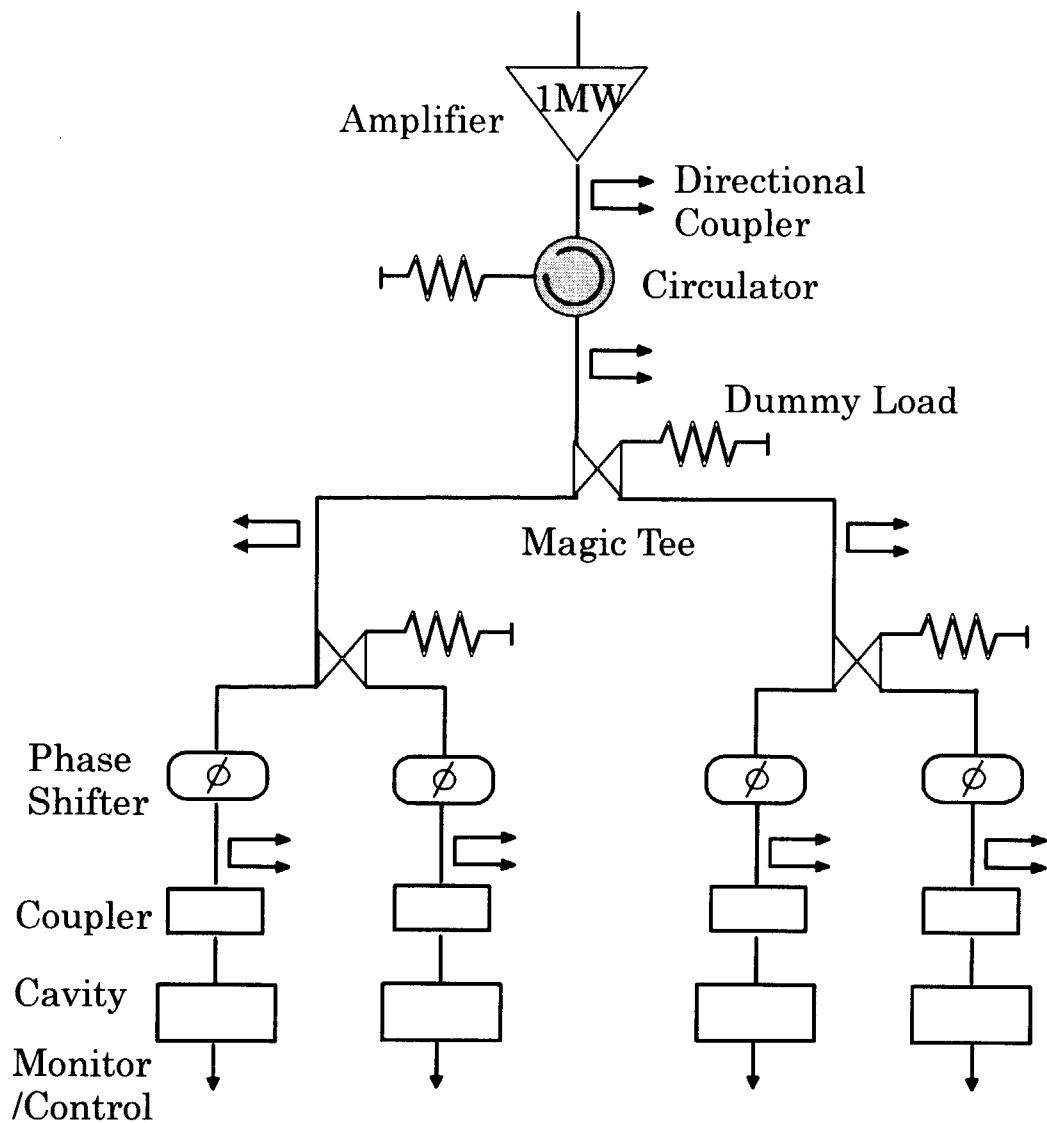


図 4.23 大電力 RF 伝送系

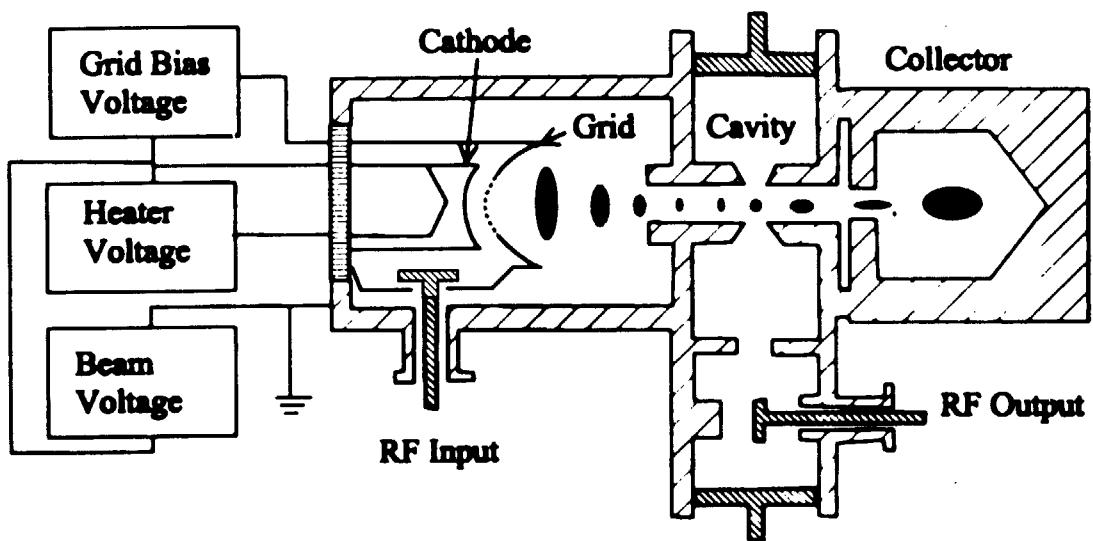


図4.24 IOT 内部構造模式図

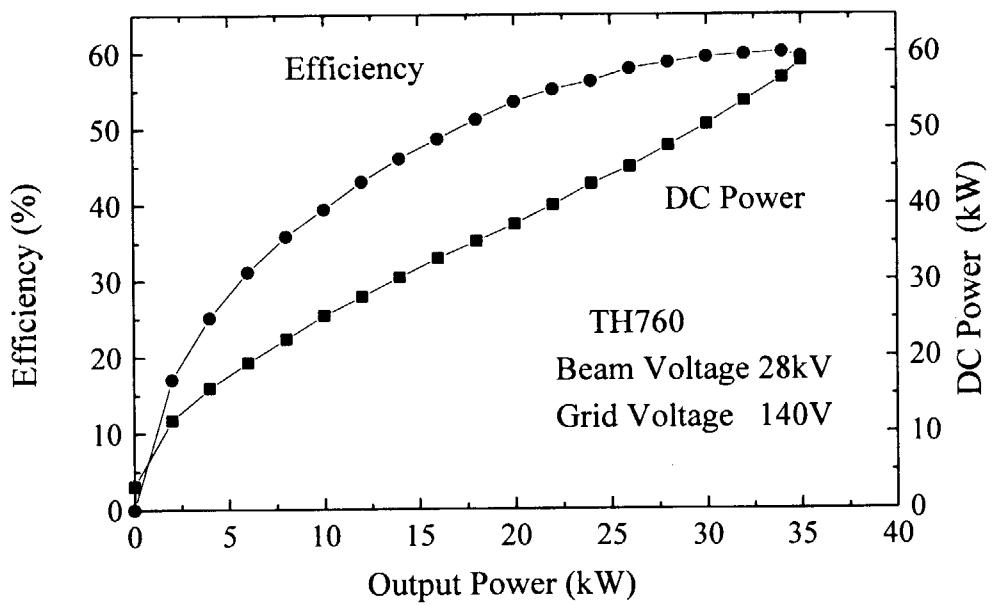


図4.25 IOT 動作特性
出力が減少すると IOT へ供給される直流
電力も低下し、高効率が維持される

5. ユーティリティー

5. 1 低エネルギー加速部

低エネルギー加速部、高エネルギー加速部の電源設備容量および冷却水容量について見積もる。電源設備容量はデューティの最も大きい CW 運転モードの要求電力で決定される。

低エネルギー加速部で最も電力を必要とする要素は、終段増幅器のプレート電源である。プレート電源への供給電力を表 3.1 の RF 電力から見積もる。4 極管の動作効率は RF 出力の低い CW モードでもクライストロンと異なりそれほど低下しない。CW 運転時の動作効率を 50% と見積もると、5.9MW の全 RF 電力を発生させるのに 12MW の電力が必要となる。電源の交流-直流変換効率を 80%、力率を 0.8 とするとプレート電源で合計 18MVA の受電容量が必要となる。表 5.1 は、前段アンプの電源も含めて RF 源の電源設備容量を記す。RF システムの全電源設備容量は約 20 MVA と見積もられた。

冷却水も最終段増幅器のプレート電極で最も多く必要とされる。四極管 4CM2500KG のカタログから、2.5MW のプレート電極損失に対し 720 リットル/min の冷却水量（純水）が必要とされているので（入出口での冷却水の温度差を 50 K にしている）、6MW の全プレート損失に対し 1730 リットル/min の冷却水が必要となる。その他に同軸管やアンプ出力空腔、直流電源の冷却にも純水が必要であるため、2000 リットル/min 以上の冷却水が必要とされる。また、冷却系は、加速器の冷却系も含めて 15MW の除冷能力のモジュールシステムが必要となる。これは、低エネルギー加速部のビーム出力が CW モードで $5.33\text{mA} \times 100\text{MeV} = 0.5\text{MW}$ であり、電力の殆どが加速器構造体および RF アンプ、直流電源で消費されるためである。

RF システムからの気中放熱は一般に消費電力の 1 割程度といわれているが、そうすると電源で 300kW、増幅器で 600kW、トータルで 1MW 程度の気中放熱量となる。これでは、空調設備の容量が大きくなるので、水冷個所を増やし気中放熱量が少なくなる設計を行う必要がある。

5. 2 高エネルギー加速部

表 5.2 は、高エネルギー加速部の RF 源の負荷容量を示す。カソード電源の容量は負荷の最も大きい 2 期 CW 運転モードの値を用い、電源の力率が 0.8 として求めた。ローレベル電源には、前段アンプ、チューナ制御盤、高周波モニター盤容量を含む。クライストロン冷却装置は、コレクターで加熱された一次冷却水の熱交換器である。各負荷容量は単体容量と台数（71 台）から求められ、RF システムの全負荷容量は約 40 MVA が見積もられた。

RF システムの損失の大部分がクライストロンのコレクターで発生する。コレクター損失は、アノード電源の立ち上がり、立下り時間を無視すると、（コレクター損失）=（平均 DC 電力）－（平均 RF 電力）から求められる。表 5.3 は、各運転モードでのコレクター損失と冷却水量を示す。コレクターへの冷却水量は、入出力の水温差で 20 度として求めた。

表 5.1 低エネルギー加速部 RF システムの電源設備容量

分類	機器名	単機容量 ^{*)} (kV)	台数	容量 (kVA)	電源
1MW アンプ	プレート電源	-	11	18000	3 相 6.6kV
	スクリーン電源	25	11	280	3 相 200V
	グリッド電源	5	11	55	3 相 200V
	フィラメント電源	18	11	200	1 相 200V
60kW アンプ	プレート電源	200	11	220	3 相 400V
	スクリーン電源	9	11	100	3 相 200V
	グリッド電源	0.8	11	10	3 相 200V
	フィラメント電源	4	11	44	1 相 200V
3kW アンプ	固体アンプ	8	11	88	3 相 200V
	制御盤	1	11	11	1 相 200V
冷却系	クーリングタワー	10	8	80	3 相 400V
	冷却ポンプ	30	8	240	3 相 200V
	純水ポンプ	100	8	800	3 相 400V
空調系	ヒートポンプ	20	8	160	3 相 200V
	ブロワー	9	8	72	3 相 200V
合計				20360	

1) 力率 0.8 として算出

表 5.2 高エネルギー加速部 RF システムの電源設備容量

	容量 (kVA)	単機容量 (kVA)	電源
カソード電源	36000	-	三相 6.6 kV
アノード電源	500	7	三相 210 V
ヒータ電源	280	4	三相 210 V
収束コイル電源	850	12	三相 210 V
クライストロン冷却装置	1070	15	三相 210 V
ローレベル電源	500	7	単相 105 V
電源制御盤	570	8	三相 210 V
合計	39770		

表 5.3 クライストロンコレクターの損失および冷却水量

運転モード	平均 DC 電力 (MW)	平均 RF 電力 (MW)	コレクター損失 ^{*2)} (kW/kly.)	全コレクター損失 (MW)	冷却水量 ^{*3)} (kℓ/min)
1 期 パルス	5.8	1.4	100	4.4	3
2 期 パルス	12	4.6	120	7.4	5
パルス ^{*1)}	20	7.4	200	12.6	9
CW	23	7.5	300	15.5	11

*1) 正負イオン同時加速、 *2) 出力の最も大きい クライストロン #70 の値

*3) 冷却水温度上昇を 20 度に設定、流量(kℓ/min) = $60 \cdot \text{コレクター損失} / (1000 \cdot c_p \cdot \Delta T)$

6. まとめ

本報告において NSP 大強度陽子加速器用 RF システムの概念設計を記述し、また、今後取り組むべき検討課題を明らかにした。

低エネルギー加速部の RF システムにおいて、四極管 4CM2500KG と TH628 のスクリーン電極での損失を評価しプレート損失が規格内に収まるプレート電圧を計算した。また両管の運転条件を求めた。システム検討において、終段増幅器、直流電源、伝送系の基本設計を行なった。終段増幅器出力空腔は $3/4\lambda$ 共振の同軸構造とし、熱検討から水冷が必要であることが判明した。直流電源のコンデンサー・バンクは大容量 ($500\mu F$) であり、真空管保護のため高速応答のクローバ回路が必要である。伝送系は同軸管 (DX-203) で構成し、内導体を水冷、外導体を空冷する。低エネルギー部の RF 源の検討課題は、終段増幅器における 1MW-CW 運転の長期安定性の実証であり、また、伝送系での同軸型電力分配器の開発である。

高エネルギー加速部の RF システムにおいて、RF 運転パターンを示し、ビームローディングに対する最適なカプラ結合定数、空腔デチューニング量を求めた。更にこれら最適条件からチューニングエラーが生じた時の RF 電力増加の式を導出し、各影響について評価した。超伝導空腔において共振周波数の変動に対する加速電圧の振幅変動の影響は大きく、2期 CW 運転モードにおける低エネルギー端空腔では、 $\pm 6\text{Hz}$ の周波数の変動で振幅が 0.5%低下することを示した。これら振幅・位相の変動をコントロールするローレベル制御方式を記述し、今後、重要な検討内容を挙げた。

高エネルギー加速部のシステム検討では、クライストロン 1 台当たり 4 空腔を駆動するシステムを第一の候補として、効率および供給電力を見積もり、システム全体の基本設計を行なった。クライストロンは、ビーム電流の低い CW 運転で低効率で運転しなければならず、従って、供給電力は CW モードで一番高く約 30MW 必要となる。クライストロン直流電源の幾つかの方式の特徴を挙げ、サイリスタを用いた一般的な直流電源 (AC スイッチ方式) では、膨大なコンデンサー・バンク容積 (約 100m^3) が必要であることが分かった。今後取り組むシステム検討の課題は、増幅管 1 台当の駆動空腔数を決定することであり、建設・運転コスト、保守・操作性、RF 制御方式など包括的な検討・試験が必要である。

RF システム全体の電源設備容量は低エネルギー部で 20MVA、高エネルギー部で 40MVA であり、冷却水量は低エネルギー部、高エネルギー部でそれぞれ $2 \text{ kl}/\text{min}$ 、 $10 \sim 15 \text{ kl}/\text{min}$ 程度必要である。

参考文献

- 1) 安田秀志ら編 : JAERI-Conf 97-010 “第2回「中性子科学研究計画」に関するワークショッピング論文集”, (1997)
- 2) T.KATO : KEK Report 96-17, “Design of the JHP 200MeV Proton Linear Accelerator” (1997)
- 3) M. Mizumoto et al.: Proc. of the 18th Int. Linear Accelerator Conf., Geneva, Switzerland, p662 (1996)
- 4) 伊野浩史ら : JEARI-Tech 98-028 “原研大強度陽子加速器用 DTL-SDTL の概念設計” (19898)
- 5) 絵面栄二 : OHO 97 “RF フィードバック” 第4章、(1994)

国際単位系(SI)と換算表

表1 SI基本単位および補助単位

量	名称	記号
長さ	メートル	m
質量	キログラム	kg
時間	秒	s
電流	アンペア	A
熱力学温度	ケルビン	K
物質量	モル	mol
光度	カンデラ	cd
平面角	ラジアン	rad
立体角	ステラジアン	sr

表3 固有の名称をもつSI組立単位

量	名称	記号	他のSI単位による表現
周波数	ヘルツ	Hz	s ⁻¹
压力、応力	ニュートン	N	m·kg/s ²
エネルギー、仕事、熱量	パスカル	Pa	N/m ²
上率、放熱束	ジュール	J	N·m
電気量、電荷	ワット	W	J/s
電位、電圧、起電力	クロン	C	A·s
静電容量	ボルト	V	W/A
電気抵抗	ファラード	F	C/V
コンダクタンス	オーム	Ω	V/A
磁束	ジーメンス	S	A/V
磁束密度	ウェーバ	Wb	V·s
インダクタンス	テスラ	T	Wb/m ²
セルシウス温度	ヘンリイー	H	Wb/A
光束度	セルシウス度	°C	
照度	ルーメン	lm	cd·sr
放射能	ルクス	lx	lm/m ²
吸収線量	ベクレル	Bq	s ⁻¹
線量当量	グレイ	Gy	J/kg
	シーベルト	Sv	J/kg

表2 SIと併用される単位

名称	記号
分、時、日	min, h, d
度、分、秒	°, ', "
リットル	l, L
トン	t
電子ボルト	eV
原子質量単位	u

$$1 \text{ eV} = 1.60218 \times 10^{-19} \text{ J}$$

$$1 \text{ u} = 1.66054 \times 10^{-27} \text{ kg}$$

表5 SI接頭語

倍数	接頭語	記号
10 ¹⁸	エクサ	E
10 ¹⁵	ペタ	P
10 ¹²	テラ	T
10 ⁹	ギガ	G
10 ⁶	メガ	M
10 ³	キロ	k
10 ²	ヘクト	h
10 ¹	デカ	da
10 ⁻¹	デシ	d
10 ⁻²	センチ	c
10 ⁻³	ミリ	m
10 ⁻⁶	マイクロ	μ
10 ⁻⁹	ナノ	n
10 ⁻¹²	ピコ	p
10 ⁻¹⁵	フェムト	f
10 ⁻¹⁸	アト	a

(注)

- 表1～5は「国際単位系」第5版、国際度量衡局1985年刊行による。ただし、1eVおよび1uの値はCODATAの1986年推奨値によった。
- 表4には海里、ノット、アール、ヘクタールも含まれているが日常の単位なのでここでは省略した。
- barは、JISでは流体の圧力を表す場合に限り表2のカテゴリーに分類されている。
- EC開発理事会指令ではbar、barnおよび「血圧の単位」mmHgを表2のカテゴリーに入れている。

換算表

力	N(=10 ⁵ dyn)	kgf	lbf
1	0.101972	0.224809	
9.80665	1	2.20462	
4.44822	0.453592	1	

$$\text{粘度 } 1 \text{ Pa}\cdot\text{s}(N\cdot\text{s}/\text{m}^2) = 10 \text{ P(ボアズ)}(\text{g}/(\text{cm}\cdot\text{s}))$$

$$\text{動粘度 } 1 \text{ m}^2/\text{s} = 10^4 \text{ St(ストークス)}(\text{cm}^2/\text{s})$$

圧力	MPa(=10 bar)	kgf/cm ²	atm	mmHg(Torr)	lbf/in ² (psi)
力	1	10.1972	9.86923	7.50062 × 10 ³	145.038
0.0980665	0.0980665	1	0.967841	735.559	14.2233
0.101325	0.101325	1.03323	1	760	14.6959
1.33322 × 10 ⁻⁴	1.33322 × 10 ⁻⁴	1.35951 × 10 ⁻³	1.31579 × 10 ⁻³	1	1.93368 × 10 ⁻²
6.89476 × 10 ⁻³	6.89476 × 10 ⁻³	7.03070 × 10 ⁻²	6.80460 × 10 ⁻²	51.7149	1

エネルギー・仕事・熱量	J(=10 ⁷ erg)	kgf·m	kW·h	cal(計量法)	Btu	ft · lbf	eV	1 cal = 4.18605 J(計量法)
	1	0.101972	2.77778 × 10 ⁻⁷	0.238889	9.47813 × 10 ⁻⁴	0.737562	6.24150 × 10 ¹⁸	= 4.184 J(熱化学)
9.80665	1	2.72407 × 10 ⁻⁶	2.34270	9.29487 × 10 ⁻³	7.23301	6.12082 × 10 ¹⁹	= 4.1855 J(15 °C)	
3.6 × 10 ⁶	3.67098 × 10 ⁵	1	8.59999 × 10 ⁵	3412.13	2.65522 × 10 ⁶	2.24694 × 10 ²⁵	= 4.1868 J(国際蒸気表)	
4.18605	0.426858	1.16279 × 10 ⁻⁶	1	3.96759 × 10 ⁻³	3.08747	2.61272 × 10 ¹⁹	仕事率 1 PS(仏馬力)	
1055.06	107.586	2.93072 × 10 ⁻⁴	252.042	1	778.172	6.58515 × 10 ²¹	= 75 kgf·m/s	
1.35582	0.138255	3.76616 × 10 ⁻⁷	0.323890	1.28506 × 10 ⁻³	1	8.46233 × 10 ¹⁸	= 735.499 W	
1.60218 × 10 ⁻¹⁹	1.63377 × 10 ⁻²⁰	4.45050 × 10 ⁻²⁶	3.82743 × 10 ⁻²⁰	1.51857 × 10 ⁻²²	1.18171 × 10 ⁻¹⁹	1		

放射能	Bq	Ci	吸収線量	Gy	rad	照射線量	C/kg	R	線量当量	Sv	rem
	1	2.70270 × 10 ⁻¹¹		1	100		1	3876		1	100
3.7 × 10 ¹⁰	1	0.01	1	1	2.58 × 10 ⁻⁴	1			0.01	1	

(86年12月26日現在)

