

認定研究レポート

Sバンド球形空洞型パルス圧縮器の 高電力運転時高周波特性の解析手法 に関する研究

20201251 坂東佑星

指導教員 惠郷博文 教授

2021年12月

総合研究大学院大学
高エネルギー加速器科学研究科 加速器科学専攻

概要

ビームエネルギーの増強を目的として、多くの高エネルギー加速器では、電力を高周波空洞に一時的に蓄積して短い時間間隔で高電力を出力するパルス圧縮器を使用している。高エネルギー加速器研究機構（KEK）内の電子陽電子入射器においては、KEKB 計画より使用してきた装置と置換可能であり、なおかつ装置の小型軽量化および大量生産に適した構造を目的として単一の球形空洞を備えるパルス圧縮器の研究開発を進めてきた。また、高周波加速装置の高電力運転中において、装置の動作状態を即時的に取得し時間変化を把握することは、装置が継続して安定的に動作することを保証し、なおかつ測定系内の他の装置の保護の観点において重要である。低電力の領域ではベクトルネットワークアナライザ等の測定機器を使用した周波数ドメインの測定が可能であるが、数 MW を超過する高電力運転時では時間ドメインの測定に制限され、高周波特性を直接的に測定することは困難である。本研究では、KEK において新しく設計および製作をした球形空洞型パルス圧縮器について、電子陽電子入射器内のテスト施設において高電力試験を実施し、高電力運転中のパルス波形の計測からパルス圧縮器の特性を即時に解析する手法を確立した。パルス圧縮器の動作は、伝送線路と LCR 並列共振回路とを接続した等価回路の過渡現象でよく近似される。すなわち、入力波形と出力波形との関係は装置の高周波特性を支配するパラメーターに大きく依存することから、入力波形から微分方程式を数値的に解いて得られる出力波形が、測定で得られたパルス波形をよく再現するパラメーターを探索した。この数値計算と最適化の手法を用いた解析を複数のパルス波形に対して実行することにより、解析で得られる装置のパラメーターの分布を求め、解析結果の安定性を評価した。また、電磁場解析と熱構造解析により、高電力運転において空洞壁面で発生する熱分布を冷却水の効果を含めてシミュレーションし、空洞形状の変化および共振周波数の変化を算出した。その結果と実機の高電力運転時のパルス波形解析で得られた結果とを比較することによって、今回製作した球形空洞型パルス圧縮器が設計に適う高周波特性を有していることを確認するとともに、本研究手法の妥当性を評価した。この研究成果は、高周波加速装置の高電力運転中の高周波特性の即時的な解析を可能とし、異常発生時の異常箇所の特特定や、長期連続運転に伴う装置特性の変化の解析に大きく寄与し、装置の開発段階において特に重要である。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	加速器科学の概要	1
1.2	KEK 電子陽電子入射器	2
1.3	本研究の目的	3
1.4	本論文の構成	5
第 2 章	パルス圧縮技術	6
2.1	パルス圧縮器のセットアップ	6
2.2	電力蓄積および放出の過程	7
2.3	等価回路モデル	10
2.4	エネルギー増倍率	12
2.5	熱計算	14
2.6	パルス圧縮の各種の形式	15
第 3 章	装置設計・解析	21
3.1	設計の概要	21
3.2	エネルギー増倍率と設計パラメーターの関係	25
3.3	電磁場解析	29
3.4	熱解析	36
第 4 章	製作・低電力試験	44
4.1	各部品仕上げ	44
4.2	ロウ付け	48
4.3	低電力試験	49
第 5 章	高電力試験	54
5.1	セットアップ	55
5.2	コンディショニング過程	58
5.3	解析手法	61
5.4	周波数特性	64

iv 目次

5.5	多パルス波形データを用いた解析	66
第 6 章	結論と今後の展望	70
	謝辞	72
	参考文献	73
付録 A	KEK つくばキャンパスの主要な加速器施設	76
A.1	Belle II 実験	76
A.2	放射光施設：PF,PF-AR	77
付録 B	マイクロ波の理論	79
B.1	マイクロ波伝送線路	79
B.2	共振器	82
B.3	方向性結合器	86
B.4	周波数帯域の名称	88
付録 C	空洞内が大気雰囲気であるときの、周波数の換算式	89

目次

1.1	KEK 入射器の概要	2
1.2	加速ユニットの概要図	4
2.1	パルス圧縮器の周辺装置	7
2.2	電力の流れの概要図	7
2.3	電場振幅の時間発展	10
2.4	等価回路モデル	11
2.5	KEK 入射器用加速管の断面図	14
2.6	加速管の軸上の電場の積分値の時間発展	14
2.7	SLED 装置の概要図	16
2.8	SLED 装置における 3 dB ハイブリッドの動作	17
2.9	SLED-II 装置、あるいは Delay Line 形式の概要図	17
2.10	進行波還流型パルス圧縮器の概要図	18
2.11	SLED と SCPC とのモード変換機構の比較	20
3.1	現行器と新開発のパルス圧縮器のサイズの比較	23
3.2	新型器の部品構成	23
3.3	新開発のパルス圧縮器の冷却水系統	24
3.4	新開発のパルス圧縮器のチューニング機構	25
3.5	新開発のパルス圧縮器のデチューニング機構	26
3.6	パルス全幅とエネルギー増幅率の関係	27
3.7	結合係数 β とエネルギー増幅率の関係	28
3.8	運転周波数と空洞の共振周波数との間の差と、波形およびエネルギー増倍率 の関係	29
3.9	二つの電磁場モードの共振周波数の差に対するエネルギー増幅率の関係	30
3.10	導波管モード変換器のモデル	30
3.11	各ポートにおける電磁場モード	31
3.12	導波管モード変換器のモード 1、モード 2 入力に対する電場振幅の分布	32
3.13	球形空洞の解析モデル	33
3.14	球形空洞内の TE_{112} モードの様態	34

vi 目次

3.15	球形空洞内に立つ 3 つの対称な電磁場モード	34
3.16	球形空洞内に立つ電磁場モードの比較	35
3.17	球形空洞型パルス圧縮器の解析モデル	35
3.18	球形空洞型パルス圧縮器モデルの S パラメーター	36
3.19	1 W 信号の入力に対する表面電力損失分布	37
3.20	熱解析用のパルス圧縮器モデル	38
3.21	冷却水系統の名称および熱伝達係数を指定した表面の図示	41
3.22	高電力運転時の熱分布	42
3.23	高電力運転時の機械変形量分布	43
4.1	中仕上げ加工までの部品写真	45
4.2	中仕上げ段階での測定のセットアップ	45
4.3	矩形-円形変換器	46
4.4	故意に半球を移動して測定したときの測定	47
4.5	軸対称性を故意に破ったときの、励振信号の入力角度に対する球形空洞の周波数特性	47
4.6	ロウ付けの過程	49
4.7	低電力測定のセットアップ	50
4.8	低電力測定での周波数特性	51
4.9	低電力の運転パルスに対する応答	52
5.1	T3 テストスタンドでの高電力試験のセットアップの鳥瞰図	55
5.2	高電力試験で使用する装置	56
5.3	T3 テストスタンドに設置した球形空洞型パルス圧縮器	56
5.4	パルス圧縮器にチューナーを取り付けた図	57
5.5	T3 テストスタンドの測定系の概略	58
5.6	コンディショニングの過程	59
5.7	正常波形と異常波形の比較	60
5.8	パルス圧縮器の入出力信号の polar プロット	62
5.9	解析手順の概要図	63
5.10	異なるパルス長さの測定データに対する解析結果	64
5.11	測定結果と解析の差	64
5.12	大電力試験の結果の出力	66
5.13	パルスデータのセットから算出した測定系の補正パラメーターの分布	67
5.14	電力および各空洞パラメーターの分布	68
6.1	異常波形の例	71
A.1	SuperKEKB 加速器および Belle II 検出器の概要図	76

B.1	伝送線を用いた電気信号の送受信	79
B.2	分布定数線路	80
B.3	反射係数 Γ および散乱行列 $[S]$ の定義	81
B.4	高周波源と空洞からなるマイクロ波回路系	83
B.5	スミスチャートを用いた測定の概要図	85
B.6	球形空洞内の TE、TM 各モードの共振周波数	87
B.7	導波管タイプの方向性結合器	87

表目次

1.1	KEK 入射器の要求	3
2.1	KEK 入射器に導入する S バンド球形空洞型パルス圧縮器の運転パラメーター	8
2.2	KEK 入射器用加速管 C タイプの群速度	13
3.1	パルス圧縮器の比較	22
3.2	2856 MHz、矩形 TE ₁₀ モード入力に対するモード変換器の動作	31
3.3	熱伝達係数の計算に使用する水の物性値	39
3.4	各冷却水配管の熱伝達係数	40
3.5	熱定常状態での冷却水系統毎および銅表面からの熱流量と電磁場からの熱流量	40
4.1	低電力測定から求めた空洞パラメータの値	51
5.1	インターロックの動作回数の詳細	60
5.2	パルスデータのセットから算出した較正パラメーターの統計量	66
5.3	較正パラメーターの固定後に、最適化計算で算出した空洞パラメーターの値 .	69
A.1	PF リングと PF-AR のメインパラメーター	78
B.1	球形空洞内の TE ₁₂ モード前後の電磁場モードの共振周波数	86
B.2	周波数帯域の呼称	88

記号・略語一覧

記号

- f_c 空洞の共振周波数
- ω_c 空洞の共振角周波数 : $\omega = 2\pi f_c$
- f クライストロン (高周波源) の運転周波数
- ω クライストロンの運転角周波数 : $\omega = 2\pi f$
- E_i 入力電場の振幅
- E_r 反射電場の振幅
- E_c 結合孔での電場の振幅 : $E_c = E_i + E_r$
- P_i 入力電力
- P_r 反射電力
- W_e 空洞から外部回路への電力 : $W_e = P_r - P_i$
- W_c 空洞壁面での電力の損失
- β 結合係数 : $\beta = \frac{W_e}{W_c}$
- Q_0 無負荷 Q 値 : $Q_0 = \frac{\omega U_c}{W_c}$
- Q_{ext} 外部 Q 値 : $Q_{ext} = \frac{\omega U_c}{W_e}$
- Q_L 負荷 Q 値 : $\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}}$, $Q_L = \frac{Q_0}{1+\beta}$
- t_1 位相を 180° 反転させるタイミング
- t_2 パルス全幅の長さ
- T_c 空洞のフィリングタイム、空洞内の電力が e^{-1} に減衰するまでの所要時間 : $T_c = \frac{2Q_L}{\omega_0}$
- L 加速管の軸方向の長さ
- $v_g(z)$ 加速管内の軸方向の位置 z における群速度
- g 加速管内の群速度変化の勾配 : $v_g(z) = v_{g0} (1 - g \frac{z}{L})$
- T_f 加速管のフィリングタイム、電磁波が加速管長 L を伝播するための所要時間 : $T_f = \frac{-L}{g v_{g0}} \ln(1 - g)$
- $2a$ ディスクロード型加速管におけるディスクの中心部のアイリスの直径
- W 電荷 e の単一の荷電粒子が加速管で獲得するエネルギー

略語表

- CCG: Cold Cathode Gauge
- EMF: Energy Multiplication Factor
- FC: Flux Concentrator
- LAS: Large Aperture S-band structure
- LLRF: low-level RF
- logmag: logarithmic magnitude
- PCI: Peripheral Component Interconnect
- PEC: Perfect Electric Conductor
- PF: Photon Factory, KEK 内の放射光施設
- PF-AR: PF-Advanced Ring, KEK 内の放射光施設
- PFN: Pulse Forming Network
- PXI: PCI eXtensions for Instrumentation
- RF: Radio Frequency
- RMSE: Root Mean Squared Error: 二乗平均平方根誤差
- RRCS: Resonant Ring type Compression System
- SCPC: Spherical Cavity type Pulse Compressor
- SLAC: Stanford Linear Accelerator Center
- SLED: SLAC Energy Doubler
- TE modes: Transverse Electric modes
- VNA: Vector Network Analyzer

第 1 章

序論

1.1 加速器科学の概要

加速器科学の動機付けは Ernest Rutherford による、加速された核子を用いた核反応の測定のアイディアに始まった [1, 2]。以来、素粒子および原子核の高エネルギー領域での実験を中心的な目的として数十年にわたって研究開発が続けられ、より大きなビームエネルギー、より大きなビーム電流が要求されるようになった。

加速器はその加速機構に着目して、静電加速器、線形加速器、円形加速器の三つに分類される。静電加速器としては Cockcroft-Walton 方式や Van-de-Graaff 方式が挙げられる。電極の間に高い電位差を生成し、その電場によって粒子を加速させる方式である。ただし、印加できる電圧に上限があり、数十 MV が上限となっている。そのため、現在の素粒子原子核実験で要求されるビームエネルギーを実現することが出来ない。

線形加速器は、先に述べた静電加速器に存在する電圧の上限を解決するために、高周波の電磁場を用いる方式であり、加速構造が直線的に整列している加速器である。ビームの入射タイミングを高い精度でコントロールし、加速電場が立つタイミングと同期させることで高効率の加速が可能である。この方式は、加速構造をビームが一度のみ通過する形式である。そのため、高いビームエネルギーを実現させるためには高い電場を立て、また加速構造を長く、数多く設置することが要求される。しかし加速器施設がより長大となると、敷地の確保や建設費・製造費の困難がある。そのため、素粒子原子核実験で要求されるような高エネルギーの実現方法の一つとして円形加速器が開発され、線形加速器はその前段加速器として利用されるようになった [3]。ただし、近年ではビームエネルギーをさらに増強させるにあたり、円形加速器で生じるシンクロトロン放射によるビームエネルギーの損失が無視できないものとなることが分かっている。そのため、国際協力の下で大型の線形加速器を製造する ILC(International Linear Collider)[4] 計画などが検討されている。

本研究は、高エネルギーの線形加速器においてエネルギー増強を目的として使用されるパルス圧縮器を主題とする。

1.2 KEK 電子陽電子入射器

KEK の電子陽電子入射器 [5] は、電子と陽電子を素粒子実験施設と放射光施設に供給する線形加速器である。1978 年にフォトンファクトリーのための 2.5 GeV 加速器として建設され、1982 年にコミショニングを開始した。後に、TRISTAN 電子陽電子衝突計画のために陽子生成セクションが追加され、1995 年まで運転された。その後、SuperKEKB 実験の前身である KEKB 計画のために 8 GeV までビームエネルギーを増強した。

2010 年より、KEKB 計画を発展させた SuperKEKB 計画が開始されている。SuperKEKB 実験では KEKB 計画と比較してルミノシティにおいて 40 倍の増強を実現し、素粒子模型を超える物理の探索を目的としている。高いルミノシティを実現するために、入射ビームには大電流かつ低エミッタンスであることが要求されている。また、SuperKEKB の電子リング (High Energy Ring: HER)・陽電子リング (Low Energy Ring: LER) と併せて、フォトンファクトリー (Photon Factory: PF)、PF アドバンスドリング (PF Advanced Ring: PF-AR) の 4 つの蓄積リングへの同時トップアップ入射での運転が行われている。SuperKEKB 加速器を用いて行われる素粒子衝突実験 Belle II 実験と、放射光施設 PF、PF-AR については付録 A に記述した。



図 1.1. KEK 入射器の概要 ([5] より引用)

入射器は 60 ユニットの S バンド常伝導加速構造からなる 600 m の装置である。その概要を図 1.1 に示す。低エミッタンスかつ高電荷の電子バンチは、フォトカソード RF 電子銃を採用することで供給可能である。陽電子生成のための高電流プライマリ電子ビームはサーミオニック電子銃を使用し、タングステン製ターゲットに衝突後に生成された陽電子は、フラックスコンセンレーター (FC) [6, 7] と大口径 S バンド加速管 (Large Aperture S-band structure: LAS) [7, 8] で加速され、低エミッタンスを実現するためにダンピングリング (DR) を通過する。SuperKEKB 計画から入射器に要求されるビーム性能は表 1.1 である [5]。

電子陽電子入射器から入射する 4 つの独立する蓄積リングはそれぞれビームエネルギー等のパラメタにおいて異なっている。入射器はそれぞれの蓄積リングから見て個別の入射器であるように、数百のパラメタを 50 Hz で調整するシステムが運用されている。

加速構造への要求は、最大 4 nC の電子・陽電子バンチを加速することであり、入射器終端部で電子バンチが 7.0 GeV、陽電子バンチが 4.0 GeV に到達させることである。なお、陽電

表 1.1. KEK 入射器の要求。[5] より作成。

parameters	Unit	Electron(e^-)	Positron(e^+)
Beam energy	GeV	7.007	4.0
Normarized emittance $\gamma\varepsilon_{x/y}$	μm	40/20	100/15
Energy spread	%	0.07	0.16
Bunch charge	nC	4	4
No. of bunches / pulse		2	2
Repetition rate	Hz	50	

子生成のためには陽電子ターゲットに 10 nC、3.5 GeV の主ビームを照射し、発生した陽電子を FC で集め、1.1 GeV まで加速して DR に入射する設計となっている。図 1.1 にある 60 ユニットの加速構造は一部を除いて 1 台のクライストロン、パルス圧縮器および 4 本の 2 m 常伝導進行波型加速管から構成される。加速ユニットの概要を図 1.2 に示す。この構成は、KEKB 計画時と同等である。クライストロンの 40 MW の出力をパルス圧縮し、4 本の加速管に供給することで、8 m にわたってビームの到来するタイミングに同期して 20 MV/m の加速勾配を実現する。

加速管は 2 m 長のディスクロード型であり、 $2\pi/3$ モード進行波で運転されている。加速管の製造年代と目的、および、設置箇所によって 3 つのタイプが存在しており、それぞれ PF 型、KEKB 型、LAS 型と呼ばれている。特に、PF 型加速管は PF 運転時より経年劣化による真空放電（ブレイクダウン）の頻発と高い電界放出電流の問題があり、規格電力より小さな電力で運転せざるを得ないものが多い [9, 10]。2021 年には劣化した加速管との置換を目的として、高効率・高加速勾配を目指した新型の加速管の開発・製造が進められ、一部のユニットにおいて加速管の置換を始めている [11]。

1.3 本研究の目的

本論文は線形加速器において、高周波源のピークパワーを変更することなく加速構造に高い電場勾配を立てることを目的とするパルス圧縮技術について述べる。加速管の内部に高い電場勾配を実現させることにより、ビームはより高い電磁場を経験することが可能である。この技術の実現によって、既存の加速器施設において 2 倍程度のビームエネルギー増強の実現や、高いビームエネルギーを実現する施設を建設する際に、必要となる費用を削減することに繋がる。

加速器に使用される高周波電力源として、一般にクライストロンと呼ばれる装置が使用されている。理由として、クライストロンが高効率・高利得であり、加速器で使用されるマイクロ波の周波数領域において他の電子管と比べて高い電力を出力することが可能であることによる。クライストロンのさらなる高電力化は困難であるが、数十 MW の電力を数 マイクロ秒にわたって出力するクライストロンは入手可能である [12]。一方で、S バンド・2 m 長の加速管



図 1.2. 加速ユニットの概要図 ([5] より引用)

内部に電磁場を充填するために必要な時間は $0.5 \mu\text{s}$ 程度である。そのため、クライストロンの出力する電力を一時的に空洞に蓄積し、時間的に圧縮して短い時間に高電力を加速管に出力するパルス圧縮と呼ばれる技術が研究開発されている。

この技術は 1970 年代において、SLAC 国立加速器研究所で開発された SLED (SLAC Energy Doubler) [13] 装置に端を発する。その後に研究開発が進められ、同等の機能を持ち、よりコンパクトかつ量産に適した構造として球形空洞型パルス圧縮器 (Spherical Cavity type Pulse Compressor: SCPC) [14, 15] の研究開発が進められてきた。

KEK 電子陽電子入射器棟においては、2.5 GeV 放射光施設の入射加速器としての運転から、KEKB 計画の 8 GeV 電子ビーム運転へのアップグレードに際し、ビームエネルギー増強を目的としてパルス圧縮器の使用を開始した。SLED 装置の設計を基盤とし、KEKB 運転の要求に応じた再設計を行い、56 台の SLED 型の二空洞型パルス圧縮器を導入し、現在に至るまで使用している [16]。しかし近年になり、装置の数十年にわたる利用による経年劣化および予備機の不足が現実的な問題となってきた。現行の装置であっても SuperKEKB 計画に要求されるビームエネルギーを出力することは可能ではあるが、そのマージンは十分であるとは言えず、アップグレードが必要である。

アップグレードの方策の一つとして、クライストロンを増設するユニットの導入が進められている。第 1.2 節で述べたように、KEK 電子陽電子入射器ではクライストロン 1 本が常伝導加速管 4 本をドライブする系統を一つのユニットとしている。ここで、クライストロンを増設し、加速管 1 本あたりに投入する電力を 2 倍とすれば、加速管内に立つ加速勾配 E_{Acc} は $\sqrt{2}$ 倍となる。その際に、新規に導入するクライストロンとあわせてパルス圧縮器が必要となる。新規にパルス圧縮器を製造するにあたり、近年に開発が進められている単一の球形空洞を使用する方式を採用した。

本研究は、KEK において使用されている SLED 型パルス圧縮器に対する代替として期待されている、球形空洞を採用したパルス圧縮器の製作を報告するものである。

1.4 本論文の構成

第 2 章では、エネルギー増強の重要な手段として本研究で活用するパルス圧縮技術についてまとめる。まず原理について述べ、これまでに提案された形式と、今回採用した球形空洞型の性質について説明する。第 3 章では球形空洞型のパルス圧縮器の設計と、シミュレーションの結果について述べる。第 4 章では、製作過程について述べ、製作途中および製作完了後に実施した低電力試験の結果について述べる。第 5 章では、KEK 電子陽電子入射器棟内の加速管試験施設において実施した高電力試験について、セットアップから測定結果の解析について述べる。最後に、第 6 章では結論と今後の展望についてまとめる。

第 2 章

パルス圧縮技術

本章では、マイクロ波の技術を用いたパルス圧縮の機構について述べる。まず、導波管と空洞を結合した系について、Maxwell 方程式を解いた解である電磁場モードを基にして、電源の励振周波数と空洞の共振周波数が一致しているときの微分方程式を導出する。次にパルス圧縮器のビーム加速に対する効果を表すエネルギー増倍率を定義し、数値計算の結果と熱計算について述べる。

続いて、等価回路モデルから、励振周波数と共振周波数が一致していないときの振る舞いを記述する微分方程式を導出する。最後に、パルス圧縮器の構成について述べる。本技術が開発された SLED 型装置の機構を述べ、過去に開発されたパルス圧縮の形式を比較しながら、今回製作した SCPC 型について共通点と相違点について述べる。

2.1 パルス圧縮器のセットアップ

パルス圧縮器の運転のための構成を図 2.1 に示す。シグナルジェネレーターは指定する周波数の RF 信号を出力する装置である。low-level RF (LLRF) コントロールユニット [17] を使用して、指定したパルス開始タイミングおよびパルス全幅に対応して連続波にゲートを適用させパルス化し、また指定した位相反転のタイミングで RF 信号の位相を反転させる。その出力信号はクライストロンにより高電力化され、矩形導波管を通してパルス圧縮器に入力される。入力された高周波電力は空洞共振器に蓄積され、位相が反転された RF 信号がパルス圧縮器に到達するときに、空洞に蓄積された電力が短い時間間隔に電場振幅が増幅されて出力され、加速管に高電力の信号が入力される。

パルス圧縮器を設置した系においても、パルス圧縮機構を使用せずに電磁波をそのまま透過させる運転が必要になることがある。そのため、空洞にはデチューナーが設置されている。デチューナーは球形空洞に金属棒を差し込むことにより空洞内に立つ電磁場モードの共振周波数を変化させ、RF 信号はパルス圧縮器の空洞に侵入することなく導波管内を伝搬する。

KEK 電子陽電子入射器で用いるパルス圧縮器の RF 特性を表 2.1 に表す。

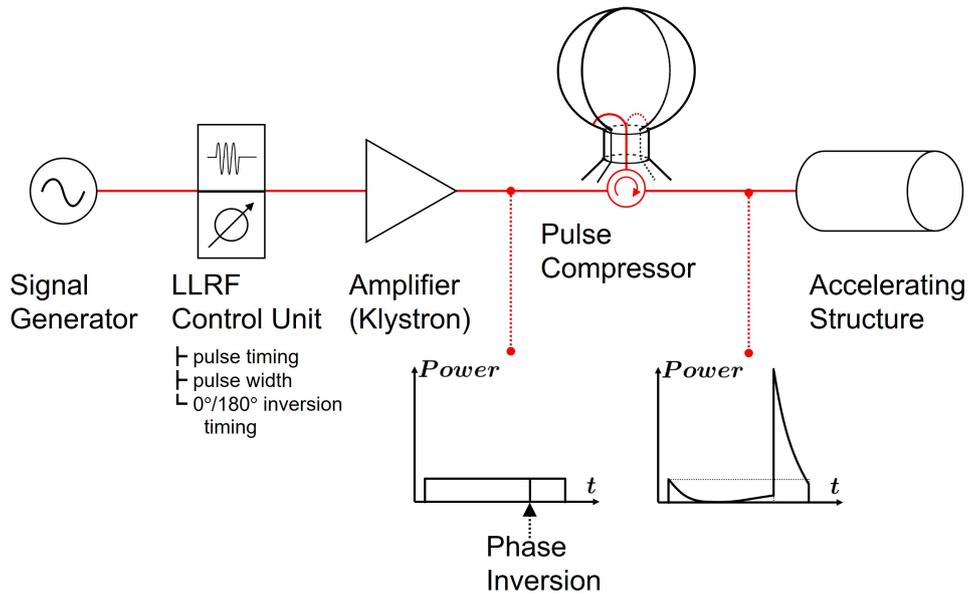


図 2.1. パルス圧縮器の周辺装置

2.2 電力蓄積および放出の過程

図 2.2 は導波管に空洞が接続されている図を表している。ここでは簡単のため、一つの空洞のみを考える。

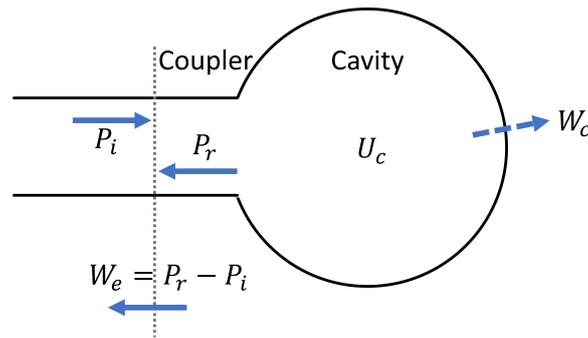


図 2.2. 電力の流れの概要図

電力の流れを図 2.2 のように定義する。導波管から空洞へ向かう入力電力を P_i 、導波管から外向きに出ていく電力を P_r とする。空洞は一般には電気伝導率の高い金属を用いて製造されているが、有限の電気抵抗率のためにジュール損失が生じ、ゼロでない電力 W_c が散逸される。

空洞に蓄積されているエネルギー U_c については、エネルギーの保存則

$$P_i = P_r + W_c + \frac{dU_c}{dt} \quad (2.1)$$

表 2.1. KEK 入射器に導入する S バンド球形空洞型パルス圧縮器の運転パラメーター

運転環境	
装置温度	30°C
内部	10 ⁻⁶ Pa 程度の真空
機械形状	
入出力フランジ面間隔	380 mm
幅	360 mm 程度
高さ	500 mm 程度 ^a
導波管	WR-284
運転設定	
運転周波数	2856 MHz
最大入力電力	40 MW
パルス幅	4 μs
圧縮後パルス幅	1 μs
パルス繰り返し	50 Hz
電気的特性	
共振周波数	2856 MHz
共振モード	TE ₁₁₂
無負荷 Q 値 (Q ₀)	> 100,000
結合係数 (β)	6.4

^a デチューニング機構を除く

を満足する。

電力は電場の振幅の 2 乗に比例する。比例係数を k として、各電力は以下のように記述される。ただし、 E_i は空洞への入力波の電場、 E_r は空洞の出力波の電場である。 E_c は結合孔での電場であり、入力波と出力波の重ね合わせとして記述できる。すなわち、 $E_c = E_i + E_r$ である。

$$\text{入力電力： } P_i = k_{\text{wg}} E_i^2 \quad (2.2a)$$

$$\text{反射電力： } P_r = k_{\text{wg}} E_r^2 \quad (2.2b)$$

$$\text{外部回路への電力流： } W_e = k_{\text{wg}} E_c^2 \quad (2.2c)$$

$$\text{空洞壁面での散逸電力： } W_c = k_{\text{cav}} E_c^2 \quad (2.2d)$$

ここで、 $W_e = P_r - P_i$ である。

結合係数 β と Q 値 Q_0, Q_L を次のように定義する。

$$\beta = \frac{W_e}{W_c} = \frac{k_{wg}}{k_{cav}} \quad (2.3a)$$

$$Q_0 = \frac{\omega_0 U_c}{W_c} \quad (2.3b)$$

$$Q_L = \frac{Q_0}{1 + \beta} \quad (2.3c)$$

(2.1) 式に代入して展開すると、

$$\frac{Q_0}{\omega_0} \frac{dE_c^2}{dt} = -E_c^2 + \beta E_i^2 - \beta (E_c - E_i)^2 = \{-(1 + \beta)E_c + 2\beta E_i\} E_c \quad (2.4)$$

となり、

$$T_c = \frac{2Q_L}{\omega_0} = \frac{2Q_0}{\omega_0(1 + \beta)} \quad (2.5a)$$

$$\alpha = \frac{2\beta}{1 + \beta} \quad (2.5b)$$

を導入すれば、 E_c の時間発展は次の微分方程式に従うことがわかる。

$$T_c \cdot \frac{dE_c}{dt} + E_c = \alpha E_i \quad (2.6)$$

この微分方程式は、入力 E_i が定数であれば解析的に解くことが出来る。簡単のため、ステップ関数な入力に対して微分方程式を解く。 E_0 を定数として、入力信号を

$$\widehat{E}_i(t) = \frac{E_i(t)}{E_0} = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ +1 & (0 < t < t_1 : \text{A}) \\ -1 & (t_1 < t < t_2 : \text{B}) \\ 0 & (t_2 < t : \text{C}) \end{cases} \quad (2.7)$$

とする。なお、 t_1 を位相反転のタイミング、 t_2 をパルス長さとする。 $0 < t < t_1$ の区間 A は電磁波の蓄積過程、 $t_1 < t < t_2$ の区間 B は電磁波の圧縮後の放出過程、 $t_2 < t$ の区間 C は入力パルス終了後の放出過程である。 $\tau = t/T_c$, $\tau_i = t_i/T_c$ ($i = 1, 2$) として、微分方程式の解は

$$\widehat{E}_c(t) = \frac{E_c(t)}{E_0} = \begin{cases} \alpha(1 - e^{-\tau}) & \text{(A)} \\ \gamma e^{-(\tau - \tau_1)} - \alpha & \text{(B)} \\ \widehat{E}_c(t_2) e^{-(\tau - \tau_2)} & \text{(C)} \end{cases} \quad (2.8)$$

となる。ただし、 E_i が不連続となる時点における E_c は、それぞれ

$$\widehat{E}_c(t_1) = \alpha(1 - e^{-\tau_1}) \quad (2.9a)$$

$$\widehat{E}_c(t_2) = \gamma e^{-(\tau_2 - \tau_1)} - \alpha \quad (2.9b)$$

$$\gamma = \alpha(2 - e^{-\tau_1}) \quad (2.9c)$$

である。

パルス圧縮器の出力として現れるのは、 $E_r = E_c - E_i$ であり、

$$\widehat{E}_r(t) = \frac{E_r(t)}{E_0} = \begin{cases} -\alpha e^{-\tau} + (\alpha - 1) & \text{(A)} \\ \gamma e^{-(\tau-\tau_1)} - (\alpha - 1) & \text{(B)} \\ \widehat{E}_c(t_2) e^{-(\tau-\tau_2)} & \text{(C)} \end{cases} \quad (2.10)$$

となる。それぞれを図示すると図 2.3 のようになる。装置の出力である E_r に着目すると、区間 A では高周波電力を蓄積し、区間 B の短期間に電力を圧縮して高電力を出力していることが確認できる。

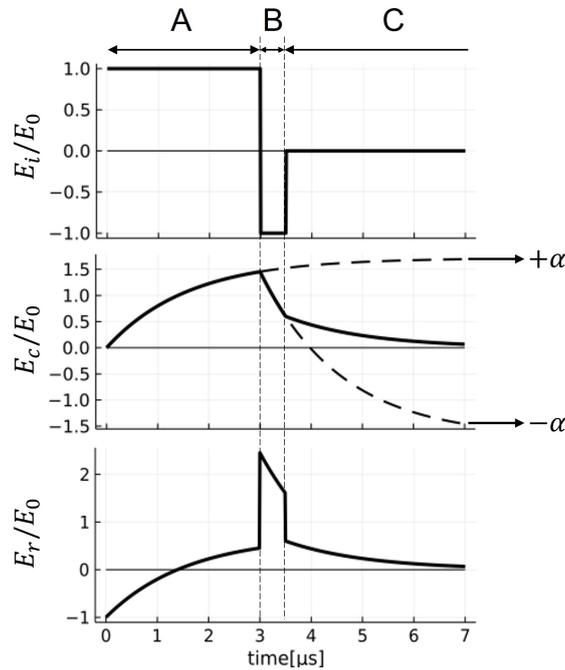


図 2.3. 電場振幅の時間発展。全パルス幅を $3.5 \mu\text{s}$ 、位相反転タイミングを $3.0 \mu\text{s}$ 、 $Q_0 = 100,000$ 、 $\beta = 6.4$ として計算した。(上) クライストロンからの入力 E_i (中) パルス圧縮器空洞内 E_c 。(下) パルス圧縮器の出力 E_r 。

2.3 等価回路モデル

前の節では、空洞の共振周波数と、入力する電磁波の周波数が一致しているときの空洞内の電場振幅の時間発展を導出した。しかし、実際の運転時にはこれらの周波数は一致していない。そのため、この節では、等価回路モデルを用いて周波数が一致していないときの微分方程式を導出する。

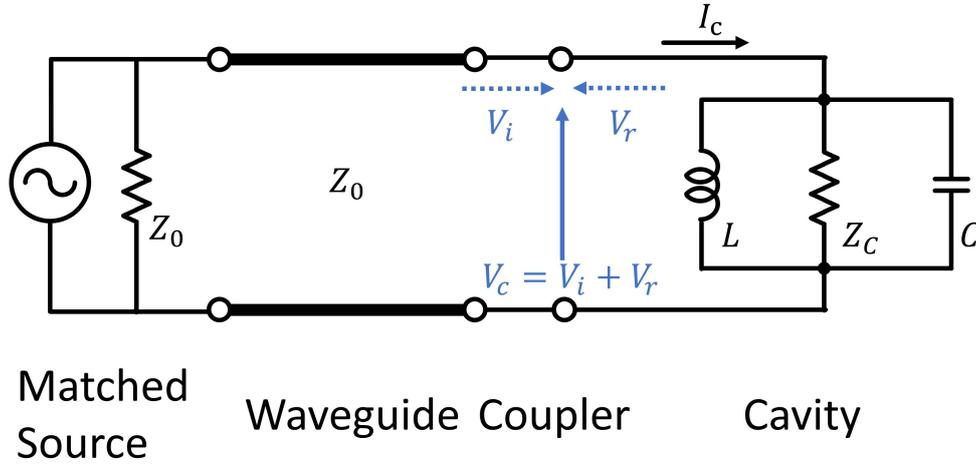


図 2.4. 等価回路モデル。高周波源・導波管・カップラー（結合孔）・共振器からなる。

図 2.4 について、導波管と空洞からなる回路を考える。高周波源の励振周波数を f とし、 $\omega = 2\pi f$ とする。空洞に向かう電磁波の電圧を $V_i e^{j\omega t}$ 、空洞から外へ向かう電磁波の電圧を $V_r e^{j\omega t}$ とする。導波管と空洞の境界での電圧を $V_c e^{j\omega t} = (V_i + V_r) e^{j\omega t}$ 、電流を $I_c e^{j\omega t} = \frac{V_i - V_r}{Z_0} e^{j\omega t}$ とする。

電流の保存則より、

$$I_c e^{j\omega t} = C \frac{d(V_c e^{j\omega t})}{dt} + \frac{V_c e^{j\omega t}}{Z_c} + \frac{1}{L} \int_0^t V_c(t') e^{j\omega t'} dt' \quad (2.11)$$

と書ける。

(2.11) 式の最終項の積分の評価は、部分積分によって

$$\begin{aligned} \int_0^t V_c(t') e^{j\omega t'} dt' &= \left[\frac{1}{j\omega} V_c(t') e^{j\omega t'} \right]_0^t - \frac{1}{j\omega} \int_0^t V_c'(t') e^{j\omega t'} dt' \\ &= \frac{1}{j\omega} V_c(t) e^{j\omega t} - \frac{1}{j\omega} \left\{ \left[\frac{1}{j\omega} V_c'(t') e^{j\omega t'} \right]_0^t - \frac{1}{j\omega} \int_0^t V_c''(t') e^{j\omega t'} dt' \right\} \\ &\sim \frac{1}{j\omega} V_c(t) e^{j\omega t} + \frac{1}{\omega^2} \{ V_c'(t) e^{j\omega t} - V_c'(0) \} \end{aligned} \quad (2.12)$$

である。ただし、初期条件として $V_c(t=0) = 0$ とし、また最後の V_c の二階微分の積分を含む項は、 V_c の変化が励振周波数 ω に対して十分小さく無視する近似を使用した。

この項を (2.11) 式に代入し、また、

$$Q_L = \frac{Q_0}{1 + \beta} = \frac{\omega_c C}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_c}} \quad (2.13a)$$

$$\frac{1}{C Z_0} = \frac{\omega_c \beta}{Q_0} \quad (2.13b)$$

を用いて、

$$\left(1 + \frac{\omega_c^2}{\omega^2} \right) \frac{dV_c}{dt} + \left\{ \frac{\omega_c}{Q_L} + j\omega \left(1 - \frac{\omega_c^2}{\omega^2} \right) \right\} V_c = \frac{2\omega_c \beta}{Q_0} V_i \quad (2.14)$$

を得る。この式は、空洞パラメータ Q_0 , β , $\omega_c = 2\pi f_c$ を決定すれば、入力電圧 $V_i(t)$ に対する空洞での電圧 $V_c(t)$ を計算できることを意味している。

特に、 $\omega = \omega_c$ 、すなわち運転周波数が空洞の共振周波数に一致するとき、再び $T_c = 2Q_0/\omega_c(1 + \beta)$, $\alpha = 2\beta/(1 + \beta)$ を用いて、(2.14) 式は

$$T_c \cdot \frac{dV_c}{dt} + V_c = \alpha V_i \quad (2.15)$$

と書ける。これは前節で導出した (2.6) 式に一致する。

2.4 エネルギー増倍率

加速器の運転において、実際に興味があるのは荷電粒子ビームが加速管を通過するときに獲得するエネルギーである。パルス圧縮器を設置したときに、設置していないときと比較して荷電粒子ビームが獲得するエネルギーが何倍になるかという値を、エネルギー増倍率 (EMF: Energy Multiplication Factor) と定義する。以降では、加速管内を電磁波が伝播するときの群速度の変化が、荷電粒子の獲得エネルギーに与える影響を考える。簡単のため、光速で移動する荷電粒子の感じる電場の正弦波的に変化する量は考慮しないとする。

加速管の軸方向を z 軸とする。定電場型加速管では、ある加速管内軸上の座標 z での群速度は近似的に

$$v_g(z) = v_{g0} \left(1 - g \frac{z}{L}\right) = v_{g0} (1 - gz') \quad (2.16)$$

とかける [18, 19]。ここで、 v_{g0} は加速管入口での群速度、 L は加速管の全長であり、 $z' = z/L$ とした。

ある時刻 t に加速管内軸上 z の位置の電場 $E(z, t)$ は、加速管の入口 $z = 0$ に電磁波が入射してから z に到達するまでの時間 Δt を用いて、 $E(z, t) = E(0, t - \Delta t)$ と書ける。このとき、

$$\Delta t(z') = \frac{L}{v_{g0}} \int_0^{z'} \frac{d\zeta'}{1 - g\zeta'} = \frac{-L}{gv_{g0}} \ln(1 - gz') = T_f \left[\frac{\ln(1 - gz')}{\ln(1 - g)} \right] \quad (2.17)$$

となる。ここで、 $T_f = \Delta t(z' = 1) = \frac{-L}{gv_{g0}} \ln(1 - g)$ であり、 T_f は電磁波が加速管長 L を走り抜けるための時間である。このことから、 T_f を加速管のフィリングタイムと呼ぶ。

電荷 e の単一の荷電粒子が加速管で獲得するエネルギー W は、加速管内にわたって感じる電場の z 成分の積分である。つまり、

$$W = e \int_0^L E(z) dz = eL \int_0^1 E(z') dz' \quad (2.18)$$

である。 $E(z')$ はパルス圧縮器の蓄積・放出の区間によって (2.10) 式のように表式が異なるが、位相反転後のパルス時間が加速管のフィリングタイムと同程度かそれ以上であれば ($t_2 - t_1 \gtrsim T_f$)、放出直後の振幅最大の電磁波が加速管の全長 L だけ走り出口に到達したとき ($t = t_1 + T_f$) に、獲得するエネルギー W は最大となる。周波数一致のときの微分方程式の

解 (2.10) 式を用いて、このとき、

$$W_{\max} = eL \int_0^1 \left[\left\{ \gamma e^{-\frac{t-t_1}{T_f}} (1-gz')^\nu - (\alpha-1) \right\} E_0 dz' \right] \quad (2.19a)$$

$$= eLE_0 \left[\gamma e^{-\frac{T_f}{T_f}} \frac{1-(1-g)^{1+\nu}}{g(1+\nu)} - (\alpha-1) \right] \quad (2.19b)$$

となる。ただし、 $\nu = \frac{T_f}{T_c} \frac{1}{\log(1-g)}$ である。

一方で、パルス圧縮器を挿入せずクライストロンのフラットパルスを直接に加速管に投入する場合、または、パルス圧縮器の空洞がデチューンされていて電磁波が空洞に侵入せず導波管を伝搬するとき、荷電粒子ビームが獲得するエネルギー W_{detuned} は

$$W_{\text{detuned}} = e \int_0^L E_0 dz = eLE_0 \quad (2.20)$$

となる。 W_{detuned} に対する W_{\max} の比の値は、パルス圧縮器を挿入することによって得られるエネルギー増幅率であり、EMF (Energy Multiplication Factor) とよぶ。すなわち、

$$\text{EMF} = \frac{W_{\max}}{W_{\text{detuned}}} = \alpha (2 - e^{-\tau_1}) e^{-\frac{T_f}{T_c}} \frac{1-(1-g)^{1+\nu}}{g(1+\nu)} - (\alpha-1) \quad (2.21)$$

である。

KEK 電子陽電子入射器では、ビーム発散の対策として寸法の異なる 6 つのタイプの加速管を使用しているが、その中で平均的な寸法である C タイプと呼ばれる加速管の寸法を用いて計算する。加速管の断面図を図 2.5 に示す。空洞間のディスクの中心にはアイリスと呼ばれる円形の穴が開けられており、その直径 ($2a$) を表 2.2 に示す。アイリス直径 ($2a$) と群速度 (v_g) の関係は、実験的に調べられており [16]、

$$\frac{v_g}{c} = c_0 + c_1 \times (2a) + c_2 \times (2a)^2 \quad (2.22)$$

である。ただし、 $2a$ は mm の単位であり、係数は $c_0 = 0.017212$ 、 $c_1 = -0.00243005$ 、 $c_2 = 0.000100418$ である。

表 2.2. KEK 入射器用加速管 C タイプの群速度 ([16] より作成)

	2a (mm)	群速度 v_g/c
加速管 No.1 ディスク	24.275	0.017396
加速管最終ディスク	20.300	0.009263

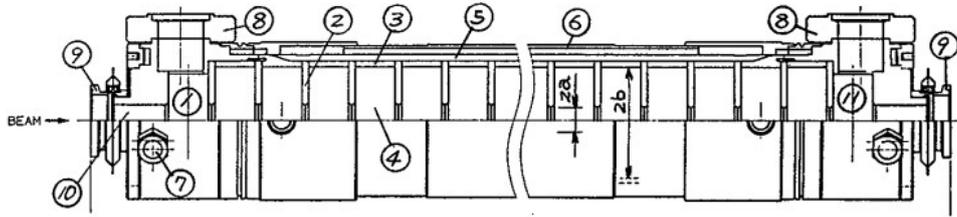


図 2.5. KEK 入射器用加速管の断面図 ([16] より引用)。(1) 入力カップラー、(2) ディスク、(3) スペース、(4) 加速空洞、(5) 電鍍層、(6) 冷却ジャケット、(7) 冷却接栓、(8) RF フランジ、(9) 真空フランジ、(10) ビームホール、(11) 出力カップラー。

加速管の軸上にわたって電場を積分したときの増倍率を図 2.6 に示す。ただし、位相反転は $t_1 = 3.0 \mu\text{s}$ 、パルスの終端は $t_2 = 4.0 \mu\text{s}$ とし、パルス圧縮器のパラメーターは $Q_0 = 100,000$ 、 $\beta = 6.4$ を用い、加速管の群速度として表 2.2 の値を使用して計算した。加速管長にわたって積分した値は、位相反転のタイミングのピーク電力が加速管の末端に到達した時刻 $t = t_1 + T_f$ で最大値 EMF 1.94 を与える。

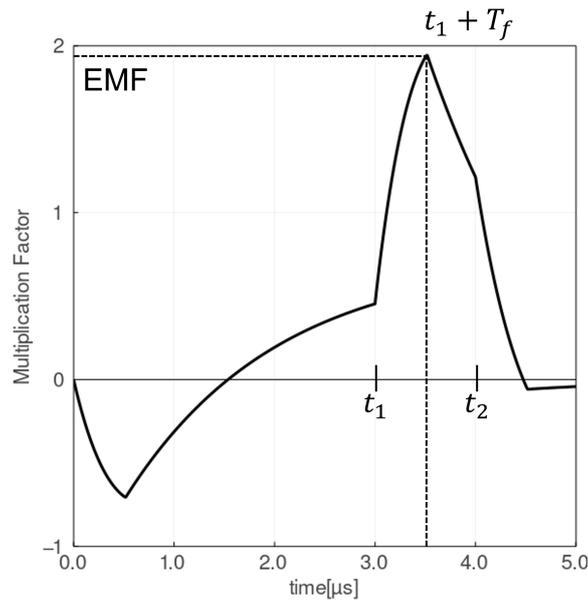


図 2.6. 加速管の軸上の電場の積分値の時間発展。位相反転は $t_1 = 3.0 \mu\text{s}$ 、パルスの終端は $t_2 = 4.0 \mu\text{s}$ 、装置のパラメーターとして $Q_0 = 100,000$ と $\beta = 6.4$ を用いて計算した。

2.5 熱計算

高周波装置への高電力の投入に伴い、空洞表面でジュール熱が発生し、空洞が膨張し周波数特性が変化するため、熱の解析は不可欠である。クライストロンの入力電力に対して、空洞壁面で散逸する電力の比を計算する。 T を全パルス幅とし、 $\widehat{E}_c = \frac{E_c}{E_i}$ を入力電力で規格化した

電場とする。入力電力は位相反転を除いては一定であると仮定して、

$$[\text{Loss_Ratio}] = \frac{\int_0^{t_3} W_c dt}{\int_0^{t_2} P_i dt} = \frac{\int_0^{t_3} \widehat{E}_c(t)^2 dt}{\beta t_2} \quad (2.23)$$

となる。ただし分子の積分区間の上限である t_3 はパルス幅である t_2 より長く、指数減衰区間の十分な範囲を積分する必要がある。

今、パラメータとして $t_1 = 3.0 \mu\text{s}$ 、 $t_2 = 4.0 \mu\text{s}$ 、 $t_3 = 3t_2 = 12.0 \mu\text{s}$ 、 $\beta = 6.4$ 、 $Q_0 = 100,000$ を用いて数値計算をし、全パルス幅 T にわたって積分を実行すると、

$$[\text{Loss_Ratio}] \sim 0.156 \quad (2.24)$$

を得る。すなわち、入力電力に対してその 15.6 % は空洞壁面で損失することとなる。

2.6 パルス圧縮の各種の形式

パルス圧縮技術は SLAC 国立研究所で開発された SLED 装置に端を発し、その後に各研究所で開発がなされた。本節では、それぞれの原理を簡潔に説明する。

2.6.1 SLED 形式

SLED 装置は、高周波パラメータが高い精度で一致した二つの円筒共振器と、3 dB ハイブリッドから構成される。装置の概要を図 2.7 に示す。3 dB ハイブリッドは 4 つのポートを持つ装置であり、入力信号が二つのポートに、同じ振幅で位相差 90 度をもって分配される。また、残りの一つのポートには信号が出力されない。動作原理の詳細は付録 B.3 節で述べる。

続いて、SLED 装置の振る舞いを図 2.8 を用いて説明する。ポート 1 を SLED 装置の入力ポートとし、クライストロン出力信号を結合する。ポート 3 を SLED 装置の出力ポートとし、加速管の RF 入力に結合する。ポート 2 およびポート 4 には、それぞれ電気特性が高い精度で一致する二つの円筒型空洞を結合する。

まず、図 2.8(A) では、高周波源が出力した RF 信号はポート 1 から入り、ポート 2,4 の二つの空洞に向かう過程を表している。ポートと空洞の境界面での RF 信号の時間発展は前節で記述した等価回路のモデルで説明できる。ポート 2 に向かう RF 信号の位相を基準として 0° とすると、ポート 4 に向かう RF 信号の位相は 90° である。続いて、図 2.8(B) では、ポート 2 に結合する空洞から 3 dB ハイブリッドに戻ってくる信号の反射を表している。ポート 1 に向かう信号を基準として 0° とすると、ポート 3 に向かう RF 信号の位相は 90° である。最後に、図 2.8(C) では、ポート 4 に結合する空洞からの反射を表している。図 2.8(A) の説明からポート 4 で反射する RF 信号の位相は 90° であり、3 dB ハイブリッドを経てポート 3 に向かう RF 信号の位相は 90° であり、ポート 4 に向かう RF 信号の位相は 180° となる。ここで、図 2.8(B)、(C) の信号を重ね合わせると、ポート 3 に向かう RF 信号は共通する 90° の位相進みがあるため、RF 信号は足しあわされる。一方でポート 4 に向かう RF 信号はポート 4 を

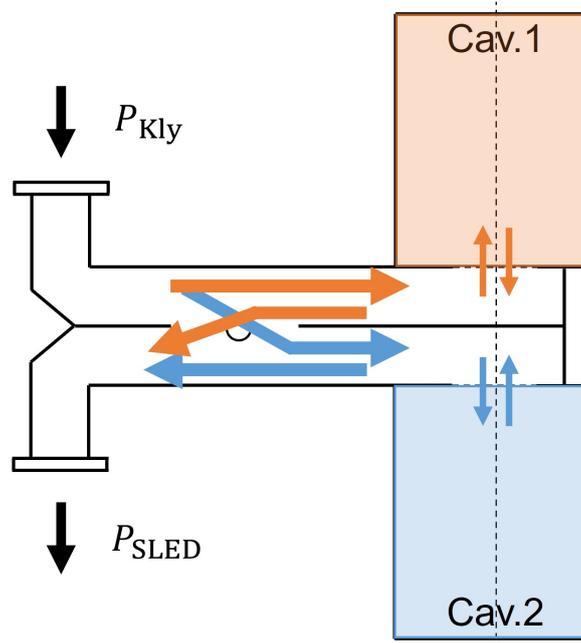


図 2.7. SLED 装置の概要図。3 dB ハイブリッドの 4 ポートのうち二つのポートに、同じ形状の高 Q 値の RF 共振空洞が接合されている。

経た方が 180° の位相進みがあるため、差し引かれる。特に、ポート 2、4 での空洞の振る舞いが全く同一であれば、ポート 1 から SLED 装置に入る RF 信号は全てポート 3 に向かい加速管に出力され、また、ポート 1 に向かう RF 信号はなくクライストロン側に電力が反射して戻ることではない。

以上が理想的な 3 dB ハイブリッドと二つの高周波共振空洞からなる SLED 装置の振る舞いである。実際の装置の挙動では、製造時や動作環境の熱的な機械変形に伴う寸法の差異による生じる電気パラメーターの変化に起因して位相変化等の変化が生じうる。そのため、実際の装置では空洞の共振周波数を調整するためのチューナーが取り付けられる。

2.6.2 SLED-II 装置

前章で述べた SLED 装置で出力される波形として、圧縮後の RF 信号が一つの大きなピークを持ち、直後に指数関数的に減少するという特性がある。RF 信号の 1 パルスに対し、1 ないし 2 の荷電粒子バンチを加速させる場合にはこの特徴は問題にはならないが、マルチバンチを均等に加速させる場合には不都合である。そのような加速器施設では、圧縮後の RF 信号が平坦であるような振る舞いを出力することを目的として、SLED-II 装置または Delay Line 形式と呼ばれるパルス圧縮器が開発された [20, 21]。

本装置は、3 dB ハイブリッドを使用することは先述の SLED 装置と同等であるが、高周波共振空洞を使用する代わりに図 2.9 のように RF 信号が伝搬する円筒導波管を結合する。ポート 2 ないし 4 に向かった RF 信号は、3 dB ハイブリッドのポートと円筒導波管との境界面で

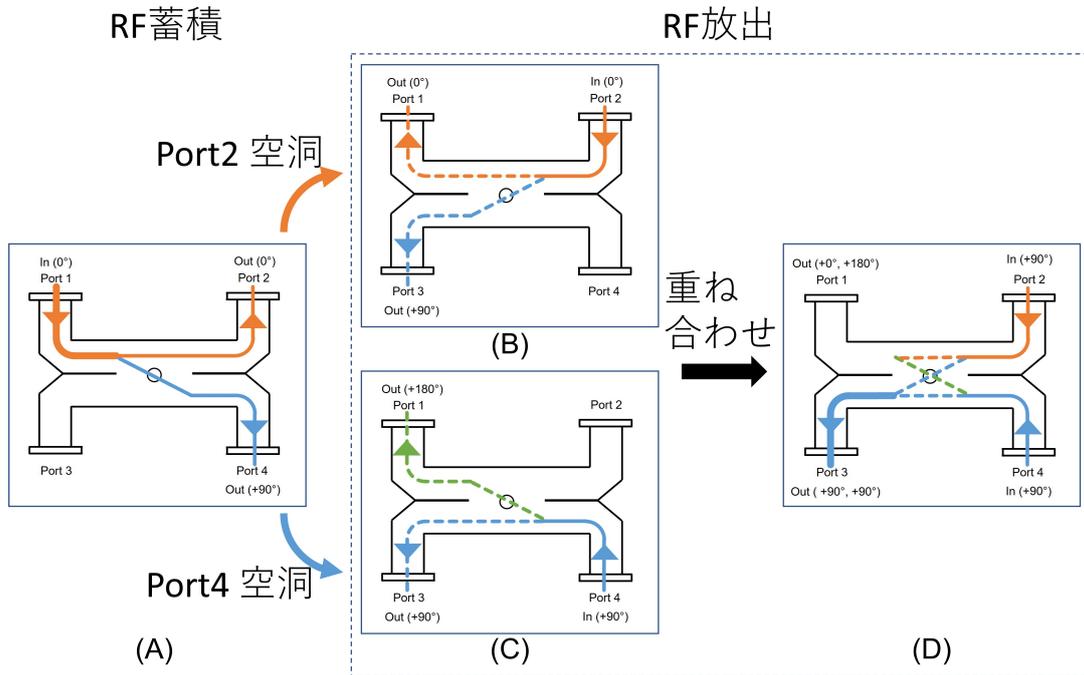


図 2.8. SLED 装置における 3 dB ハイブリッドの動作。(A) クライストロン出力の RF 電力が、ポート 2、4 それぞれの空洞に蓄積される過程。(B) ポート 2 の空洞から放出された電力がポート 1、3 に向かう過程。(C) ポート 4 の空洞から放出される電力がポート 1、3 に向かう過程。(D) ポート 2、4 の出力の重ね合わせとして、RF 電力がポート 3 から出力される過程。

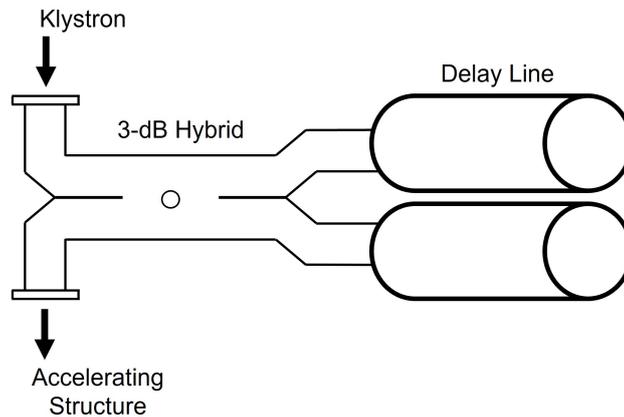


図 2.9. SLED-II 装置、あるいは Delay Line 形式の概要図

一部は透過し、残りは反射する。円筒導波管を伝播する RF 信号は終端で反射し、再度 3 dB ハイブリッドとの結合孔まで到達して透過および反射が起こる。このようにして信号は円筒導波管内を伝搬・反射を繰り返しながら蓄積されることとなる。SLED 装置と同様に、位相反転された信号が入力されたときに円筒導波管に蓄積されたマイクロ波は短い時間間隔に高電力を出力する。この過程は、円筒導波管の 2 倍の長さを既定の群速度で通過する時間ごとのステッ

ブ的な振る舞いをする。この振る舞いから、この装置は delay line と呼ばれている。この過程を整数回繰り返したタイミングで、ポート 1 から位相を反転させた信号を入力すると、増大された平坦な出力信号を得ることが出来る。

この形式は長い円筒導波管を二つ必要とする。そのため、Xバンドのような高周波帯での使用は装置が比較的小型で抑えられるため可能であるが、Sバンドの周波数帯での製造は装置のサイズが大きくなるため、本形式での装置製作は現実的ではない。

2.6.3 進行波環流型 (RRCS) 形式

RF の位相反転のタイミングで高いピーク電力を出力することは SLED 装置と同じだが、本形式では進行波がリング状の導波管内を環流する構造を使用する点において SLED 装置と異なる。このことにより、空洞が一つで十分でありなおかつ 3 dB ハイブリッドを必要としないという点において構造が単純であり、製作費用が安価で抑えられるという特徴がある。このような形式のパルス圧縮器を進行波環流型パルス圧縮器、RRCS (Resonant-Ring type Copression System) 形式 [22] とよぶ。

装置全体の概要図を図 2.10(A) に示す。回路素子として見たとき、図 2.10(B) のようになり、クライストロンからの高周波電力は a_1 として進行波型空洞共振器に到来し、設計に従うある定数によって、一部は b_2 へ、残りは b_3 へと出力される。そのうち、 b_3 に流れた電力は進行波として伝搬し a_4 の入力となり、こちらも一部は b_2 へ、残りは b_3 と出力される。この過程で電力は進行波型共振器の内部に蓄積され、適切なタイミングに位相を反転させた RF 電力を a_1 から入力することで蓄積された電力は短い時間に圧縮された高いピーク電力を出力する。

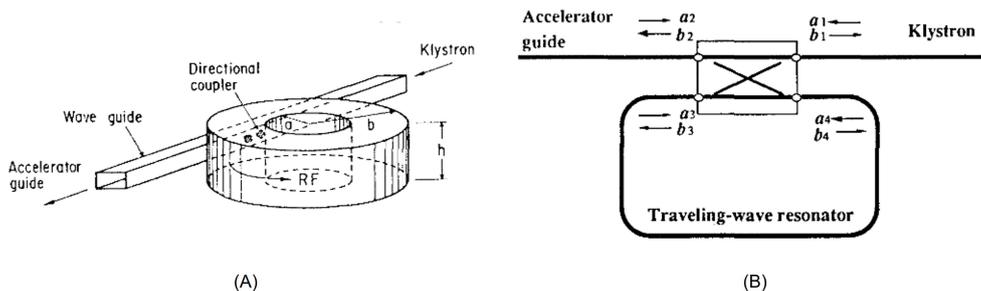


図 2.10. 進行波環流型パルス圧縮器の概要図 ([22] より引用)。(A) 装置の概要図、(B)4 端子素子として装置を見たときの図。

本形式のパルス圧縮器について、KEK では 1993 年より 2 年間にわたって研究開発がされており、大電力モデルを製造し、大電力試験が実施された [23]。設計に従う大電力の投入が可能であることや、空洞のデチューンができることを確認することは出来たが、エネルギー増幅率は KEKB 計画において要求される 1.80 以上という要件を満たしていなかった。また、大電力運転中には多量の X 線を放出することが判明し、遮蔽のためには相当量の鉛を必要とすることがわかった [16]。

これらの点から、KEKB 計画においては進行波環流型のパルス圧縮器は採用されず、本研究においても進行波環流型の採用はしなかった。

2.6.4 単一の球形空洞型 (SCPC) 形式

SLED 装置では、電気特性が高い精度で一致した二つの空洞を使用するため、装置が大型化することや部品数・ロウ付け箇所数の増加などの課題が生じていた。そこで、この問題を解決するために一つの軸対称な空洞を用いた形式が提案された。特に、球形空洞は体積当たりの表面積が小さいことから、空洞壁表面での熱損失を抑制することが出来る。球形空洞を採用したパルス圧縮器を、SCPC (Spherical Cavity-type Pulse Compressor) 形式と呼ぶ。このパルス圧縮器の機構は SLAC-LCLS において、より高周波帯の X バンドにおいて開発され [24, 14]、その後中国の清華大学において、S バンドの装置が実験室規模で開発された [15] 経緯がある。

本装置は SLED 装置における 3 dB ハイブリッドの代わりに導波管モード変換器 [25] を使用し、二つの円筒共振器の代わりに一つの球形空洞を使用する。特に、装置の入力であるクライストロンの信号を二つのモードに分配する機構が異なる。図 2.11(A) は SLED 装置で用いられる 3 dB ハイブリッドの機構を表しており、先述のように二つのポートに同振幅・90 度の位相差で分配し、空洞から出力される電力を加速管側に出力し、クライストロン側へ反射しないことを表している。一方で図 2.11(B) は SCPC 装置で活用する導波管モード変換器の機構を表しており、3 dB ハイブリッドに対して垂直面に円筒導波管を接合したような形状となっている。円筒導波管は軸対称な構造であるから、円筒導波管内部を伝播する電磁波は二つの直交するモードの重ね合わせとして表すことが出来る。この導波管モード変換器の形状を上手く設計すれば、3 dB ハイブリッドと同様のはたらきを実現することが出来る。

二つの空洞あるいはモードから出力される信号の波形がよく一致し、RF 信号のほとんど全てがパルス圧縮器の出力として加速管へ向かうためには、電気パラメーターが高い精度で一致する必要がある。SLED 装置では二つの空洞の電気パラメーターが高い精度で一致するように製作および接合することでこれを実現する。SCPC の構造においては、軸対称性があるために、直交する二つの同一の様態の電磁場モードの活用が可能であるから、円筒導波管および空洞について高い精度で軸対称性をもつようにする必要がある。

このように、周波数が等しいが電磁場の様態が異なる二つ以上のモードが構造体の中に励起される場合、電磁場モードが縮退しているという。軸対称な構造では、二つの直交するモードが縮退している。一方で、軸対称性を破るような、すなわちある方向に扁平な構造がある場合や、あるいは空洞に摂動が与えられている場合、その方向の電磁場モードの共振周波数は変化する。このときには、電磁場モードの縮退が解けたといえる。パルス圧縮器用の球形空洞においては、目的とする二つの電磁場モードが高い精度で一致し、縮退が実現するように製作をする必要がある。

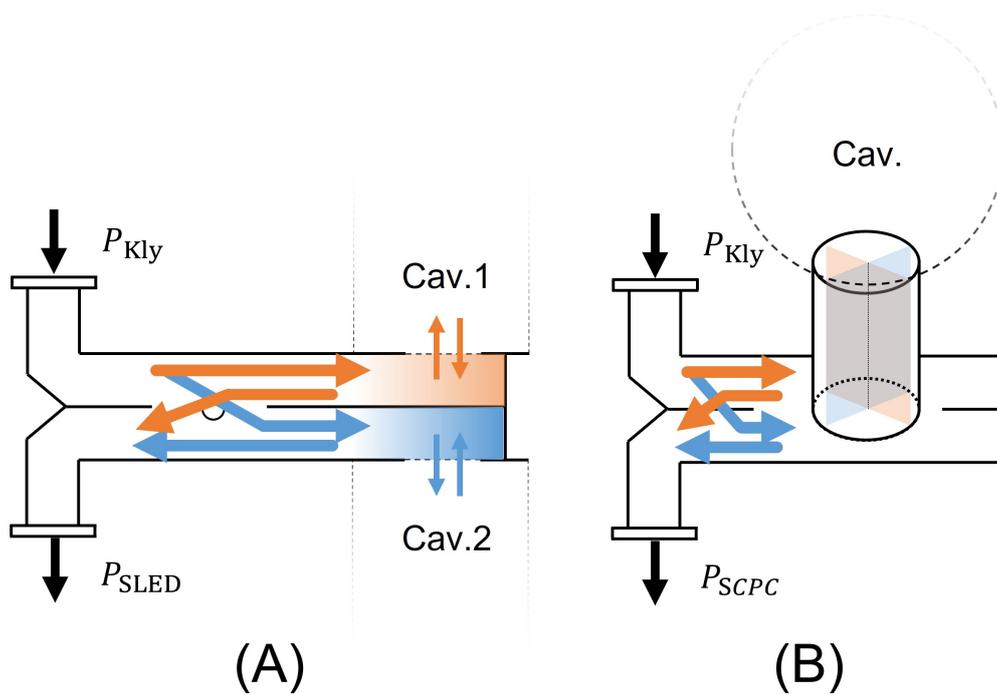


図 2.11. SLED と SCPC とのモード変換機構の比較。(A)SLED の 3 dB ハイブリッド (B)SCPC の導波管モード変換器

第 3 章

装置設計・解析

本章では、プロトタイプとして製作したパルス圧縮器の設計について述べる。

本装置は、以前に清華大学において製作された S バンド球形空洞型パルス圧縮器の設計を基盤としたものである [15]。清華大学設計と、本装置の設計の大きな違いは、Super KEKB における大電力高繰り返し運転に適するようにした点である。SuperKEKB 運転では、出力ピーク高さ 200 MW、圧縮後パルス幅 1 μ s、パルス間隔 20 ms（50 Hz 繰り返し）で運転される。正常な動作をし続けるためには、高周波の蓄積で生じる熱を上手く取り除く必要がある。本装置では、冷却水路を装置本体に掘り込むことにより、冷却水路の熱伝達を改善している。また、プロトタイプ以降の実機製作を考慮に入れ、量産に適した構造になっている。具体的には、装置を構成する部品数を少なくすることにより、加工の回数、ひいては加工にかかる費用を削減することが可能である。

本章では、まず設計の概要と動機付けを述べたのちに、球形空洞型パルス圧縮器の設計について、その 3 次元電磁場解析と熱構造解析について述べる。電磁場解析に関して、導波管モード変換器と球形空洞の二つの構成要素それぞれについて述べ、その後これらを組み合わせた系について述べる。熱構造解析に関して、定格の 50 Hz での運転における平均的な熱負荷に対する熱定常状態の解析を実施した。なお、冷却水配管ごとに熱伝達係数を事前に計算した結果を使用した。

3.1 設計の概要

本研究に関連するパルス圧縮器の特性を表 3.1 に示す。

表 3.1. パルス圧縮器の比較

	SuperKEKB ^a	KEKB[16]	清華大学 [15]	SLAC-LCLS[14]
周波数 [MHz]	2856	2856	2856	11424
結合係数 β	6.4	6.4	8	7~8
全パルス幅 [ns]	4.0	4.0	3.6	1.5
圧縮後のパルス幅 [ns]	1.0	1.0	0.3	
繰り返し比 [Hz]	50	50	2	120
空洞形状	球	円筒	球	球
空洞個数	1	2	1	1
電磁場モード ^b	sp, TE ₁₁₂	cyl, TE ₀₁₅	sp, TE ₁₁₂	sp, TE ₁₁₄
無負荷 Q 値	1×10^5	1×10^5	1×10^5	9.5×10^4

^a 本研究で開発するパルス圧縮器

^b sp は球形空洞内の電磁場モード, cyl は円筒空洞内の電磁場モードを表す。

本研究では、清華大学の開発 [15] を設計の基盤とし、KEK 電子陽電子入射器棟の仕様や要求に応じた最適化がなされた。KEK つくばキャンパスが擁する素粒子実験施設及び放射光施設に要求されるビームエネルギー・ビーム強度の電子陽電子ビームを、50 Hz の繰り返し頻度で安定して供給する要求を実現するため、高電力で安定して連続運転が可能であるように設計された。

本装置が現行の装置を代替することを視野に入れると、新機軸の装置は量産に適した構造であることが好ましい。すなわち、装置のサイズがコンパクトであり、部品数が少なく接合手順が少ない設計であることが望まれる。コンパクトであることにより、装置の製作コストの抑制も見込まれる。図 3.1 に、現行の 2 空洞型の装置と、本研究で開発をしている単一空洞型の装置の大きさを示している。

本装置は無酸素銅を母材とし、大別して 6 つの部品から構成される。装置の断面図を図 3.2 に示す。装置は球形空洞を構成する二つの半球と、それぞれの外側に位置する蓋状の部品と導波管モード変換器を構成する二つの部品からなる。各部品は、ロウ付けによって接合される。

3.1.1 冷却水路

装置の母材として使用する無酸素銅は電気伝導度 ($\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m) において優れた材質であるが、ゼロではない電気抵抗を有するため、電流に伴いジュール熱が生じる。RF 空洞では、低電力の場合では問題にはならないことが多いが、大電力を印加する場合にはジュール熱が無視できない。空洞の発熱は膨張を引き起こし、空洞の共振周波数が低下して設計通りの電氣的性質を実現できないことになる。この問題を解決するため、装置の表面もしくは内部に冷却水を用いる循環システムを設ける手法がとられることが多い。本研究の球形空洞型パルス圧縮器においても、冷却水の循環システムを使用する。

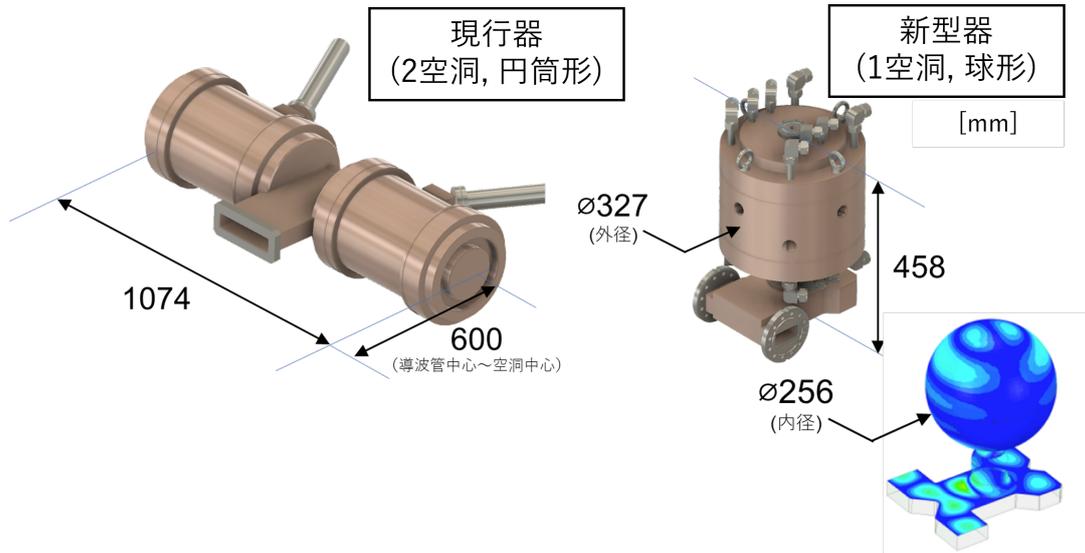


図 3.1. 現行器と新開発のパルス圧縮器のサイズの比較。(左) 現行の二つの円筒空洞型の装置、(右) 本研究で開発中の単一の球形空洞型の装置。

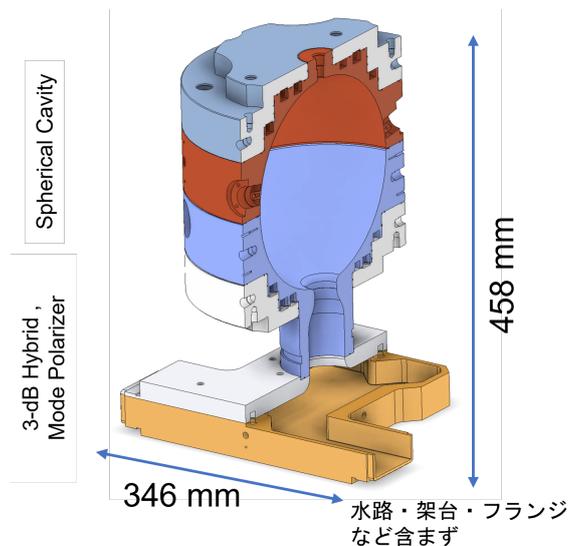


図 3.2. 新型器の部品構成

特に、球形空洞型パルス圧縮器では、軸対称である球形空洞が二つの電磁場モードを縮退した状態で共振することがパルス圧縮の機構において重要であるため、部分的な熱膨張であっても、膨張が生じた方向とその垂直な方向とで共振周波数に差異が生じ、縮退が解けることが危惧される。そのため、本装置では全体の温度上昇を抑制するとともに、部分的な温度上昇が可能な限り小さくなるように設計する必要がある。

高電力での連続運転を安定して実現するため、球形空洞外側に水路となる溝を掘り込み、その外側に蓋となる部品を接合して水路を構成する手法が選択された。装置の外側に冷却水水管を接合する方法では、接合が不十分な箇所があると局所的な温度分布が生じることが懸念され

る。本装置では、冷却水が直接的に空洞壁の部品と接合する方式を採用するため、伝熱がより確実になされることが期待される。装置の冷却系を図 3.3 に示す。図左のような上下方向の 4 分割水路の水流が 4 系統あり、また、図右のように極の周りを周回する水路が 2 系統ずつ設けられている。装置全体としては、合計して 8 系統の冷却水経路を擁する構造となっている。

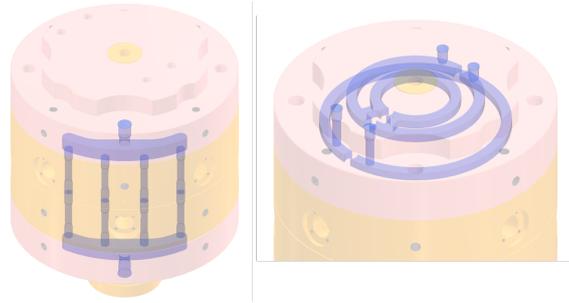


図 3.3. 新開発のパルス圧縮器の冷却水系統。(左) 上下方向の系統。同様の系統が四つある。
(右) 極を回る二つの系統。下側の極の周りにも同様の系統が二つある。

3.1.2 チューニング機構

パルス圧縮器は、空洞の共振周波数と高周波源の運転周波数が一致しているときに最も高効率であり、エネルギー増倍率が最大となる。加速器運転においては運転周波数が事前に決まっており、装置の共振周波数を調節するためのチューニング機構を備えつけているのが好都合である。今回製作する球形空洞型パルス圧縮器では、球形空洞の側面部に全 8 箇所厚さ 1.5 mm、直径 26 mm の肉薄部を設けることによってチューニング機構を実現する。半球ごとに、90° おきに 4 箇所肉薄部が設けられており、半球同士では 45° 回転した箇所に設けられている。図 3.4 にパルス圧縮器の全体図とチューニング機構の断面図を示す。外側から肉薄部を押し引きすることにより、空洞の形状に摂動を与え周波数を変更することが出来るようにした。

Slater の摂動理論 [26] を用いた Ansys HFSS [27] によるシミュレーションにより、ひとつのチューニング機構を 1 mm 動かすと、共振周波数が 30 kHz 程度調整することが可能であり、全 8 個のチューニング機構を同方向に 1 mm ずつ動かすと、空洞の共振周波数を 240 kHz 程度変更することが可能である [28]。なお、1 mm の変化量は肉薄部で真空の破れが生じない限界の長さとして決めたものである。したがって、製造段階では 240 kHz 以上の周波数の離れがないようにしておく必要がある。

なお、本論文の高電力試験実施時点では、肉薄部の外に取り付けるチューナーの製造はプロトタイプとして製造した一つのみであり、高電力試験ではチューニングを実施していない。

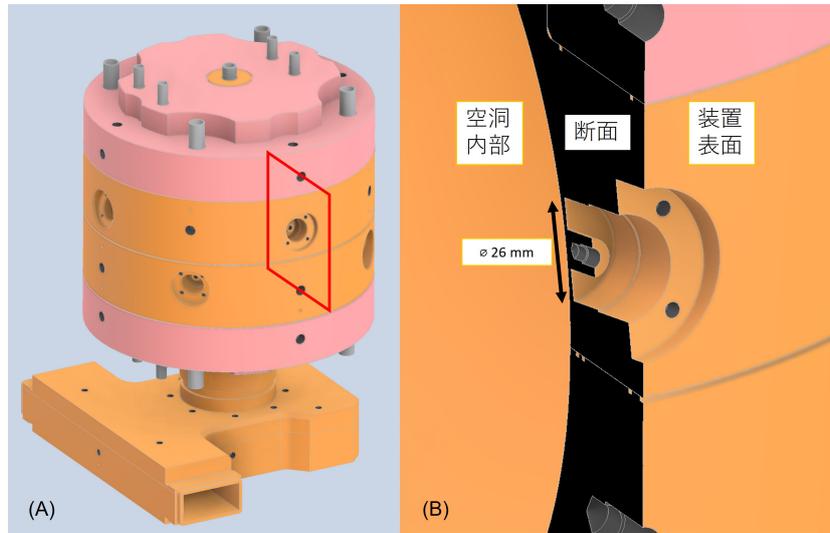


図 3.4. 新開発のパルス圧縮器のチューニング機構。(A) パルス圧縮器の全体図。側面に合計 8 個のチューニング機構がある。赤四角部の断面図を (B) に示す。

3.1.3 デチューニング機構

パルス圧縮器は設計したパルス波形の入力に対して、圧縮波形を出力する受動的な機器である。加速器施設の運転に際しては、パルス圧縮器を設置した後にも取外し等の作業をすることなく、パルス圧縮をせずに運転する必要が生じることが考えられる。その際に、パルス圧縮器の共振周波数を大きく変更させるためのデチューナー機構を備えておく都合がよい。今回製作する球形空洞型パルス圧縮器では、結合孔の反対側である極部にポートを設け、金属製のデチューナーロッドを挿入することが出来る構造になっている。概要を図 3.5 に示す。ロッドが挿入されることで、空洞内部の電磁場モードの様態が変化し、運転周波数から大きく離れる。このときには単純な矩形導波管と同様に信号が伝搬されることとなる。

本論文の高電力試験時点では、デチューナーの製造は完了していない。高電力試験中はブランクフランジを取り付けて実施した。

3.2 エネルギー増倍率と設計パラメーターの関係

ここでは、KEKB 計画時に策定されたパルス圧縮器に関連する各種パラメーターの決定の方法や、そのパラメーターが運転にどのように関わるかについて説明する。

Q 値は空洞における電力の損失を表す量であり、 Q 値が高いほど空洞内の電力の減衰が小さく、より高い電力を蓄積することが可能である。高い電力効率を有する装置の製作を目的とすることから、空洞壁面での電磁波の損失が小さく、より高い無負荷 Q 値 Q_0 を実現する空洞を設計する。一方で装置は製作可能なサイズである必要がある。KEKB 計画より導入された 2 空洞型の SLED 装置の無負荷 Q 値はおよそ 100,000 であった [16]。今回製作する球形空洞型

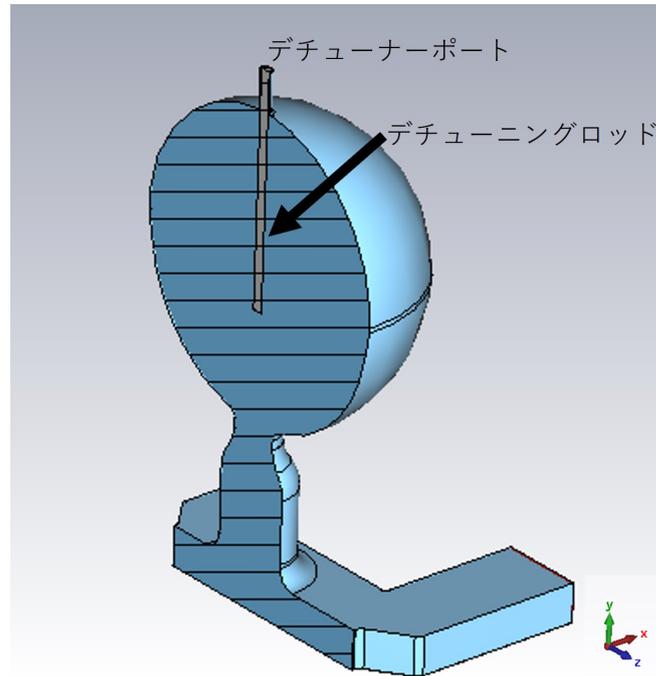


図 3.5. 新開発のパルス圧縮器のデチューニング機構。デチューナーポートより、金属製のデチューナーロッドを空洞内に挿入する構造である。

パルス圧縮器は、既存装置と代替可能であるように、無負荷 Q 値は同程度の 100,000 とした。

高周波源のパルス幅が長い程、空洞に蓄積させる時間が長くなるため、瞬時的にはより大きなエネルギーを出力することが可能である。しかし、実際に運転できるパルス幅は、高電力クライストロン用の変調器等各構成要素の上限電力や、変換効率とのバランスをみて決定される。

圧縮後のパルス電力が加速管の出口まで到達し、荷電粒子ビームが加速管内を通過して獲得するエネルギーを最大にするためには、加速管の構造によって定まる加速管のフィリングタイムと同程度のパルス幅が必要である。したがって、位相反転後のパルス幅については、加速管のフィリングタイムと同程度あるいはそれ以上に設けることとした。また、加速管を経た電力は RF ダミーロードによって熱に変換されるが、パルス幅が長ければ RF ダミーロードに損傷を与える可能性が高まる事となる。そのため、クライストロンのパルスが終了するタイミングでパルス圧縮器の出力が十分小さくなるように位相反転タイミング t_1 およびパルス幅 t_2 を決める。すなわち、(2.9) 式において $\widehat{E}_c(t_2)$ をゼロとするべく、

$$\left(2e^{\frac{t_1}{T_c}} - 1\right) e^{-\frac{t_2}{T_c}} - 1 = 0 \quad (3.1)$$

となるようなパルス設定 (t_1, t_2) を算出する。

これらの点を踏まえて、パルス圧縮器の各種パラメーターを決定する必要がある。

まず、パルス圧縮器を用いたときの荷電粒子ビームに対する効果を表す EMF について、 Q_0 およびパルス幅への依存性を考える。 Q_0 値を固定し、与えられたパルス幅に対して最大の EMF を与える結合係数 β を探索し、その EMF をプロットすると図 3.6 のようになる。

この図より、 Q_0 値が大きいほど EMF は大きくなり、またパルス幅に対して EMF は単調に増加する傾向があるが、次第に EMF の増加はなだらかになることがわかる。

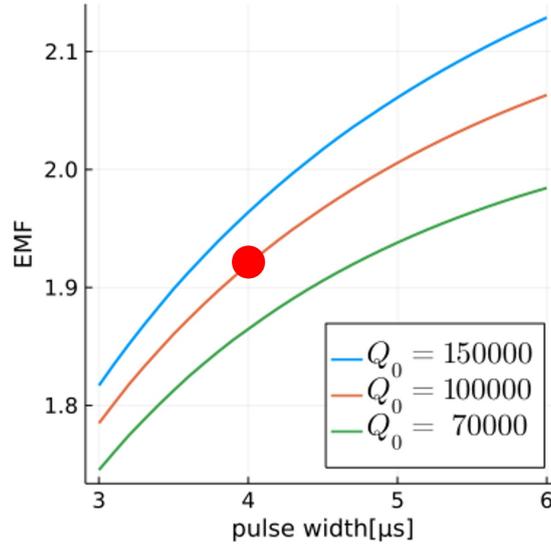


図 3.6. パルス全幅とエネルギー増幅率 (EMF) の関係。赤丸は本装置の設計を表す。

一方で、クライストロンのパルス成形回路 (PFN: Pulse Forming Network) に蓄積する最大エネルギーがパルス幅によらず一定であると仮定すると、パルス幅が長ければ長いほど、出力の電圧は小さくなる。以上の二つの要素によって、パルス幅を変化させたときの EMF の変化を考慮すると、EMF を最大にするパルス幅を得ることが出来る。また、実際の運転上ではクライストロンが常に最大電力を安定して出力することが出来ず、また長期間の運転による経年劣化により平均電力が低下することを考慮に入れ、パルス幅 4 μ s およびパルス反転タイミング 3 μ s が採用された [16]。

以下では、空洞の無負荷 Q 値を $Q_0 = 100,000$ 、位相反転タイミングを $t_1 = 3 \mu$ s、パルスの終端を $t_2 = 4 \mu$ s を用いて、EMF の減少幅を 0.5% 程度以内に抑制できる条件について検討する。

空洞と導波管の結合の程度は、結合係数 β で表現される。 β と EMF の関係は図 3.7 に示すようであり、 β の値はそれほど強くは EMF に影響を与えない。上記の計算では、 $\beta = 6.51$ で EMF は極大値を与えるが、 $6.08 < \beta < 6.96$ の範囲において、EMF の減少は 0.1% に抑えられる。そのため、設計値としては $\beta = 6.4$ とするが、実機の結合係数がこの値からいくらかの差異があっても EMF には大きな影響を与えない。

次に図 3.8 (A,B) に空洞の共振周波数 f_{CAV} と、励振するクライストロンの運転周波数 f_{KLY} が一致していないときに、その周波数の差 ($\Delta f_{CAV} \equiv f_{CAV} - f_{KLY}$) 毎に波形の時間発展を数値計算した結果を表す。なお、装置の二つの電磁場モードの縮退は解消されておらず、同じ共振周波数、 Q 値、結合係数 β であるとしている。(A) と (B) の横軸は共通であり、(A) は電磁場の振幅を、(B) は位相を表している。周波数が一致している波形では 1.2 μ s ごろに

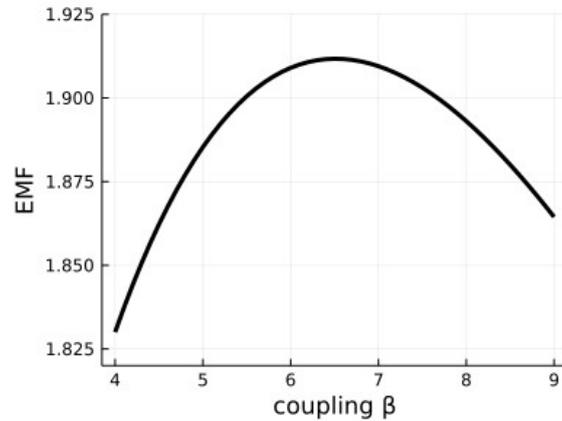


図 3.7. 結合係数 β とエネルギー増幅率 (EMF) の関係

電場振幅がゼロとなり、その前後で位相は 180° 反転するが、周波数に差があると電場振幅はゼロとならず、位相は緩やかに変化する。また、いずれの波形も位相反転のタイミングで急峻な振幅の上昇が見られるが、周波数が一致しているときに最もピークが高く、また位相も変化しない。一方で周波数に差があるときには、入力信号の位相反転のタイミングに合わせて出力信号の位相は瞬時的に変化する。周波数の差が大きいほど、このタイミングの位相の変化量は大きくなる。

また、図 3.8 (C) に周波数の差 (Δf_{CAV}) の関数としてエネルギー増倍率を示した。グラフの上部には周波数の差異と装置温度の変化の対応付けを表しており、基準周波数の 2856 MHz と銅の熱膨張率 $\alpha = 16.5 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ より、 $-47.1 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$ としている。例えば、設計値に対して装置に 1°C の温度変化があったときには、チューニングを全く実施しなければエネルギー増倍率は 3.6% 低下する。翻って、エネルギー増倍率を 0.5% 以上低下させないためには、空洞の共振周波数の誤差を $\pm 17 \text{ kHz}$ 以内に留める必要があり、空洞を同程度の水準で変化させるようなチューナー機構および装置温度を 0.4°C の誤差の水準で制御する必要があることを示している。

次に、パルス圧縮器内の二つの電磁場モードの共振周波数の差が装置の運転に与える影響を考える。SLED 形式および SCPC 形式では縮退した二つの電磁場モードを使用する。パルス圧縮の機構から、両電磁場モードの共振周波数、 Q 値、結合係数 β のそれぞれの空洞パラメータが高い精度で一致しているときにエネルギー増倍率は最大となり、最も効率的な加速が可能となる。

図 3.9 (A,B) に二つの電磁場モードの共振周波数が一致していないときに、その周波数差 ($\Delta f_{\text{CAV}} \equiv f_{\text{CAV}1} - f_{\text{CAV}2}$) ごとに波形の時間発展を数値計算した結果を示す。なお、二つの共振周波数の平均値は入力信号の運転周波数と一致させている。(A) は電場振幅であり、(B) は電場の位相である。位相反転のタイミングでは、周波数が一致しているときに最も電場振幅のピークが高く、周波数差が大きくなるにつれてピークは低くなる。

図 3.9 (C) に二つの電磁場モードの共振周波数の差異の関数として、エネルギー増倍率

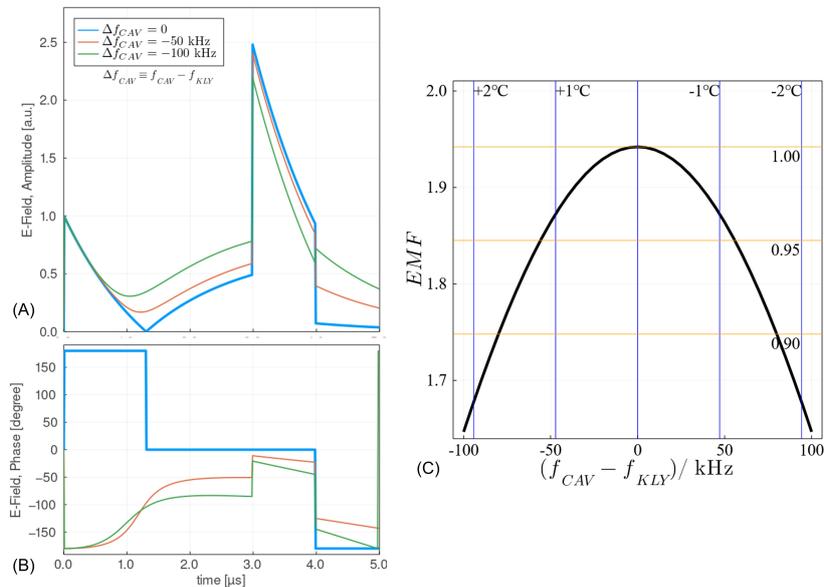


図 3.8. 運転周波数と空洞の共振周波数との間の差と、波形およびエネルギー増倍率の関係。(A): 空洞内の共振周波数と、入力信号の運転周波数が一致していないときの電場振幅の時間発展。(B): 電場の位相の時間発展。(C): 周波数差とエネルギー増倍率の関係。青線は周波数変化量に対応する装置の温度変化量を表している。橙線は周波数が一致しているときのエネルギー増倍率を 1 とした目盛りである。

(EMF) の関係を示した。なお、二つの共振周波数の平均はクライストロンの運転周波数である 2856 MHz として計算している。両モードの共振周波数に 50 kHz の差異があるとエネルギー増倍率は 1.8% 低下する。エネルギー増倍率を 0.5% 以上低下させないためには、35 kHz 以内の差異に抑える必要がある。

3.3 電磁場解析

本節では、商用の 3 次元電磁場解析ソフトウェアである CST Studio Suite [29] を用いた電磁場解析の結果について述べる。CST Studio Suite は電磁場および複数の物理モデルのシミュレーションを実行する複数のツールから構成されるソフトウェアであり、本節では High Frequency Simulation のパッケージを使用する。以下の解析は、装置のうち導波管部分を電磁場の入出力を行うポートであるとみなし、振幅と周波数が一定の連続波を指定のポートから入力することを考えたものである。

3.3.1 導波管モード変換器の電磁場解析

導波管モード変換器は面対称であり、二つの矩形導波管と一つの円筒導波管のポートを持つ。解析モデルを図 3.10 に示す。モデル内の領域は真空であり、外側の領域には理想的な完全導体 (Perfect Electric Conductor: PEC) を設定している。ポート 1、2 は矩形導波管であり、それぞれのポートを伝播する電磁場をモード 1、2 と呼ぶ。ポート 3 は円形導波管である。

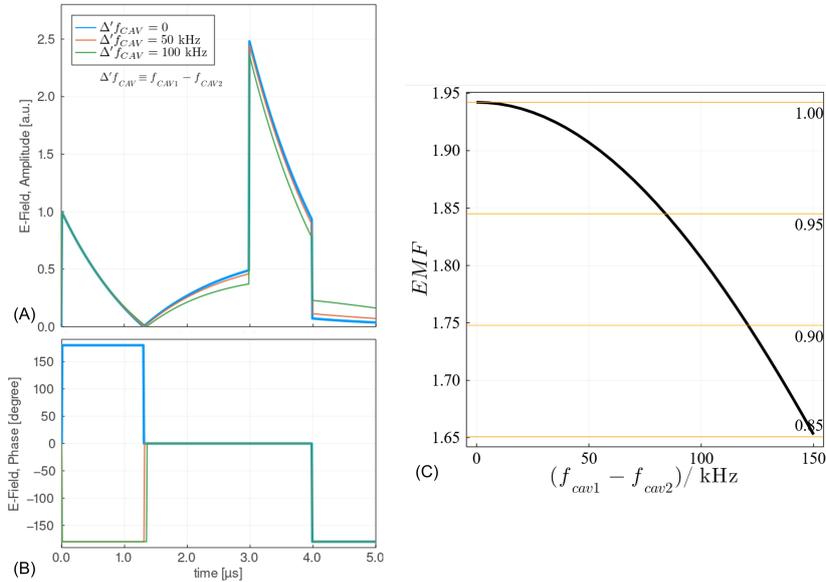


図 3.9. 二つの電磁場モードの共振周波数の差に対するエネルギー増幅率 (EMF) の関係。(A) 電磁場振幅の時間発展、(B) 電磁場振幅の位相、(C) 周波数差とエネルギー増倍率の関係。

円筒導波管内での電場の向きは図 3.10 上に示した方向に偏極した円形 TE₁₁ モードをモード 3 (1) とし、そのモードに直交する向きの円形 TE₁₁ モードをモード 3 (2) と呼ぶ。

それぞれのポートにおける電磁場の様態を図 3.11 に示す。上段は電場分布であり、下段は磁場分布である。ポート 1、2 は矩形 TE₁₀ モードの電磁場が伝搬する。ポート 3 はモード 3 (1)、3 (2) の二つのモードを表しており、向きが直交した二つの円形 TE₁₁ モードの電磁場が伝搬する。

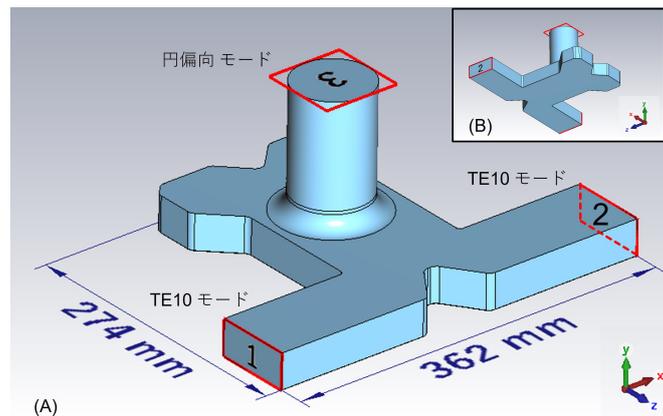


図 3.10. 導波管モード変換器の 3 次元モデル。S バンド球形空洞型パルス圧縮器のために、形状は最適化されている。(A) ポート 1、2、3 は図中に示す通りである。(B) 背面から同モデルを描画した図。

ポート 1 またはポート 2 に高周波源を接続し、高周波電力を入力した場合の、電磁場の振幅

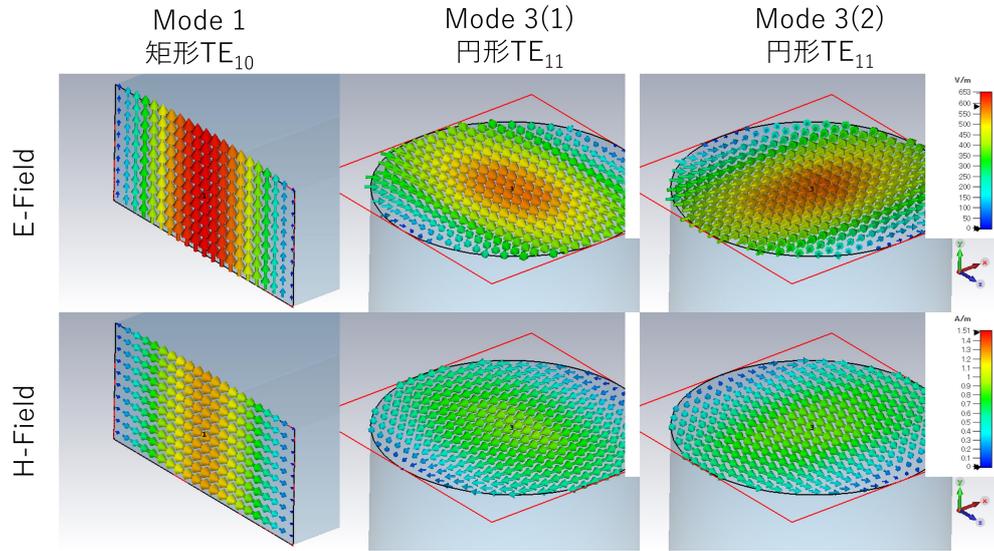


図 3.11. 各ポートにおける電磁場モード。上段は電場分布、下段は磁場分布。左からモード 1、モード 3(1)、モード 3(2) を表す。モード 2 はモード 1 と同様である。

の分布と S パラメータの周波数を図 3.12 に示し、運転周波数である 2856 MHz での特性を表 3.2 に示す。入力ポートへの反射 (S_{11} 、 S_{22}) は -40 dB 以下に、対面の矩形ポートへの透過 (S_{21} 、 S_{12}) は -50 dB 以下に抑制されている。また、モード 3 (1) とモード 3 (2) に伝搬される電力は均等な振幅に二分され、 90° の位相差をもって伝搬していくことが示されている。直交する二つの円形 TE₁₁ モードが 90° の位相差で重ね合わされることにより、円形導波管内部は左回り円偏向/右回り円偏向の電磁波として現れる。以上のことから、この導波管モード変換器は 3 dB ハイブリッドと同等のはたらきを有していることを確認した。

表 3.2. 2856 MHz、矩形 TE₁₀ モード入力に対するモード変換器の動作。表中の $i = 1, 2$ は入力ポートを表す。

S パラメータ (2856 MHz)	ポート 1 入力	ポート 2 入力
$ S_{11} , S_{22} $	-44.8 dB	-44.9 dB
$ S_{21} , S_{12} $	-59.7 dB	-59.7 dB
$ S_{3(1),i} $	-3.01 dB	-3.01 dB
$ S_{3(2),i} $	-3.01 dB	-3.01 dB
$\arg(S_{3(2),i}) - \arg(S_{3(1),i})$	-90.18°	$+89.82^\circ$

3.3.2 球形空洞の電磁場解析

続いて、円筒導波管に結合した球形空洞について述べる。解析に使用するモデルは図 3.13 である。ソルバーは Eigenmode solver を指定し、空洞の領域の外の領域は完全導体 (PEC) を指定してシミュレーションを実行した。以降の説明では、円筒導波管の円の端面を xy -平

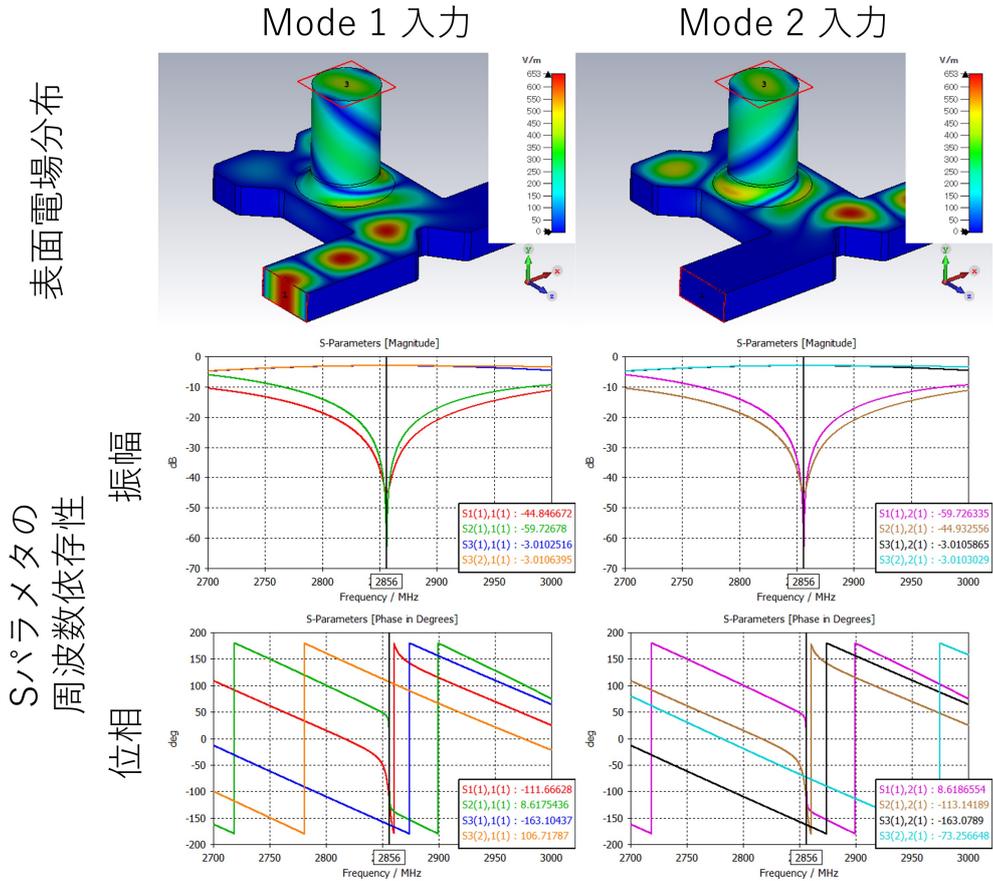


図 3.12. 導波管モード変換器のモード 1、モード 2 入力に対する電場振幅の分布

面とし、垂直上向きを z 軸の正に取る。

今回の球形空洞型パルス圧縮器では、円筒導波管から結合孔に向けてテーパ部を設けている。テーパ部では、電磁波の大きな反射が起きないように、空洞面が十分なだらかに繋がるように設計されている。また、このテーパ部の直径と z 軸方向の長さは、導波管と球形空洞との結合度 β を決定する箇所であり、パルス圧縮器が目的とする電気性能を実現するように設計されている。また、球形空洞を構成する半球面の間には 4 mm の円筒部が設けられている。これは加工の容易を目的としたものである。上側にはデチューナーポートである細い円筒形状の領域がある。本解析モデルでは、デチューニングロッドを挿入せずにブランクフランジ等で短絡した状態に相当する。解析モデルは z 軸について軸対称性を有している。

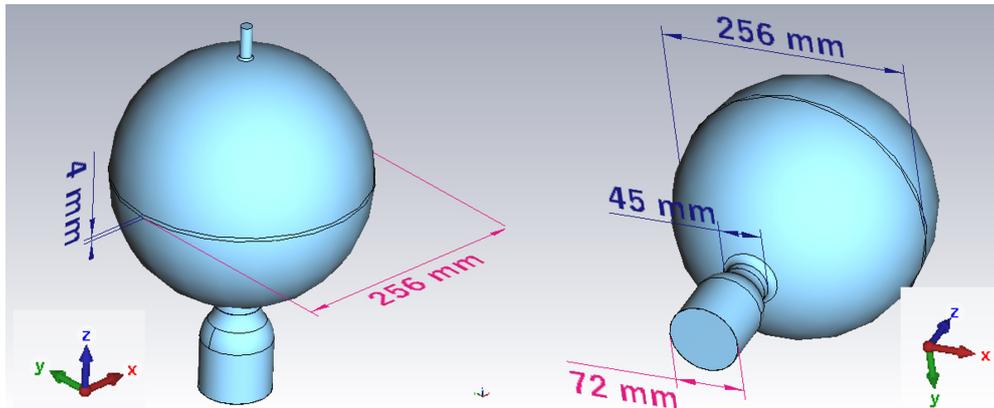


図 3.13. 球形空洞の解析モデル

導波管モード変換器の電磁場解析で説明したように、円筒導波管には電場の z 成分がゼロであるような TE モードが $+z$ 方向に伝搬している。円筒導波管、テーパ部および球形空洞が z 軸対称に結合されているため、電場はそのままの振動方向で球形空洞内に入り込む。

この空洞の寸法は、運転で使用する 2856 MHz の RF 電力において、球形 TE₁₁₂ モードの共振が生じるように半径を選択して設計されている。空洞内に TE₁₁₂ モードが共振しているときの電磁場の分布を図 3.14 に示す。上段が電場であり、下段が磁場を表す。球形空洞が有する様々な共振電磁場モードのうち、装置サイズがコンパクトであり、なおかつ Q 値が高く、同一の周波数で直交する二つの電磁場モードが存在し、他の電磁場モードの共振周波数と十分に離れていることから TE₁₁₂ モードが選ばれた。本モードでは電場振幅の大きい箇所が空洞中心の近傍によく集中しており、空洞壁面付近での磁場振幅が小さいため、壁面を流れる電流が小さい。球形空洞内に立つ電磁場モードの解析解については文献 [30] に詳しく記載されており、その結果を付録 B.2.3 項に述べた。

また、この空洞および円筒導波管は z 軸に関して軸対称であるから、電場の向きが x 軸にある電磁場モードと、 y 軸にある電磁場モードは同じ共振周波数を有し、一方の電磁場モードの様態を z 軸に関して 90 度回転すれば他方の電磁場モードの様態と一致する。また、本モデルは赤道部に 4 mm 程度の厚みの円筒部があるが、空洞はほとんど球形であるように近似できる。そのため、先に述べた二つの電磁場モードと同じ様態であり、なおかつ直交している電磁場モードが他に一つ存在している。このモードを含めて 3 つの電磁場モードについて、電場の振幅を表示したものが図 3.15 である。(A)・(B) のモードは円筒導波管から侵入する TE モードの電磁波と結合するが、(C) のモードは結合しない。そのため、円筒導波管から流入する TE モードは、その偏向方向に対応して (A)・(B) モードの重ね合わせとして空洞内に立ち、右の電磁場モードは励振されない。また、結合孔と円筒部が存在することにより、(A)・(B) モードの共振周波数と (C) モードの共振周波数には 10 MHz 程度の差が現れている。

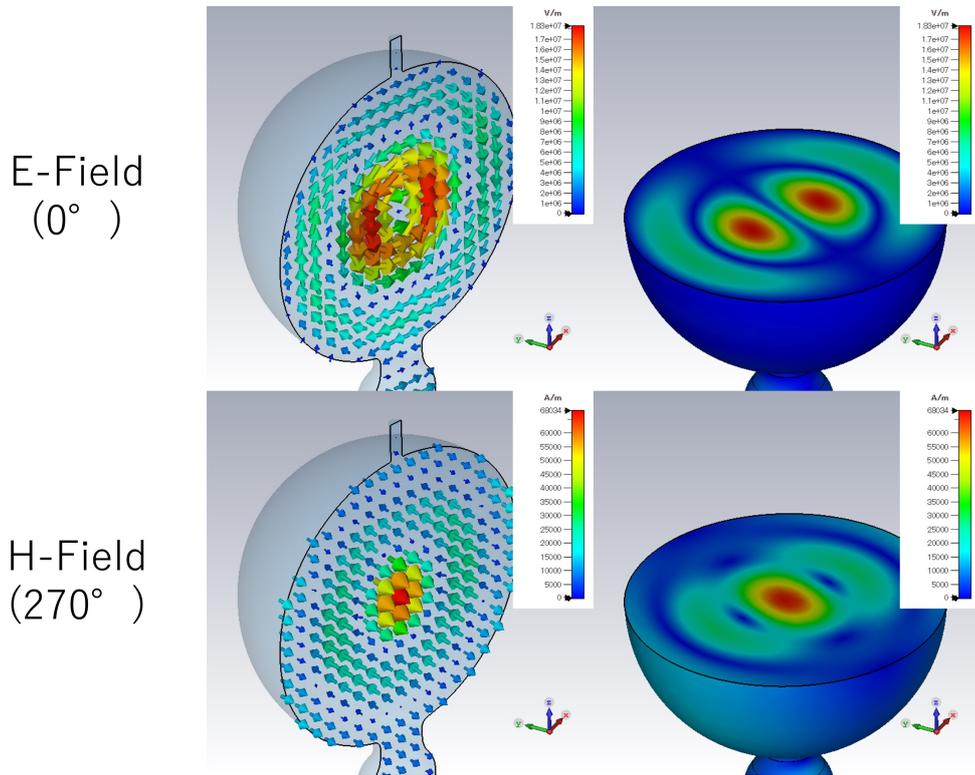


図 3.14. 球形空洞内の TE_{112} モードの様態。上行は電場、下行は磁場を表し、また左列は xz -平面での電磁場を矢印および色で表示し、右列は xy -平面での電場振幅を色で表している。

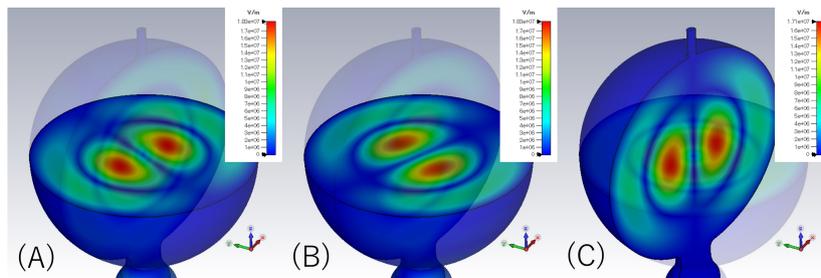


図 3.15. 球形空洞内に立つ 3 つの対称な電磁場モード。結合孔との結合の向き、および共振周波数の一致により、結合孔から入力される電磁場は (A) と (B) の二つの電磁場モードとは結合するが、(C) の電磁場モードとは結合しない。

図 3.16 に、球形 TE_{112} モードの上下の共振周波数をもつ電磁場モードの様態を示す。中段は TE_{112} モードである。上段は 120 MHz 高周波数側の電磁場モードであり、下段は 97 MHz 低周波数側の電磁場モードである。いずれも目的の TE_{112} モードから十分に離れているため、空洞に入力された電力は他の電磁場モードに変換されずに、目的とする TE_{112} モードに効率よく変換される。

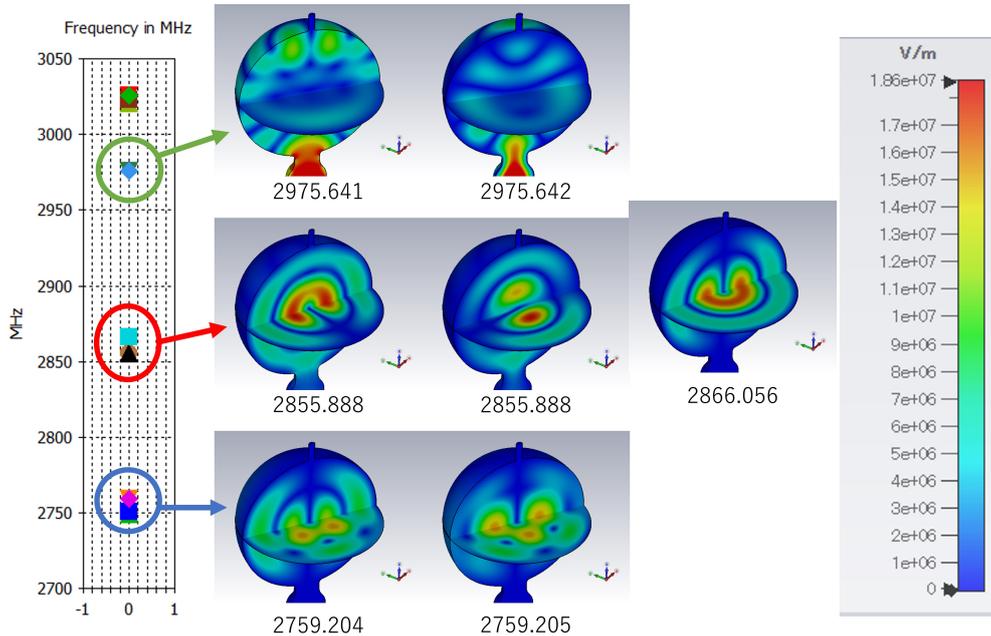


図 3.16. 球形空洞内に立つ電磁場モードの比較。各空洞図は断面に於ける空洞内の電場振幅を表し、下の数字は共振周波数を MHz の単位で表している。目的の TE_{112} モード（中段）の上下の電磁場モードはいずれも 100 MHz 程度離れているため、目的のモード以外に転換されない。

3.3.3 球形空洞型パルス圧縮器全体の電磁場解析

球形空洞型パルス圧縮器は導波管モード変換器と球形空洞とで構成される。解析モデルを図 3.17 に示す。本モデルは導波管モード変換器のポート 3 に球形空洞が接続されており、二つの矩形導波管ポートからなるモデルである。

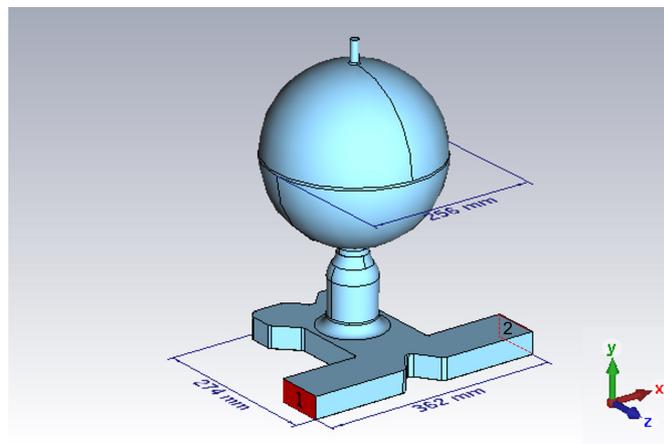


図 3.17. 球形空洞型パルス圧縮器の解析モデル

本モデルの S パラメーターの周波数特性のシミュレーション結果を図 3.18 に示す。図

3.18(A1, A2) は $2700 \text{ MHz} < f < 3000 \text{ MHz}$ の周波数帯域の表示であり、導波管モード変換器に由来する共振構造と球形空洞に由来する共振構造が現れている。 S_{12} の周波数依存性から、 2856.10 MHz の共振周波数に加えて、より低周波数側の 2749.14 MHz と、より高周波数側の 2991.30 MHz にも共振構造が現れている。これら二つのモードは運転周波数から 100 MHz 以上離れている。また、図 3.18(右) は 10 kHz 刻みでシミュレーションを実行し、 S_{12} の絶対値をプロットした図である。本解析モデルの共振周波数が 2856.10 MHz であることを表している。以降の熱構造解析では、この周波数においてシミュレーションを実行する。

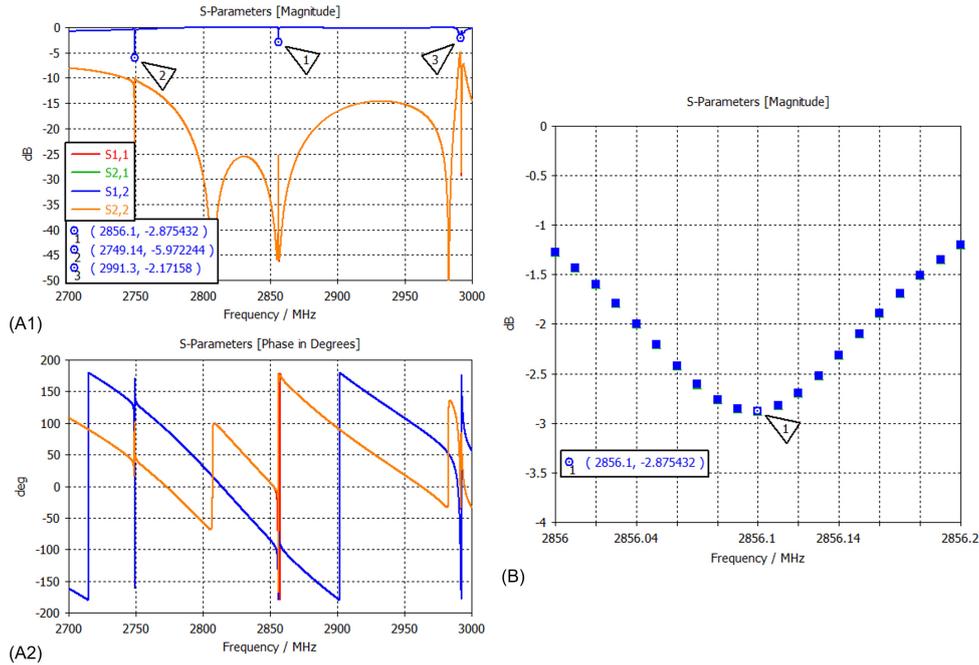


図 3.18. 球形空洞型パルス圧縮器モデルの S パラメーター。(A1,A2): $2700 \text{ MHz} < f < 3000 \text{ MHz}$ での S パラメーターの振幅と位相の周波数依存性。(B): 運転周波数 2856 MHz の近傍の詳細な振る舞い。

図 3.18(B) の共振構造より、入力信号の周波数を 2856.10 MHz とし、 1 W の電力入力に対する空洞表面での電力損失の分布を計算した。結果を図 3.19 に示す。図 3.19(A) は装置の対称面から空洞の内側面の分布を表しており、図 3.19(B) は球形空洞の半球同士の間接合面から結合孔を眺めた内側面での分布を表している。球形空洞と円筒導波管の結合孔の表面で電力損失は最大となり、 5.13 W/m^2 となった。表面全体で積分した電力損失は 0.241 W となった。次節ではこの表面での電力損失分布を用いて構造解析を実施したことを説明する。

3.4 熱解析

熱構造解析は CST Studio Suite [29] に含まれる Thermal and Mechanical Simulation のパッケージを用いる。前節の電磁場解析により得られた空洞表面での電力損失分布の結果を熱源とし、熱構造解析ライブラリを用いて装置の温度変化をシミュレーションする。

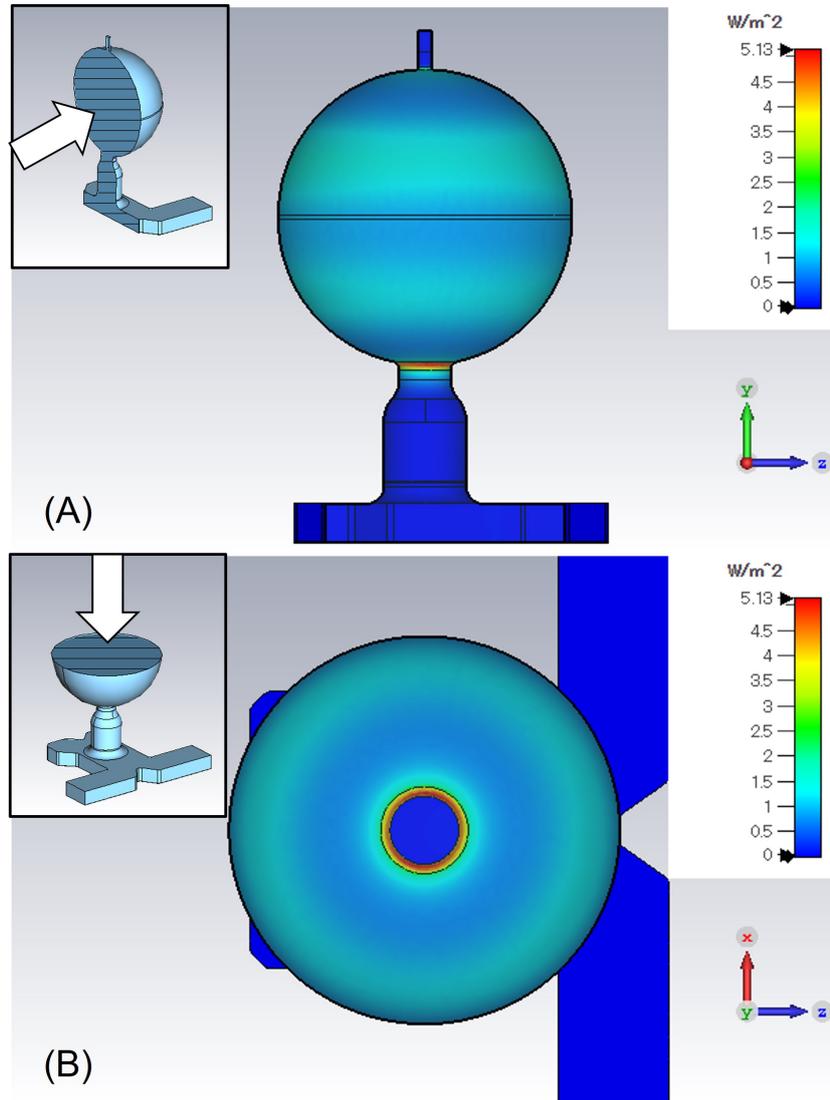


図 3.19. 1 W 信号の入力に対する表面電力損失分布。(A): 装置の対称面から空洞内部を眺めた図。(B): 装置の半球同士の接合面から結合孔側の空洞内部を眺めた図

実際の装置の運転において、冷却水は装置内部を移動するにつれ装置より熱が流入して水温度が上昇していくが、今回のシミュレーションでは、冷却水の領域は一定の温度であり続けると仮定し、冷却水と装置が振れる面において熱伝達係数を事前に指定して計算を実行する。また、本研究のパルス圧縮器は、 $4\ \mu\text{s}$ のパルス幅を 50 Hz の繰り返しで入力することを想定して設計したが、ここではパルス入力に対する動的な温度変化を追跡するのではなく、定常状態の温度分布を計算することにする。つまり、定格である 40 MW, パルス幅 $4\ \mu\text{s}$ のパルス入力の代わりに、平均電力 $(40\ \text{MW}) \times (4\ \mu\text{s}) \times (50\ \text{Hz}) = 8\ \text{kW}$ の定常状態の入力を仮定する。そして、2.5 章の熱計算で計算したように、装置の入力電力に対する空洞壁面で散逸する電力比は 0.156 である。そこで、空洞壁面で散逸する平均電力が $8\ \text{kW} \times 0.156 = 1.25\ \text{kW}$ であるような熱流束のシミュレーションを実行する。以上の数値計算の簡略化は、装置の温度

上昇と冷却水の温度上昇を同時に計算することが難しく、計算の簡単のためを目的とするものである。

モデルの全体図を図 3.20 に示す。空洞部分は真空として定義し、その外側は銅の材質で包まれている。図中では銅の材質は透過して描画している。冷却水配管や部品間の位置決めピンにステンレスの材質を使用しており、図中には灰色で描画している。

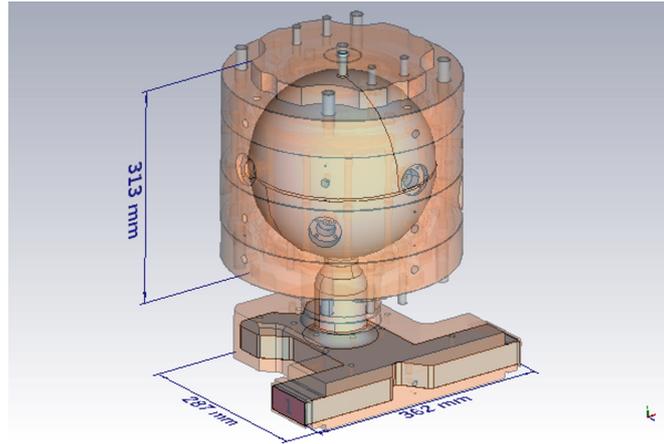


図 3.20. 熱解析用のパルス圧縮器モデル。水色：真空の空洞領域、橙色：銅の材質、灰色：ステンレス部品

3.4.1 熱伝達係数の決定

装置の温度分布を計算するために事前に与えるパラメタである熱伝達係数について述べる。温度が異なる二つの物質が面で接触しているとき、高温の物質から低温の物質に熱が移動する。この熱の移動量は面積に比例し、また温度差に比例することが実験的事実として知られている。今、熱容量が十分大きな環境内に高温の物質を設置することを考える。このとき、環境の温度を T_2 、高温物質の表面温度を T_1 、接触面の面積を A とすると、単位時間あたりに伝達される熱量 \dot{Q} の関係は

$$\dot{Q} = hA(T_2 - T_1) \quad (3.2)$$

である。このときの比例係数 h を熱伝達係数とよぶ。

冷却水の水流が高温の物質から熱を取り除く過程は、水流を円管内部の強制対流と仮定することでよく記述できる。無次元数として、熱伝達係数を表すヌセルト数 Nu 、流速に相当するレイノルズ数 Re 、流体の運動と温度の関連を記述するプラントル数 Pr を以下のように導入する。ただし、 ρ は流体の質量密度 (kg/m^3)、 U は流体の平均速度 (m/s)、 d は水管の直径 (m)、 μ は流体の粘性係数 ($\text{kg}/(\text{m} \cdot \text{s})$)、 C_p は定圧熱容量 ($\text{J}/(\text{kg} \cdot \text{K})$)、 k は熱伝導率

(W/(m·K)) である。

$$Nu = \frac{hd}{k} \quad (3.3a)$$

$$Re = \frac{\rho U d}{\mu} \quad (3.3b)$$

$$Pr = \frac{\mu C_p}{k} \quad (3.3c)$$

以下ではレイノルズ数が数千を上回る乱流領域を扱う。レイノルズ数 Re とプラントル数 Pr を用いて、無次元化された熱伝達係数であるヌッセルト数 Nu を Dittus-Boelter の式：

$$Nu = 0.023 Re^{0.8} Pr^{0.4} \quad (3.4)$$

を用いて決定し、式 (3.2a) を用いて熱伝達係数 h を計算する。

以上は水管の断面が円形であるときの計算であり、断面が長方形であるような形状に対しては次のようにして定義される水力直径 D_H を用いる。ただし、 A は断面積であり、 P は水路の断面のうち流体が水路壁面に接する部分の長さである潤辺であり、ここでは水路断面の辺の長さの合計である。

$$D_H = \frac{4A}{P} \quad (3.5)$$

計算に用いる水の物性値として表 3.3 の値を使用し、本装置の設計における各冷却水配管の流速、形状および寸法、熱伝達係数を表 3.4 に示す。なお、表中の冷却水系統とその領域の名称は、図 3.21 に示した。

表 3.3. 熱伝達係数の計算に使用する水の物性値

	値
密度 ρ	995 kg/m ³
粘性係数 μ	8.01×10^{-4} kg/(m·s)
熱伝導率 k	0.598 W/(m·K)
定圧熱容量 C_p	4.184×10^3 J/(kg·K)

まず、前節で計算した空洞表面での電力損失分布に由来する温度の変化のシミュレーションを実施した。装置の基準温度、すなわち高周波電力を全く入力しないときの温度を 30°C とし、また冷却水が接する面の温度を 30°C とし、装置表面が触れる大気温度を 25°C とした。ソルバーは熱定常状態ソルバーを用いた。装置の対称面から半球面を眺めたときの温度分布を図 3.22(A) に、半球部品の接合面から結合孔側の半球面を眺めたときの温度分布を図 3.22(B) に示す。特に表面電力損失分布の大きな結合孔のくびれ部分と、肉薄部であるために断面積が小さく熱流束が小さいチューニング機構部分の温度が高くなっており、最高で 32.8°C となる。球面空洞内は最低でも 31.6°C であり、空洞全体としておおよそ 2°C の温度上昇を見込む必要がある。電磁場から入力された定常状態にして 1250 W の熱流量の収支を表 3.5 に示す。結

表 3.4. 各冷却水配管および装置表面の熱伝達係数

冷却水系統	領域	流速 (m/s)	形状・寸法 (mm)	熱伝達係数 h (W/(m ² · K))
A	入出口	10.5	∅15	4727
A	中間部	10.5/4	∅10.3	3068
A	分配部	10.5/2 ^a	∅ 30 ^a	780
B-E	入出口	3.25	∅10	3838
B	内・外環流	3.25	□ 12.5 × 10.0	2591
C,D	環流	3.25	□ 12.0 × 10.0	2687
E	内側環流	3.25	□ 10.0 × 10.0	3164
E	外側環流	3.25	□ 12.5 × 10.0	2591
-	銅表面			8 ^b

^a 水流に従って水路の断面の形状が緩やかに変化し、また水流の途中で一部が中間部に流れていくため、熱伝達係数を決定的に書けない。ここでは、入出口の2倍の管径と、入出口の半分の流量を仮定したときの熱伝達係数を使用することとした。

^b 自然対流による空気を媒体とした熱伝達係数として、2.5 - 25 W/(m² · K) が代表的な値である [31]。そこで、上限と下限の相乗平均に近い値として、8 W/(m² · K) を採用することとした。

合孔の最近部を流れる E 系統は他の同流速の系統と比較してより大きな熱流量を有しているが、それでも結合孔付近での局所的な温度上昇が生じる。

表 3.5. 熱定常状態での冷却水系統毎および銅表面からの熱流量と電磁場からの熱流量

	熱流量 (W)	冷却水流速 (m/s)
A 系統 (4 系統)	668.8	10.5×4
B 系統	124.4	3.25
C 系統	132.5	3.25
D 系統	127.3	3.25
E 系統	161.6	3.25
銅表面	35.4	-
電磁場からの流入	1250.2	

次に、図 3.22 の温度分布を入力として、構造解析を実行した。束縛条件は定めずにシミュレーションを実行した。結果を図 3.23 (A)・(B) に示す。銅部品は熱膨張に従い、空洞が膨張する方向に変形する。図 3.23 (C) の円弧上の球面に沿って、機械変形量の絶対値をプロットしたものを図 3.23 (D) に示す。ただし、0 mm はデチューナーポート、400 mm は結合

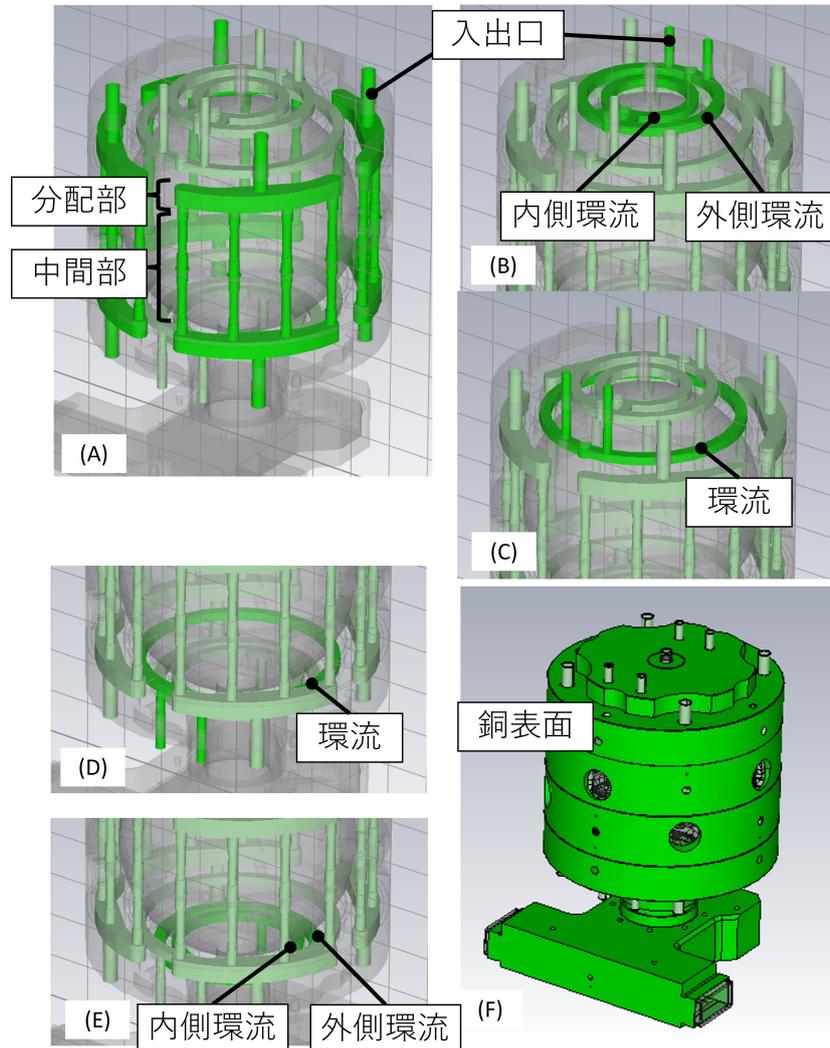


図 3.21. 冷却水系統の名称、および熱伝達係数を指定した表面の図示。(A): A 系統、図示のほかに全てで 4 系統あり。(B,C): デチューナー側の B 系統および C 系統。(D,E): 結合孔側の D 系統および E 系統。(F): 空洞の銅表面。

孔の位置に相当する。175 mm 付近はチューニング機構が存在し、また、280 mm 付近は冷却水路が存在するために曲線に対応するメッシュが存在せず、変形量がゼロとなっている。平均として、球空洞は半径方向に 4.1 μm だけ膨張する。

共振周波数は装置の膨張に従って低下する。特徴的な寸法が R である装置が $R + \Delta R$ に膨張したとき、線形近似の範囲で共振周波数は f_0 からの変化量 Δf は、

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\Delta R}{R} \quad (3.6)$$

である。今回のシミュレーションの結果から、

$$\Delta f = -\frac{0.0041 \text{ mm}}{128 \text{ mm}} \times 2856 \text{ MHz} \sim -0.091 \text{ MHz} \quad (3.7)$$

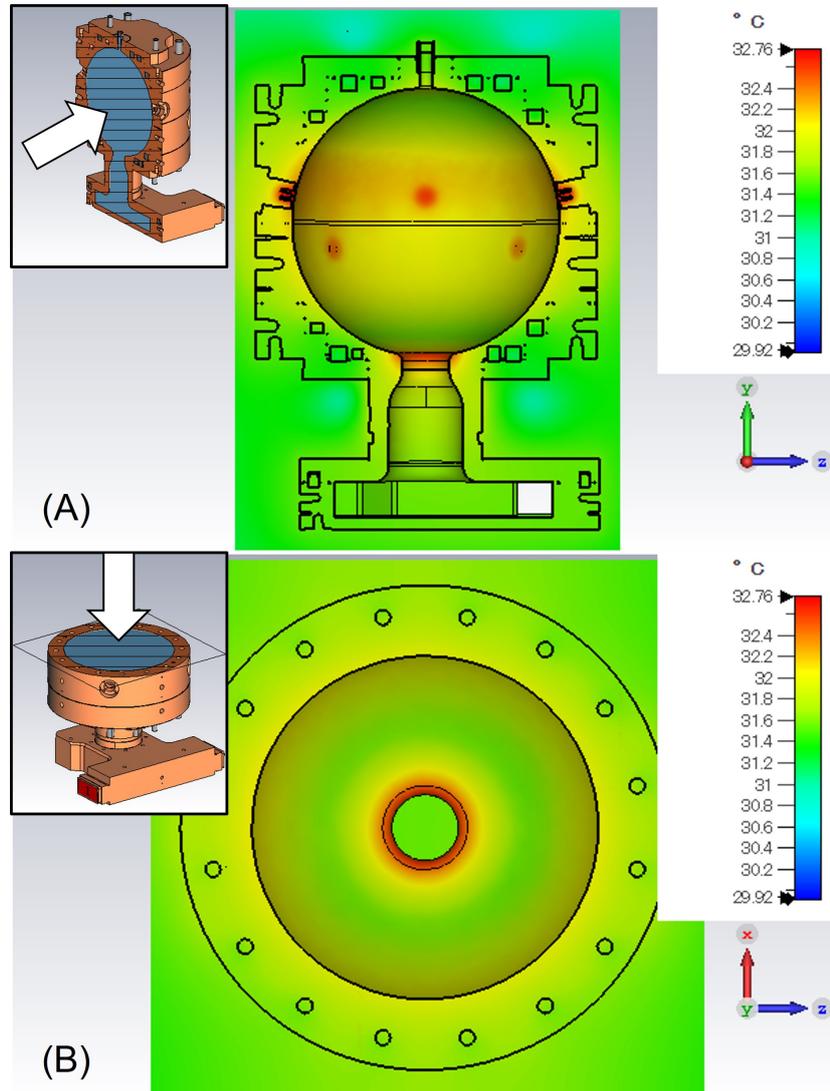


図 3.22. 高電力運転時の熱分布。基準温度および冷却水の温度は 30°C とした。(A): 装置の対称面から半球面及び断面を眺めたときの温度分布。(B): 半球部品接合面から半球面を眺めたときの温度分布。

より、91 kHz だけ周波数が低下することになる。装置に設けたチューニング機構では最大で 240 kHz 程度の調整が出来るため、この周波数変化は十分に対応することが可能である。

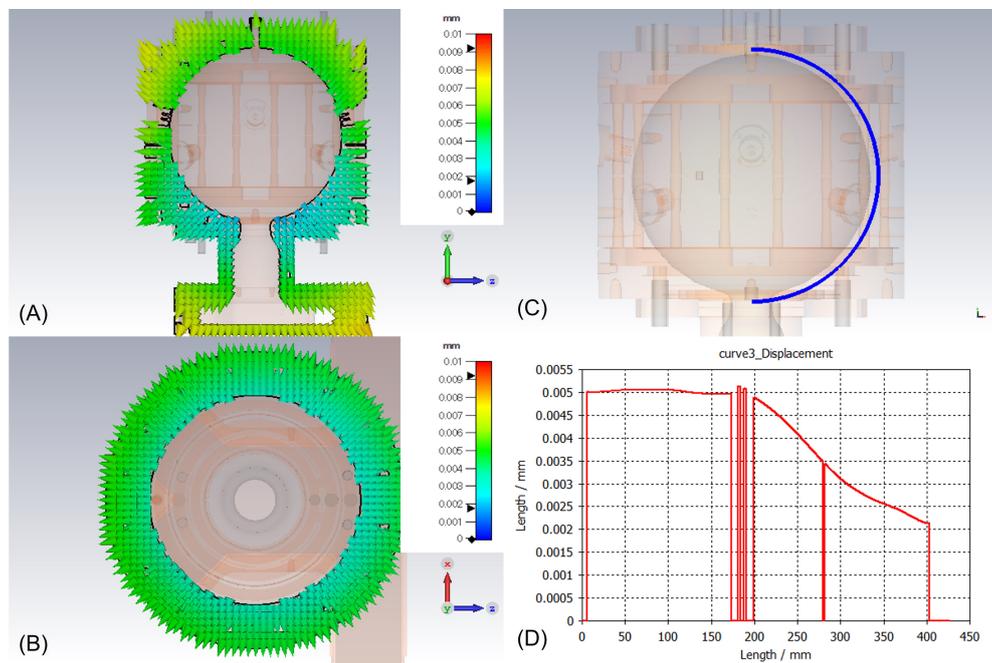


図 3.23. 高電力運転時の機械変形量分布。(A)・(B) は断面での変形量と変形方向を表しており、球形空洞が膨張する方向に変形することを示している。(C) の青線に沿って変形量の絶対値をプロットしたものが (D) であり、0 mm はデチューナーポート側、400 mm は結合孔の位置に対応する。

第 4 章

製作・低電力試験

前章で設計および 3 次元電磁場解析・熱構造解析を行った球形空洞型パルス圧縮器について、本章ではプロトタイプ機の製作および製作過程における低電力試験について述べる。今回の形状および寸法での旋盤加工およびロウ付け加工の実施は経験の無いことであった。そのため、各段階ごとに電気測定や機械形状の寸法の測定を行い、各段階において工程を正常に完了したか否かの測定を実施した。製造後、再度低電力試験を実施して設計に適う電気特性を有していることを確認した。

4.1 各部品仕上げ

本装置は第二種無酸素銅 C1020 を使用して製造した。装置の直径は 330 mm 程度の大型かつ大重量の装置となるため、超精密加工機ではなく、精密旋盤で加工した。図 4.1 に中仕上げまで完了した 1 対の半球の写真を示す。図左の部品はデチューナーポートを備えた半球部品である。床側を向く面には空洞を構成する半球球面が削られている。図 4.1 右の部品は結合孔側半球部品とモード変換器の円筒導波管を一体として製造した部品である。床側を向く面には同様に半球球面が削られている。ただし、それぞれの半球部品には、加工が容易になることを目的として、端面に 2 mm の直線部を設けてある。

両方の半球は、それぞれ極を中心にしてその周囲に冷却水路が直接掘り込まれている。外縁部に設けられた 16 個の上下方向の穴もまた、それぞれに冷却水流れるための水路である。両方の半球部品のそれぞれの外側に蓋の部品をロウ付けすることにより、冷却水路が構成される。

ロウ付け前の球形空洞部品の電気測定を行うためのセットアップを図 4.2 に示す。二つの半球部品は、半球同士が正確に重なって設置されるように、接触面に設置してあるピン及び外側のステンレス製ガイドによってアライメントが取られている。鉛直方向には重石を用いて装置部品を押さえつけており、治具同士のナット締結の程度を調整することも可能である。

導波管モード変換機との結合孔には、円筒導波管と矩形導波管とのモード変換器を設置した。その概形を図 4.3 に示す。矩形-円形モード変換器には、変換口の形状を変更するためのベーンが二つ取り付けられており、2856 MHz の近傍でマッチングをとるようにベーンの押



図 4.1. 中仕上げ加工までの部品写真

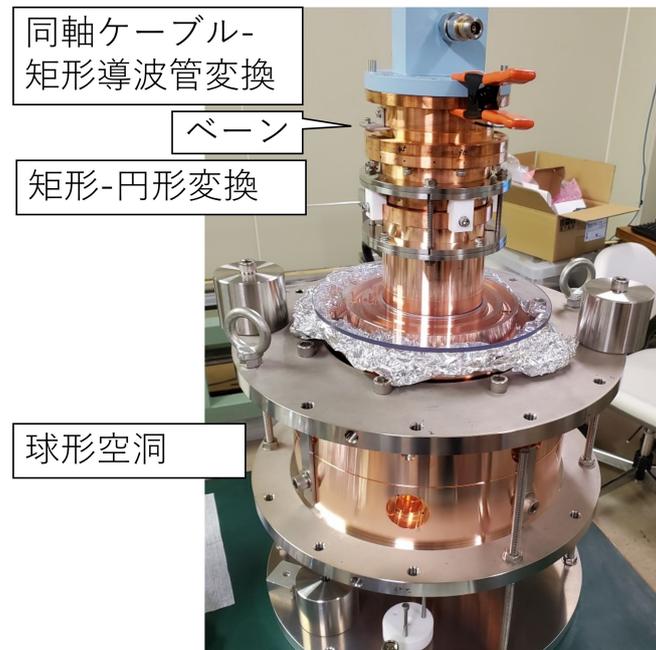


図 4.2. 中仕上げ段階での測定のセットアップ

し出し長を調節した。半球部品とモード変換器は、リング状の治具をボルトおよびナットで締結することで固定している。締結を緩めた状態では、円形導波管に対する矩形導波管の向きを回転させることが可能である。測定の際には、角度を目視で測定し、ボルトおよびナットで締結した。図 4.2 中の矩形導波管の口の上方には、同軸ケーブル・矩形導波管モード変換器を設置した。

高周波回路の周波数特性を測定する装置として、ベクトルネットワークアナライザー (Vector Network Analyzer: VNA) が幅広く使用される。VNA は周波数ドメインで高周波信号の減衰の程度や位相の変化を測定することが可能である。VNA が測定する散乱行列の S パラメーターについては付録 B.1.2 項に、VNA の測定から共振周波数や Q 値等の高周波パラメーター

を測定する方法については付録 B.2.2 項に記述した。

同軸ケーブルを介して VNA と接続し、装置の高周波特性を測定した。結合する矩形導波管の角度に応じて、それぞれ 1 開口の高周波共振器と見做して測定が可能である。

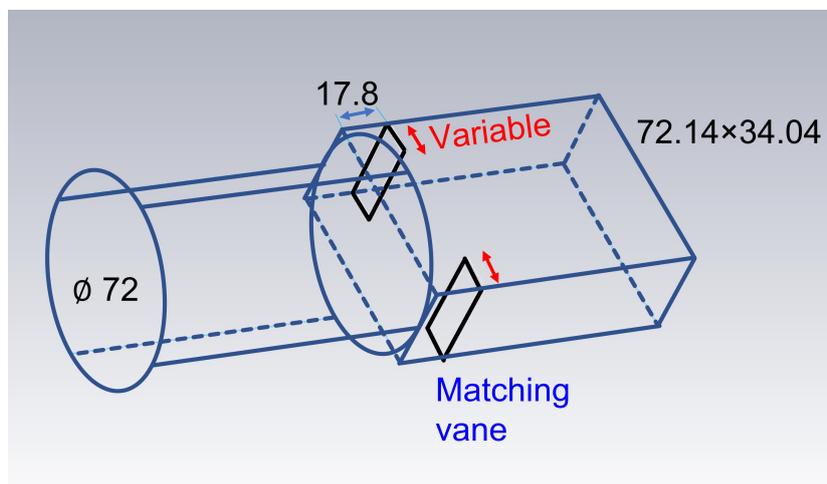


図 4.3. 矩形-円形変換器

ここで、球形空洞の軸対称性が崩れているときに二つの TE_{112} モードの縮退の解け方を測定するために、故意に半球間のアライメントを乱し、球形共振器内部の縮退を解いた状態で二つの電磁場モードの測定を実施した。図 4.4 左にあるように、位置決めピンを外した状態で支持具と半球部品間に 0.8 mm のスペーサーを挿入し、導波管モード変換器結合孔側の半球を移動させた。このときの移動方向を U 軸とし、半球の端面の平面上で U 軸に垂直な軸を V 軸とする。

このとき、スペーサーを入れて軸対称性を乱したことにより、パルス圧縮に関連する二つの電磁場モードの縮退は解かれている。すなわち、 U 軸で特徴づけられる電磁場モードの共振周波数と、 V 軸で特徴づけられる電磁場モードの共振周波数とは差が生じている。

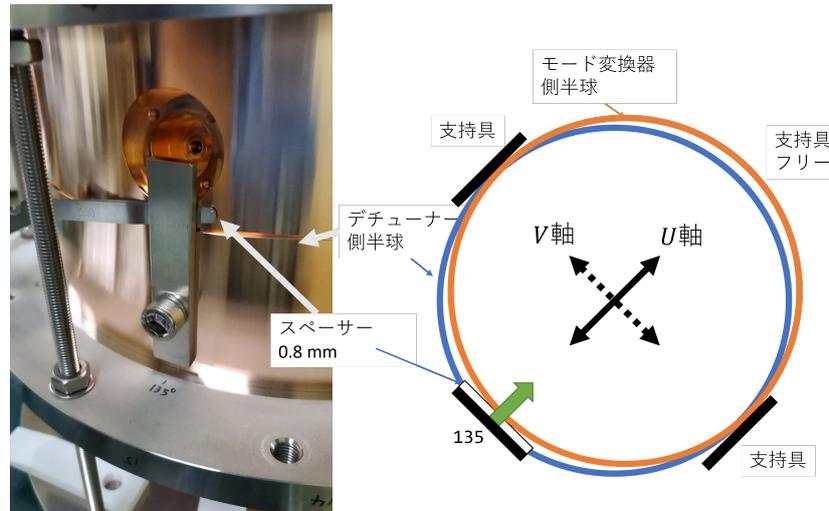


図 4.4. 故意に半球を移動して測定したときの測定

同軸ケーブル・矩形導波管モード変換器の角度を変更したときの周波数特性を図 4.5 に示す。電場の振動方向が U (V) 軸であるときの log-mag プロットおよび polar プロットを図中に記載している。このときには polar プロットがおおよそ真円であり、単一の共振構造が見られたことを示している。また、それぞれの共振周波数は 144 kHz 離れていることが確認できた。

他の角度では、 U 軸で特徴づけられる電磁場モードと V 軸で特徴づけられる電磁場モードの重ね合わせとして表現される。log-mag プロットでは二つの谷があり、polar プロットでは二つの円が重なった形状となる。

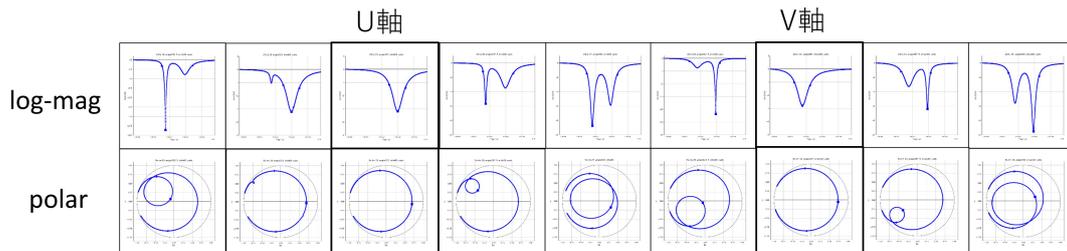


図 4.5. 軸対称性を故意に破ったときの、励振信号の入力角度に対する球形空洞の周波数特性。空洞内部に立つモードは U 軸, V 軸それぞれに特徴づけられる電磁場モードの重ね合わせとして表現される。

この測定および解析により、空洞に変形を与えて軸対称性を破ると、共振周波数に差が生じ、空洞内の電磁場モードの縮退が解消されることが確かめられた。

調整加工の省略について

本装置は旋盤加工によって空洞と円筒導波管部分を製作し、ミリング加工によって導波管モード変換器の形状を製作している。製作後の電気測定によって、共振周波数や結合係数の設

計値とのずれが判明したときには、各部品を再度加工修正することとなる。特に共振周波数に差異があるときには、パルス圧縮器の性能の観点から加工修正の必要性が高い。修正加工の際には、共振周波数をより低周波数側に移動するためには、空洞の赤道部を半径を大きくし、一方で共振周波数をより高周波数側に移動するためには、赤道部に設けた 4 mm の円筒部を短くすることで可能であるが、いずれも加工の難度は高い。

しかし、今回の製作では加工精度が高く、十分に良い電気性能を有していることを確認したため、調整加工を省略して実施しないこととした。設計値に対して結合孔半径が小さい段階で調整加工を省略したため、球形空洞と円筒導波管の結合の程度を表す結合係数 β は対応して小さな値となる。しかし、第 3.2 節で述べたように、パルス圧縮器の荷電粒子ビームへの効果を表すエネルギー増倍率 (EMF) は結合係数 β に大きくは依存しないことから、装置の運転に関しては問題にならないと判断した。

4.2 ロウ付け

本装置の各部品は真空炉内でのロウ付けによって接合した。ロウの量が不足しているときや、局所的にロウ付けが不十分であると、本来ロウが流れるべくして設けられたロウ溝などの微小構造が高周波電磁場に晒されることとなり、放電等の原因となる。また、真空漏れや、冷却水の水漏れがあると装置として正常に動作することが不可能となる。一方でロウの量が過剰であると、銅材の境界において微小なロウ材の構造が生じる恐れがあり、また、空洞内部の形状に変化を与えることで周波数特性が変化することがある。したがって、適切な量のロウ材がセットされた状態でロウ付けを行う必要がある。

本装置形状でのロウ付けは二段階・三手順に分けて実施した。ロウ付けの過程を図 4.6 に示す。一度目のロウ付けでは、球形空洞を構成する二つの半球部品と、それぞれの水路蓋となる部品の計 4 部品をロウ付けする。並行して、モード変換器の本体部品とその蓋部品、および装置を取り付けるための真空フランジ二つの計 4 部品をロウ付けする。

この時点で、球形空洞に対して高周波測定を実施し、また導波管モード変換器は円の開口部を金属板で短絡して高周波測定を実施した。また、冷却水路に関してはヘリウムリーク試験にて、空洞内部や装置表面への水漏れがないことを確認した。いずれの部品も異常が見られず、正常に第一段階のロウ付け接合がなされたと判断した。最後にこれら二つを一つに組み合わせるロウ付けを実施した。最終ロウ付け後にもメーカー内において高周波測定と、真空リークチェックが実施され、問題がないことが確認された。また、空洞 8 カ所の肉薄部の動作試験として簡易的なチューナーを取り付け、チューニングを実施した。定格の高電力の投入に伴い、温度膨張により約 100 kHz の共振周波数の低下が見込まれる。そのため、事前に変化量の半分程度のオフセットを見込み、物体温度 30°C および真空時に共振周波数が 2856.05 MHz とするチューニングをもって装置の製作を完了とした。

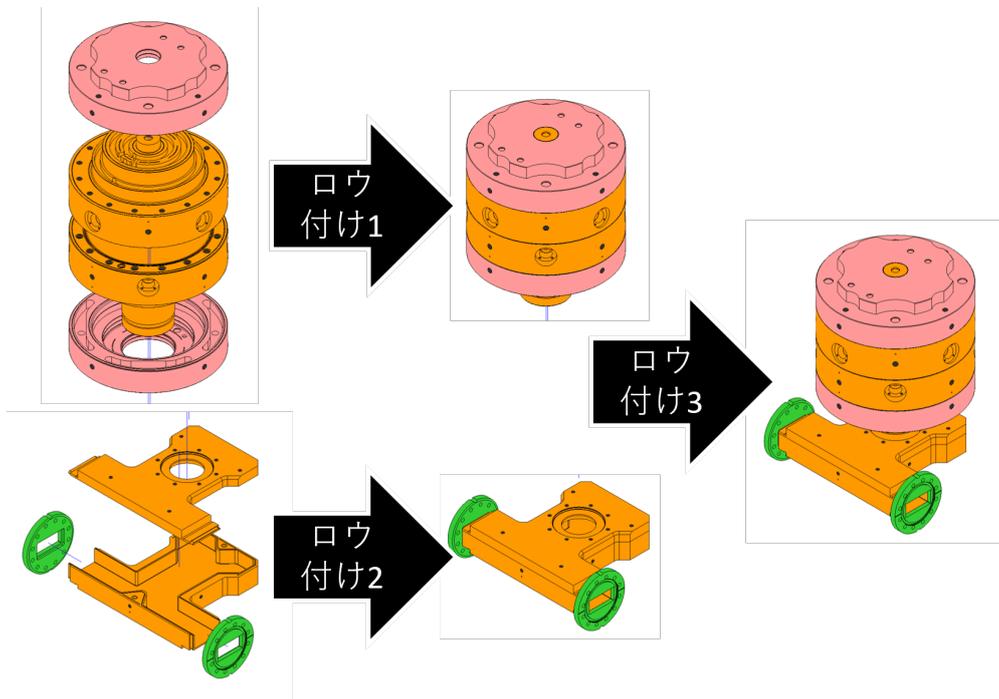


図 4.6. ロウ付けの過程

4.3 低電力試験

KEK 内のテスト施設で高電力試験を実施する前に再度電気測定を実施し、設計通りの特性を有しているかの確認を行った。

低電力試験のセットアップを図 4.7 に示す。パルス圧縮器の 2 つの矩形導波管ポートに同軸・矩形導波管変換器を接続し、2 本の同軸ケーブルは VNA の二つのポートにそれぞれ接続した。PXI モジュールは、測定のためのパルス信号を出力し、パルス圧縮器の出力の振幅と位相を測定することが可能であるようにプログラムされている。なお、測定のための出力パルスは、周波数・全パルス幅・位相反転タイミング等のパラメタが調整可能である。したがって、2 本の同軸ケーブルを PXI モジュールに結合したときには、運転で使用するパルス波形に対する装置の応答を測定することが可能である。なお、低電力試験時には空洞内は大気で充満されている。また、装置の物温および空洞内大気温度は設計の基準とした 30°C とは異なる。そのため、周波数の補正が必要である。周波数補正の式を、付録 C 章に示す。

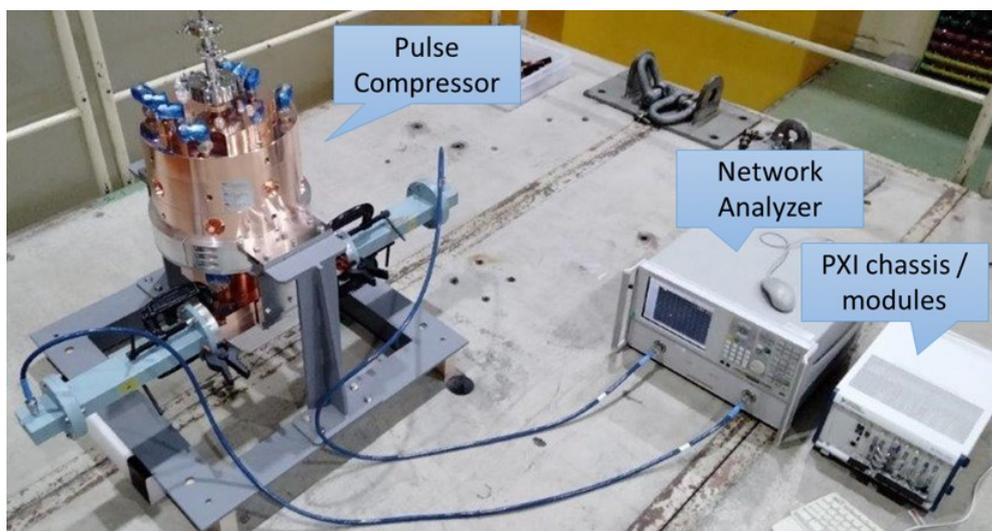


図 4.7. 低電力測定の設定アップ

4.3.1 周波数特性の測定

VNA を用いた周波数特性の測定結果を図 4.8 に示す。左 2 列は log-mag プロットであり、右 2 列は polar プロットである。それぞれのプロット種において、上段は左から S_{11} 、 S_{12} を表し、下段は左から S_{21} 、 S_{22} を表している。logmag プロットの横軸は共通の周波数範囲を表しているが、縦軸の振幅の目盛りの範囲は共通ではない。また、非対角成分の polar プロットの円の半径は半径 1 の基準円を描画している。対角成分の polar プロットの円は原点から最も離れた点との距離を半径として描画している。VNA での周波数の掃引範囲は $2850 \text{ MHz} < f < 2860 \text{ MHz}$ であり、図中の赤線は共振点の周辺である $2855 \text{ MHz} < f < 2856 \text{ MHz}$ に対応する測定点のプロットである。

また、polar プロットの測定結果から各種の Q 値及び結合係数 β を計算することができる。 S_{21} の測定結果と S_{12} の測定結果からそれぞれ計算した結果を表 4.1 に示す。いずれも polar プロットで一つの円のような振る舞いがあり、共振周波数等の空洞パラメタが一致していることから、空洞内の二つの電磁場モードが高い精度で縮退していることを表している。

設計値である周波数との差異は 10 kHz 以内に収まっていた。一つのチューニング機構で調整可能な周波数がおおよそ 30 kHz であるため、十分チューニングが可能な共振周波数である。

結合係数 β は設計値に対して約 4% 低くなっている。これは、先述のように追加工を実施せず、結合孔が半径として 0.1 mm だけ小さいことに対応している。しかし、先述の通りにパルス圧縮器の性能を表す EMF に対して β の依存性は小さく、問題にはならない。また、 Q 値も設計値を上回っていた。以上のことから、周波数特性に関しては設計に適う装置であることが確かめられた。

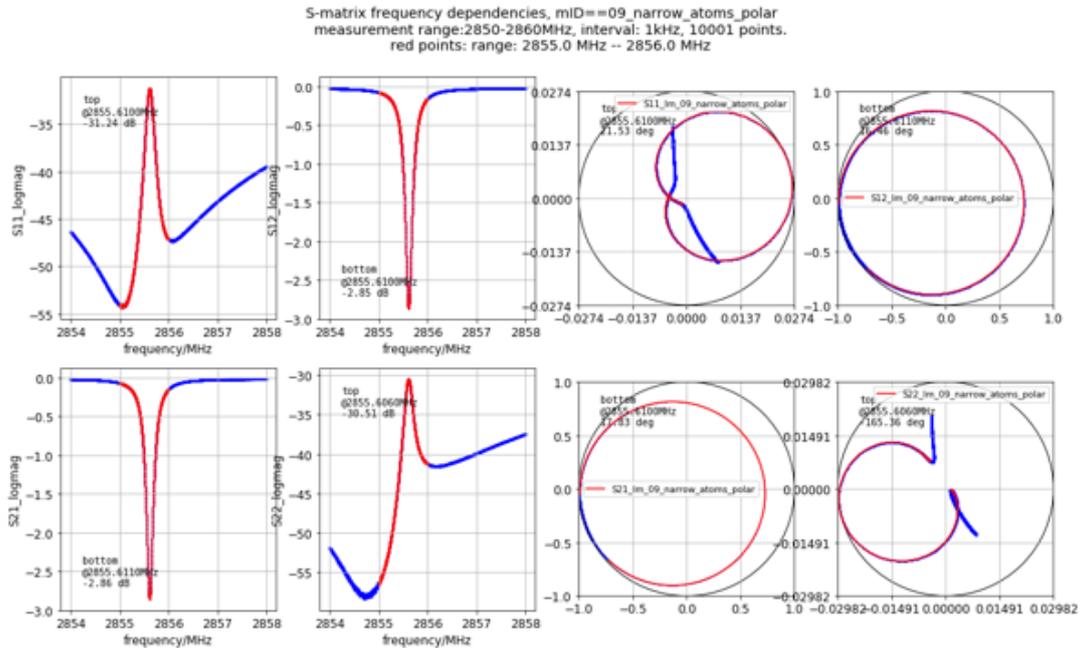


図 4.8. 低電力測定での周波数特性

表 4.1. 低電力測定から求めた空洞パラメタの値

空洞パラメタ	s_{21} 測定	s_{12} 測定	設計値
共振周波数 (補正前 ^a) f_0 [MHz]	2855.611	2855.610	
共振周波数 (補正後) f_0 [MHz]	2856.007	2856.006	2856
結合係数 β	6.14	6.13	6.4
無負荷 Q 値 Q_0	101474	100256	> 100000
負荷 Q 値 Q_L	14207	14067	
外部 Q 値 Q_{ext}	16520	16363	

^a 測定時は、物温度 21.5°C、空気温度 20.6°C、空気湿度 50% であった。

4.3.2 パルスレスポンスの測定

セットアップの同軸ケーブルの接続を VNA から PXI モジュールに変更し、運転時のパルス波形に対する応答の測定を実施した。3.2 節で述べたように、高周波源の入力信号の周波数と空洞の共振周波数が異なると、入力信号の位相反転のタイミングで出力信号の位相に飛びが見られる。空洞の共振周波数に一致する周波数の入力信号に対する応答を測定するために、入力信号の周波数を変更させながら出力信号の波形を確認し、位相の飛びが小さくなる周波数での波形を記録した。全パルス幅 4 μ s、位相反転を 3 μ s で入力した。測定結果を 20 ns ごとに測定した。

次に、VNA 測定で得た空洞パラメタ (表 4.1) を用いてパルス圧縮器の振る舞いについて、

周波数が一致しているときの微分方程式:

$$T_c \cdot \frac{dV_c}{dt} + V_c = \alpha V_i \quad (4.1)$$

を数値的に解いた。これらの比較を図 4.9(A) に示す。青線は PXI モジュールを用いた測定結果を表しており、橙線は数値計算の結果を表している。図 4.9(B) に、低電力測定と数値計算の残差をプロットした。

PXI モジュールから得られた測定データは、波形が不連続に変化する箇所では波形が大きく揺らぐ Gibbs 現象が $0.1 \mu\text{s}$ 程度にわたって見られている。また、測定データのパルス終端後の $4 \mu\text{s}$ 以降は振幅の小さな雑音が残っている。残差は、Gibbs 現象が見られる範囲を除いては、パルス高さの 2.5% 程度の振幅に収まっている。

このことから、数値解析の結果と測定波形がよく一致していると判断し、(4.1) 式がパルス圧縮器の動作をよく記述すると判断した。また、VNA 測定で得た空洞パラメタ (表 4.1) を用いて測定で得たパルス波形をよく記述出来ることが確かめられた。

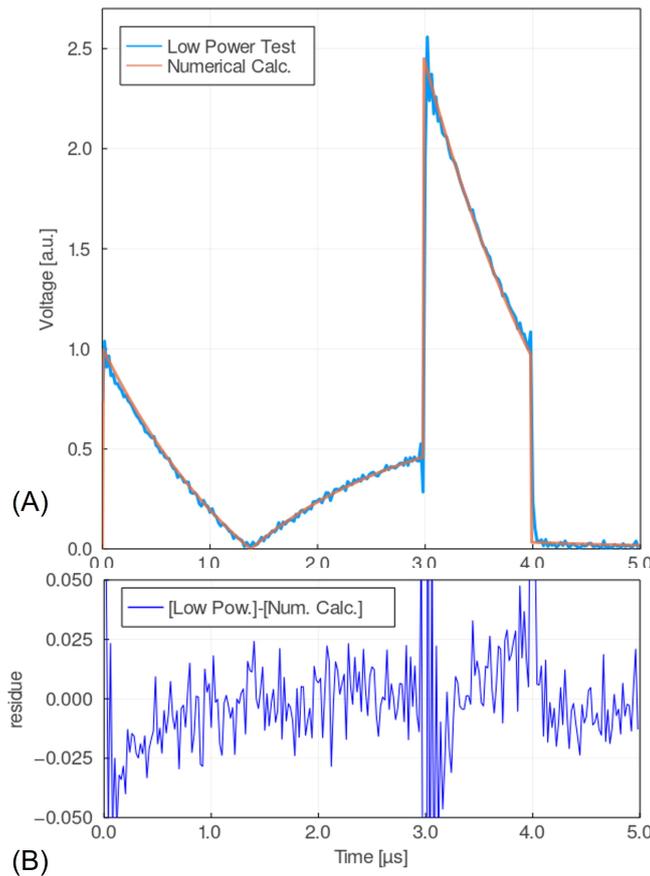


図 4.9. 低電力の運転パルスに対する応答。(A): 低電力測定波形 (青) と、数値計算の波形 (橙)。数値計算のパラメタは表 4.1 の値を使用した。(B): 低電力測定と数値計算の結果の差を示す。

以上の低電力測定の結果をもって、プロトタイプ器の製造は十分高い精度で設計通りに行わ

れたと判断し、高電力試験へ移行した。

第5章

高電力試験

前章で球形空洞型パルス圧縮器 (SCPC) の製作について述べ、VNA を用いた周波数特性の測定および PXI モジュールを用いた低電力でのパルス測定では、装置は設計に適う電気特性を有していることを確認した。

続いて、実際の運転に準じた高電力での試験を実施したことを本章で述べる。加速器施設での定格運転では、本装置は真空系に接続され、導波管内および空洞内は 10^{-6} Pa 程度の真空となる。高周波源から出力される電力は 40 MW であり、パルス幅は 4 μ s であり、50 Hz の繰り返しレートで運転する。この環境は先述したように、低電力試験とは異なる環境である。そのため、実際に運転されている電力系と同等のシステムに本装置を設置し、真空系や冷却水循環系に接続したうえで、高電力の入力に対して設計に適う特性を有しているかを確認する高電力試験を実施した。特に高電力試験では VNA を用いた周波数ドメインの測定をすることは出来ない。一方で、装置が安定して連続運転することを保証し、測定系の他の装置の保護の観点において、高電力運転中の装置の動作状態を即時的に取得し、時間変化を把握することは重要である。そのため、高電力運転中に各空洞パラメータを取得するためには、パルスレスポンスのデータから構成する必要がある。その解析手法について述べる。

大電力運転では、以下の二点に注意する必要がある。一つ目は装置の冷却である。本 SCPC 装置は電気伝導度の高い無酸素銅を使用しているが、依然として空洞内部に高電力の電磁場が存在するときには空洞壁表面を流れる電流に起因するジュール熱が問題となる。装置が熱を持つと空洞が膨張し、共振周波数が低下し、目標とする性能を実現することが不可能となる。そのため、ジュール熱を継続的に取り除くために、装置内部に冷却水が循環するシステムを構築している。KEK 電子陽電子入射器の設計では 30°C の冷却水を循環させ、装置本体および空洞内は 30°C で運転することを想定した設計となっている。そこで、温度上昇による SCPC の運転特性の変化を試験し、チューニング可能な範囲であり運転上の問題がないことを確かめる。二つ目は放電等の問題である。各部品の接合箇所や空洞表面に小さな凹凸のような構造がある場合、高電力の電磁場にさらされ、表面を電流が流れたときに放電に発展することがある。そのとき、空洞のパラメータが瞬時的に変化し、入力電力の反射や、蓄積電力の結合孔からの流出、および、放電で生じたプラズマが装置内部に衝突して熱エネルギーに転換されて失われることになる。このようにパルス圧縮器としての電力のバランスが乱れたとき、パルス

圧縮器としての動作を実現することが出来ず、また、クライストロンの側にも電力が戻ることからクライストロンに損傷を与えることが危惧され、測定系の安全面の視点においても好ましくない。そのため、コンディショニングと呼ばれる手順をとり、いわば装置を高電力電磁波に「慣らししていく」期間を設け、電力を少しずつ上昇させていくこととする。

本章ではまず高電力試験のセットアップについて述べ、高電力試験のコンディショニングの経過を示す。高電力試験中に取得したデータを詳細に解析したため、データの解析手法について述べ、解析結果について述べる。

5.1 セットアップ

本装置の高電力試験は KEK 電子陽電子入射器棟に配置されているテスト施設において実施した。試験で使用するクライストロンは T3 とラベル付けされている。図 5.1 に測定系の鳥瞰図および図 5.2 にクライストロンと 3 dB ハイブリッドおよび RF ダミーロードの写真を示す。クライストロンはシグナルジェネレーターの信号を増幅して出力する装置であり、2856 MHz 近傍の指定した周波数での運転が可能である。その出力は矩形導波管を通して伝搬される。従来型の SLED 型の 2 円筒空洞型パルス圧縮器が設置されていた箇所に、製造した SCPC を設置し、矩形導波管で入出力を接続した。装置の出力信号先は矩形導波管を通して放射線防護のシールドの内部に入り、シールド内部では、3 dB ハイブリッドを使用して電力を 2 分配して 2 つの RF ダミーロードで高周波電力を吸収するようになっている。

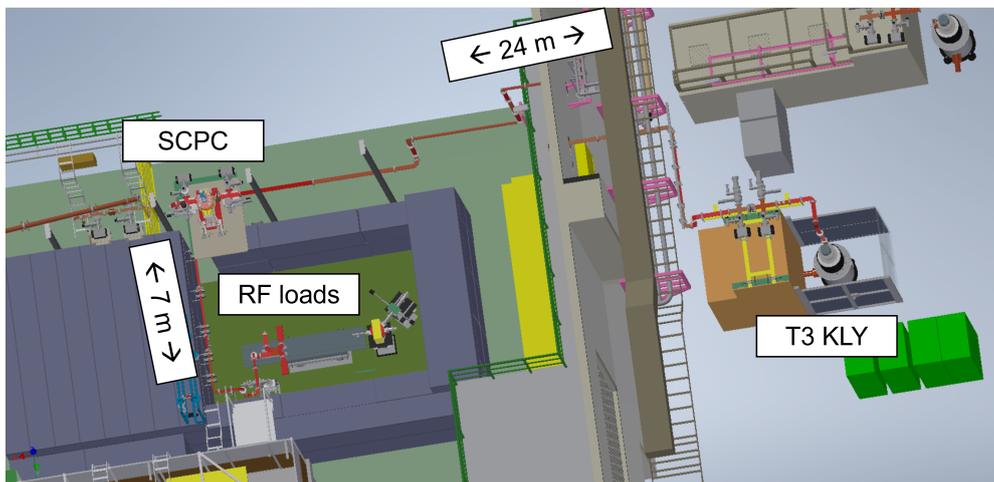


図 5.1. T3 テストスタンドでの高電力試験のセットアップの鳥瞰図

図 5.3 に実際の装置を設置した状態を示す。図の右上側より、クライストロンが出力する高周波電力が伝搬する導波管があり、左下側にシールド内の RF ダミーロードに伝わる導波管がある。冷却水は SCPC の近傍に設置したヘッダーから銅管とフレキシブルチューブを用いて配管した。なお、フレキシブルチューブの配管は試験運転に際して用意した簡易的な使用である。

空洞上部のデチューナーポートは、デチューナーと接続するための真空用のフランジがマウ

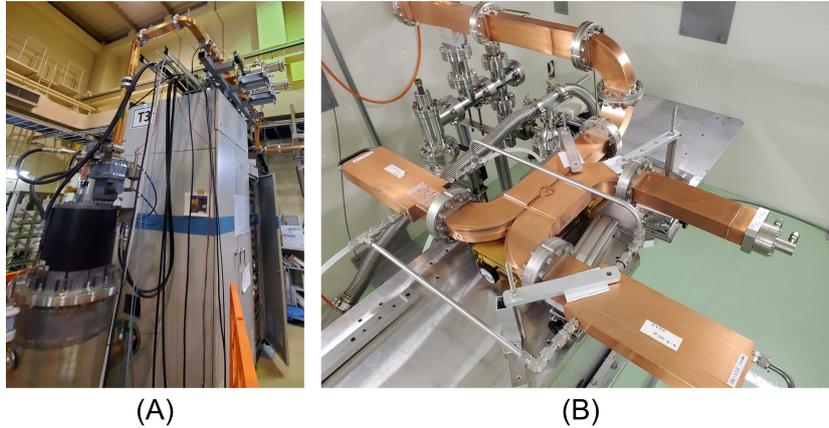


図 5.2. 高電力試験で使用する装置。(A) T3 クライストロン、(B) RF ダミーロードおよび 3 dB ハイブリッド。

ントされており、本試験のセットアップではブランクフランジによって電氣的に短絡され、また、真空封止されている。空洞側面で空洞壁の肉薄部を押し引きするためのチューニング機構は、8 箇所のうち 1 箇所のみチューナーを取り付けた。その状態を図 5.4 に示す。なお、本試験においては、チューナーを用いた空洞のチューニングは実施していない。

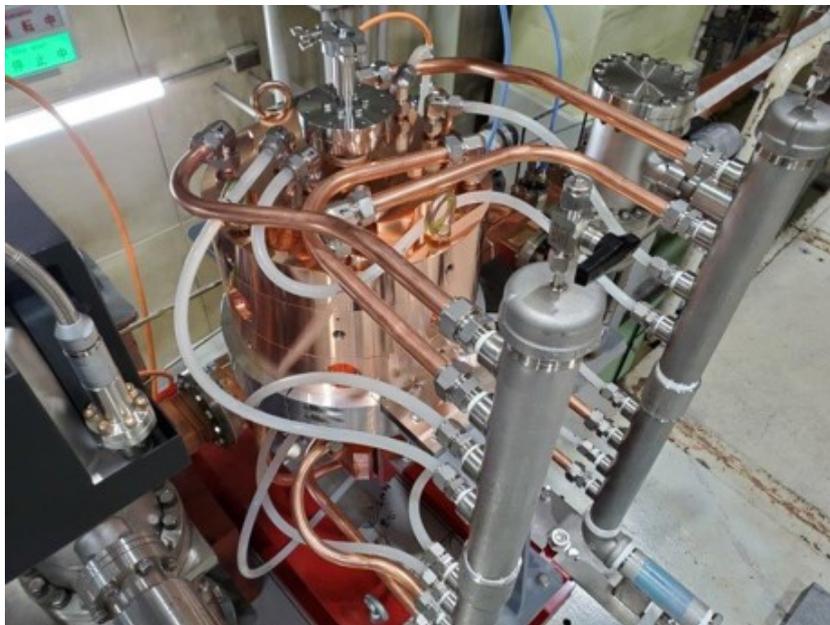


図 5.3. T3 テストスタンドに設置した球形空洞型パルス圧縮器

高電力試験の測定系を図 5.5 に示す。シグナルジェネレーターは 2856 MHz 近傍の指定した正弦波を出力する。その信号を LLRF コントロールユニット [17] に入力し、指定したパルス長にパルス化し、また指定したタイミングで位相を 180° 反転させ、クライストロンの入力とする。クライストロンが出力する電力は数十 MW の高電力となり、導波管および SCPC



図 5.4. パルス圧縮器にチューナーを取り付けた図

を經由して RF ダミーロードに伝搬する。測定系の信号は矩形導波管に結合した方向性結合器によって、クライストロン・SCPC・RF ダミーロードの間において両方向に伝搬する信号をそれぞれ取得し、合計 4 つのチャンネルで波形を保存する。方向性結合器は、 -70 dB ないし -60 dB で結合されている。それぞれの信号は、クライストロンの出力 (P_{KLY})、SCPC からの出力 (P_{SCPC})、および、SCPC からのクライストロンへ向かう反射波 (P_{BWD1})、RF ロードからの反射波 (P_{BWD2}) である。

それぞれの信号は IQ デモジュレーターに集められ、データの取得は 10 ns ごとに行われる。そして、クライストロンの出力信号と SCPC の出力信号を描画するのに使用する。 $P_{\text{BWD1,2}}$ が閾値を上回る信号を検出した場合には、その波形を異常波形と見なす。異常波形の保存とともに、装置の保護のためにクライストロンの制御系にフィードバックを送り、高周波電力の出力を停止する。また、導波管内ないし装置内の真空が悪化したときには、クライストロンの出力電力を一時的に下げる。真空が著しく悪化したときには出力を停止するように制御されている。

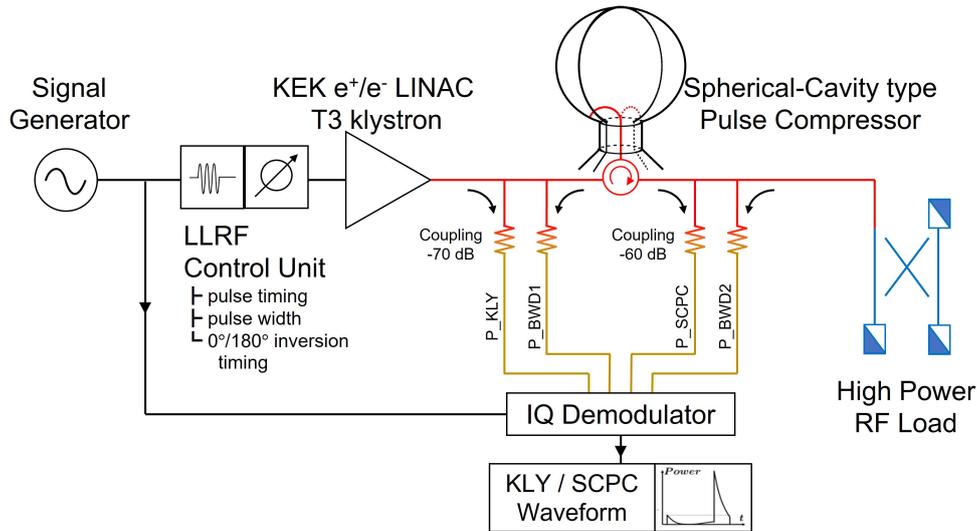


図 5.5. T3 テストスタンドの測定系の概略

5.2 コンディショニング過程

一般に高周波装置を新規に設置し高電力を入力する際には、開始時より定格の高電力を定格のパルス繰り返しレートで入力するのではなく、低い電力から緩やかに電力を高めていき、またパルス繰り返しレートを段階的に大きくしていく方法が取られる。この過程をコンディショニングと呼ぶ。装置の設置後には、壁面に吸着して残留している気体分子や、空洞表面に残っているわずかな凹凸が起因となり、放電に発展することがある。定格電力を投入する前に、生じる可能性のある放電や反射を比較的低い電力で起こすことにより、高周波装置を高電力に次第に慣らしていき、また同時に測定系の装置の保護を目的とする過程である。

コンディショニングを実施した過程を図 5.6 に示す。SCPC の設置後、パルス幅 $3.6 \mu\text{s}$ パルス繰り返し 1 Hz で運転を開始した。動作の安定を確認した後、パルス幅を定格と同じ $4 \mu\text{s}$ とし、パルス繰り返しもまた、 2 Hz 、 5 Hz 、 10 Hz 、 25 Hz と上昇させ、最終的に定格と同じ 50 Hz で運転した。

図の上半分はクライストロンの出力ピーク電力 (P_{KLY}) と SCPC の出力ピーク電力 (P_{SCPC}) を表している。図の下半分は測定系に設置された冷陰極電離真空計 (CCG: Cold Cathode Gauge) のうち、クライストロンの直後にある真空計 (緑)、球形空洞の直近にある真空計 (赤)、RF ロードの直前にある真空計 (青) を表している。横軸はコンディショニング過程での累計のパルス数であり、上半分と下半分とにおいて共通である。図中に示されたバツ印はインターロックが動作したタイミングを表している。インターロックの動作回数の詳細を表 5.1 に示す。図 5.6 中の赤印はパルス圧縮器の上流において 1 MW 級を上回る反射電力を検出したときの動作を表している。緑印はクライストロン直後にある既知の真空リーク源に起因する真空悪化のためにインターロックが動作したものである。この箇所での真空悪化は、コンディショニング過程中には一週間程度の周期で定期的に発生していたため、SCPC の運転に起因する

ものではないと判断している。黄色印は RF ダミーロードにおける真空悪化のためにインターロックが動作したタイミングを表している。ただし、SCPC の出力ピーク電力が 80 MW 程度を上回ると、インターロックが動作する閾値を上回らない程度の真空悪化が RF ダミーロード付近で頻発していた。この頻発する真空悪化を引き起こす放電は、継続的に RF ダミーロードにダメージを与えることが想定される。そのため、RF ダミーロードの保護を目的として、コンディショニング過程はパルス圧縮器出力 80 MW を上限とした。以降の高電力試験においても、同電力以上の高電力試験は実施しないこととした。このとき、クライストロンの出力はおおよそ 20 MW であった。本装置は 40 MW 入力での運転を想定して設計していたことから、今回の高電力試験では設計時の運転電力のおおよそ半分の電力までの高電力試験の実施となった。コンディショニングは、施設内の他の作業に伴うクライストロンの運転の中断を含め、3 週間にわたり実施した。総パルス数は 6.2×10^7 であった。定格運転である 50 Hz での昼夜連続運転に換算すると、おおよそ 14 日の連続運転に相当する。

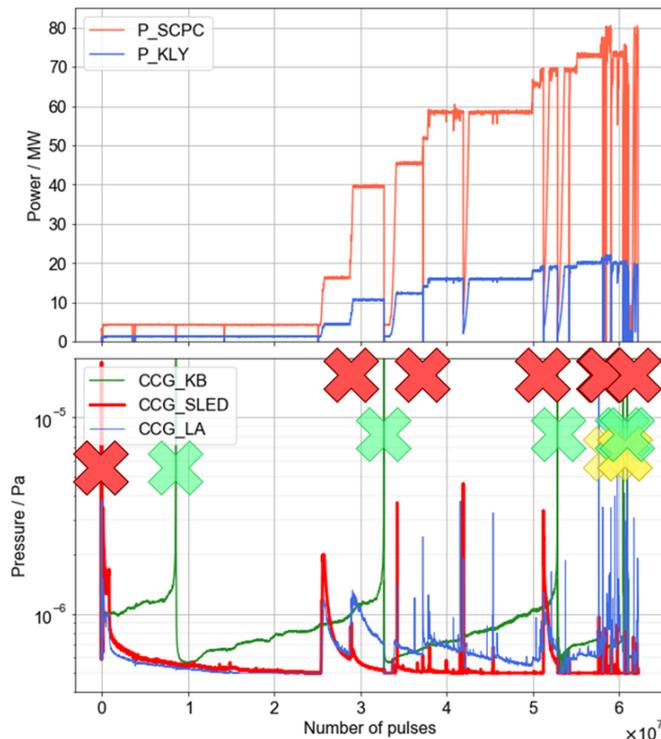


図 5.6. コンディショニングの過程。(上) 入力のピーク電力 (青) と、パルス圧縮器の出力のピーク電力 (橙) を表す。(下) 真空値および、インターロックの動作タイミングを表す。クライストロン直後の真空値 (緑)、パルス圧縮器の直近での真空値 (赤)、RF ダミーロードの直前での真空値 (青線および黄色バツ印) を表す。

次に、コンディショニング過程中の測定パルス波形を示す。図 5.7 に正常な動作をした際のパルス波形と、異常な動作をしたときのパルス波形を示す。いずれも、上半分は電力を表し、下半分は電磁波の位相成分を表している。クライストロン出力を白色、パルス圧縮器の出力を緑色、パルス圧縮器直前での反射を赤色でプロットしている。

表 5.1. インターロックの動作回数の詳細

発生箇所	詳細	回数
SCPC 上流	1 MW 以上の高周波電力の反射が突発的に生じる。	7
KLY 下流	真空リーク源の存在が疑われる。	4
RF ダミーロード	高電力 (~ 80 MW) 出力時に、インターロック閾値を超えない程度の真空悪化が頻発した。	3

図 5.7 左は正常な波形を表す。まず、クライストロンが出力する信号 (白) に着目する。信号の全パルス幅は $4\mu\text{s}$ であり、 $3\mu\text{s}$ 後に位相が 180° 反転した高周波電力が記録されている。位相反転前では電力・位相ともにほぼ一定である。位相反転後に $0.3\mu\text{s}$ 程度にわたって電力が一時的に増大し、また $1\mu\text{s}$ にわたって位相が緩やかに変化している。位相反転後で見られるこの変化は、本試験に使用したクライストロンのみならず、実際の運転に使用しているクライストロンにおいても観測される共通の特性である。

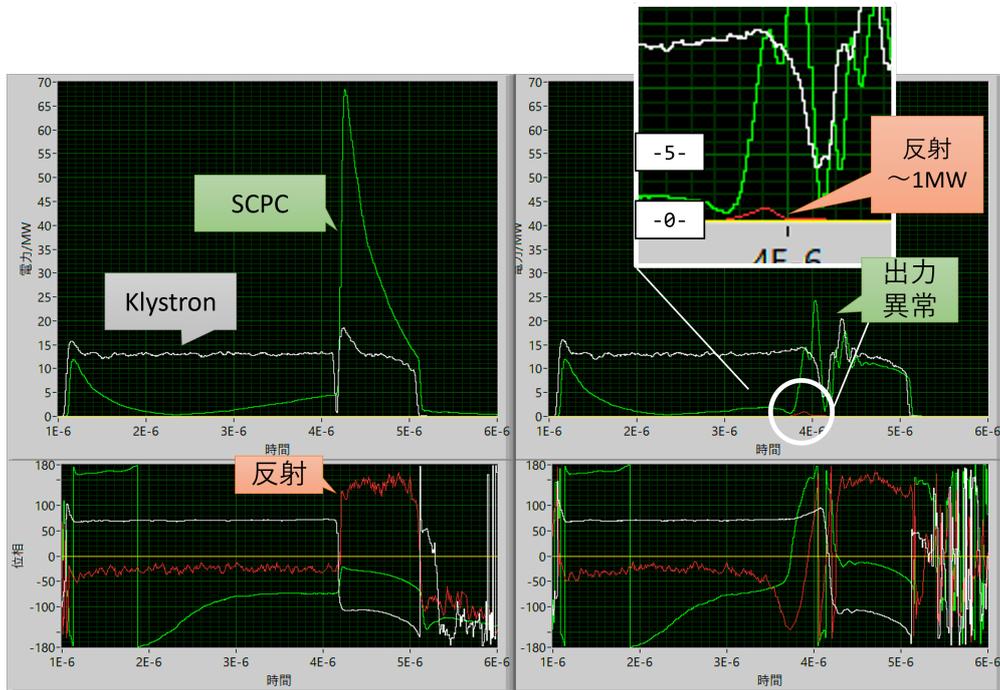


図 5.7. 正常波形 (左) と異常波形 (右) の比較。(白): クライストロンの信号であり、パルス圧縮器の入力信号を表す。(緑): パルス圧縮器の出力信号。(赤): パルス圧縮器の反射信号。

次に、パルス圧縮器が出力する信号 (緑) に着目する。信号が入力された直後はほとんどすべての高周波電力が反射され、ほぼ同等の電力がパルス圧縮器の出力として表されている。そ

の後は次第に RF 電力が空洞に蓄積されていく過程である。パルス圧縮器の出力は次第に減少し、やがて増加に転じる。減少から増加に転じる時点で位相が反転するが、図ではゆるやかに位相の変化が生じていることが確かめられる。位相反転された高周波電力がパルス圧縮器に到達したタイミングで、空洞に蓄積されていた高周波電力が放出され、出力信号は急峻に増大し、そのピークではクライストロン出力電力の平坦部のおよそ 6 倍の電力を出力する。このとき、位相は瞬時的に 50 度程度の増加を表している。この位相の変化は、空洞の共振周波数と運転周波数とが一致していないことに起因している。パルスの終端では、パルス圧縮器の出力は急激に減少し、ほとんどゼロに至る。これは、ビーム加速に必要なパルス幅および、パルス後に指数関数的に減衰する残留電力に関連する RF ダミーロードや加速管等での予期せぬ挙動の発現を懸念して、定格運転として事前に定められているパルス幅 4 μs および位相反転タイミング 3 μs での運転において残留電力が小さくなるようなパラメーターを選択したことに対応している。最後にパルス圧縮器の直前での反射 (赤) を見ると、正常波形では RF 電力の反射が十分小さく抑えられており、電力のプロットにはほとんど現れていない。

一方で、図 5.7 右は反射電力に起因してインターロックが動作した、図 5.6 の赤バツ印に対応する異常波形の一例をプロットした図である。パルス入力後、およそ 2.5 μs の間は正常波形とおおよそ同様の波形を記録している。しかし、以後にパルス圧縮器の出力の波形が乱れ、同時に 1 MW 程度の反射波が記録されている。その後には、クライストロンの出力信号も含めて、正常波形とは異なるような振る舞いをしていることがわかる。異常波形の観測は約 3 週間のコンディショニング過程で 6 例程度であり、いずれのパルス後の立ち上げではクライストロンおよび SCPC の出力波形に異常は確認できず、正常運転に復帰したため、運転には支障がないと判断した。

また、図 5.8 に SCPC の入出力信号の polar プロットを示す。図 5.8(A) は図中の色分けを図示したものであり、青は立ち上がり、橙は電力の蓄積区間、緑は位相反転、赤は圧縮後パルスの区間である。図 5.8(B) に SCPC の入力信号を、(C) に出力信号を示す。図中の点は 10 ns 毎に取得したデータ点である。クライストロンの出力はまず、立ち上がりに約 80 ns 程度の時間を要し、この間にも位相は緩やかに変化している。その後、パルス蓄積区間はおおよそ一定の位相を保ち、位相反転の区間では 110 ns の時間が経過して位相反転が完了する。ただし、その軌跡は polar プロットにおいて直線的ではなく、緩やかな位相の変化が生じている。180° の位相反転後には、位相は緩やかに変化するようになり、最終的にパルスの終端となる。SCPC の出力は、電力蓄積区間において次第に出力信号の振幅は小さくなり原点に近づくが、角度を変えながら原点から離れていき、位相反転の区間では急激に振幅が増大する。位相反転後にはやはり緩やかに位相が変化しながら、クライストロンのパルス終了のタイミングで振幅はゼロとなる。

5.3 解析手法

前節の図 5.7 左で示したような、今回製作したパルス圧縮器の振る舞いが設計を正しく反映しているかを調べる。しかし、高電力試験では、第 4.3 節の低電力試験で示した VNA を用い

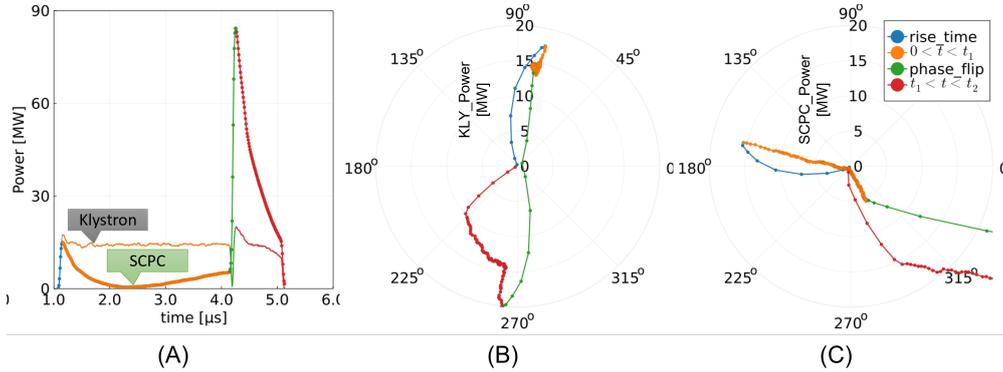


図 5.8. パルス圧縮器の入出力信号の polar プロット。(A) は色分けを表す。(B): パルス圧縮器の入力信号。(C): パルス圧縮器の出力信号。

たような周波数解析をすることが出来ない。ただし、SCPC の入力信号と出力信号の関係は等価回路モデルで良く表現できることが分かっている。そこで、パルス圧縮器への入力信号を用いて、出力信号のパルス波形を再現するような空洞パラメーター、すなわち共振周波数 $\omega_c = 2\pi f_c$ および結合係数 β 、 Q 値 Q_0 , Q_L , Q_{ext} を決定する。そして、高電力試験から導出した空洞パラメーターが、設計値や低電力試験の結果に対して妥当であることを検討する。

手順は以下の通りである。解析手順の概要を図 5.9 に示す。まず、空洞パラメーターの初期値として ω_c , Q_0 , Q_L を、低電力試験で得た数値を用いて定める。なお、他の空洞パラメーターは $\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{\text{ext}}}$, $\beta = \frac{Q_0}{Q_{\text{ext}}}$ から算出する。

次に、パルス圧縮器の振る舞いを表現する微分方程式

$$\left(1 + \frac{\omega_c^2}{\omega^2}\right) \frac{dV_c}{dt} + \left\{ \frac{\omega_c}{Q_L} + j\omega \left(1 - \frac{\omega_c^2}{\omega^2}\right) \right\} V_c = \frac{2\omega_c\beta}{Q_0} V_i \quad (5.1)$$

を数値解析的に解く。すなわち、測定結果のうち、クライストロンの出力パルス電力の平方根をとった値を入力電圧 $V_i(t)$ とし、クライストロンの出力する高周波信号の周波数を $\omega = 2\pi f$ とし、Runge-Kutta 法により数値解析的に空洞の結合孔での電圧 $V_c(t)$ を求め、パルス圧縮器の出力 $V_{r,\text{calc}}(t) = V_c(t) - V_i(t)$ を計算する。

次に、パルス圧縮器の入出力パルスをピックアップする方向性結合器および測定系のケーブルの特性を較正するためのパラメーターとして、振幅の係数 A 、位相差 θ 、および時間オフセット τ を導入する。以後ではこれらを較正パラメーターと呼ぶこととする。較正パラメーターを用いて、較正後の出力パルス電力

$$\begin{cases} V_{o,\text{meas}}^{(\text{calib.})}(t) = A e^{j\theta} V_{o,\text{meas}}(t - \tau) \\ P_{o,\text{meas}}^{(\text{calib.})}(t) = A^2 e^{j2\theta} P_{o,\text{meas}}(t - \tau) \end{cases} \quad (5.2)$$

を算出する。較正パラメーターの初期値は、 $A = 1$ 、 $\theta = 0^\circ$ 、 $\tau = 38 \text{ ns}$ とした。時間オフセットの初期値は、図 5.7 左の正常波形の立ち上がりの時間差から計算した。

得られた数値計算の結果 $P_{o,\text{calc}}$ と、測定結果のパルス圧縮器の出力パルス電力 $P_{o,\text{meas}}^{(\text{calib.})}$ を比較し、10 ns ごとの値の誤差の二乗平均平方根誤差 (Root Mean Squared Error: RMSE) を

誤差関数とする。ただし、パルス圧縮器の入出力信号に対し閾値を定め、ノイズ信号に対して十分大きい時点での測定データの誤差を考えることとする。すなわち、パルス圧縮器の入出力がノイズと区別するための閾値より十分大きいときのデータを表すラベルを $i = 1, 2, 3, \dots, n$ とし、 n を閾値以上のデータ点の総数として、誤差関数を

$$\text{Err}(\omega_c, Q_0, Q_L, A, \theta, \tau) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \left(P_{o,\text{meas}}^{(\text{calib.})}(i) - P_{o,\text{calc}}(i) \right)^2}{n}} \quad (5.3)$$

とする。ただし、 $P_{o,\text{meas}}^{(\text{calib.})}(i)$ 、 $P_{o,\text{calc}}(i)$ はデータラベル i に対応する時刻の電力の測定値ないし計算値を表すこととする。空洞パラメータおよび較正パラメータの初期値を用いた誤差関数の計算をし、各パラメータをわずかに変化させて同様に誤差関数を計算する。これを繰り返して誤差関数を最小にするようなパラメータの探索を行う。この最適化を用いたパラメータ探索を Powell 法 [32] によって行う。

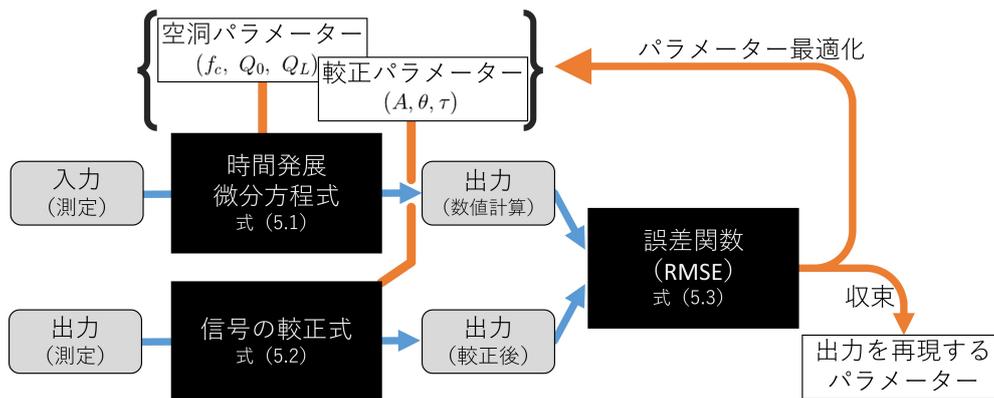


図 5.9. 解析手順の概要図

異なるパルス長の測定データに対する解析結果

以上に述べた解析手順が正しく実行させるかどうかを確認するために、パルスの長さが異なる測定データに対する解析を実行した。解析の結果を図 5.10 に示す。また、測定の結果と解析の差を図 5.11 に示す。定格運転のパルス長 4000 ns に対し、図 5.10、および図 5.11 の (A) は 1600 ns、(B) は 2400 ns、(C) は 3200 ns の波形を表す。測定結果と解析の差は、電力では高々 1.0 MW、位相では 7° 程度の差でおおよそ収まっており、十分よく再現されていると判断した。

複数のパルス測定データを用いた統計的処理

以上の手順を経ることで、測定した一組の入出力のパルスデータを用いて、出力波形を再現するパラメータを探索することが出来た。しかし、その探索結果はあくまで波形を再現するのみであり、誤差関数を局所的に最小化する点に収束したことが考えられる。そこで、複数の

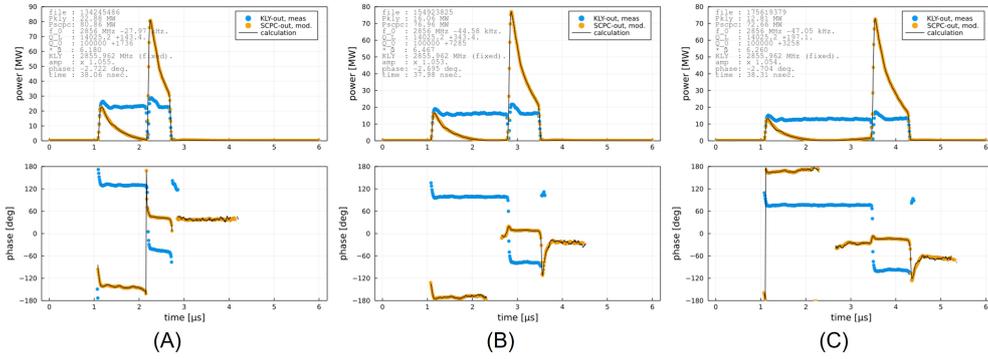


図 5.10. 異なるパルス長さの測定データに対する解析結果。(A) パルス長さ 1600 ns、(B) パルス長さ 2400 ns、(C) パルス長さ 3200 ns。

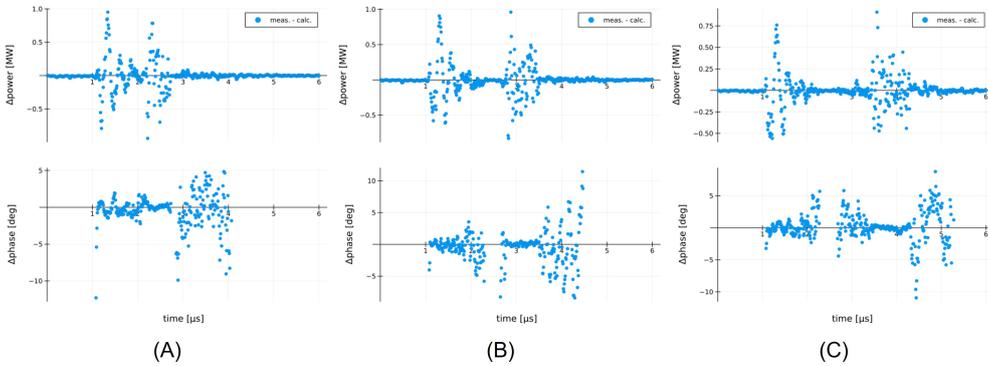


図 5.11. 測定結果と解析の差

パルスデータを取得し同様の解析を実行し、最適化実行後に収束した解の分布を調べることで、最適化の計算結果の正当性を確かめることとした。

第一段階として較正パラメーター (A , θ , τ) の3つを決定する。そのために、まず較正パラメーターと空洞パラメーター (ω_c , Q_0 , Q_L) とを合わせた6つのパラメーターを用いて、誤差関数の値を小さくするようなパラメーターの探索を複数のパルスデータのそれぞれに対して実行する。実行後に、較正パラメーターの分布がおおよそ正規分布に従うようであれば、その平均値を採用する。

第二段階では、較正パラメーター (A , θ , τ) は第一段階で採用した値によって固定し、空洞パラメーター (ω_c , Q_0 , Q_L) を用いた最適化計算によって、同様に誤差関数の値を小さくするようなパラメーターの探索を実行する。最後に、複数のパルスデータに対して実行した空洞パラメーターの計算を用いて、平均値および標準誤差を求める。

5.4 周波数特性

運転周波数と空洞の共振周波数が一致していないときに、位相反転のタイミングでパルス圧縮器の出力の位相に飛びが見られることを第 3.2 節で確認した。加速器施設においては、

2856 MHz の周波数を基準として全ての装置を設計しているため、各個のパルス圧縮器に備えられたチューナーを用いて空洞形状に変化を与え、共振周波数を 2856 MHz に一致させるチューニングを行う。

本装置の球形空洞のチューニングに関しては、高電力試験を経てその特性を見極めてからの実施を考えていたため、今回の高電力試験に向けてのチューニングをしていない。そこで、まずクライストロンを運転周波数 2856 MHz で運転し、今回の高電力試験における上限の電力を入力したときの SCPC の出力波形を解析し、空洞の共振周波数を計算した。次に、クライストロンの最大電力の時に、空洞の共振周波数とクライストロンの運転周波数が一致するように変更し、二つの周波数が一致しているときの波形を取得した。

図 5.12(A) はクライストロンの運転周波数を 2856 MHz に固定しており、空洞の共振周波数とは一致していないときの波形である。このパルス測定データを用いた解析より、高電力試験での最高電力を入力したときの空洞の共振周波数は 2856 MHz より約 53 kHz 低いことが確かめられた。この周波数差は、クライストロン信号の位相反転タイミングでのパルス圧縮器出力信号の位相の飛びの程度に対応しており、空洞の共振周波数を 53 kHz 低くして数値計算をしたときに、計算結果が測定出力信号をよく再現していることを表している。

そこで、クライストロンに入力するシグナルジェネレーターからの周波数を空洞の共振周波数に合わせて変更し、 $(2856 \text{ MHz} - 53.5 \text{ kHz})$ の高電力を SCPC の入力としたときのパルス波形を図 5.12 (B) に示す。クライストロンの位相反転のタイミングでパルス圧縮器の出力の位相は、わずかに変化はあるものの、(A) と比較して変化が小さいことが確かめられた。

パルス圧縮器の入力波形の電力の平坦部の電力の平均値に対する、出力波形のピーク電力値をピークパワーゲインと呼ぶ。周波数が一致していないときの波形では、入力電力の平坦部が 14.25 MW、較正パラメーターを用いた較正後の出力電力の最大値が 84.30 MW であり、ピークパワーゲインは 5.92 であった。周波数が一致しているときの波形では、入力電力の平坦部が 13.92 MW、較正パラメーターを用いた較正後の出力電力の最大値が 89.04 MW であり、ピークパワーゲインは 6.40 であった。このことから、周波数が一致しているときの方がピークパワーゲインは大きく、パルス圧縮の効率が低いことが確かめられた。

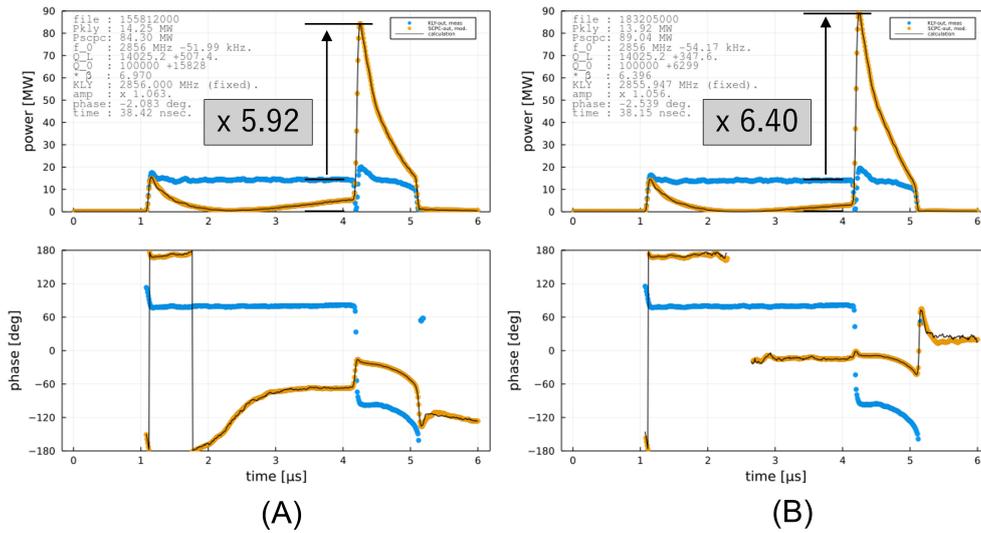


図 5.12. 大電力試験の結果の出力。(A) クライストロンの励振周波数と空洞の共振周波数が 50 kHz 程度離れているときの波形。ピークパワーゲインは 5.92。(B) 周波数差が 1 kHz 程度以内で一致しているときの波形。ピークパワーゲインは 6.40。

5.5 多パルス波形データを用いた解析

5.5.1 解析パラメータの安定性

約 10 秒ごとに連続 10 パルスを取得し、3 分間で 180 のパルスデータを取得した。測定系の補正のための係数について、分布を図 5.13 に表し、統計量を表 5.2 に示す。3 つのいずれのパラメータにおいても平均値と中央値がおおよそ等しく、正規分布的であることから、各較正パラメータの分布の平均値を採用して固定し、空洞パラメータの計算を行うこととした。

表 5.2. パルスデータのセットから算出した較正パラメータの統計量

	単位	平均値	標準偏差
電位振幅の補正 A		1.0548	0.0013
電位位相の補正 θ	degree	-2.44	0.03
時間オフセット τ	ns	38.21	0.13

続いて空洞パラメータの最適化計算を実行した。その結果を用いて、他の Q 値や結合係数を計算した。電力および各空洞パラメータのヒストグラムを図 5.14 に表し、統計量を表 5.3 の Day 1 に示す。分布はいずれも正規分布のようになっている。

また、同じセットアップで別の日にデータ取得を実施し、同様にデータ解析をした結果を表 5.3 の Day 2 の欄に示す。電力の値は両日の間で平均値として 100 kW 以内の違いに収まっており、標準偏差の中におさまっている。空洞パラメータに関して、各 Q 値および結合係数 β もまた、両日の測定結果は標準偏差の中におさまっている。しかし、共振周波数に関して

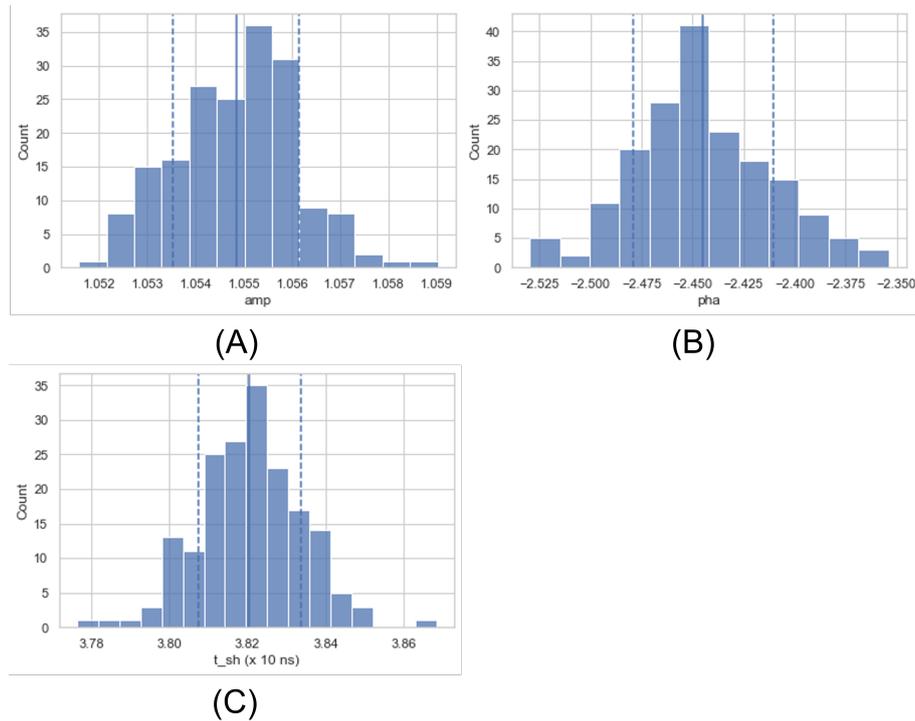


図 5.13. パルスデータのセットから算出した測定系の補正パラメーターの分布。図中の実線は平均値、破線は (平均値 \pm 標準偏差) を表す。(A) 振幅の補正係数 A 、(B) 位相の補正 θ 、(C) 時間オフセット τ 。

は 2σ 以上の差異が生じている。

この 1σ の差異は 160 Hz であり、これは十分小さい。銅の熱膨張係数 ($\alpha = 16.5 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$) に従えば、共振周波数がおおよそ 2856 MHz の装置に対しては 0.0034°C の温度上昇で 160 Hz の周波数の低下が見込まれる。この温度差は、測定日や測定時間ごとの冷却水の温度変化として生じることが十分考えられる値である。一方で、平均電力およびピーク電力、空洞の他のパラメーターは両日の間での差異は標準偏差の誤差内におさまってよく一致していることから、空洞形状や電気特性の傾向は変わっていない。したがって、共振周波数の差異は、装置周辺の環境温度および装置内部の冷却水温度が測定日ないし測定時間によって異なっていることに起因すると判断する。

以上の解析を経て、今回設計した球形空洞型パルス圧縮器が設計に適う装置であり、日を跨いだ測定に対しても標準偏差の範囲で一致する空洞特性を有する高い安定性があることが確かめられた。また、数値計算と最適化の手法を用いて、入出力パルス波形から空洞の特性を算出するシステムの基盤となる部分の構築が出来たと判断する。

今後の課題として、装置の性能試験と解析システムの構築の二点について述べる。装置の性能試験に関して、まずチューナーを用いた空洞のチューニングを実施し、空洞の共振周波数を変化させて周波数を一致させる方法を開発する。特に、縮退を解消することなく全体の共振周波数をチューニングする手法を確立する必要がある。また、装置の運転モードを変更するため

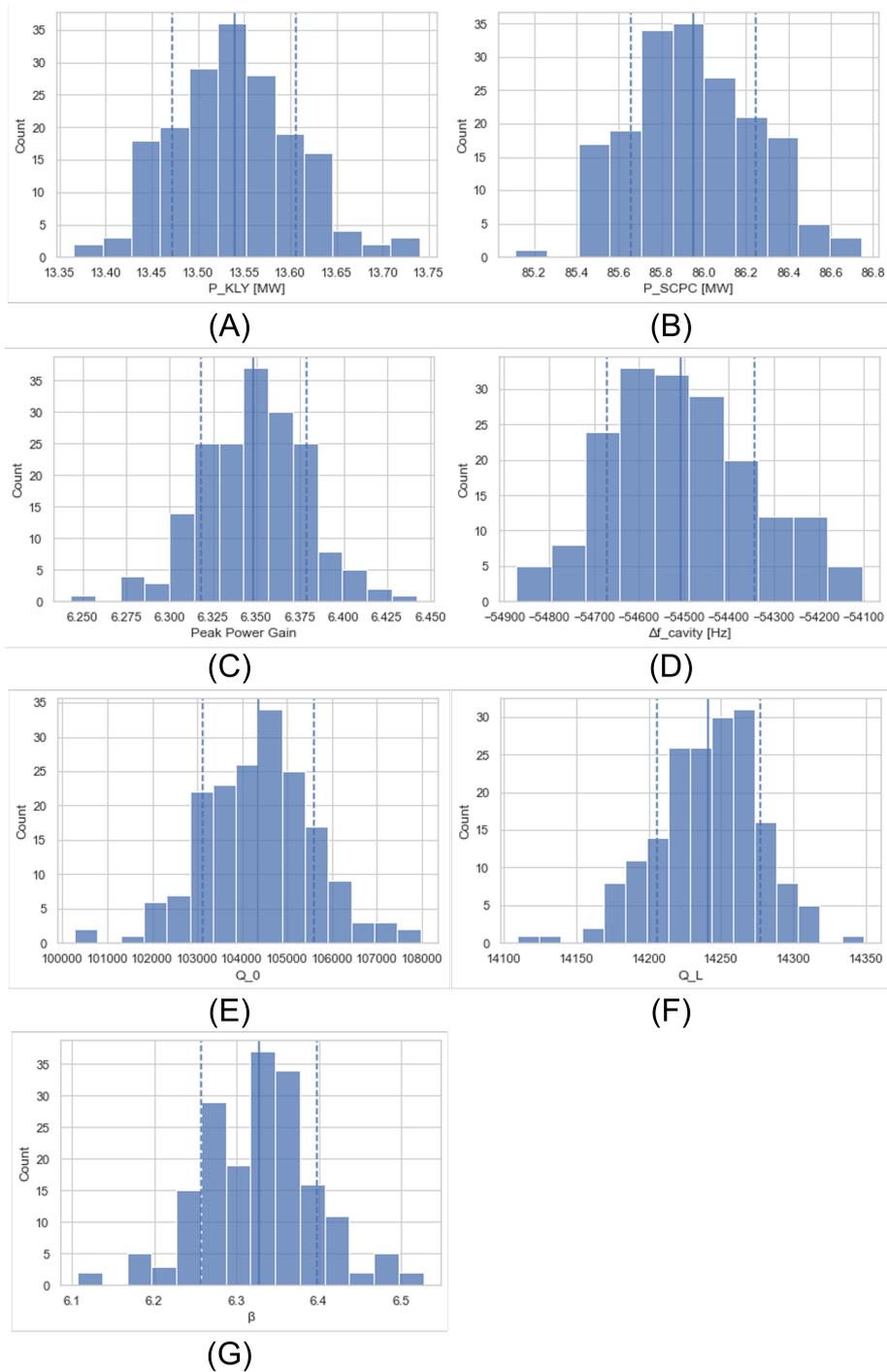


図 5.14. 電力および各空洞パラメータの分布。実線は平均値を表し、破線は (平均値 ± 標準偏差) を表している。(A) クライストロンの出力の平坦部の電力、(B) パルス圧縮器の出力のピーク電力、(C) ピークパワーゲイン、(D) 空洞の共振周波数の 2856 MHz からの差、(E) 無負荷 Q 値、(F) 負荷 Q 値、(G) 結合係数 β 。

のデチューナーの設計および製造をし、デチューナーとして機能することと、機能させないときには運転時に影響を与えないようになっていることを確認する試験を行う。今回の高電力

表 5.3. 較正パラメーターの固定後に、最適化計算で算出した空洞パラメーターの値。*: 基準の周波数である 2856 MHz からの差異を表す。

パラメーター	Day 1. (N=180)		Day 2. (N=240)		設計値・定格
	平均	標準偏差	平均	標準偏差	
入力平坦部電力 (MW)	13.54	0.07	13.58	0.07	~ 40
出力ピーク電力 (MW)	86.0	0.3	86.1	0.4	
ピークパワーゲイン	6.35	0.03	6.34	0.03	~ 6
Δf_{CAV}^* (kHz)	-54.51	0.16	-54.89	0.16	0
無負荷 Q 値 Q_0	104400	1200	104400	1300	> 100000
負荷 Q 値 Q_L	14240	40	14240	40	
外部 Q 値 Q_{ext}	16490	20	16500	20	
結合係数 β	6.33	0.07	6.33	0.07	6.4

試験の電力の上限は RF ダミーロードの保護を目的として定格電力の半分程度であったため、RF ダミーロードの増強を経て定格電力電の高電力試験を実施したいと考える。

解析システムの構築に関して、現在の解析は IQ デモジェネレーターのデータを保存する計算機から、測定結果をローカル環境に移動させ、バイナリファイルを LabVIEW で作成したツールを用いてテキストファイルに変換し、Python および Julia 言語で記述した処理系で解析を進めている。T3 テストスタンドでは LabVIEW を用いた制御系を活用していることから、解析システムも LabVIEW 上に実装することが即時性の観点から好ましい。そこで、今回作成したアルゴリズムを制御 PC のシステムに合わせて再構築する必要がある。また、処理速度の高速化にも取り組みたいと考えている。現時点では 1 パルスの解析および結果の CSV 出力に関して、6 パラメーターの探索では 10 秒程度の処理時間を必要とする。今後の改良により、装置特性の取得をよりリアルタイムに近づけたいと考えている。

第 6 章

結論と今後の展望

従来の 2 空洞型 SLED 形式のパルス圧縮器に対して、よりコンパクトである単一の空洞で構成される S バンド球形空洞型パルス圧縮器 (SCPC: Spherical Cavity type Pulse Compressor) の研究開発を進め、プロトタイプ製造および高電力試験を実施した。パルス圧縮器を用いることにより得られるエネルギー増倍率は、現在の設計値を用いた理論値は 1.94 である。高電力試験では、入力パルス 13.6 MW (平坦部平均値)、20.0 MW (最大値) に対して、出力パルスは (86.1 ± 0.4) MW (位相反転後最大値) を得た。ピークパワーゲインは 6.34 ± 0.03 であり、設計に適う装置であることを確認し、また装置の運転の安定性も確かめられた。

高電力運転時解析システムの構築に関して

高電力試験に際して、入出力のパルス波形データから装置の特性を表す 3 つの空洞パラメータ (共振周波数 f_c 、無負荷 Q 値 Q_0 、負荷 Q 値 Q_L) を解析する手順を構築した。入力信号を用いて微分方程式を数値的に解き、測定結果との誤差を最小化するようにして測定結果を再現するパラメータの組を探索した。最適化計算を実行して収束した解は、同じ設定で測定した複数のパルスに対して標準偏差が平均値の 1% 程度に収まり、おおよそ一定の値に収束することを確認した。また、設計値および低電力試験で得た値とおおむね一致することも確かめられ、日を隔てて実施した測定に対して標準偏差の範囲に収まる解に収束することを確認した。

解析システムの今後の開発として、装置の制御およびデータ収集に使用している計算機へ導入したいと考えている。このことが実現すれば、高電力試験を実施しながら装置の特使を表すパラメータを取得することが可能となり、異常の検知を容易にし、また問題箇所の特使も容易になると考える。そのための課題としては、運転制御系・モニター系のシステムに合わせた解析系の再構築が必要である。本研究では Python および Julia 言語を用いた処理系を作成したが、運転システムに合わせて最適な環境を構築する必要がある。また、現在は 1 パルスの解析に 10 秒程度の時間を要していることも課題である。従って、装置の特性をリアルタイムに解析して記録するという目的のために、処理の自動化および高速化が必要である。

装置製作・設計・試験に関して

CST Studio Suite を使用した電磁場解析および熱構造解析では、定格電力の入力に対し、平均して球面が膨張する方向に $4.1 \mu\text{m}$ だけ変形し、共振周波数は 91 kHz 低下することを確認した。装置に設けたチューナーは、全 8 箇所を同方向に 1 mm (最大量) 動かすことで 240 kHz の調整が可能であることから、温度変化による機械変形はチューニングにより対応可能である。

低電力試験で測定した共振周波数は、 30°C 真空雰囲気 に換算して 2856.012 MHz であったことに対して、高電力試験での最大電力を入力したときの共振周波数は 2855.945 MHz となっており、 67 kHz の周波数低下が見られた。高電力試験の上限電力に関しては定格電力のおおよそ半分の入力に留めたことに対応して、シミュレーション結果よりも共振周波数の低下は抑制されている。

次に解析する事項について、異常波形の解析を進める必要がある。図 5.7 に異常波形の一例を示したが、その解析は未だ出来ていない。異常波形の他の例として、図 6.1 を挙げる。(A) は図 5.7 で示した異常波形であり、位相反転前にパルス圧縮器の直前で有意な反射が見られたパルスである。(B) は反射は見られないものの、クライストロンの出力波形が徐々に小さくなるような出力が起きたパルスである。(C) は位相反転後に、パルス圧縮器の直前で有意な反射が見られたパルスである。

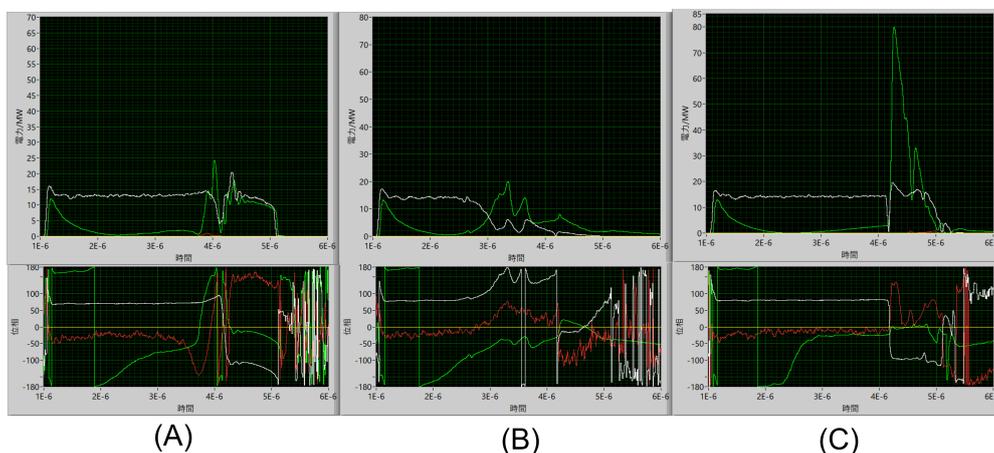


図 6.1. 異常波形の例

このようなパルスの解析には、放電および反射が測定系およびパルス圧縮器内における発生箇所を決定し、放電を考慮したときの等価回路モデルを構築することが出来れば、本研究のように数値解析と最適化の手法が活用できる。そのためには、放電が生じるメカニズムの理解と、放電が起きた際の信号を実験的に処理する技術の修得が必要である。

謝辞

本論文は筆者が総合研究大学院大学高エネルギー加速器科学研究科加速器科学専攻に在籍中の研究成果をまとめたものです。本研究の遂行にあたって多くの方々にお世話になりました。まず、指導教員である恵郷博文教授には、本研究の実施の機会を与えていただき、研究内容の全般から発表技術、また社会時勢の変化に伴う研究姿勢や心理面・生活に至るまで数多くの助言をいただきました。大変感謝しております。

阿部哲郎准教授にはミーティングにおいて研究内容や、口頭発表に関する多くの助言をいただきました。また、シミュレーションソフトの使用方法や計算例を用意していただきました。肥後壽泰名誉教授には測定技術に関して基礎から多くの指導を頂き、研究内容に関して多くの助言を頂きました。製造会社の訪問時の手配や筆者の体調変化の対応を含めて様々な面において助けていただきました。本当にありがとうございました。

東保男ダイヤモンドフェローには、装置の部品および治具の設計をしていただき、高電力試験のセットアップにご尽力頂きました。榎本嘉範准教授にはミーティングで研究内容や測定に関する助言をいただきました。由元崇特別助教には研究の助言をいただき、また高電力試験のセットアップにご尽力いただきました。三菱電機システムサービス株式会社の牛本信二様には、KEK 内での測定に関してご尽力いただき、多くの助言をいただきました。本当にありがとうございました。

装置の製造に関して、製作の総合を株式会社トヤマ様、部品の機械加工を株式会社オオツカ様にご尽力いただきました。心より感謝いたします。

装置の大電力試験を実施するにあたり、入射器 RF グループおよび三菱電機システムサービス(株)運転員の方々に多くのご支援をいただきました。深く感謝いたします。

加速器科学専攻専攻長の紙谷琢哉教授には研究の進み具合を気にかけて頂き、研究関連のみならず生活に関する事項まで親身に相談に乗っていただきました。筑波大学大学院人間総合科学研究科産業精神医学・宇宙医学グループの大井雄一助教には定期的に生活習慣やメンタルヘルスについてご相談をさせていただきました。研究を遂行する上で大きな助けとなりました。ありがとうございました。

参考文献

- [1] E. Rutherford, Uranium radiation and the electrical conduction produced by it, *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, 47.284 (1899) pp.109–163.
- [2] E. Rutherford, The scattering of α and β particles by matter and the structure of the atom, *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, 21.125 (1911), pp.669–688.
- [3] 原子力委員会 研究開発専門部会 加速器検討会, 加速器の現状と将来, 2004.
- [4] Linear Collider Collaboration, <https://linearcollider.org/>.
- [5] SuperKEKB Design Report, <https://kds.kek.jp/indico/event/15914/>.
- [6] S. D. Ecklund, The Stanford Linear Collider positron source, SLAC-PUB-4437, 1987.
- [7] T. Kamitani *et al.*, SuperKEKB Positron Source Construction Status, in *Proceedings of the International Particle Accelerator Conference (IPAC '14)*, (2014), pp.579–581.
- [8] S. Matsumoto *et al.*, Large-aperture Travelling-wave Accelerator Structure for Positron Capture of SuperKEKB Injector Linac, in *Proceedings of the International Particle Accelerator Conference (IPAC'14)*, (2014), pp.3872–3874.
- [9] T. Higo *et al.*, Inspection of inner surface of S-band accelerating structures of KEK electron-positron injector linac used for more than 30 years, in *Proceedings of the 15th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan*, (2018), pp.455–459.
- [10] H. Ego, Accelerating structure, SuperKEKB review 2018, 2018.
- [11] H. Ego *et al.*, New S-band Accelerating Structure for the KEK Electron and Positron Injector LINAC, in *Proceedings of the 18th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan*, (2021), pp.130–132.
- [12] M. Akemoto *et al.*, Present status of the Klystron Modulator for the KEK Electron-Positron Injector Linac, in *Proceedings of the 15th Annual Meeting of Particle Accelerator Society*, (2018), pp.476–479.
- [13] Z. D. Farkas *et al.*, SLED: A Method of Doubling SLAC's Energy, in *Proceedings of the 9th International Conference on High-Energy Accelerators*, SLAC-PUB-1453, (1974), p.576.
- [14] J. W. Wang *et al.*, Development for a supercompact X-band pulse compression system

- and its application at SLAC, *Phys. Rev. Accel. Beams* **20**,110401 (2017).
- [15] P. Wang *et al.*, Development of an S-band spherical pulse compressor, *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., Sect. A* **901**, 84 (2018).
- [16] I. Sato *et al.*, Design report on PF injector linac upgrade for KEKB, KEK Report 95-18, (1996).
- [17] T. Miura *et al.*, LLRF Control Unit for SuperKEKB Injector Linac, In *Proceedings of the 9th International Particle Accelerator Conference (IPAC'18)*, (2018), pp.2134–2136.
- [18] R. B. Neal *et al.*, *The Stanford Two-Mile Accelerator*(1968), Chapter 6.
- [19] R. B. Neal, Theory of the Constant Gradient Linear Electron Accelerator, ML-513, Microwave Laboratory, Stanford University, 1958.
- [20] A. Fiebig and C. Schieblich, A radiofrequency pulse compressor for square output pulses, CERN-PS-88-33-RF, 1988.
- [21] P. B. Wilson *et al.*, SLED II: A new method of RF pulse compression, SLAC-PUB-5330, 1990.
- [22] S. Yamaguchi *et al.*, Development of an RF Pulse Compressor Using a Travelling-Wave Resonator, in *Proceedings of the 1994 International Linac Conference*, (1994), pp.478–480.
- [23] S. Yamaguchi *et al.*, High-Power Test of a Traveling-Wave-Type RF-Pulse Compressor, in *Proceedings 1995 Particle Accelerator Conference*, (1995), pp.1578–1580.
- [24] M. Franzi *et al.*, Compact rf polarizer and its application to pulse compression systems, *Phys. Rev. Accel. Beams* **19**, 062002 (2016).
- [25] S. G. Tantawi, *Compact waveguide circular polarizer*, U. S. Patent Application 14/641,938, 2015.
- [26] Slater J. C. *Microwave Electronics* (van Nostrand, 1957).
- [27] Ansys HFSS, <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss/>.
- [28] T Higo. *et al.*, Design of spherical-cavity pulse compressor for SuperKEKB, (unpublished), 2021.
- [29] CST Studio Suite, <http://www.cst.com/>.
- [30] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields* (McGraw-Hill Book Company, 1961), Chap. 6.
- [31] P. G. Kosky *et al.*, *Exploring engineering : an introduction to engineering and design* (5th ed., Acadmic Press, 2021), Chap. 14.
- [32] P. Virtanen *et al.*, SciPy 1.0: Fundamental Algorithms for Scientific Computing in Python, *Nature methods* **17.3** (2020).
- [33] E. Kou *et al.*, The Belle II Physics Book, *Prog. Theor. Exp. Phys.* **2019**, 12, [arXiv:1808.10567 \[hep-ex\]](https://arxiv.org/abs/1808.10567), (2019).
- [34] J. Brodzicka *et al.* (the Belle Collaboration), Physics Achievements from the Belle

- Experiment, arXiv:1212.5342 [hep-ex].
- [35] A. Abashian *et al.*, The Belle detector, Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., Sect. A **479**(1), 117 (2002).
- [36] A. J. Bevan *et al.*, The Physics of the B Factories, Eur. Phys. J. C **74**, 3026, (2014), arXiv:1406.6311 [hep-ex].
- [37] P. Raimondi *et al.*, Beam-Beam Issues for Colliding Schemes with Large Piwinski Angle and Crabbed Waist, arXiv:physics/0702033 [physics.acc-ph], 2007.
- [38] Belle II のウェブページ, <https://www.belle2.org/>.
- [39] M. Chalmers, *SuperKEKB raises the bar*, <https://cerncourier.com/a/superkekb-raises-the-bar/>, 2021.
- [40] 末次 祐介, "SuperKEKB 世界最高ルミノシティを今期も更新!", <https://www2.kek.jp/accl/topics/topics211224.html>, 2021.
- [41] F. Abudinén, *et al.* (Belle II Collaboration), Search for $B^+ \rightarrow K^+ \nu \bar{\nu}$ Decays Using an Inclusive Tagging Method at Belle II, Phys. Rev. Lett. **127**, 181802, (2021).
- [42] 原田健太郎, 円形加速器の概略と単粒子力学の基礎, OHO'08 テキスト, 2008.
- [43] KEK 放射光 Conceptual Design Report (CDR), https://www2.kek.jp/imss/notice/assets/2017/05/22/KEKLS_CDR_170522.pdf, 2017.
- [44] 春日俊夫, 河田洋, PF-AR 高度化とその成果, 日本放射光学会誌 放射光 第 15 巻第 6 号, 2002.
- [45] Photon Factory Activity Report のウェブページ, <https://www2.kek.jp/imss/pf/science/publ/acrpubl.html>.
- [46] R. Takai *et al.*, Present Status of the PF-ring and PF-AR Operations, in *Proceedings of the 10th International Particle Accelerator Conference (IPAC '19)*, (2019), pp.1654–1657.
- [47] 中島将光, 森北電気工学シリーズ 3 マイクロ波工学 –基礎と原理–, 森北出版, 1975.
- [48] T. P. Wangler, *RF Linear Accelerators* (2nd ed., Wiley & Sons, Inc., 2008), Chap. 5.
- [49] 稲垣隆宏, 大電力高周波源, OHO'13 テキスト, 2013.
- [50] F. W. Murray, On the Computation of Saturation Vapor Pressure, J. Appl. Meteorol. Climatol., **6**, 203, (1967).
- [51] C. G. Montgomery, *Technique of Microwave Measurements* (McGraw-Hill Book Company, 1947), Chap. 6.

付録 A

KEK つくばキャンパスの主要な加速器施設

本章では、茨城県つくば市にある高エネルギー加速器研究機構 (KEK) にある、素粒子衝突実験が行われる SuperKEKB リングと、放射光施設である PF リングおよび PF アドバンスドリングについて述べる。

A.1 Belle II 実験

Belle II 実験は KEK において、SuperKEKB 加速器と Belle II 検出器で構成される実験である。概要を図 A.1 に示す。

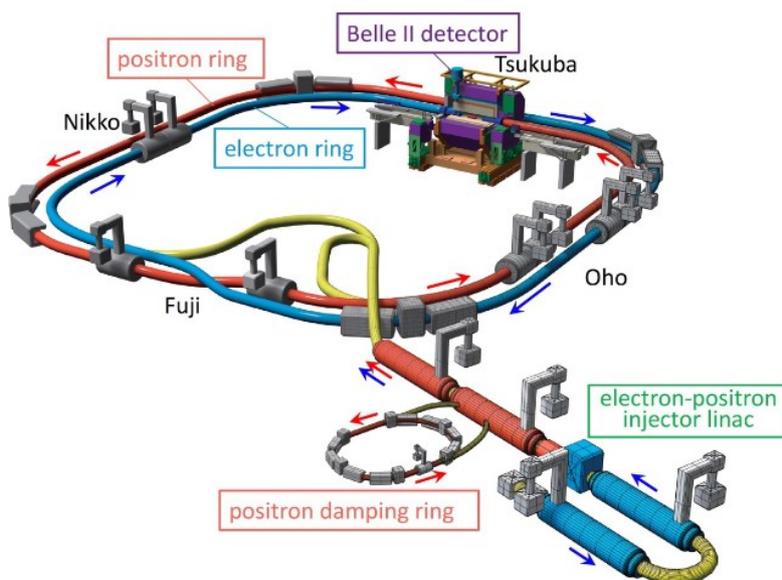


図 A.1. SuperKEKB 加速器および Belle II 検出器の概要図。[5] より引用。

実験の主目的は、インテンシティ・フロンティアにおいてフレーバーセクターの新物理

の探索と、素粒子標準模型 (Standard Model: SM) のパラメーターの精密測定である [33]。SuperKEKB 加速器 [5] は電子 (e^-) と陽電子 (e^+) の衝突型加速器として設計され、その中心エネルギーは $\Upsilon(4S)$ 共鳴でデータを多く取得できるように設計されている。この共鳴は B 中間子の対生成よりわずかに高いエネルギーであり、高効率で B 中間子対生成が観測される。生成される B 中間子は、重心系においてほとんど静止している状態であるため、電子・陽電子のビームエネルギーを非対称とすることによって、生成後の粒子を高効率で検出することが出来るように設計されている。

前身の Belle 実験は、1999 年から 2010 年の期間に運転された。積分ルミノシティーにして 1 ab^{-1} のデータ収集が実施され、B 中間子の崩壊における CP 対称性の破れや、中間子スペクトロスコーピーの領域において、重要な発見に貢献した [34]。Belle 検出器については文献 [35] に、B ファクトリー物理実験については文献 [36] に詳細に記述されている。SuperKEKB 計画は加速器のアップグレード計画であり、ルミノシティーの設計値を 40 倍の $8 \times 10^{35} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ に増強し、積分ルミノシティーでは 50 ab^{-1} の到達を目的とする [5]。高ルミノシティー化のための基本的なパラメーターは、衝突点でのビームをナノメートルスケールまで絞る "nano-beam scheme" [37] に基づいて設計された。高ルミノシティー化により、電子陽電子の衝突頻度が高まるため、検出器もまたアップグレードの必要があり、光ファイバーを用いたデータ収集系の再設計やトリガーの交換等がなされた [38]。

Belle II 実験は 2019 年より物理オペレーションを開始し、2020 年 6 月には瞬間ルミノシティーが世界最高記録を更新し [39]、2021 年 12 月には $3.81 \times 10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ を達成した [40]。また、2021 年中には、Belle II 実験最初の B 中間子崩壊の物理の論文 [41] が Physical Review Letter 誌に掲載された。

A.2 放射光施設：PF,PF-AR

荷電粒子が加速度運動をするとき、光が発生する。特に、運動方向に垂直な向きに加速度運動をするとき、すなわち軌道が曲げられるときに発生する光をシンクロトロン放射光という。シンクロトロン放射光を活用する利点として、高い指向性・偏光の変異性・パルス光・波長の可変性が挙げられ、物性、生命など、多くの分野において非常に有用な光である [42]。

放射光科学研究施設であるフォトンファクトリー (Photon Factory: PF) [43] は 1982 年に運転を開始し、以来、日本における中心的な放射光施設の役割を果たしてきた。運転開始以後には、より高度な放射光利用のために、1987 年と 1997 年に大規模な改造と、2005 年からの PF リングの直線部増強計画では挿入光源のアップグレードが実施され、2014 年までにすべての直線部に挿入光源が設置された [43]。アドバンスドリング (PF Advanced Ring: PF-AR) は素粒子物理学実験用の TRISTAN の入射用ブースターシンクロトロンとして 1984 年に建設され、後に改修され放射光専用化することとなり、2001 年内に PF-AR の高度化がなされた [44]。基礎科学から応用科学までの広い分野の研究成果は、施設の活動報告書として Photon Factory Activity Report (PFACR) [45] に年度ごとに発行されている。

PF リングおよび PF-AR のメインパラメーターを表 A.1 に示す。

表 A.1. PF リングと PF-AR のメインパラメーター。[46] より引用。

	PF-Ring	PF-AR
Beam Energy (GeV)	2.5	6.5
Circumference (m)	187	377
Emittance (nm rad)	35	293
Harmonic number	312	640
Stored current (mA)	450	60 (Single bunch)
Critical energy (keV)	4.0	26
No. of insertion devices	12	6

付録 B

マイクロ波の理論

この章では、本研究で使用される装置の機構を理解するために必要なマイクロ波の事項 [47] と、性能を評価するに当たって必要な各パラメーターの定義等について述べる。本節以降では、虚数単位として j を用いる。

B.1 マイクロ波伝送線路

本節では、マイクロ波の概念とその基礎について説明する。本節の説明にあたり、[47] を参考にした。

B.1.1 分布定数線路

電気信号を送受信するシステムとして、図 B.1 にあるような 2 本の導体からなる伝送線が使用される。DC 信号および低周波の信号では、信号源の電位が瞬時的に負荷の両端にまで伝達すると考えることが可能であり、交流理論で記述される。しかし、周波数が 1 GHz 程度となると波長が 30 cm 程度となり、装置の特徴的な長さと同程度となる。このときには、信号源の信号が伝送線負荷の両端に到達する前に、信号源は逆位相の信号を送信し始めることが考えられる。このときには、交流理論とは異なる方法でこの問題を解く必要がある。その手法として、図 B.2 にあるような微小距離 dz ごとに導体自身のインダクタンスと導体間のコンダクタンスが分布している分布定数線路を考え、低周波信号で使用される交流波の理論を拡張して適用する方法がよく採用される。

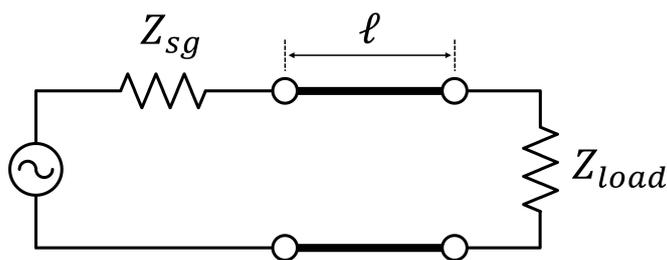


図 B.1. 伝送線を用いた電気信号の送受信

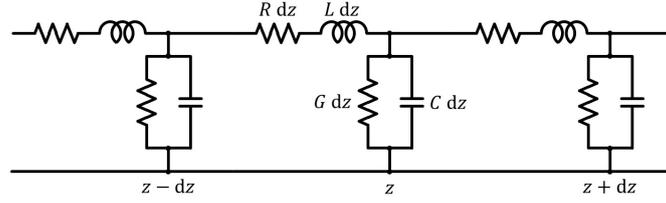


図 B.2. 分布定数線路

時刻 t において点 z の電圧を $v(t, z)$ 、電流を $i(t, z)$ 、とおくと、キルヒホッフの法則から、

$$-\frac{\partial v}{\partial z} = L \frac{\partial i}{\partial t} + Ri \quad (\text{B.1a})$$

$$-\frac{\partial i}{\partial z} = C \frac{\partial v}{\partial t} + Gv \quad (\text{B.1b})$$

の微分方程式が得られる。特に、回路が無損失であるとして、 $R = 0$ 、 $G = 0$ とすれば、

$$\frac{\partial^2 v}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \quad (\text{B.2a})$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \quad (\text{B.2b})$$

を得る。これらは波動方程式と呼ばれる形式であり、速度 $v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ で $+z$ 方向ないし $-z$ 方向に伝搬する電磁波の重ね合わせを表現していることがわかる。任意の波形はフーリエ変換を通して正弦波の重ね合わせとして記述できることから、以降では正弦波を仮定する。すなわち、電流および電圧は $v = \sqrt{2} V(z) e^{j\omega t}$ 、 $i = \sqrt{2} I(z) e^{j\omega t}$ とする。また、 $+z$ 方向に伝搬する前進波を \vec{V} 、 \vec{I} とし、 $-z$ 方向に伝搬する後進波を \overleftarrow{V} 、 \overleftarrow{I} とする。

線路を伝搬する電磁波の電圧と電流の比は、線路によって定まる定数であり、これを特性インピーダンスと呼ぶ。すなわち、

$$Z_0 := \frac{\vec{V}}{\vec{I}} = \frac{\overleftarrow{V}}{\overleftarrow{I}} \quad (\text{B.3})$$

である。特に回路が無損失であれば、

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{B.4})$$

となる。

B.1.2 散乱行列

高周波線路を電磁波が伝搬する過程を記述するために、特性インピーダンスが Z_0 である線路を伝搬する前進波と後進波について、

$$\text{前進波: } a = \frac{\vec{V}}{\sqrt{Z_0}} = \vec{I} \sqrt{Z_0} \quad (\text{B.5a})$$

$$\text{後進波: } b = \frac{\overleftarrow{V}}{\sqrt{Z_0}} = \overleftarrow{I} \sqrt{Z_0} \quad (\text{B.5b})$$

と定義する。このとき、

$$|a|^2 = \frac{|\vec{V}|^2}{Z_0} = |\vec{I}|^2 Z_0 \tag{B.6a}$$

$$|b|^2 = \frac{|\overleftarrow{V}|^2}{Z_0} = |\overleftarrow{I}|^2 Z_0 \tag{B.6b}$$

はそれぞれ、前進波および後進波の電力である。また、点 z での電圧および電流とは、

$$V = \vec{V} + \overleftarrow{V} = (a + b)\sqrt{Z_0} \tag{B.7a}$$

$$I = \vec{I} - \overleftarrow{I} = \frac{a - b}{\sqrt{Z_0}} \tag{B.7b}$$

の関係がある。

図 B.3(A) のように、インピーダンスが Z の素子で終端されている回路に前進波 a が入力されたときに、後進波 b が出力されたとする。このとき、入力と反射の比を Γ として、

$$b = \Gamma a \tag{B.8}$$

とする。

図 B.3(B) のように電磁波の入出力ポートが二つある 2 端子対回路 (または、4 端子網) を考える。回路の入力波を a_1 、 a_2 、出力波を b_1 、 b_2 とする。このとき、入出力の関係を

$$[b] = [S][a] \tag{B.9a}$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \tag{B.9b}$$

と記述する。(B.9) 式中の $[S]$ で表される行列は、(B.8) 式の反射係数 Γ を行列表式に拡張したものである。これを散乱行列 (Scattering matrix) と呼び、その行列要素を S パラメーターと呼ぶ。

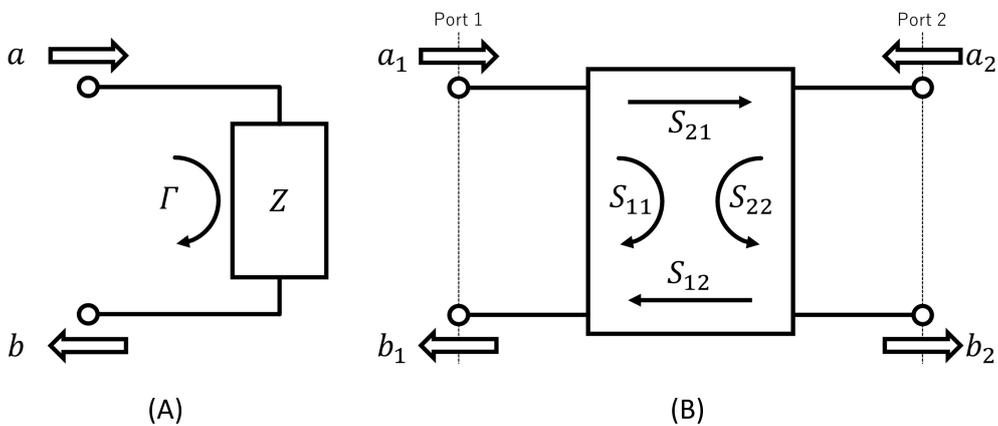


図 B.3. 反射係数 Γ および散乱行列 $[S]$ の定義

2 端子対回路で表現される回路素子が無損失であるための散乱行列の必要十分条件は、入力電力の和 $|a_1|^2 + |a_2|^2 = [a]^\dagger [a]$ と、出力電力の和 $|b_1|^2 + |b_2|^2 = [b]^\dagger [b]$ とが等しいことである。すなわち、

$$[S]^\dagger [S] = [I] \quad (\text{B.10})$$

である。つまり、回路素子が無損失であることと、回路素子を表現する散乱行列がユニタリ行列であることは同値である。

また、二つの端子対が対称であるときには $S_{12} = S_{21}$ であり、散乱行列は対称行列である。

B.2 共振器

一般に共振器とは、回路内において共振周波数と呼ばれる特定の周波数の信号のみを留めておく素子であり、マイクロ波領域の信号に対しては導体壁で囲まれた空間で実現される空洞共振器が使用される。空洞共振器に関しても、簡単な等価回路による交流理論の拡張によって、一部の事項はよく記述することが可能である。そこで、本節ではまず、高周波源と空洞を接続した回路を考え、回路解析に有用な Q 値を導入する。なお、この箇所の説明にあたり、[48] を参考にした。次に、 Q 値の基本的な測定手法について述べる。最後に、本論文のパルス圧縮器が備えている球形空洞について、その結果を示す。この箇所の説明にあたり、

B.2.1 共振空洞の等価回路

図 B.4 のように、高周波源が出力した電力が導波管の内部を伝播して、結合孔を介して共振空洞に接続する系を考える。結合孔では等価回路において変成器（トランス）に相当し、 $1:n$ の比で変圧する。すなわち、

$$V = nV', \quad I = \frac{1}{n}I' \quad (\text{B.11})$$

である。空洞のインピーダンス Z_c は、

$$Z_c = \frac{V}{I} = n^2 \frac{V'}{I'} = n^2 Z'_c \quad (\text{B.12})$$

$$Z'_c = \frac{Z_c}{n^2} = \frac{1}{j\omega(n^2 C) + \frac{1}{j\omega(L/n^2)} + \frac{1}{(R/n^2)}} \quad (\text{B.13})$$

$$= \frac{1}{j\omega C' + \frac{1}{j\omega L'} + \frac{1}{R'}} \quad (\text{B.14})$$

である。ただし、外部回路から見た値を、 $C' = n^2 C$, $L' = L/n^2$, $R' = R/n^2$ とした。

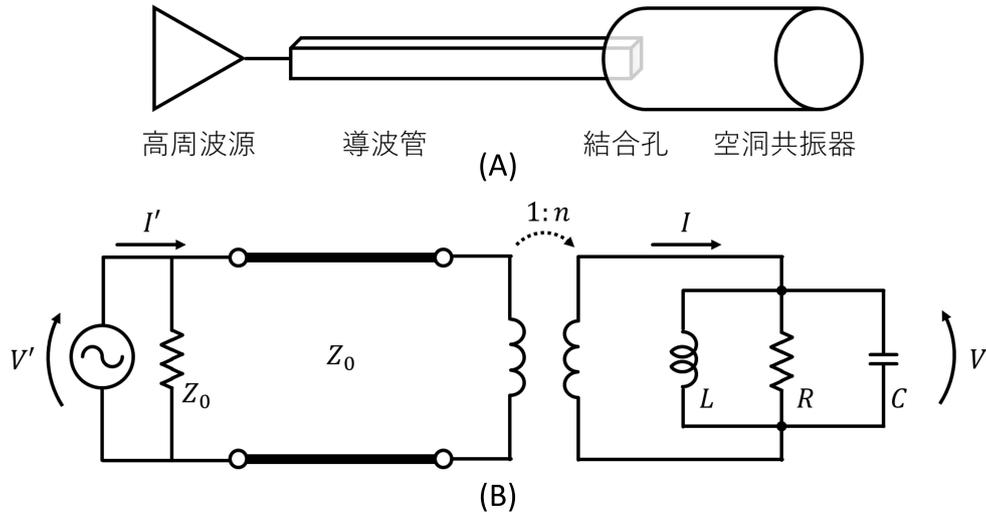


図 B.4. (A) 高周波源と空洞からなるマイクロ波回路系 (B) 等価回路

高周波源で発生した電力は、共振器に蓄積されるエネルギー U 、空洞の壁面で散逸される電力 P_c 、および高周波源自身において、すなわち空洞の外部の抵抗で散逸される電力 P_{ext} に分けられる。それぞれの表式は、

$$U = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} n^2 CV'^2 \quad (\text{B.15a})$$

$$P_c = \frac{1}{2} \frac{V^2}{R} = \frac{1}{2} \frac{n^2 V'^2}{R} \quad (\text{B.15b})$$

$$P_{\text{ext}} = \frac{1}{2} \frac{V'^2}{Z_0} \quad (\text{B.15c})$$

である。

振動の状態を表現する無次元量である、 Q 値を、電力の損失の発生源ごとに分けて定義する。すなわち、空洞での散逸のみを考慮した Q 値を無負荷 Q 値 (unloaded Q)、外部回路での散逸のみを考慮した Q 値を外部 Q 値 (external Q)、系全体の散逸を考慮した Q 値を負荷 Q 値 (loaded Q) と呼び、それぞれ次のように定義する。

$$Q_0 = \frac{\omega_0 U}{P_c} = \omega_0 RC \quad (\text{B.16a})$$

$$Q_{\text{ext}} = \frac{\omega_0 U}{P_{\text{ext}}} = \omega_0 n^2 Z_0 C \quad (\text{B.16b})$$

$$Q_L = \frac{\omega_0 U}{P_c + P_{\text{ext}}} \quad (\text{B.16c})$$

これらの Q 値の間には、 $1/Q_L = 1/Q_0 + 1/Q_{\text{ext}}$ の関係がある。

導波管と空洞が結合した系において、結合の程度をあらわすパラメータとして結合係数 β を、

$$\beta = \frac{P_{\text{ext}}}{P_c} \quad (\text{B.17})$$

として定義する。 Q 値で記述すると、 $\beta = Q_0/Q_{\text{ext}}$ であり、 $Q_L = Q_0/(1 + \beta)$ である。

B.2.2 空洞 Q 値の測定

空洞の規格化インピーダンス $\hat{Z} = \frac{Z}{Z_0}$ は、

$$\hat{Z} = \frac{1}{\frac{Q_{\text{ext}}}{Q_0} + jQ_{\text{ext}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} + \frac{Z_{\text{other}}}{Z_0} \quad (\text{B.18})$$

である [26]。ただし、 Z_0 は測定系の特性インピーダンス、 $Q_0, Q_{\text{ext}}, \omega_0$ は空洞の該当モードの無負荷 Q 値及び外部 Q 値、共振周波数、 ω はクライストロンなど励振系の励振周波数、 Z_{other} は他モードのインピーダンスの総和である。ただし、今後は伝送線路や導波管の損失は、注目する空洞のインピーダンスに対して十分小さいと仮定し、 Z_{other} は無視し、式 (B.18) の第一項の振る舞いを考える。

規格化したレジスタンス \hat{R} 、リアクタンス \hat{X} および、サセプタンス \hat{B} 、コンダクタンス \hat{G} を用いて、定義より

$$\hat{Z} = \hat{R} + j\hat{X} = \frac{1}{\hat{G} + j\hat{B}} \quad (\text{B.19})$$

である。(B.18) 式と比較することによって、

$$\hat{G} = \frac{Q_{\text{ext}}}{Q_0} \quad (\text{B.20a})$$

$$\hat{B} = Q_{\text{ext}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \sim Q_{\text{ext}} \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \quad (\text{B.20b})$$

を得る。ただし、最後の近似は $\omega \sim \omega_0$ を用いた。すなわち、空洞の共振周波数と高周波源の励振周波数が十分近いときの近似式である。

高周波装置の周波数特性を測定する装置として、ベクトルネットワークアナライザ (Vector Network Analyzer: VNA) がよく使用される。VNA は測定対象の特性を表現する S パラメータの振幅と位相の両方を測定する。空洞共振器を対称とする 1 ポートの測定では、指定した周波数の範囲内を指定間隔で掃引しながら、各周波数点での反射係数 Γ を測定する。

反射係数と空洞の入力インピーダンスとの対応関係はスミスチャート (Smith's chart) でよく表現される。図 B.5 にスミスチャートを示す。図中には、 $\Gamma = u + jv$ の複素平面上に、等レジスタンスを表す青の曲線 ($\hat{R} = 0.1, 1/3, 1, 3, 10$) と、等リアクタンスを表す黄色の曲線 ($\hat{X} = 0.1, 1/3, 1, 3, 10$) を同時に描いたものである。

測定した範囲内に共振周波数があるとき、典型的にはスミスチャートにおいて、その前後の周波数での測定点は図 B.5 の赤線のように円の軌跡を描く。原点からの距離がもっとも近い点 A が共振周波数に対応する。すなわち、点 A の周波数 ω_A が測定対象物の空洞共振器の共振周波数 ω_0 である。ただし測定点の位相は伝送線路上での観測点の位置によって異なるため、軌跡全体が原点を中心に適当な角度のオフセットのある軌跡となる。実際、図 4.8 の S_{12} の測定結果は、測定点が反時計回りに 16.46° だけ回転していた。その際には、共振点 A が u 軸上に乗るように測定点全体を一定の角度で回転させる事とする。ここで、共振点 A での反

射係数は $\Gamma = u$ となり、 u 軸上の目盛りを読むことによって反射係数が分かり、 $\beta = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$ によって結合係数が算出できる。

また、軌跡と直線 $v = \pm(u+1)$ との交点をそれぞれ点 B, 点 C とすると、これらの点に対応する周波数 ω_B, ω_C において $\hat{G} + 1 = \pm \hat{B}$ の関係が満たされる。この 2 点の周波数差を $2\Delta\omega = \omega_C - \omega_B = 2(\omega_C - \omega_A)$ とすると、負荷 Q 値は $Q_L = \omega/(2\Delta\omega)$ となる。

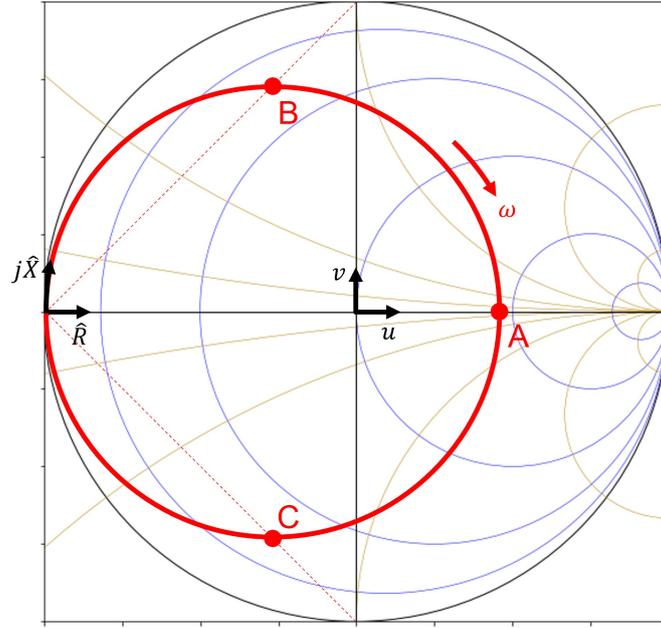


図 B.5. スミスチャートを用いた測定の概要図。点 A は共振周波数に対応し、また共振周波数における反射係数 Γ 、結合係数 β を計算できる。点 B および点 C の周波数差を読み取ることにより、負荷 Q 値を計算できる。

B.2.3 球形空洞

球形空洞内の電磁場を記述するために、球座標系 (r, θ, ϕ) を用いる。電磁場はベクトルポテンシャルを与えることによって記述出来る。動径ベクトル $\mathbf{r} = u_r r$ とヘルムホルツ方程式の解を ψ とする。TE モードのベクトルポテンシャルを \mathbf{F} 、TM モードのベクトルポテンシャルを \mathbf{A} とし、

$$\mathbf{A} = r\psi^a, \quad \mathbf{F} = r\psi^f \quad (\text{B.21})$$

とする。ここで、TE モードと TM モードを明示的に区別するために、ヘルムホルツ方程式の解 ψ の肩に a または f を付して表した。このとき、真空中の電磁場は、

$$\mathbf{E} = -\nabla \times \mathbf{F} + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) \quad (\text{B.22a})$$

$$\mathbf{H} = \nabla \times \mathbf{A} + \frac{1}{j\omega\mu_0} \nabla \times (\nabla \times \mathbf{F}) \quad (\text{B.22b})$$

である [30]。

半径 a の球面での境界条件を考えることにより、 $m = 0, 1, 2, \dots$ 、 $n = 1, 2, 3, \dots$ 、 $p = 1, 2, 3, \dots$ として、TE モードのベクトルポテンシャルの動径成分は

$$(F_r)_{mnp} = \hat{J}_n \left(u_{np} \frac{r}{a} \right) P_n^m(\cos \theta) \begin{Bmatrix} \cos m\phi \\ \sin m\phi \end{Bmatrix} \quad (\text{B.23})$$

であり、TM モードのベクトルポテンシャルの動径成分は

$$(A_r)_{mnp} = \hat{J}_n \left(u'_{np} \frac{r}{a} \right) P_n^m(\cos \theta) \begin{Bmatrix} \cos m\phi \\ \sin m\phi \end{Bmatrix} \quad (\text{B.24})$$

である。ここで、 \hat{J}_n は $\hat{J}_n(x) := \sqrt{\pi x/2} J_{n+1/2}(x)$ で定義される球ベッセル関数であり、原点において値が発散しないことからこの関数が選ばれている。 P_n^m ($m \leq n$) はルジャンドルの陪関数であり、 $\theta = 0, \pi$ で場が発散しないことからこの関数が選ばれる。また、 $\cos m\phi$ 、 $\sin m\phi$ の併記はそれぞれ偏向を明示的に表しており、直交する二つのモードの存在を示している。

波数は、

$$\text{TE} : k_{mnp} = \frac{u_{np}}{a}, \quad \text{TM} : k_{mnp} = \frac{u'_{np}}{a} \quad (\text{B.25})$$

である。ただし、 u_{np} は \hat{J}_n の p 番目の根、 u'_{np} は \hat{J}'_n の p 番目の根であり、共振周波数 f_{np} とは $k_{np} = 2\pi f_{np}/c$ との関係がある。TE モードおよび TM モードはいずれも m, n, p の添え字で特徴づけられるが、そのうち m は周波数とは独立である。図 B.6 に各 TE、TM モードと共振周波数の関係を、表 B.1 に TE₁₂ モードの前後の電磁場モードの共振周波数を表す。ただし、本論文で製作したパルス圧縮器で使用する TE₁₂ モードの共振周波数が 2856 MHz となる半径 a を選択して計算している。

表 B.1. 球形空洞内の TE₁₂ モード前後の電磁場モードの共振周波数。ただし、TE₁₂ モードの共振周波数が 2856 MHz となる寸法における値を示している。

電磁場モード	共振周波数 (MHz)
TM ₅₁	2639.72
TM ₂₂	2751.75
TE ₁₂	2856.00
TE ₄₁	3025.33
TM ₆₁	3035.68

B.3 方向性結合器

導波管で構成される方向性結合器の原理をを図 B.7 に模式的に示す。なお、図および以下の説明は [49] を参考とした。この構造は、矩形導波管の短辺で作られる面同士をつなぎ合わせた構造となっており、中央には入出力の矩形導波管のおおよそ 2 倍の横幅の結合部が形成されている。まず、ポート 1 から高周波電力を TE₁₀ モードで入力することを考える。ポート 1 の導

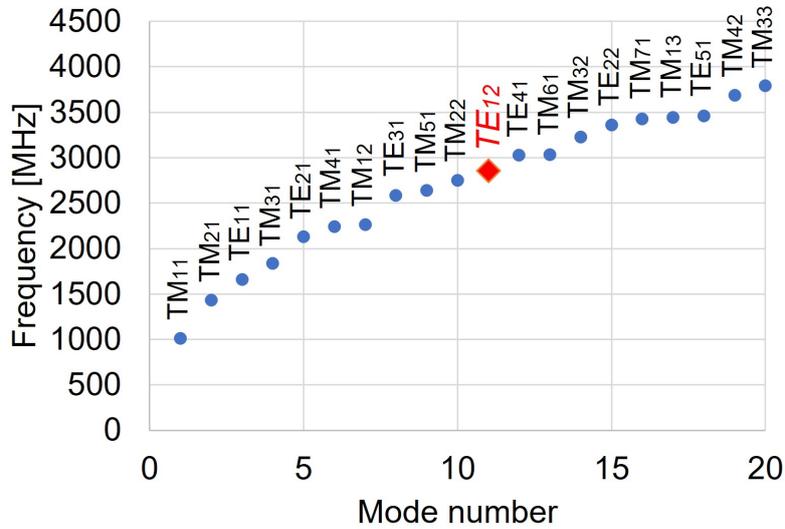


図 B.6. 球形空洞内の TE、TM 各モードの共振周波数。ただし、TE₁₂ モードの共振周波数が 2856 MHz となる寸法における値を示している。添え字は TE_{mnp} ないし TM_{mnp} のうち、 n と p を表している。TE₁₂ モードは本論文で製作したパルス圧縮器で採用した電磁場モードである。

波管内を伝搬した電磁波は横幅の広い結合部に進み、入力波形と同様の幅である TE₂₀ モード（図中赤線）と、より幅の広い TE₁₀ モード（図中緑線）二つのモードに分割される。この二つの電磁場モードが導波管を伝搬する速度は異なるため、結合部の終端であるポート 2 とポート 4 との分岐箇所では位相差が生じ、それぞれのポートに TE₁₀ モードが流れていく。また、ポート 3 には二つのモードの電磁場が打ち消しあう向きになり、電力は出て行かない。

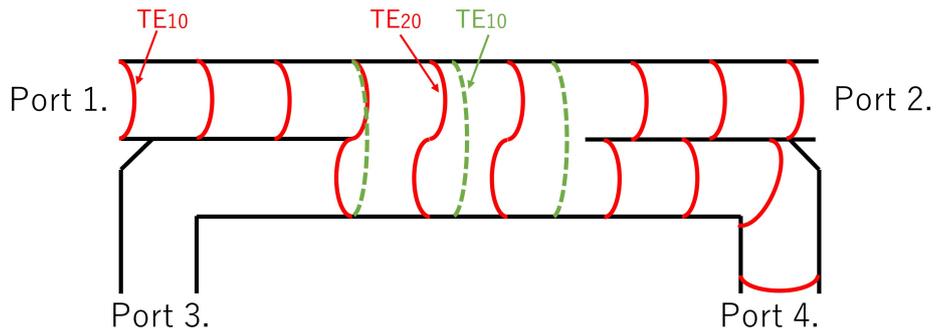


図 B.7. 導波管タイプの方向性結合器。[49] を参考に作成した。

方向性結合器の特性を表現するパラメータとして、結合度 (coupling) C と方向性 (directivity) D を次のように定義する。ただし、入力電力を P_1 とし、ポート 2、3、4 に出

力される電力をそれぞれ P_2 、 P_3 、 P_4 とする。

$$C = -10 \log_{10} \frac{P_4}{P_1} \quad (\text{B.26a})$$

$$D = -10 \log_{10} \frac{P_4}{P_3} \quad (\text{B.26b})$$

結合度 C は結合部の形状を変えることで調整することが可能である。適切に選べば結合度を 3 dB に、位相差を 90° に設計することができる。このとき、 $P_2 = P_4$ であり、入力された電力はポート 2、4 に等量に分割される。このような方向性結合器を特に 3 dB ハイブリッド (3-dB Hybrid) と呼ぶ。また、方向性 D は十分小さいことが要求される。

3 dB ハイブリッドにおいて、整合条件・可逆条件・構造の対称性・無損失条件を仮定すれば、装置の散乱行列は

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & j & 0 & 1 \\ j & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.27})$$

である。すなわち、理想的な 3 dB ハイブリッドでは、ポート 1 に入力した電力は、ポート 2 とポート 4 に、それぞれ同振幅で、位相差が 90 度ある状態で伝搬する。

B.4 周波数帯域の名称

高周波の周波数帯域はアルファベットを用いて呼称される。頻繁に使用される分類を、表 B.2 に示す。

表 B.2. 周波数帯域の呼称

名称	周波数帯域 (GHz)
L-band	1 - 2
S-band	2 - 4
C-band	4 - 8
X-band	8 - 12
Ku-band	12 - 18
K-band	18 - 27
Ka-band	27 - 40

加速器施設においては、ビームの荷電粒子の種類やエネルギーの程度に応じて L バンドから X バンドまでの周波数帯域が使用されることが多い。KEK 電子陽電子入射器では S バンドの帯域である 2856 MHz の電力を使用しており、本研究で製作するパルス圧縮器も同じく 2856 MHz での運転のために設計されている。そのため、運転周波数帯域を明示して本装置を呼称するときには、S バンド球形空洞型パルス圧縮器と呼ぶ。

付録 C

空洞内が大気雰囲気であるときの、 周波数の換算式

測定時の環境と運転時の環境とでは、装置の物温度・空洞内を満たす空気の温度および湿度が異なるため、周波数の補正が必要である。物温度 T_C (°C)、空気温度 T_R (°C)、空気湿度 H (%)での周波数測定結果 (f_{atom}) を、物温度 T_0 (°C)、真空での周波数 f_{cav,T_0} に換算する式は、

$$f_{\text{cav},T_0} = f_{\text{atom}} \times AB \quad (\text{C.1})$$

である。ただし、物温度の補正係数 A は、銅の線膨張係数 $\alpha_{\text{copper}} = 16.5 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ を用いて、

$$A = 1 + \alpha_{\text{copper}} (T_C - T_0) \quad (\text{C.2})$$

である。空洞内気体の誘電率に起因する補正係数 B は、飽和水蒸気圧 P_W (kPa) の近似公式 (Tetens の式)[50] :

$$P_W = 0.61078 \exp\left(\frac{17.2694 \cdot T_R}{T_R + 237.3}\right) \quad (\text{C.3})$$

を用いて、[51] より、

$$B = 1 + \frac{1}{2} \left\{ 1 + 210 \times 10^{-6} \frac{760}{T_R + 273.15} + 180 \times 10^{-6} \left(1 + \frac{5580}{T_R + 273.15} \right) \frac{P_W \times \frac{H}{100} \times 7.50062}{T_R + 273.15} \right\} \quad (\text{C.4})$$

である。