

1. 超伝導加速空洞の高周波設計

1. はじめに

超伝導空洞の開発には、超伝導、極低温、高周波、超高真空、表面物性などの広範囲におよぶ知識と総合的な技術が必要であり、それぞれに調和のとれた設計をすることが重要である。また、超伝導空洞が加速装置としての性能を十分に発揮するためには、種々の周辺機器を兼ね備える必要があり、それらを含めたシステム全体としての性能も空洞性能と調和のとれたものでなくてはならない。さらに、加速器としての安定な運転を最大限視野に入れて、不確定な要素や不必要な技術をできるだけ排除し、信頼性の高い維持・管理のしやすい超伝導空洞システムの構築が重要である。このような観点を重視して開発を進めているSTFベースライン超伝導空洞システムについて、主に高周波設計に関連する下記の項目を中心に講義を行う。

ここに記した必読参考書籍については、超伝導空洞業界の関係者にならなくとも、ぜひとも一読し、手元においてほしいお勧めの3冊である。

第1日目 (50分)

1. はじめに (1分)
2. 超伝導空洞システムの全体構成 (14分)
3. 超伝導空洞の形状 (5分)
4. 超伝導空洞のパルス運転におけるローレンツ・デチューニング (15分)
5. STFベースライン超伝導空洞 (15分)

第2日目 (50分)

6. 加速モードの周波数調整 (10分)
7. 高周波入力結合器 (10分)
8. 高調波出力結合器 (10分)
9. 周波数チューナー (10分)
10. 開発の現状 (9分)
11. おわりに (1分)

必読参考書籍

1. H. Padamsee, J. Knobloch and T. Hays, "RF Superconductivity for Accelerators", Cornell University, Ithaca, New York, (A Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Sons, INC.)
2. TESLA Technical Design Report, (Part-II, The Accelerator), TESLA Report 2001-23.
3. 野口修一「超伝導加速空洞」OH O '87

2. 超伝導空洞システムの全体構成

2.1. クライオモジュール

超伝導高周波試験施設 (STF : Superconducting RF Test Facility) の建設が、現在 KEK にて進められている。この計画の中では、TESLA型空洞に改良を施したSTFベースライン超伝導空洞4台を収納する6mのクライオモジュールと低損失型の高電界超伝導空洞4台を収納する6mのクライオモジュールの開発が行われている。この2台のクライオモジュールは、地上部でそれぞれの組み立てが行われ、地下トンネルに設置後、図2-1に示されるように接合し一体化され、上流部のバルブボックスと連結される。

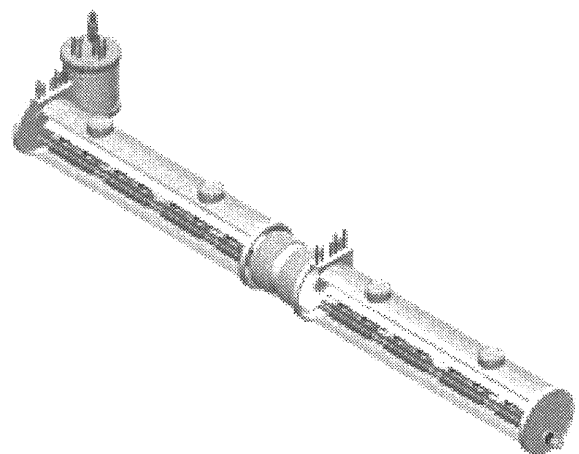


図2-1 : STF第1期計画用
クライオモジュールの全体図

2.1.1. クライオスタット

クライオスタットの断面図を図2-2に示す。外側の真空槽と呼ばれる真空容器の内側に、液体窒素で冷却される80K熱シールドと液体ヘリウムで冷却される5K熱シールドが取り付けられ、真空部の断熱性能を向上するために多層のスーパーインシュレーションが巻かれる。その内部には、大口径(Φ318)の2Kヘリウム回収ガス配管に吊り下げられたチタン製ジャケット付超伝導空洞が設置され、2K液体ヘリウム供給ラインに接続される。高周波入力結合器は、真空槽外部の室温部より内部低温部の2K超伝導空洞にまで直接つながるので、断熱・冷却に注意を要し、熱侵入をできる限り低減化しなければならない。冷却時の熱収縮によるアライメントのずれの変化量を測定するためのワイヤー位置モニターが断熱真空槽に4箇所設置される。

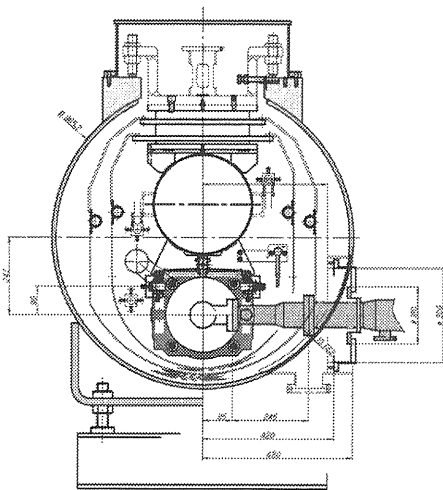


図2-2 : STFベースライン超伝導空洞用クライオスタットの断面

2.1.2. 冷却システム

STFクライオモジュールの冷却システムを図2-3に示す。地上部よりトランスファーチューブにより地下トンネルに輸送された4.5K液体ヘリウムは、バルブボックス内のリザーバータンクおよび熱交換器を通して、J-Tバルブから2K気液2相ラインへ供給され、超伝導空洞を冷却する。最下流部でガス回収ラインへ接続した2Kヘリウムガスは熱交換器を通して、地上部の減圧ポンプにより排気される。5K熱シールドラインからバルブにより分岐する予冷ラインが各空洞に接続され、室温から空洞へリウム槽に4.5K液体ヘリウムが貯まるまでの冷却時に利用され、その後バルブは閉じられる。また、昇温時には、温かいヘリウムガスがこのラインから導入される。

らバルブにより分岐する予冷ラインが各空洞に接続され、室温から空洞へリウム槽に4.5K液体ヘリウムが貯まるまでの冷却時に利用され、その後バルブは閉じられる。また、昇温時には、温かいヘリウムガスがこのラインから導入される。

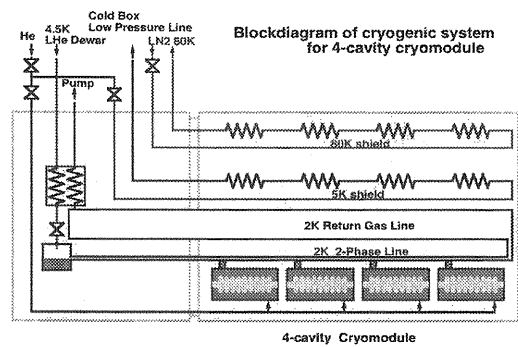


図2-3 : STFクライオモジュールの冷却システム

2.2. STFベースライン超伝導空洞システム

STFベースライン超伝導空洞システムの概念図を図2-4に示す。ニオブ製の9セル空洞は磁気シールドで覆われ、その外側はチタン製のヘリウム槽ジャケットで囲まれ、ステンレス製の2K液体ヘリウム供給ラインへ接続する。空洞のビームパイプには、高調波の取り出し用ポートが両端に各1箇所、高周波電力を供給する入力結合器用ポート、加速電界を測定するためのモニターカップラー用ポートがあり、大小6箇所の開口部には、

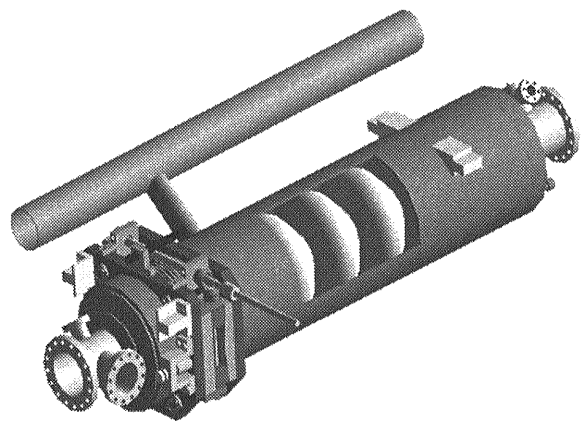


図2-4 : STFベースライン超伝導空洞システム

ニオブチタン合金製のフランジが溶接されている。ヘリウム槽ジャケットには、空洞の共振周波数を調整するための周波数チューナーが取り付けられている。この超伝導空洞システムにおいて、ニオブ空洞本体、高周波入力結合器、高調波出力結合器、周波数チューナーが主要な構成要素であるが、その他にも、モニターカップラー、ヘリウム槽ジャケット、磁気シールド、真空シールとフランジなど重要な構成部品がある。また、超伝導空洞の開発全般において、清浄環境が必要不可欠であることは、周知のことである。

ここでは、これらの各構成要素についての概要を説明する。

2.2.1. 空洞

板厚 2.8 mm のニオブ円板 (RRR~300) を、金型を用いたプレス成型による深絞り加工でハーフセルが製作され、電子ビーム溶接によりアイリス部と赤道部が順次接合される。ビームパイプ部分は、通常パーリングと呼ばれる引抜き加工によって製作されるが、ここでは強度を上げるために肉厚を 5 mm とするので、ニオブブロックからワイヤーカットで切り出し、切削加工により製作される。完成した空洞は、高周波測定や寸法測定が行われ、プリチューニングと呼ばれる各セルの加速電界を均等にし、かつ共振周波数を目標値に合わせる調整が行われる。空洞内面の表面処理として、遠心バレル研磨 (CBP) などの機械的研磨、電解研磨 (EP) などの化学的研磨、空洞内を清浄化するための温水超音波洗浄や高圧水洗 (HPR) などの超純水を用いた洗浄が念入りに行われる。また、ニオブ中の水素ガスの脱ガスと成型加工による応力除去を目的とする 750°C での真空熱処理も重要な工程である。これら一連の表面処理工程の後に、縦測定と呼ばれる空洞単体での 2 K における性能試験が行われる。目標の空洞性能が確認されれば、ニオブ空洞の外側にチタン製のヘリウム槽ジャケットが電子ビーム溶接あるいは TIG 溶接にて装着され、クライオモジュールへの組み込みが可能な状態となる。

2.2.2. 周波数チューナー

周波数チューナーは、超伝導空洞に弾性変形範囲内の引っ張り荷重を軸方向に加えることにより、空洞に変形を与えて共振周波数を制御するものである。ヘリウム槽ジャケット外周部のベローズ両端のフランジ間に荷重がかけられる構造とな

っている。粗調整用のステッピングモーターは、故障時の交換が容易に行えるように真空槽の外側に取り付けられ、ドライブシャフトを介して駆動する。また、微調整用のピエゾスタックは、パルス毎に繰り返しドライブされ最も寿命が心配される部品であるため、真空槽の入力結合器用ポートよりアクセスして交換できる構造に配置されている。

2.2.3. 高周波入力結合器 (インプットカップラー)

高周波入力結合器は、超伝導空洞に高周波電力を供給する同軸型アンテナであり、空洞内に高電界を発生させる。デューティの低いパルス運転であるため、高周波損失による発熱に対する冷却を考慮する必要はないが、外部からの熱侵入を減らすために 80 K と 5 K のサーマルアンカーが外導体に取り付けられる。超伝導空洞への取り付け時におけるゴミの侵入などの汚染を避けるため、クリーンルーム内での組み立てが可能のように空洞近くの低温部に高周波窓が置かれ、対流による熱侵入を防ぐためにもう一つの高周波窓が室温部に置かれている。高周波窓は、超伝導空洞システムの安全面からも特に重要であり、熱伝導率、熱応力、誘電率や純度などを考慮したセラミックスの選択やセラミックスと金属を接合するためのメタライズなどに注意を要する。大電力高周波システムに設置されたテストスタンドにおいて、入力結合器単体での性能確認試験の後、空洞に取り付けられ、クライオモジュールに組み込まれる。クライオモジュールでの高電界発生の大電力試験を行う前には、高周波窓部を 100°C 程度でベーキングすることと、必要とされる高周波電力までの室温での RF エージングを行うことが望ましい。

2.2.4. 高調波出力結合器 (HOMカップラー)

高調波出力結合器は、空洞内を通過するビームによって誘起される有害な高調波モードを空洞外部に取り出すために、電界と磁界の両方で結合できる形状のニオブ製の同軸型アンテナであり、空洞のビームパイプに電子ビーム溶接で直接接合される。高調波モードのみでなく加速モードとも結合を持つため、加速モードが外部に出ないようにノッチフィルターを有した広帯域特性をもつ構造としなければならない。アンテナと外筒部とのギャップにおいて起こるマルチパッキング現象による発熱で常伝導状態への転移がしばしば

観測されるので、空洞の内表面同様に、高調波出力結合器の内表面の清浄化にも注意を払う必要がある。

2.2.5. モニターカップラー

空洞内に励起される加速電界を計測するためのニオブ製のアンテナであり、その結合度を空洞の無負荷Q値 (Q_0) の10倍程度に外部Q値 (Q_{ext}) を設定するのが、測定精度上望ましい。ここでは、2Kで $Q_0 = 2 \sim 3 \times 10^{10}$ であるので、 $Q_{ext} = 3 \times 10^{11}$ を目標にしている。あらかじめ、室温で測定を行い、アンテナ長を調整しておくことが必要である。加速電界の測定精度として通常 $\pm 5\%$ 程度の誤差があることを認識しておくことは重要で、モニターカップラーの Q_{ext} を較正する際の各ケーブルの高周波損失および負荷Q値 (Q_L) の測定誤差などが主な原因と考えられる。

2.2.6. ヘリウム槽ジャケット

チタンとニオブは、熱膨張係数がほとんど等しく（ステンレスは、約2倍大きい）冷却時の熱収縮の差によって発生する応力による空洞の変形を抑制できる。また、チタンとニオブは、電子ビーム溶接によって確実に接合することが可能であり、熱サイクルにも強く、2Kの超流動ヘリウムのリークに対して信頼性が高いことからジャケットの材料として選択されている。ヘリウム槽ジャケットは周波数チューナーとともに、ローレンツ力による空洞変形に対し空洞全長を拘束し、周波数変化を抑制するために、十分な剛性を持つことが重要である。

2.2.7. 磁気シールド

残留磁場は、ニオブ空洞が超伝導状態に転移するときに、その芯が常伝導の磁束量子としてトラップされるため、超伝導空洞の表面抵抗のうち温度依存性を持たない残留抵抗（式3-2）の原因のひとつとなる。実験的に約 $0.35 \text{ n}\Omega/\text{mGauss}$ の影響を受けることが分かっているので、10ミリガウス程度まで下げることが目標とする。ここでは、ヘリウム槽ジャケット内部に装着され、液体ヘリウム中に浸漬されるため、低温でも比透磁率が低下しない特殊なパーマロイが使用される。

2.2.8. 真空シール、フランジ

真空シールは、最も信頼性が重要視される部品であり、その選択には注意を要する。インジウム製ワイヤーは、柔軟かく任意の形状で使用することが可能であり、確実なシール材として適切ではあるが、シール部への正確な設置を行うための治具の工夫が必要であり、また、フランジの取り外し時のインジウムの除去作業の負担が大きいこととゴミの発生による空洞内への侵入汚染の危険性が避けられないことなどから、本開発では一切使用しないことを原則とした。ここでは、海外での使用経験とJ-PARC用ADSクライオモジュールの2Kライン接合部での使用実績から、10ミクロンのインジウムメッキを施した銅製ヘリコフレックス (Uタイトシール) を使用する。フランジ材としては、十分な硬度・強度をもつニオブチタン合金が用いられ、ニオブ製の各ポート部と電子ビーム溶接により確実に接合される。ステンレス製の接合フランジ側にシール溝を切り、ヘリコフレックスを収納して取り付けを行うことができるため、空洞側フランジ平面の方向性に関係なく、確実な接合を行うことができ、かつ取り外しが非常に容易にできる利点がある。ニオブチタン合金の耐酸性には注意を要し、表面処理時に化学研磨液（硝酸、フッ酸、リン酸の混合液）や電解研磨液（硫酸、フッ酸の混合液）に長時間曝されると表面に多数のピットが発生するため、研磨液との直接接触を避けるためのマスクが施される。縦測定時の2Kでの超流動ヘリウム状態における真空リークを避けるためには、シール面の表面粗度のチェック、締め付けボルトのトルク管理および室温から4Kまでの冷却スピードなどが特に重要であり、縦測定が単に加速電界の確認試験として行われるのではなく、クライオモジュール組み込み後の運転時を想定した1空洞につき6箇所あるポート部の真空シールの総合試験も兼ねていることを忘れてはならない。クライオモジュールでは、冷却と昇温を繰り返す運転が行われるので、真空シールの熱サイクルによる耐久性についても重要な課題のひとつである。

2.2.9. 清浄環境

洗浄に用いられる超純水 ($18 \text{ M}\Omega \text{ cm}$) と組立てを行うクリーンルーム (クラス10~100程度) は、超伝導空洞の開発においてなくてはならない重要な設備である。したがって、超純水システムおよびクリーンルームの運用には細心の注

意をはらい、明確な維持・管理体制を確立しておくことが必要である。空洞の組み立てに使用するフランジ、コネクタ、アンテナ、バルブ類などすべての真空部品は、クリーンルーム内で、超音波洗浄器による高純度アルコールでの洗浄後、超純水で丹念に洗浄され、自然乾燥させてから空洞に取り付けられる。フランジ固定用のボルトには、銀メッキしたステンレスボルトを使用し、作業効率をよくするためにナットではなくタップネジを切ったステンレス製半割リングを用いる。また、空洞周りにゴミを持ち込まないようにするため、これらの部品は全て洗浄してから使用する。空洞の組み立て作業は、空洞内にゴミの侵入する危険性を最低限にするため、最少人数で短時間に行うことが重要であり、総ての使用部品や工具類を前もって準備・確認してから、作業を開始することが基本である。

3. 超伝導空洞の形状

3.1. 基本RFパラメーター

超伝導空洞の形状を決定するのに必要となる空洞のRFパラメーターの基本的な一般式を下記にまとめておく。

常伝導空洞の高周波表面抵抗； R_S [Ω]

$$R_S = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad (3-1)$$

超伝導空洞の表面抵抗； R_S [Ω]

BCS抵抗； $R_{BCS}(T)$ [Ω]

残留抵抗； $R_{residual}$ [Ω]

$$R_S = R_{BCS}(T) + R_{residual} \quad (3-2)$$

$$R_{BCS} = A \frac{\omega^2}{T} \exp\left(-\frac{\Delta}{k_B \cdot T}\right) \quad (3-3)$$

k_B は、ボルツマン定数、
 2Δ は、超伝導電子対のエネルギーギャップ。

空洞内表面における高周波損失； P_o [W]

$$P_o = \frac{R_S}{2} \int \left| \vec{H} \right|^2 dS \quad (3-4)$$

空洞内部の蓄積エネルギー； W [J]

$$W = \frac{\mu}{2} \int \left| \vec{H} \right|^2 dV = \frac{\varepsilon}{2} \int \left| \vec{E} \right|^2 dV \quad (3-5)$$

空洞の無負荷Q値； Q_o

$$Q_o = \frac{\omega W}{P_o} \quad (3-6)$$

空洞の形状因子； G [Ω]

$$Q_o = \frac{G}{R_S} \quad (3-7)$$

$$G = \omega \mu \frac{\int \left| \vec{H} \right|^2 dV}{\int \left| \vec{H} \right|^2 dS} \quad (3-8)$$

加速電界； E_{acc} [V/m]

実効空洞長； L_{Cavity} [m]

(半波長のセル数倍でビームパイプ部を除く)

$$E_{acc} = \frac{1}{L_{Cavity}} \int_0^L E_z(z, r=0) \cos\{\omega t(z)\} dz \quad (3-9)$$

加速モードのインピーダンス； $\frac{R}{Q}$ [Ω]

$$\frac{R}{Q} = \frac{E_{acc}^2}{\omega W} L_{Cavity}^2 \quad (3-10)$$

3.2. ハーフセル形状での計算

超伝導空洞のハーフセルの基本形状を図3-1に示す。赤道部の円弧とアイリス部の楕円をある傾斜角 (θ) をもつ接線で結ぶのが、一般的形状である。決められたアイリス径 (R_b) について、共振周波数を目標とする周波数にするためには、赤道部円弧の半径 (r) を変化させ、セル半径 (R_a) を調整する。軸対称電磁界モードの解析コード SUPERFISHを使用したハーフセルにおける加速モードの計算結果の例を図3-2に示し、図中には最大表面電界 (E_{sp}) および最大表面磁界 (H_{sp}) の位置を示している。この計算結果の出力リストから注目するRFパラメーターをまとめると、

$$f = 1300.99 \text{ MHz}, W = 0.0071 \text{ J}, P_o = 5.80 \text{ mW}$$

$$E_{acc} = 1.0 \text{ MV/m},$$

$$E_{sp} = 1.98 \text{ MV/m}, H_{sp} = 3314 \text{ A/m}$$

$$E_{sp} / E_{acc} = 1.98$$

$$H_{sp} / E_{acc} = 3314 \text{ A/m} / \text{MV/m} = 41.4 \text{ Oe} / \text{MV/m}$$

$$R / Q = 56.7 \Omega \times 2.$$

$$G = 271 \Omega$$

$$R_s = 26.8 \text{ n}\Omega, Q_o = 1.01 \times 10^{10}$$

などがあり、表面電磁界を小さくし、 R/Q や G が大きくなるような適切なRFパラメーターをもつ形状を見出すことが必要である。図3-3には、1.3GHz zビームパイプ付単セル空洞について行われた、セル傾斜角度 (θ) およびビームパイプ半径 (R_b) の各RFパラメーターについて

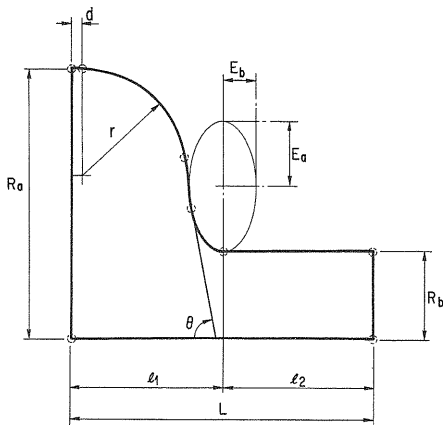
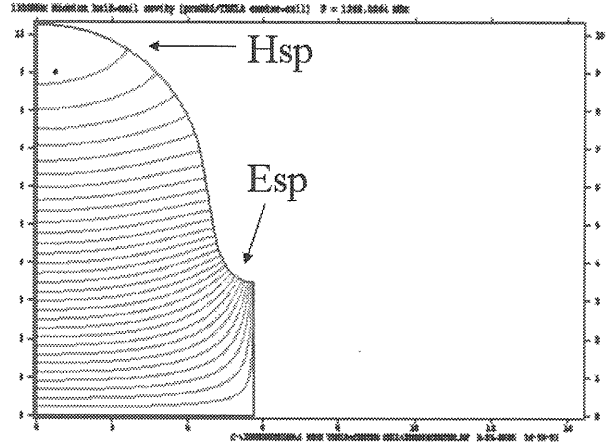


図3-1: ハーフセルの基本形状



Superfish output summary for problem description:
 1300MHz Niobium half-cell cavity (TESLA center-cell)
 Equator flat = 0.0 mm for EBW
 Iris flat = 0.0 mm for EBW
 Cell length = 57.69 mm
 Design beta = 1.00
 Resonant frequency = 1300 MHz
 Bore radius = 35 mm
 Wall angle = 76.7 degree
 Problem file: C:\BMS\SUPERFISH\1.3GHZ TESLA\CENTER CELL\ORIGINAL CENTER.AF 2-15-2005 15:12:04

All calculated values below refer to the mesh geometry only
 Field normalization (NORM = 1): EZEROT = 1.0000 MV/m
 Frequency = 1300.99347 MHz
 Particle rest mass energy = 938.272029 MeV
 Beta = 1.0000000
 Normalization factor for EO = 1.301 MV/m = 13600.828
 Transit-time factor = 0.7685243
 Stored energy = 0.0071724 Joules
 Superconductor surface resistance = 26.8216 nanoOhm
 Operating temperature = 2.0000 K
 Power dissipation = 5797.9234 uW
 Q = 1.0112E+10 Shunt impedance = 1.6847E+07 MOhm/m
 Rs+Q = 271.226 Ohm Z+T+T = 9.9505E+06 MOhm/m
 r/Q = 56.769 Ohm Wake loss parameter = 0.11601 V/pC
 Average magnetic field on the outer wall = 3298.38 A/m, 14.5901 uW/cm^2
 Maximum H lat Z, R = 2.93564, 9.13317 = 3314.26 A/m, 14.7309 uW/cm^2
 Maximum E lat Z, R = 5.16515, 3.75857 = 1.98017 MV/m, 0.961645 Klip
 Ratio of peak fields Bmax/Emax = 2.1034 mT/(MV/m)
 Peak-to-average ratio Emax/EO = 1.5217

Segment	Zend (cm)	Rend (cm)	E _{max} (MV/m)	Power (uW)	P/A (uW/cm ²)	dF/dZ (MHz/mm)	dF/dR (MHz/mm)
2	0.0000	10.330	0.8438	4731.	14.59	-9.419	-14.26
3	4.0870	7.0970	1.693	957.3	10.61	1.469	0.3469
4	4.0450	4.7340	1.693	957.3	10.61	1.469	0.3469
5	5.7852	3.5000	1.981	109.7	2.442	4.277	3.937
Total				5798.			

図3-2: SUPERFISHによるハーフセルの計算結果 (TM010- π モード)

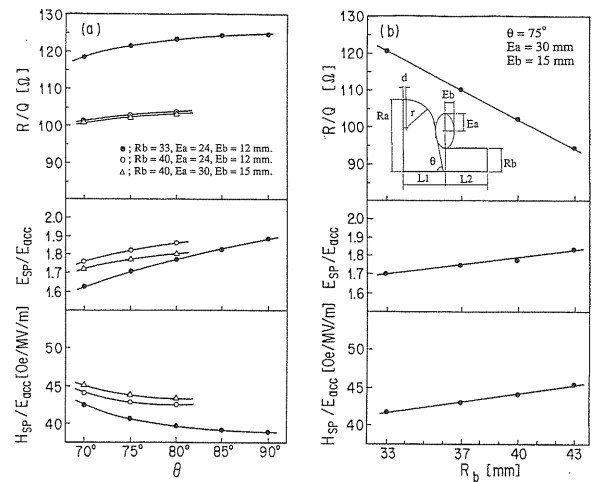


図3-3: RFパラメーターのセル傾斜角度依存性およびビームパイプ半径依存性

の依存性の計算結果を示す。ビームパイプ径（アイリス径）を小さくすれば、加速電界に対する寄与が大きくなり、その結果として E_{sp}/E_{acc} と H_{sp}/E_{acc} が小さくなり、 R/Q が大きくなること が明確である。また、セル傾斜角依存性については、角度が大きくなるほど E_{sp}/E_{acc} が高くなるが、一方、 H_{sp}/E_{acc} が下がり、 R/Q も大きくなる傾向がみられる。最終的には、空洞の成型や表面処理の容易さなど、特に電解研磨の陰極形状や高圧水洗の洗浄排水の流れ具合なども考慮に入れた形状とすることが重要である。

3.3. マルチセル形状での計算

多連化空洞の計算を行う場合には、図3-4に示すようにエンドセル部の形状を最適化し、各セルの電界分布を均一にする必要がある。通常、ビームパイプの半径は、入力結合器と十分な結合を得るために、アイリス半径より上げられる。エンドセル赤道部半径はセンター側セルと同一にし、赤道部にフラットを入れたり、セル傾斜角度、アイリス部楕円形状を変化させたりして調整する。ここで注意することは、ビームがビームパイプ部を通過するとき、加速ではなく減速位相にあることである。

9セル超伝導空洞の加速モードのMAFIAでの計算結果の例を図3-5に示す。両端のエンドセルを異なる形状にして、ある特定の高調波モードの電磁界を非対称として片側のみが強くなるようにすることも可能である。また、加速モードについて、SUPERFISHとの計算結果の比較および確認を行うことも必要である。

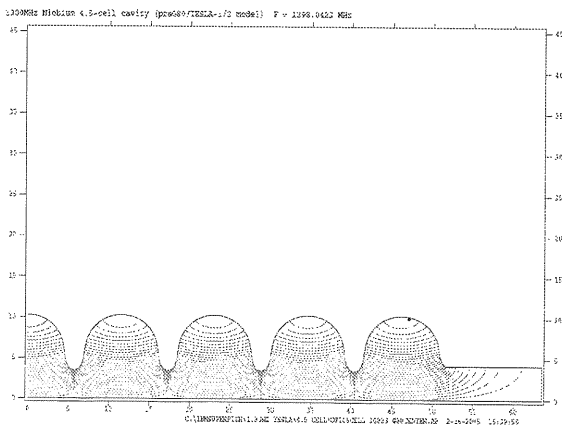


図3-4：ビームパイプ付4.5セル空洞の加速モードのSUPERFISHでの計算結果

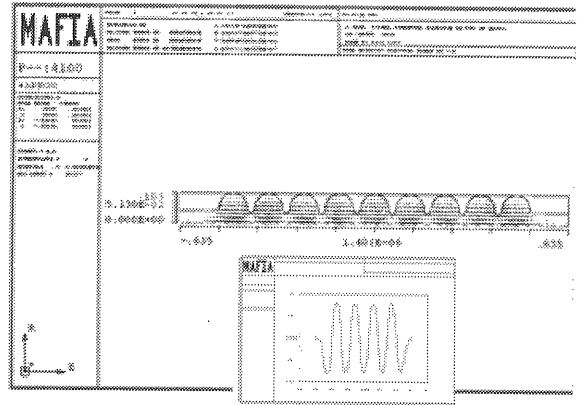


図3-5：9セル超伝導空洞の加速モードのMAFIAでの計算結果（ $TM_{010-\pi}$ ）

3.4. 高調波モードの計算

SUPERFISHでは、単極モードの高調波（ TM_{-0mn} ）のみの計算を行い、単極を含め、2重極、4重極、6重極などの高調波モードの計算には、MAFIAを使用して行う。

高調波出力結合器はビームパイプ部に取り付けられるため、高調波のエネルギーが中央セル部に集中し、エンドセルでの電磁界が弱いモードが存在すると、高調波出力結合器との十分な結合が得られない。このような高調波モードはトラップドモードと呼ばれ、超伝導空洞では空洞壁での高周波損失が小さいので、高調波のエネルギーはしだいに蓄積され増大し、ビーム不安定性の原因となる。トラップドモードは、高調波モードの混成（mode-mixing）により、パスバンドの周波数差が小さくなり、エネルギーの流れである群速度が減少することにより発生する。したがって、単セルでの高調波モードのパスバンドの周波数特性を0モードと π モードについて調べることで、トラップドモードの発生を予想することができ、すくなくともビームパイプでの遮断周波数以下にあるトラップドモードを避けることが重要である。

2種類のセル形状についての高調波モードの比較が、図3-6に示されている。アイリス部の半径が40mmで楕円形状が大きい場合（a）では、 TM_{110} モードにおいてエンドセルでの電磁界が極端に小さいトラップドモードが存在しており、アイリス半径を38mmにして楕円形状を小さくした場合（b）には、トラップドモードが改善していることが分かる。これは、アイリス半径

を小さくすることにより、TE₁₁₁モードとTM₁₁₀モードとの混成が分離した結果であり、このようにトラップドモードを避けるためには、適切なアイリス部の形状を選択しなければならない。

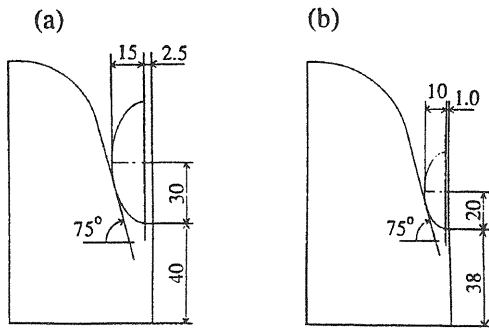


Fig. 8 (a) an initial cell shape, (b) an improved cell shape.

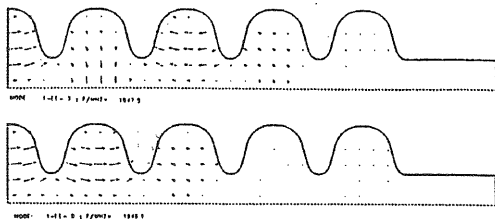


Fig. 9 (a) Trapped modes existing in the initial cell shape; E-fields of TM₁₁₀-5π/9 mode (top) and TM₁₁₀-3π/9 mode (bottom).

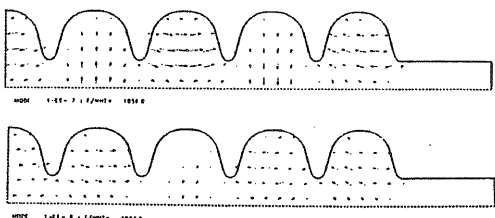


Fig. 9 (b) The same modes as above in the improved cell shape.

図3-6: セル形状の改良によるトラップドモードの改善

4. 超伝導空洞のパルス運転におけるローレンツ・デチューニング

4.1. ローレンツ力による空洞変形と周波数変化

超伝導空洞に高周波加速電界を印加した場合には、発生する電磁力（ここでは通称として、ロー

レンツ力を用いるが、正確にはマクスウェル応力というべきである。）により、空洞が図4-1に示すように軸方向と径方向に変形し、空洞の共振周波数にズレが起こる。これをローレンツ・デチューニングという。

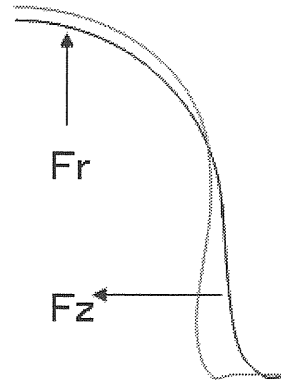


図4-1: ローレンツ力による空洞の変形

ローレンツ・デチューニングは、電磁界解析コードSUPERFISHを用いて得られる電磁界分布から空洞壁面でのマクスウェル応力を求め、構造解析コードに入力して計算できる。この電磁界応力は、

$$F = \frac{1}{4}(\mu_0 H^2 - \epsilon_0 E^2) \quad (4-1)$$

で与えられ、この応力分布をANSYSやABAQUSなどの構造解析コードに与えると定常状態での空洞の変形量 (Δz , Δr) が求められ、SUPERFISHから得られる軸方向と径方向の周波数変化感度 ($\Delta f / \Delta z$, $\Delta f / \Delta r$; 図3-2の出力リスト参照)を用いて、空洞の周波数変化を計算することができる。

ローレンツ・デチューニングによる周波数変化 (Δf) は、図4-2に示されているようにいくつかの固有機械振動モードからの寄与に分解でき、更に空洞全長 (l) の変化に因らないものと因るものの和で近似でき、次式で与えられる。

$$\Delta f = \sum_{\text{mode}} \left(\frac{df}{dx} \right)_k \delta x_k \quad (4-2)$$

$$\approx \sum_{\Delta l=0} \delta f_k + \frac{df}{dl} \frac{dl}{dF_z} F_z \quad (4-3)$$

$$= \left(A + \frac{df}{dl} \frac{B}{K_s} \right) E_{acc}^2 \quad (4-4)$$

ここで、 x_k は振動の振幅、 F_z は軸方向の応力、 K_s はジャケットおよびチューナー系の合成剛性、 A と B は定数である。また、このときの周波数変化 (Δf) におけるデチューニング角度 (ψ) は、

$$\tan \psi = -2Q_L \left(\frac{\Delta f}{f} \right) \quad (4-5)$$

で与えられ、 Q_L は空洞の負荷 Q 値である。

周波数変化は空洞の全長拘束条件により大きく異なるが、完全拘束の場合でも、図4-2の上から4番目に示されるシングルセルモードによって、バンド巾より大きくなることがある。ジャケットおよびチューナー系の剛性が小さいと、空洞全長が短くなり易く、さらにデチューン量が大きくなる。デチューニングに効くのは、振幅が大きく、振幅あたりの周波数変化の大きなモードであるが、主要なモードは加速モードでの応力の時間特性から各セルの振動が同位相であり、空間特性から

1. セルのテーパ部分が単純に変わるモード
2. テーパー部分が半波分波打つモード

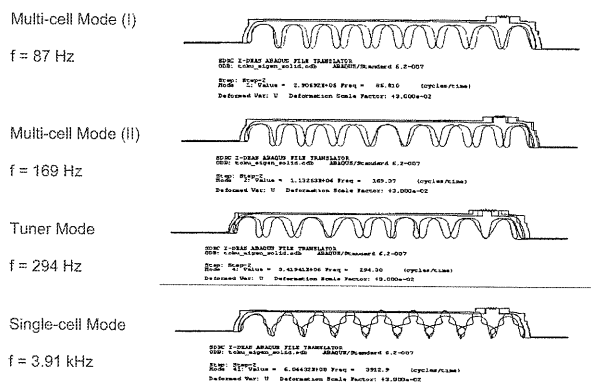


図4-2：機械振動モードのパターン
(97.2MHz 9セル空洞、 $\beta=0.725$)

の2つであることが想像できる。別の言い方をすれば、定常状態での変形はこの2つのモードの重ね合わせで十分近似できる。全長拘束が完全であってもシングルセルモード (図4-2の上から4番目のモード) は励振され、アイリス部に強め輪を溶接し補強するか、あるいは、空洞の肉厚を増やさなければ小さくできない。

トランジェントなデチューニングを解析するには、個々の機械振動モードの時間応答を知る必要がある。マックスウェル応力をこれらの振動モードの基準座標系で展開すれば、モードごとの外力 (F_k) が求まり、機械振動に対する時間応答の方程式が得られる。

$$\frac{d^2 x_k}{dt^2} + \frac{\omega_{mk}}{Q_{mk}} \frac{dx_k}{dt} + \omega_{mk}^2 x_k = F_k \quad (4-6)$$

ここで、 x_k は機械振動の振幅、 ω_{mk} は機械振動の角振動数、 Q_{mk} は機械振動の Q 値である。空洞のデチューン量の時間応答を知るには、機械振動の式と、空洞電圧の式を交互に時間を追って解けばよい。機械振動の初期にはリングングがあり、周波数の低いチューナーモード (図4-2上から3番目のモード) ではパルス内での振幅は定常状態のものより大きく、このモードを抑制するのが効果的であり、したがって、ジャケットおよびチューナー系の剛性を上げる意味は大きい。

4.2. J-PARC用ADS972MHzクライオモジュールにおけるパルス運転

パルス運転での大電力試験が行われたクライオモジュールは、 $\beta=0.725$ (陽子ビームエネルギーとして424MeV相当) で設計されており、図4-3に示すような97.2MHz 9セルニオブ

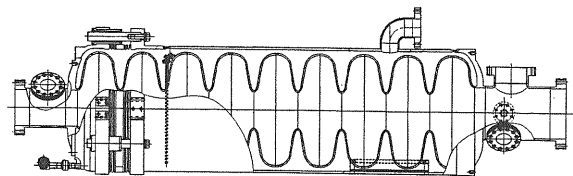


図4-3：97.2MHz ADS超伝導空洞

空洞 2 台 (R 空洞および L 空洞) が内部に收容されている。ニオブ空洞の外側は、チタン製の液体ヘリウム容器で覆われており、液体ヘリウムを減圧することにより超流動状態の 2 K まで冷却される。設計値として、ビーム電流 30 mA、パルス幅 3 ミリ秒で 25 Hz の繰り返し運転を想定している。加速電界は、10 MV/m で Q 値 10^{10} 以上を目標としており、このとき高周波入力結合器の外部 Q 値 5×10^5 の設定で 300 kW の高周波電力が空洞に供給される。空洞の共振周波数の調整機構として、ステッピングモーターとピエゾ素子から構成されるチューナーが真空槽端板の外側に取り付けられている。

4.2.1. パルス運転による大電力試験

パルス運転における加速高周波電磁界は、発生するローレンツ力によって超伝導空洞の変形を引き起こし、空洞共振周波数に加速電界の二乗に比例した量のズレを与える (式 4-4)。図 4-4 (上) に R 空洞が 12 MV/m で運転されているパルス波形、図 4-4 (下) にその時の空洞の位相変化およびピエゾによって検出された空洞長

変形を示す。観測された位相変化は、 -6.5° であり、空洞のバンド幅 3 kHz から共振周波数の変化として -175 Hz に相当する (式 4-5)。この周波数変化が加速電界へ与える影響は、わずか 0.6% の低下であり、そのパルス波形 (Eacc) には明らかな変化が見られない。

繰り返される高周波パルスに起因する超伝導空洞の機械的振動モードは、図 4-5 に示されているようにチューナー機構に組み込まれているピエゾ素子により検出することができる。ここで、R 空洞は 10 MV/m で運転されており、L 空洞には高周波入力がない。最も顕著な振動モードの周波数は、図 4-6 に示すようにシグナルの FFT 解析により 10 Hz 運転時には 160 Hz であり、25 Hz 運転時には 150 Hz であった。この周波数は、空洞変形による振動モードのモデル計算の結果から得られる 2 番目のマルチセルモード (169 Hz、図 4-2 参照) に近い値である。

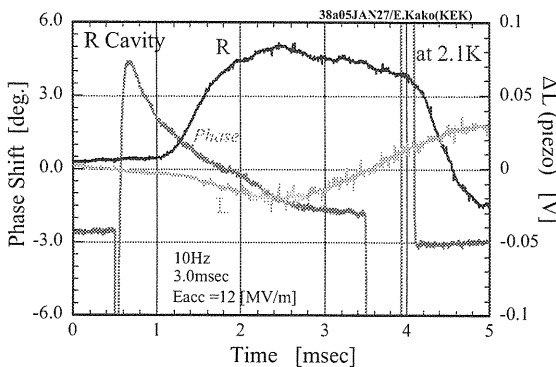
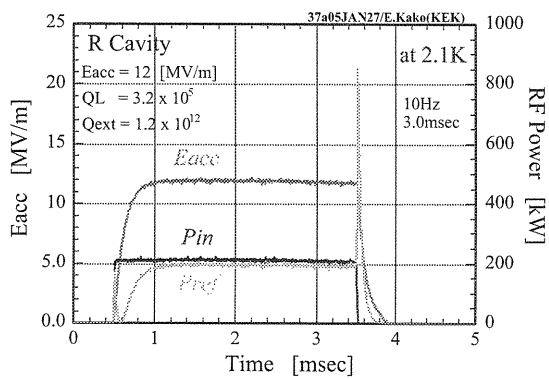


図 4-4 : RF シグナルのパルス波形(上) 位相変化および空洞長変化(下)

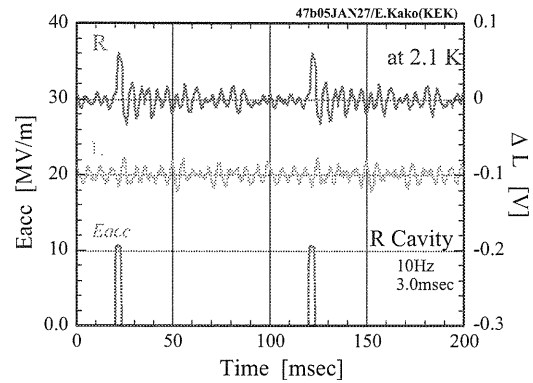


図 4-5 : ローレンツ力によって誘起された機械振動モード

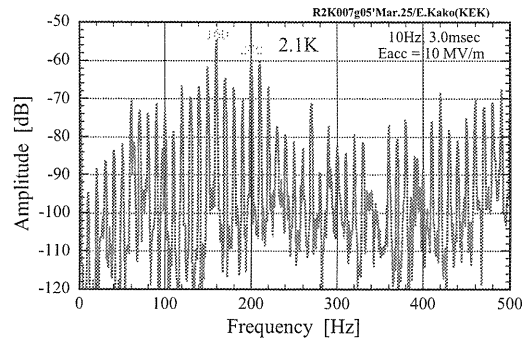


図 4-6 : 機械振動モードの周波数解析

4.2.2. ローレンツ・デチューニングの補償実験

ローレンツ力による空洞長の変形 (ΔL) および周波数変化 (Δf) の加速電界強度依存性の測定が行われ、その結果が図4-7に示されている。式4-4に示されるように、加速電界の二乗に対するプロットから

$$\Delta f [\text{Hz}] = -1.2 \cdot E_{acc}^2 [(MV/m)^2] \quad (4-7)$$

の関係式が得られた。この係数は、モデル計算の結果 (-1.3) と矛盾しない値であった。

ピエゾチューナーにパルス電圧を印加することにより空洞の全長を数ミクロン程度変化させることができる。10 MV/mでのローレンツ力によって誘起される位相変化が、ピエゾへの印加

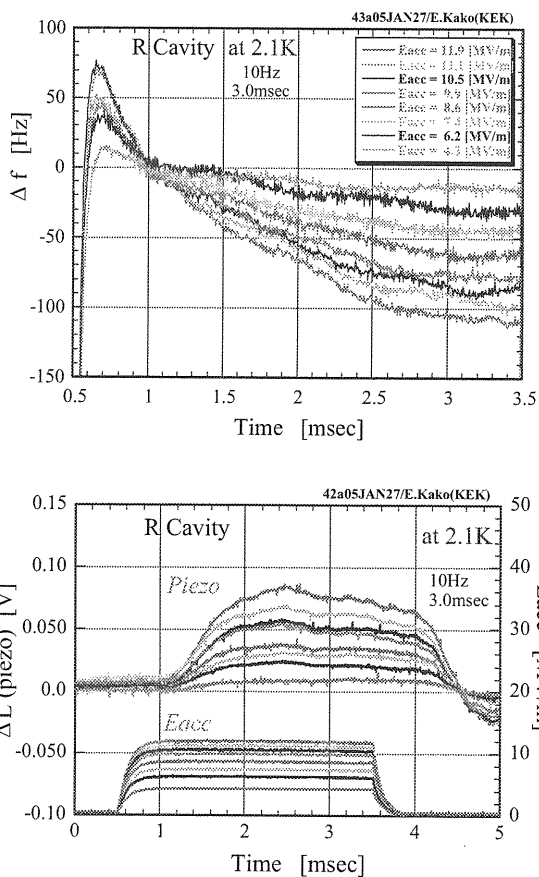


図4-7：ローレンツ力による周波数変化（上）と空洞全長変化（下）の加速電界依存性

電圧により抑制されている様子を図4-8に示す。ピエゾチューナーから空洞への機械的応答特性がそれ程速くないため、パルス初期の位相変化に対しては効果が見られない。また、数kHzの速い成分を持つシングルセルモード（図4-2の上から4番目のモード）がパルス初期の空洞変形に主に寄与していると考えられる。

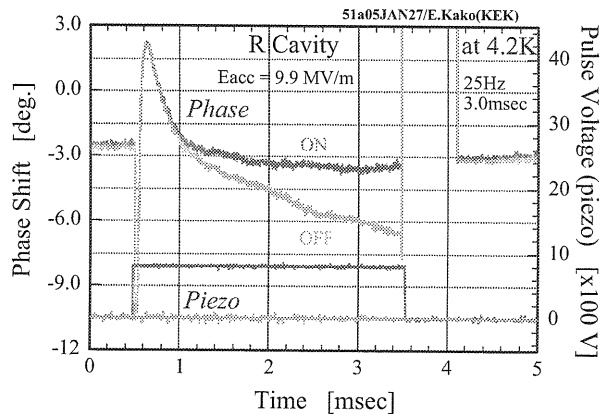


図4-8：ピエゾチューナーによるローレンツ・デチューニングの補償

5. STFベースライン超伝導空洞

5.1. ILCにおけるRFパラメーター

25 MV/mでの運転を想定したTESLA500と31.5 MV/mでの運転を目標とするILCのRFパラメーターの比較を表5-1に示す。ILCにおいて予想されるローレンツ・デチューニングは1000 Hzとなり、そのデチューニング角は78°にまで達する。大電力高周波源に十分な余裕がありフィードバック制御が可能であれば良いが、実際にはこのデチューニング量を図5-1に示すようにピエゾチューナーを用いて補償しなければならない。しかし、このようなデチューニング量をピエゾチューナーで制御することは容易なことではない。さらに、図5-2に示すようなRFパルス後の機械振動モードの抑制も必要である。このように高電界でのパルス運転におけるローレンツ・デチューニングや機械振動モードを緩和するためには、ジャケットおよびチューナー系の剛性を強くする空洞の設計が効果的であり、かつ最も重要である。

表5-1: TESLAとILCにおけるRFパラメーターの比較

	TESLA	ILC
Beam Energy	500 GeV	800 GeV
Beam Current	10 mA	10 mA
Accelerating Gradient	25 MV/m	31.5 MV/m
RF Peak Power	250 kW	315 kW
RF Loss	0.56 W	0.97 W
Dynamic Lorentz Detuning	600 Hz	1000 Hz
Half Bandwidth	270 Hz	210 Hz
Detuning Angle	66 deg.	78 deg.

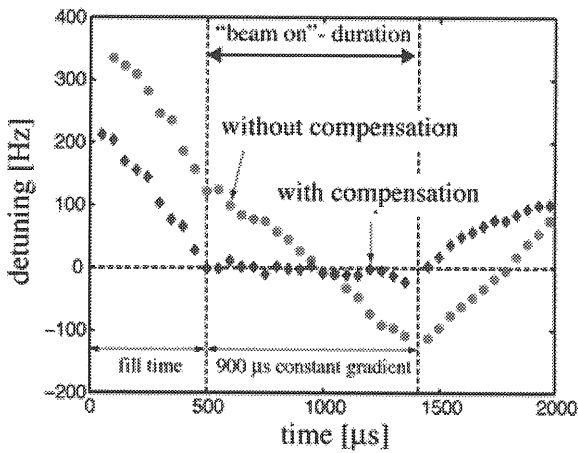


図5-1: TESLA空洞におけるローレンツ・デチューニングの補償実験 [1] ($E_{acc} = 23.5$ MV/m)

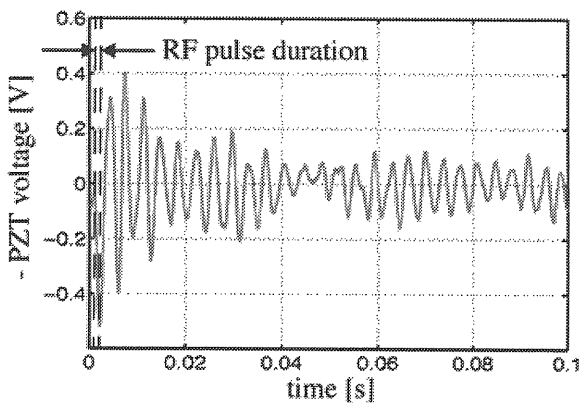


図5-2: TESLA空洞におけるパルス運転時の機械振動モード [1] ($E_{acc} = 30$ MV/m, 10 Hz)

5.2. STFベースライン空洞における改善点

ローレンツ・デチューニングによる周波数変化を抑制するためには、空洞全長を拘束しているジャケットおよびチューナー系の剛性を上げることが有効である。STFベースライン空洞においては、チタン製ヘリウム槽ジャケット端板の板厚を厚くして剛性を上げることに主眼をおいて、リファレンスデザインであるTESLA 9セル超伝導空洞に種々の改良を加えた。図5-3に、TESLA 9セル超伝導空洞の断面図と写真を、また、図5-4にSTFベースライン9セル超伝導空洞を比較のために示す。

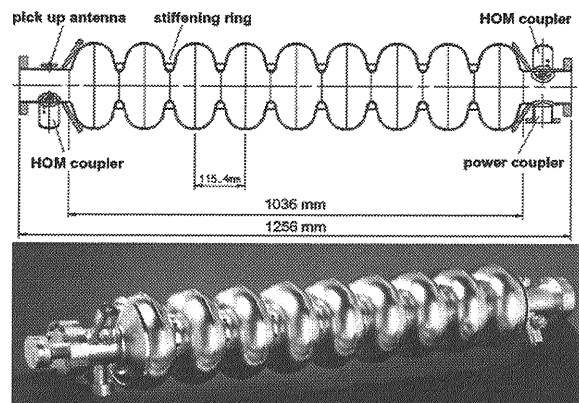


図5-3: TESLA 9セル超伝導空洞 [2]

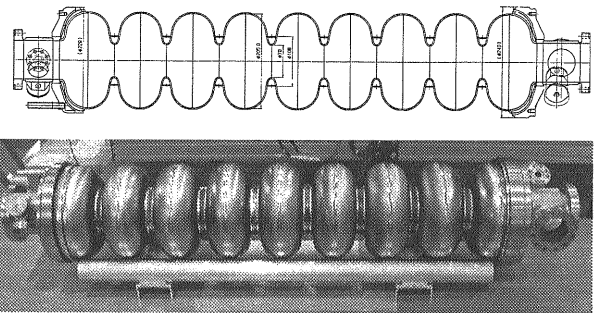


図5-4: STFベースライン9セル超伝導空洞

5.2.1. STF空洞における改良点

STFベースライン空洞における主な改良点をまとめると、

1. チタン製ジャケット端板の板厚を15 mmに厚くして剛性を上げる。
2. ジャケット端板の支点となるビームパイプとの溶接部の剛性を上げるため、ニオブ製ビームパイプの厚みを5 mmとして、ニオブブロックからの切削加工により製作する。

3. 強め輪の代用として行うエンドセルとジャケット端板との溶接を省くために、エンドセルのニオブ板厚を3.2mmに厚くして強度を上げる。(センターセルの板厚は2.8mm)
4. ジャケット端板とエンドセルとの間の空間に磁気シールドを挿入しておき、ヘリウム槽ジャケット装着時には、その内側全体に磁気シールドを設置する。
5. ジャケット端板の板厚を厚くしたことによって、入力結合器用ポートがエンドセルから離れて結合度が小さくなるため、ビームパイプの直径を78mmから84mmへ上げ、十分な結合度が得られるようにする。
6. ビームパイプの直径を拡げることにより、入力結合器用ポートの直径も40mmから60mmへ拡げられる。これにより、低温部高周波窓のサイズを大きくすることができるので、セラミックスの通過電力密度を下げられる利点となる。
7. ビームパイプの直径を拡げることにより、高調波出力結合器との結合も強くできる。
8. ビームパイプを含むエンドセル部の形状を改良したため、センターセル形状についても見直しを行い、セルの傾斜角度を76.7°から80°へ変更した。

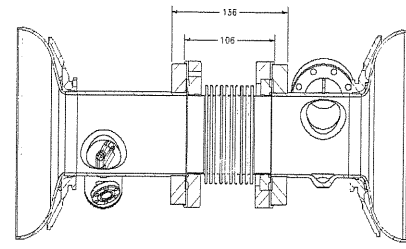


図5-5 : TESLA空洞の2空洞間接合部 [2]

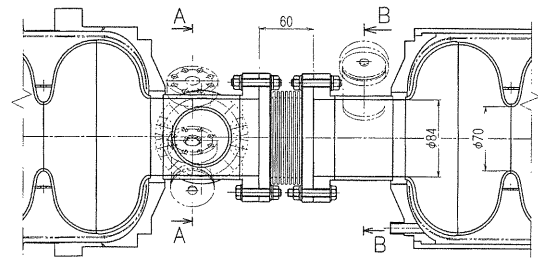


図5-6 : STFベースライン空洞の2空洞間接合部

5.2.2. ジャケットおよびチューナー系の剛性

TESLA空洞の2空洞間接合部の断面図を図5-5に示し、また、ジャケット端板の板厚を厚くして剛性を上げたSTFベースライン空洞の2空洞間接合部を図5-6に示す。表5-2にTESLA空洞およびSTF空洞のジャケットおよびチューナー系の剛性のまとめを示す。STF空洞において剛性の強化を行った結果、ジャケットとチューナー系の合成剛性は13kN/mmから80kN/mmへ改善し、 $E_{acc} = 31.5 \text{ MV/m}$ での運転における軸方向の変形量としては、2.6 μm から0.4 μm への軽減ができることが分かった。このとき、シングルセルモードによるデチューニング量365Hzを含めた周波数変化は、TESLA空洞での1000HzからSTF空洞では500Hzまで抑制できることが見積られる。このデチューニング量の改善を検証することがクライオモジュールでの大電力試験の主な目的のひとつでもある。

表5-2 : TESLA空洞とSTF空洞の剛性

($E_{acc} = 31.5 \text{ MV/m}$ 運転の場合)

Cavity	TESLA	STF-Baseline
Tuner system	Blade Tuner	Slide-Jack Tuner
Jacket Stiffness	26 kN/mm	96 kN/mm
Tuner Stiffness	26 kN/mm	400 kN/mm
Total Stiffness	13 kN/mm	80 kN/mm
Axial Force	34 N	34 N
Axial Shrinkage	2.6 μm	0.4 μm

(TESLA空洞の剛性は、[3]を参照)

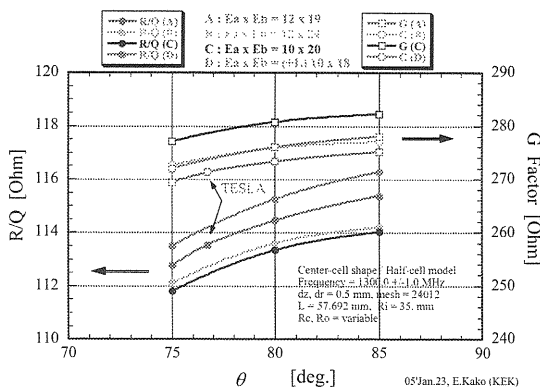
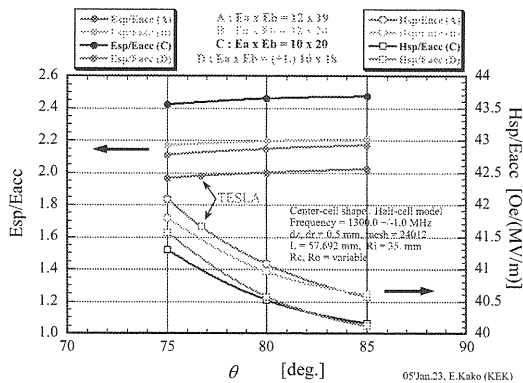
5.2.3. セル形状の見直し

ビームパイプ部を含むエンドセルグループの改良を行ったので、センターセル形状についても見直しを行った。ここでは、高調波モードの特性に大きな影響を与えないようにアイリス半径はTESLA形状と同一の35mmで固定し、アイリス部の楕円形状とセルの傾斜角度(θ)をパラメ

ーターとして計算をした結果を図5-7に示す。図中に指示のある TESLA 形状の各 RF パラメーターに対して、Esp/Eacc をあまり大きくしないで、Hsp/Eacc をできるだけ小さくし、かつ R/Q および G を大きくできるような方向での最適化を行った結果、アイリス部に 1 mm の平坦部を挿入した楕円形状 (case D) でセル傾斜角度 ($\theta = 80^\circ$) の空洞形状が、最も適切であることが分かった。この場合において、セル間結合度も 1.9 % から 2.0 % へ向上する。セル形状の見直しを行った STF 空洞と TESLA 空洞の RF パラメーターの比較を表5-3に示す。ここで、STF 空洞において、R/Q が 2 % 程度減少しているのは、ビームパイプの径を大きくしたことによってエンドセルからの電磁界のしみだしが増加し、減速効果への寄与が大きくなったためである。

表5-3 : STF 空洞と TESLA 空洞形状と RF パラメーターの比較

	STF	TESLA	
Cavity Design Length	1259	1256	mm
Cell Taper	80	76.7	deg.
Φ Beam pipe	84	78	mm
Φ Input Port	60	40	mm
Esp / Eacc	2.17	1.98	
Hsp / Eacc	41.0	42.6	Oe/MV/m
R / Q	1016	1036	Ω
Geometrical Factor	277	271	Ω
Cell-to-cell Coupling	2.0	1.9	%



Cell-to-cell Coupling;	
TESLA case	= 1.89 %
Case (D-80°)	= 1.98 %

図5-7 : RF パラメーターのセル傾斜角度 (θ) 依存性およびセル間結合度

5.3. 高周波入力結合器との結合度特性

超伝導空洞において空洞損失 (P_0) はビーム電力 (P_{beam}) に較べて無視できるほど小さいので、高周波入力結合器の外部 Q 値 (Q_{in}) は、次式で与えられる。

$$Q_{in} = Q_L = \frac{(E_{acc} \cdot L_{cavity})^2}{P_{beam} \cdot \left(\frac{R}{Q}\right)} \quad (5-1)$$

ここで、 $P_{beam} = I_b \cdot E_{acc} \cdot L_{cavity}$ である。前節で説明したように、パルス運転ではローレンツ・デチューニングにより共振周波数にズレが発生する。このため、入力結合器の (Q_{in}) をオーバーカップルにしてバンド幅を拡げることは、安定な加速電界の制御を考えると、大きな利点となる。半バンド幅 (Δf) は、

$$\Delta f = \frac{f}{2Q_{in}} \quad (5-2)$$

で与えられる。表5-4に、1.55 倍のオーバーカップルにした場合の半バンド幅と高周波電力の比較を示している。ここで、半バンド幅が 1.5 倍に広がっても、高周波電力の増加はわずか 5 % でしかなく、オーバーカップルにすることによる利点は大きい。

表 5-4 : 高周波入力結合器の外部 Q 値の比較

($E_{acc} = 31.5 \text{ MV/m}$, $I_b = 10 \text{ mA}$ の場合)

	Matched condition	Over-coupling
Beam β	β_0	$1.55 \beta_0$
Q_{in}	3.1×10^6	2.0×10^6
Half bandwidth	210 Hz	325 Hz
Input RF power	315 kW	330 kW

入力結合器の結合度を 2×10^6 に設定するために、図 5-8 に示すエンドセル形状をもつ単セルモデル銅空洞について、アンテナ先端の突き出し位置と外部 Q 値との関係を HFSS を用いて計算した結果を図 5-9 に示す。ここで、HFSS の計算結果として得られる S11, S21, Δf (バンド幅) から、入射電力 (P_{in}) を基準として、それぞれ反射電力 (P_{ref})、透過電力 (P_{ext})、 Q_L が求められ、縦測定における空洞性能の計測と同様な方法を用いて、次式から空洞損失 (P_o) および空洞の Q 値 (Q_o) を求める。

$$P_o = P_{in} - P_{ref} - P_{ext} \quad (5-3)$$

$$\beta^* = \frac{1 \pm \sqrt{P_{ref}/P_{in}}}{1 \mp \sqrt{P_{ref}/P_{in}}} \quad (5-4)$$

$$\beta_{ext} = P_{ext}/P_o \quad (5-5)$$

$$\beta_{in} = \beta^* \cdot (1 + \beta_{ext}) \quad (5-6)$$

$$Q_o = Q_L \cdot (1 + \beta_{in} + \beta_{ext}) \quad (5-7)$$

ここで、9 セル空洞との結合度を求めるために、空洞の蓄積エネルギーを 9 倍とし、式 3-6 より、

$$Q_{ext} = 9 \times P_o \cdot Q_o / P_{ext} \quad (5-8)$$

から外部 Q 値 (Q_{ext}) を計算することができる。この結果から、アンテナ先端がビーム軸より 32 mm の位置になるように、アンテナ長が設計された。

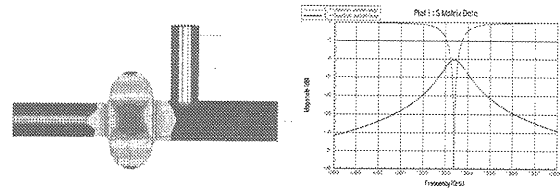


図 5-8 : モデル空洞における電界強度 (右) および S11, S21 の計算結果 (左)

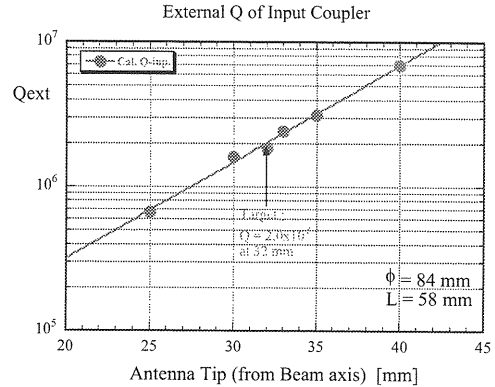


図 5-9 : 入力結合器のアンテナ先端の突き出し量に対する外部 Q 値の計算結果

5.4. 高調波モード

STF ベースライン空洞における、高調波モードの周波数分布の計算結果を図 5-10 に示す。単極、2重極、4重極および6重極の各高調波モードについて、それぞれ 50 番目までのモードの周

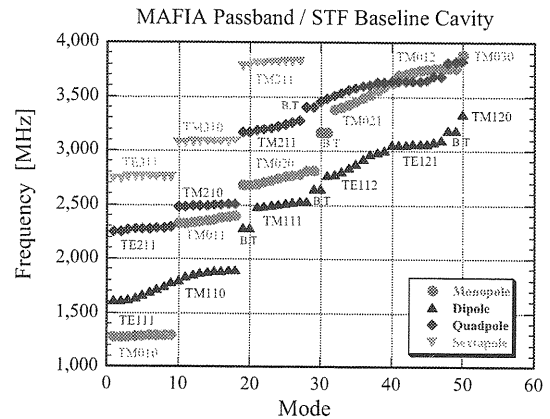


図 5-10 : 単極、2重極、4重極、6重極の各高調波モードの周波数分布

波数がまとめられており、製作された空洞での測定において、これらの各モードの周波数の同定が行われた。

モノポールモードおよびダイポールモードのパスバンドの周波数分布とそれらのインピーダンスが図5-11と図5-12にそれぞれ示されている。各モノポールモードのインピーダンス $(\frac{R}{Q})_i$ [Ω] は、ビーム軸上 ($r=0$) において、

$$\left(\frac{R}{Q}\right)_i = \frac{V_{Z_i}^2(r=0)}{\omega_i W} \quad (5-9)$$

で与えられる。また、ビーム軸から ($r=a$) 離れた場所において、各ダイポールモードのインピーダンス $(\frac{R_T}{Q})_i$ [Ω/m] は、

$$\left(\frac{R_T}{Q}\right)_i = \frac{1}{2k_i \cdot a^2} \cdot \frac{V_{Z_i}^2(r=a)}{\omega_i W} \quad (5-10)$$

で計算される。このとき、

$$V_{Z_i}(r) = \int_0^L E_{Z_i}(z, r) \cdot e^{ik_i z} dz \quad (5-11)$$

であり、ここで、 $k_i = \frac{2\pi f_i}{c}$ である。

ビームが各モノポールモードに与えるエネルギー、すなわち高調波モードの損失は、次式で与えられ、

$$P_{HOM} = I_b^2 \cdot \left(\frac{R}{Q}\right)_i \cdot Q_{L,i} \cdot \exp\left\{-\left(\frac{\omega_i \sigma_z}{c}\right)^2\right\} \quad (5-12)$$

ここで、 I_b はビーム電流、 σ_z はバンチの空間的長さである。高調波の位相速度がビームの速度と同様になるときに R/Q が大きな値となり、特に $TM_{011} \cdot \pi/9, 2\pi/9, 3\pi/9$ モードについては、 Q_L を $1 \sim 5 \times 10^4$ 程度以下にする必要がある。10mA のビーム電流の場合には、高調波損失として $\sim 300W$ 程度の出力が見積もられる。

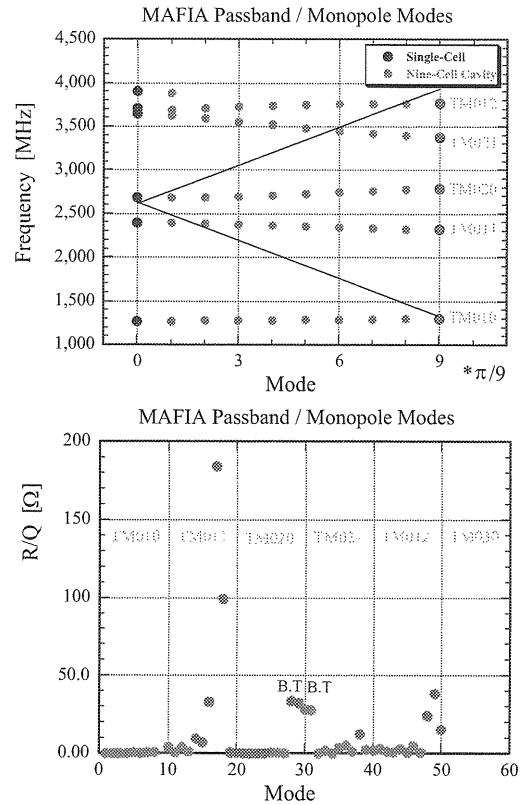


図5-11：モノポールモードのパスバンドの周波数分布（上）とインピーダンス（下）

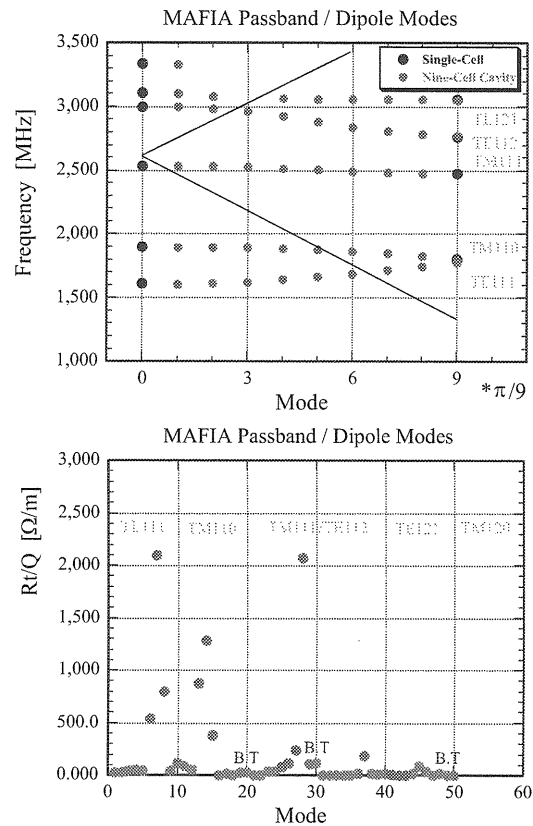


図5-12：ダイポールモードのパスバンドの周波数分布（上）とインピーダンス（下）

6. 加速モードの周波数調整

6.1. プリチューニング

製作完成時の空洞は、製作誤差などの要因により各セルの電界強度が一樣ではなく、また共振周波数も目標周波数よりズレている。加速モードの周波数を $2K$ での運転周波数に合わせ、かつ各セルの電界強度を均一にするためにプリチューニングを行う。

6.1.1. 9セル空洞の等価回路

9セル空洞の等価回路を図6-1に示す。セル間結合度が弱く、結合定数 C_k を通じて隣接するセルとのみ結合すると仮定し、以下の式が得られる。[4]

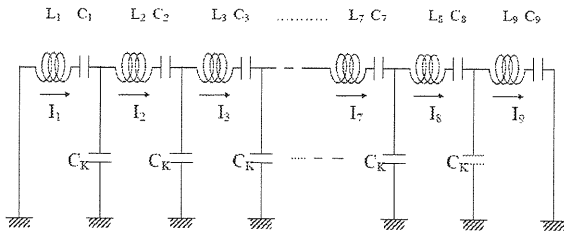


図6-1：9セル空洞の等価回路

9セル空洞での共振周波数が (f) のときに、 i 番目のセルの共振周波数を (f'_i) とすると、

センター部セル ($i=2\sim 8$) については、

$$\frac{f'_i}{f} = \frac{1}{\sqrt{1 - k \frac{I_{i-1} + I_{i+1}}{I_i}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + k \frac{E_{i-1} + E_{i+1}}{E_i}}} \quad (6-1)$$

エンドセル ($i=1, 9$) については、

$$\frac{f'_{1,9}}{f} = \frac{1}{\sqrt{1 - k \frac{I_{2,8}}{I_{1,9}}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + k \frac{E_{2,8}}{E_{1,9}}}} \quad (6-2)$$

となり、ここで、

I_i は、 i 番目のセルの電流密度、

E_i は、 i 番目のセルの電界強度 ($E_i \propto |I_i|$) である。

$2k$ は、セル間結合度 (cell-to-cell coupling) と呼ばれ、9セル空洞の0モードの周波数 (f_0) と π モードの周波数 (f_π) から次式で与えられる。

$$k = \frac{f_\pi - f_0}{f_\pi + f_0} \quad (6-3)$$

目標周波数 (F_{target}) において、電界平坦度が100%になる理想的な場合には、

$$I_1 = -I_2 = I_3 = \dots = -I_8 = I_9 \quad (6-5)$$

となるので、 i 番目のセルの目標周波数 (F'_i) とすると、

センター部セル ($i=2\sim 8$) については、

$$\frac{F'_i}{F_{\text{target}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 2k}} \quad (6-6)$$

エンドセル ($i=1, 9$) については、

$$\frac{F'_{1,9}}{F_{\text{target}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + k}} \quad (6-7)$$

となり、したがって、各セルの修正すべき周波数として、

$$\Delta f_i = F'_i - f'_i \quad (6-8)$$

が、得られる。

各セル毎の目標周波数との差が、出来るだけ最小値となるように各セルを永久変形させて、目標とする電界平坦度が達成されるまで、変形を繰り返し行わなければならない。

6.1.2. プリチューニング

ビーム軸に沿った加速モードの電界強度分布は、ビーズ摂動法によって測定され、共振周波数の変化量 (Δf) と電界強度 (E) は、 $E \propto \sqrt{\Delta f}$ で関係づけられる。#4 空洞の受け入れ時とプリチューニング後の電界強度分布を図6-2に示し、このときの各セルの目標周波数からのズレの分布を図6-3に示す。空洞受け入れ時の測定から、各セルの周波数は ± 400 kHz程度の製作精度で製造されていることが分かり、98%以上の電界平坦度を達成するためには目標周波数からのズレを ± 100 kHz以下にプリチューニングにより調整しなければならない。#1 空洞で行われたプリチューニング前後での加速モードの電界強度分布の変化を図6-4に示し、このときに永久変形として加えられたダンベル長の変化を、図6-5に示す。プリチューニングにより空洞の共振周波数を目標周波数に調整するために、各ダンベルに1 mm以上の永久変形が起こるように、延ばして調整していることが分かる。図6-6には、TM010モードのパスバンド周波数の計算値と測定結果が示されている。ここでNセル空洞のTM010-m π /Nモードのパスバンドの周波数 (f_m) は、 k (式6-3) を用いて、

$$f_m = \left\{ 1 + 2k \cdot (1 - \cos(m\pi / N)) \right\}^{\frac{1}{2}} \cdot f_0 \quad (6-9)$$

により与えられる。これらのパスバンドは、縦測定において、特定のセルに高い加速電界を発生させることにより、各セルの高電界性能を評価するときに用いられる。

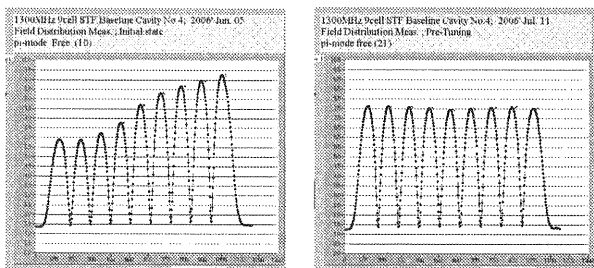


図6-2 : #4 空洞受け入れ時 (63%、左) とプリチューニング後 (98%、右) の電界強度分布

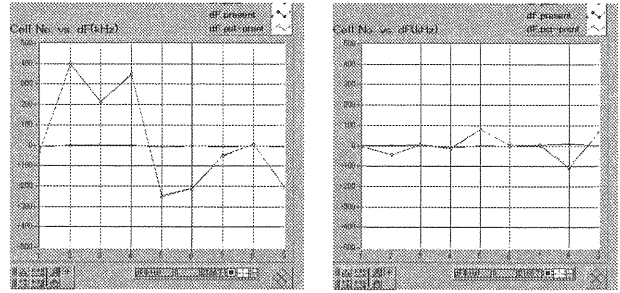


図6-3 : #4 空洞のセル毎の周波数誤差の分布 (左) 受け入れ時の $\Delta f = \pm 400$ kHz、(右) プリチューニング後の $\Delta f < \pm 100$ kHz

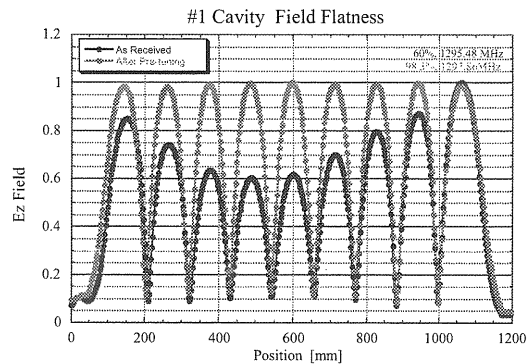


図6-4 : プリチューニング前後での加速モードの電界強度分布 (前60%、後98.3%)

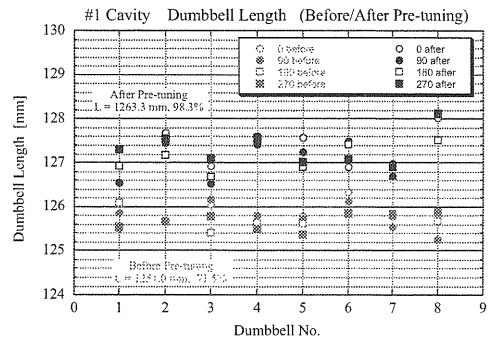


図6-5 : プリチューニング前後のダンベル間隔の長さ変化

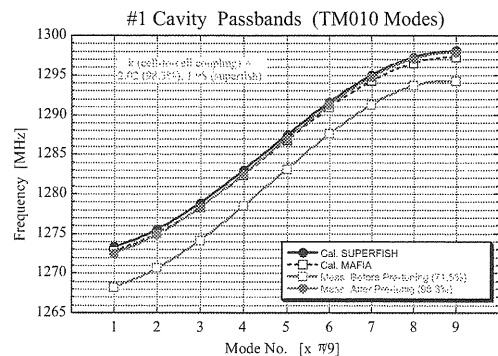


図6-6 : TM010モードのパスバンド周波数

6.2. 各処理工程における周波数変化

S T F ベースライン空洞 4 台の受け入れ時における周波数、空洞全長、電界平坦度を表 6 - 1 に示す。設計値に対して、製作完成時の周波数は約 2.5 MHz 低く、空洞全長は 8 mm 程度短い（# 4 空洞では、アイリス部の溶接条件を変えたことにより、改善が見られる）。さらに精度よく空洞を製作するためには、設計周波数値の見直しを含め、溶接条件、溶接縮み、溶接時の熱変形の影響などの再検討を要する。表 6 - 2 にプリチューニング後の周波数、空洞全長、電界平坦度を示す。また、各表面処理工程における周波数変化のまとめを表 6 - 3 に示す。プリチューニングにおける目標周波数は、1 2 9 7. 5 MHz であり、下記のことことが考慮され決定された。

1. 運転周波数 = 1 3 0 0 MHz
2. 運転時のチューナー荷重による周波数変化
= + 5 0 0 kHz (約 2 mm の引っ張り)
3. 4 K から 2 K への減圧による周波数変化
= - 2 kHz
4. 室温から 4 K への冷却による周波数変化
= + 2 4 0 0 kHz
5. 最終表面処理 (EP-II) 5 0 μ m の電界研磨
= - 4 0 0 kHz

(縦測定時に空洞は、チタン製サポート治具で全長が固定されているため、2 K への減圧による周波数変化は小さい。また、空洞内を大気圧から真空にすることによる誘電率の変化から生じる周波数変化は無視している。)

プリチューニング後の空洞全長は、1 2 6 2. 7 ± 1. 2 mm であり、設計値より約 4 mm 長いですが、これは空洞間に接続されるベローによって調整されることになる (図 5 - 6 参照)。

ここで注意しなければならないことは、縦測定終了後の測定において、どの空洞も電界平坦度が 9 4 ~ 9 5 % 程度に低下していることであり、その原因として、輸送時の取り扱いによる変形、最終電解研磨での治具装着による変形、あるいは、電解研磨による各セルでの不均一な研磨量などが考えられるが、その改善方法については、今後の検討事項でもある。

表 6 - 1 : S T F ベースライン空洞 4 台の受け入れ時の周波数、空洞全長、電界平坦度

	周波数	空洞全長	電界平坦度
設計値	1298.00 MHz	1259.0 mm	99 %
# 1 空洞	1295.48 MHz	1251.0 mm	60 %
# 2 空洞	1295.74 MHz	1250.5 mm	25 %
# 3 空洞	1295.50 MHz	1250.5 mm	69 %
# 4 空洞	1297.21 MHz	1254.5 mm	63 %

表 6 - 2 : プリチューニング後の周波数、空洞全長、電界平坦度

	周波数	空洞全長	電界平坦度
# 1 空洞	1297.63 MHz	1263.9 mm	97 %
# 2 空洞	1297.57 MHz	1261.5 mm	98 %
# 3 空洞	1297.46 MHz	1262.0 mm	98 %
# 4 空洞	1297.51 MHz	1261.8 mm	98 %

表 6 - 3 : 各工程における周波数の変化量 [kHz]

空洞	# 1	# 2	# 3	# 4
CBP&EP-I	-1351.	-1451.	-1460.	-1899.
Anneal	+82.	+90.	+19.	+107.
Pre-tuning	+3862.	+3186.	+3401.	+2091.
EP-II	-390.	-385.	-380	*
300 K to 4 K	+2300.	+2344.	+2377.	*
4 K to 2 K	-1.9	-2.4	-2.3	*

(EP-I = 100 μ m / #1, #2, #3, 120 μ m / #4, EP-II = 50 μ m, * = 未測定)

6.3. 縦測定のための高周波設計

縦測定の前に、計算を行い知っておく必要のある設計値として、目標とする加速電界を達成するために必要とされる高周波電力、端板フランジ面での高周波損失、縦測定用入力ポートのアンテナ位置とその外部 Q 値などがある。

6.3.1. 必要とされる高周波電力

加速電界 (Eacc) は、9セル空洞の加速モードのインピーダンス R/Q (式3-10) を用いて、

$$E_{acc} = \frac{\sqrt{R/Q}}{L_{Cavity}} \cdot \sqrt{P_0 \cdot Q_0} \quad (6-10)$$

で与えられ、空洞損失 (P_0) をパラメーターとした加速電界と空洞の Q_0 値との関係が図6-7に示されている。35 MV/mの加速電界を 5×10^9 の Q_0 値で達成するときの空洞損失は約250Wとなり、高周波アンプから空洞の入力ポートまでの高周波ケーブルでの損失 (約10~15%)などを考慮し、300W程度の高周波電力が縦測定において必要とされる。

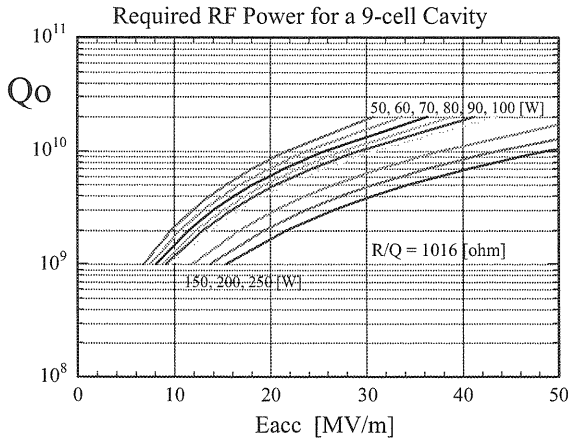


図6-7: 加速電界と空洞損失との関係

6.3.2. 端板フランジでの高周波損失

縦測定において、両側のビームパイプ端板はステンレス製フランジと接合され、その内面では高周波損失が生じるため、見かけ上の空洞の残留抵抗値を増加させて、達成される Q_0 値を低下させることになるので注意を要する。この影響による残留抵抗の増加分 (ΔR_{res}) は式3-7から、

$$\Delta R_{res} = \frac{G}{Q_{end}} = G \cdot \frac{P_{end}}{\omega W} \quad (6-11)$$

を用いて見積もることができる。ここで、端板での高周波損失 (P_{end}) は低温でのステンレスの高

周波表面抵抗から SUPERFISH などの解析コードを用いて計算できる。STF ベースライン空洞の両側のビームパイプ長は、インプット側が120 mm、モニター側が100 mmであり、残留抵抗の増加分として、それぞれ1 nΩ および7 nΩ の計算結果が得られた。したがって、モニター側の端板フランジについては、その残留抵抗を減らすために、端面がさらに20 mm遠くなるような凹型のフランジ面を用いることにより対応している。この対策により残留抵抗の増加分は、両端で約2 nΩ となり予想される残留抵抗約10 nΩ の20%程度にまで影響を小さくできることになる。

6.3.3. 入力ポートのアンテナ位置とストローク

縦測定で4.2 Kから2 Kへの温度変化において、式3-3に示されるように BCS 抵抗の温度依存性によって、 Q_0 値は $\sim 10^8$ から $\sim 10^{10}$ へ2桁大きくなる。したがって、空洞の Q_0 値との整合をとるために、縦測定用インプットカップラーの結合度を可変とすることが必要である。高周波入力結合器の場合と同様な方法を用いて、図6-8に示すように、このモデル空洞についてアンテナ位置と外部 Q 値との関係の計算結果を示す。ストロークとしては15 mm程度あれば十分であり、得られたアンテナ先端位置を考慮して、要求される縦測定用インプットカップラーのニオブ製アンテナの長さを決定することができる。

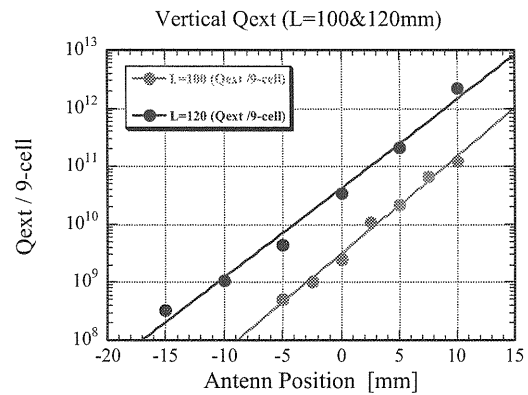
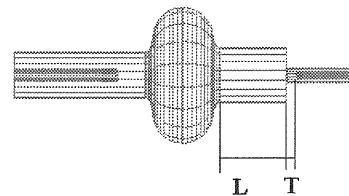


図6-8: 縦測定用入力ポートのモデル空洞(上) およびアンテナ位置と外部 Q 値との関係(下)

7. 高周波入力結合器

表 7-1 : 高周波入力結合器の基本仕様

7.1. 高周波入力結合器の構成

高周波入力結合器は、低温部同軸カップラー、室温部同軸カップラー、および同軸導波管変換器から構成されており、入力結合器の製作完成後には、低電力による各構成部品の高周波特性の測定および大電力パルス高周波源システムを用いた大電力試験装置でのRFプロセスが行われる。TESLA空洞用高周波入力結合器を図7-1に示す。また、STFベースライン空洞用高周波入力結合器の概念図を図7-2に示し、この基本仕様を表7-1にまとめている。ここでは、高周波入力結合器の高周波設計および製作、高周波測定についての説明をする。

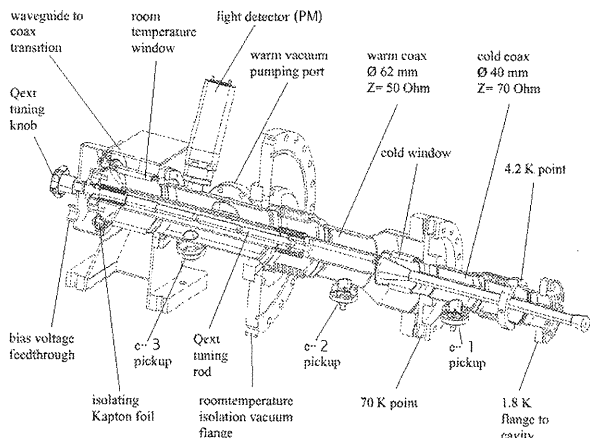


図 7-1 : TESLA 空洞用高周波入力結合器 (TTF-III タイプ) [5]

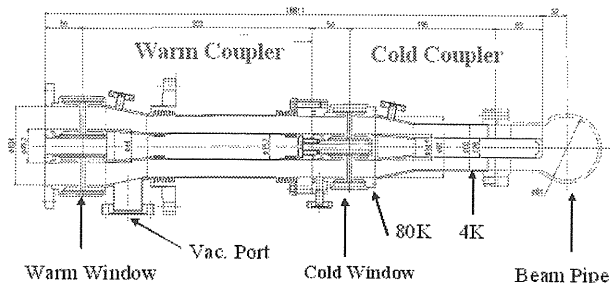


図 7-2 : STF ベースライン空洞用高周波入力結合器の概念図

周波数	1.3 GHz
パルス運転	1.5 msec, 5 Hz
ビーム電流	10 mA
運転加速電界	31.5 MV/m
入力高周波電力	350 kW
外部 Q 値	2.0×10^6

7.2. STF ベースライン空洞用入力結合器

STF 用入力結合器では、TESLA 用入力結合器のように結合度を可変にする機構はなく、構造を簡略化しコストを低減するために結合度を固定としている。真空窓には、これまでの使用経験や実績のある TRISTAN タイプの同軸円板型セラミクス窓が、低温部と室温部の両方に用いられている。低温部カップラーはクリーンルーム内で空洞に取り付けられ、空洞真空と同一環境となるため内面の清浄化が重要である。室温部カップラーは、クライオスタット外部より接続され、室温窓と低温窓の間の同軸部および内導体の内部は、別系統で真空排気される。冷却時の熱収縮による変形応力を緩和するために、室温部の内外導体の2箇所ベローが挿入されている。計測用として、アークセンサーおよび放出電子検出プローブ用のポートが取り付けられている。チョーク構造をもつ高周波窓および各同軸部は、 50Ω で整合がとれるような形状寸法に最適化され、ドアノブ型同軸導波管変換器を用いて、大電力高周波システムに接続する。外部からの熱侵入を防ぐために、低温窓部を80 Kで、空洞ポートとの接続フランジ部を5 Kで冷却する。この熱侵入の計算結果を、表7-2に示す。板厚1 mmのステンレスに $5 \mu\text{m}$ の極薄銅メッキからなる低温部外導体から5 Kへの熱伝導負荷 (Static loss) が1.1 Wとなり、350 kW入力時の高周波損失 (Dynamic loss) 0.2 Wより大きくなっているため、この部分には改善の余地が残されている。

表 7-2 : 熱侵入の計算結果

	80 K	5 K	2 K
Static Loss [W]	5.0	1.1	0.05
Dynamic Loss [W]	3.0	0.2	0.03

7.3. 高周波窓

高周波窓には、純度95%のアルミナ製セラミクス（HA95）が用いられ、内外同軸部には整合をとるためにチョーク構造となっている。80Kでの低温で使用されるため、セラミクス単体で液体窒素を用いた熱衝撃の熱サイクル試験を行った後で、真空面となる表面にTiNコーティングを行っている。高周波窓の構造を決める主なパラメーターとしては、セラミクスの厚さ・内径・外径、チョーク先端とセラミクス表面とのギャップ間隔、チョークの深さなどが重要な寸法形状であり、HFSSを用いて最適化される。製作形状での低温窓部の電界分布と周波数特性を図7-3に示す。代表例として、低温窓のセラミクスの厚さおよびセラミクスの比誘電率をパラメーターにしたときの計算結果を図7-4に示し、室温窓の内径および比誘電率をパラメーターとする計算結果を図7-5に示す。ここで、セラミクスは、機械的強度とメタライズ面積の確保から厚いほうが好ましいが、周波数特性からは薄いほうが良い。また、セラミクスの内径については、小さくすれば高周波特性が良くなるが、内導体との接合面での電界強度が大きくなる。特に、室温窓については、低温部内導体との接合するネジ止めを室温部内導体内部に工具を挿入して行わなければならないので、できるだけ拡げたい。チョーク部の深さについては、深くすれば高周波特性が良くなるが、窓部が長くなるなど、様々な要因を考慮した上で、総合的に判断して形状を決定しなくてはならない。ここで用いるセラミクスの比誘電率については、8.8~9.2程度であるが、さらに99.7%以上の高純度セラミクスでは、約10と大きくなる。最終的に低温窓用セラミクス（6.2t、外径92mm、内径22mm）および室温用セラミクス（6.6t、外径116mm、内径30mm）が製作され、チョーク先端とのギャップ間での電界強度を下げるために、その間隔を3mmとした設計を行った。高周波窓のロー付けは2段階で行われ、まず高温でセラミクスの内径部と外径部に薄肉銅円筒との接合を行った後、チョーク部を含む内導体と外導体の同軸部の最終ロー付けが行われる。製作完成後には、クリーンルーム内での超純水による洗浄および乾燥が行われ、各構成部品との組み立てが行われる。

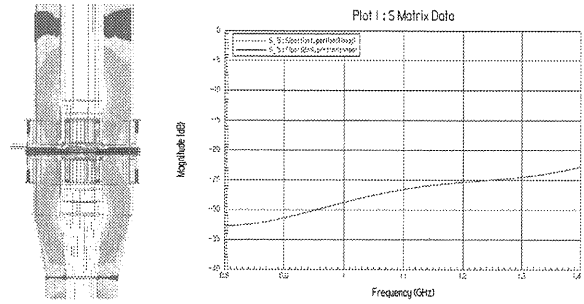


図7-3：低温窓のS11の周波数特性

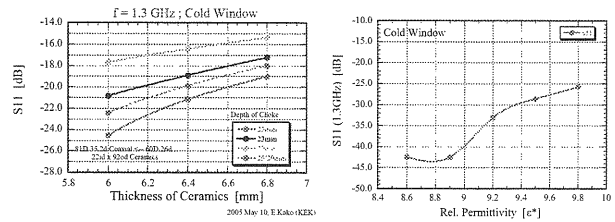


図7-4：低温窓のセラミクスの厚さとS11の関係（左）、およびセラミクスの比誘電率とS11の関係（右）

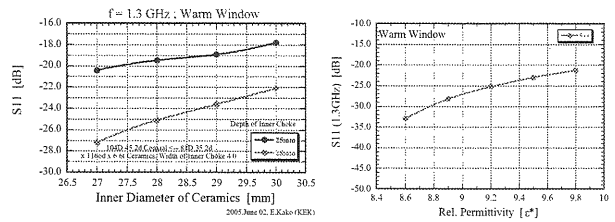


図7-5：室温窓のセラミクスの内径とS11の関係（左）、およびセラミクスの比誘電率とS11の関係（右）

7.4. ドアノブ型同軸導波管変換器

ドアノブ型同軸導波管変換器は、高周波源から導波管を通して供給される高周波（TE₀₁モード）を入力結合器の同軸モード（TEMモード）にモード変換するための機器である。図7-6にドアノブ変換器の計算モデルを示す。整合条件を得るための主なパラメーターとしては、ドアノブ本体の半径(R)と高さ(H)、および導波管の幅(W)と短絡板の位置(D)である。TEモードからTEMモードへの変換が過渡的な場所に室温窓が設置されるため、室温窓を含めたドアノブ変換器の設計を行うことが重要であり、図7-7に製作

形状での電界強度分布と周波数特性を示す。各寸法パラメーターの変化に対する S11 の依存性が図 7-8 に示されており、製作誤差による高周波特性の許容感度について、0.5 mm 程度の製作精度があれば充分であることが分かる。ドアノブ型同軸導波管変換器を含む高周波入力結合器全体での電界強度分布および周波数特性の計算結果を図 7-9 に示す。350 kW 投入時には、最大電界強度として 770 kV/mm が見積もられる。大電力仕様であるため、ボルトによる接合部では十分な接触圧力が得られることと、清浄で滑らかな表面仕上げが必要となる。セラミックスの破損などによる大量リークの方の場合に備えて、テフロン製のバックアップリングをドアノブ変換器と室温窓の接合部に挿入しておけば、被害を軽減できる。また、室温窓の内導体と銅製ドアノブ部を接合したときに、製作誤差により生じる余計な応力をセラミックスに加えないように、ドアノブ本体は薄肉銅板（～1 t 以下）からスピニング加工で作製して、変形しやすい構造にしておくことが重要である。

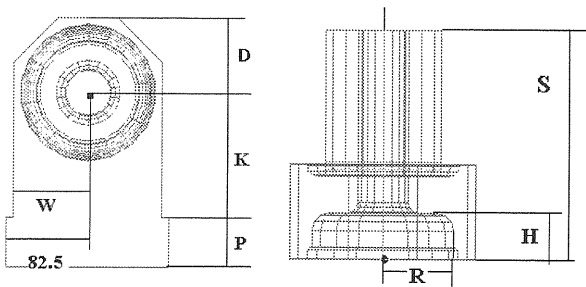


図 7-6 : ドアノブ変換器の計算モデル

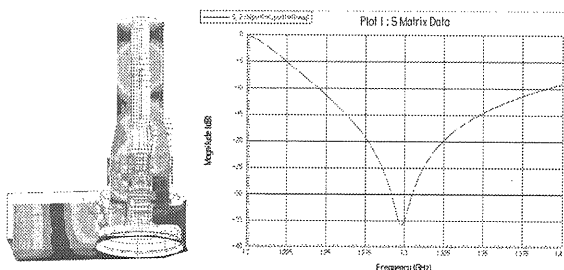


図 7-7 : 室温窓を取り付けたドアノブ変換器の電界強度分布 (左) と S11 の周波数特性 (右)

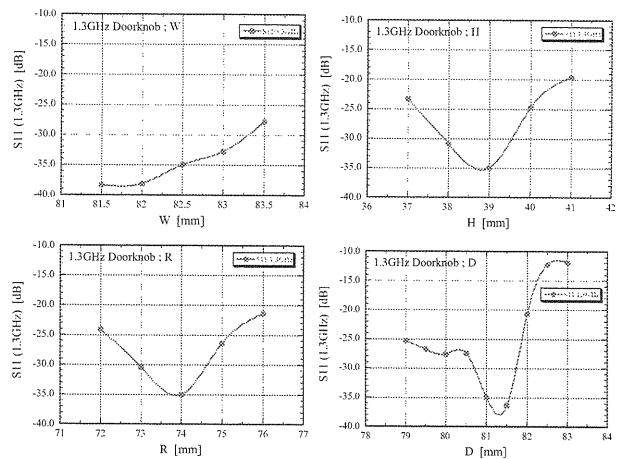


図 7-8 : 室温窓を取り付けたドアノブ変換器の各寸法パラメーターの変化に対する S11 の依存性 ; (W, H, R, D)

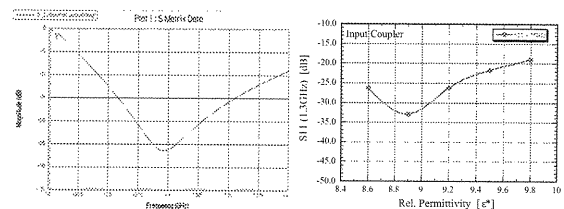
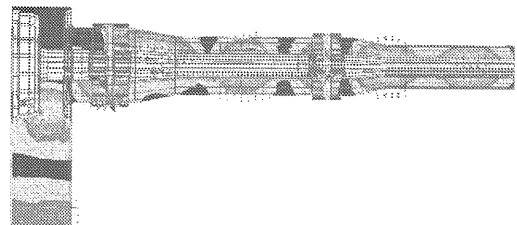


図 7-9 : 入力結合器全体での電界強度分布 (上)、S11 の周波数特性 (下、左) および比誘電率と S11 との関係 (下、右)

7.5. 結合導波管

結合導波管は、入力結合器の大電力試験を行うための内面を銅メッキしたステンレス製の真空容器であり、2本の低温部カップラーが取り付けられる。中央部はフランジ接合され、シール材にはインジウムワイヤーが用いられる。真空排気用ポートや内部を観測するための覗き窓用ポートが取り付けられる。図 7-10 に示す計算モデルを用いて、各寸法の最適化形状が求められる。ここでは、図 7-11 に示されるように 2 次モードを用いて、1.3 GHz で整合がとれるように調整

されている。最終的には、図7-12に示すように、低温部高周波窓までを含めた計算を行い、カップラー間距離 (P)、短絡板位置 (D)、アンテナ突き出し位置 (T) が決定された。

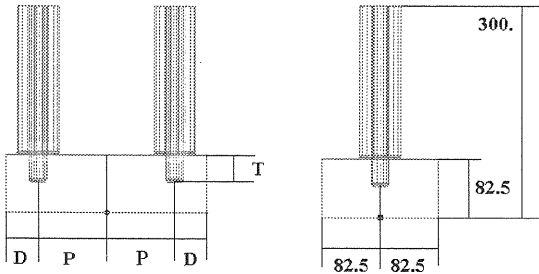


図7-10：結合導波管の計算モデル

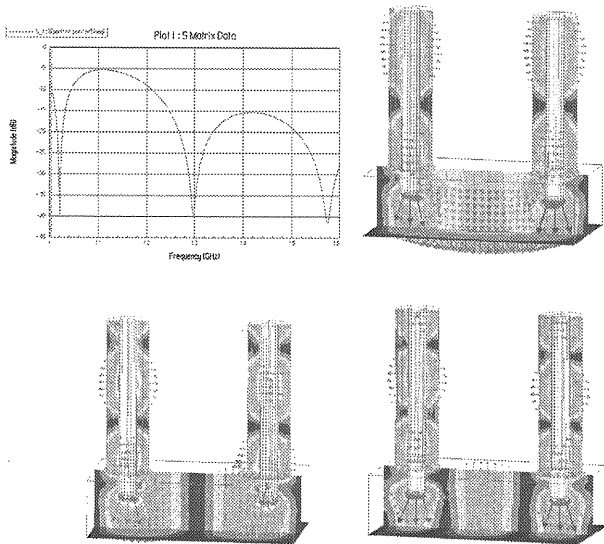


図7-11：結合導波管のS11の周波数特性、1次モード (1.02 GHz) と2次モード (1.3 GHz)、3次モード (1.58 GHz)

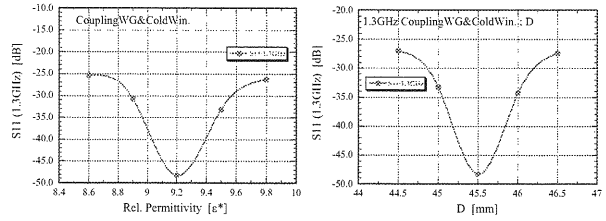
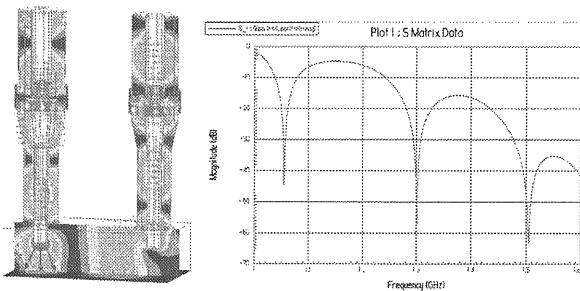


図7-12：低温部カップラーを組み立てた結合導波管の各種高周波特性

7.6. 入力結合器の高周波測定

作製された高周波入力結合器の各構成部品は、単体での高周波特性の測定が行われ、設計時の計算結果との比較確認が行われた。特に、ドアノブ型同軸導波管変換器については、図7-13に示すように短絡板位置を可変にして高周波特性を測定し、最適な位置に調整を行った後、溶接により固定された。

高周波入力結合器は、図7-14に示すように大電力試験用の装置に組み立てられ、最終的に全体システムとしての周波数特性の測定が行われ、1.3 GHzでの運転時には、反射電力が入射電力の1%程度になることが確認された。

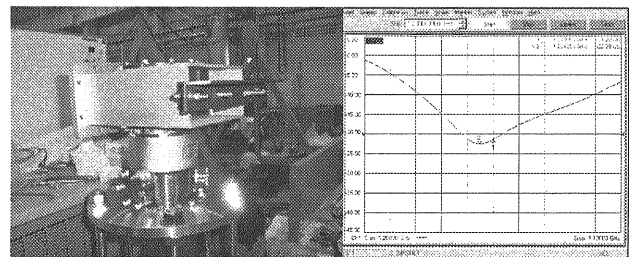


図7-13：ドアノブの短絡板の位置調整による周波数特性の測定、(S11= -21.3 dB at 1.3 GHz)

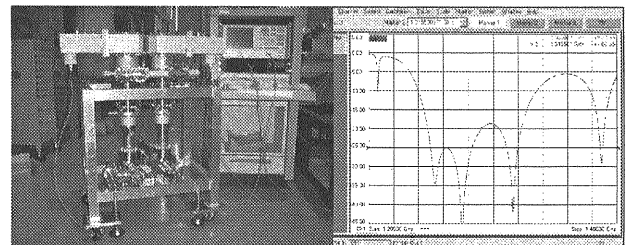


図7-14：入力結合器の大電力試験装置組み立て時における周波数特性の測定、(S11= -18.8 dB at 1.3 GHz)

8. 高調波出力結合器

8.1. TESLA空洞用HOMカップラー

TESLA空洞に用いられている2種類のHOMカップラーを図8-1に示す。空洞開発の初期の段階において、両方のタイプが製作され試験が行われたが、現在ではすべてのTESLA空洞で溶接タイプが用いられている。溶接タイプは、構造が簡単であり、ノッチ周波数の調整を上部のギャップを変形させて容易に行うことができ、空洞の表面処理時に同時に清浄にすることができるなどの利点がある。

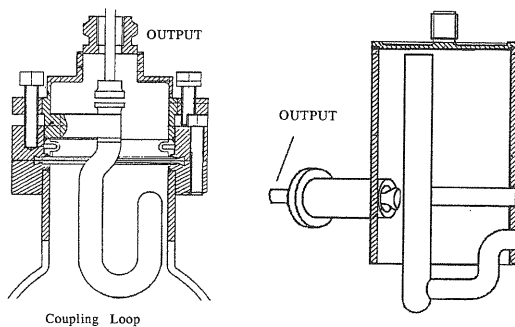


図8-1：装着タイプ（左）と溶接タイプ（右）のTESLA空洞用HOMカップラー [6]

8.2. STFベースライン空洞用HOMカップラ

STF空洞用に開発されたHOMカップラーを図8-2に示す。2種類のHOMカップラーは、両端のビームパイプに上部を基準としてそれぞれ110度傾いた方向で溶接される。Iタイプの構造は、TESLA空洞用の溶接タイプと類似しているが、内部アンテナ部を固定する溶接が1箇所にとどめられ、製造工程が簡略化された。Lタイプについては、チタン製ヘリウムジャケットの胴部シリンダーを空洞に装着する際の高さ制限より、アンテナ部をL字型に曲げることでHOMカップラー全体を短くすることが考案された。IタイプとLタイプの6GHzまでの広帯域周波数特性の計算と測定結果を図8-3に示す。両タイプの2番目のストップバンドが、4GHzと4.5GHzで異なることによって、この周波数領域をお互いに補填することが可能となる。ノッチ周波数の調整はTESLA用と同様に、上部のギャップを変形させて調整を行い、空洞の電解研磨による影響や冷却による変化などを考慮した上で、室

温で目標周波数に合わせておく必要がある。図8-4にノッチ周波数の調整を行った後のそれぞれのフィルター特性を示す。

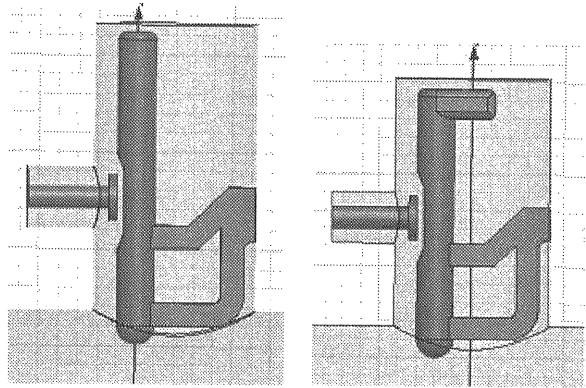


図8-2：Iタイプ（左）とLタイプ（右）のSTFベースライン空洞用HOMカップラー

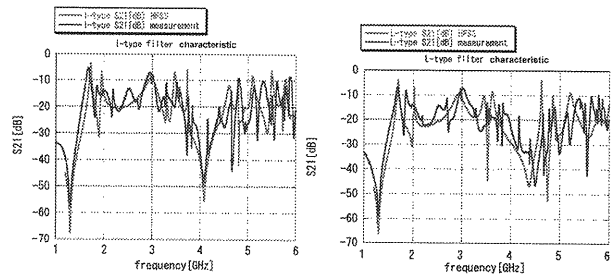


図8-3：Iタイプ（左）とLタイプ（右）の広帯域特性の計算と測定結果（1～6GHz）

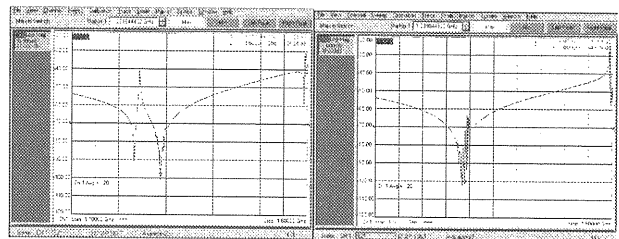


図8-4：Iタイプ（左）とLタイプ（右）のフィルター特性における調整後のノッチ周波数

8.3. アンテナ周辺における電磁界分布

HOMカップラー内部のアンテナ周辺における磁界強度の分布を図8-5に示す。アンテナを固定する溶接部根元周辺での磁界強度が特に大きく、

ピックアッププローブ周辺でも広い範囲で磁界が強いことが分かる。ピックアッププローブのアンテナ先端での磁界強度は、計算結果から空洞内の最大表面磁界の5%程度と見積もられ、加速電界が20 MV/mのときには約3300 A/mの表面電流がアンテナ先端で存在することになる。空洞の縦測定において、このニオブ製のピックアッププローブのアンテナ先端での発熱を原因とする数十秒のゆっくりした Q_0 値の低下現象および数十分を要する Q_0 値の回復時間が観測され、アンテナ先端部が熱的に孤立した状態にあり十分な冷却が行われていないことが判明した。デューティの非常に小さいパルス運転では、高電界でも問題とならないと思われるが、連続運転を想定する場合には、冷却効率を上げる改善を行う必要がある。

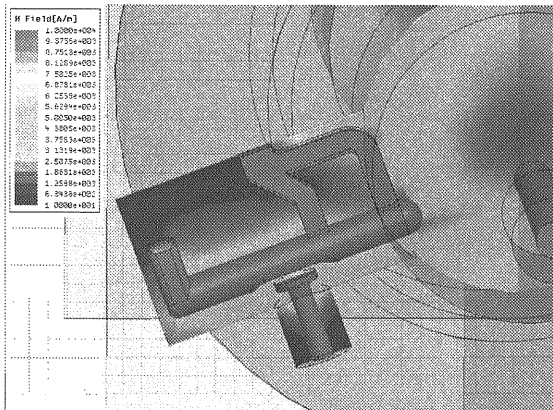


図8-4：アンテナ周辺における電磁界分布

9. 周波数チューナー

9.1. 周波数チューナーの機能

周波数チューナーは、製作・調整の誤差、又運転状況の変化による周波数変化を遠隔調整する為の機器で、一般的には空洞の体積を変える方式がとられる。空洞の製作方法、形状、アライメントへの要求精度、周波数に対する外乱の性質等を考慮して、最適な設計を行う必要がある。ILCでの空洞運転の特殊性は高電界でのパルス運転であり、トランジェントなローレンツ・デチューニングの補償がチューナーの大きな使命となる。提案されているチューナーシステムはどれもヘリウムジャケットを介して、ビームパイプ両端に軸

方向の力を伝える構造になっている。空洞にある程度の引っ張り力を加えた状態で運転するために、オフセット用の周波数の粗調整を行うパルスモーターによるチューナー機構とパルス運転におけるローレンツ力による周波数変化の補正用の微調整を行うピエゾスタックが直列に配置された構造となっている。

9.2. スライド・ジャッキチューナー

STF9セル空洞の全長変化に対する周波数変化の依存性の測定結果を図9-1に示す。その感度($\Delta f / \Delta L$)は、300 kHz/mmであり、要求される1 MHzの周波数変化に対して、4 mm程度のストロークが必要となる。

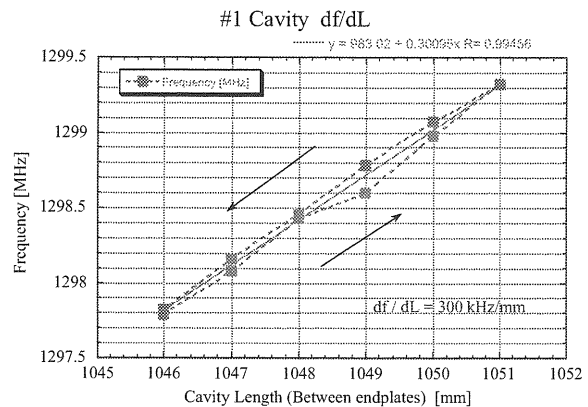


図9-1：空洞全長変化に対する周波数変化の依存性

STFベースライン空洞に用いられるスライド・ジャッキチューナーの正面図および側面図を図9-2と図9-3にそれぞれ示す。粗調整用のパルスモーターは、交換が容易に行えるように真空槽の外側に、微調整用のピエゾスタックは入力結合器ポートからのアクセスで交換可能な位置に置かれている。チタン製ジャケットフランジの対角に置かれた1対のスライドジャッキは、真空槽外部より1本のドライブシャフトにより駆動され、くさび型のローラーが傾斜部を移動することにより、空洞中心軸をずらすことなく、空洞長を調整する。スライド・ジャッキチューナーの基本仕様を表9-1にまとめて示す。ピエゾスタックは、室温でのストロークが60 μmのものを使用するが、低温ではストロークが4~5%程度にまで低下するため、周波数変化として~900 Hz程度までが対応可能となる。

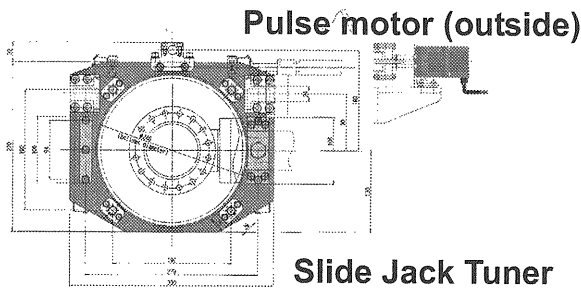


図9-2：スライド・ジャッキチューナーの正面図

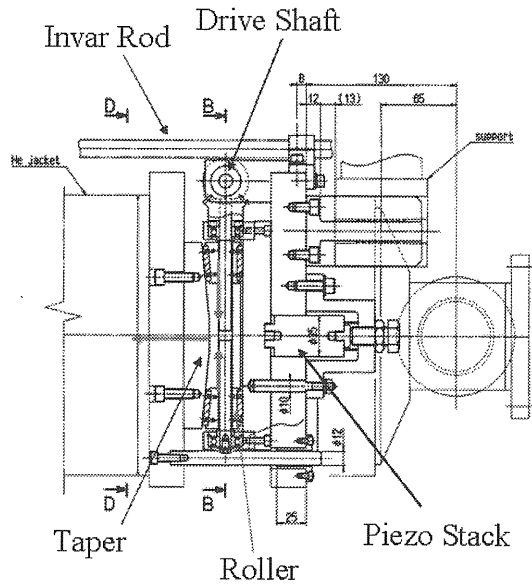


図9-3：スライド・ジャッキチューナーの側面図

表9-1：スライド・ジャッキチューナーの仕様

粗調整	ステッピングモーター	
	Sliding Wedge	2
	Stroke	< 4 mm
	Resolution	< 0.1 μm
微調整	ピエゾスタック	
	Diameter	35 mm
	Length	78 mm
	Stroke	> 3 μm (at 2K)
	Resolution	< 0.01 μm
	Maximum Load	3.5×10^4 N
	Stiffness	4.0×10^5 N/mm

10. 開発の現状

10.1. 空洞の性能測定

2005年4月よりSTFベースライン超伝導空洞の開発を開始し、現時点(2006年7月)までに4空洞の製作が完了し、3空洞について6回の低温性能試験(縦測定)が行われた。その結果を図10-1および図10-2に示す。これまでに達成された3空洞の最大加速電界は 20.5 ± 1.0 MV/mでその Q_0 値は $\sim 2 \times 10^{10}$ であり、赤道部周辺で起こっているマルチパッキングにより制限されていると推測される。また、高調波結合器の出力アンテナ先端部での発熱によって常伝導への転移が起こり Q_0 値が低下する現象や高調波結合器内部のギャップで起こるマルチパッキングによる発熱などが観測された。今後、これらの空洞は最終表面処理を再度行い、縦測定が数回行われた後に、ヘリウム槽ジャケットの装着、そして、クライオモジュールへの組み込みが行われる予定である。

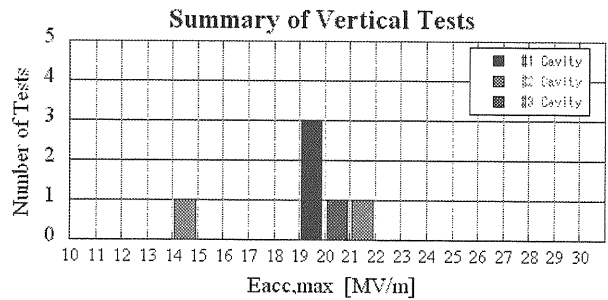


図10-1：3空洞について6回の低温性能試験で達成された最大加速電界(Eacc,max)のまとめ

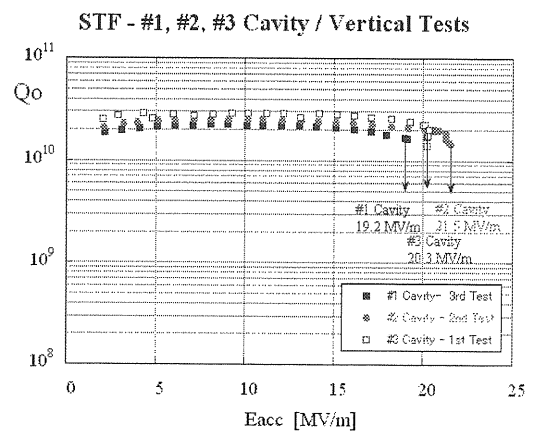


図10-2：3空洞の低温性能試験における Q_0 と加速電界(Eacc)との関係

10.2. 高周波入力結合器の大電力試験

高周波入力結合器の各構成部品は、超純水による洗浄、乾燥、組立ての各工程をクリーンルーム内で行った後、大電力高周波源システムに設置された。最初の大電力試験は、パルス幅0.1ミリ秒で1ヘルツのパルス運転で行われた。真空度の悪化が、低温部では60kWから、室温部では80kWから観測され、また同時に放出電子も検出された。大電力試験におけるRFプロセスの様子を図10-3に示す。入射電力が300kWまでに約12時間かかり、その後さらに約10時間かけて1.2MWまでのRFプロセスが行われた。今後、デューティーを増加し、パルス幅1.5ミリ秒・5ヘルツで1.5MWまでの大電力試験が行われ、クライオモジュールへの組み込みを行う準備が完了する。

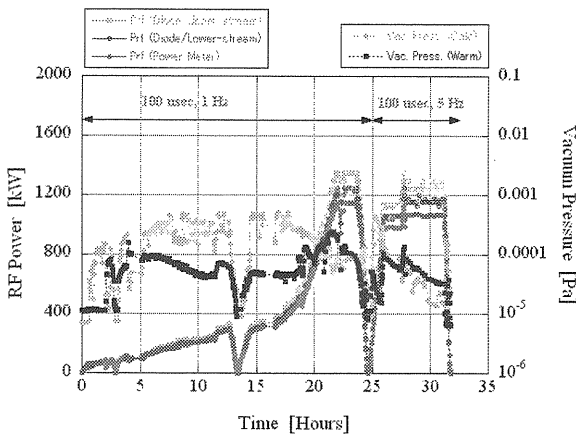


図10-3：入力結合器のRFエージング

10.3. 高調波出力結合器の外部Q値

室温と4.2Kでの高調波モードの外部Q値の測定結果を図10-4に示す。ダイポールモード(TE111, TM110)の大部分では、 10^5 以下の十分な結合が得られているが、TM011モードでは、 10^6 以上のモードが多数見られ、改善を必要とすることが分かった。これは、加速モードとの結合を抑制するために、高調波結合器のアンテナのループ方向を加速モードの磁界方向と平行にしているためであり、これを僅かにずらすことで、TM011モードとの結合が強くなり 10^5 以下にすることができると予想される。

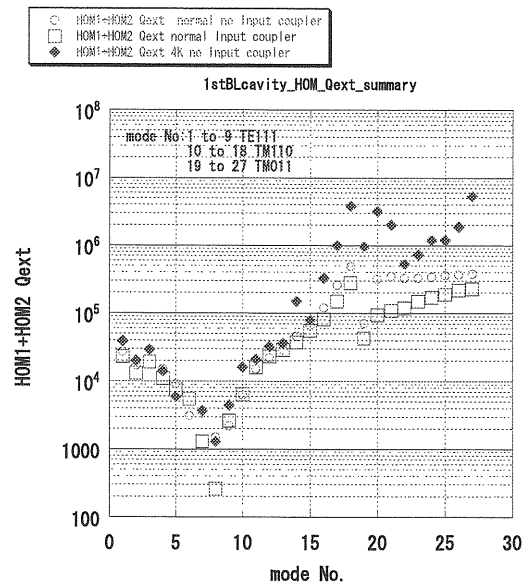


図10-4：室温および低温試験時における各モードの高調波出力結合器の外部Q値(TE111, TM110, TM011)

10.4. クライオモジュールの組立て

縦測定での空洞性能の確認後、クライオモジュールでの大電力試験を行うまでには、次の工程を経なければならない。

1. ヘリウムジャケットを溶接するために、縦測定用入力カップラー付フランジを交換する。その作業はクリーンルーム内で、空洞内にアルゴンガスを充填して行う。このとき、空洞内にゴミの侵入による表面汚染の危険性がある。
2. ヘリウムジャケットの装着が完了した空洞4台は、各空洞間をベローでフランジ接合する4連化を行い、さらに各空洞に低温部カップラーを、両端にゲートバルブを取り付ける。この作業も上記同様クリーンルーム内で行われ、空洞内にゴミの侵入による表面汚染の危険性がある。
3. 4連化した空洞は、クライオスタット内へ挿入された後、真空排気システムと連結され、トンネル内に設置される。この作業は、クリーンルーム外で行われるため、簡易クリーンブースなどが利用されるが、ゴミの侵入による表面汚染の危険性が高い作業である。

縦測定で達成された空洞性能をクライオモジュール試験まで維持するためには、各組立て工程におけるクリーン環境と信頼性の高い組立技術が

必須であり、空洞性能の向上と同様に取り組むべき重要な要素技術である。

11. おわりに

これまでに、STFベースライン超伝導空洞システムを開発するための各構成部品の設計・製作はほぼ完了しており、現在は単体での性能確認試験を行っている状況である。今後クライオモジュールへの組み込みを行い、半年後にはトンネル内での高電界試験が行われる予定である。

本講義においては、超伝導空洞の高周波設計に主眼をおいたため、ニオブ空洞本体の製作、表面処理技術、縦測定での性能評価などについては詳しく触れていない。しかし、ここにおいて説明を行った超伝導空洞システム全般にわたる開発項目の詳細は、将来の超伝導空洞を応用する広範囲な加速器開発において、有益な材料になると思う。

このテキストを作成するにあたり、2006年8月に開催された第3回日本加速器学会年会（仙台）において発表されたSTFベースライン空洞システムの開発に関連する以下の論文から多くを引用した。

野口修一、他、(TO16)

「STFベースライン超伝導空洞システムの開発」

宍戸寿郎、他、(FP42)

「STFベースライン超伝導空洞加速モードの周波数調整」

加古永治、他、(TO17)

「STFベースライン超伝導空洞用大電力高周波結合器」

渡辺 謙、他、(FP46)

「ILCベースラインのための超伝導空洞の高調波モードに関する研究」

早野仁司、他、(FO23)

「ILC用超伝導RF施設(STF)の状況」

謝辞

野口修一氏をはじめとするSTFベースライン空洞システムグループの宍戸寿郎氏、渡辺謙氏および早野仁司氏のご協力に感謝します。

参考文献

- [1] M. Liepe, et al., “Dynamic Lorentz Force Compensation with a Fast Piezoelectric Tuner”, Proc. of the 10th SRF Workshop, KEK, Tsukuba, Japan (2001) p243.
- [2] B. Aune, et al., “The Superconducting TESLA Cavities”, Phys. Rev. ST-AB, 3(9), 092001.
- [3] C. Pagani, et al., “The Fast Piezo-Blade Tuner for SCRF Resonators”, Proc. of the 12th SRF Workshop, Cornell University, Ithaca, NW, USA (2005) Tup29.
- [4] T. Tajima, et al., “Pre-tuning of TRISTAN Superconducting RF Cavities”, Proc. of the 4th SRF Workshop, KEK, Tsukuba, Japan (1989) p821.
- [5] W-D. Moeller, “High Power Coupler for the TESLA Test Facility”, Proc. of the 9th SRF Workshop, Santa Fe, NM, USA (1999) p577.
- [6] J. Sekutowicz, “Higher Order Mode Coupler for TESLA”, Proc. of the 6th SRF Workshop, CEBAF, Newport News, USA (1993) p426.