

超伝導 9 セル加速空洞の高次モードに関する研究

渡邊 謙

博士（工学）

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

平成 19 年度

目次

1. はじめに.....	10
1-1 ILC について	12
1-2. STF BASELINE 空洞と TESLA 空洞のパラメーター	14
1-3. HOM カプラに求められる性能および要求	18
1-4. 高次モードを用いた応用	20
1-5. ILC で要求されるミスアライメント量	20
1-6. 本研究の目的	24
参考文献.....	25
2. HOM カプラの設計	26
2-1. ノッチフィルターの設計	27
2-1-1. STF I-type モデルの計算	29
2-1-2. STF L-type モデルの計算	32
2-2. HOM ピックアップの設計 (ブロードバンド周波数特性)	37
2-2-1. ノッチ周波数とブロードバンド特性の測定	38
2-2-2. STF L-type カプラの改良	43
2-3. ノッチフィルターのチューニング	44
2-3-1. ノッチフィルターのチューニングおよびバンド幅の測定	45
2-4. 単セル空洞における HOM の Q_{EXT} の測定	48
2-4-1. 単セル空洞における HOM の Q_{EXT} の測定および計算	48
2-5. 耐高電磁場特性の評価	50
2-5-1. マルチパクタリングの理論と解析解	50
2-5-2. 2 ポイントマルチパクタリングレベルの計算結果	51
2-6. HOM カプラ設計のまとめ	54
参考文献.....	54
3. ニオブ製 HOM カプラの製作工程	55
3-1. 材料取りと加工方法	55
3-2. 表面処理	56
3-3. 9セル空洞への取り付け	57
3-4. 9セル空洞完成後の処理工程から横測定まで	58
参考文献.....	58
4. STF BASELINE 空洞の HOM カプラ高電界試験 (9セル空洞)	59
4-1. STF BASELINE 空洞における HOM カプラの配置	59
4-2. 縦測定での高電界試験	60

4-2-1. HOM ピックアッププローブの発熱	62
4-2-2. HOM カプラの RF プロセス	66
4-3 クライオモジュールにおける高電界試験（横測定）	68
4-3-1. クライオモジュールへの組み込み	68
4-3-2. クライオモジュール試験（横測定）セットアップ	69
4-3-3. HOM カプラの RF プロセス	71
4-4. STF BASELINE 空胴の HOM カプラ高電界試験のまとめ	71
参考文献.....	71
5. 超伝導 9 セル空胴の HOM 解析.....	72
5-1. STF BASELINE 空胴と TESLA 空胴の違い	72
5-2. 加速モードの電界平坦度の測定.....	76
5-3. HOM のパスバンド周波数測定およびモードの同定	79
5-4. HOM ダンピング (Q_{EXT}) の測定	87
5-4-1. HOM ダンピングの常温試験.....	87
5-4-2. HOM ダンピングの低温試験.....	90
5-5. メインダイポールモードの偏極方向の測定.....	94
5-5-1. ビーズ測定セットアップ.....	94
5-5-2. データの取り出しとフィッティング.....	99
5-5-3. 偏極方向のセルごとの分布.....	103
5-5-4. STF Baseline 空胴と TESLA 空胴の偏極方向の比較	108
5-6. メインダイポールモードの電気的中心と機械的中心の測定.....	118
5-6-1. 測定セットアップ.....	119
5-6-2. アンテナ測定	120
5-7. 超伝導 9 セル加速空胴 HOM 解析のまとめ	124
参考文献.....	125
6. STF BASELINE 空胴における HOM カプラの改良	126
6-1. HOM カプラの回転とプローブ位置に対する Q_{EXT} の変化（計算）	127
6-2. 銅製 HOM カプラの製作.....	129
6-3. HOM ダンピング (Q_{EXT}) の測定	131
6-4. ブロードバンド特性	132
6-5. 加速モードに対するノッチフィルターのバンド幅.....	133
6-6. TESLA 銅製 9 セル空胴を用いた TM011 ダンピング測定.....	134
6-7. ニオブ HOM カプラの製作	135
6-8. STF BASELINE 空胴における HOM カプラの改良のまとめ	136
7. FLASH におけるビーム応答試験.....	137

7-1. FLASH について	138
7-2. セットアップ	138
7-3. ビーム応答信号の様子	141
7-4. ビーム応答試験解析方法	142
7-5. ダイポールモードを用いた ACC6 MODULE の空洞ミスアライメント測定	146
7-6. ACC6 MODULE 8 空洞のダイポールモード間に対する電気的中心位置	149
7-7. デチューニングについて	154
7-8. FLASH におけるビーム応答試験のまとめ	155
参考文献	155
8. 今後の研究	156
9. まとめ	156
10. 謝辞	158
11. APPENDIX	159
RF 空洞 (ピルボックス空洞)	159
基本 RF パラメーター	161
空洞の測定	162
空洞内に誘起される HOM パワーとビームと空洞の相対位置関係	164

図表目次

図 1 ILC の概要図 (Energy=500GeV)	13
図 2 主線形加速器 RF ユニットレイアウト	14
図 3 ライナックダブルトンネルの概要図	14
図 4 STF Baseline 空洞[3]	16
図 5 TESLA 空洞[2]	17
図 6 STF Baseline 空洞と TESLA 型 HOM カプラの組み合わせ	17
図 7 ヘリウムジャケットと磁気シールドの挿入方向	18
図 8 STF Baseline 空洞と磁気シールドとヘリウムジャケットと溶接された 3 空洞	18
図 9 TESLA 空洞の短距離横方向ウェーク場	21
図 10 ライナックに沿った規格化エミッタンス、シングルバンチ BBU のための計算結果、 入射オフセット 1σ 、空洞設置誤差無し	22
図 11 ライナックに沿った規格化エミッタンス、空洞設置誤差 RMS=0.5mm、シングルバンチ における計算結果	22
図 12 バンチ数を関数としたときのウェーク場の和、HOM ダンピング無し、(ILC ビームパ ラメーターを使用)	23
図 13 バンチ数を関数としたときのウェーク場の和、HOM ダンピング有り (ILC ビームパ	

ラメーターを使用)	23
図 14 coaxial HOM coupler of TESLA	26
図 15 ノッチフィルター及び HOM カプラの等価回路 (同軸管測定装置を含む) [3]	27
図 16 ノッチフィルターの計算モデル (3 モデル)	28
図 17 計算モデル (HFSS) : クランクスタブモデル	29
図 18 filter length に対するノッチ周波数感度 (d=0、tuning gap =2mm) 右図拡大図	30
図 19 フィルター長に対するノッチ周波数の変化、チューニングギャップに対する周波数変化	30
図 20 STF I-type におけるクランクスタブの効果	31
図 21 STF I-type ノッチフィルター内の電界分布	31
図 22 TT に対するノッチ周波数の変化 (ブロードバンド特性)	32
図 23 TT に対するノッチ周波数の変化	33
図 24 チューニングギャップに対する変化	33
図 25 クランクスタブとノーマルスタブに対する透過特性	33
図 26 クランク幅 H に対する周波数応答 (H=10、チューニングギャップ=2mm)	35
図 27 スタブ位置 d に対する変化 (H=10、チューニングギャップ=2mm)	35
図 28 STF L-type クランクスタブノッチフィルターの電界分布 (フィルター長=36mm、チューニングギャップ=2mm、H=10、d=10mm)	36
図 29 3 モデルのフィルター特性	37
図 30 STF L-type および STF I-type のカプラ形状および STF Baseline 空洞エンドグループでの HOM カプラの配置	38
図 31 同軸管測定装置単体における透過特性の測定セットアップ	39
図 32 同軸管測定装置の周波数特性 (HOM カプラ無し)	39
図 33 ブロードバンド特性の測定の様子 (同軸管測定装置と HOM カプラ (チューニング治具を含む))	40
図 34 計算モデル	40
図 35 銅製 STF HOM カプラ	40
図 36 同軸管測定装置と HOM カプラ	42
図 37 HOM カプラのブロードバンド特性の計算と測定の比較	42
図 38 STF L-type カプラ	43
図 39 STF L-type-II の写真とブロードバンド特性の計算と測定の比較	43
図 40 銅製 TESLA 型 9 セル空洞	44
図 41 銅製 TESLA 型 9 セル空洞の加速モードパスバンド (電界平坦度=82.5%)	44
図 42 測定セットアップ	46
図 43 $Q_{ext}=2 \times 10^{11}$ の HOM カプラのノッチ周波数 (中心が加速モード、最小値がノッチ周波数)	46
図 44 透過が最小の時の HOM カプラのノッチ周波数 (中心が加速モード、最小値がノッチ周波数) ノッチ周波数 1299.816MHz (-83.1dB 透過率)	46

図 45	チューニング冶具の構造	47
図 46	チューニング冶具	47
図 47	STF 単セル空洞計算モデル（アンテナ配置は測定と同配置）	49
図 48	TESLA 銅製単セル空洞と空洞内の様子	49
図 49	HOM カプラでのマルチパクタリング計算モデル（STF Baseline シングルセル空洞）	52
図 50	HOM カプラ内の電界分布と軸上電場とキャップ間の電場の比	52
図 51	各ギャップに対する 2 ポイントマルチパクタリングレベルの計算結果	53
図 52	HOM カプラ製作に使用した材料（左：ニオブブロック、右：ニオブ製 HOM カプラ 実機）	55
図 53	ニオブ製 HOM カプラの内導体とピックアッププローブ	56
図 54	化学研磨の様子	57
図 55	ニオブモデルの測定の様子（同軸管測定）	57
図 56	HOM カプラ、ビームパイプおよびエンドグループの様子	57
図 57	STF Baseline 空洞の HOM カプラの配置	60
図 58	縦測定の設定アップ、HOM カプラに取り付けた温度センサーの配置	61
図 59	スロークエンチの応答波形（熱伝導の悪い箇所）とファストクエンチの応答波形（セル もしくは熱伝導の良い箇所）	62
図 60	加速モード負荷時の HOM カプラ内導体表面の表面電流	63
図 61	ニオブ製レギュラープローブとショートプローブ	64
図 62	プローブギャップに対する Q_0 - E_{acc} カーブ	65
図 63	HOM カプラのプロセッシング履歴：2K（縦軸：温度、加速電界、横軸：測定時間）	66
図 64	ノッチフィルター先端部でのマルチパクタリングの時間応答生データ（4 K）	67
図 65	クライオモジュール組み込み前の STF Baseline #3 空洞（ダミー同軸変換機付き）	68
図 66	HOM カプラチューニング時の RF ポートの構成	69
図 67	横測定セットアップと入力 RF 波形（1.5ms、5Hz 運転）	70
図 68	温度センサー（CERNOX）の配置と様子（STF L-type カプラ）	70
図 69	横測定における HOM カプラのプロセッシング履歴	71
図 70	STF Baseline 空洞の HOM カプラの挿入長とカップリングアンテナ形状の違い	73
図 71	STF Baseline 空洞と TESLA 空洞の形状の比較[2]	74
図 72	TESLA 空洞の形状と HOM カプラの配置	75
図 73	TESLA 空洞の HOM 電磁界分布の偏り[1]	76
図 74	STF Baseline 空洞の加速モードの電界平坦度	76
図 75	TESLA 空洞（Z84）の加速モードの電界平坦度	77
図 76	TESLA 空洞の加速モードのパスバンドスペクトラム	77
図 77	HOM 測定に使用したピックアップアンテナ（左：TESLA 空洞用銅製アンテナ 先端 直径 12mm、プローブギャップ 0.3mm、右：STF Baseline 空洞用ニオブ製アンテナ 先端 直径 12mm、プローブギャップ 2mm もしくは 1mm）	78

図 78	STF Baseline 空洞の HOM パスバンド周波数と透過スペクトラム	80
図 79	ダイポールモード：TE111 の電磁界分布（縦軸： Δf [Hz]、横軸：空洞位置 Z）	82
図 80	ダイポールモード：TM110 の電磁界分布（縦軸： Δf [Hz]、横軸：空洞位置 Z）	83
図 81	TM011 の電磁界分布（縦軸： Δf [Hz]、横軸：空洞位置 Z）：TESLA 空洞のみ縦軸： E-field	84
図 82	STF Baseline 空洞#1~#4 の HOM 周波数分布（一回目の EP1、アニール後に測定）	85
図 83	EP での研磨量に対する HOM 周波数の変化（STF#1 空洞の例）	86
図 84	バレル研磨による多量研磨に対する HOM 周波数変化（STF#4 空洞の例）	86
図 85	HOM ダンピングの測定セットアップ	87
図 86	STF Baseline 空洞#1~#4 と TESLA 空洞（Z84）と Q_{ext} の比較	89
図 87	測定セットアップ（例 入力カップラ→HOM1、 HOM2：50 Ω ターミネート）	91
図 88	各モードの透過スペクトラム	92
図 89	低温時の HOM ダンピング測定結果（STF#3 空洞の比較）	93
図 90	偏極測定セットアップ	95
図 91	ビーズ測定装置の様子	95
図 92	STF Baseline 空洞と偏極方向の定義、ビーズ通過位置	97
図 93	TESLA 空洞と偏極方向の定義、ビーズ通過位置	98
図 94	pill-box 空洞の電磁界分布	101
図 95	測定例（STF Baseline 空洞 TM110-1）：各角度に対する Z 軸の電界分布	102
図 96	Z における偏極方向のフィッティング例（STF Baseline 空洞 TM110-1）	102
図 97	TESLA 空洞（TE111-6）における偏極方向のセルごとの分布	104
図 98	STF Baseline 空洞の測定例	106
図 99	STF Baseline 空洞#4 の多量研磨前後における TE111-1,-2 の電界分布	107
図 100	STF Baseline 空洞 4 台および TESLA 空洞（Z84）の TE111-1,-2 におけるセル間 の分布	107
図 101	偏極方向の定義と X-dipole および Y-dipole の角度の定義	109
図 102	STF Baseline 空洞と TESLA 空洞（Z84）における TE111,TM110 の偏極方向の比 較	110
図 103	TESLA 空洞（ACC6 の 8 空洞と Z84）の偏極方向の比較	111
図 104	STF Baseline 空洞#4-2 と TESLA 空洞（Z84）の偏極方向の比較	112
図 105	多量研磨前後（STF #4-1 と #4-2）と局所的電界（TE111-1,-2）を持つモードの偏極 方向	112
図 106	STF Baseline 空洞 4 台と TESLA 空洞（Z84）のパスバンド間の偏極方向の分布	113
図 107	TESLA 空洞（ACC6 module および Z84）におけるモードごとの偏極方向	115
図 108	ダイポールモードのダブルレット間の周波数差と偏極差の関係	117
図 109	アンテナ測定装置の概要図	118
図 110	精密同軸アンテナ	120

図 111	アンテナ測定セットアップ	121
図 112	シングルピークとツインピークの反射および透過スペクトラム.....	121
図 113	シングルピークモード (TE111-4 : High) の測定結果	122
図 114	ツインピーク (TE111-6 : high) の測定結果	123
図 115	計算モデルと回転方向の定義	128
図 116	HOM カプラの形状: STF Phase1.5 モデル (I-type、L-type)	129
図 117	STF Phase1.5 HOM カプラ (左図 : I-type、L-type、右図 : 切り込みの様子)	130
図 118	phase1.0 と phase1.5 モデルの比較.....	130
図 119	HOM カプラの配置 (a : 溶接点を空洞側へ向けた、b : 溶接点を空洞側から遠ざけた)	131
図 120	同軸管測定における HOM カプラの位置 (回転角の定義)	132
図 121	STF Phase1.5 model HOM カプラのブロードバンド特性	133
図 122	Phase1.0 と Phase1.5 model の TM011 に対する Q_{ext} の比較.....	134
図 123	ニオブ実機 HOM カプラの同軸管測定の様子.....	135
図 124	TESLA 空洞の局所的電磁界分布を持つモード	137
図 125	FLASH のレイアウト	138
図 126	FLASH ビーム実験のセットアップ	139
図 127	BPM とクライオモジュール内の空洞の位置関係 (9ACC5 を基準とした相対位置)	139
図 128	測定セットアップの様子 (高速オシロスコープなど)	140
図 129	HOM1 カプラからの生信号 : 黄色フィルター無し、黄緑フィルターあり (1625MHz セットバンド幅±25MHz)	141
図 130	フーリエ変換後の周波数スペクトラム	142
図 131	ビーム電流に対する TM011 モードの振幅	143
図 132	ACC6#8 空洞の TE111-6 High peak の座標変換 (ϕ) に対する V カーブの変化 ...	145
図 133	偏極方向の測定エラーの見積もり	145
図 134	TE111-6 と TM110-5 を用いた ACC6 モジュールの空洞ミスアライメントの測定結果 (X-Y 面)	146
図 135	TE111-6 と TM110-5 を用いた ACC6 モジュールの空洞ミスアライメントの測定結果	146
図 136	TE111-6 と TM110-5 の空洞間における偏極方向の分布	147
図 137	ACC6 module 8 空洞のダイポールモード間に対する電氣的中心位置と偏極方向の分 布.....	153
図 138	ACC6 モジュールの TE111-6 共振周波数の分布	154

表 1	ILC 主線形加速器のパラメーター	13
表 2	STF Baseline 空洞と TESLA 空洞の形状の比較[3].....	15
表 3	TESLA 空洞の横方向ウェークフィールドのパラメーター (TESLA-TDR より) [2]..	19
表 4	ノッチ周波数と禁止帯の周波数.....	31
表 5	内導体先端形状 (TT) に対するノッチ周波数の変化.....	33
表 6	d に対するノッチ周波数の変化	34
表 7	銅モデル HOM カプラの加工直後のノッチ周波数と各パラメーターに対する周波数エ ラー	41
表 8	HOM の Q_{ext} の計算および測定結果 (HOM カプラ 1 機当たりのダンピング)	48
表 9	シングルセル空洞のパラメーターと HOM 周波数.....	49
表 10	各ギャップに対する 2 ポイントマルチパクタリングレベル一覧.....	53
表 11	化学研磨におけるノッチ周波数の変化	56
表 12	プローブギャップに対するスロークエンチ発生加速電界 (測定) と各ポートの Q 値	65
表 13	各プローブギャップと加速電界に対するピックアッププローブ先端表面電流値 (計 算)	65
表 14	STF Baseline 空洞#1~#4 と TESLA 空洞のカプラ位置の比較.....	73
表 15	TESLA (Z84) 空洞の履歴.....	74
表 16	加速モードのパスバンド周波数.....	77
表 17	パスバンド周波数(測定値)と R/Q (計算値) のまとめ (STF Baseline #1 空洞と TESLA 空洞)	81
表 18	STF Baseline 空洞の測定空洞の表面処理履歴	96
表 19	偏極方向に対する入力カプラの効果 (STF Baseline 空洞#1 : X-dipole のみ)	106
表 20	STF Baseline 空洞 4 台と TESLA 空洞 (Z84) のビーズ測定による偏極方向のまと め.....	115
表 21	TESLA 空洞 (ACC6 module および Z84) の偏極方向のまとめ	116
表 22	アンテナスキャン測定結果 (シングルピーク)	123
表 23	Q_{ext} の角度依存性計算結果.....	127
表 24	Q_{ext} の測定結果.....	131
表 25	STF Phase1.5 HOM カプラ : ニオブ実機の加工直後におけるノッチ周波数.....	135
表 26	ACC6 モジュールに組み込まれた 8 空洞のシリアル番号	140
表 27	ACC6 module の HOM 周波数	144
表 28	各モードの電気的中心位置のまとめ	148

1. はじめに

高エネルギー物理学の将来計画である国際リニアコライダー加速器 (ILC : International Linear Collider) では超伝導加速技術を使用した10 km + 10 kmの電子陽電子主線形加速器が使用される。そのILCに用いられる超伝導加速空洞はTESLA (Tera electron volt Energy Superconducting Linear Accelerator) デザイン (運転周波数 : 1300MHz、セル数 : 9セル) が長年の研究開発と性能実証がなされているためベースラインデザインとなっている。ILCの主線形加速器では合計17,000 台の加速空洞を必要とし、この製作においては多くの技術的チャレンジを含んでいる。その技術チャレンジの一つとして、空洞アライメントの達成がある。ビームのエミッタンス増大を抑えるための空洞ミスアライメント許容量 (空洞設置誤差) は標準偏差0.3 mm以内であり、その時に短距離、長距離の両ウェーク場に対して問題ないことがTESLA空洞の横方向のウェーク関数および空洞の高次モード (HOM: Higher Order Mode) のダンピング能力などのパラメーターを元に計算されている。また、TESLA型空洞のHOMカプラはFLASH(Freie-elektronen LASer in Hamburg)加速器等において低温における Q_{ext} 計測、ビームテストなどによりダンピング性能は実証されている[1],[2]。

しかし、超伝導空洞はその製作方法や各種カプラの配置の非対称性などから考えて機械的中心と加速モードおよび高次モードの電気的中心が一致しているとは限らず、加えて、加速モードの電気的中心と高次モードの電気的中心も一致しているとは限らないと推定される。また、モード間およびセル間にも電気的中心および偏極方向に差がある可能性もあり、その詳細な測定はまだなされていない。クライオモジュールの内部に組み込まれた空洞は2 K まで冷却されるため、熱収縮許容構造や断熱構造などの問題により、それらの設置された空洞の機械的中心を±0.3mm以内にあわせるのは難しく、また、外部より測定することも難しい。クライオモジュールに組み込まれた空洞アライメントを観測する手段として、空洞内を通過するビームにより励起される高次モード (ダイポールモード : TE_{111} (Transverse Electric), TM_{110} (Transverse Magnetic) モードなど) を用いた方法がある。空洞に励起されるダイポールモードはビームの通過位置がモードの電気的中心からX-Y (ビーム軸をZとする) の変位に対して比例した電圧が空洞内に発生する。この発生電圧はHOMカプラで空洞の外へ取り出され、空洞アライメントに使用できるダイポールモードを選択的に観測すれば、空洞アライメントや空洞自身の変形に関する情報を得ることができる。予め使用するモードの素性を調べることにより、空洞とビームの相対位置つまり空洞のビーム軸回りの位置ずれが検出できる。

ILCのベースデザインであるTESLA型空洞の設計開発は23.4MV/mの加速勾配に最適化されている物であり、ILCの設計運転勾配31.5MV/mではさらなる最適化が必要である。HOMカプラについては、より高電界での運転においてHOM減衰性能を損なわずに表面電場や表面磁場を下げる設計を要求されるが、それ以上に重要なポイントはローレンツ力による空洞離調 (detune) を少なく抑え、振幅と位相をともにビーム負荷時に高精度にフラットにする事である。また、空洞システムとして、入力カプラやHOMカプラといったRF(Radio Frequency)コンポーネントの大電力および高電界特性の向上も要求される。高エネルギー加速器研究機構(KEK)では、ローレンツ力による空洞離調を少なく抑える事を主眼にしてTESLA型空洞をベースにしたILCのための新規デザイン空洞STF Baseline TESLA-type空洞 (以降、STF Baseline空洞と呼ぶ) の設計、製作、実証を行っており、超伝導RF試験設備(STF: Superconducting RF Test Facility)においてクライオモジュールに組み込み、

空洞システムの高電界試験を行っている。

STF Baseline空洞はローレンツデチューニングによる変形抑制のためにニオブ空洞の回りに取り付けるヘリウムジャケットとチューナーの機械的剛性を強化する方策をとることとし、空洞セル両端部のヘリウムジャケット端板部を厚くしてある。そのため、それらの外側のビームパイプ部に取り付けるHOMカプラおよびインプットカプラーが空洞のエンドセルから遠くなり、それぞれのRFに対するカップリングが弱くなる。エンドセルからの電磁界の染み出しを良くしカップリングを確保するため、ビームパイプの径をTESLA空洞の78 mmから84 mmに広げた。そのために低下したR/Qを引き上げる為にセルテーパ角度をきつくしてR/QをTESLA空洞なみに回復させてある。円筒型磁気シールドをヘリウムジャケット内に組込む方式をとり、かつヘリウムジャケット径を最小とするためには、HOMカプラの高さ（ビーム軸からの距離）を低くして円筒磁気シールドおよび円筒ヘリウムジャケットのはめ込みを可能とする必要がある。すなわちTESLA空洞のHOMカプラーより6mm以上低い高さのコンパクトなカプラが必要である。

このコンパクトなHOMカプラ開発研究はRF性能の向上とコストダウンを目的としている。すなわち新規デザインのHOMカプラはそのダンピング性能を上げ、加速周波数の遮断性能をあげ、かつコンパクトに設計し、大量生産時のコストダウンとなるような簡素化したデザインをめざしている。ILCでは超伝導空洞を約17000台製作するが、HOMカプラは空洞当たり2台装着するので、約34000個製作する必要がある。大量生産時のコストダウンのために材料調達のしやすさと製作工程の簡素化を考える必要がある。本研究ではそれらを考慮しながら、STF Baseline空洞のための新しいデザインのHOMカプラの開発研究も行った。

TESLA空洞やSTF Baseline空洞を用いて、空洞アライメントを研究するに当たって、使用する高次モードの特性を知らなければならない。特性として、パスバンド周波数、電磁界分布、ダイポールモードの偏極方向（セル間、モード間の分布）および機械的中心と電気的中心の差などが挙げられる。これらの情報を知った上で、ビーム応答試験を行う必要がある。

電磁界分布では、モードによって特定のセルに感度を持つものや全体に感度を持つモードがある。TESLA空洞はエンドセル形状を空洞の上下流で非対称にしている。これは、高次モードの電磁界分布を空洞の上下流どちらか一方に偏らせ、HOMのダンピングをより強くするためである。空洞のプリチューニングは加速モードのみに焦点を絞って行なわれるため、表面処理の回数（研磨量の違い）によって、空洞形状は変わっていく。したがって、空洞個々の高次モードの電磁界分布は異なることが考えられる。一方、STF Baseline空洞では、エンドセル形状を対称構造としているため、高次モードの電磁界分布は対称になっている（ただし、TE111-1,-2、TM011-1,-2といったモードの電磁界分布は、空洞の上下流どちらか一方に偏っていた）。ビームに通過時に誘起される高次モードのHOMカプラからの出力は空洞全体の積分値であるため、特定のセルに感度を持つモードを使用し、モード間の比較を行うことで、空洞自身の変形を観測できる可能性があると考えられる。

ダイポールモードの偏極方向では、HOMカプラや入力カプラのビームパイプへの突き出しによる影響などにより、X-Y面（ビーム軸をZとした場合）から見て、偏極面の回転が起こる空洞がある。垂直方向エミッタンス増大を最小とするためには、垂直-水平の高次モードによるキックに混じり込みがない事、すなわち、この偏極方向が基準面X-Yに対して、水平、垂直であること、

セル間での偏極方向の分布が一定であること（円偏向でないこと）が望ましい。その効果を調べるためには、HOM カプラ形状に対する効果や、空洞ごとの分布を調べる必要がある。これは、HOM 出力を BPM として使用する場合においても重要なことである。

超伝導 9 セル加速空洞の電氣的中心と機械的中心の偏差はビームベースで行う空洞アライメントにおいて重要な情報である。エミッタンス増大を最小にするためには、空洞に誘起される HOM 出力が最小になる位置にビームを通すことが要求され、この HOM 出力が最小になる位置 (X-Y) が空洞の電氣的中心と考えることができる。この場合、HOM 出力はモードの R/Q に依存することから、R/Q の高いダイポールモードの出力が最小になる位置 (X-Y) が電氣的中心となる。もし、R/Q の高い各モードの中心が一致し、かつ空洞の機械的中心からの偏差を詳細に知ることができれば、空洞の機械的なアライメントのみで、HOM 出力が最小となるビーム軸が得られる。しかし、現実には入力カプラおよび HOM カプラの非対称構造や空洞自体の製作方法などにより、得られる空洞の加工精度はそれほど高くない。ここで重要な点は、超伝導 9 セル加速空洞におけるダイポールモードの偏極方向と電氣的中心（セルごと、モードごと）の分布は何が支配的に決めているか、である。大きな要因として、HOM カプラの配置、形状およびセル形状が考えられる。超伝導加速空洞はその製法（プレス加工、電子ビーム溶接等、表面处理：バレル研磨、化学研磨、電界研磨）から加工精度が制限される（単セル空洞の外形の真円度は $\sim 70\mu\text{m}$ 程度である）。空洞の製作後、各種表面处理が行われ、最終的には空洞表面が $200\mu\text{m}\sim 400\mu\text{m}$ 程度研磨される。このとき空洞内面は均一に研磨されるわけではなく、各セルの真円度に加え、ある程度のバラツキを持っていると考えられる。また、超伝導 9 セル加速空洞は加速効率を最大にするため、加速モードに対して各セルの電界平坦度が 100%となるように、プリチューニングされる。プリチューニングは各セルをビーム軸方向に押し引きすることで、セルの周波数を調整する。この際注意しなければならないのは、空洞の変形である。各セルの変形がビーム軸に対して平行ではなく、ある角度を持って変形して行った場合には、空洞全体が歪みバナナ形状になってしまう恐れがある。また、空洞にヘリウムジャケット、チューナー等を溶接する際にも同様に空洞が歪む可能性がある。以上のことから、STF Baseline 空洞、TESLA 空洞を用いて空洞アライメントに関する研究を行うため、STF Baseline 空洞および TESLA 空洞の常温における RF 計測および FLASH 加速器にて TESLA 空洞を用いたビーム応答試験を行った。

1-1 ILC について

高エネルギー物理学の将来計画である国際リニアコライダー加速器（ILC：International Linear Collider）では超伝導加速技術を使用した 10km+10km の電子陽電子主線形加速器が使用される[1]。その ILC に用いられる超伝導加速空洞は TESLA デザインが長年の研究開発と性能実証がなされているためベースラインデザインとなっている[2]。図 1 に ILC の概要図、表 1 に ILC の主線形加速器のパラメーターを示す。ILC 加速器は入射器部、ダンピングリング、主線形加速器部、衝突

点などで構成される。

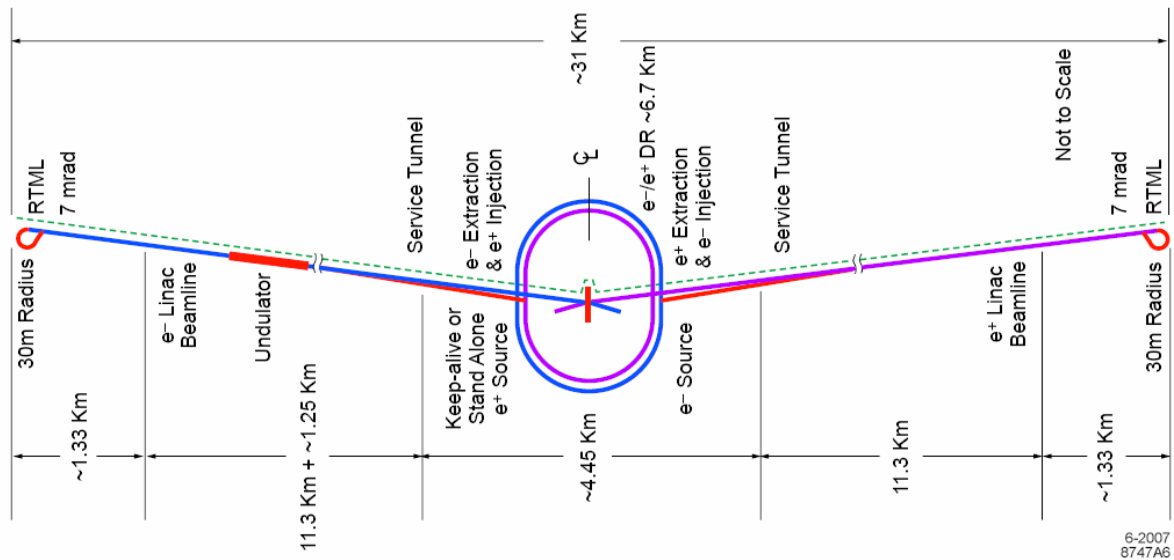


図 1 ILCの概要図 (Energy=500GeV)

表 1 ILC 主線形加速器のパラメーター

Beam energy	13 ~15 GeV to 250 GeV
Acc. gradient	31.5 MV/m
Bunch population	$1 \sim 2 \times 10^{10}$ / bunch
Number of bunch	≤ 5640 / pulse
Total particles	$\leq 5.64 \times 10^{13}$ / pulse
Bunch spacing	≥ 150 ns
Bunch length	0.15 ~0.3 mm
Emittance x	$8 / 10 \sim 12 \times 10^{-6}$ m-rad
Emittance y (at DR exit / IP)	$2 / 3 \sim 8 \times 10^{-8}$ m-rad

主線形加速器部の構成は RF ユニット当たりクライオモジュール 3 台 (26 空洞)、クライストロン 1 台、超伝導 4 極マグネット 1 台で構成される。図 2 に主線形加速器 RF ユニットのレイアウトを示す。また、これらのユニットは図 3 に示すダブルトンネルに設置される。

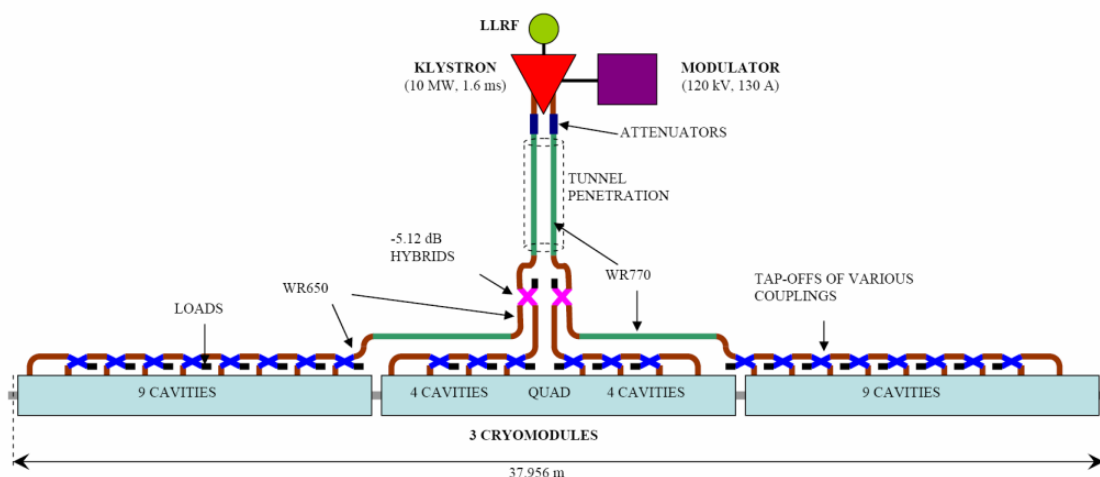


図 2 主線形加速器 RF ユニットレイアウト

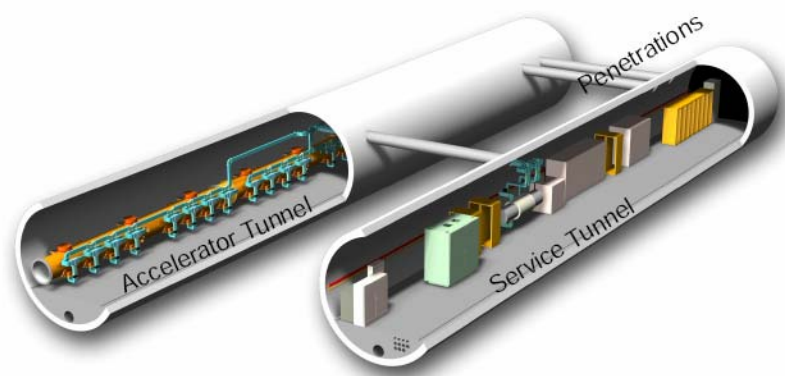


図 3 ライナックダブルトンネルの概要図

1-2. STF Baseline 空洞と TESLA 空洞のパラメーター

ILC における主線形加速器のベースライン技術は TESLA 空洞である。しかし、TESLA 空洞は XFEL 用に開発された空洞で設計加速電界 23.4MV/m に対して空洞システムが設計されている。ILC の運転電界は 31.5MV/m であり、この場合、TESLA 空洞ではローレンツデチューニングに対するデチューニングが大きい。KEK では ILC 用に空洞システムを最適化するために、STF Baseline

空洞の開発が行われている[3]。この空洞は KEK の STF (Superconducting RF Test Facility) [4][5]にて研究開発が進められ、2007年12月、現在、クライオモジュールテストが終了した。表2に STF Baseline 空洞と TESLA 空洞の運転周波数に対するパラメーターを示す。図4に STF Baseline 空洞の形状と写真を示す。図5に TESLA 空洞の形状と写真を示す。両空洞ともに運転周波数が 1300MHz の定在波管である。

空洞システムは加速空洞、ヘリウムジャケット、チューナー、入力カップラ、HOM カプラ、フィールドモニターカップラで構成される。STF Baseline 空洞の TESLA 空洞からの改良点として、空洞システムの剛性強化が挙げられる。これにより、ローレンツデチューニングによる空洞離調を抑えることができ、フィードフォワード補正に用いる piezo 素子に掛かる負荷を軽減できる。剛性強化に当たって、ベースプレートおよび空洞の上下流にあるエンドセル2枚の板厚を厚くしている。このため、入力および HOM カプラの取り付け位置が TESLA 空洞と比較して 3mm 遠い位置となり (TESLA 空洞: 45mm、STF Baseline 空洞: 48mm)、入力 RF に対するカップリングが弱くなった。この対策として、STF Baseline 空洞ではビームパイプ径を TESLA 空洞 ($\phi 78\text{mm}$) より 6mm 広い 84mm に設定し、カップリングの強化を行っている。目標空洞電界が 31.5MV/m と TESLA 空洞より高いため、入力カップラポートの大口径化を行い (TESLA 空洞: $\phi 40$ 、STF Baseline 空洞: $\phi 60\text{mm}$)、大電力伝送に対する入力カップラへの負荷を低減させている。また、ビームパイプ径の大口径化により空洞の R/Q が低下するため、セルテーパー角を大きくし、加速モードの R/Q を TESLA 空洞なみに回復させている。

HOM カプラの取り付けでは、STF Baseline 空洞エンドグループに TESLA 型 HOM カプラを使用すると、図6のように HOM カプラ先端がベースプレート径を 6mm だけ超えることが分かる。また、この場合、ビームパイプへの挿入長が 36mm となり、TESLA 空洞に比べ約 7mm ビーム軸から遠くなる。ヘリウムジャケットを空洞に装着する場合は、図7のように一方から被せるように行うため、コスト最小となるようにジャケット径を最小にすると、STF Baseline 空洞には空洞の上流もしくは下流側のどちらか一方の HOM カプラを TESLA 型より背の低い HOM カプラにする必要がある。また、HOM カプラの挿入長を TESLA 並みにするには、溶接点とカップリンググループの形状変更も考えなければいけない。図8は STF Baseline 空洞と磁気シールドとヘリウムジャケット (左) と溶接された3空洞 (右) の写真である。

表 2 STF Baseline 空洞と TESLA 空洞の形状の比較[3]

Cavity	TESLA 空洞	STF-Baseline 空洞
Type of accelerating structure	Standing wave	Standing wave
Accelerating mode	TM ₀₁₀ , π -mode 1300 MHz	TM ₀₁₀ , π -mode 1300 MHz

Nominal gradient Eacc	23.4 MV/m	31.5 MV/m
Cell Taper	76.7°	80.°
φ Beam pipe	78 mm	84 mm
φ Input port	40 mm	60 mm
Esp / Eacc	1.98	2.17
Hsp / Eacc	42.6 Oe/MV/m	41.0 Oe/MV/m
R / Q	1036 ohm	1016 ohm
Input Coupling	3.0×10^6	2.0×10^6
Support Stiffness	22 kN/mm	72 kN/mm
Lorentz Detuning at 31.5 MV/m	- 500 Hz in a flat top	- 150 Hz in a flat top
Number of HOM coupler	2	2

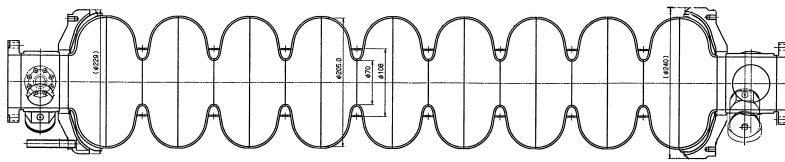
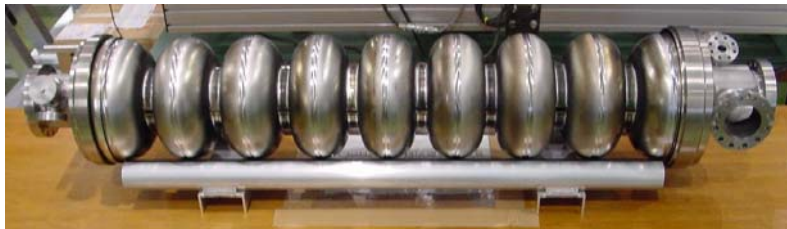


图 4 STF Baseline 空腔[3]



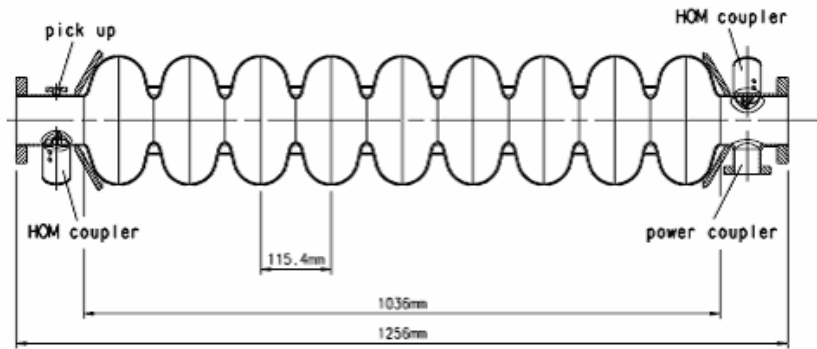


図 5 TESLA 空洞[2]

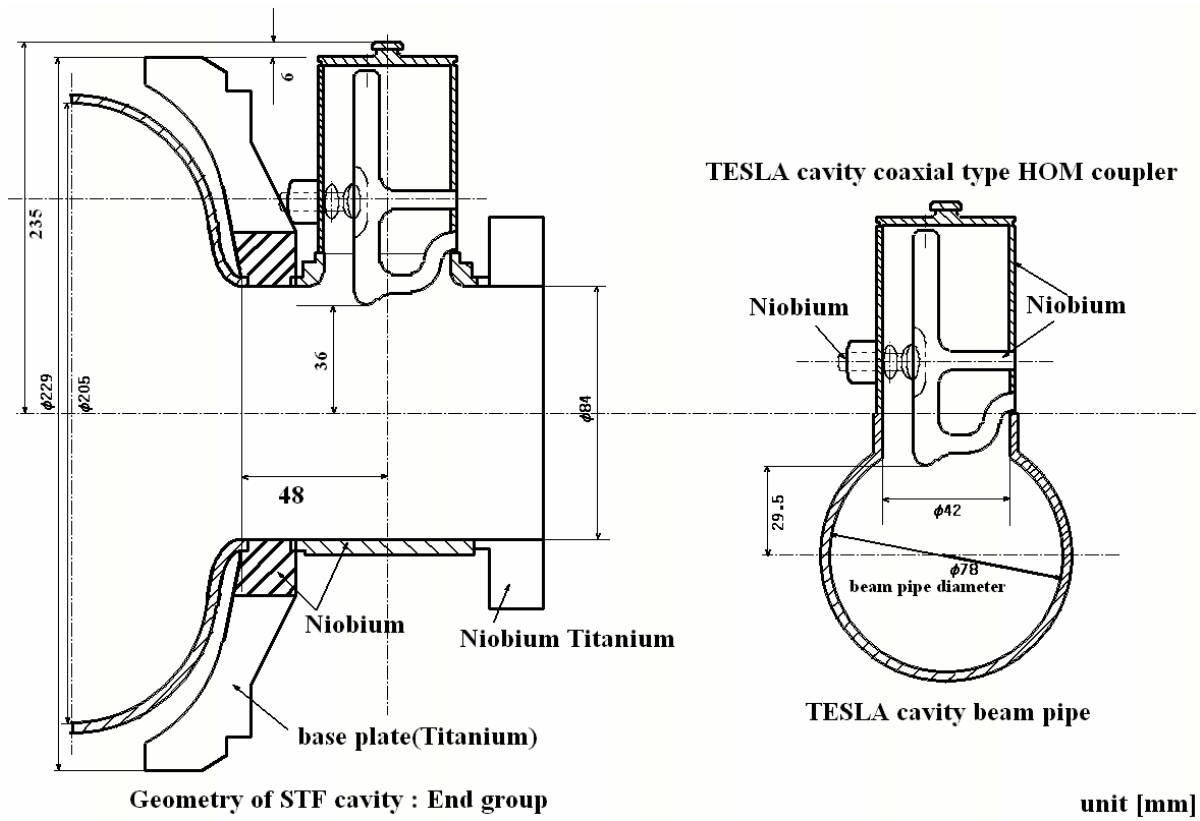


図 6 STF Baseline 空洞と TESLA 型 HOM カプラの組み合わせ

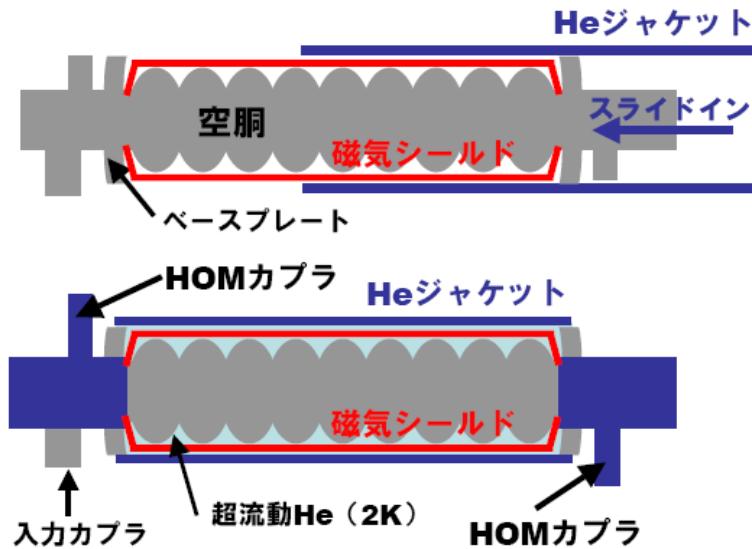


図 7 ヘリウムジャケットと磁気シールドの挿入方向



図 8 STF Baseline 空洞と磁気シールドとヘリウムジャケットと溶接された 3 空洞

1-3. HOM カプラに求められる性能および要求

HOM カプラに求められる基本的性能は、ビーム通過時に空洞内に励振される高次モードを空洞外部へすばやく取り出すこと、その際、高電界加速モードのパワーとカップルせず問題なく動作する耐電圧特性を持つ必要がある。

例えば、常伝導空洞では空洞周波数にも依存するが、S-band (2856MHz) 加速空洞の場合、空洞の Q_0 は $\sim 10^4$ であり、空洞の高次モードの Q 値も同じ程度である。一方、超伝導加速空洞では空洞自身の Q_0 が $\sim 10^{10}$ と常伝導と比べて 6 桁異なる。したがって、積極的に高次モードパワーを減衰させる事がビーム安定化のために必要であり、HOM カプラは非常に重要なコンポーネントとなる。

超伝導加速空洞に用いられている HOM カプラには、同軸アンテナ型 (TESLA[2]、トリスタン[6])、導波管型[7]などがある。いずれも、加速空洞の上下流にあるビームパイプに取り付けられる。ILC のベースラインとなっている TESLA 空洞では同軸型 HOM カプラを採用している。これ

は導波管モデルに比べて、非常にコンパクトな構造にすることができ、また熱容量も小さく出来る。また、外部との接触が HOM ピックアップのための RF ケーブルのみにすることができ、冷凍機への負荷を少なくすることが出来る。そして、アンテナの材料をニオブにすることにより、HOM カプラ自身も超伝導状態になり、RF ロスを最小にすることができ、空洞内への異種金属混入の可能性を減らす効果もある。

ILC では空洞台数 17,000 台が必要であり、HOM カプラは空洞当たり 2 台装着される。この場合、34,000 台の HOM カプラが必要になる。ILC では空洞システムの工業化が必要であり、また、コストダウンも必要である。そのためには、製造工程の簡素化、無駄の無い材料取りなどを考える必要がある。

ILC においてエミッタンスを保存して加速を行なうためには 9 セル空洞の HOM に対する Q_{ext} の要求量は 1×10^5 以下とされている[1]。また、表 3 は TDR (TESLA Design Report) で報告されている TESLA 空洞の Q_{ext} である。

表 3 TESLA 空洞の横方向ウェークフィールドのパラメーター (TESLA-TDR より) [2]

Frequency [GHz] (ave. meas.)	Loss factor (simulation) [V/pC/m ²]	R/Q (simulation) [Ω /cm ²]	Q (meas.)
TE111-like			
1.6506	19.98	0.76	7.0×10^4
1.6991	301.86	11.21	5.0×10^4
1.7252	423.41	15.51	2.0×10^4
1.7545	59.86	2.16	2.0×10^4
1.7831	49.20	1.75	7.5×10^3
TM110-like			
1.7949	21.70	0.77	1.0×10^4
1.8342	13.28	0.46	5.0×10^4
1.8509	11.26	0.39	2.5×10^4
1.8643	191.56	6.56	5.0×10^4
1.8731	255.71	8.69	7.0×10^4
1.8795	50.80	1.72	1.0×10^5
TE-like			
2.5630	42.41	1.05	1.0×10^5
2.5704	20.05	0.50	1.0×10^5
2.5751	961.28	23.80	5.0×10^4

1-4. 高次モードを用いた応用

ビーム通過時に空洞内に励振される高次モードは様々な情報を持っている。ダイポールモードは空洞の中心軸からの距離に依存した信号を出力し、空洞ビーム位置モニター[8][9]や空洞ミスアライメント測定[9]や空洞変形検出などに応用できる可能性を持っている。FLASHにてTESLA空洞の高次モードを用いた空洞ビーム位置モニター(BPM)に関する研究はDESY(Deutsches Elektronen-Synchrotron)、FNAL(Fermi National Accelerator Laboratory)、SLAC(Stanford Linear Accelerator Center)らの研究チームが行っており、数 μm の位置分解能を得ている[9]。ダイポールモードの高インピーダンスモード($\text{TE}_{111}-6\text{6}\pi/9$)を使用した空洞アライメントに関する研究も同グループが行っている。

1-5. ILCで要求されるミスアライメント量

主線形加速器の役割は、当然ながらビームを加速することであるが、ビームダイナミクスの観点から見た場合、「いかに質の良さを保ちながらビームを加速するか」である。ここで、ビームの質とは、すべての方向についてビーム内の各粒子のバラツキが小さいことであると言える。この「方向」は、縦方向(ビーム軸方向)と横方向(ビーム進行方向に垂直な面方向)に、また、横方向は水平方向と垂直方向に分けられる。これら3つの「方向」(自由度)各々について2次元(運動量と位置など)となる位相空間を考える。ビーム内の各粒子は、この合計6次元の位相空間の中に分布をしている。「良質」のビームとは、位相空間上の分布が安定であり(どのパルスの中のどのバンチも同じ分布を持つ)、分布の範囲が狭い(エミッタンスが小さい)ことである。ビームの「質の良さ」はダンピングリングで作られ、その下流にある主線形加速器では、この質をいかに保って加速するかが課題である[10]。

ここで、主線形加速器に配置されるコンポーネントは加速空洞、4極マグネット、BPMなどである。ビームの質の良さを保つためには、これらコンポーネントのビーム軸からのズレ(ミスアライメントや電氣的中心の差異など)が無いことが理想である。しかし、現実にはこれらコンポーネントの製作誤差や設置誤差などにより、コンポーネントの電氣的中心はビーム軸からずれて配置されてしまう。

高いルミノシティを得るにはエミッタンスの小ささのほかに、衝突する2つのビーム位置の変動がビームサイズよりも十分小さい必要がある。ビーム位置変動の要因として、4極磁石の振動によるもの、磁場強度の変動によるもの、加速空洞の傾きと電場変動によるものが考えられる。ここで、加速空洞の傾き Φ はビームのエネルギー安定性から要求される電圧の相対的な変動 $\delta c=0.4\%$ を達成するために、 $\Phi=0.3\text{mrad}$ 以下にする必要がある。

次にビームの横方向エミッタンス増大の要因として、加速空洞の横方向ウェーク場、エネルギーに依存した軌道のズレ(dispersive effect)がある。荷電粒子が加速空洞などの構造の中を通過すると、そこに電磁場を励起し、この電磁場をウェーク場と呼ぶ。粒子のエネルギーが高い(超相対論的)ため、ウェーク場の影響はビーム中の前方の粒子から後方の粒子へ及ぼされる。後方の粒子の励起した電磁場が前方の粒子に影響を与えることは無い。加速空洞内の横方向ウェーク場(後方の荷電粒子に横方向の力を与える)は、荷電粒子が加速空洞の中心(電氣的な中心)からずれた位置を通過することによって励起される。したがって、ウェーク場の影響は

・先行する粒子の横方向の振動（ベータトロン振動）が後方の粒子の振動を励起してその振幅を増大させる効果（BBU: Beam Break Up）

・加速空洞の設置誤差により（軌道と空洞中心が相対的にずれる）横方向ウェーク場が励起され、後方の粒子の軌道を変化させる効果

の2つに分けて考えることができる。（厳密には加速空洞の設置誤差によるウェーク場により、BBUを引き起こす効果が生じたりする。この2つを完全に分離することはできないが、実際上分けて考えてよい場合が多い）また、ウェーク場はバンチ内で働く短距離のウェークと、バンチ間で作用する長距離でのウェークに分けることができる。BBUとはビームが何らかの理由で横方向に振動（コヒーレントベータトロン振動）すると、先行する粒子の励起するウェーク場によって後方の粒子の振動が増大する可能性がある。この効果が大きいと、エミッタンスが増大し、さらに振動が大きくなるとビームの一部が失われてしまうことである。加速空洞に設置誤差がある場合、ベータトロン振動が無いもしくは非常に小さい場合でも後方の粒子は横方向の力を受ける。

ここで、TESLA 空洞のパラメータを用いてウェーク関数を仮定し、バンチ内の短距離ウェーク場（単バンチ）を考えて、粒子トラッキングシミュレーションした結果、空洞設置誤差の分布が RMS=0.5mm のとき、エミッタンスの増大は約 7%であることが知られている。したがって、この程度の精度で設置できれば大きな問題とはならないことが分かり、空洞アライメントの基準値と考えることができる。なお、図 9 に TESLA 空洞の短距離横方向ウェーク場を示す[10]。

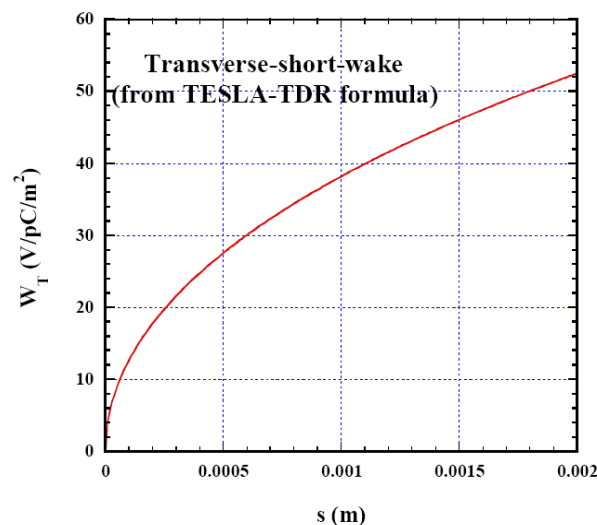


図 9 TESLA 空洞の短距離横方向ウェーク場

次に、バンチ間の長距離ウェーク場を見てみる。横方向のウェーク場は短距離では距離と共に単調に増加するが、長距離のウェーク場は多くの振動（共振）するモードの和として表される。TESLA 空洞（9セル空洞）のウェーク場（ TE_{111} 、 TM_{110} 、TE-like のパスバンドの高インピーダンスモード 14 個）を元に ILC のビームパラメータを用いて計算した結果では、高次モードのダンピング無しでは、短距離ウェークと比較して一桁大きいことが知られている。この場合、後方のバンチは大きな横方向の力を受けバンチごとの軌道の差が大きくなる。図 10 はライナックに沿ったシングルバンチの規格化エミッタンスの計算結果である[10]（入射オフセット 1σ 、空洞設置誤

差無し)。図 11 は空洞設置誤差がある場合のライナックに沿った規格化エミッタンスの計算結果である[10] (空洞設置誤差 RMS=0.5mm、シングルバンチにおける計算結果)。この長距離ウェーク場の問題を解決するのが、高次モードのダンピングとデチューニングである。

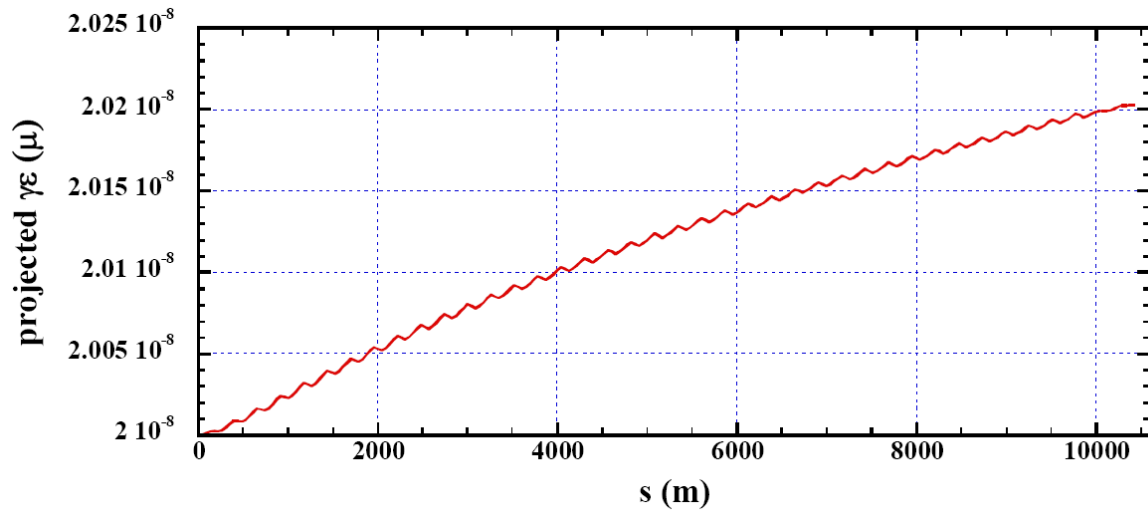


図 10 ライナックに沿った規格化エミッタンス、シングルバンチ BBU のための計算結果、入射オフセット 1 σ、空洞設置誤差無し

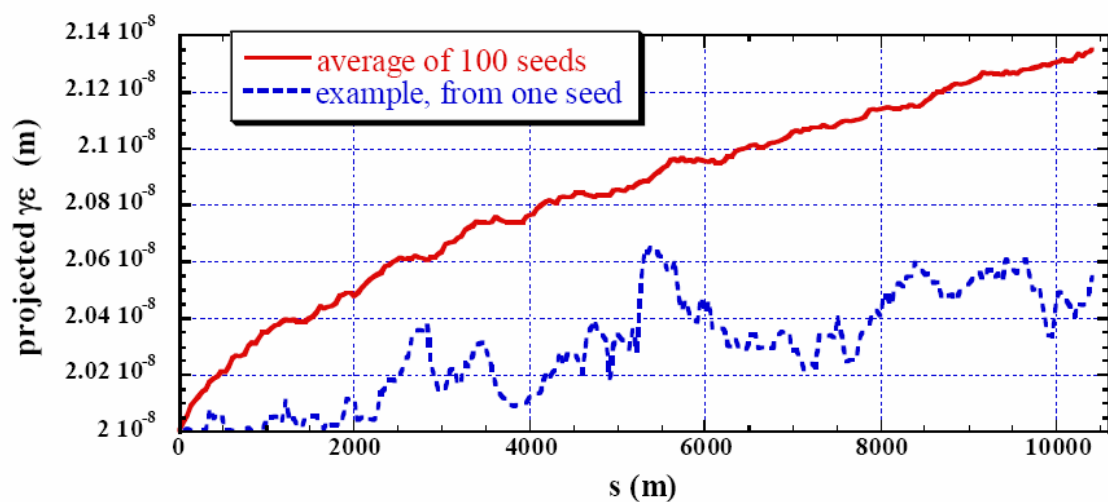


図 11 ライナックに沿った規格化エミッタンス、空洞設置誤差 RMS=0.5mm、シングルバンチにおける計算結果

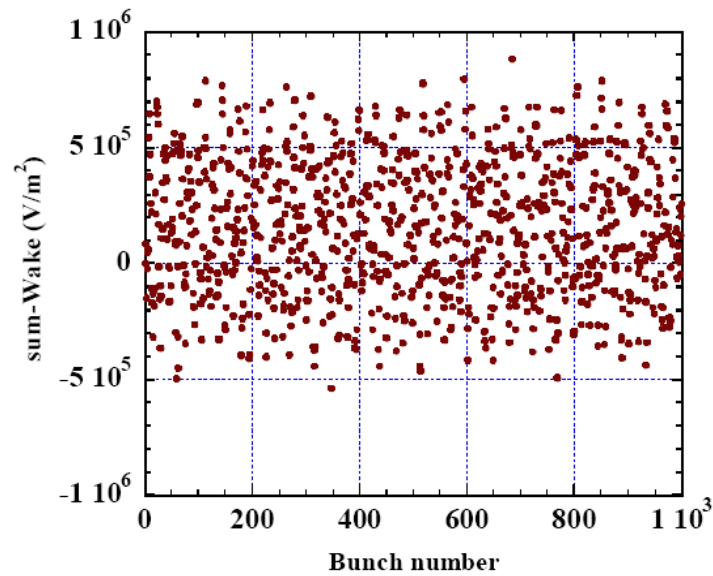


図 12 バンチ数を関数としたときのウェーク場の和、HOM ダンピング無し、(ILC ビームパラメーターを使用)

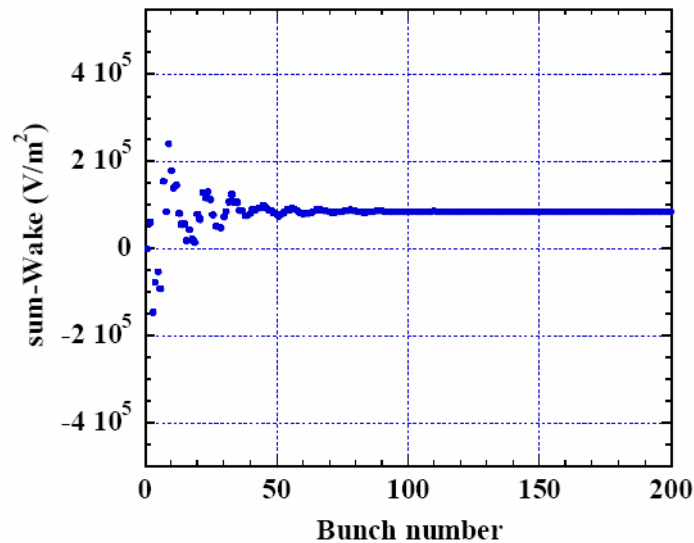


図 13 バンチ数を関数としたときのウェーク場の和、HOM ダンピング有り (ILC ビームパラメーターを使用)

超伝導空洞では、空洞内部での電磁場エネルギーの損失がほとんど無いため、励起されたウェーク場を減衰させるためには空洞の外に引き出す必要がある。このために、HOM カプラを空洞に取り付けている。TESLA 空洞では空洞の上下流のビームパイプにそれぞれ 1 台ずつ、計 2 台付いている。この HOM カプラは高次モードのウェーク場は取り出すが、加速に使われる電磁場（加速モード）とはカップルしない構造である必要がある。全ての高次モードに対する Q 値（電磁場のエネルギーが何周期で $1/e$ になるかという値である。小さいほど減衰が強いことを意味する。）が $10^4 \sim 10^5$ 以下になると見積もられている。この減衰をいれて計算された結果では始めの 10 バン

ちまではあまり効かないが、100バンチより後ろのバンチに対してはウェーク場の和はほとんど変化しないことが分かる。図12にバンチ数を関数としたときのウェーク場の和（HOMダンピング無し、ILCビームパラメーターを使用）を示す[10]。図13にHOMダンピング有りにおけるのウェーク場の和を示す[10]。

この比較的短いところでのウェーク場の影響、特にBBUを抑えるのが「デチューニング」である。デチューニングでは空洞間のモード周波数の差を表しており、 $\delta_{\omega} = 0.001$ のバラツキ（数MHzの周波数差に相当する。）がある場合、始めの300ns程度のところで非常に有効であることが分かっている。 $\delta_{\omega} = 0.001$ 程度のバラツキは、積極的に行なわなくとも、超伝導空洞ではその製作方法、製作誤差から自然に生ずると考えられる。

1-6. 本研究の目的

超伝導9セル加速空洞の高次モードを用いて空洞アライメントの情報を引き出す研究を行うことを目的としている。そのためにTESLA空洞およびSTF Baseline空洞の両空洞を用いるが、それにあたって、以下のことが必要である。

- ・ ILCの加速電界（31.5MV/m）に耐えうるHOMカプラであること、
- ・ HOMに対する Q_{ext} が十分低いこと、
- ・ 使用する空洞のHOMの特性を知ること

である。

上記目標を達成するために、

1. STF Baseline 空洞のための新しいHOMカプラの開発（STF I-type、STF L-type HOMカプラの設計、製作、9セル空洞での高電界試験）
2. 空洞アライメントのための9セル空洞HOM解析（パスバンド、電磁界分布、HOMの Q_{ext} 、ダイポールモードの偏極方向および電氣的中心の測定）：STF Baseline 空洞、TESLA 空洞の2空洞の測定、比較
3. HOMを用いた空洞アライメントのビーム実験（FLASHにてTESLA空洞を用いたビーム実験）の3項目の研究を行った。

参考文献

- [1] RDR final for ILC, <http://lcdev.kek.jp/RDR/>
- [2] TESLA DESIGN REPORT, http://tesla.desy.de/new_pages/TDR_CD/start.html
- [3] E.Kako, et al., "CONSTRUCTION OF THE BASELINE SC CAVITY SYSTEM FOR STF AT KEK", PAC07 proceeding, New Mexico, 25-29 June 2007
- [4] STF at KEK in Japan, <http://lcdev.kek.jp/STF/>
- [5] H. Hayano, "Superconducting RF Test Facility (STF) for ILC", Proc. of 2nd Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Tosu Japan 2005
- [6] 野口修一、"超伝導加速空洞"、OHO'87、IV-17
- [7] A.Blednykh, et al., "RECTANGULAR WAVEGUIDE HOM COUPLER FOR A TESLA STRUCUTRUE", XX International Linac Conference, August 2000, Monterey California, 407-409
- [8] T.Imai, et al., "Cavity BPM in ATF extraction line", proceeding of the 25th Llear Accelerator Meeting in Japan, July 2000, Himeji Japan, 383-385
- [9] S. Molloy, et al., "High precision superconducting cavity diagnostics with higher order mode measurement", Phys. Rev. ST Accel. Beam 9, 112802 (2006) [13 page]
[Issue 11 -November 2006]
- [10] 久保浄、"リニアコライダーのビームダイナミクス"、OHO'06、2006年8月、4-1～2 1

2. HOM カプラの設計

HOM カプラの果たすべき機能は、ビームによって誘起された HOM パワーを吸収する事、また同時に、空洞内に蓄積されている加速モードのパワーは吸収しない事であり、HOM カプラはそれらを両立する構造となっている。TESLA 空洞の HOM カプラは、同軸型 HOM カプラであり、その機能を実現するために次に示す3つのパートから構成されている。

すなわち、

- ・空洞セルから染み出す高次モード RF と結合するためのカップリングループ
- ・加速モードのリジェクションのためのノッチフィルター
- ・HOM パワーを外に取り出す結合プローブ

である。

TESLA 空洞の同軸型 HOM カプラを図 14 に示す。そのうち、赤破線で囲まれた部分がノッチフィルターであり、フィルター長 (filter length) のインダクタンスとチューニングギャップ (Tuning gap) のキャパシタンスで決まる LC 共振回路である[1]。外部への HOM 取り出しはピックアッププローブ (pick-up probe) のキャパシティブカップリング (capacitive coupling) で行うため、加速モードの共振時にはプローブには電界が立たない (代わりに磁場が最大になる)。したがって、ノッチフィルターの共振周波数の RF は外に取り出されないことになる。ここで、ノッチフィルターの共振周波数はノッチフィルター内導体部分のインダクタンス L 、およびチューニングギャップのキャパシタンス C から与えられ、式(2-1)のように表される。

$$f_{notch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-1)$$

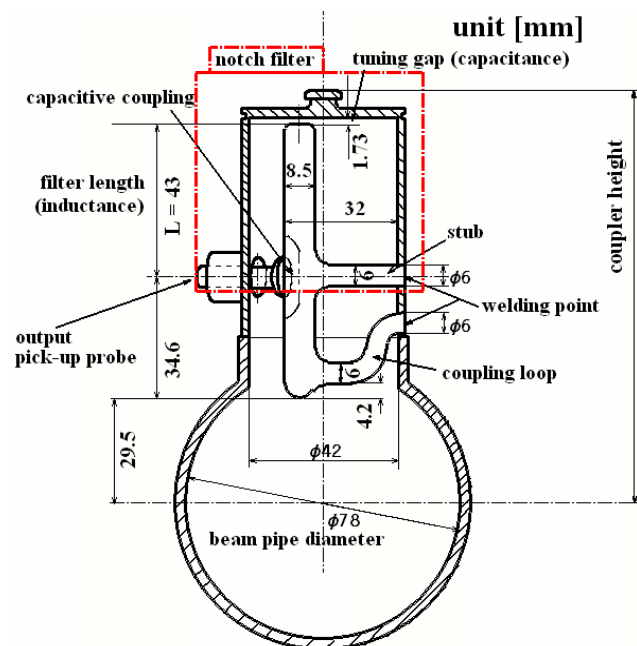


図 14 coaxial HOM coupler of TESLA

STF Baseline 空洞ではヘリウムジャケット径の最小化のため、TESLA 型 HOM カプラより 6mm 以上低い高さのコンパクトなカプラという要求がある。この要求を達成するための HOM カプラの設計方針は、

- ① ノッチフィルターを短くする変更、
- ② カップリングアンテナとスタブの一体化を計る

という、2 点の改良でコンパクト性と製作簡素化を追求した。ピックアップアンテナとスタブの一体化とは HOM カプラ外筒部への接地点を TESLA 型の 2 点から 1 点にするもので、カップリングアンテナとスタブを接地点直前で合流させ一体化させる。これにより外筒部への溶接点を 1 点にすることができる。

STF Baseline 空洞では、ヘリウムジャケット装着のためにはどちらか一方の HOM カプラをコンパクトにすればよいため、一方を TESLA 空洞と同サイズのもの (STF I-type と呼ぶ) とし、もう一方を長さの短いショートタイプ (STF L-type と呼ぶ) とした両タイプの開発を行った[2]。

2-1. ノッチフィルターの設計

ノッチ周波数は内導体のインダクタンスと先端ギャップのキャパシタンスで決まる。図 15 はノッチフィルターと HOM カプラの等価回路である (同軸管測定装置を含む)。HOM カプラをコンパクトにするためにノッチフィルターを短くすると、内導体のインダクタンス (T2) が減少するので、キャパシタンス (C4) を増加させノッチ周波数を調整する。キャパシタンス増大のためには、外筒端部と内導体の先端部とのギャップを狭くする事、先端部の面積を広げる方法で行える。

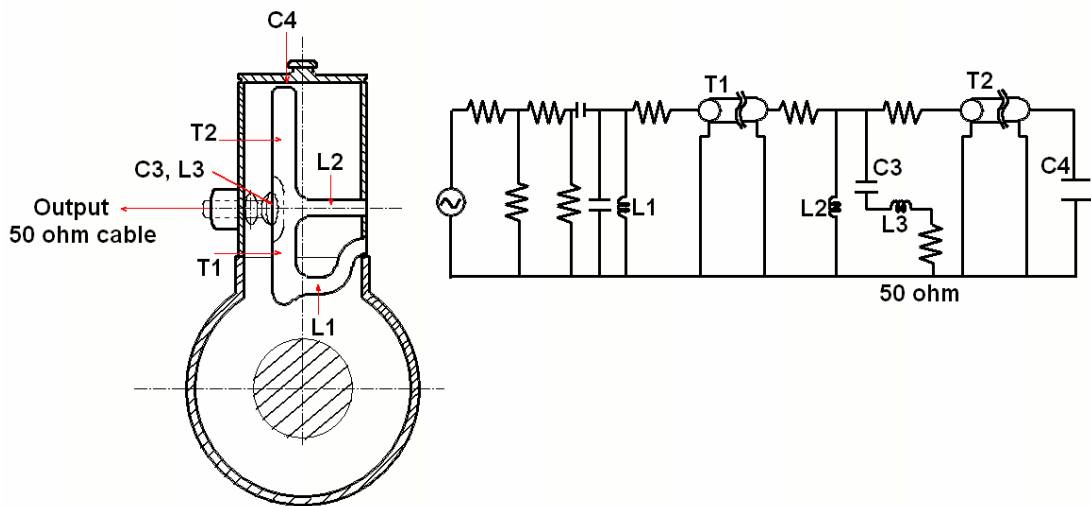


図 15 ノッチフィルター及び HOM カプラの等価回路 (同軸管測定装置を含む) [3]

ここで、ノッチフィルターのチューニングに用いられるキャパシタンス C は内導体先端部の面積 S とチューニングギャップ g と外筒端部と内導体先端部間を占める媒質の誘電率 ϵ を用いて以下のように表せる。

$$C = \frac{\epsilon S}{g} \quad (2-1-1)$$

ノッチフィルターの周波数調整は外筒端部に力を加え、外筒端部と内導体との間隔を変えて調整する。このときギャップが狭いとキャパシタンスはギャップに対し反比例の変化を示すため周波数変位に対する感度が敏感になる。チューニング感度が敏感すぎる場合、2K までの冷却時温度変化による変形でノッチ周波数がずれる可能性が出てくるため、加速モードが十分にリジェクションされる周波数範囲および低温時の変形量を考慮したチューニング感度に設定する必要がある。

始めに図 16 (a)~(c)に示す STF I-type、STF L-type モデルでノッチフィルターのノッチ周波数とブロードバンド特性の計算を HFSS ver.9.1 を用いて行った。計算時に用いたパラメーターを以下に示す。計算モデルは計算時間短縮のため perfect H の境界条件を用いて 1/2 サイズとした。計算に用いたパラメーターは図 16 の中に示してある、

- ・フィルター長 (filter length)、
- ・内導体先端形状折れ曲げ長 (TT)、
- ・スタブ形状 (ノーマルもしくはクランクスタブ : H)、
- ・スタブ位置 (d)、
- ・チューニングギャップ (tuning gap)、

である。図 17 は HFSS で製作した両フィルターの計算モデルである。

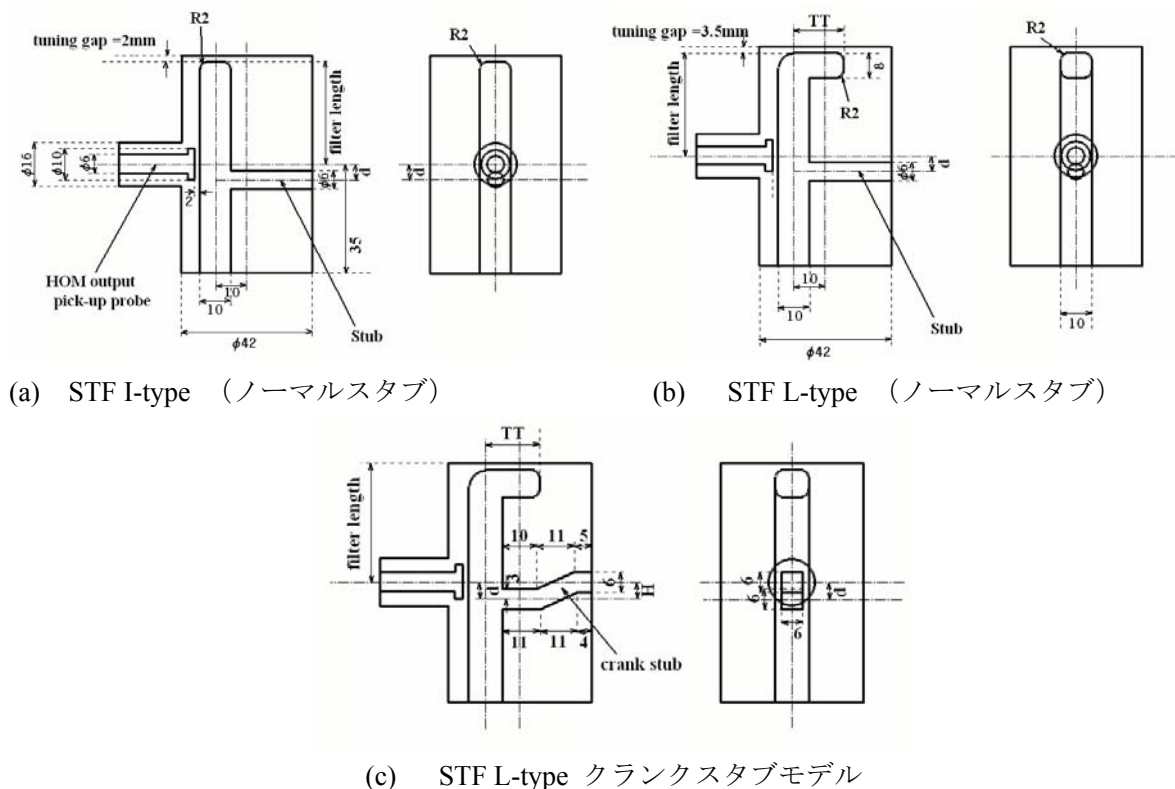


図 16 ノッチフィルターの計算モデル (3モデル)

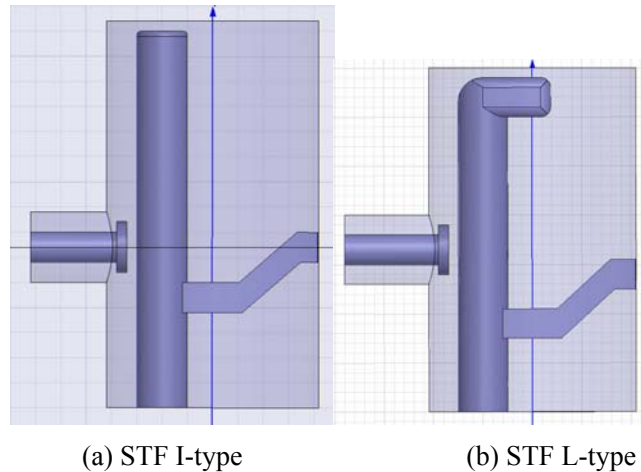


図 17 計算モデル (HFSS) : クランクスタブモデル

2-1-1. STF I-type モデルの計算

図 16(a)および図 17(a)は STF I-type であり、これは TESLA 型と同じノッチフィルター長を持つ。始めにこのシンプルなモデルを用いて各パラメーターに対するノッチ周波数の変化の方向性とブロードバンド特性の計算を行った。このときの内導体径は 10mm、外導体径は 42mm、ピックアッププローブは先端径=10mm、プローブギャップは 2mm として計算した。以下、STF I-type ノッチフィルターのノッチ周波数感度(エラー計算)とブロードバンド特性の計算結果について述べる。

図 18 はフィルター長に対するノッチ周波数の変化である。ここで $d=0\text{mm}$ 、チューニングギャップ=2mm と固定して、フィルター長を 43,45,47mm と変化させた。このときのノッチ周波数の変化を図にまとめる。これらのモデルのノッチ周波数はターゲットである 1300MHz 近傍にあることが分かった。また、フィルター長に対して、ノッチ周波数が線形に変化していることが分かる。なお、フィルター長に対する感度は 25 MHz/mm (2.5 MHz/100 μm) であった。また、ノッチ周波数の 3 倍のところに禁止帯が見られた。表 4 にフィルター長に対するノッチ周波数の変化とノッチ周波数に対する禁止帯周波数をまとめる。

次いで、チューニングギャップに対するノッチ周波数の変化を図 19 に示す。このときフィルター長は 43mm、 $d=0\text{mm}$ である。チューニングギャップに対する周波数感度はギャップ長に対して反比例の形をとり、

Tuning gap = 2 ~ 4 mm: 50 MHz/mm (5 MHz/ 100 μm)

Tuning gap = 4 ~ 6 mm: 20 MHz/mm (2 MHz/ 100 μm)

であった。

後述になるが、STF L-type ノッチフィルターではスタブをクランク形状とすることで、高周波域の透過特性がよくなる傾向が見られたため、STF I-type にクランクスタブを設けた場合の周波数特性を計算した。図 20 に計算結果を示す。若干ではあるが、ノッチ周波数近傍のバンド幅の広がりや高周波域の透過特性に改善が見られた。しかし、4GHz 周辺の禁止帯の除去には到らなかった。ノッチ周波数に変化は無かった。図 21 はノッチフィルター共振時 (1.3GHz) と禁止帯 (3.9GHz) の負荷時のノッチフィルター内の電界分布である。共振時および禁止帯の周波数ではピックアップ

プローブ周辺に電場が無く、カップルしないことが分かる。(このとき、ピックアッププローブ周辺の磁場は最大となる。後述であるが、この磁場による誘導電流によって、CW 運転時にピックアッププローブの発熱が問題となる。高電界試験の項で述べる。)

最終的なノッチフィルター形状はカップリングループとプローブの組み合わせで決まるため、次のセクションで述べる。

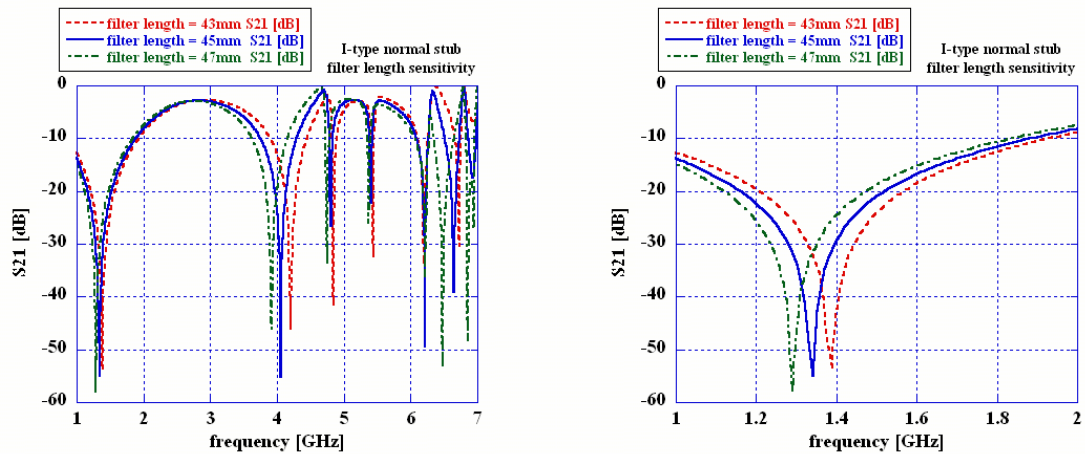


図 18 filter length に対するノッチ周波数感度 (d=0、tuning gap =2mm) 右図拡大図

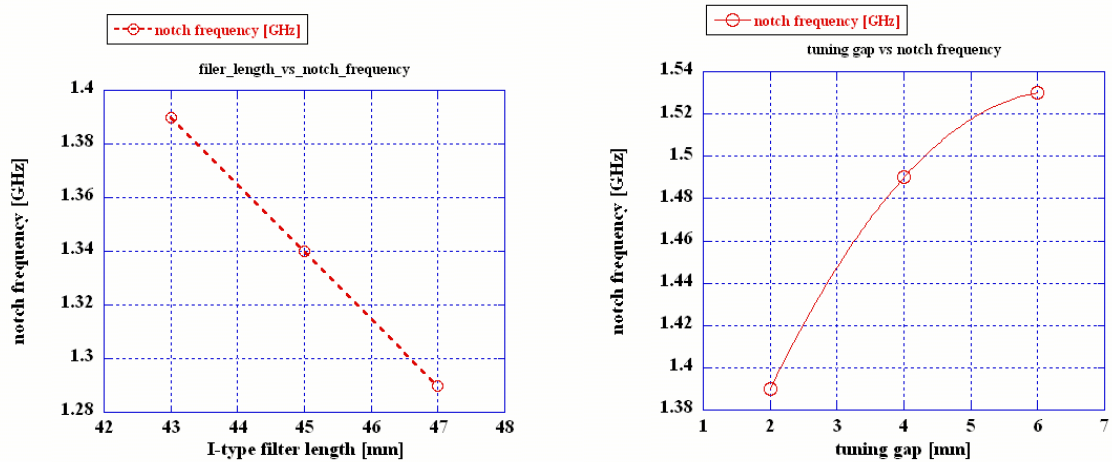


図 19 フィルター長に対するノッチ周波数の変化、 チューニングギャップに対する周波数変化

表 4 ノッチ周波数と禁止帯の周波数

Filter length[mm]	ノッチ周波数	Stop-band
43	1.39GHz	4.16GHz
45	1.34GHz	4.05GHz
47	1.29GHz	3.90GHz

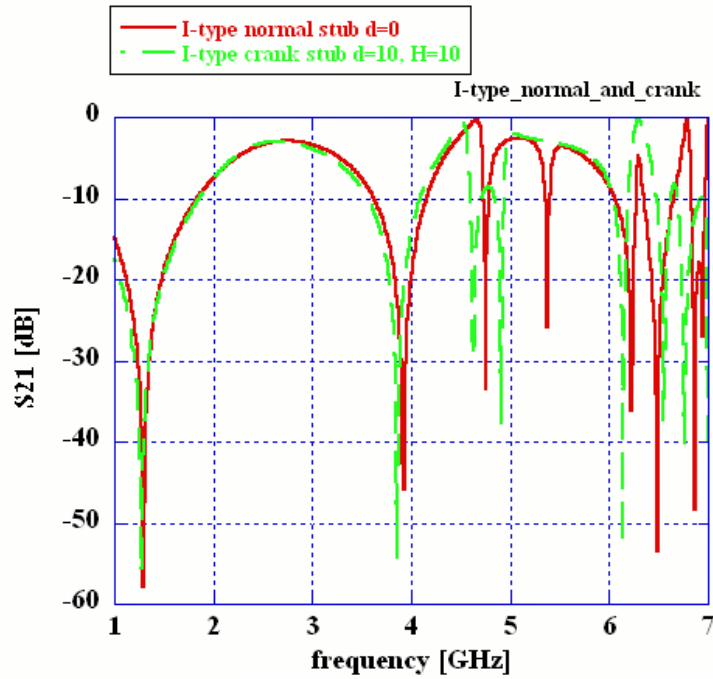
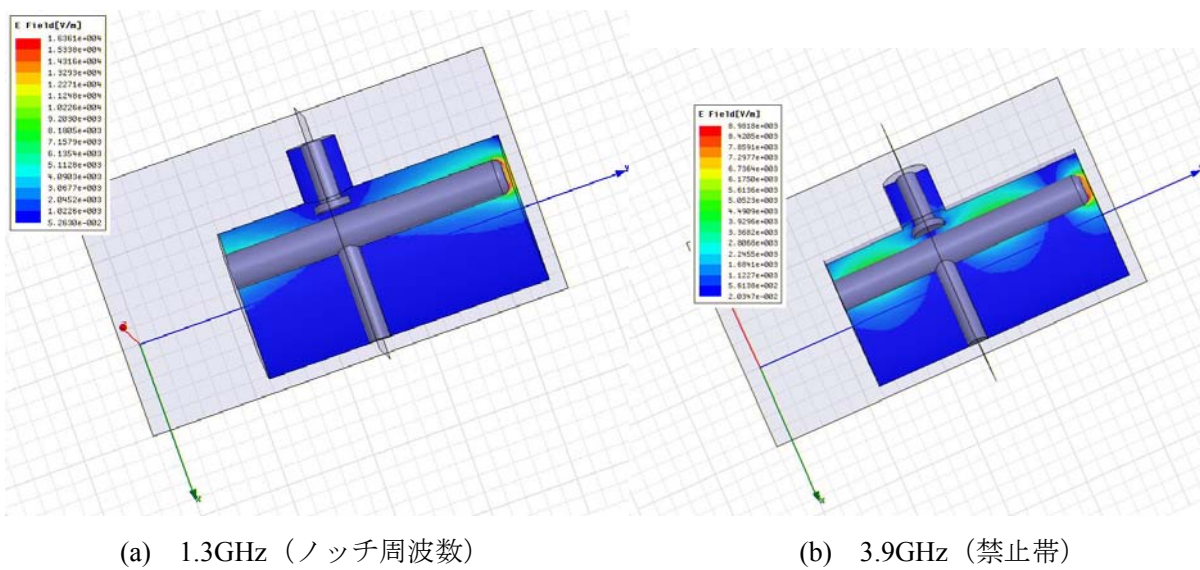


図 20 STF I-type におけるクランクスタブの効果



(a) 1.3GHz (ノッチ周波数)

(b) 3.9GHz (禁止帯)

図 21 STF I-type ノッチフィルタ内の電界分布

2-1-2. STF L-type モデルの計算

図 16(b)(c)と図 17(b)は STF L-type であり、STF I-type と比べて、フィルター長が 8mm 短いノッチフィルター長を持つ。また、(b) と (c) はノーマルスタブ、クランクスタブとスタブ形状が異なるモデルである。STF I-type と同様に各パラメーターに対するノッチ周波数の変化の方向性とブロードバンド特性の計算を行った。このときの内導体径は 10mm、外導体径は 42mm、ピックアッププローブは先端径=10mm、プローブギャップは 2mm として計算した。以下、STF L-type ノッチフィルターのノッチ周波数感度（エラー計算）とブロードバンド特性の計算結果について述べる。

始めに、STF L-type のフィルター長を TESLA モデルの 43mm より 7mm 短い 36mm で計算を行った。図 22 は内導体先端形状に対するノッチ周波数の変化である。ここで、スタブをノーマルスタブとし、フィルター長=36mm、チューニングギャップ=2mm、 $d=0\text{mm}$ とした。ノッチ周波数の変化は先端面積の増加分に対して線形の変化を示した。周波数感度は先端折れ曲げ長 TT に対して 30MHz/mm、面積に対して $3\text{MHz}/\text{mm}^2$ であった（図 23 参照）。また、禁止帯の周波数に変化があり、STF I-type でノッチ周波数の 3 倍に位置していたものが、約 500MHz 高周波側にシフトし、4GHz から 4.5GHz、4.9GHz に変化した。表 5 に TT に対するノッチ周波数の変化とノッチ周波数に対する禁止帯周波数をまとめる。

図 24 はチューニングギャップに対するノッチ周波数の変化である。TT=13.3mm、 $d=0$ 、フィルター長=36mm と固定し、チューニングギャップに対するノッチ周波数を計算した。チューニング感度を以下に示す。

Tuning gap = 2 ~ 3 mm: 90 MHz/mm (9 MHz/ 100 μm)

Tuning gap = 3 ~ 4 mm: 75 MHz/mm (7.5 MHz/ 100 μm)

であった。

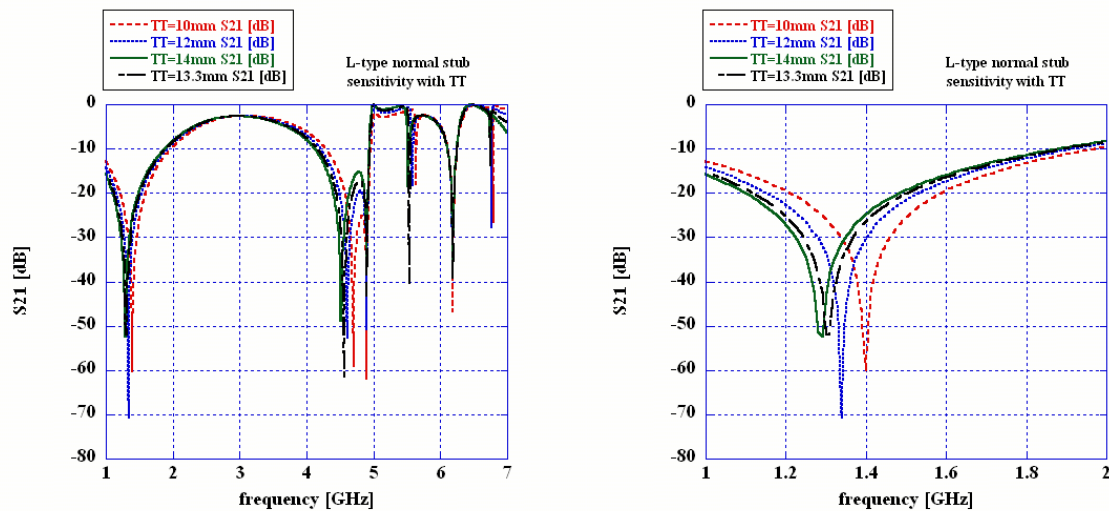


図 22 TT に対するノッチ周波数の変化（ブロードバンド特性）

表 5 内導体先端形状 (TT) に対するノッチ周波数の変化

TT[mm]	ノッチ周波数	Stop-band
10	1.40GHz	4.70GHz
12	1.34GHz	4.60GHz
13.3	1.30GHz	4.54GHz
14	1.28GHz	4.48GHz

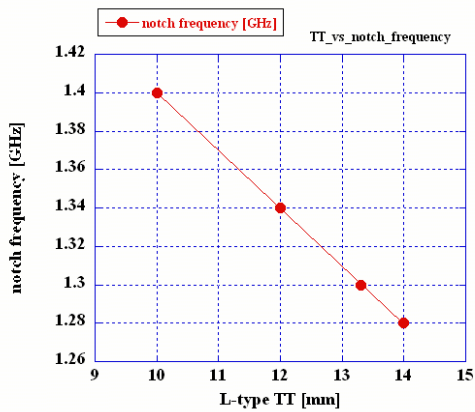


図 23 TT に対するノッチ周波数の変化

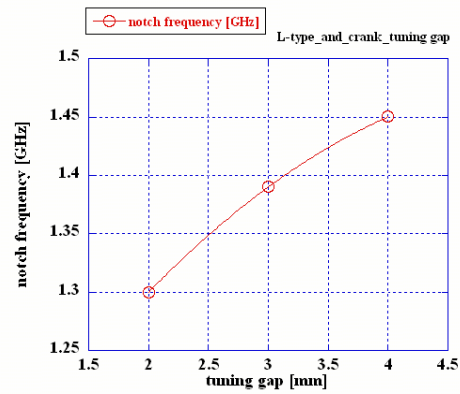


図 24 チューニングギャップに対する変化

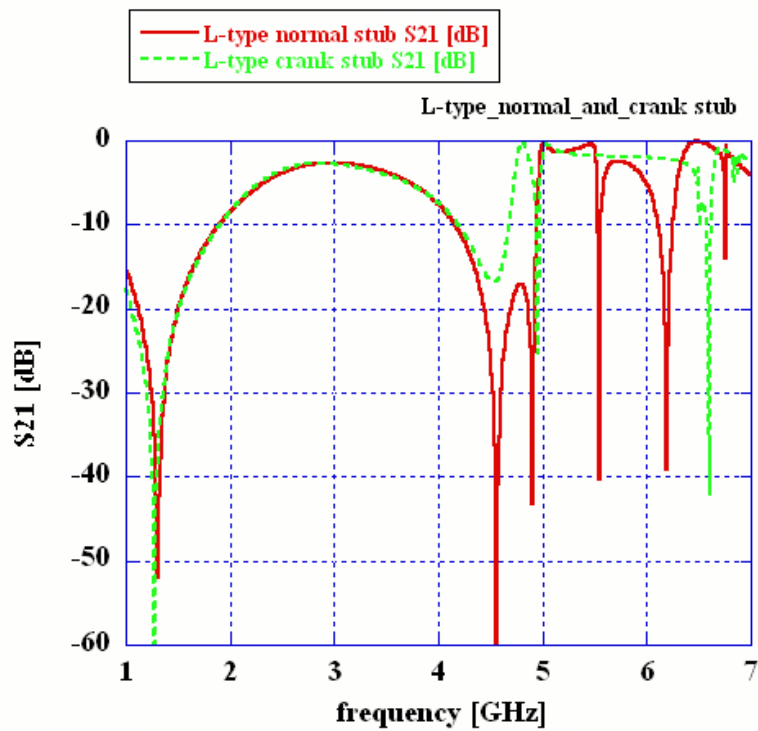


図 25 クランクスタブとノーマルスタブに対する透過特性

図 25 はクランクスタブとノーマルスタブに対する周波数特性である。クランクスタブへの変更は HOM カプラ内導体と外導体の溶接位置を出来る限り高い位置に持って行き、HOM カプラのビーム軸からの高さを抑えるために行った。ノッチフィルターのフィルター長は 36mm、チューニングギャップは 2mm、内導体先端折れ曲げ長 (TT) は 13.3mm として計算した。クランクスタブの形状は図 16 (c) 中の H であり、 $H=10\text{mm}$ 、 $d=10\text{mm}$ として、ノーマルスタブモデルとの比較を行った。計算の結果、クランクスタブモデルでは 4.5GHz の禁止帯の周波数特性が大きく改善されていることが分かる。

スタブをクランクスタブとすることで、高周波帯域の透過特性が飛躍的に改善したため、次にクランク幅 H とスタブ位置 d に対する応答を計算した。図 26 はクランク幅 H に対する周波数特性である。フィルター長=36mm、チューニングギャップ=2mm、 $d=10\text{mm}$ として計算した。クランク幅 H に対して、高周波側の透過特性に変化があることが分かる。クランク幅 H を変えることで、セカンドオーダーの共鳴条件が変化し、ピックアッププローブ周辺に電場が立つことが分かる。 H が小さいとスタブ形状がノーマルスタブに近づくため、4.5GHz 帯の透過特性が悪化する。ノッチ周波数に変化は無かった。

図 27 はスタブ位置 d に対する周波数特性である。 d が小さいほど、高周波側の周波数特性が良くなるが、ノッチ周波数近傍のバンド幅が狭くなる傾向が見られた。また、6~7GHz 帯の禁止帯に変化が見られた。クランクスタブがノッチフィルター内に侵入していくとノッチ周波数に変化が現れた。 d の変化により、40MHz 程度ノッチ周波数が変化した。表 6 に d に対するノッチ周波数の変化を示す。図 28 は STF L-type クランクスタブモデルのノッチ周波数 (共振時) と 4.5GHz における電界分布である。ノッチ周波数ではプローブ近傍に電界は無く、4.5GHz ではプローブギャップ間に電界が立っていることが分かる。これより、4.5GHz 帯はプローブと結合し、HOM カプラの外へ取り出すことが可能となる。

表 6 d に対するノッチ周波数の変化

d [mm]	ノッチ周波数 [GHz]
0	1.32
5	1.29
10	1.28

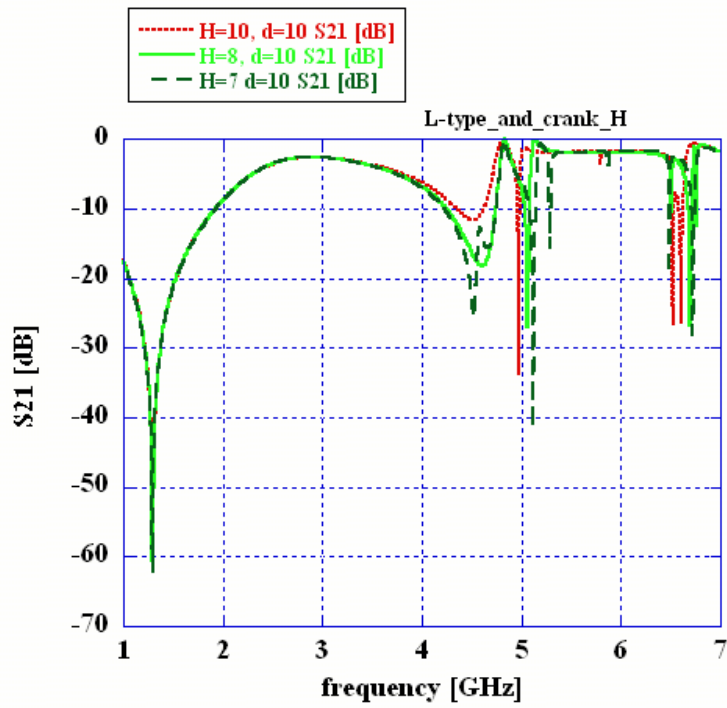


図 26 クランク幅 H に対する周波数応答 (H=10、チューニングギャップ=2mm)

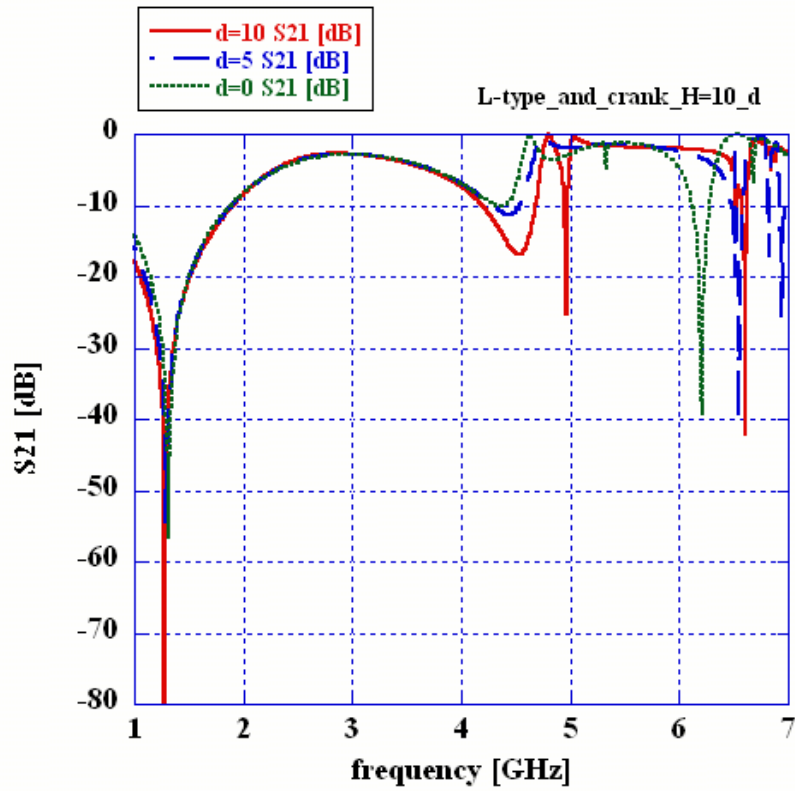


図 27 スタブ位置 d に対する変化 (H=10、チューニングギャップ=2mm)

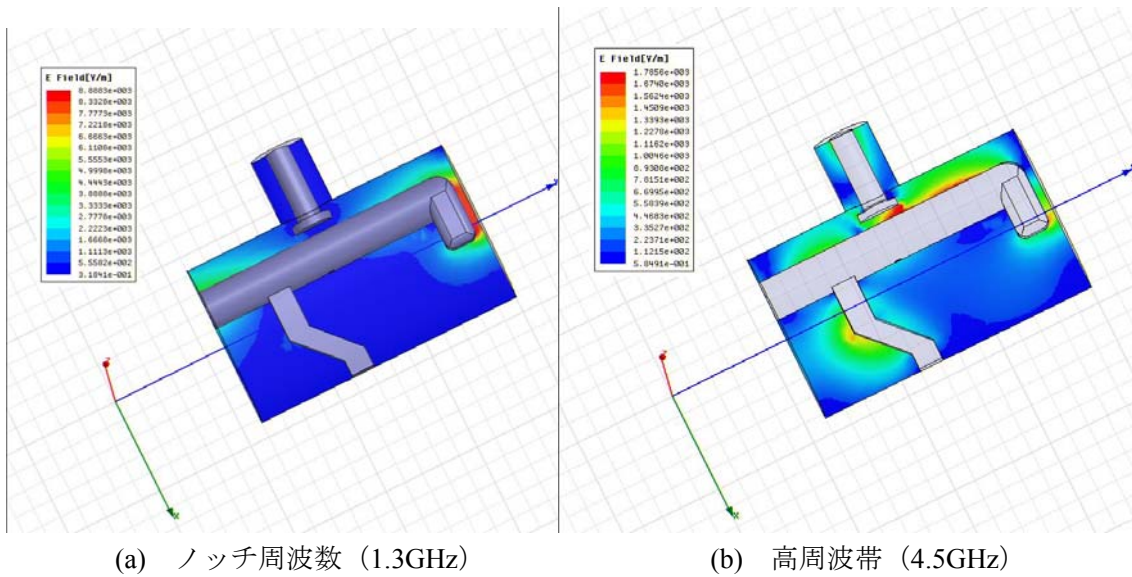


図 28 STF L-type クランクスタブノッチフィルターの電界分布 (フィルター長=36mm、チューニングギャップ=2mm、H=10、d=10mm)

STF L-type のチューニングギャップのチューニング感度は先端面積が広いから、STF I-type と同じ 2mm のギャップでは 1.8 倍の感度を持つ。このため、両モデルの周波数感度を一定にするため、STF L-type のチューニングギャップは 3.5mm とした。ここで、チューニングギャップの増加分だけ、フィルター長が伸びるため、フィルター長を 35mm として内導体先端形状 TT を決定した。しかし、最終的なノッチフィルター形状はカップリングループとプローブの組み合わせで決まるため、次のセクションで述べる。

計算を行った 3 モデルのノッチフィルターのブロードバンド周波数特性を図 29 にまとめる。STF Baseline 空洞に使用する HOM カプラのノッチフィルターは、STF I-type ではクランクスタブモデル、STF L-type も同様にクランクスタブモデルとした。

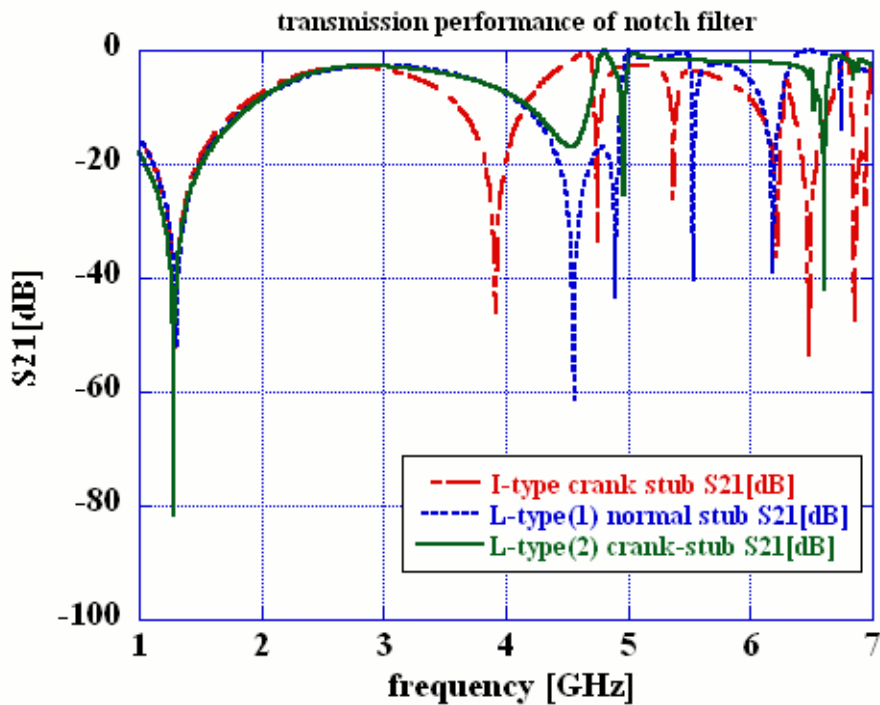


図 29 3モデルのフィルター特性

2-2. HOM ピックアップの設計 (ブロードバンド周波数特性)

ノッチフィルター設計の後、図 30 (左図、右図) に示すようにスタブと一体化した形でカップリングアンテナを取り付けた。カップリングアンテナは HOM カプラの高さとビームパイプの形状、溶接代、カップリングループの挿入長と、カップリングループとスタブとの一体化を考慮したうえでその形を決定した。また、HOM ピックアッププローブのカップリングを強くするために、内導体側面のプローブ面に座ぐりを入れてピックアッププローブと内導体の対向面積を増やし、キャパシタンスを増大させた。これらの追加工により、ノッチ周波数に変化が生じたため、各パラメータを変化させ、ノッチ周波数が 1300MHz になるように最適化した。ここで、フィルター長、クランクスタブ位置および形状、カップリングアンテナ形状、ピックアッププローブ形状およびギャップを固定し、STF L-type は内導体先端折れ曲げ長とチューニングギャップ、STF I-type はチューニングギャップをパラメータとして計算した。図 30 (中図) はこれらのパラメータを最適化した結果得られた HOM カプラ形状と STF Baseline 空洞エンドグループに STF L-type カプラを組み込んだときの様子である。ベースプレートより HOM カプラの高さが 2mm 低くなっていることが分かる。これで第一の目的は達成した。ここで STF I-type カプラはフィルター長 43mm、チューニングギャップ 2mm である。STF L-type はフィルター長 35mm、チューニングギャップ 3.5mm で 1300MHz のノッチ周波数が得られた。

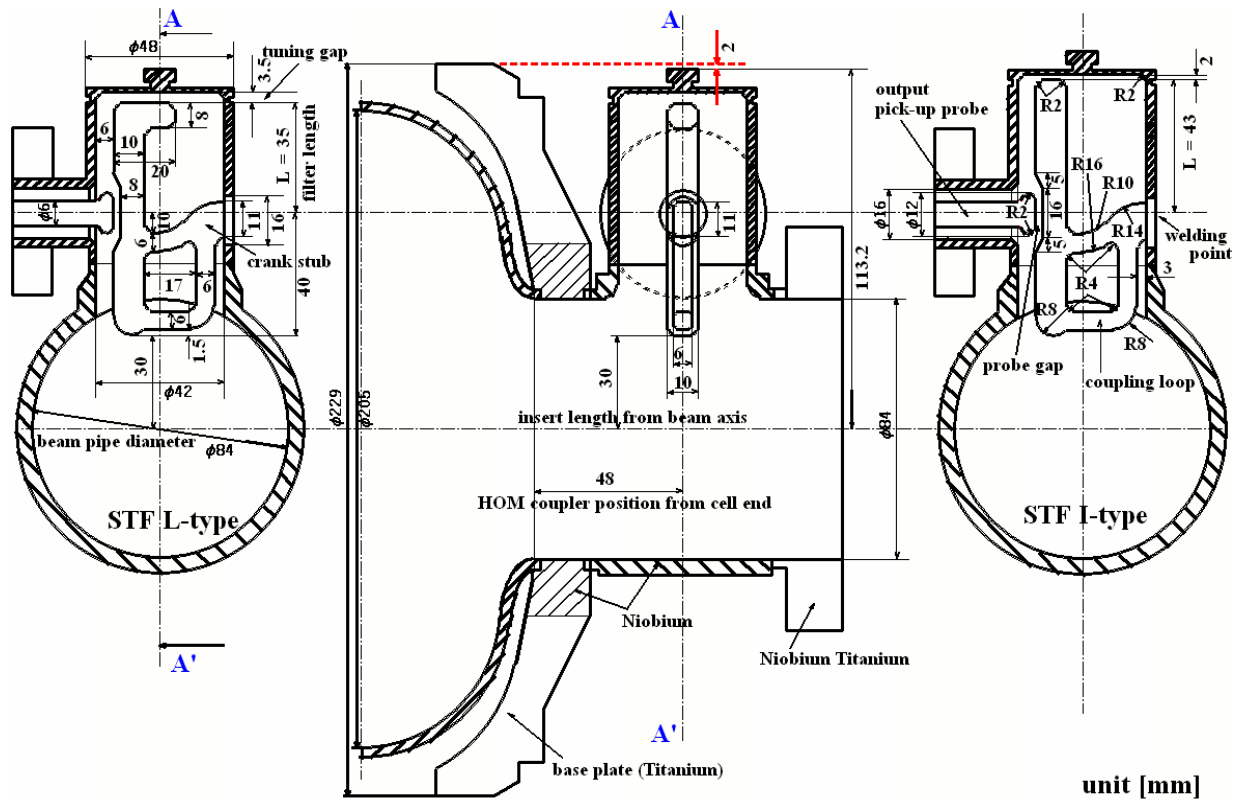


図 30 STF L-type および STF I-type のカプラ形状および STF Baseline 空胴エンドグループでの HOM カプラの配置

次いで、空胴モデルと同軸管モデルを用いて、設計した両 HOM カプラの RF 特性の評価に移る。評価は HFSS による計算と銅製 HOM カプラモデルにおける比較で行う。測定項目は両 HOM カプラのブロードバンド特性の評価、空胴モデルによる加速モードに対するリジェクションの確認、高次モードに対する Q_{ext} の評価である。以下、測定方法、測定結果について述べる。

2-2-1. ノッチ周波数とブロードバンド特性の測定

ノッチ周波数とブロードバンド特性の測定は同軸管測定装置を用いて行った。図 31 に同軸管測定装置の写真と単体での透過特性を示す。同軸管測定装置単体の試験では HOM カプラの取り付け穴にブランクフランジを装着して、同軸管の上流と下流からの透過をネットワークアナライザ (NWA: Agilent E8363B) を用いて測定した。図 32 に同軸管測定装置単体の透過特性を示す。所々スパイクが観測されているが、1~6GHz までの間 -5dB 以上の透過があることが分かる。

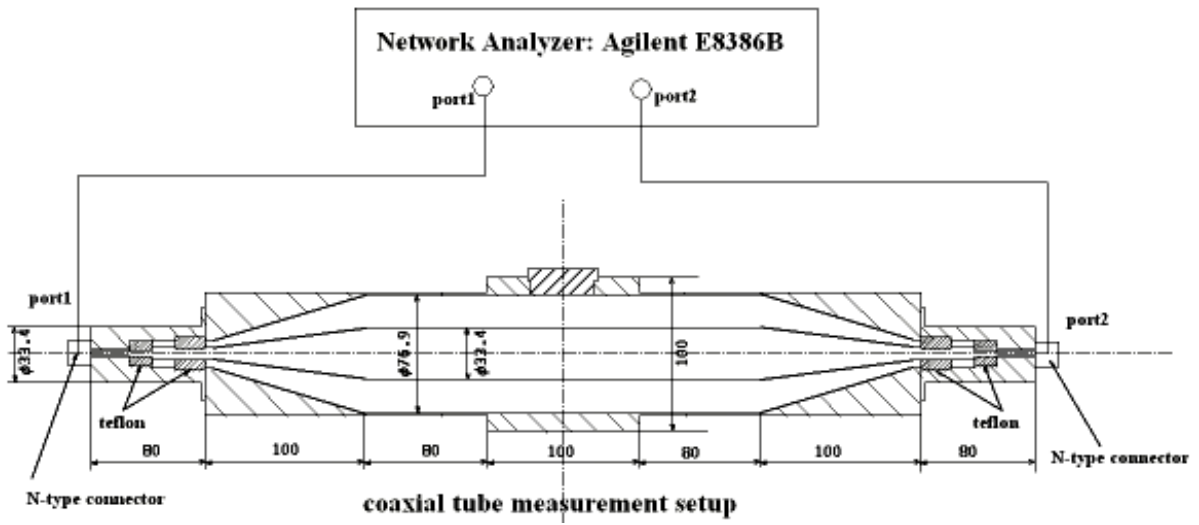


図 31 同軸管測定装置単体における透過特性の測定セットアップ

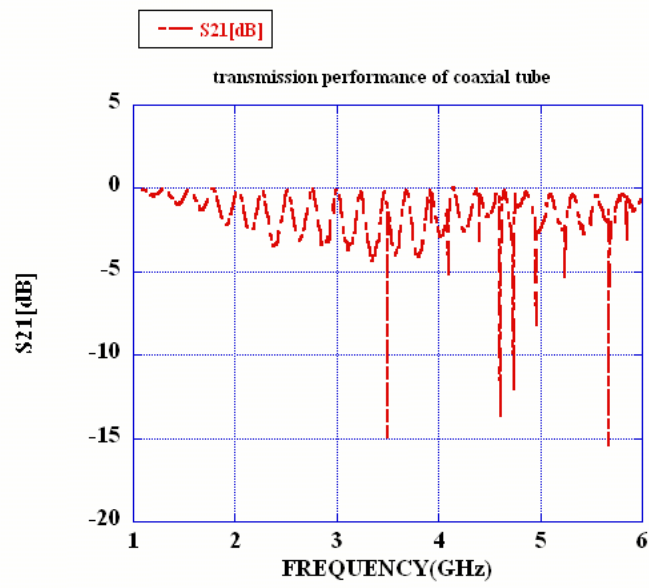


図 32 同軸管測定装置の周波数特性 (HOM カプラ無し)



図 33 ブロードバンド特性の測定の様子（同軸管測定装置と HOM カプラ（チューニング冶具を含む））

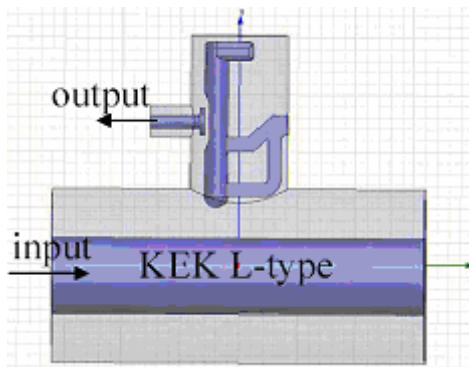


図 34 計算モデル



図 35 銅製 STF HOM カプラ

図 33 は同軸管測定の様子である。同軸管測定装置でノッチ周波数を測定しながら、チューニング冶具を用いてノッチフィルターの調整が行える。図 34 は計算モデルで、STF I-type、STF L-type の周波数特性を計算するのに使用した。計算にて両 HOM カプラのノッチ周波数が 1300MHz になることを確認し、銅製 HOM カプラの製作を行った。図 35 に銅製 HOM カプラを示す。銅製 HOM カプラの加工直後におけるノッチ周波数の測定を行った。同軸管測定装置上に HOM カプラを配置して、NWA を用いて HOM カプラのブロードバンド特性を測定した。図 36 にセットアップを示す。測定は同軸管の上流にある Pin から RF を入力し、HOMout への透過を測定した。同軸管の下流は 50Ω でターミネートした。

銅製 HOM カプラの加工直後のノッチ周波数を表 7 にまとめる。測定の結果、STF I-type のノッチ周波数は 1276 MHz、STF L-type では 1360MHz であった。銅モデルの加工直後における寸法検

査記録よりノッチ周波数の変化量を推測することが出来る。以下に寸法検査記録より求めた各パラメーターの値を示す。

STF I-type : フィルター長=42.99mm (設計値 43.0mm)、
チューニングギャップ=1.8mm (設計値 2.0mm)

これらの効果は

- (1) フィルター長のチューニング感度 25MHz/mm、
- (2) チューニングギャップ感度 50MHz/mm から

$$1300\text{MHz} + 0.25\text{MHz (フィルター長)} - 10\text{MHz (チューニングギャップ)} = 1290.025\text{MHz}$$

になると予想される。

STF L-type : フィルター長 : 34.48mm (設計値 35.0mm)、
チューニングギャップ=3.47mm (3.5mm)、
内導体先端折れ曲げ長 TT=13.51mm (15.0mm)

これらの効果は

- (1) フィルター長のチューニング感度 25MHz/mm、
- (2) チューニングギャップ感度 75MHz/mm、
- (3) 先端面積感度 3MHz/mm² から

$$1300\text{MHz} + 12.5\text{MHz (フィルター長)} - 2.25\text{MHz (チューニングギャップ)} + 45\text{MHz (先端面積)} = 1355.25\text{MHz}$$

になると予想される。

計算結果と工作誤差によるノッチ周波数の変化を比較すると、STF I-type は 14MHz の差があった。一方、STF L-type では 5MHz の差があった。STF I-type のノッチ周波数は工作誤差の見積もりより低い方にシフトしていた。ノッチ周波数はチューニングギャップによってチューニングされるため、チューニングギャップが狭まる方向に変化した可能性がある。通常の取り扱いにおいて、チューニングギャップが広がる方向に変形するとは考えにくいので、内導体と外導体のトーチロウ付けに使用した治具、運搬時やその他の過程でチューニングギャップが狭まった可能性が考えられる。

表 7 銅モデル HOM カプラの加工直後のノッチ周波数と各パラメーターに対する周波数エラー

Copper model	Notch frequency (Design value)	Filter Length (Design value)	Tuning gap (Design value)	TT (Design value)	
STF I-type	1276 MHz (1300 MHz)	42.99 mm (43.0 mm) 0.25 MHz ↑	1.8 mm (2.0 mm) 10 MHz ↓	---	1290.025 MHz
STF L-type	1360 MHz (1300 MHz)	34.48 mm (35.0 mm) 12.5 MHz ↑	3.47 mm (3.50 mm) 2.25 MHz ↓	13.51 mm (15.0 mm) 45 MHz ↑	1355.000 MHz

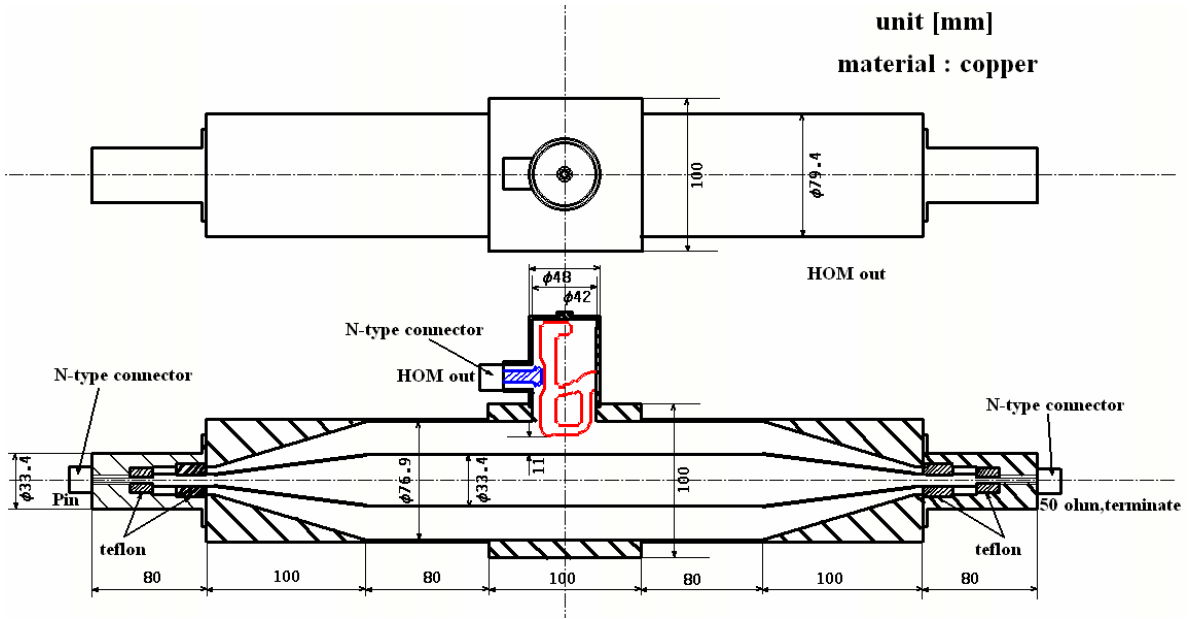


図 36 同軸管測定装置と HOM カプラ

HFSS による計算と銅製 HOM カプラの実測値に対するブロードバンド特性を図 37(a)(b)に示す。図 37(a)(b)は HOM カプラのアンテナの向きを同軸管と平行にした状態で計算、測定した。ここで、図 37(a)は STF I-type の比較、(b)は STF L-type の計算と測定の比較である。STF L-type ではクランクスタブとカップリングアンテナを一体化したことにより、4.5GHz 近傍に禁止帯が現れた。STF I-type はノッチフィルターの計算結果と同様の周波数特性を有しており、3.9GHz に禁止帯が見られた。しかしながら、STF I-type と STF L-type ではそれぞれ禁止帯の周波数が異なるため、両モデルを 1 台ずつ 9 セル空洞に装着した場合、HOM ダンピングに対しては、互いにカバーできると思われる。STF Baseline 空洞に装着した HOM カプラは、図 30 に示す形状の STF I-type、STF L-type を空洞の上下流に 1 台ずつ、空洞当たり 2 台装着した。

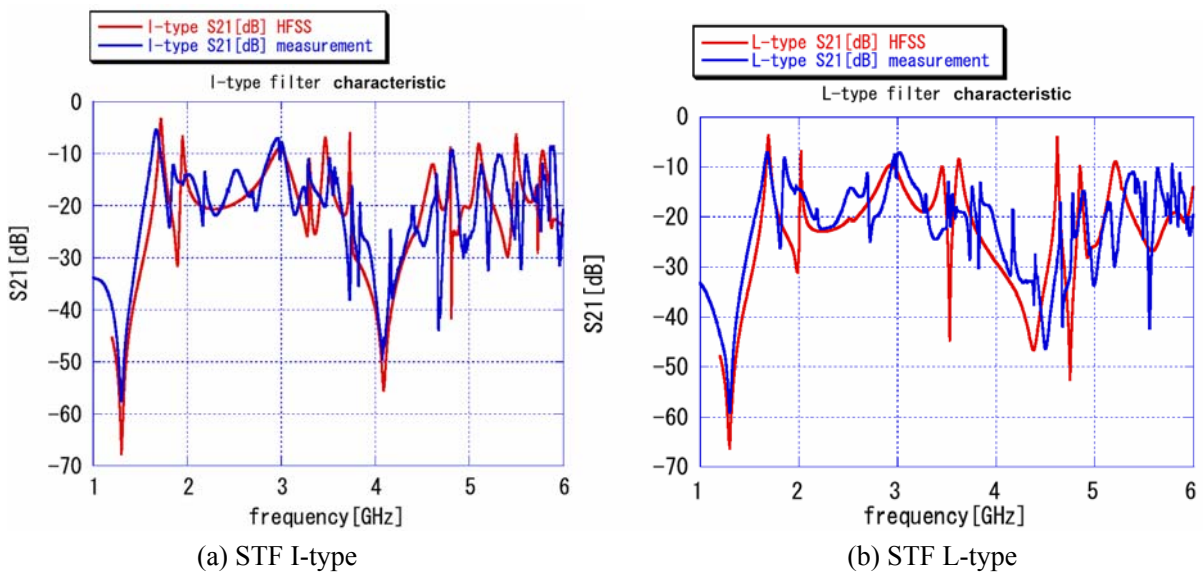


図 37 HOM カプラのブロードバンド特性の計算と測定の比較

2-2-2. STF L-type カプラの改良

STF L-type (クランクスタブ) HOM カプラでは、スタブとカップリングアンテナの一体化のため、ノッチフィルターの周波数特性がノーマルスタブの場合と同じ特性になった。これはスタブとカップリングアンテナの一体化のため、スタブ形状がノーマルスタブに近づいたためと考えられる。したがって、周波数特性の改善のため、図 38 (a) にあるようにカップリングアンテナとスタブの切り離しを行った (STF L-type-II と呼ぶ)。STF L-type-II (切り込み量: 10mm×2mm) の周波数特性を図 39(b)に示す。この改良により、4.5GHz 帯の透過特性が改善していることが分かる。

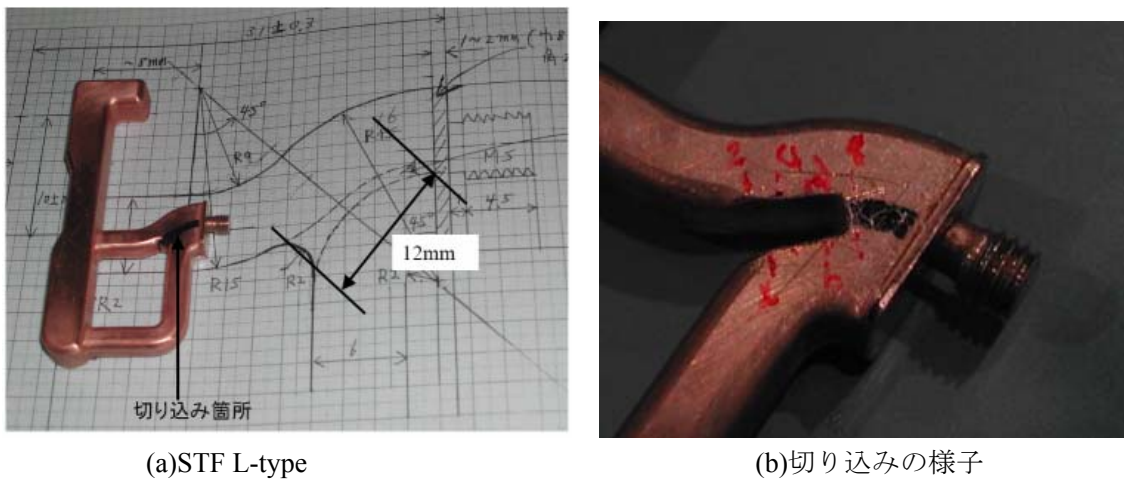


図 38 STF L-type カプラ

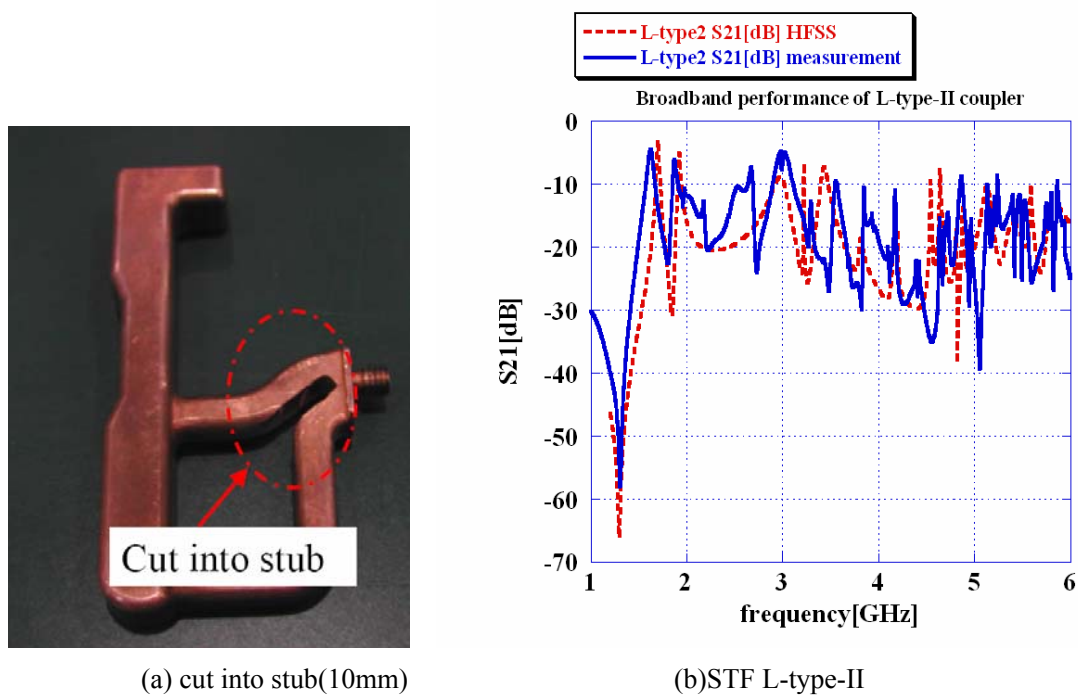


図 39 STF L-type-II の写真とブロードバンド特性の計算と測定の比較

2-3. ノッチフィルターのチューニング

ブロードバンド特性の測定後、銅製 HOM カプラと銅製 TESLA 型 9 セル空洞 (図 40) [4] を用いて、加速モードに対するノッチフィルターのチューニングを行い、ノッチフィルターのバンド幅の測定をした。この空洞は銅ブロックの削りだしで作製されており、8 つのダンベルパートと 2 つのエンドセルパートとビームパイプ部で構成されている。このため、任意のセル数で測定が可能である。加速モードの電界平坦度とパスバンド周波数を図 41 に示す。電界平坦度は 82.5% と悪いが、本空洞では周波数チューニングは困難であることから、この状態で測定を行った。なお、加速モードの周波数は 1300.788MHz であった。



図 40 銅製 TESLA 型 9 セル空洞

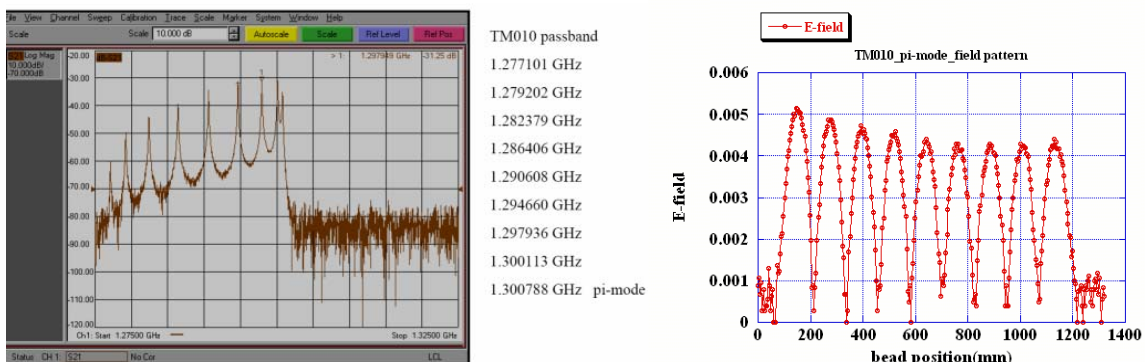


図 41 銅製 TESLA 型 9 セル空洞の加速モードパスバンド (電界平坦度=82.5%)

2-3-1. ノッチフィルターのチューニングおよびバンド幅の測定

測定セットアップを図 42 に示す。測定が簡単になるようにビームパイプの一方に入力アンテナは可変長のダイポールアンテナを装着し（カップリングが常にアンダーとなるように調整した。）、反対側に HOM カプラを配置し、2 ポート測定で評価した。入力アンテナのカップリングの測定はアンテナ位置に対する反射の変化およびスミスチャートから行なった。

HOM カプラの加速モードに対するカップリングは非常に小さいため、反射を測定することはできない。したがって、 Q_{ext} の評価は以下の関係を用いる必要がある[5]。

$$P_0 Q_0 = P_{ext} Q_{ext} = \omega_0 W \quad (2-3-1)$$

ここで、 P_0 : 空胴内で消費される電力

Q_0 : 対象とするモードの空胴の Q_0

P_{ext} : HOM カプラからの出力電力

Q_{ext} : HOM カプラの外部 Q 値

式(2-3-1)より、対象とするモードの Q_0 が分かれば、パワー収支を測定するだけで HOM カプラの Q_{ext} が評価できる。使用した 9 セル空胴の $TM_{010} \pi$ モードに対する Q_0 は 16000 (1.6×10^4) であるため、入力ポートの結合定数 $\beta=1$ とすると、HOM カプラの Q_{ext} が 1×10^{11} の場合、HOM カプラからの出力は -70dB 台が見込める。この出力パワーは十分にネットワークアナライザのダイナミックレンジ内 (-100dB) であるため、測定可能である。実際には入力アンテナの反射を -10dB に調整して、HOM 出力を測定した。これにより、 $S_{21}=-68dB$ のとき、HOM カプラの Q_{ext} は 2×10^{11} となる。

測定およびチューニングのプロセスを以下に示す。

- ・測定機器の校正、RF ケーブルの校正
- ・入力ポートのカップリングの調整
- ・加速モードの Q_0 の測定
- ・ S_{21} で加速モードの入力カプラ-HOM カプラの出力を測定
- ・同軸管測定装置に付け替え HOM カプラのノッチ周波数の確認
- ・チューニング治具を HOM カプラに取り付け、チューニングギャップを押し引きして、加速モードにノッチ周波数を合わせる。
- ・HOM カプラの目標値は $Q_{ext, TM010} > 2 \times 10^{11}$ であるため、 $Q_{ext, TM010} = 2 \times 10^{11}$ が確保できるバンド幅の測定である。

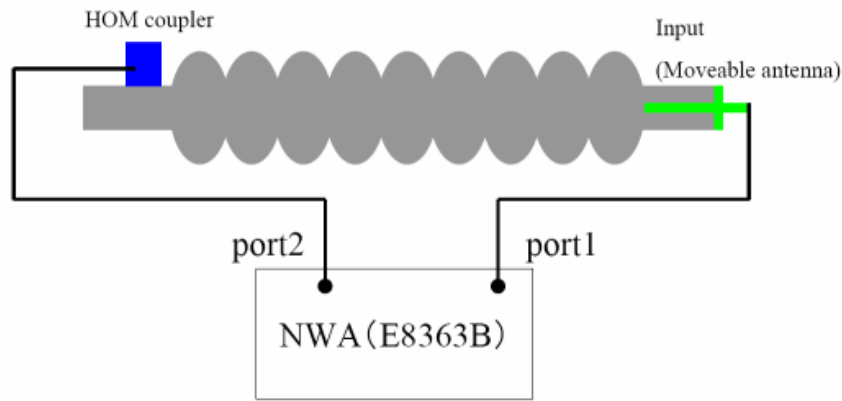


図 42 測定セットアップ

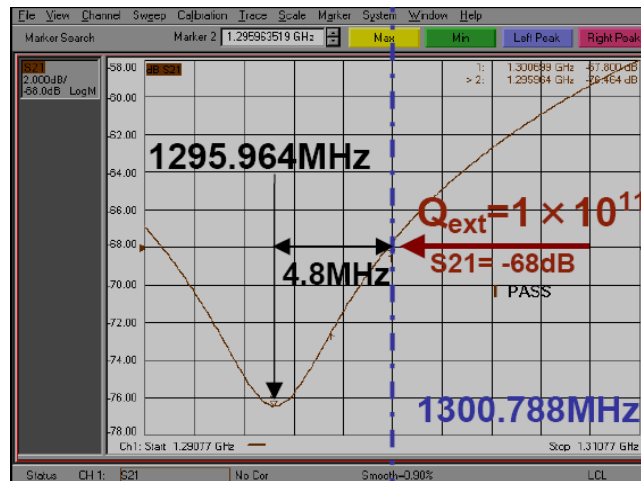
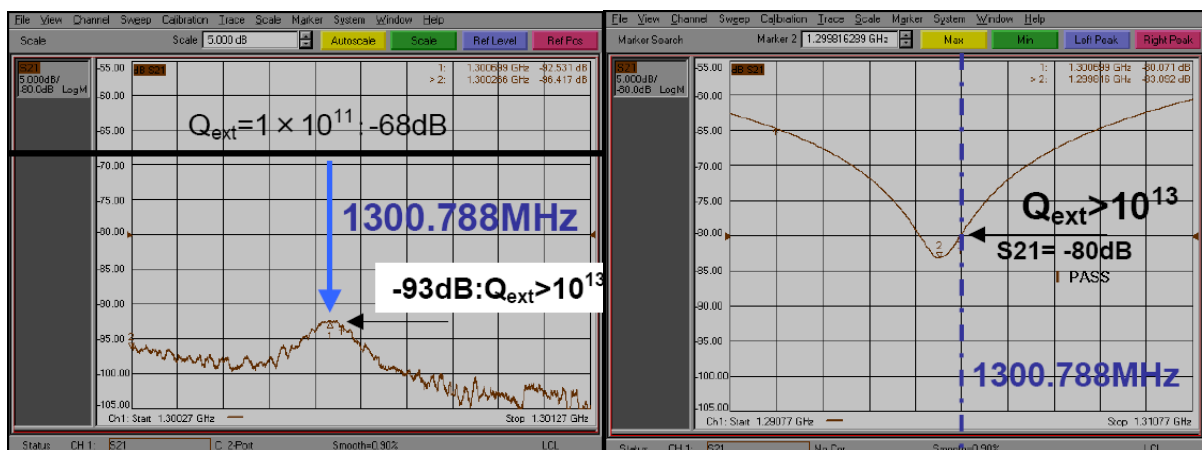


図 43 $Q_{\text{ext}}=2 \times 10^{11}$ の HOM カプラのノッチ周波数 (中心が加速モード、最小値がノッチ周波数)



(a) 空洞測定

(b) 同軸管測定

図 44 透過が最小の時の HOM カプラのノッチ周波数 (中心が加速モード、最小値がノッチ周波数)
ノッチ周波数 1299.816 MHz (-83.1 dB 透過率)

図 43 は空胴モデルの測定で S21 が-68dB になるようにノッチフィルターを調整したときの、同軸管測定スペクトラムである。このときのノッチ周波数は 1295.964MHz であり、空胴の加速モードの共振周波数 1300.788MHz に対して 4.8MHz のマージンを持っていることが分かる。同様にノッチ周波数を加速モードより高周波側にシフトさせ、 Q_{ext} が 2×10^{11} になる周波数は 1303.781MHz (3.0MHz のマージン) であった。これらから、ノッチフィルターのバンド幅は 7.8MHz であった。図 43(a)は空胴モデルにおける入力アンテナ～HOM カプラの透過を最小にしたときの透過スペクトラムである。(b)は透過最小のときの、ノッチ周波数である (同軸管測定)。図 45,46 はチューニング冶具の構造と写真である。

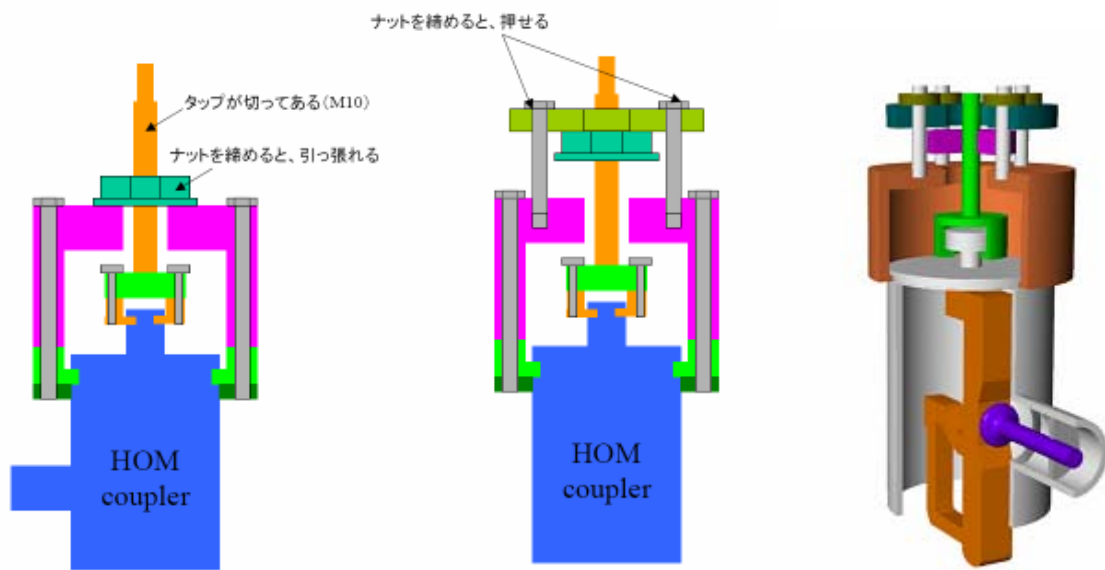


図 45 チューニング冶具の構造



図 46 チューニング冶具

2-4. 単セル空洞における HOM の Q_{ext} の測定

STF I-type、STF L-type HOM カプラのダンピングの測定は、TESLA 銅製単セル空洞[4]を用いて行った。計算は STF Baseline 単セル空洞モデルを用いて行った。ILC の HOM に対する Q_{ext} の許容値は 1×10^5 である。HOM カプラの高次モードに対するダンピング性能は 1×10^5 以下であることの確認をする必要がある。

2-4-1. 単セル空洞における HOM の Q_{ext} の測定および計算

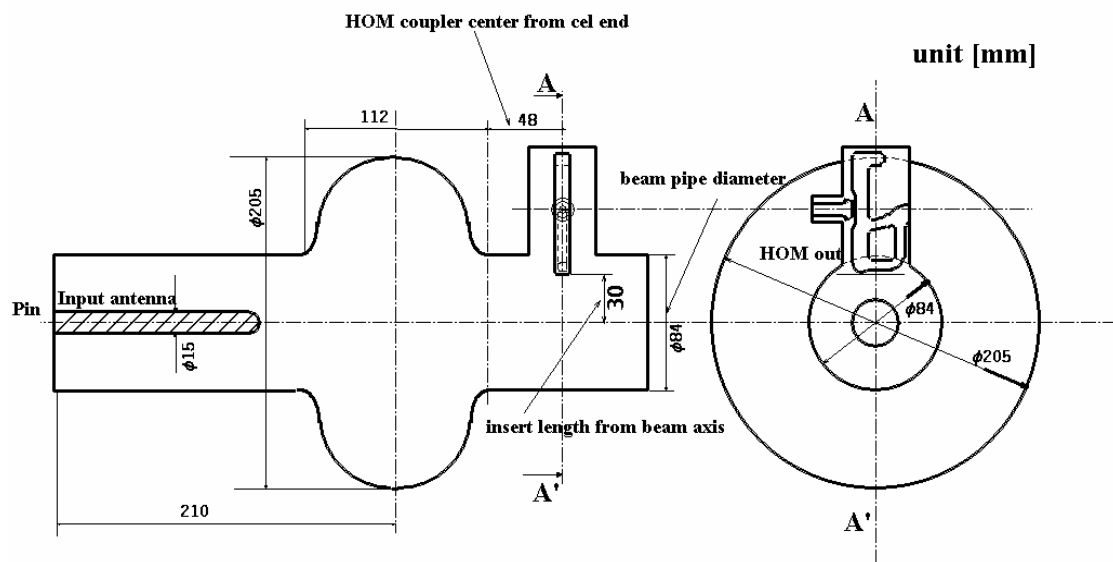
計算機能力の不足のため9セルモデルを HFSS で扱う事が出来なかったため、ここでは単セル空洞モデルで計算を行った。HOM カプラは結局エンドセルからのリークフィールドを見ているため、カプラの配置等の相対的な比較を行うのであれば、シングルセルモデルで十分である。図 47、48 に計算モデルと測定に使用した TESLA 銅製単セル空洞を示す。測定時の RF ポートの配置は図 47 に示すように空洞の一方にはダイポールアンテナを、もう一方には HOM カプラを配置した。2 ポート測定より HOM カプラ単体の Q_{ext} の測定を行った。表 8 は測定および計算結果である。表中にある TE111 モードの Low、High はダイポールモードのダブレット周波数のことであり、それぞれ偏極方向が異なる。表 9 に計算および測定に使用した単セル空洞の形状をまとめる。計算、測定ともにすべてのモードで Q_{ext} が 1×10^5 を下回っていることが分かる。TESLA 銅製単セル空洞と STF Baseline 空洞では TE111, TM110 のダイポールモードは同程度であった。TESLA 銅製単セル空洞は削りだして製作されているため、空洞の真円度が出ている。このため、ダイポールモードのダブレット周波数差が小さいため、モードの分離 (X-dipole、Y-dipole) ができない場合がある。この場合、 Q_{ext} の値は X-dipole、Y-dipole の両方を足し合わせたものを見ていることになる。STF Baseline 単セル空洞モデルでは TM011 の Q_{ext} が TESLA 銅製単セル空洞に比べて、2 倍よくなっていることが分かる。これはビームパイプ径の大口徑化と HOM カプラの突き出し量が相対的に増えたためと考えられる。

表 8 HOM の Q_{ext} の計算および測定結果 (HOM カプラ 1 台当たりのダンピング)

	TE111		TM110		TM011
	Low	High	Low	High	
STF Baseline 単セル空洞 (計算) STF L-type coupler	1.9×10^5	1.1×10^3	3.8×10^3	6.0×10^4	4.6×10^4
TESLA 銅製 単セル空洞 (測定) STF I-type coupler	2.0×10^4	Not separate	3.5×10^4	5.3×10^3	1.0×10^5
TESLA 銅製 単セル空洞 (測定) STF L-type coupler	2.0×10^4	Not separate	3.5×10^4	4.7×10^3	1.0×10^5

表 9 シングルセル空洞のパラメーターと HOM 周波数

Model	Frequency [MHz]			Other		
	TE111	TM110	TM011	ビームパイプ径	カップラ位置	挿入長
STF Baseline 単セル空洞 (計算)	1600	1835	2328	84 mm	48 mm form cell-end	30 mm from beam axis
TESLA 銅製 単セル空洞 (測定)	1670	1835	2426	78 mm	45 mm form cell-end	29.5 mm from beam axis



STF TESLA shape single cell cavity (STF L-type coupler case)

図 47 STF 単セル空洞計算モデル (アンテナ配置は測定と同配置)

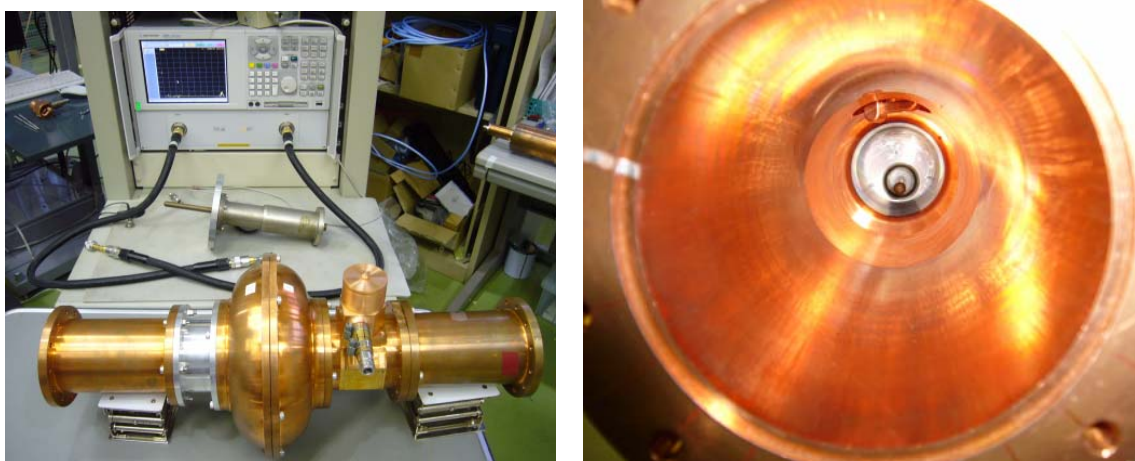


図 48 TESLA 銅製単セル空洞と空洞内の様子

2-5. 耐高電磁場特性の評価

HOM カプラの RF プロセッシングでは、HOM カプラの外壁に取り付けた温度センサーやフォトダイオードなどのモニターから、温度上昇や放射線が観測される。観測されるこれらの現象は、HOM カプラ内部で発生するマルチパクタリングに起因すると考えられる[6]。本セクションでは、HOM カプラの耐高電磁場特性評価のため、マルチパクタリングの計算と発生電界レベルの確認を行った。本計算では加速モード印加時に電界が立つ HOM カプラ内のギャップを平行平板に見立てて、2 ポイントマルチパクターレベルの計算を行った。

2-5-1. マルチパクタリングの理論と解析解

マルチパクタリングは、材料表面から放出された電子が RF 電磁場に同期して、対向する材料表面に衝突しさらに電子放出を誘発しそれらの電子がもとの材料表面にまた戻ってくる事を繰り返す、それら放出電子が指数関数的に増加する現象を指し、次のような機構で発生する。

電界放出現象や宇宙線などが原因で電子が発生したとすると、その電子は RF 電場で加速され、壁（構造体表面）に衝突し、放出された二次電子は再度 RF 電場により加速され衝突する。二次電子は放出時の RF 電場が二次電子を加速する位相であれば電界の向きに加速され（もしくは減速）、放出される二次電子数（二次電子放出係数）は一次電子の衝突エネルギーと衝突角度、材料表面により決まる。電子が構造体表面に衝突する周期が RF 電場の周期と同期し、かつ表面の二次電子放出係数が 1 以上であるとき、電子発生は継続し、電子数は指数関数的に増加する。このようにマルチパクタリングが継続する場合、電子放出数の上限は、電子による空間電荷効果と RF の入力電力により制限される。

マルチパクタリングは放出された電子が元の場所に戻ってくる 1 ポイントマルチパクタリングと運動学的条件を満たす 2 点間で衝突を繰り返す 2 ポイントマルチパクタリングなどがある。

1 ポイントマルチパクタリングでは、磁場が支配的で放出した電子が磁場により円軌道を描き、再び放出した表面位置に戻るというモデルを想定している。周波数 ω 、磁束密度 B の高周波内では、

$$\frac{\omega}{n} \sim \frac{e \cdot B}{m} \quad (2-5-1)$$

の条件を満たす場合に周期条件が成立する。ここで、 n は二次電子が発生して次に衝突するまでの RF の次数、 e と m は電子の電荷および質量を示す。このモデルは電場の影響が小さく磁場の影響が大きな部分（例えば、超伝導空洞の赤道部付近）では良い近似を得るが、電場が支配的な領域や分布が一様ではないモデルでは正確な電力レベル（もしくは電界レベル）の評価は難しい。ここで問題としている HOM カプラにおいては、電場がマルチパクタリングの条件を決定しているため、このモデルは当てはまらない。

2 ポイントマルチパクタリングでは、平行平板の電場のみ考慮した条件で厳密解が得られている。運動方程式は

$$\frac{d^2 x}{dt^2} = \frac{eE_0}{m} \sin(\omega t + \phi) \quad (2-5-2)$$

となり、時間 t での電子の位置は

$$x = \frac{eE_0}{\omega^2 m} [\sin(\omega t + \phi_0) - \sin \phi_0] + \frac{eE_0}{\omega m} t \cdot \cos \phi_0 \quad (2-5-3)$$

となる。ここで、もし電子が $\phi_0=0$ の時に、放出され加速されたとする。このときの電子の位置 x は、

$$x = \frac{eE_0}{\omega^2 m} [\sin(\omega t - \phi_0)] \quad (2-5-4)$$

となる。マルチパクタリングに必要な共鳴条件では、電子が飛び出す時の電場が電子の加速する方向で、かつ対向電極に衝突するときの位相が一次電子を放出したときの位相と逆位相であれば、電子は加速され衝突を繰り返すことができる。

電極間の距離を d とすると $x=d$ で対向する電極に衝突するため、マルチパクタリングの条件は

$$t = \frac{(2n-1)\pi}{\omega} \quad \text{のとき、}$$

$$x\left(\frac{(2n-1)\pi}{\omega}\right) = -\frac{(2n-1)\pi \cdot eE_0}{\omega^2 m} = -d \quad n=1,2,3,\dots \quad (2-5-5)$$

となる。したがって、 n 次の 2 ポイントマルチパクタリングの起こる電圧は、

$$V_n = E_0 d = \frac{d^2 \omega^2 m}{(2n-1)\pi \cdot e} \quad (2-5-6)$$

で与えられる。

2-5-2. 2 ポイントマルチパクタリングレベルの計算結果

HOM カプラ内の 2 ポイントマルチパクタリングレベルの計算に当たって、HFSS を用いて加速モード負荷時の HOM カプラ内の電界分布を計算した。計算モデルは STF Baseline 単セル空洞であり、図 49 に計算モデルを示す。加速モード負荷時の電界分布を図 50 に示す。HOM カプラ内で平行平板モデルのように電界が発生する箇所は 3 箇所あり、チューニングギャップ (E_t) とスタブの溶接部からカップリングループ間のギャップ (E_w) およびフロントギャップ (E_f) であり、軸上電界 (E_{acc}) に対する電界の比を併記した。HFSS で求めた各ギャップ間の電界強度から、式 (2-5-6) を用いて、 n 次の 2 ポイントマルチパクタリング発生電圧の評価を行った。ここで、計算に使用したパラメータは、 d =各ギャップ間隔[m]、 $\omega=2 \times \pi \times 1300\text{MHz}$ 、 $m=9.11 \times 10^{-31}[\text{kg}]$ 、 $e=1.602 \times 10^{-19}[\text{C}]$ である。

計算の結果を図 51 に示す。図 51 の縦軸は軸上電界に規格化したものであり、横軸は次数である。各ギャップともに多くのレベルは 10MV/m 以下にあることが予想されることが分かった。しかし、フロントギャップの $n=1$ では 30MV/m に一点予想される。表 10 に各ギャップに対する 2 ポイントマルチパクタリングレベルをまとめる。この計算は平行平板による概算見積もりであり、ギャップ間の最大電界で計算している。

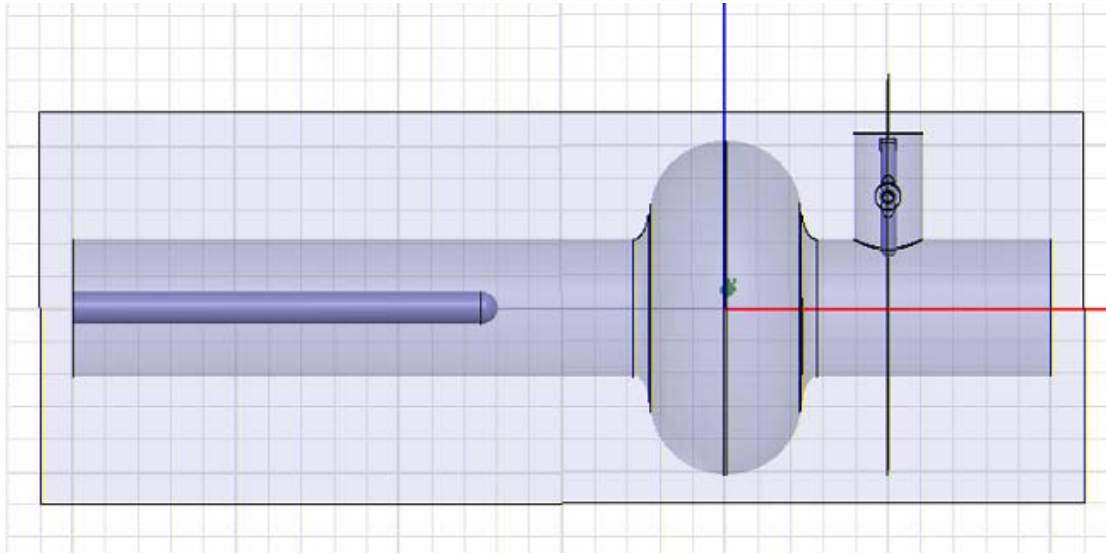


図 49 HOM カプラでのマルチパッキング計算モデル (STF Baseline シングルセル空洞)

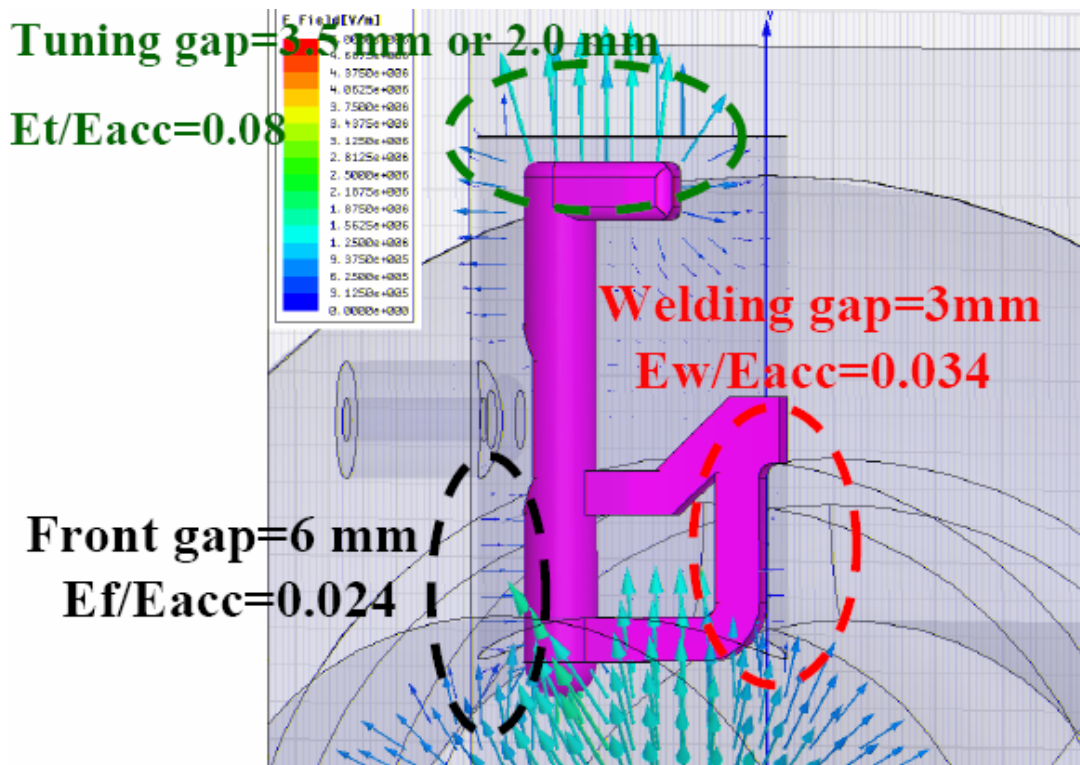


図 50 HOM カプラ内の電界分布と軸上電場とキャップ間の電場の比

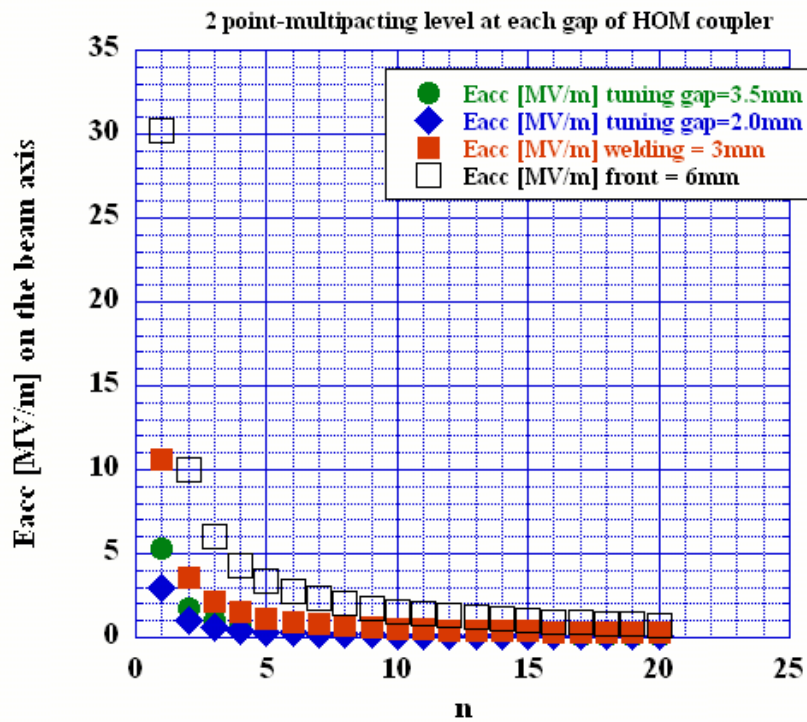


図 51 各ギャップに対する 2 ポイントマルチパクタリングレベルの計算結果

表 10 各ギャップに対する 2 ポイントマルチパクタリングレベル一覧

	Tuning gap 3.5 mm	Tuning gap 2 mm	Welding gap 3 mm	Front gap 6 mm
周期の次数 n				
1	5.28 MV/m	3.02 MV/m	10.65 MV/m	30.19 MV/m
2	1.76 MV/m	1.01 MV/m	3.55 MV/m	10.06 MV/m
3	1.06 MV/m	0.60 MV/m	2.13 MV/m	6.04 MV/m
4	0.75 MV/m	0.43 MV/m	1.52 MV/m	4.31 MV/m
5	0.59 MV/m	0.34 MV/m	1.18 MV/m	3.35 MV/m

2-6. HOM カプラ設計のまとめ

本章では、STF Baseline 空洞のための HOM カプラの設計、銅モデル製作、単セル空洞と同軸管測定を用いて RF 特性の評価を行った。

HOM カプラの設計では、

- 運転周波数 1300MHz に適したノッチフィルターの設計を行った。設計したフィルターモデルは STF I-type、STF L-type である。STF L-type クランクスタブノッチフィルターではセカンドオーダーの共振領域に禁止帯の無い、良い周波数特性が得られた。
- ノッチフィルターとカップリングアンテナを一体化したモデルでブロードバンド特性の測定を行った。その結果、STF I-type では 3.9GHz、STF L-type では 4.5GHz に禁止帯が見られた。STF-L-type ではスタブとカップリングアンテナの切り離しを行うことで、4.5GHz 帯の透過特性が改善した (STF L-type-II)。しかし、STF I-type および STF L-type のニオブ製実機の製作が進んでいたため、STF L-type-II の試験は次期空洞で行う予定である。
また、ノッチフィルターのバンド幅は 7.8MHz であった。これは低温時におけるノッチ周波数変化 (<1MHz) を十分にカバーしている。
- HOM の Q_{ext} の測定では、単セル空洞モデルを使用して行った。単セル空洞モデルでは TE111、TM110、TM011 いずれも $Q_{ext}=1 \times 10^5$ を下回っていた。
- 単セル空洞モデルを使用して、マルチパクタリングレベルの評価を行った。HOM カプラ内にある各ギャップを平行平板と見立てて、2 ポイントマルチパクタリング発生電界を見積もった。結果、いずれのギャップも多くが軸上電界 (Eacc) 10MV/m 以下に予想された。ただし、フロントギャップの $n=1$ のみは軸上電界 30MV/m に予想された。

参考文献

- [1] H. Padamsee, et al., "RF Superconductivity for Accelerators", Section 16.4. p362
- [2] K. Watanabe, et al., "Higher Order Mode study of Superconducting Cavity for ILC Baseline", Proc. of 3rd Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Sendai Japan 2006
- [3] Y. Zhao, et al., "HOM coupler measurement and simulation", C-A/AP/#161, August 2004
- [4] K. Umemori, et al., "Higher Order Mode Damping of L-Band Superconducting Cavity Using A Radial-Line HOM Damper", Particle Accelerator Conference, 2005. PAC 2005. Proceedings of the Volume, Issue, 16-20 May 2005 Page(s): 3606-3608
- [5] 野口修一, "超伝導加速空洞", OHO' 87, IV-8
- [6] H. Padamsee, et al., "RF Superconductivity for Accelerators", Section 10.5.2. p189

3. ニオブ製 HOM カプラの製作工程

ニオブ製 HOM カプラ実機の製作の前に、銅製 HOM カプラにて RF 特性の評価と HOM カプラ製作における工程、治具の確認を行った。その後、ニオブ製 HOM カプラ実機を製作した。製作台数は STF Baseline 空洞 4 台分の計 8 台（内訳：STF I-type 4 台、STF L-type 4 台）である。以下、ニオブ製 HOM カプラ実機の製作に関して、材料調達から HOM カプラ単体での表面処理、9 セル化の工程および高電界試験（縦測定、横測定）までの工程について述べる[1]。

3-1. 材料取りと加工方法

STF Baseline 空洞の製作に用いられるニオブ材はセル用の板材(18 枚、直径 270mm、厚み 2.8mm)とビームパイプおよび HOM カプラ用のブロック（2 ブロック：サイズ 85*130*100）である。フランジはニオブチタン、ベースプレートには肉厚のチタンを採用している。ビームパイプはブロック材をワイヤーカットで切り出し、機械加工で仕上げをしている。

HOM カプラの製作には以下の材料を当てている。ビームパイプの内側を切り取ったニオブ材で HOM カプラ外導体円筒部を作製した。ビームパイプの外側の端材で HOM カプラの内導体、HOM ピックアッププローブ、モニタープローブ、縦測定用の入力アンテナを製作した。このように効率の良い材料取りを行った。ビームパイプは空洞の上下流の 2 本必要であるため、これから 2 つの HOM カプラが作られる。また、ビームパイプはブロックから製作されるため、パイプ製作とそのバーリングによる製法より工作精度が向上している。ブロックの端材を用いて、HOM カプラの外導体は旋盤加工等で作製され、内導体はワイヤーカットとフライス盤等で加工される。内導体と外導体の接合は電子ビーム溶接で行う。図 52 にニオブブロックとニオブ製 HOM カプラの写真を示す。図 53 に加工直後の HOM カプラの内導体とニオブ製ピックアッププローブを示す。

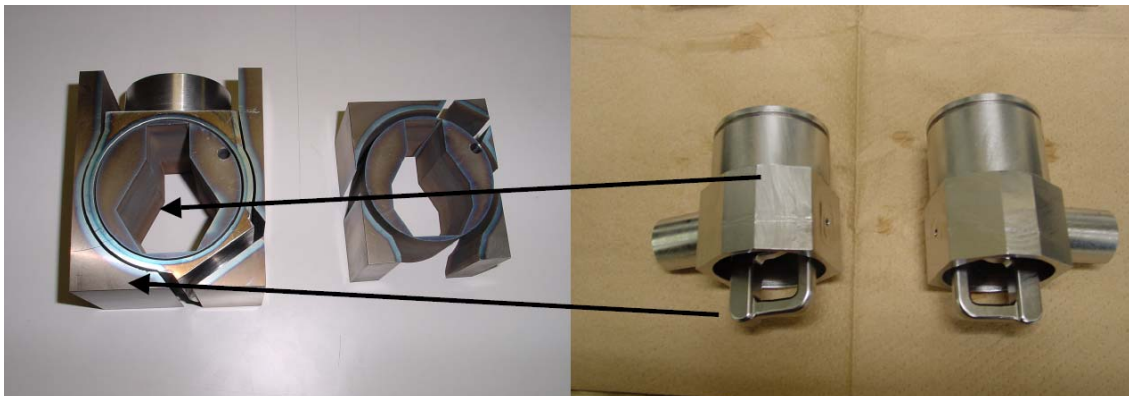


図 52 HOM カプラ製作に使用した材料（左：ニオブブロック、右：ニオブ製 HOM カプラ実機）



図 53 ニオブ製 HOM カプラの内導体とピックアッププローブ

3-2. 表面処理

ニオブ製 HOM カプラ製作直後に、RF 特性の確認を行った。これは HOM カプラの加工直後の周波数誤差を測定するためである。RF 測定後、HOM カプラ単体で化学研磨（CP : polishing）を行い、表面を研磨した。研磨に使用した液は硝酸 65%、フッ酸 HF40%、リン酸 H₃PO₄85%の混合液（比率 1:1:1）で、研磨時間は 2 分間である（ $\sim 20 \mu\text{m}/\text{min}$ 研磨速度）[2]。研磨により、内導体が細くなり、また、チューニングギャップも広がる。これらは全てノッチ周波数を高周波側にシフトさせる効果がある。20 μm 研磨されたときの周波数変化は 10MHz 程度であることが計算で見積もられている。しかし、実際には加工誤差による寸法のバラツキ等があるため、その限りではない。実際、CP による変化は 8~18MHz であった。表 11 に STF Baseline 空胴 4 台分の HOM カプラの化学研磨におけるノッチ周波数の変化をまとめる。図 54 に化学研磨の様子、図 55 に RF 測定の様子を示す。

表 11 化学研磨におけるノッチ周波数の変化

No	STF I-type [MHz]			STF L-type [MHz]		
	Before CP	After CP	Δf	Before CP	After CP	Δf
1	1317	Not measured	Not measured	1320	Not measured	Not measured
2	1291	1305	14	1273	1291	18
3	1299	1309	10	1259	1267	8
4	1307	1321	14	1274	1286	12



図 54 化学研磨の様子



図 55 ニオブモデルの測定の様子（同軸管測定）

3-3. 9セル空洞への取り付け

HOM カプラの化学研磨後、ビームパイプに HOM カプラと各種フランジを電子ビーム溶接で取り付けた。その後、ベースプレートとビームパイプの溶接、ベースプレートとエンドセルの間に磁気シールドを挟んだ状態で電子ビーム溶接を行いエンドグループが完成する。最後に、ハーフセルで構成されるダンベルとエンドグループを順次繋いでいき、9セル空洞が完成する。図 56(a)～(c)は HOM カプラ、ビームパイプおよびエンドグループの様子である。



(a) HOM カプラとビームパイプ (b) ビームパイプへ溶接した後 (c) エンドグループ

図 56 HOM カプラ、ビームパイプおよびエンドグループの様子

3-4. 9セル空洞完成後の処理工程から横測定まで

セルの9連化後は、主にセル内部の表面処理が中心となる。9セル空洞完成後の処理工程から横測定までのプロセスを以下に示す。

1. 遠心バレル研磨（機械研磨）：研磨量 $100\ \mu\text{m}$
（セル赤道部の電子ビーム溶接部の研磨と空洞内面の多量研磨を目的としている。この際、HOM カプラは研磨材が入り込まないようにテフロン製のキャップでカバーし、保護している。）
2. 電解研磨（1）（EP, Electro-chemical polishing）：研磨量 $100\ \mu\text{m}$ 、
高圧水洗浄（HPR：High-pressure rinsing）：超純水
（HOM カプラにシールはしない。その代わりに HOM カプラ周辺の電極にカバーを掛け、研磨されにくい状況を作り出している。）
3. 空洞の水素の脱ガス（アニール）：温度 750°C 、3 時間、チタンゲッターを用いた。
4. 空洞のプリチューニング[3]：加速モードの電界平坦度 $>98\%$
（加速モードの周波数を 1297.2MHz に合わせて、かつ各セルの電界平坦度が一定になるように周波数を調整する。プリチューニング後に空洞の HOM 測定、HOM カプラのチューニングを行う。）
5. 電解研磨（2）：研磨量 $\sim 50\ \mu\text{m}$ 、
リンシング：過酸化水素水もしくはフッ酸、1 時間
6. 温水超音波洗浄：超純水、 50°C 、1 時間
7. 高圧水洗浄：圧力 8Mpa 、超純水、6~16 時間
8. クリーンルームにおける空洞組み立て：縦測定に必要な RF ポートと真空ポートの取り付け
（クリーンルーム：ISO クラス 4）
9. 真空引き、リークチェック、ベーキング：ベーキング条件 120°C 、40 時間
10. 縦測定：RF-CW（continuous wave）運転による高電界試験
11. ヘリウムジャケット、磁気シールドの装着
12. クリーンルームにおける空洞組み立て：横測定に必要な RF コンポーネントの装着、ゲート弁およびビームパイプの装着
13. クライオモジュールへの組み込み
14. 横測定：RF-パルス運転による高電界試験（ $\sim 1.5\text{ms}$ パルス幅、繰り返し 5Hz ）

参考文献

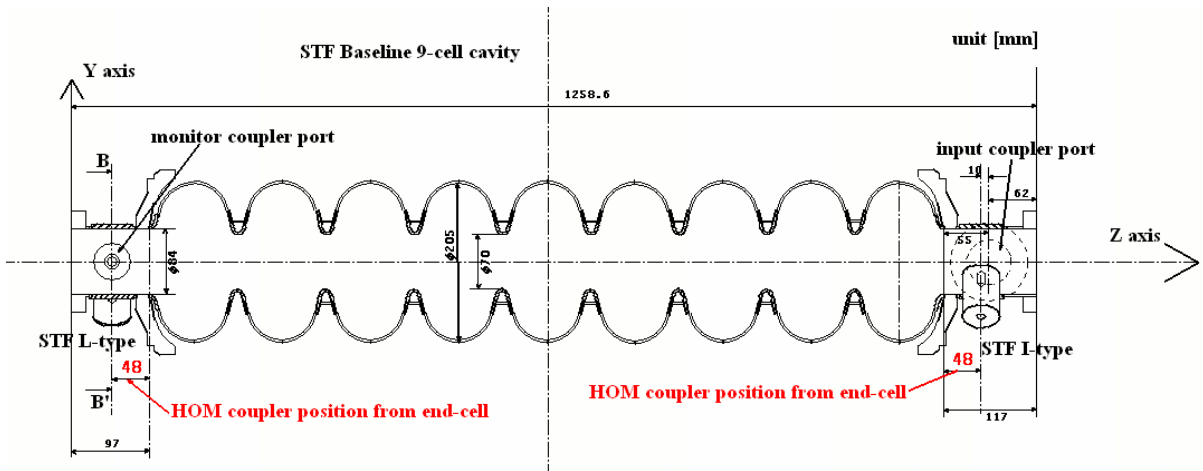
- [1] E.Kako, et al., “CONSTRUCTION OF THE BASELINE SC CAVITY SYSTEM FOR STF AT KEK”, PAC07 proceeding, New Mexico, 25-29 June 2007
- [2] 野口修一、“超伝導加速空洞”、OHO’ 87、IV-13
- [3] T. Shishido, et al., “FREQUENCY TUNING OF AN ACCELERATING MODE AND VERTICAL TESTS IN STF BASELINE SC CAVITIES”, Proc. of 4th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Wako Japan 2007, 565-567

4. STF Baseline 空洞の HOM カプラ高電界試験 (9 セル空洞)

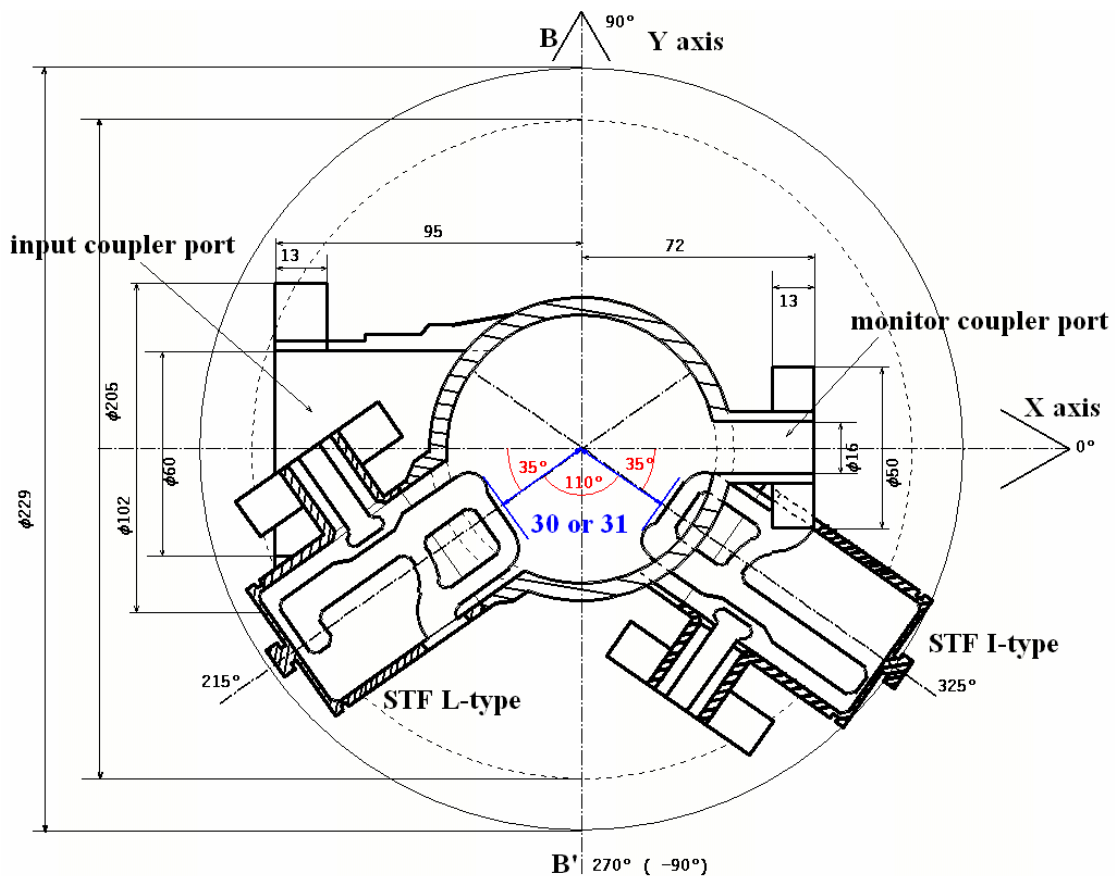
STF Baseline 空洞の縦測定 (CW 運転) と横測定 (パルス運転) による高電界試験時に、新型 HOM カプラの耐高電磁界特性を調べる測定を同時に行った。このときの空洞の状態は加速モードの周波数、電界平坦度ともによく調整された状態であり、電界平坦度は>98%の状態にある。縦測定は空洞単体でクライオスタット内にて行われ、横測定はクライオモジュールに組み込まれた空洞で行った。

4-1. STF Baseline 空洞における HOM カプラの配置

STF Baseline 空洞に装着した HOM カプラの配置を図 57(a)(b)に示す。装着した HOM カプラは STF I-type, L-type の 2 つである。STF I-type は入力カプラが取り付けられる側 (ビームラインから見て下流) に、STF L-type はモニターカプラ側 (上流) にそれぞれ 1 台ずつ装着されている。ヘリウムジャケットはモニターカプラサイドから挿入される。HOM カプラはそれぞれ、セルエンドから 48mm に HOM カプラ中心が来るように配置した。ビーム軸からの挿入長は 4 空洞ごとに異なり、ビーム軸より 30~31mm にカップリングアンテナ先端が来るように配置した。HOM カプラのビーム軸周りの回転は図 57(b)に示すように、X 軸より 35° 回転した方向に HOM カプラ中心が来るように配置した。両 HOM カプラ間の角度は 110° である。また、カップリングアンテナの向きはループがビーム軸に対して直交する向きにした。



(a) STF Baseline 空洞側面図



(b) STF Baseline 空洞断面図

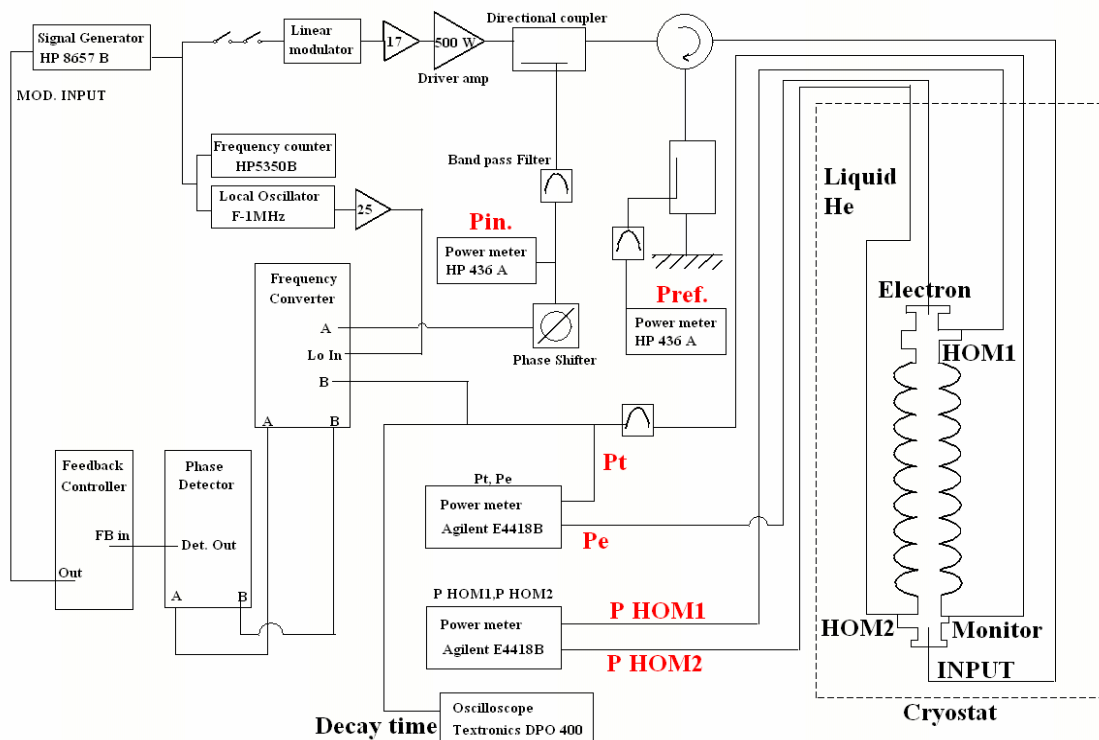
図 57 STF Baseline 空洞の HOM カプラの配置

4-2. 縦測定での高電界試験

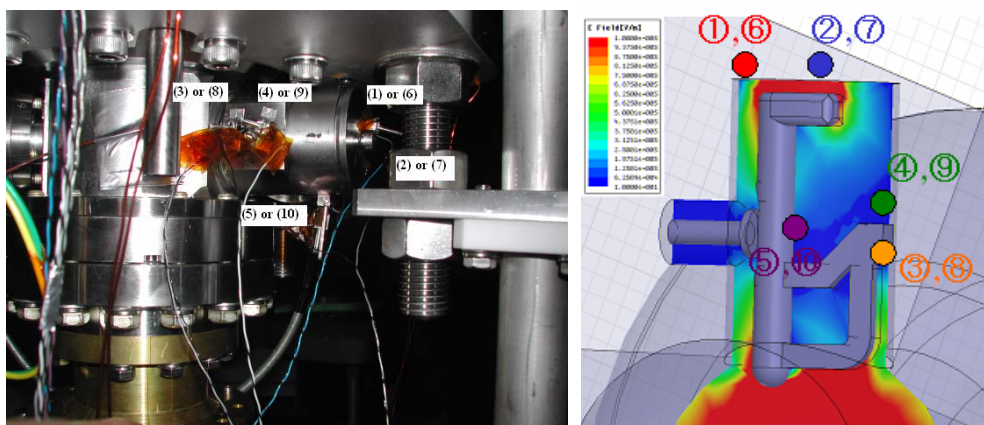
HOM カプラの内導体には空洞の加速モードの染み出しによる電磁場がかかるため、HOM カプラのアンテナ形状によっては高電界において、発熱や放電などの問題が生じ得る。そのため、縦測定および横測定の高電界試験において、HOM カプラの性能確認を行う必要がある。縦測定は CW パワーを、横測定ではパルスパワーを付加して高電界試験を行う。そのときの HOM カプラの耐電圧特性や発熱等の観測、HOM カプラの RF プロセスの様子を調べた。HOM カプラに掛かる電磁場はエンドセルからの漏れ電磁場であるため、加速電界の値 (E_{acc}) はエンドセルに立っている電界を基準とした [MV/m] とした。図 58(a) に縦測定のセットアップを示す。空洞はクライオスタットに入れられ、空洞全体が超流動ヘリウムに浸される。直接測定に使用したセンサーはパワーメーター、温度センサー (カーボン抵抗[1])、放射線モニター、オシロスコープなどを用いた。これら温度センサーとパワーメーター出力および放射線モニター信号はデータロガーに入力し、200ms 毎に連続的に記録した。また、空洞からの高周波信号 P_{in} 、 P_t 、 P_{ref} 、 P_e 、 P_{HOM1} 、 P_{HOM2} はパワーメーターで測定した。これらパワーメーターのアナログ出力をオシロスコープに入力し、各ポートの出力の時間変動を観測した。図 58(b) は HOM カプラのプロセスの様子を観測するために使用した温度センサーである。温度センサーの取り付け位置はそれぞれノッチフィルター先端と内導体溶接部である。合計 10 センサーを使用した。HOM カプラのフロントギャップへのセンサー

取り付けはピックアッププローブ取り付けに使用するフランジがあるため、センサーを取り付けることができなかった。

縦測定ではクライオスタットに液体ヘリウムを充填した後（空洞温度 4.2K）、ヘリウム槽を真空ポンプにて減圧して 2 K まで冷却する。この過程で温度ごとに空洞出力 Pt の decay time を測定し、パワー収支と decay time から表皮抵抗 R_s と加速モードの Q_0 を求める。温度センサーはカーボン抵抗の抵抗値の温度変化を測定して校正をする。カーボン抵抗は直列につなぎ、100 μ A の定電流を流し、各カーボン抵抗の両端の電圧を測定することで抵抗値が求まる。温度センサーはカーボン抵抗をスタイキャストで固めたものを用いた。取り付けの際、熱伝導の良いワニスを空洞側と温度センサーの間に塗り、熱的な接触を確保した後、アルミテープで固定した。



(a) RF 測定システム [2]



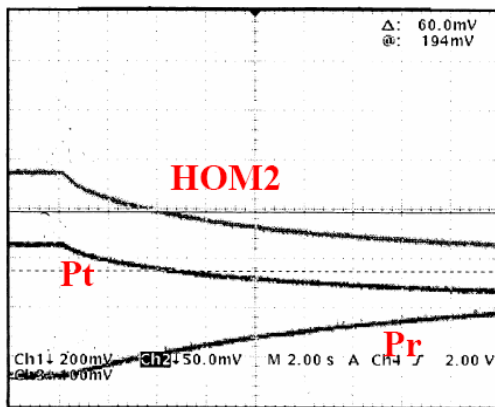
(b) 温度センサーの配置

図 58 縦測定のセットアップ、HOM カプラに取り付けた温度センサーの配置

4-2-1. HOMピックアッププローブの発熱

始めにHOMカプラに実機で使用するピックアッププローブ(図61: regular probe)を付けた状態で縦測定を行った。このピックアッププローブはノッチフィルター先端やHOMカプラ内のマルチパクタの様子を観測することを目的としている。しかし、加速電界を上昇させていったところで、ある加速電界を境に、非常にゆっくりとした時定数(〜10秒)で空洞内RF信号が減衰した。図59(a)はそのときの減衰をオシロスコープで観測した波形である。図59(b)は通常のクエンチ(セルや熱伝導の良い箇所でのクエンチ)の際に見られる応答波形である。減衰時定数が大きいことから、印可し続けているRFにより、冷却されにくい熱伝導の悪い箇所に発熱が起きている事が考えられる。縦測定の設定アップにおいて熱伝導が悪いと考えられる場所は、HOMカプラのピックアッププローブのフィードスルーセラミック部分しかない。ここで同軸型HOMカプラの場合、ノッチフィルターの構造上、加速モードの負荷がある場合、ピックアッププローブ周辺の磁場強度が最大になる(図60)。したがって、その磁場によって流れる誘導電流によってピックアッププローブ先端が発熱したものと考えられる。ピックアッププローブはニオブ製で超伝導状態になっているが、表面汚染によりRs(ニオブのRsは2Kで約10nΩ、4Kで約100nΩである)が大きい場合などが考えられ、ピックアッププローブに流れる誘導電流による発熱により常伝導へと転移すると考えられる[3]。この発熱に対して、RFプロセスが可能かどうかは、今回の測定では確認できていない。また、このようなクエンチが観測されたとき、Q値の回復に約1時間程度かかる事から熱伝導が悪い箇所での発熱であることが分かる[4]。

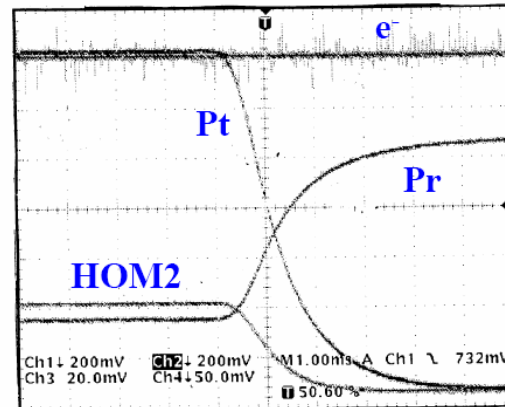
Slow Quenching
~ 10 secs.



2 secs/div.

(a) スロークエンチ

Fast Quenching
~ 1 msec.



1 msec/div.

(b) ファストクエンチ

図 59 スロークエンチの応答波形(熱伝導の悪い箇所)とファストクエンチの応答波形(セルもしくは熱伝導の良い箇所)

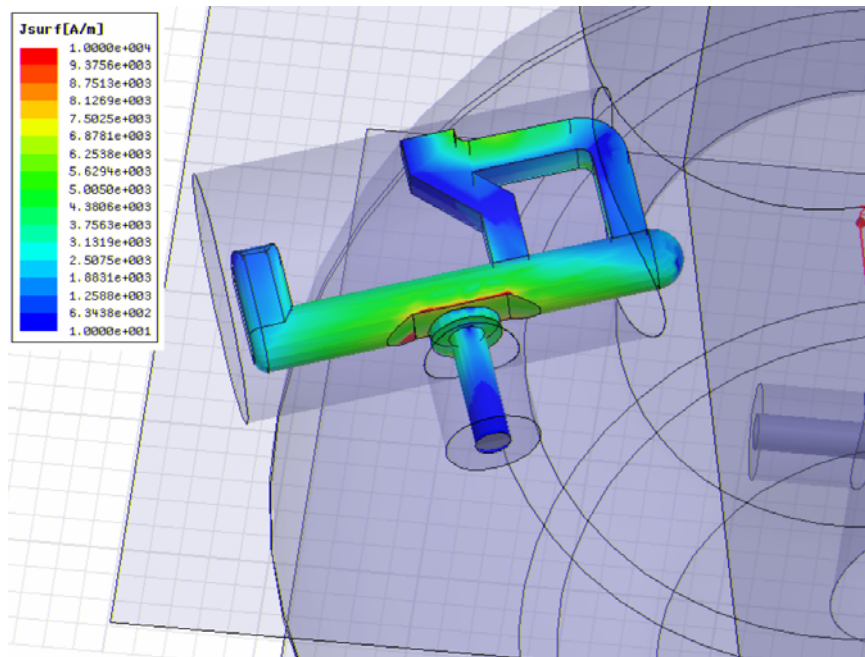


図 60 加速モード負荷時の HOM カプラ内導体表面の表面電流

ピックアッププローブ先端の磁場が発熱（スロークエンチ）を引き起こしているのであれば、ピックアッププローブの長さ（プローブギャップ：図 30）を変え、ピックアッププローブを磁場から遠ざければ、スロークエンチ電界を上げられると考える。ピックアッププローブの長さを設計値から 5.5 mm 短くした short probe（図 61 右）を製作し、プローブギャップ（1mm、2mm、6mm）に対するクエンチ電界の測定を行った。また、HFSS を用いて、測定結果からスロークエンチ発生電界でのピックアッププローブ先端の表面電流値の計算も行った。

各プローブギャップにおける Q_0 - E_{acc} カーブ（測定値）を図 62 に示す。表 12 にプローブギャップに対するスロークエンチ発生電界をまとめる。レギュラープローブ（1mm）では 14MV/m でスロークエンチが発生した（2mm では 19MV/m で発生した。）。ピックアッププローブをショートプローブ変えて測定した結果、32MV/m でスロークエンチが発生した。 Q_0 - E_{acc} カーブより、ショートプローブにした場合、21MV/m の加速電界ではスロークエンチが発生していないことが分かる。表 13 に各プローブギャップと加速電界に対するピックアッププローブ先端表面電流値の計算結果をまとめる。計算結果と測定結果を比較すると、スロークエンチ発生電界と表面電流値に一致が見られ、約 4000A/m の電流がピックアッププローブ先端に流れるとプローブ発熱によるスロークエンチが起こると見積もることができる[5]。ここで、HOM カプラから出力される加速モードのパワーを考える。表 12 に測定時の HOM1、HOM2、モニターポートの Q 値を示す。各 RF ポートの Q 値は $2.27 \times 10^{10} \sim 6.18 \times 10^{11}$ であり、例えば空胴の Q_0 が 2×10^{10} 、20MV/m の加速電界のときの空胴ロス約 60 W である。この場合、HOM カプラ、モニターポートからの出力パワーは 2 ～ 52W である。HOM カプラおよびモニターポートに使用しているフィードスルーの内部はニッケルメッキ（表皮抵抗による RF ロス）されており、アルミナのセラミック窓（誘電正接によるロス）がある。フィードスルーの RF ロスが主な原因であるとすれば、probe gap が 2mm、6mm の測定では、HOM カプラの Q 値は同等であるため、スロークエンチの発生電界は同じになるはず

である。また、モニターポート（Q 値： $1.55\sim 6.29\times 10^{11}$ ）においても同様の現象が現れるはずである。しかし、これらの測定やピックアッププローブを外した状態の測定では、モニターポートの発熱は観測されなかったことから、HOM カプラのピックアッププローブの発熱は、加速モード負荷時の磁場の影響が大きいことが考えられる。また、ピックアッププローブの上下では、マルチパクタリングが起こる可能性がある。したがって、マルチパクタリングが起因となって発熱が起こることも考えられるが、その検証には到っていない。

なお、ILC の目標運転加速勾配は 31.5MV/m 、縦測定による試験では 35MV/m 以上であることが要求されている。そのため、空洞の高電界試験を行うにあたって、最大性能を評価するために、現在では HOM カプラのピックアッププローブを外して縦測定試験をしている。

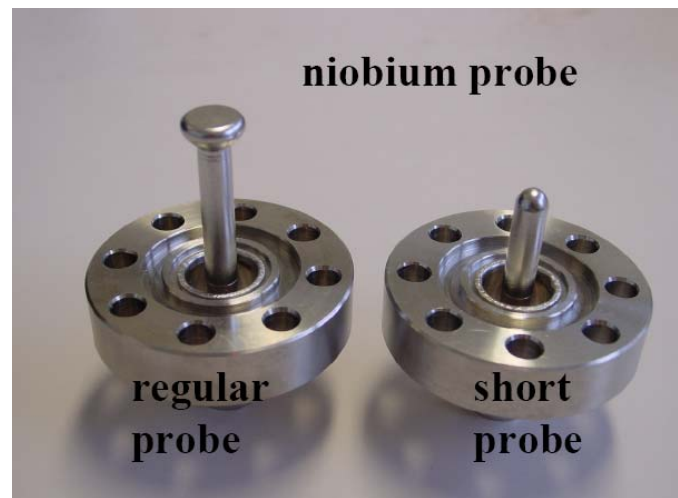


図 61 ニオブ製レギュラープローブとショートプローブ

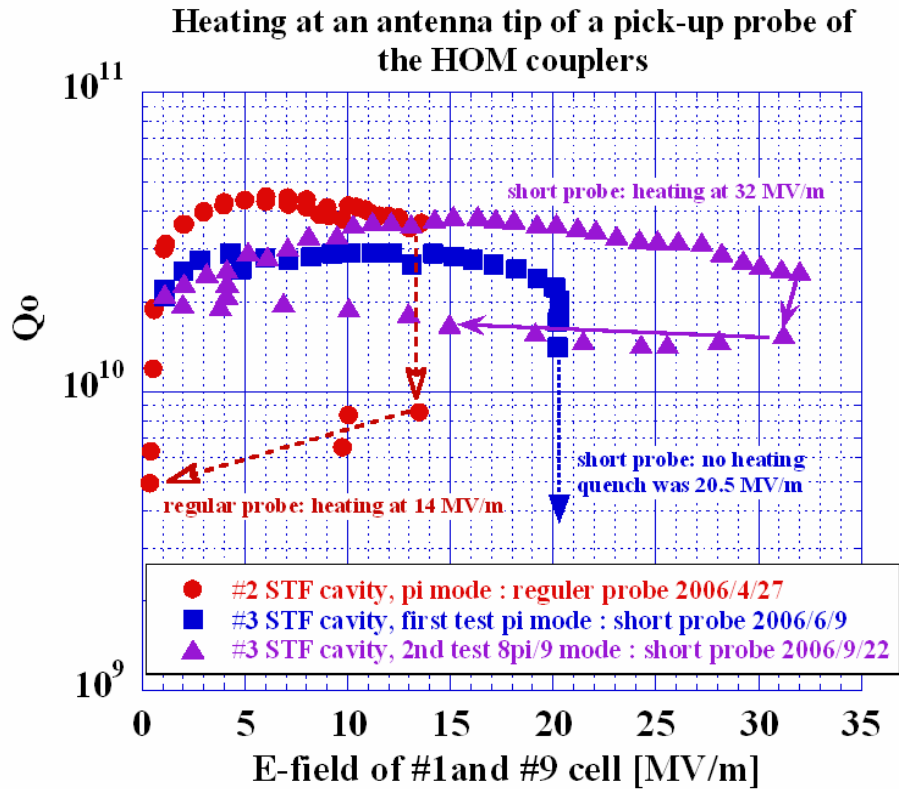


図 62 プローブギャップに対する Q_0 - E_{acc} カーブ

表 12 プローブギャップに対するスロークエンチ発生加速電界（測定）と各ポートの Q 値

Probe type	Probe gap [mm]	Cavity No.	Heating E-field at end cell	Q_{HOM1}	Q_{HOM2}	Q_t	Date
Regular	1	#2	14 MV/m	2.27×10^{10}	2.35×10^{10}	6.29×10^{11}	2006/4
Regular	2	#1	19 MV/m	6.18×10^{11}	5.14×10^{11}	1.55×10^{11}	2006/2
Short	6	#3	32 MV/m	1.48×10^{11}	4.66×10^{11}	2.35×10^{11}	2006/9

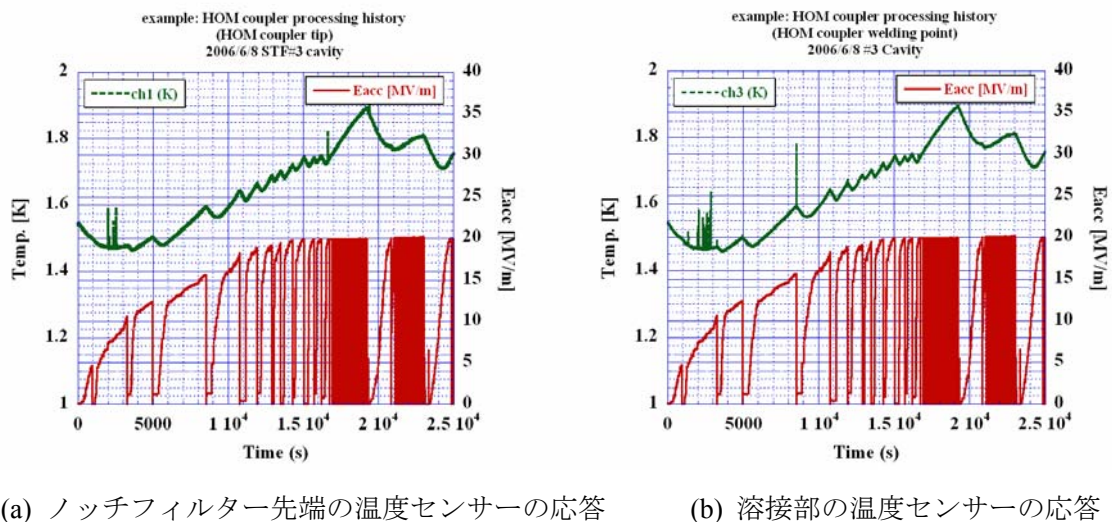
表 13 各プローブギャップと加速電界に対するピックアッププローブ先端表面電流値（計算）

Probe gap	Surface current of pick-up probe tip			
	15 MV/m	20 MV/m	25 MV/m	32 MV/m
0.5 mm	4000~4250 A/m	5200~5600 A/m	6800~7200 A/m	Not calc.
1 mm	3800~3950 A/m*	4800~5100 A/m	6400~6800 A/m	Not calc.
2 mm	3400~3680 A/m	4550~4700 A/m*	5800~6000 A/m	Not calc.
6 mm	Not calc.	Not calc.	Not calc.	4350~4550 A/m*

* probe heating levels in actual measurement

4-2-2. HOM カプラの RF プロセス

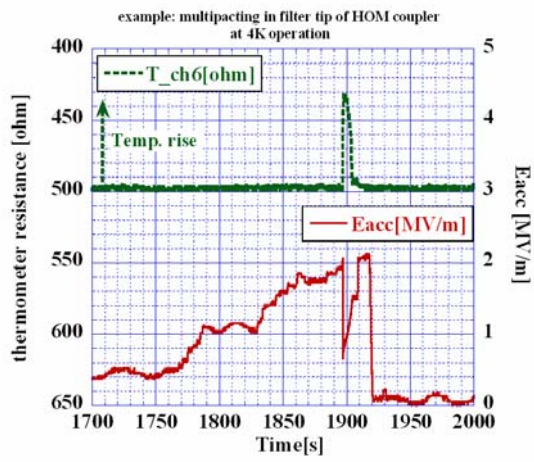
図 63 に HOM カプラのノッチフィルター先端 (図 63(a)) と溶接部 (図 63(b)) に設置した温度センサーによる温度変化の様子を E_{acc} の様子とともに示してある。空洞内の加速電界が上昇するに連れてスパイク状の温度変化 ($\sim 500\text{ms}$) があることが分かる。スパイク状の温度変化があった電界 (マルチパクタリングレベル) は $\sim 10\text{MV/m}$ 、 16MV/m 、 20MV/m にあった。多くは 10MV/m 以下に集中していた。一度プロセッシングレベルを通過すると、それ以降はスパイク状の温度変化は観測されなかった。図中で測定時間に対して温度センサーの値が変化するのは、空洞ロスによってヘリウム温度が変化するためである。



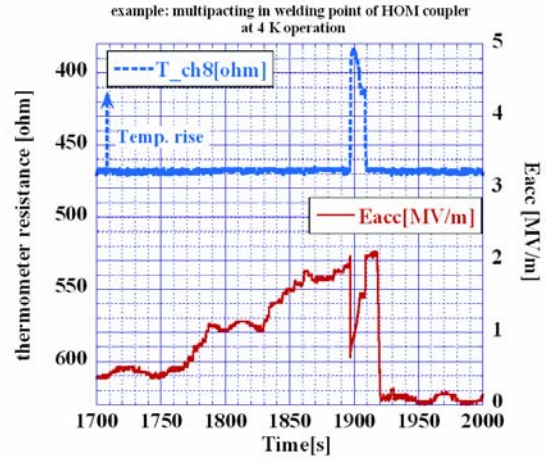
(a) ノッチフィルター先端の温度センサーの応答 (b) 溶接部の温度センサーの応答

図 63 HOM カプラのプロセッシング履歴：2K (縦軸：温度、加速電界、横軸：測定時間)

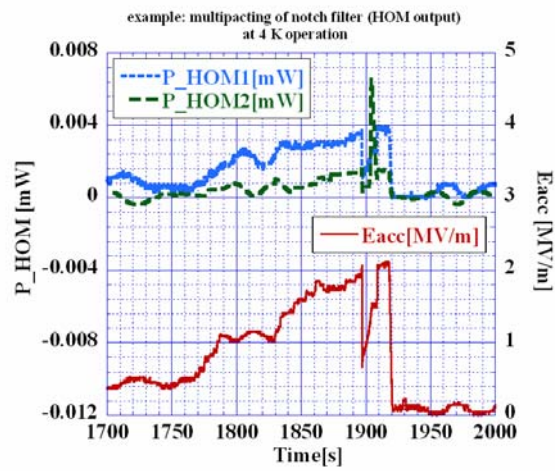
ノッチフィルター先端でマルチパクタリングが生じると LC 共振回路のキャパシタンス C の部分に電流が流れ抵抗 R でシャントされた LCR 共振回路に変化すると考える事ができる。その場合、ノッチフィルターのノッチ周波数が変化し、加速モードのリジェクションが効かなくなり、ピックアッププローブから加速モードのパワーが出力される。図 64(a)~(c) にノッチフィルター先端でマルチパクタが起きたと考えられる時の HOM カプラからの出力とノッチフィルター先端および溶接部における温度変化を示す。この測定は 4 K で行われたとき観測されたものであるため、温度センサーの校正は難しい。このため、図 64(a)(b) の縦軸は温度センサーの抵抗値にした。抵抗値は温度が低くなるにつれて高くなる。スパイク状の温度変化と連動して HOM 出力が増加していることが分かる。なお、その後の RF パワーがゼロに落ちているのはセルのクエンチが原因である。



(a) ノッチフィルター先端の温度変化の様子



(b) 溶接部の温度変化の様子



(c) 加速電界と HOM 出力の様子

図 64 ノッチフィルター先端部でのマルチパクタリングの時間応答生データ (4 K)

4-3 クライオモジュールにおける高電界試験（横測定）

縦測定を行ったあと、空洞はアルゴンガスでパージされ、ヘリウムジャケット、チューナーおよび磁気シールドの装着を行う。装着後、空洞にはクリーンルーム内で入力カプラ、ゲート弁、HOMピックアッププローブが取り付けられる。その後、HOMカプラの最終チューニングを行い、空洞はクライオモジュールに組み込まれ、横測定が行われる。

4-3-1. クライオモジュールへの組み込み

縦測定の後、STF Baseline #3 空洞をクライオモジュールへ組み込んだ。縦測定後のクライオモジュール組み込みまでの工程を以下に述べる。

縦測定の後、空洞はマイクロフィルターを通したアルゴンガスでパージされる。アルゴンガスの流量は 15ml/min である。空洞内の体積はおよそ 20 リットルであるので、大気圧に戻るまで～25 時間程度掛かる。その後、ヘリウムジャケットおよび磁気シールドが空洞に取り付けられる。それらの装着後、空洞外面を高圧水で洗浄をして、空洞をクリーンルームに運びこむ。クリーンルームでは入力カプラ、HOMカプラのピックアッププローブ、空洞間を繋ぐためのベローズ、ゲートバルブなどが取り付けられる。いずれのパーツも空洞内への異物混入を避けるため、精密洗浄が施されている。

クリーンルームでの各パーツの取り付け後、空洞はクリーンルームより外へ出されて、チューナーの取り付け、HOMカプラのチューニングおよび空洞アライメントを行い、クライオモジュールへ組み込まれる。図 65 は HOMカプラチューニング時の空洞の様子である。入力カプラ部に同軸-N型コネクタ変換装置を取り付け、図 66 に示すポート構成で HOMカプラのチューニングを行った。HOMカプラのチューニングはネットワークアナライザを用いて行い、Input-HOM2、Input-HOM1 の組み合わせで、加速モードの透過電力が最小になるようにした。



図 65 クライオモジュール組み込み前の STF Baseline #3 空洞（ダミー同軸変換機付き）



図 66 HOM カプラチューニング時の RF ポートの構成

4-3-2. クライオモジュール試験（横測定）セットアップ

空洞がクライオモジュールに組み込まれた後、クライオモジュールに冷却用配管の接続、ビームパイプの取り付け、入力カプラの取り付けおよび導波管を用いてクライストロンとの接続などを行う。ビームパイプと入力カプラの取り付けの際、異物混入を防ぐため、簡易クリーンルームを作業領域周辺に設営して作業を行った。また、空洞はビームパイプ取り付け後、真空引きが行われる。横測定のセットアップを図 67 に示す。HOM カプラのプロセシングの観測には温度センサー（CERNOX）を用い、それぞれのカプラのノッチフィルター先端（Tip）と溶接部（Weld）の計 4 箇所に取り付けた。温度センサーの固定はアルミテープで行い、温度センサーの様子を図 68 に示す。空洞温度（ヘリウムジャケット外壁温度）が 2K のとき、HOM カプラの温度は、HOM1 のノッチフィルター先端では 3.3K、溶接部では 3.2K、一方、HOM2 のノッチフィルター先端では 3.9K、溶接部では 3.5K であった。縦測定では空洞は超流動ヘリウムに直接的に浸されていたため、HOM カプラ温度も空洞温度を同じであったが、横測定ではヘリウムはヘリウムジャケット内のみ存在し、HOM カプラはそこからの伝熱で冷却される。また、HOM カプラに接続されている RF ケーブル（ケーブル長 1m もしくは 2m）は 80K アンカーで受けているため、そこからの熱侵入の効果も考えられる。これらの効果により、HOM カプラの温度は空洞温度に比べ高くなっている。しかし、縦測定とは異なり、運転は 1.5ms、5Hz のパルス運転で行われるため、縦測定と比較して Duty は 0.75% であり、温度上昇による RF ロスに対する影響は問題ないと思われる。

入力 RF 波形は図 67 に示すように、パルス内でステップ状になっている。これは本試験がビーム無しで行われるため、空洞の充填時間後のパルス内で加速電界が一定なるように入力 RF 波形を最適化しているためである。

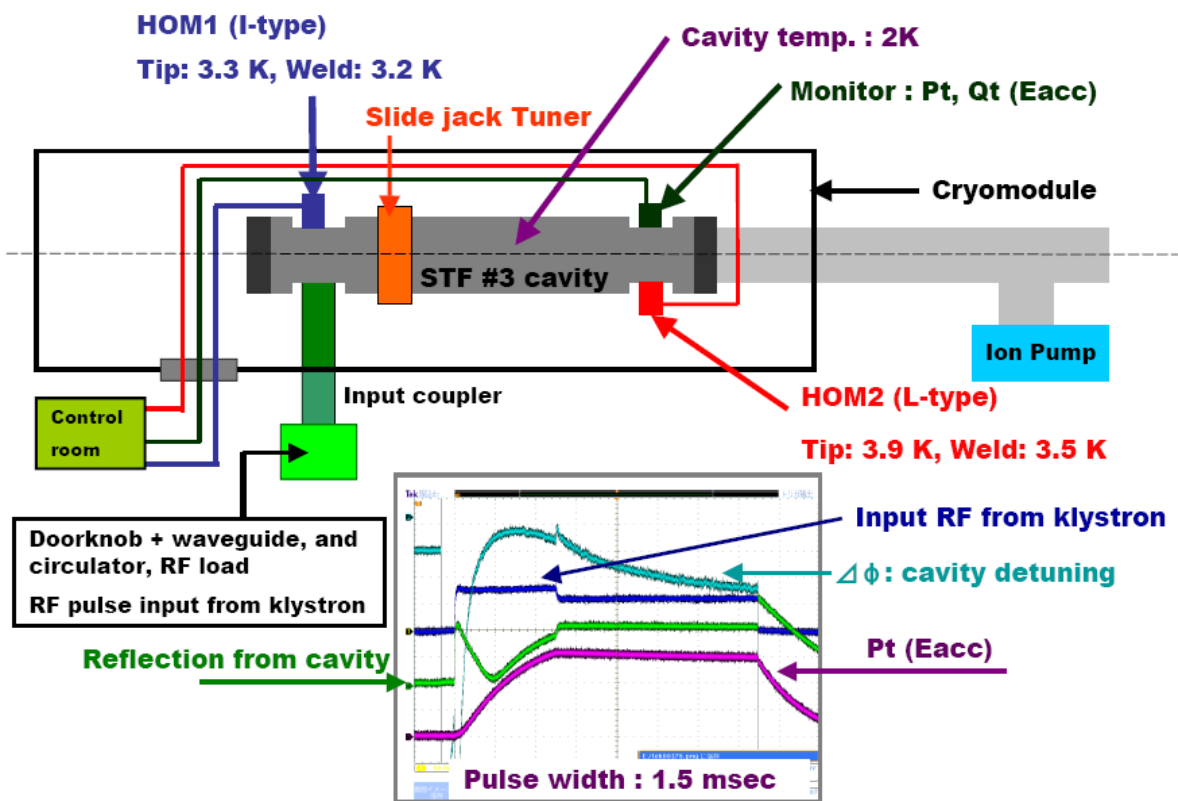


図 67 横測定セットアップと入力 RF 波形 (1.5ms、5Hz 運転)

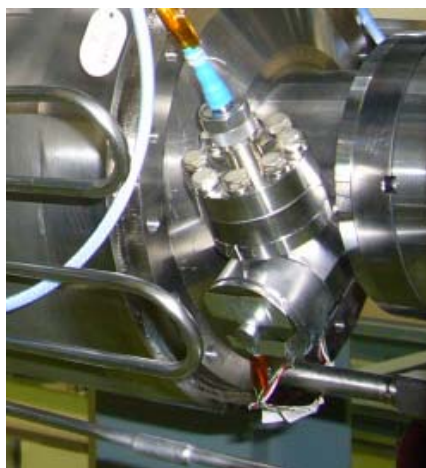


図 68 温度センサー (CERNOX) の配置と様子 (STF L-type カプラ)

4-3-3. HOM カプラの RF プロセス

横測定における HOM カプラのプロセス履歴を図 69 に示す。本試験では空腔の高電界試験のため、入力 RF のパルス幅を変えて試験を行っている。観測されたマルチパクタリングレベルは約 10MV/m、16MV/m、20MV/m 近傍であった。これは縦測定で観測されたレベルと一致する。横測定でも同様に一度プロセスレベルをクリアするとその加速電界では HOM カプラからの発熱は観測されなかった。本試験での最大加速電界は 1.5ms のパルス幅で 19.3MV/m、0.6ms のパルス幅で 23.4MV/m であり、その加速電界まで問題なく動作することを確認した。

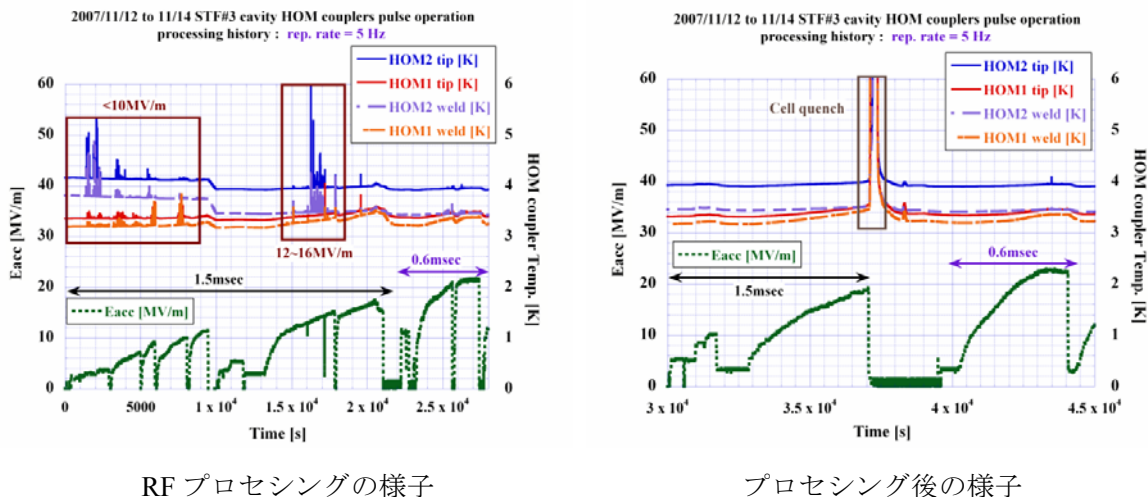


図 69 横測定における HOM カプラのプロセス履歴

4-4. STF Baseline 空腔の HOM カプラ高電界試験のまとめ

STF Baseline 空腔の高電界試験（縦測定：CW 運転、横測定：パルス運転）を行い、HOM カプラの高電界特性を調べた。縦測定ではエンドセル電界で 32MV/m までの耐電圧特性を確認した。これは ILC の運転加速勾配である 31.5MV/m をクリアしていることを意味する。横測定では空腔電界が空腔セル部分でのクエンチで制限されたが、1.5ms のパルス幅で 19.3MV/m、0.6ms のパルス幅で 23.4MV/m まで問題なく動作した。プロセスレベルは縦測定および横測定両方で～10MV/m、16MV/m、20MV/m に観測された。プロセスレベルを一旦通過すると、その加速電界では発熱が観測されなかった。一度のプロセスで問題なく動作した。

これ以上の空腔電界で試験するためには、空腔の性能向上が必要である。

参考文献

- [1] H. Padamsee, "RF Superconductivity for Accelerators", p167, Figure. 8.12.
- [2] H. Padamsee, "RF Superconductivity for Accelerators", section 8.7, Figure 8.8
- [3] P. Kneisel, et al., "Testing of HOM coupler designs on a single cell niobium cavity" PAC'05, Knoxville, May 2005, p. 4012, <http://www.jacow.org>.
- [4] C. E. Reece, et al., "High thermal conductivity cryogenic RF feedthroughs for higher order mode couplers", PAC'05, Knoxville, May 2005, p. 4108, <http://www.jacow.org>
- [5] K. Watanabe, et al., "New HOM coupler design for ERL-injector at KEK", Proceedings of International Workshop on RF Superconductivity, Beijing, China, October 2007

5. 超伝導 9 セル空洞の HOM 解析

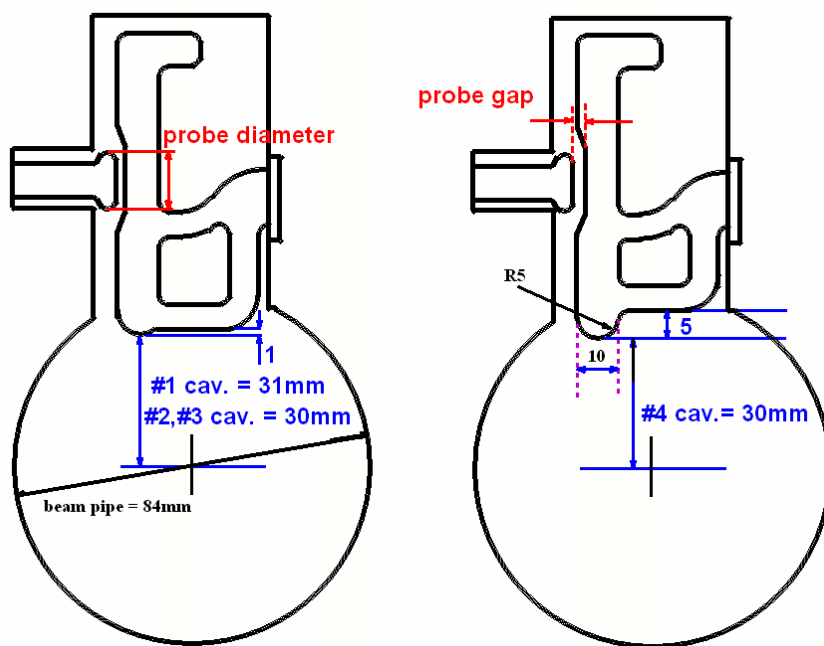
ビーム通過時に誘起される HOM を用いて、空洞アライメントを研究するにあたって、使用するモードの特性を知る必要がある。本研究では当初 STF にてビーム試験を行う予定であったが、ビーム設備のスケジュールが遅れたので、FLASH にてビーム試験を行った。このため、HOM 測定に使用した空洞は STF Baseline 空洞 (#1~#4 の 4 空洞) の他に、FLASH に使用している TESLA 空洞 (Z84 の 1 空洞) となった。これら空洞は HOM 測定前に加速モードのプリチューニングが行われている。

HOM の特性を調べるにあたって、常温下で以下の測定を行った。

1. 空洞形状の比較
2. パスバンド周波数測定と電磁界分布の測定によるモードの同定
3. ダイポールモード (TE_{111}, TM_{110}) の偏極方向の測定
4. ダイポールモードの電氣的中心と機械的中心の測定

5-1. STF Baseline 空洞と TESLA 空洞の違い

STF Baseline 空洞 (以下、STF#1~#4 空洞と呼ぶ。STF 空洞は 4 台製作された。) では図 70(a)~(c) に示すように空洞ごとに HOM カプラ先端形状および挿入長を変えている (図 70 は STF L-type カプラで示しているが、STF I-type も同様な先端形状に変えている。)。STF#1~#3 空洞は HOM カプラ先端形状が同一で STF#4 空洞のみ変えている。挿入長は STF#1 空洞のみ 31mm で STF#2~#4 空洞は 30mm で設計している。(図 30、57 参照。) 一方、測定に使用した TESLA 空洞は DESY から借り受けたものである。この空洞のシリアル番号は Z84 でザノン製の空洞である。表 14 に STF Baseline 空洞#1~#4 と TESLA 空洞のカプラ位置の比較をまとめる。表 2 に STF Baseline 空洞と TESLA 空洞のパラメーターを示す。表 15 に Z84 空洞の高電界試験履歴を示す。また、図 71 に TESLA 空洞の形状と HOM カプラの配置を示す。図 72 に TESLA 空洞の HOM カプラの配置を示す。TESLA 空洞はエンドセル形状を上流と下流で非対称な形状としている[1]。これは図 73 に示すように、HOM の電磁界分布を一方に偏らせる効果があり、HOM ダンピングの強化を行っている。STF Baseline 空洞の形状は上下流ともに対称な構造で設計されている。



(a) 各 STF Baseline 空洞における HOM カプラ先端形状と挿入長の比較



(b) #1~#3 空洞 HOM カプラ



(c) #4 空洞 HOM カプラ

図 70 STF Baseline 空洞の HOM カプラの挿入長とカップリングアンテナ形状の違い

表 14 STF Baseline 空洞#1~#4 と TESLA 空洞のカプラ位置の比較

空洞番号	ビーム軸からの挿入長	エンドセルからのカプラ位置	カプラ回転角	HOM1 と HOM2 間の角度	プローブギャップ
STF#1	31 mm	48 mm	No	110 °	2mm
STF #2	30 mm	48 mm	No	110 °	2mm
STF #3	30 mm	48 mm	No	110 °	2mm
STF #4	30 mm	48 mm	No	110 °	1mm
TESLA (Z84)	約 30mm	45mm	30°	115 °	0.3mm

表 15 TESLA (Z84) 空洞の履歴

Cavity Information				CW-Test Results						Power Rise Results												
Cavity	Production No.	Firm	Ingot No.	Removed Material [μm]	Cavity Status	Last HT [°C] before Test	Test Date	Test No.	Test Location	Max. Eacc [MV/m]	Qo @ Max. Eacc	Temperature [K]	Limitation	FE Onset		Eacc @ Qo=1E+10	Lowest meas. Qo	Qo @ Eacc=23.5 [MV/m]	Lowest meas. Eacc	Eacc @ (100W/9) %cell#	Lowest Loss > (100W/9) %cell#	
														@ 4E-4 [mGy/min]	@ 1E-2 [mGy/min]							
Z84	4	Zanon	20	249.2	ep	800	12.Oct.04	1	v1	4.41	1.2E+08	2.01	pwr									3.39
Aim: test of cavity first test After EP at DESY, 3 x HPR										Result: ok					Remark: Cavity showed strong Q disease after storage for 19 hours between 100-140 K during cooldown. Starting Q only 1.44E+8 and final 1.16E+8 at field 4.4 MV/m, limited by available power of the amplifier (Pin= 233 W).							
				249.2	ep	800	13.Oct.04	2	v1	19.19	2.0E+09	2	pwr	17.48		1.9						16.4
Aim: test of cavity new test After warmup cavity to RT and cooldown again										Result: ok					Remark: Better now, but not good enough: starting Q only 1.1E+10. Still Q disease seen: only 19.2 MV/m, limited by amplifier, with x rays start at 15.5 MV/m. Q=2.0 E+9. Cavity need now baking at 800 C to remove hydrogen from the cavity.							
				299.6	ep	800	17.Nov.04	3	v1	18.16	1.9E+09	2	pwr	13.35	14.43	14.45						14.17
Aim: test of cavity new preparation Q disease found in previous tests										Result: ok					Remark: Cavity reached only 23.4 MV/m. Q=6.2E+9, with FE start at 11 MV/m, limited by RF problems. Modes measurement: fields from 23.8 to 31.7 MV/m. All modes except pi, 8/9pi and 1/9pi were quench limited. No Q disease was found after storage cavity at 50-100 K.							
				348.4	ep	800	11.Apr.05	4	v1	16.46	1.2E+09	2.01	pwr	14.63								12.06
Aim: test of cavity new preparation low voltage quench (< 25 MV/m)										Result: not ok: Q disease after storage cavity at 90-160 K for 70 hours					Remark: Q disease found for this cavity: starting Q only 9E+9, final 1.2E+9 at 16.5 MV/m, limited by power. X rays seen from 15 MV/m (MP effect?). No MM done. Cavity will be now warm-up to RT and cool-down again.							
										16.49	1.2E+09	1.99	pwr	15.83								12.21

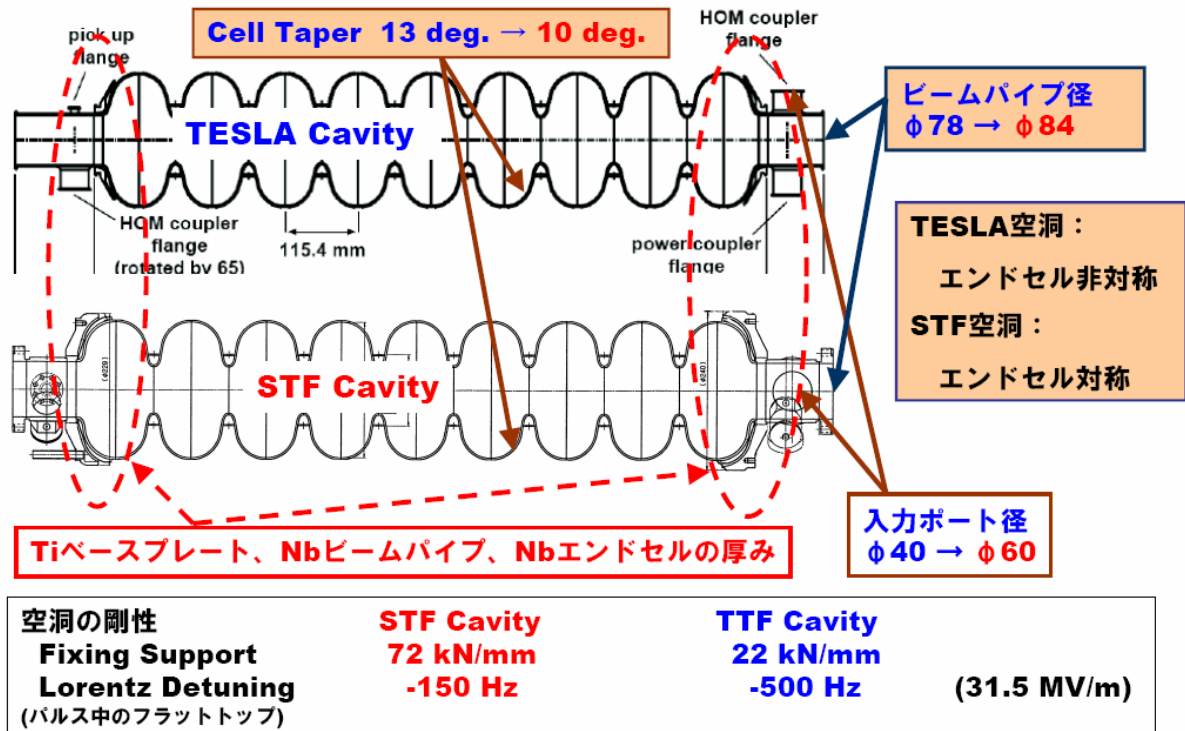
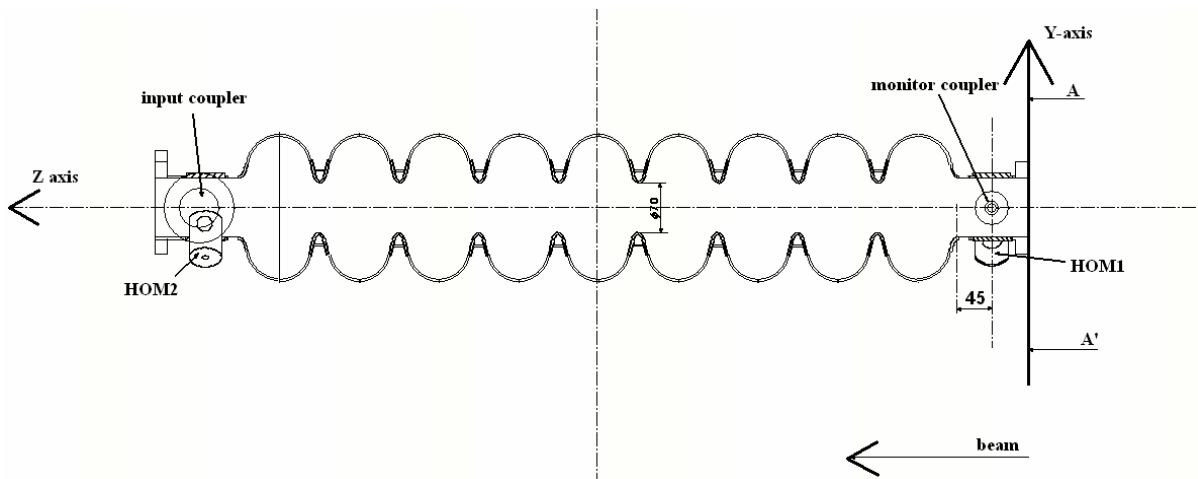
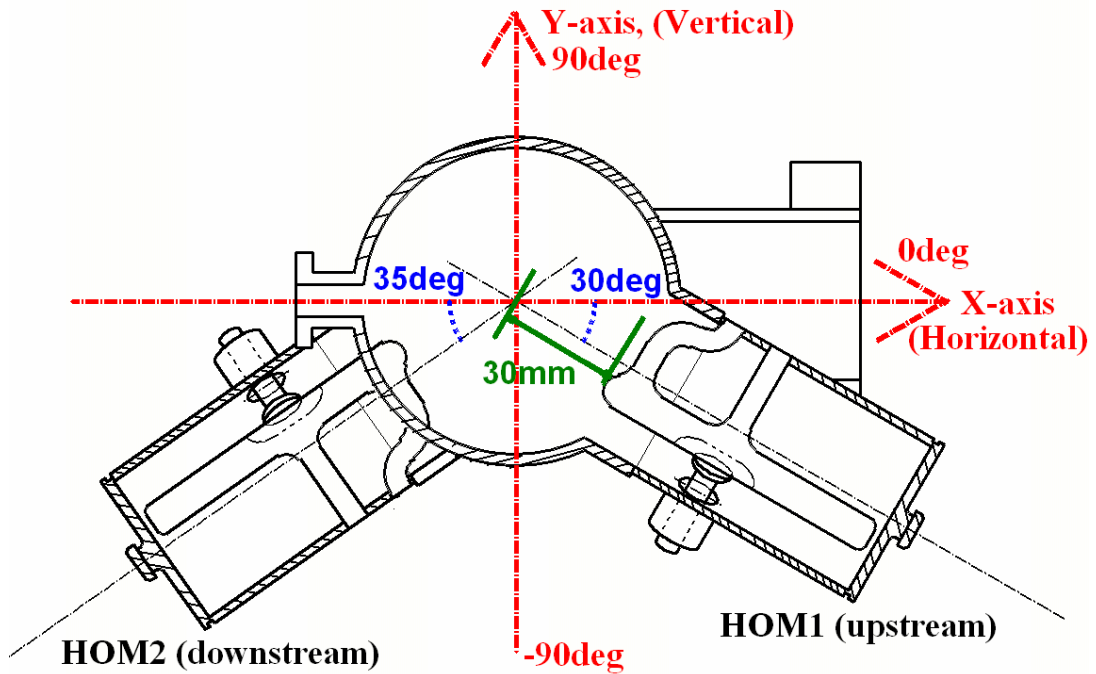


図 71 STF Baseline 空洞と TESLA 空洞の形状の比較[2]



(a) TESLA 空洞の側面図



(b) TESLA 空洞の断面図と HOM カプラの配置

図 72 TESLA 空洞の形状と HOM カプラの配置

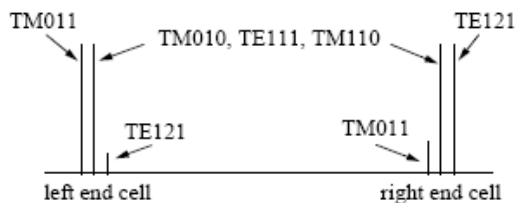


Figure 2.1.19: Effect of asymmetric end cell shaping on various modes. The main accelerating mode TM_{010} and the higher modes TE_{111} and TM_{110} are not affected while TM_{011} is enhanced in the left end cell, TE_{121} in the right end cell. Using HOM couplers at both ends, all higher-order modes can be extracted.

図 73 TESLA 空洞の HOM 電磁界分布の偏り[1]

5-2. 加速モードの電界平坦度の測定

HOM 測定の際に、重要なことは加速モードの電界平坦度がいくらであるかである。これは、ビーム加速において加速効率を最大にするために必要であり、チューニングされた状態の空洞における高次モードの情報でなければ意味がない。電界平坦度の測定はビーズ摂動法を用いて行った。使用したビーズサイズは $\Phi 6\text{mm}$ の金属球であり、スキャン位置は空洞中心（ビーム軸）である。また、加速モードの励振にはビーム軸上に配置したダイポールアンテナを用いた。図 74 は STF Baseline 空洞のプリチューニング後に測定した加速モードの電界平坦度（98%）である。図 75 は TESLA 空洞（Z84）の電界平坦度であり、90%であった。TESLA 空洞のプリチューニングはチューニング器具を準備できなかったので行っていない。そのため、90%の電界平坦度で HOM 測定を行った。

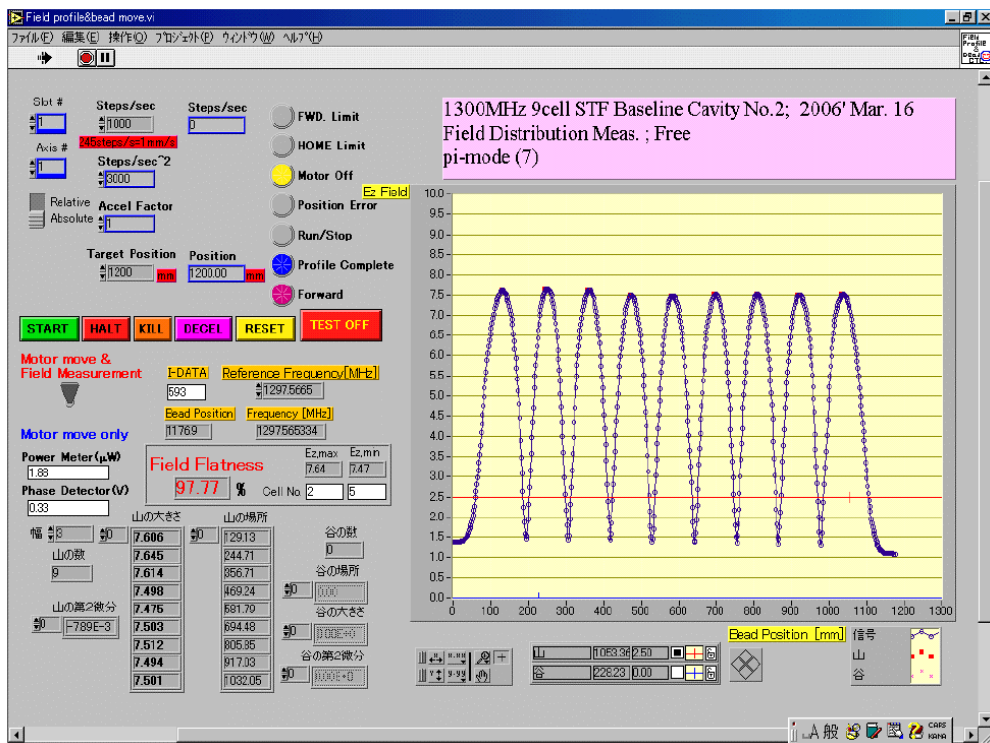


図 74 STF Baseline 空洞の加速モードの電界平坦度

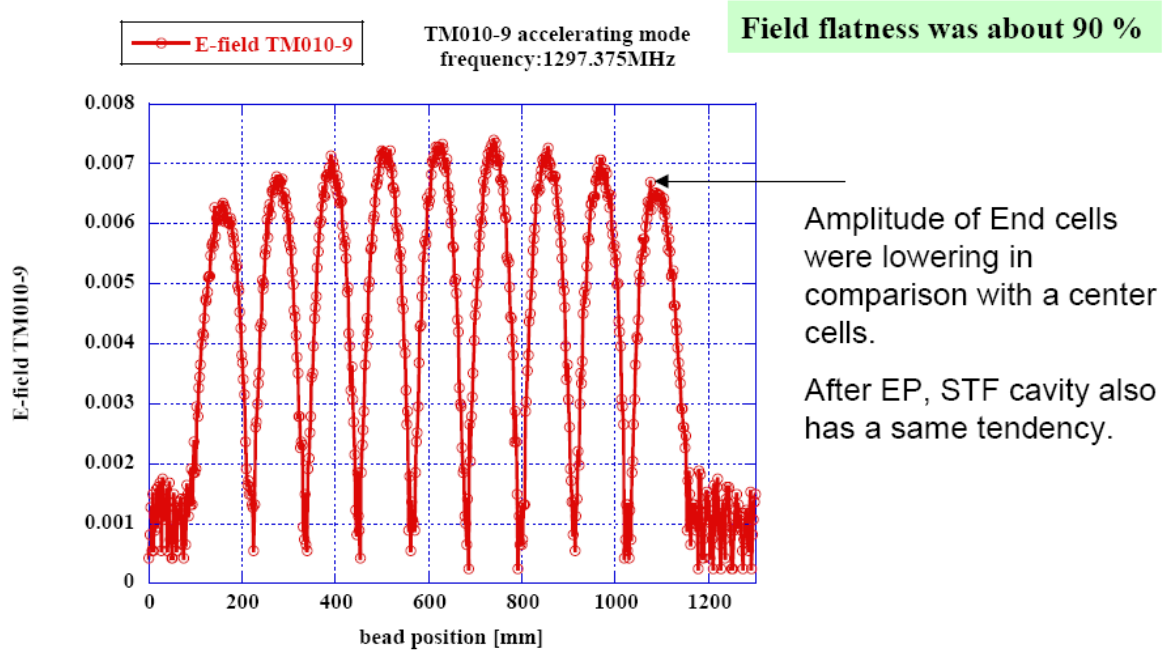


図 75 TESLA 空洞 (Z84) の加速モードの電界平坦度

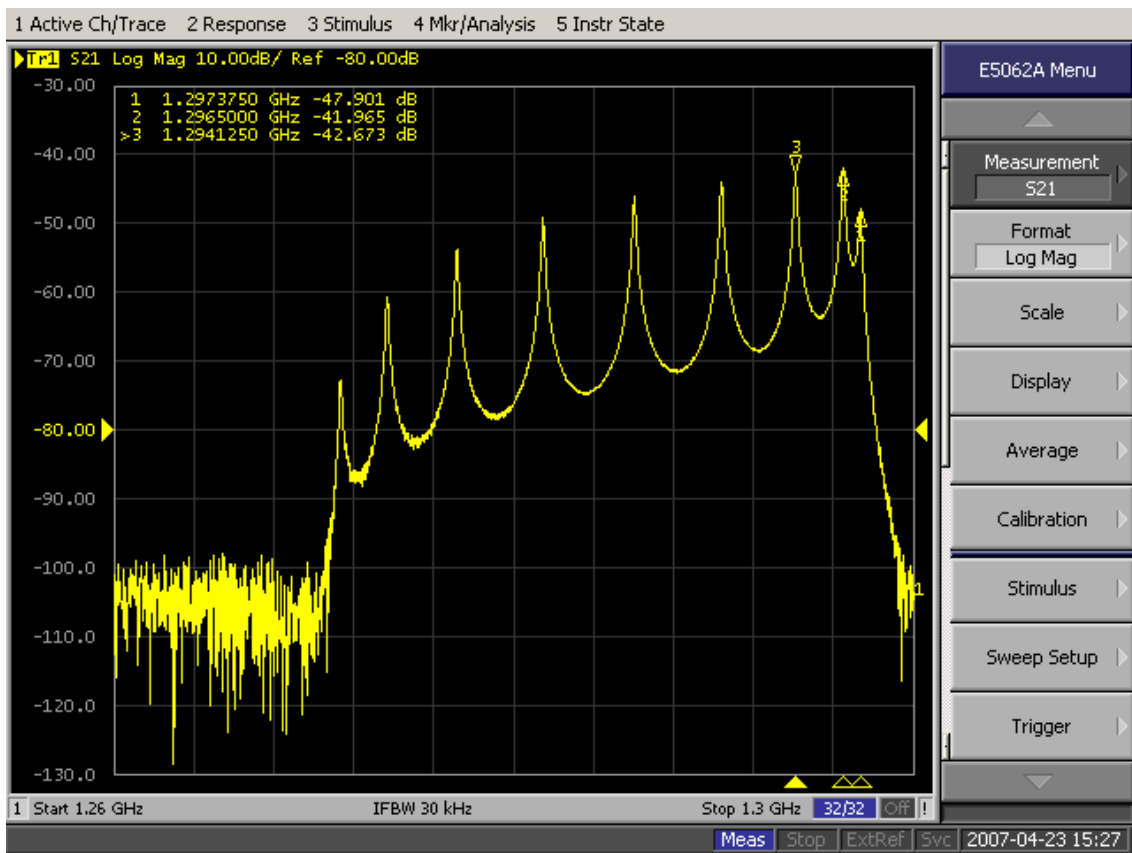


図 76 TESLA 空洞の加速モードのパスバンドスペクトラム

表 16 加速モードのパスバンド周波数

Mode	TESLA 空洞 (Z84) Field flatness = 90% Frequency [MHz]	STF Baseline 空洞 : #1 Field flatness = 96.6% Frequency [MHz]
TM010-9 pi	1297.375	1297.375
TM010-8 8pi/9	1296.500	1296.568
TM010-7 7pi/9	1294.125	1294.192
TM010-6 6pi/9	1290.425	1290.457
TM010-5 5pi/9	1286.050	1285.993
TM010-4 4pi/9	1281.475	1281.247
TM010-3 3pi/9	1277.175	1276.875
TM010-2 2pi/9	1273.675	1273.269
TM010-1 pi/9	1271.350	1270.932

TESLA 空洞の加速モードのパスバンドスペクトラムを図 76 に示す。また、表 17 に STF Baseline 空洞と TESLA 空洞の加速モードのパスバンド周波数をまとめる。加速モード周波数は両空洞ともに常温で 1297.375MHz と 2 K の運転において 1300 MHz となるような状態にチューニングされていることが分かる。

図 77 左図は TESLA 空洞の HOM 測定に使用した銅製ピックアッププローブである。このアンテナの先端直径は 12mm、プローブギャップは \sim 0.3mm である。STF Baseline 空洞の HOM 測定に使用したピックアッププローブを図 77 右図に示す。

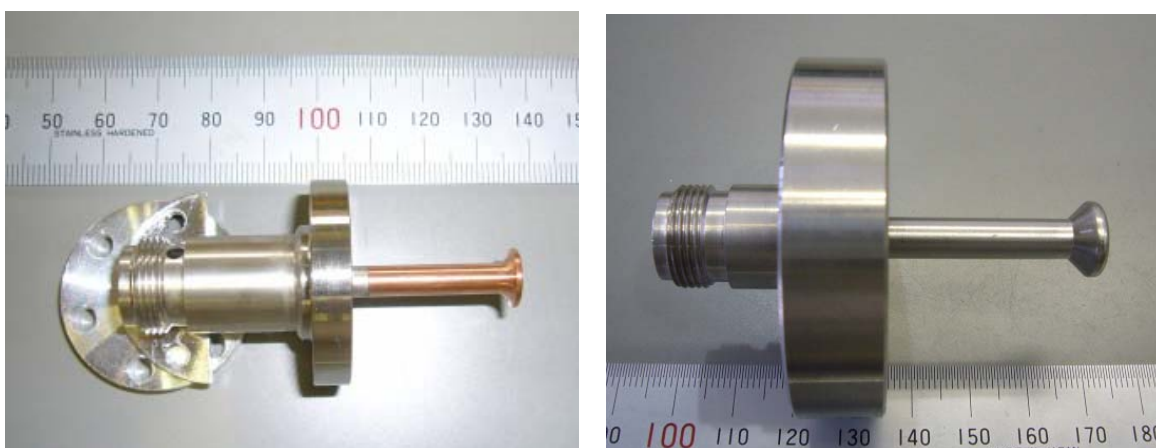


図 77 HOM 測定に使用したピックアップアンテナ (左 : TESLA 空洞用銅製アンテナ 先端直径 12mm、プローブギャップ 0.3mm、右 : STF Baseline 空洞用ニオブ製アンテナ 先端直径 12mm、プローブギャップ 2mm もしくは 1mm)

5-3. HOM のパスバンド周波数測定およびモードの同定

始めに計算より求められたパスバンド周波数情報[2]を元に HOM のパスバンド周波数の確認とビーズ摂動法[3]を用いてビーム軸上の電磁界分布の測定を行い、モードの同定を行った。図 78 は STF Baseline 空胴の HOM パスバンド周波数とネットワークアナライザーで測定した透過スペクトラムである。表 17 に STF Baseline 空胴と TESLA 空胴のパスバンド周波数（測定値）と R/Q（計算値）[2][4]をまとめる。図 79、80、81 に STF Baseline 空胴と TESLA 空胴の TE111、TM110、TM011 の電磁界分布を示す。ここで、ビーズ位置 0mm（左）は入力カプラポート側であり、ビーム軸の下流側に当たる。測定はビーズ摂動法で測定し、使用したビーズは直径 6mm の金属球である。電磁界分布では TE111-1,2、TM011-1,2,9 のモードに違いが見られた[5]。TE111-1,-2、TM011-1,-2 のモードに対して、TESLA 空胴では空胴中心に電磁界のピークがあるが、STF Baseline 空胴では空胴の端に電磁界のピークが見られた。STF Baseline 空胴 4 台の TE111-1,-2 を比較すると、#1 空胴では TE111-1 が入力カプラ側に偏った分布であり、一方 TE111-2 はモニターポート側に偏った分布であった。#2 空胴においても#1 空胴と同様の傾向が見られた（ただし、両モードとも#1 の場合と比べ、より一方に偏っている）。#3、#4 空胴では、#1、#2 空胴と異なり、両エンドセルに電界が立つ分布をしていた。STF Baseline 空胴の TE111-1,-2 の電磁界分布は、空胴の中心（#5 セル）を基準点とした回転対称性を持っていた。STF Baseline 空胴の TM011-1,-2 についても同様に、空胴の上下流どちらか一方のエンドセルに偏った電磁界分布を持っており、また、#5 セルを基準点とした回転対称性を持っていた。STF Baseline 空胴の TE111-1,-2、TM011-1,-2 の分布の偏りに相関は見られなかった。TM011-9 は逆に TESLA 空胴では空胴の端に電磁界のピークが見られ、STF Baseline 空胴では空胴中心に電磁界のピークが見られた。TM110 のすべてのパスバンドと TE111、TM011 の残りのモードに大きな差は見られなかったが、TESLA 空胴ではモニターポート側に電磁界分布が偏る傾向があった。STF Baseline 空胴 4 台の TE111-1,-2、TM011-1,-2 以外の電磁界分布の例として TE111-5、TM110-2、TM110-5、TM011-4 の比較を図 79,80,81 に示している。これらモードは空胴間で差が無いことが分かる。

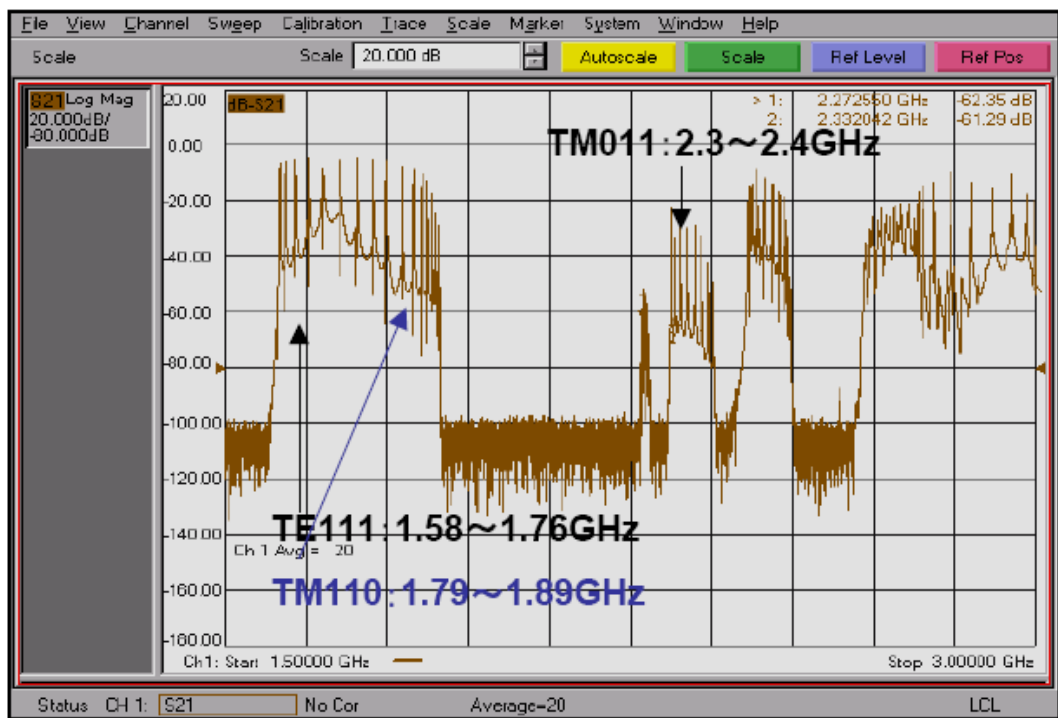
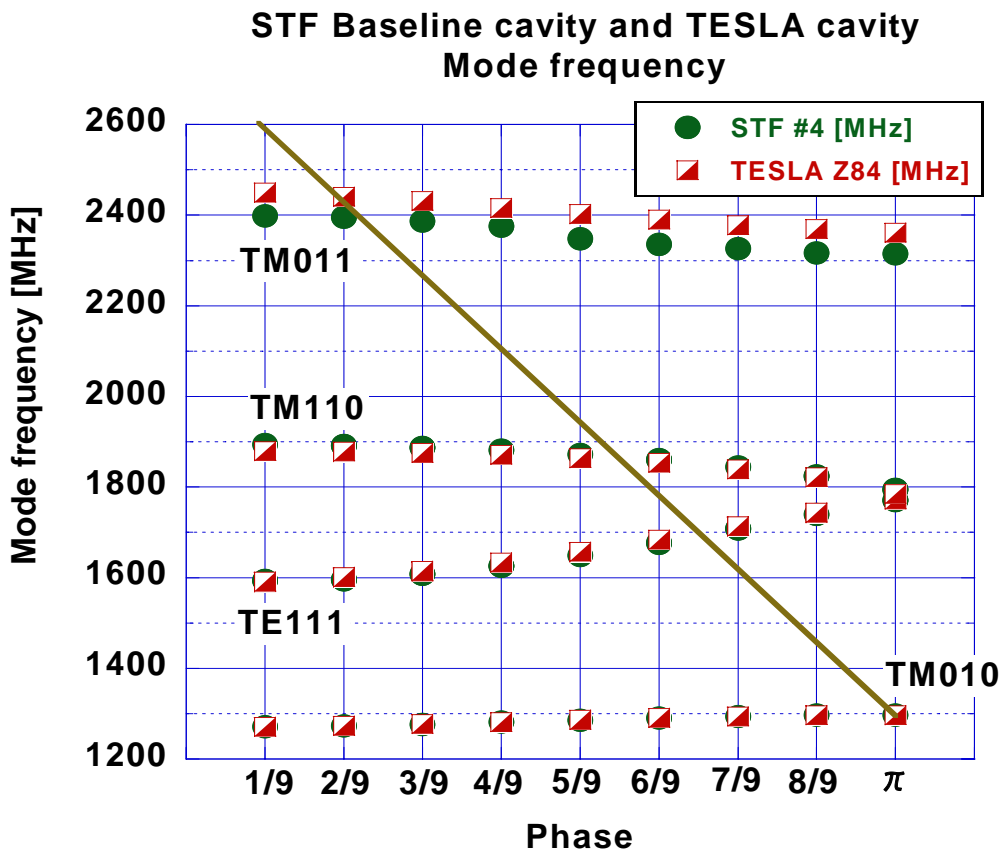


図 78 STF Baseline 空洞の HOM パスバンド周波数と透過スペクトラム

表 17 パスバンド周波数(測定値)と R/Q (計算値) のまとめ (STF Baseline #1 空洞と TESLA 空洞)

Mode	STF Baseline 空洞		TESLA 空洞	
	Frequency [MHz]	R/Q [Ω/m]	Frequency [MHz]	R/Q [Ω/cm^2]
TE111-1	1593.8, 1594.3	22.4	1590.6, 1591.2	0.01
TE111-2	1595.4, 1596.3	23.6	1601.0, 1601.4	0.14
TE111-3	1608.4, 1608.9	43.0	1614.6, 1615.0	0.03
TE111-4	1625.4, 1625.9	58.7	1633.4, 1633.7	0.75
TE111-5	1648.4, 1648.7	46.1	1656.6, 1657.0	0.04
TE111-6	1676.0, 1677.4	549	1683.8, 1684.2	10
TE111-7	1707.7, 1708.7	2100	1713.4, 1713.8	15.4
TE111-8	1739.3, 1740.2	793	1743.0, 1743.3	2.23
TE111-9	1770.3, 1771.3	43.2	1772.2, 1772.5	1.4
TM110-1	1794.1, 1794.9	119	1784.8, 1785.2	0.71
TM110-2	1824.2, 1824.9	89.1	1821.7, 1822.0	0.45
TM110-3	1844.3, 1844.8	52	1839.7, 1839.8	0.33
TM110-4	1860.3, 1860.8	86.4	1854.2, 1854.3	6.47
TM110-5	1872.6, 1872.8	1270	1864.2, 1864.2	8.75
TM110-6	1881.4, 1881.6	394	1870.8, 1870.9	1.83
TM110-7	1887.2, 1887.5	0.28	1875.4, 1875.7	0.1
TM110-8	1891.1, 1891.5	20	1878.2, 1878.3	0.18
TM110-9	1893.4, 1893.9	0.005	1879.4, 1880.1	0.01
TM011-1	2315.4	0.33	2361.0	0 [Ω]
TM011-2	2317.0	0.11	2369.4	0.17 [Ω]
TM011-3	2326.4	3.31	2377.9	0.65 [Ω]
TM011-4	2335.3	0.84	2390.4	0.65 [Ω]
TM011-5	2347.7	8.65	2403.1	2.05 [Ω]
TM011-6	2375.8	6.26	2415.8	2.93 [Ω]
TM011-7	2387.3	37.8	2431.5	6.93 [Ω]
TM011-8	2395.7	188	2440.7	67.0 [Ω]
TM011-9	2397.9	96.8	2449.3	79.5 [Ω]

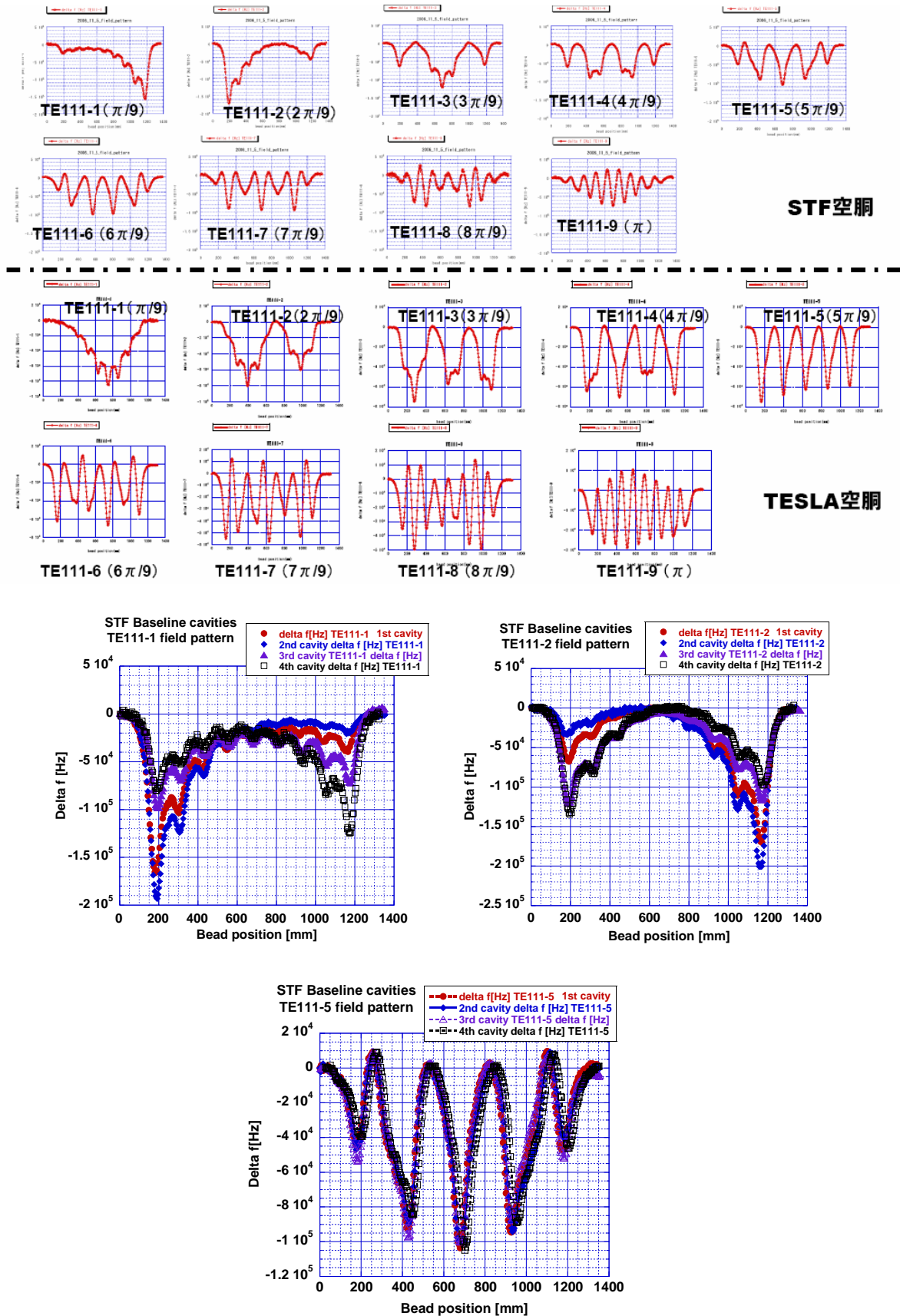


図 79 ダイポールモード：TE111 の電磁界分布（縦軸： Δf [Hz]、横軸：空胴位置 Z）

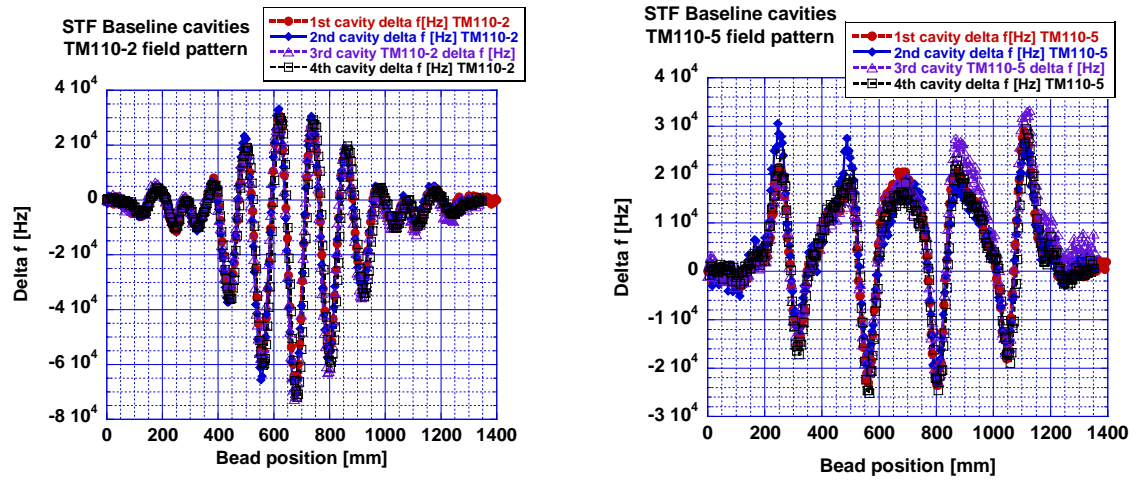
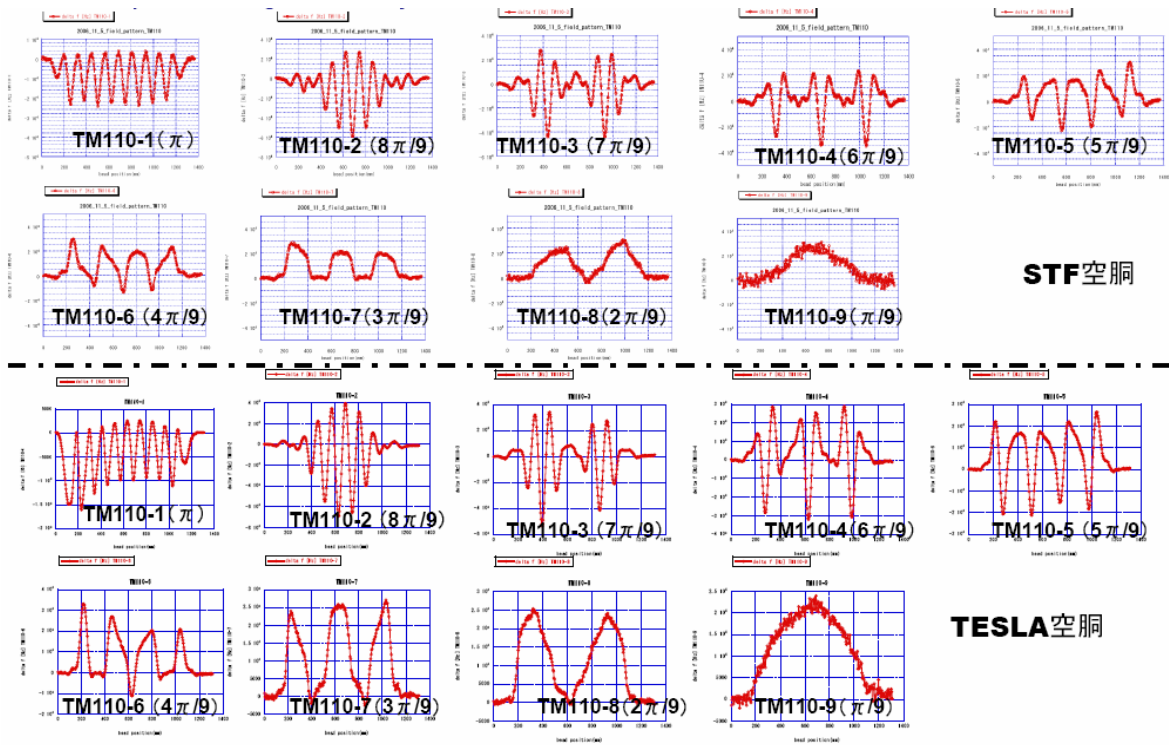


図 80 ダイポールモード：TM110の電磁界分布（縦軸： Δf [Hz]、横軸：空胴位置 Z）

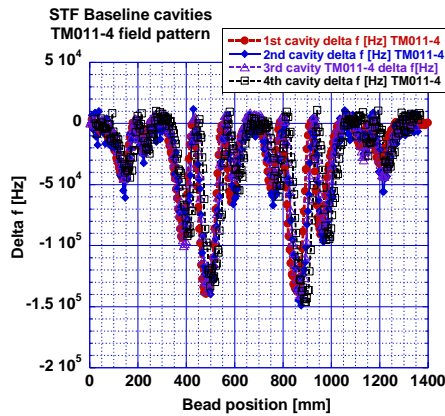
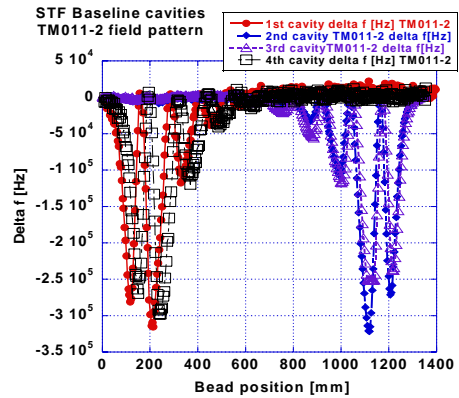
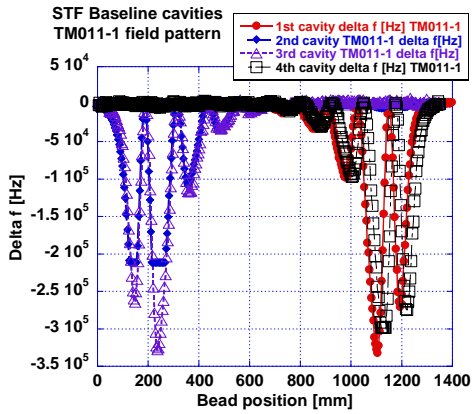
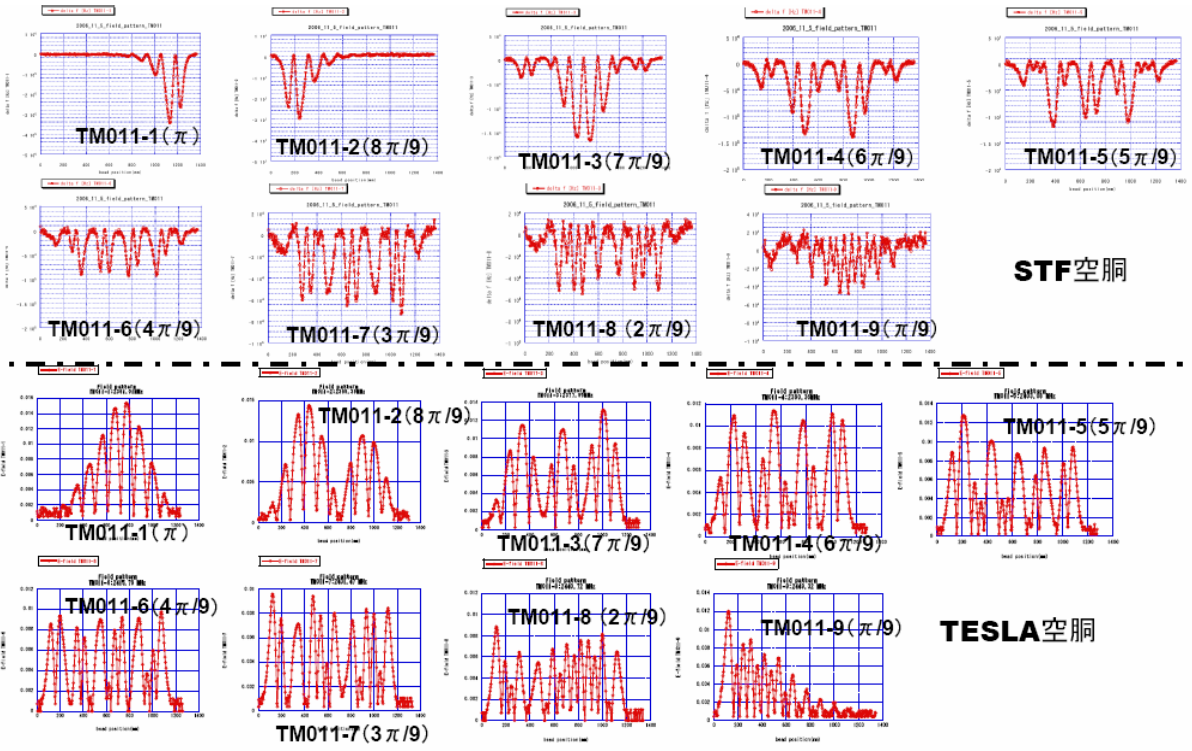


図 81 TM011 の電磁界分布 (縦軸: Δf [Hz]、横軸: 空胴位置 Z) : TESLA 空胴のみ縦軸: E-field

STF Baseline 空胴と TESLA 空胴の HOM パスバンド周波数を比較すると、ダイポールモード (TE111、TM110) に差は見られなかったが、モノポールモード (TM011) では約 50MHz の差があった (STF Baseline 空胴が TESLA 空胴より周波数が低い)。高インピーダンスモードは両空胴ともに、TE111-6,7,8、TM110-4,5,6、TM011-7,8,9 であった。

図 82 は STF Baseline 空胴#1~#4 の HOM 周波数分布 (一回目の EP1、アニール後に測定) である。STF Baseline 空胴 4 台の HOM の共振周波数を比較してみると、同一処理後では~5MHz 程度のばらつきを持っていた (STF#4 空胴を基準とし、その差分を見ている)。実際の空胴処理工程では、空胴の電界性能が出るまで表面処理 (電界研磨もしくは機械研磨など) を行うため、空胴内面の研磨量に差が現れる。空胴内面が研磨された場合、空胴半径が広がるため、研磨量に依存して各モードの共振周波数は低周波側にシフトする。加速モードの共振周波数は 2K で 1300MHz になるように、常温では 1297.2MHz に調整される。空胴内面が研磨され、周波数が下がった場合、空胴をビーム軸方向に伸ばすことで周波数を調整することができる。しかし、このプリチューニングでは加速モードの周波数のみを合わせるため、HOM 周波数は変化する。図 83 は STF#1 空胴の EP での研磨量に対する HOM 周波数の変化である。変化量はモードによって若干異なるが 600kHz/20 μ m の割合で周波数が下がった。図 84 はバレル研磨による多量研磨 (~150 μ m) に対する HOM 周波数変化である。バレル研磨後、電界研磨 (~100 μ m) を行い、アニール、プリチューニング後に測定した (この際、空胴長が約 7mm 伸びた。)。TE111、TM011 といったビーム軸方向に感度を持つモードの周波数変動が大きく 10MHz 以上の変化が測定された。一方、TM110 の変化量は 10MHz 以下であった[5]。

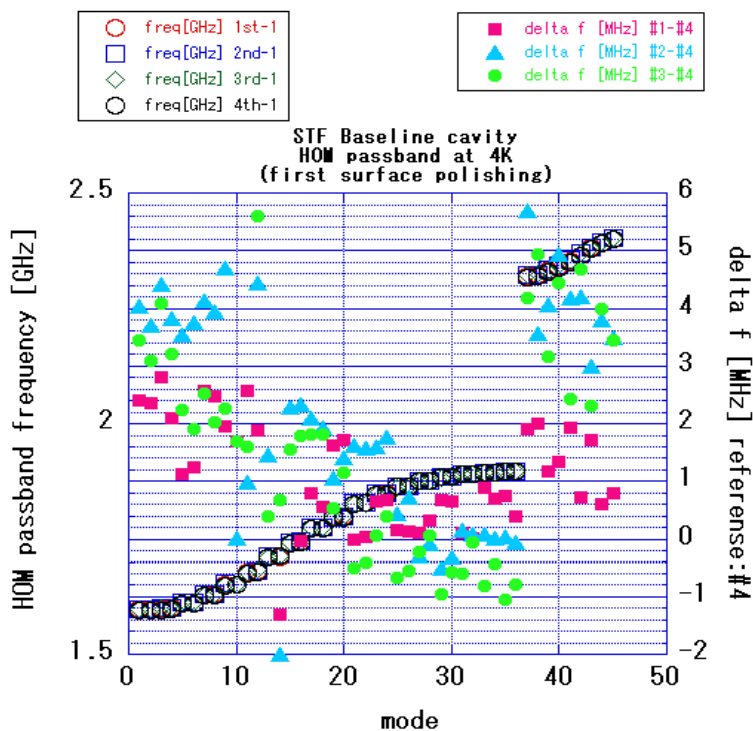


図 82 STF Baseline 空胴#1~#4 の HOM 周波数分布 (一回目の EP1、アニール後に測定)

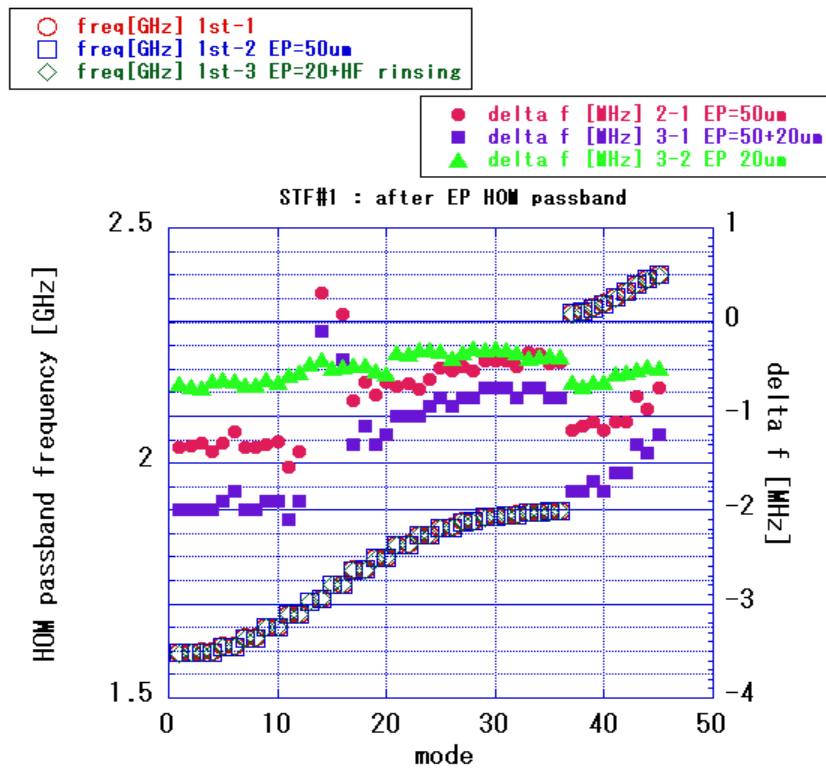


図 83 EP での研磨量に対する HOM 周波数の変化 (STF#1 空洞の例)

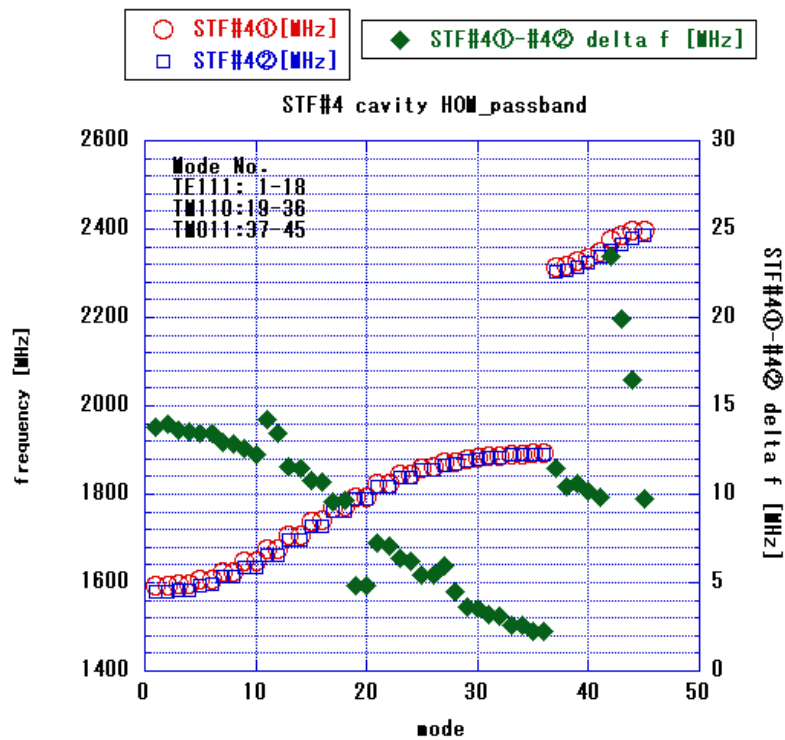


図 84 バレル研磨による多量研磨に対する HOM 周波数変化 (STF#4 空洞の例)

5-4. HOM ダンピング (Q_{ext}) の測定

STF Baseline 空洞#1~#4 および TESLA 空洞 (Z84) の HOM の測定を行った。なお、測定した STF Baseline 空洞#1~#4 の加速モードに対する電界平坦度は 98%以上にチューニングされている。また、HOM カプラの加速モードに対するチューニングもされている。TESLA 空洞 (Z84) の加速モードの電界平坦度は 90%、HOM カプラの加速モードに対する外部 Q 値は、HOM2 (上流側) が 3.5×10^9 、HOM1 (下流側：入力カプラ側) が 1.0×10^9 であり、チューニングがされていない状態であった。測定モードは TE_{111} 、 TM_{110} 、 TM_{011} の 3 モードである。測定にはネットワークアナライザ (Agilent : E8363B) を用いた。

5-4-1. HOM ダンピングの常温試験

図 85 に常温における HOM の Q_{ext} (外部 Q 値) の測定セットアップを示す。測定に使用したポートは HOM1 と HOM2 の 2 ポートである。入力およびモニターカプラポートやビームパイプはブランクフランジで閉じ、2 ポート測定で Q_{ext} を測定した。各ポートおよび各モードの Q_{ext} (外部 Q 値) は、始めに透過波形のバンド幅から Q_L (負荷 Q 値) を求め、各ポートの電圧反射係数 Γ と結合定数 β を測定することで得られる。以下、透過法による Q_{ext} の測定方法について述べる。

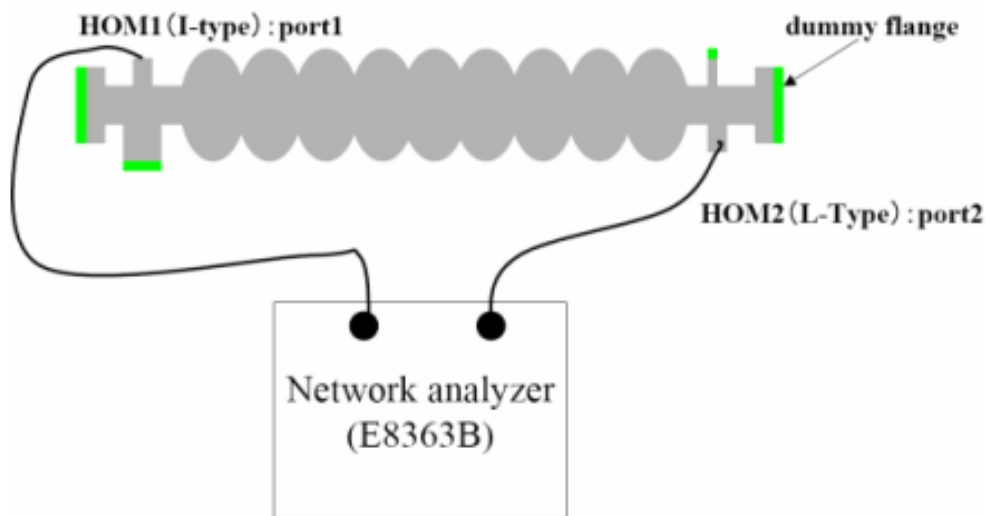


図 85 HOM ダンピングの測定セットアップ

透過法 (S21) では図 85 のようにネットワークアナライザとポートを接続する。 Q_L は共振モードの透過電力が 1/2 になるところのバンド幅 (半値幅) から、式 (5-4-1) のように表すことができる。

$$Q_L = \frac{f_0}{2\Delta f} \quad (5-4-1)$$

ここで、 f_0 : モードの共振周波数、 $2\Delta f$: 半値全幅である。

Q_L は空胴の Q_0 と外部回路も含めた系の Q 値 (Q_{ext} : 外部 Q 値) が合成された値であり、各 Q 値の間には、等価回路より式(5-4-2)の関係がある。

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}} \quad (5-4-2)$$

Q_{ext} と空胴 (共振器) の外部回路の結合定数 β を用いると、 $\beta Q_{ext}=Q_0$ と求められる。したがって、

$$Q_0 = (1 + \beta)Q_L \quad (5-4-3)$$

となり、 Q_L と β の測定から Q_0 が求められる。

電圧反射係数 Γ はポートからの反射 (S11 もしくは S22) から求められる。共振点での測定値がデシベル (dB) 表示で反射波の大きさ x で与えられる場合、 Γ は式(5-4-4)で与えられる。

$$\Gamma = 10^{\frac{x}{20}} \quad (5-4-4)$$

結合定数 β は各ポートの共振点での電圧反射係数 Γ から測定されるが、2 ポート測定の場合、片側のポートから空胴を見た場合、逆側に接続されているポートの負荷も見ていることになる。そのように、実際に測定される結合定数を β_{01} 、 β_{02} と置くと、各々のポートにおいて反射波を測定した場合の電圧反射係数 Γ_1 、 Γ_2 により、式(5-4-5)のように記述される。

$$\beta_{01} = \frac{1 - |\Gamma_1|}{1 + |\Gamma_1|}, \beta_{02} = \frac{1 - |\Gamma_2|}{1 + |\Gamma_2|} \quad \text{アンダーカップリング}$$

$$\beta_{01} = \frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_1|}, \beta_{02} = \frac{1 + |\Gamma_2|}{1 - |\Gamma_2|} \quad \text{オーバーカップリング} \quad \text{式(5-3-5)}$$

ここで、アンダーカップリングとオーバーカップリングとは結合定数が 1 より小さい場合、大きい場合とで使用される表式が異なることを意味する。カップリングの大小は反射信号の大きさだけでなく位相も測定することにより求められる。この判断はスミスチャートを用いることで求められる。

各ポートの結合定数 β_1 、 β_2 は β_{01} 、 β_{02} を用いて、式(5-4-6)のように求めることができる。

$$\beta_1 = \frac{\beta_{01}(1 + \beta_{02})}{1 - \beta_{01}\beta_{02}}, \quad \beta_2 = \frac{\beta_{02}(1 + \beta_{01})}{1 - \beta_{01}\beta_{02}} \quad (5-4-6)$$

最終的に Q_L 、 β_1 、 β_2 から、 Q_0 は式(5-4-7)のように求められる。

$$Q_0 = (1 + \beta_1 + \beta_2)Q_L \quad (5-4-7)$$

したがって、各ポートの外部 Q 値は β_1 、 β_2 、 Q_0 より式(5-4-8)のように求められる。

$$Q_{ext,1} = \frac{Q_0}{\beta_1} \quad (5-4-8)$$

$$Q_{ext,2} = \frac{Q_0}{\beta_2}$$

STF Baseline 空洞#1~#4 (ピックアッププローブ径 12mm、ギャップ 2mm) と TESLA 空洞 (Z84: ピックアッププローブ径 12mm、ギャップ 0.3mm) との HOM の Q_{ext} の常温における測定結果を図 86 に示す。これは HOM1, HOM2 を合成した値である。TE₁₁₁、TM₁₁₀ の高インピーダンスモードは両空洞とも目標値である 1×10^5 をクリアしていることが分かる。一方、STF Baseline 空洞の TM011 各モードの Q_{ext} は $1 \sim 4 \times 10^5$ 台が多くダンピングが不足していた。TESLA 空洞の TM011 は 1×10^5 を下回っていた。これは今回、加速モードとの結合を避けるために、STF Baseline 空洞の HOM カプラの向きが TESLA 空洞と異なる向きに配置したためであり、TESLA 空洞同様に HOM カプラの向きを変えることで改善できる。

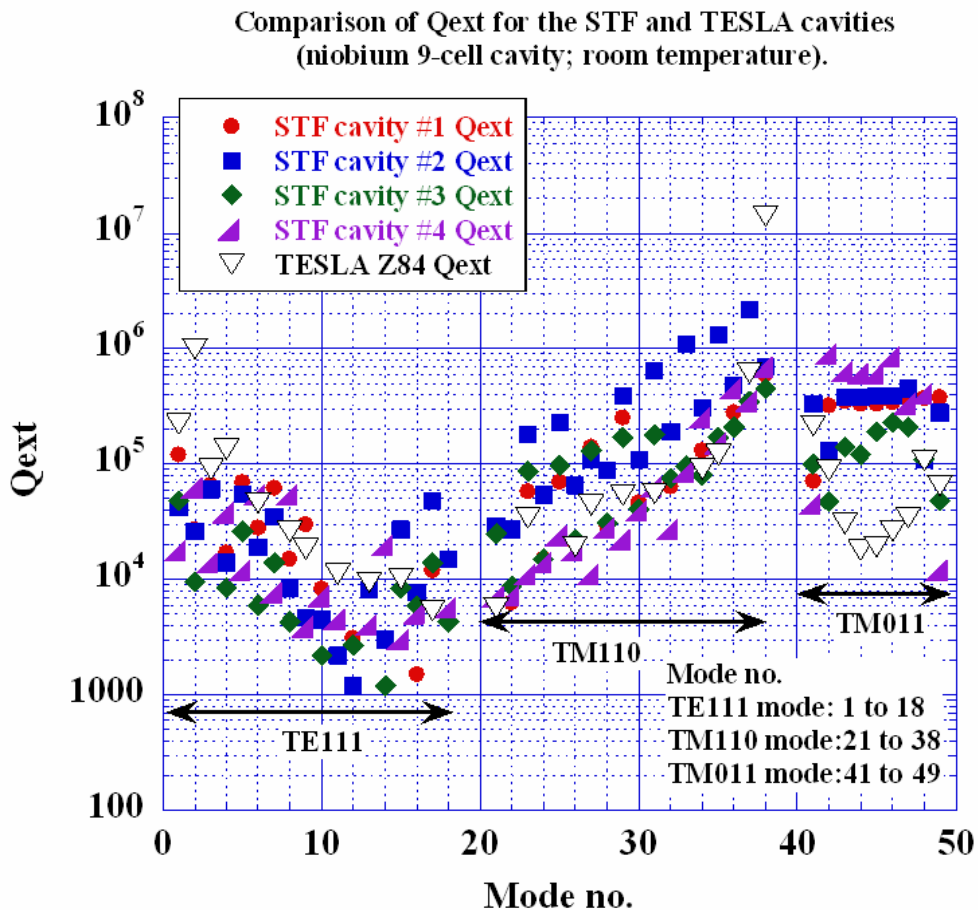


図 86 STF Baseline 空洞#1~#4 と TESLA 空洞 (Z84) と Q_{ext} の比較

5-4-2. HOM ダンピングの低温試験

低温試験はクライオモジュールに組み込まれた STF#3 空洞で行った。測定時の空洞温度は 4K であった。測定は入力カプラ、HOM1,HOM2 の 3 ポート測定から各ポートの Q_{ext} を求めた。

各ポートにおける透過特性を測定し、バンド幅から 3 ポート合計の Q_L を求め、各ポートの透過電力の比から各カプラの各モードに対する Q_{ext} を求めた。図 87 に測定セットアップと示す。ケーブルの校正はクライオモジュール直前まで行い、クライオモジュール内に組み込まれた RF ケーブルは反射を測定して、ケーブルロスを求めた。

図 88(a)~(d)は入力カプラから HOM 1 を見たときの透過スペクトラムである。ダイポールモードでは図 88(a)、(c)のように分離が確認されているものと、(b)のように 1 ピークのみ観測されるモードがあった。

測定時の加速モードの共振周波数は 1300.600MHz であった。また、ピックアッププローブは直径が 12mm、gap=2mm である。チューナーにより空洞にはテンションが掛かっている状態である。入力カプラはドアノブ変換機のと導波管同軸変換機を用いて N 型コネクタにしている。したがって、この測定はドアノブの HOM に対する周波数特性の評価にも繋がる。空洞は超伝導状態であるため、 Q_L は全ポートの Q_{ext} の合計に相当する。各ポートの Q_{ext} は式 (5-4-1) で求めることができる。

3 ポート測定

- a) 入力ポート：入力カプラ→出力：HOM 1 もしくは HOM2 (P-hom1、P-hom2、 Q_{L1} 、 Q_{L2})
- b) 入力ポート：HOM1→出力：入力カプラもしくは HOM2 (P-input、P-hom2、 Q_{Lin} 、 Q_{L2})

$$\begin{aligned}
 Q_{HOM2} &= Q_L \left(1 + \frac{P_{HOM1}}{P_{HOM2}} + \frac{P_{Input}}{P_{HOM2}} \right) \\
 Q_{HOM1} &= Q_{HOM2} \left(\frac{P_{HOM2}}{P_{HOM1}} \right) \\
 Q_{Input} &= Q_{HOM2} \left(\frac{P_{HOM2}}{P_{Input}} \right)
 \end{aligned} \tag{5-4-1}$$

ここで、P-hom1：HOM 1 からの出力電力、P-hom2：HOM 2 からの出力電力、P-input：入力ポートからの出力電力、 Q_{L1} ：入力カプラ-HOM1 の透過から求めた Q_L 、 Q_{L2} ：入力カプラ-HOM2 の透過から求めた Q_L 、 Q_{Lin} ：HOM1-入力カプラの透過から求めた Q_L 、である。

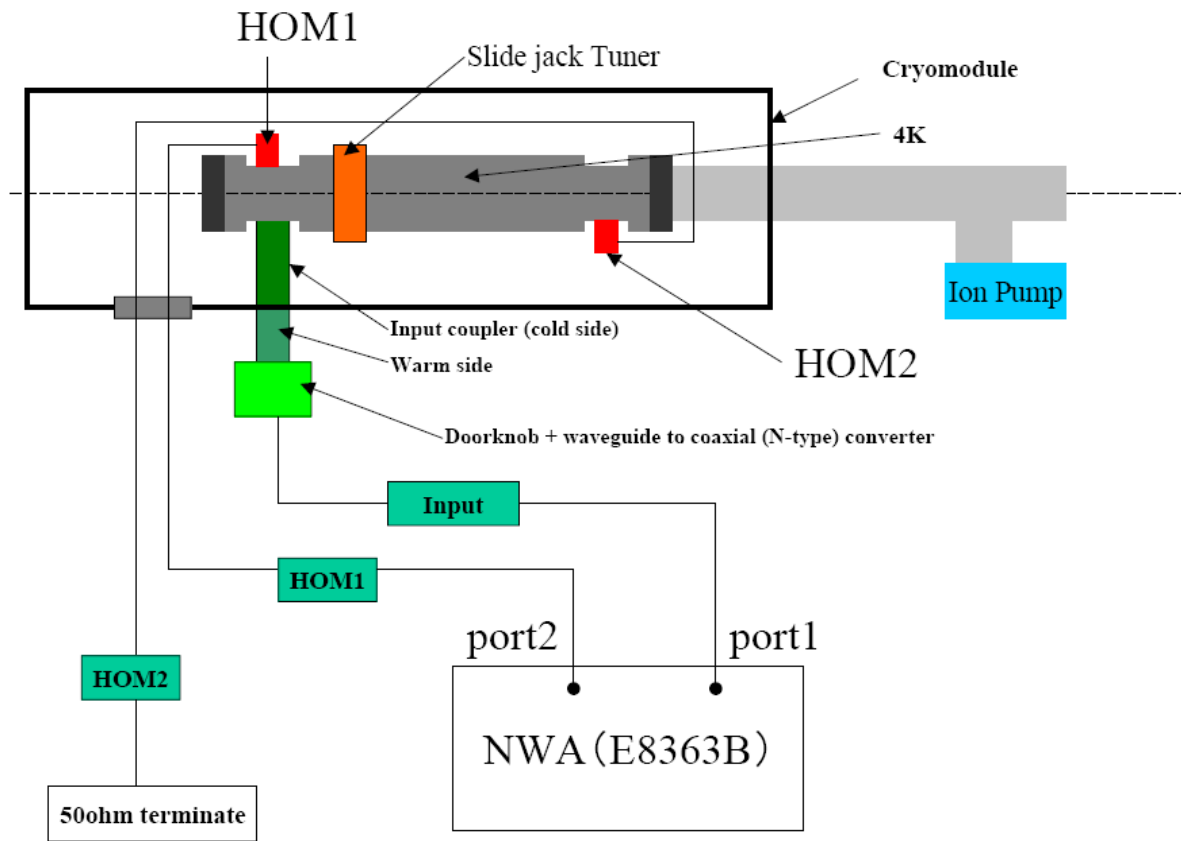
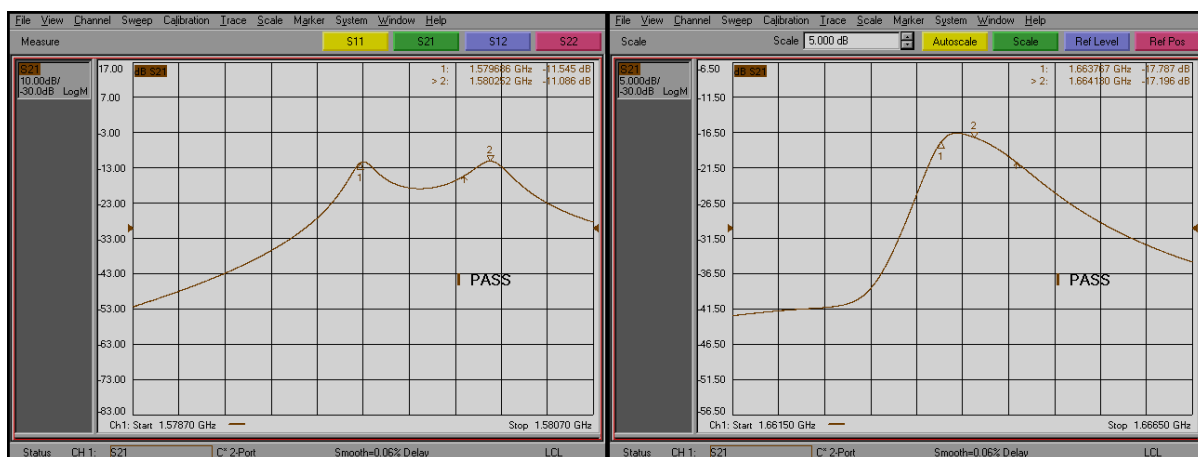
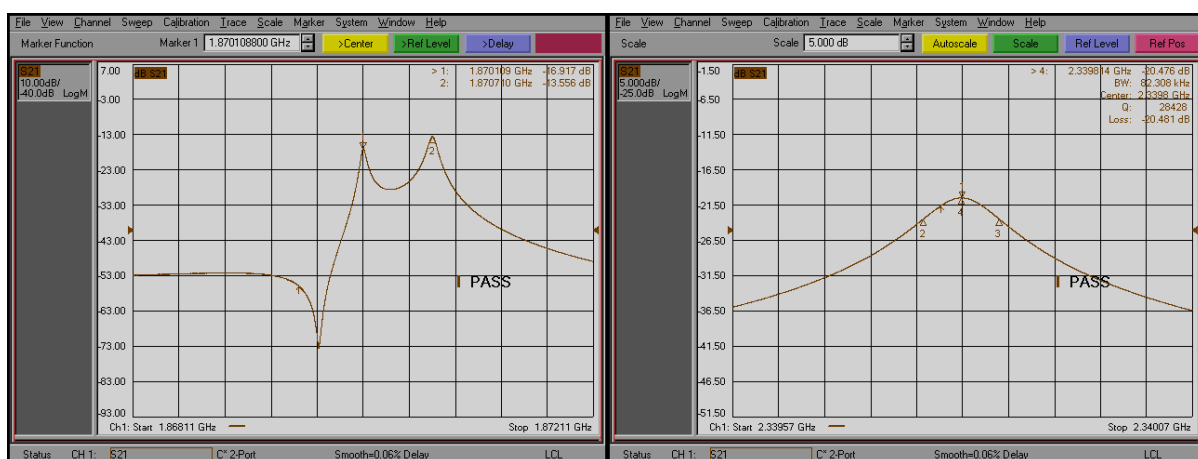


図 87 測定セットアップ (例 入力カップラ→HOM1、 HOM2 : 50Ωターミネート)



(a)TE111-1 2 ピーク

(b)TE111-6 1 ピーク

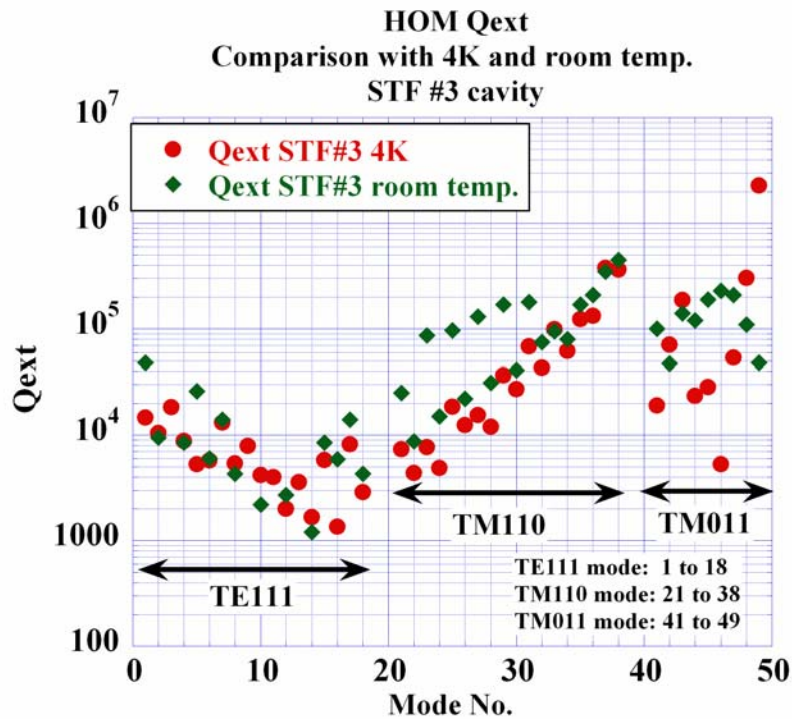


(c) TM110-5 2 ピーク

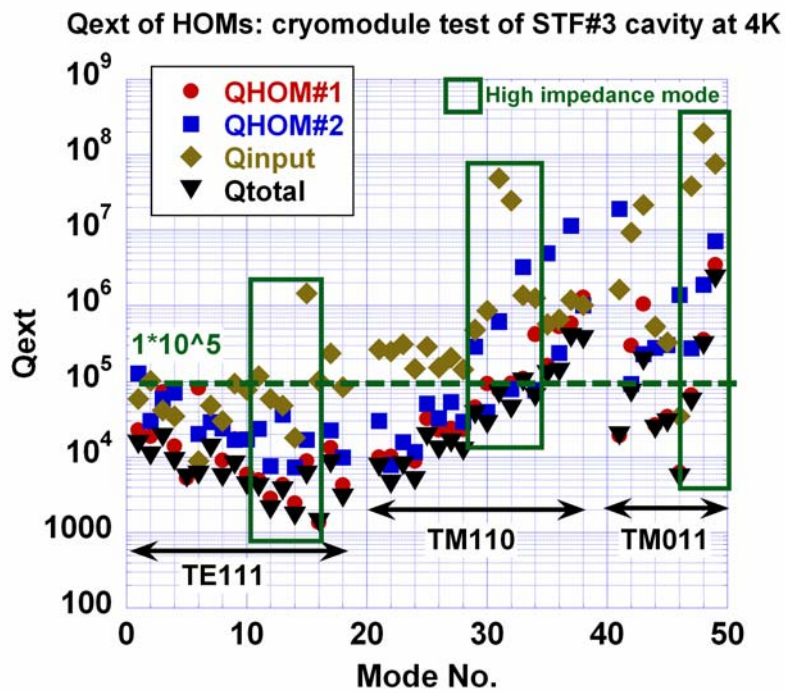
(d) TM011

図 88 各モードの透過スペクトラム

低温試験の測定結果を図 89(a)(b)に示す。図 89(a)は常温試験と低温試験の比較であり、3 ポートの合計では TE₁₁₁, TM₁₁₀ ともに高インピーダンスモードの Q_{ext} は 1×10^5 を下回っていた。また、常温測定値と良い一致を示した。一方、TM₀₁₁ では常温と低温で差が大きく、特に TM_{011-8,9} が 1×10^5 を超えており問題である。常温測定と異なる点は、低温測定では空腔にテンションをかけ空腔を引っ張っている。これにより、電磁界分布が変化し、カップリングが弱まった可能性が考えられる。図 89(b)は Input、HOM1、HOM2 ポートそれぞれの Q_{ext} の測定結果をまとめたものである。



(a) 常温試験と低温試験の比較



(b) 低温試験：各ポートの Qext の比較

図 89 低温時の HOM ダンピング測定結果 (STF#3 空洞の比較)

5-5. メインダイポールモードの偏極方向の測定

ビームで空洞アライメントもしくはビーム軸周りの空洞のずれを知るためには、

- ・使用するダイポールモードの偏極方向がセル間で同じであること（直線偏向）、
- ・X-Y ダイポールの偏極方向が分離していること（直交している）、
- ・電気的中心と機械的中心の一致、モード間での電気的中心の一致、
（もしくは電気的中心と機械的中心の差の定量化）

などが挙げられる。

また、エミッタンスの X-Y カップリングを最小にするためには、

- ・X-Y ダイポールモードの偏極方向が X-Y 軸に一致していること、
- が要求される。

以上のことを詳細に調べるために、ビーズ摂動法とアンテナ測定にて、各モード、各セルにおける偏極方向の分布を調べた。

5-5-1. ビーズ測定セットアップ

ダイポールモードの偏極方向測定のため、ビーズ測定を行った。測定セットアップを図 90 に示す。ビーズは直径 6mm の誘電球（マコール）を使用し、電界のみ検出した。ビーズはビーム軸をスキャンする。このビーズラインはフレームごと X-Y 方向に動かすことができるように設計されており、オフセンタースキャンが可能である。フレームの位置は測長ユニット（Mitutoyo : SD20-D）でモニターしている。また、ビーズラインに使用していた滑車の直径は 42mm である。測定装置に使用した機器は以下のものである。

エンコーダー（encoder）：オムロン社製 E6B2-CWZ6C（1000 pulse / rotate）

モニター（monitor）：オムロン社製 K3HB（RS232-C 通信）

ステップモーター（Step motor）：オリエンタルモーター社製 PK566H-A（0.72° / step）

モーターコントローラー（motor controller）：ツジ電子社製 PMCD-05NZ

ネットワークアナライザー（Network analyzer）：agilent 社製 E8363B（10MHz～40GHz）

コントロールソフト：agilent 社製 VEE ver.7.5

測定時のネットワークアナライザーの設定は、point=2000、BW=20kHz、sweep time=96ms、span=200kHz、ave.=15 times であり、周波数分解能は 100Hz である。

図 91 にビーズ測定装置の様子を示す。

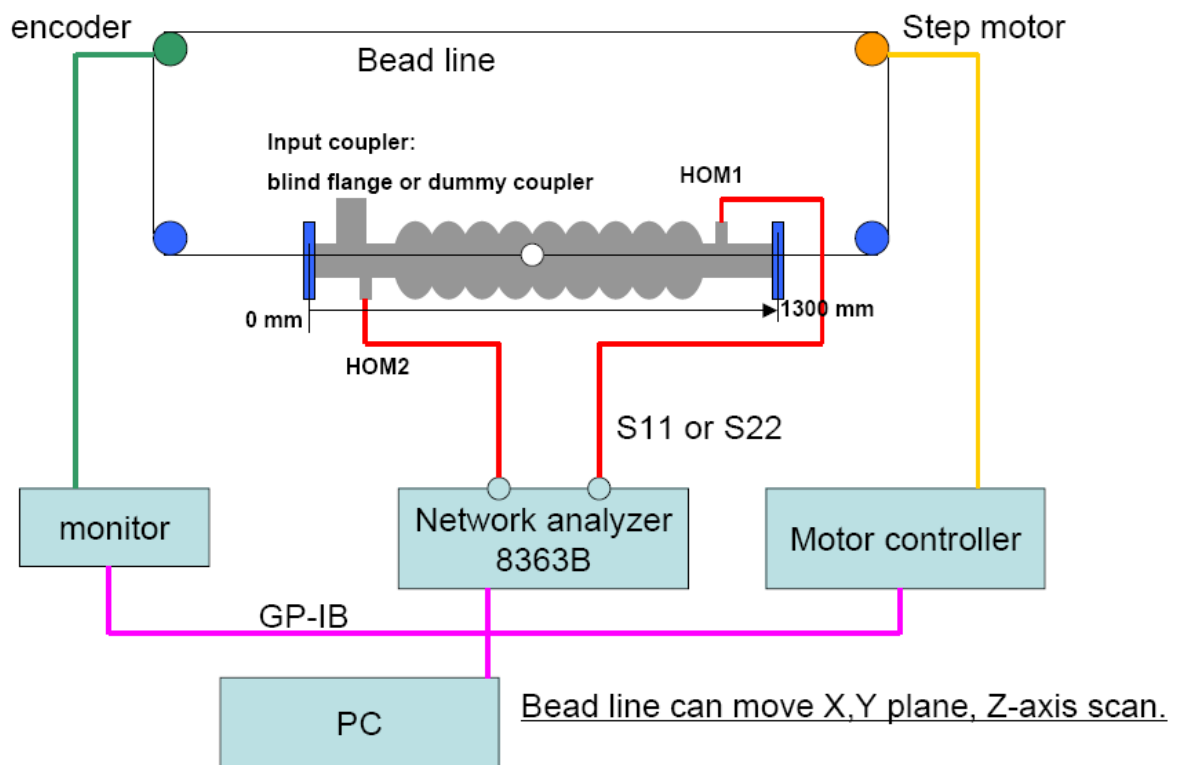


図 90 偏極測定セットアップ

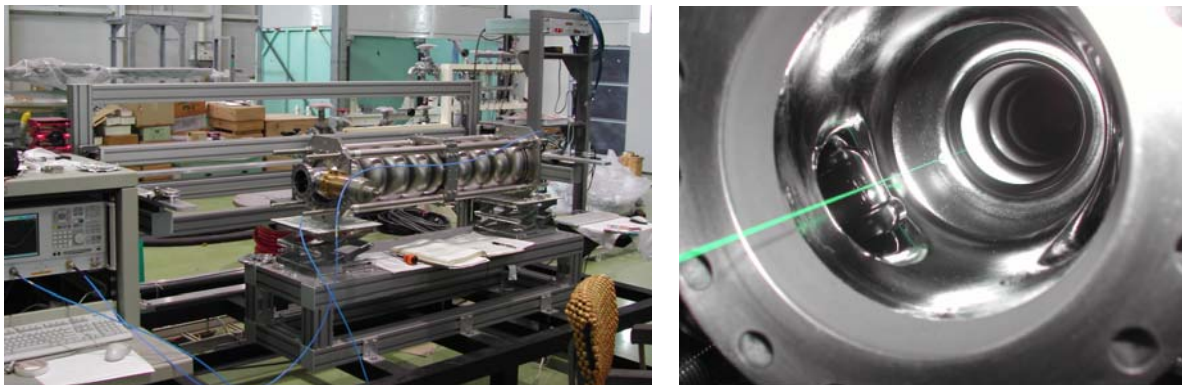


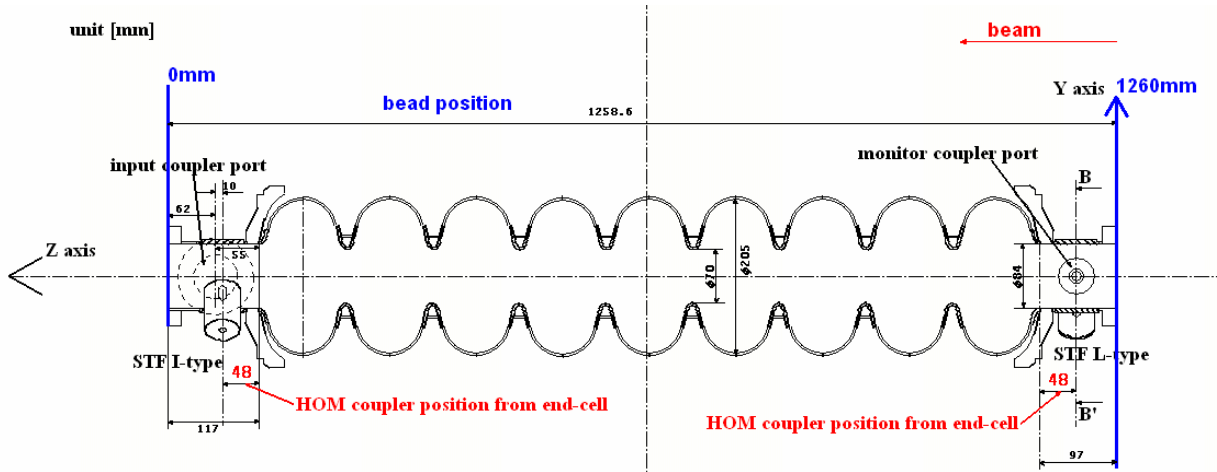
図 91 ビーズ測定装置の様子

偏極方向を測定するにあたって、STF Baseline 空洞では図 92(a)(b)のように偏極方向を定義した。クライオモジュールに組み込まれたときの空洞の回転方向は床面に対して入力カプラ軸が水平にある。したがって、入力カプラの軸を X 軸、その 90° 違いの方向を Y 軸とした。実際にビームが通過する方向はモニターカプラ側から入力カプラ側に向けてである。したがって、偏極方向はビームの進行方向に沿って見ることとし、図 92(a)の B-B'から見る、すなわち図 92(b)のように偏極方向を定義した。図 92(b)ではビームは紙面の奥へ進む。入力カプラの位置はビーム軸から見て左側である。ビーズのスキャン位置は空洞のアイリス径が 70mm、ビーズ径が 6mm という制約から、ビーム軸より 30mm (位置精度: ±0.4mm) の位置にビーズ中心が来るような配置とし、一つのモードに対して、90° から-90° まで 30° 間隔で計 7 スキャン行った。

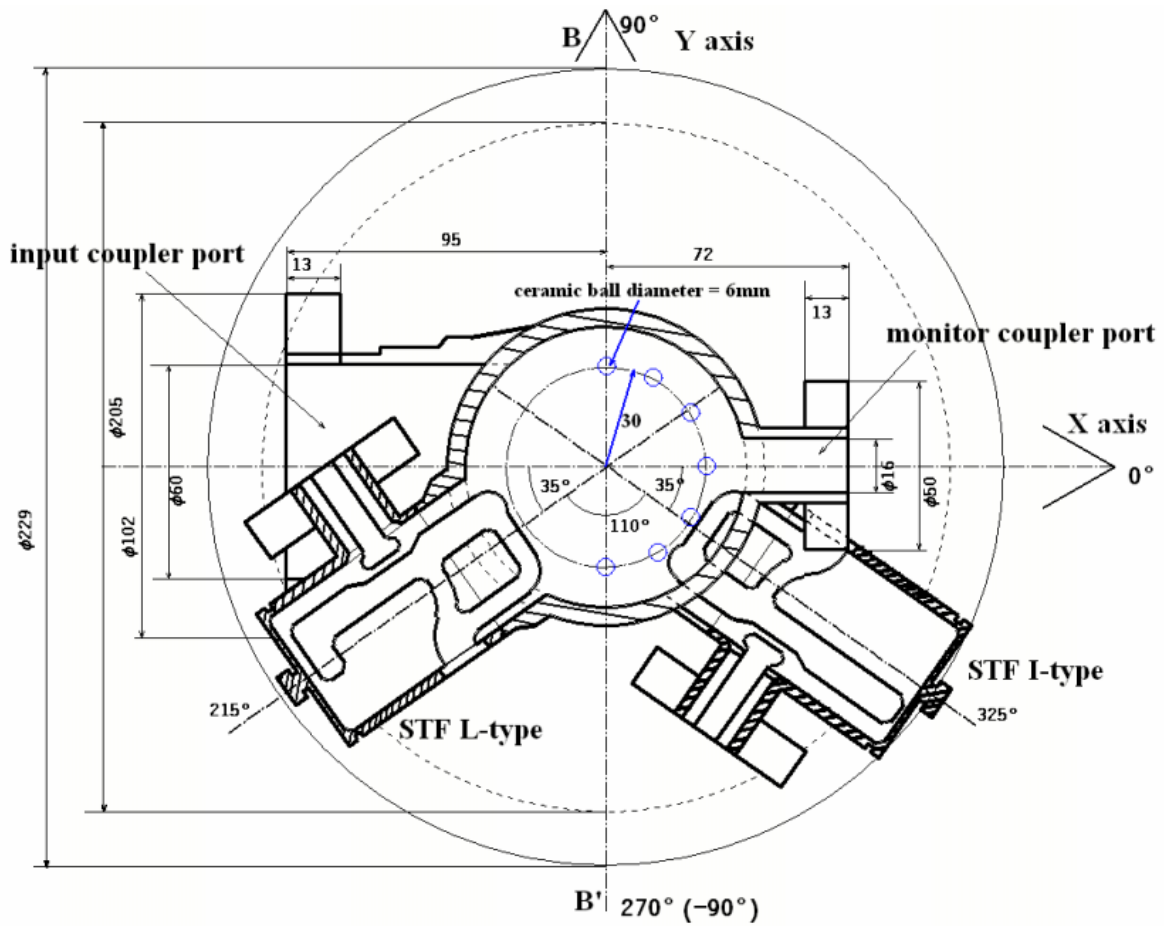
TESLA 空洞でも同様に定義した。図 93(a)(b)に TESLA 空洞の偏極方向の定義を示す。TESLA 空洞でも STF Baseline 空洞と同様に定義した。ただし、TESLA 空洞の入力カプラの向きは STF Baseline 空洞と異なり、ビーム軸からみて右側にある。アイリス径も 70mm と STF Baseline 空洞と同径であることから、スキャン位置は同じにした。十分な測定精度を得るために、測定中 (1 スキャン当たり 10 分) の温度変化は±0.2°C以下に保っている。ビーズ測定装置は簡易クリーンルーム内に設置され、空調により温度管理がなされており、上記温度安定性は達成している。また、測定エラーはビーズのサイズとビーズの位置エラーで決まり、本測定では±7° のエラーが見込まれる。表 18 は測定した STF Baseline 空洞の表面処理履歴である。#4 空洞のみ再研磨前後の測定を行った。

表 18 STF Baseline 空洞の測定空洞の表面処理履歴

	測定日時	空洞	空洞長	空洞処理状況 (研磨量)
1	2005/12/25	STF #1	1264mm	CBP、EP 1、PE2
2	2006/4/3	STF #2	1261mm	CBP、EP 1、PE2
3	2006/5/15	STF #3	1262mm	CBP、EP 1、PE2
4	2006/7/12	STF #4-1	1254mm 06'6/30	CBP、EP 1、PE2
5	2006/11/5	STF #4-2	1264mm 06'11/5	#4-1+CBP,EP1,EP2

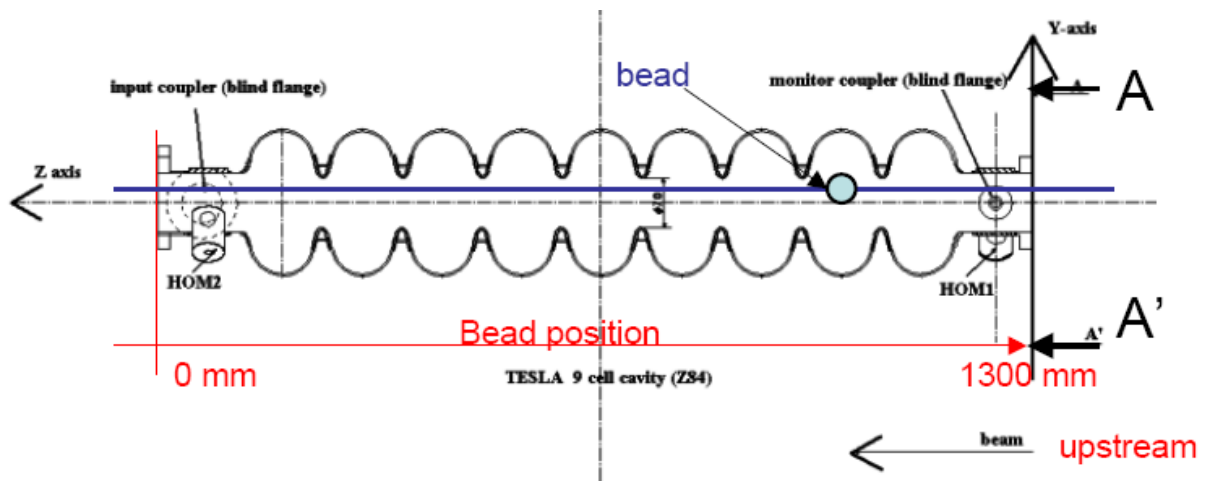


(a) STF Baseline 空胴の側面図

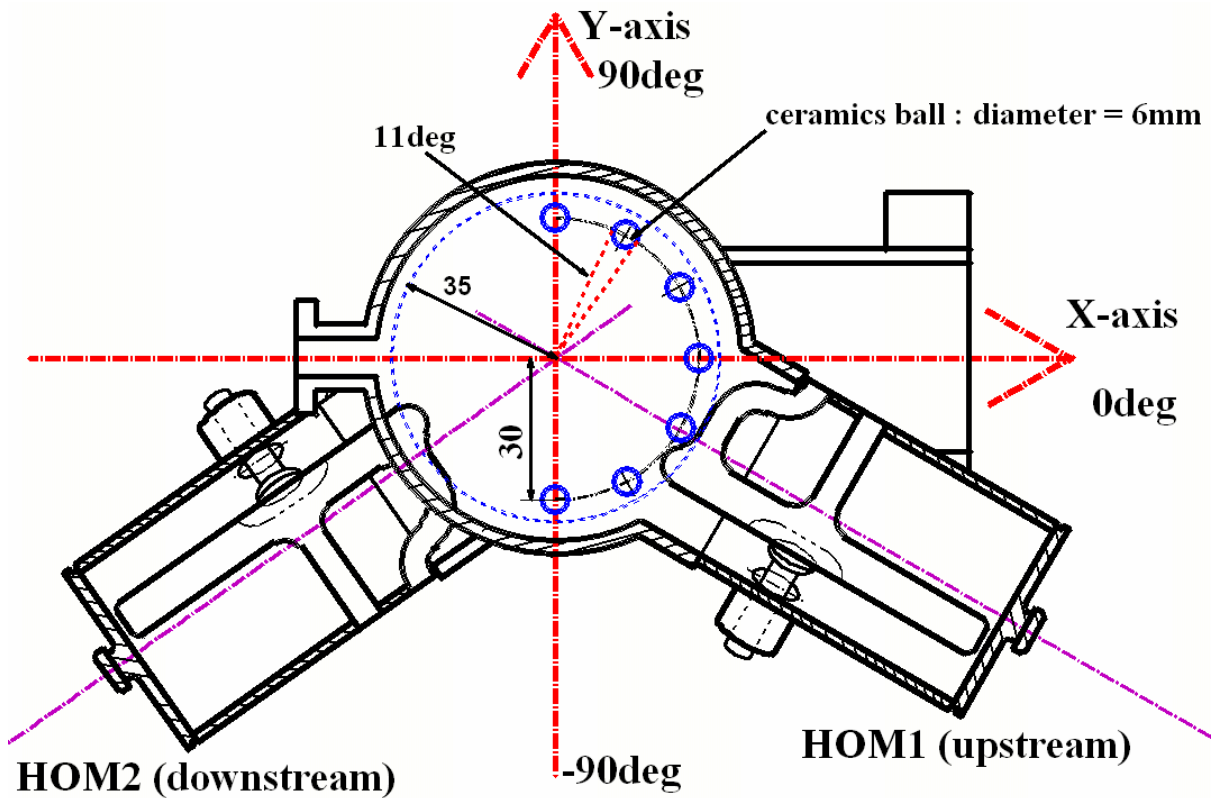


(b) STF Baseline 空胴の断面図、ビーズ通過位置

図 92 STF Baseline 空胴と偏極方向の定義、ビーズ通過位置



(a) TESLA 空洞の側面図



(b) TESLA 空洞の断面図、ビーズ通過位置

図 93 TESLA 空洞と偏極方向の定義、ビーズ通過位置

5-5-2. データの取り出しとフィッティング

セラミックス製誘電球を使用したビーズ測定では電界のみ検出することが出来る。これは偏極方向を求めるに当たって、計算を単純化するのに役立つ。

偏極方向の求めかたは、まずある位置 Z における各角度の電界強度 Δf をピックアップして、 Z における X - Y 面の電界分布をプロットする。円形導波管（円筒形空洞）の TE₁₁ (TE₁₁₁) や TM₁₁ (TM₁₁₀) モードの空洞中心軸からの距離 r における ϕ 方向の電磁界分布は以下のように表すことが出来る[6]。図 94 に pill-box 空洞の電磁界分布を示す。

TE₁₁ モードの場合、

$$\begin{aligned}
 H_z &= J_n \left(\frac{\rho'_{nm} r}{a} \right) e^{-j\beta_{nm} z} \{ \cos n\phi \text{ or } \sin n\phi \\
 E_z &= 0 \\
 H_r &= -\frac{j\beta_{nm} \rho'_{nm}}{ak_{c,nm}^2} J'_n \left(\frac{\rho'_{nm} r}{a} \right) e^{-j\beta_{nm} z} \{ \cos n\phi \text{ or } \sin n\phi \quad (5-5-1) \\
 H_\phi &= -\frac{jn\beta_{nm}}{rk_{c,nm}^2} J_n \left(\frac{\rho'_{nm} r}{a} \right) e^{-j\beta_{nm} z} \{ -\sin n\phi \text{ or } \cos n\phi \\
 E_r &= Z_{h,nm} H_\phi \\
 E_\phi &= -Z_{h,nm} H_r
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \beta_{nm} &= \left[k_o^2 - \left(\frac{\rho'_{nm}}{a} \right)^2 \right]^{1/2} \\
 Z_{h,nm} &= \frac{k_o}{\beta_{nm}} Z_0 \\
 k_{c,nm} &= \frac{\rho'_{nm}}{a} \\
 \lambda_{c,nm} &= \frac{2\pi a}{\rho'_{nm}}
 \end{aligned} \quad (5-5-2)$$

ここで、 H_z : Z 方向の磁界

E_z : Z 方向の電界 (TE モードであるため軸方向には電界が無い)

H_r : r 方向の磁界

H_ϕ : ϕ 方向の磁界

E_r : r 方向の電界

E_ϕ : ϕ 方向の電界

β_{nm} : TE_{nm} モードにおける伝播定数

k_0 : 自由空間における電磁波の波数 $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$

$Z_{h, nm}$: TE_{nm} モードにおける磁場方向のインピーダンス

$k_{c, nm}$: TE_{nm} モードにおける遮断周波数の波数

$\lambda_{c, nm}$: 遮断周波数の波長

a : 導波管 (空洞) の半径

E_ϕ は H_r にインピーダンス Z を掛けたもので表される。 H_r は半径 a 、モード、モード周波数、 z 、 r が決まれば最終的には、

$$E_\phi = A \cdot \cos(\phi) \quad \text{もしくは} \quad E_\phi = -A \cdot \sin(\phi) \quad (5-5-3)$$

である。また、ビーズ測定で得られる量は共振周波数の変化量である Δf で、これは電界と以下の関係がある (セラミックビーズを使用して電界のみ検出しているため、磁場は考えない)。

$$E \propto \sqrt{\frac{\Delta f}{f}} \quad (5-5-4)$$

これらを用いると、X-Y 面における電界分布は Δf を用いて以下のように表現できる。

$$\Delta f = A \cdot \cos^2(\phi + b) + d \quad (5-5-5)$$

ここで、 $A:Z$ における最大電界、 ϕ : 測定角度、 b : 偏極方向、 d : オフセット

また、TM₁₁ モードも同様に最終的にはコサイン関数で変化し、式(5-5-5)が適用できる。

この関数とある位置 Z における X-Y 面の各角度における Δf を用いることで、偏極方向を求めることが出来る。フィッティングの振幅のピーク値を偏極方向と定義した。なお、ここでは空洞の電気的中心は考慮していない。

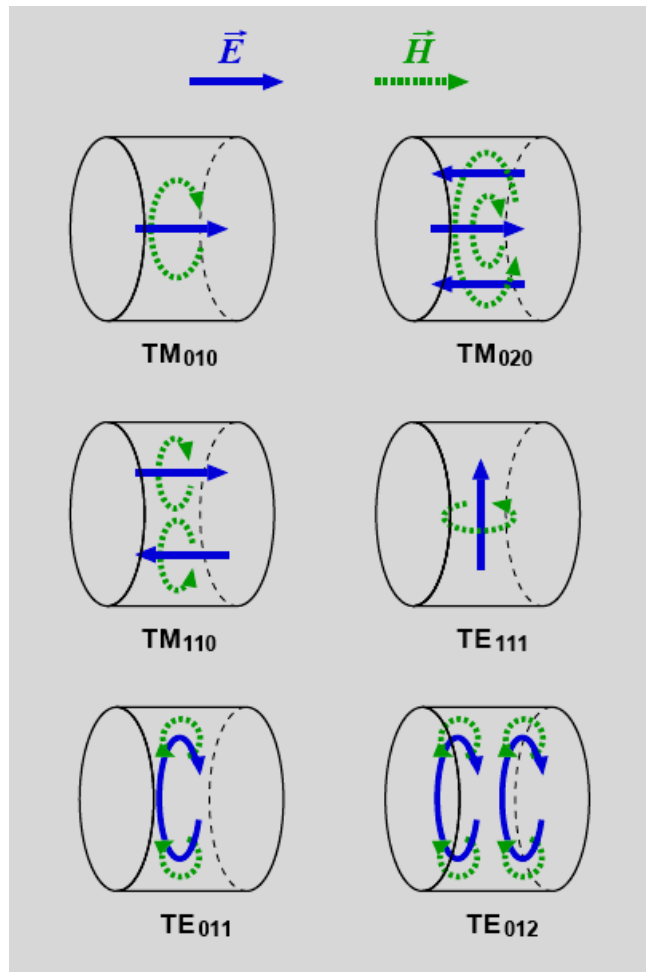


図 94 pill-box 空洞の電磁界分布

図 95 は STF Baseline 空洞の TM_{110} -1 (π) モードのビーム軸からの距離 $r=30\text{mm}$ の各測定角度における電界分布である (ビーム軸方向のビーズ位置に対する Δf で表示した)。測定角度ごとに電界分布に差が見られ、特にアイリス部ではセル赤道部に比べ、 Δf の変化量が大きく顕著な変化が見られた。図 96 はビーム軸方向 Z における角度ごとの Δf をピックアップし、横軸に測定角度、縦軸に Δf をプロットしたグラフである。このプロットに式(5-5-5)の関数を用いてフィッティングを行うことで、偏極方向が求まる。ここで、フィッティングのピーク値を偏極方向と定義した。

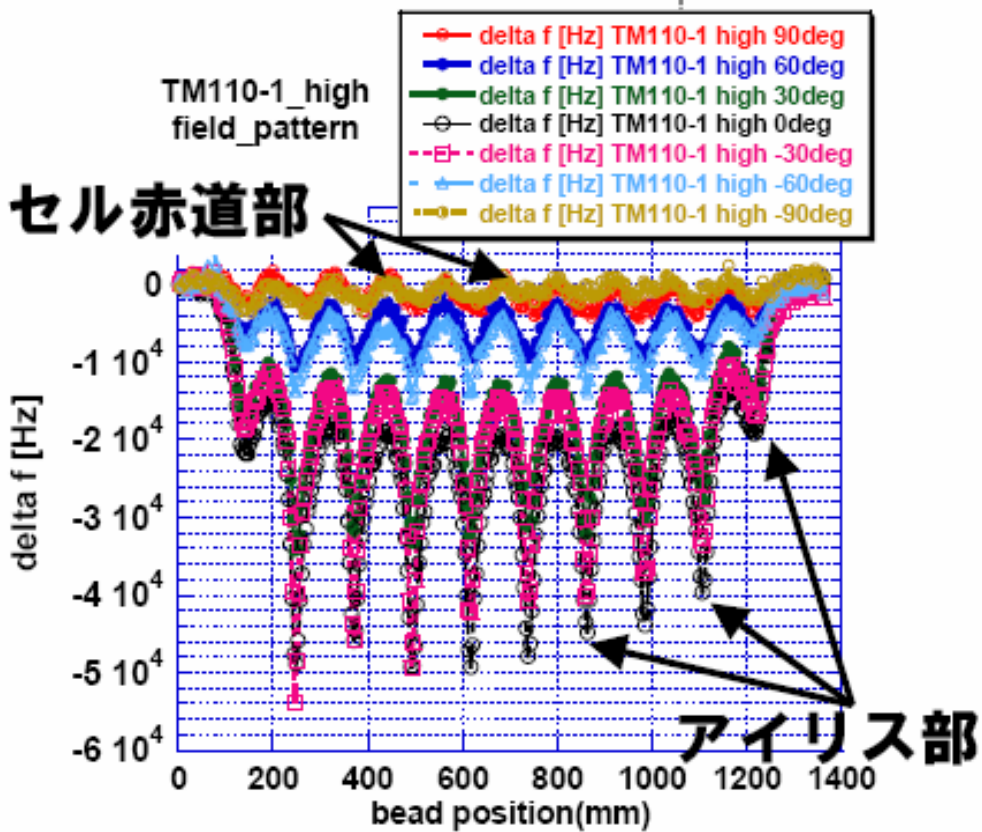


図 95 測定例 (STF Baseline 空洞 TM110-1) : 各角度に対する Z 軸の電界分布

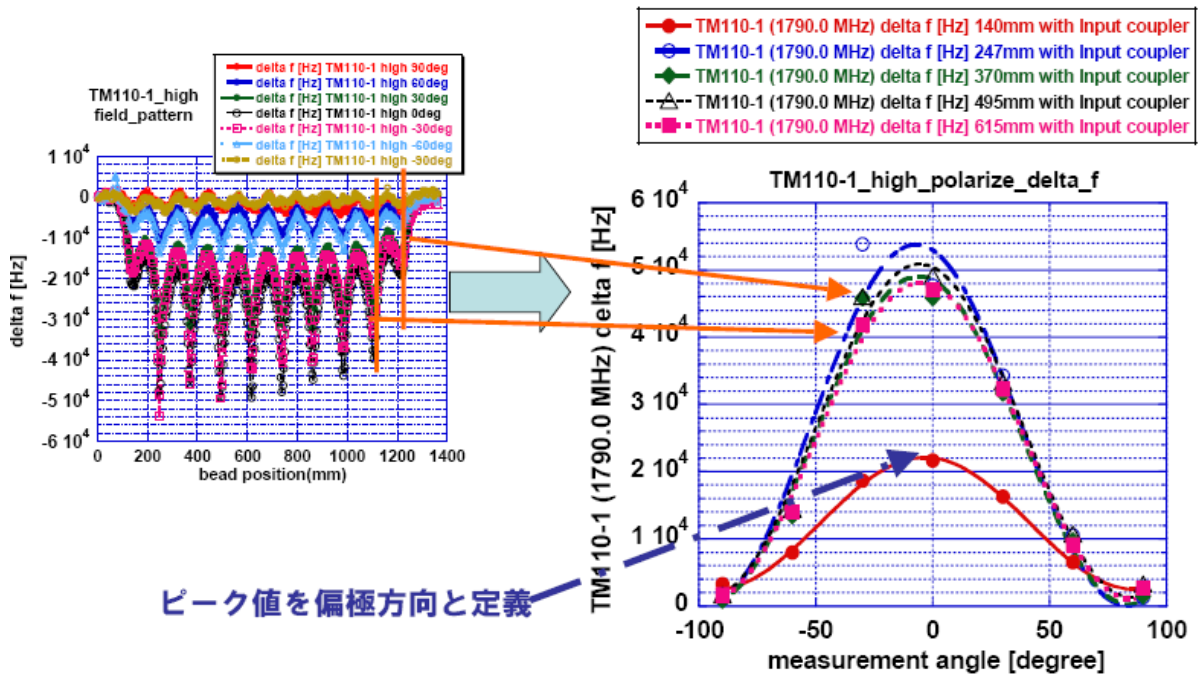


図 96 Z における偏極方向のフィッティング例 (STF Baseline 空洞 TM110-1)

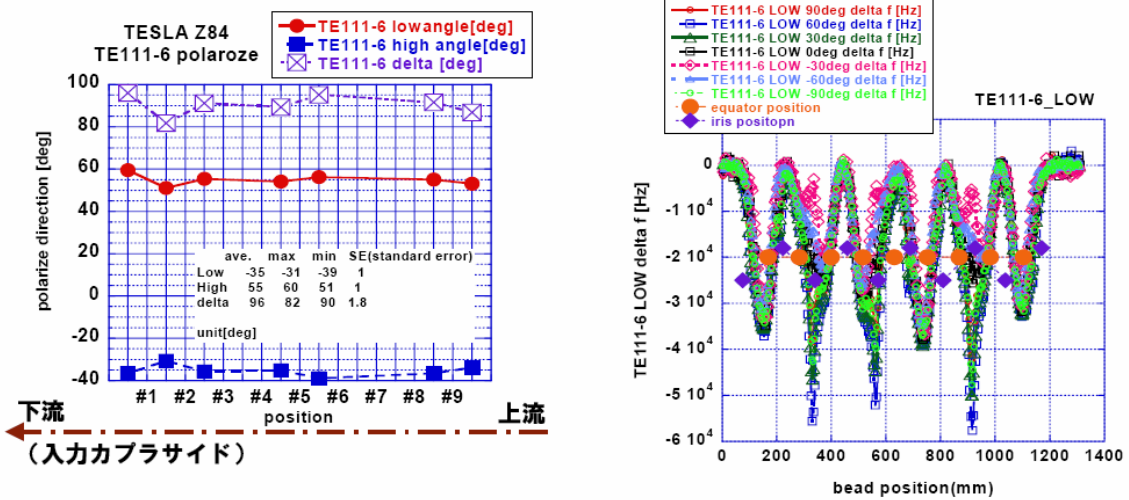
5-5-3. 偏極方向のセルごとの分布

STF Baseline 空洞におけるセルごとの偏極方向の測定では、入力カプラポートにダミーカプラを取り付けた。ダミーカプラのアンテナ先端はビーム軸から 32mm に来るように配置した。一方、TESLA 空洞の測定では、ダミーカプラが無かったため、ブランクフランジで蓋をした状態で行った。

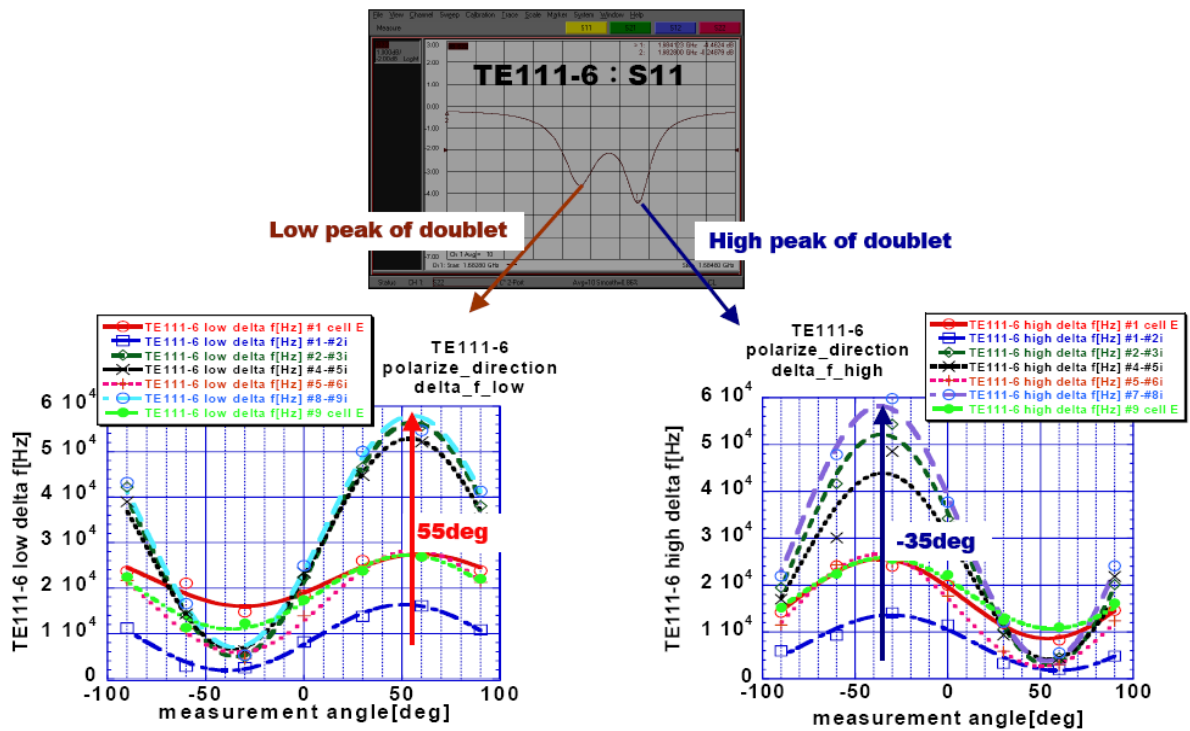
始めに TESLA 空洞の測定結果について述べる。TESLA 空洞の測定モードは TE111 と TM110 の全てのパスバンドであり、X-Y ダイポール合わせて計 36 モードである。代表例として、FLASH にて TESLA 空洞を用いた HOM BPM や空洞アライメント研究に使用されているモードである TE111-6 のセルごと(ビーム軸方向)の偏極方向の分布と角度ごとの電界分布 (Low peak of doublet) およびダブレットごとの偏極方向の分布を図 97(a),(b)に示す。測定の結果、セル間の偏極方向は測定エラーの範囲内で一致しており、直線偏向であることを確認した。測定モードの X-Y ダイポールの角度差は 90° であり、モードが分離していることが分かる。また、TESLA 空洞 (Z84) の TE111-6 は X-Y 面に対して -35° の回転があった。また、測定した全てのモードでセル間の偏極方向の分布は TE111-6 と同様に差は無かった。ダブレット間の角度差については、ダブレット間の周波数差に依存して異なる傾向が見られ、モードによって異なっていた (5-5-4 参照)。

次いで STF Baseline 空洞の測定結果について述べる。図 98 は STF Baseline 空洞の測定例である。STF Baseline 空洞#2 の TE111-1,-2 は図 98(a)に示すように空洞の上下流の一方に偏った電界分布を持つ。TE111-1 では入力カプラ側 (図 98(b)の横軸の 0mm 側に入力カプラが付いている) に偏った電界を持ち、偏極方向は空洞の上下流で 20° 異なっており (入力カプラ側: 0° 、モニターポート側: -20°)、偏極方向の変化は入力カプラの配置角に引き寄せられる傾向が見られた。一方、TE111-5,-7,-8 のように全体に電界が立つモードでは、測定したモード全てでセル間の偏極方向に差は見られなかった。

図 98(c)は STF Baseline 空洞#1 を用いて、入力カプラ有り無しにおけるセル間の偏極方向を測定した結果をまとめたものである (測定モード: TE111-5、TM110-1,-2,-3)。表 19 に各モードの偏極方向の平均値をまとめる。これらのモードは空洞全体に電界が立つモードであり、セル間に偏極方向の差は見られなかった。これらのモードの入力カプラ有り無しにおける偏極方向では、それぞれのモードに $3\sim 6^\circ$ の角度差が見られた。測定エラーは $\pm 7^\circ$ 見込まれるため、空洞全体に電界が立つモードに対する入力カプラの効果は小さいことが分かる。

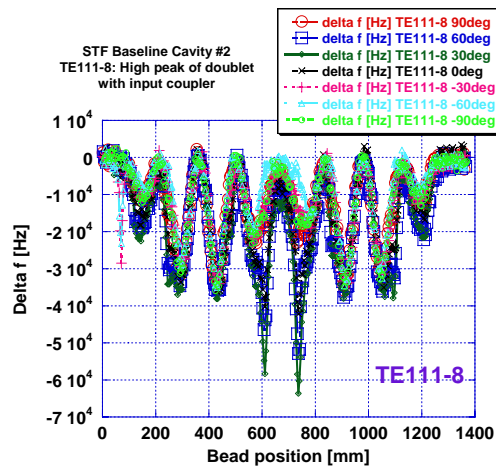
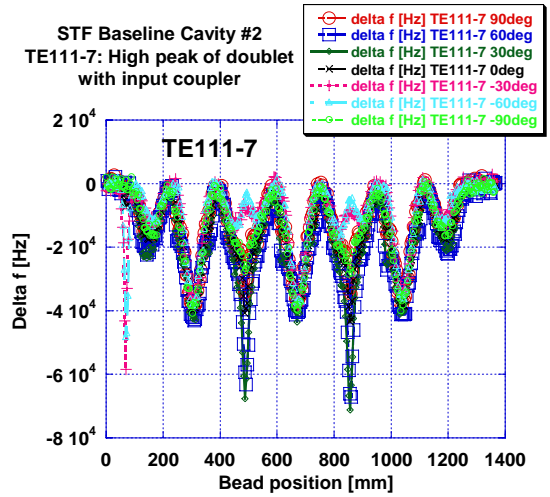
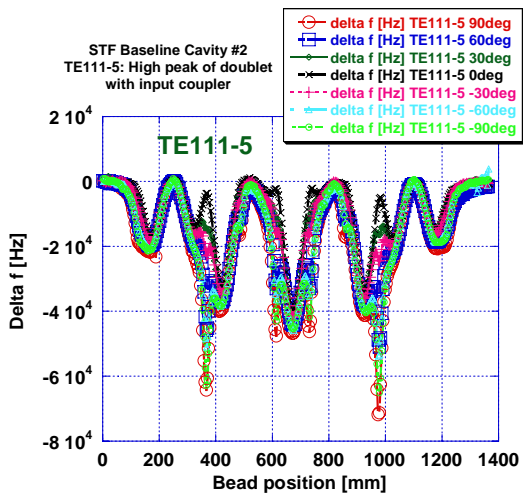
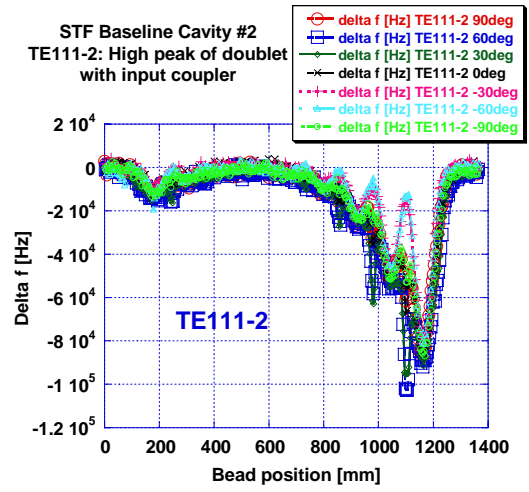
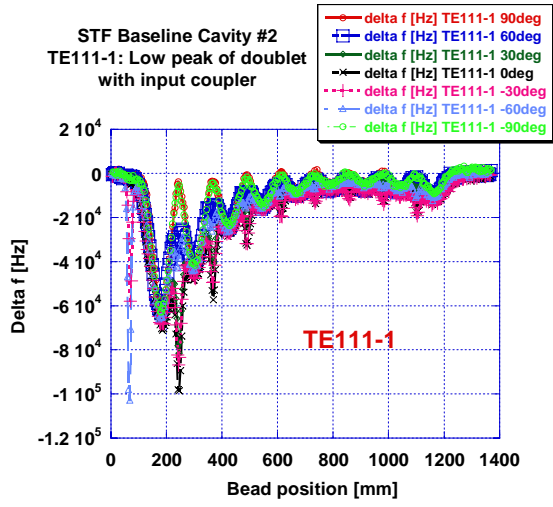


(a) TESLA 空洞 (Z84) の TE111-6 における偏極方向のセルごと (アイリス部) の分布

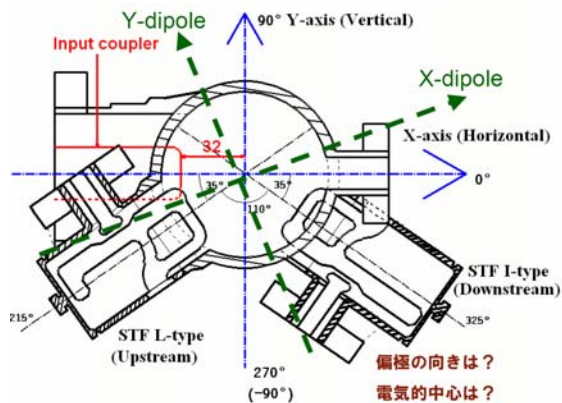
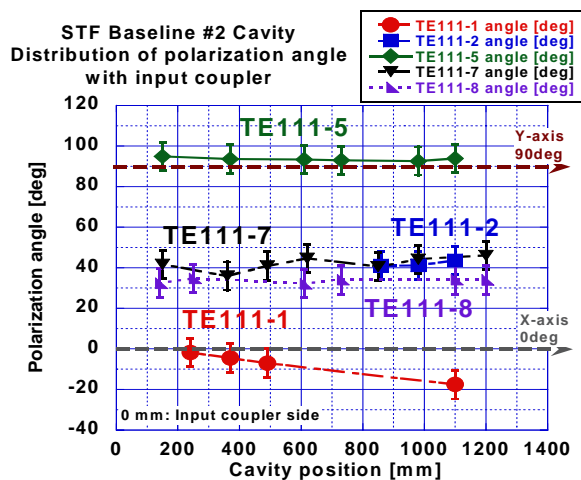


(b) TE111-6 の HOM1 からの反射波形、ダブルットごとの偏極方向

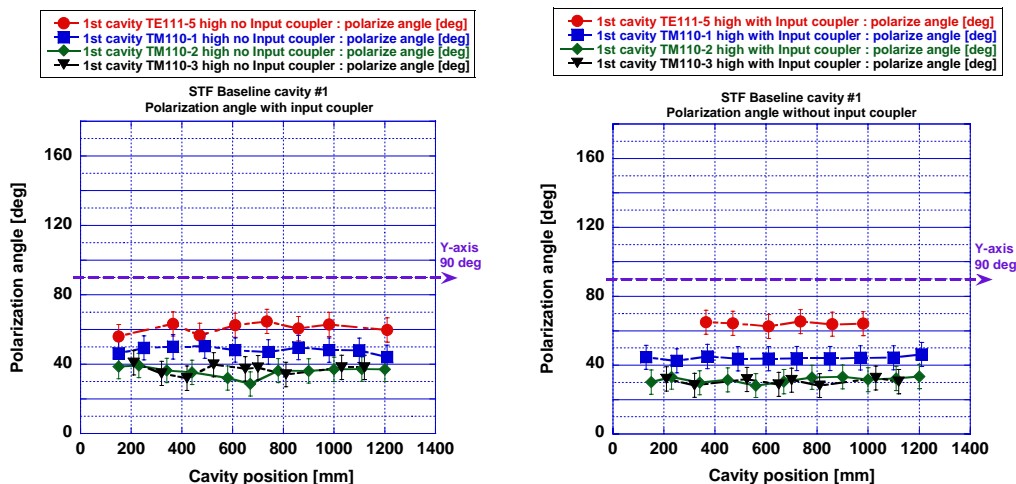
図 97 TESLA 空洞 (TE111-6) における偏極方向のセルごとの分布



(a) STF Baseline 空洞#2 : TE111-1,-2,-5,-7,-8 の測定角度ごとの電界分布



(b) STF Baseline 空洞#2 : TE111-1,-2,-5 のセルごとの偏極方向



(c) STF Baseline 空洞#1 : 偏極方向に対する入力カップラの効果 (TE111-5、TM110-1,-2,-3)
(左図 : 入力カップラ無し、右図 : 入力カップラ有り)

図 98 STF Baseline 空洞の測定例

表 19 偏極方向に対する入力カップラの効果 (STF Baseline 空洞#1 : X-dipole のみ)

測定条件	Mode : polarization angle [deg] (X-dipole only)			
	TE111-5	TM110-1	TM110-2	TM110-3
入力カップラ有り	64	44	32	31
入力カップラ無し	61	48	36	37

図 99 は STF Baseline 空胴#4 の多量研磨前後の TE111-1,-2 の電界分布である。多量研磨後の電界分布はより一方に偏っていることが分かる。図 100 は STF Baseline 空胴 4 台と TESLA 空胴 (Z84) の TE111-1,-2 におけるセル間の X-dipole の偏極方向である。STF Baseline 空胴#1 と TESLA 空胴を除く空胴の TE111-1 では空胴の上下流で偏極方向が 10~20° 異なっていた。一方、TE111-2 では測定空胴全てで、空胴の上下流の偏極方向に差は見られなかった。

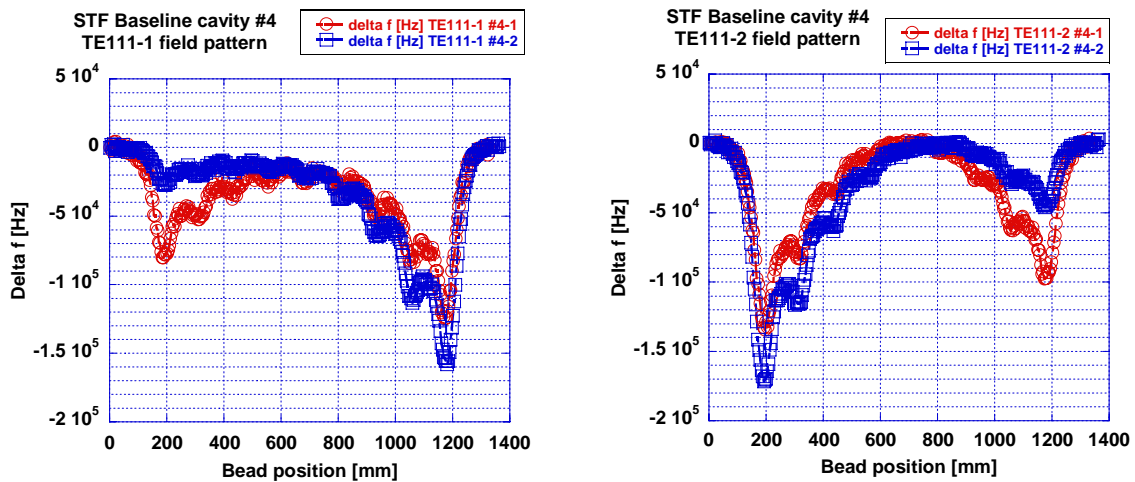


図 99 STF Baseline 空胴#4 の多量研磨前 (赤) 後 (青) における TE111-1,-2 の電界分布

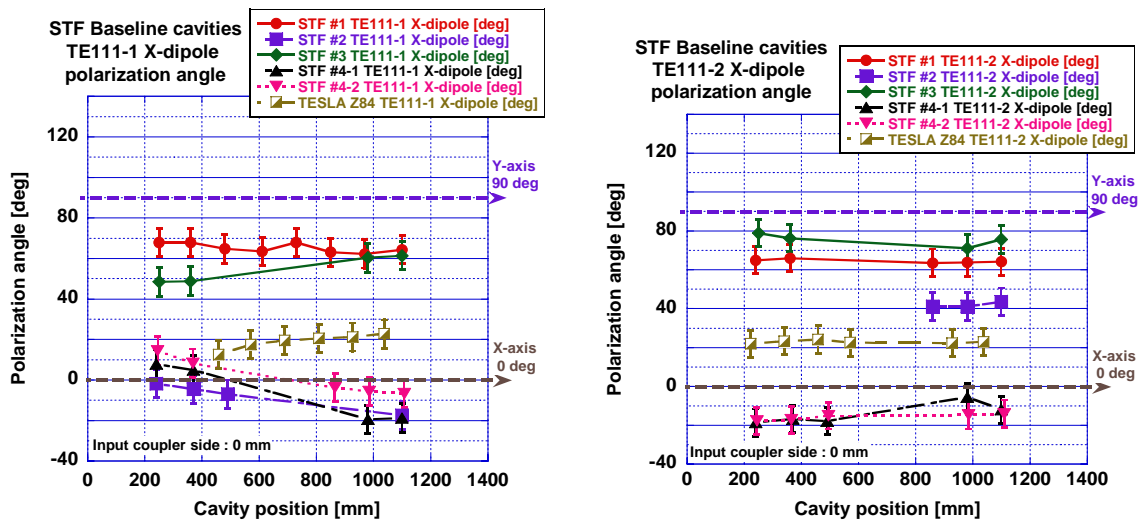


図 100 STF Baseline 空胴 4 台および TESLA 空胴 (Z84) の TE111-1,-2 におけるセル間の分布

5-5-4. STF Baseline 空洞と TESLA 空洞の偏極方向の比較

STF Baseline 空洞#1～#4と TESLA 空洞(Z84)のダイポールモードの偏極方向の比較を行った。図 70 で示したように、STF Baseline 空洞は空洞ごとに HOM カプラの先端形状および挿入長を変えているため、偏極方向に対する HOM カプラ形状の効果も見ることが出来る。ここでの偏極方向はセルごとの平均値を用いた。図 101 は X-dipole、Y-dipole の角度の定義である。図 102(a),(b) は STF Baseline 空洞と TESLA 空洞 (Z84) の TM110、TE111 の偏極方向の比較である。横軸が空洞番号、縦軸が偏極方向であり、測定した X,Y-dipole すべてをプロットしている。偏極方向の比較は X-dipole の値で評価した。

始めに TM110 モードの測定結果について述べる。STF Baseline 空洞 4 台における TM110 パスバンドの電磁界分布は図 80 に示すように空洞間の差が小さいことが分かっている。STF Baseline 空洞#1,#2,#3 の TM110-1～-6 は $20\sim 50^\circ$ に分布しており、パスバンド間での差は小さく、同一方向を向いており、空洞間の差は小さかった。STF Baseline 空洞#4-1 (多量研磨前) ,#4-2 (多量研磨後) は多量研磨によって、HOM の共振周波数が大きく変化した場合の偏極方向の変化を表している (図 84、図 105(a)参照) 。#4-1,#4-2 の TM110-1～-6 の偏極方向に差は無く、 $-30\sim 20^\circ$ に分布していた。#4-2 の TM110-7,-8,-9 では $50\sim 70^\circ$ に分布していた(#4-1 では測定していない)。一方、TESLA 空洞 (Z84) では、TM110-1～-9 の偏極方向は $0\sim 40^\circ$ に分布していた。

次に TE111 モードの測定結果について述べる。STF Baseline 空洞#4-1,#4-2 では TE111-1～-9 すべてが $-40\sim 10^\circ$ に分布していた。多量研磨前後では TE111-5 のみ偏極方向に違いが見られた。STF Baseline 空洞#1,#2,#3 は、測定モード数が少ないため比較は難しいが、TE111-6 の偏極方向では X 軸 (0°) と Y 軸 (90°) に向いており直交していた。一方、TESLA 空洞 (Z84) では、TE111-1～-9 の偏極方向は $10\sim 50^\circ$ に分布していた。図 106 に STF Baseline 空洞 4 台と TESLA 空洞 (Z84) のパスバンド間の偏極方向の分布を示す。

図 104 は STF Baseline 空洞#4-2 と TESLA 空洞 (Z84) の偏極方向の比較である。STF Baseline 空洞#4-2 では TE111-1～-9 と TM110-1～-6 が機械的な基準面である X-Y 方向に偏極方向を持っていた。TM110-7 は X-Y 面に対し 70° 、TM110-8 は X-Y 面に対し 50° 、TM110-9 は X-Y 面に対し 30° 回転していた。一方、TESLA 空洞では TE111-1,2,3,4 の偏極方向が同方向を示し、X-Y 面に対して 20° 回転していた。TE111-5,6,7,8,9 もそれぞれ同方向を示し、X-Y 面に対し 50° の回転を持っていた。TM110 に関しては、TESLA 空洞のダブレット周波数差が小さいため、X-Y ダイポールの分離がされていないモードが多数あった。しかし、X-Y 面 (回転無し) に偏極方向を持っているように見える。

図 105(b)は局所的電界 (TE111-1,-2) を持つモードの偏極方向の比較である。これらのモードは空洞ごとに電界分布が異なっており、電磁界と HOM カプラとのカップリングが空洞ごとに異なる状況を示している。TE111-1,-2 の分布は、 0° 、 20° 、 40° 、 60° に分布しており、STF Baseline 空洞の空洞間では異なっていた。

これらの測定結果より、STF Baseline 空洞#1,#2,#3 と#4-1、#4-2 では、それぞれ偏極方向が異なり、STF Baseline 空洞の場合 (空洞間の電磁界分布の差が小さいモードの場合)、偏極方向はモード周波数に関係無く、HOM カプラ先端形状によってほぼ決まることが分かった。電磁界分布が異なる場合には、空洞間の偏極方向は同一方向を向かずバラツキがあった。

一方、TESLA 空洞（ACC6 の 8 空洞と Z84）9 空洞の偏極方向の比較を示したものが図 103 である（横軸が空洞番号、縦軸が偏極方向）。ACC6 module の 8 空洞の偏極方向はビーム実験で測定したものであり、これら空洞の電磁界分布は測定していない。TESLA 空洞 9 空洞の X-dipole は、 $0\sim 60^\circ$ 、 $20\sim 70^\circ$ の方向に分布を持つパターンが見られた。図 107 に TESLA 空洞 9 空洞のモード間における偏極方向の比較を示す。比較したモードは TE111-1,-2,-3,-4,-6,-7,-8 および TM110-5 の 8 モードである。例えば TE111-1 の X-dipole の偏極方向を空洞間で比較すると、 $0\sim 70^\circ$ の範囲に分布しており、空洞間の差が大きかった。その他のモードでも、同様の分布を示した。この結果を STF Baseline 空洞の測定から考察すると、ダイポールモードの空洞ごとの電磁界分布が異なっている可能性が考えられる。TESLA 空洞はエンドセル形状を非対称構造としており、電磁界分布が空洞の上下流どちらか一方に偏るようになっている。空洞は空洞性能（加速電界）が出るまで表面処理および加速モードに対するプリチューニングを繰り返すため、電磁界の偏る方向が異なることが考えられる。このため、TESLA 空洞の偏極方向の決定条件を考察するに当たって、空洞ごとの電磁界分布と偏極方向を照らし合わせる必要があるが、ACC6 module の空洞の電磁界分布を測定することは難しいため、その結論には到らなかった。

表 20 に STF Baseline 空洞 4 台と TESLA 空洞（Z84）のビーズ測定による偏極方向、表 21 に TESLA 空洞（ACC6 module および Z84）の偏極方向をまとめる。

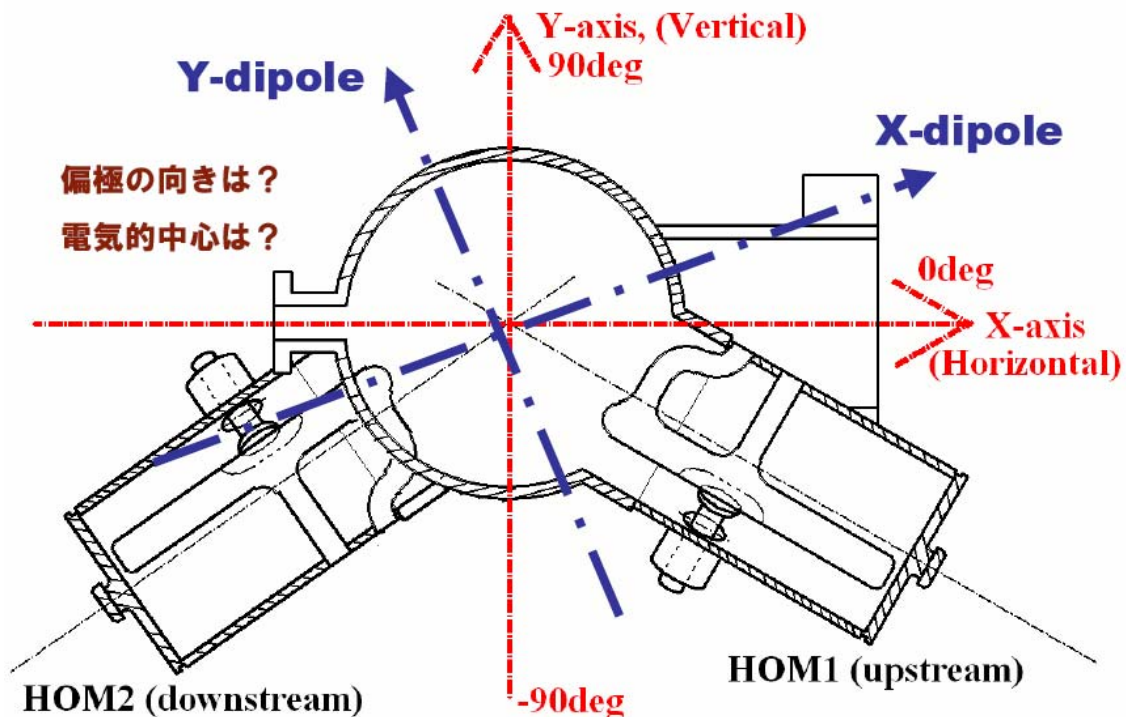
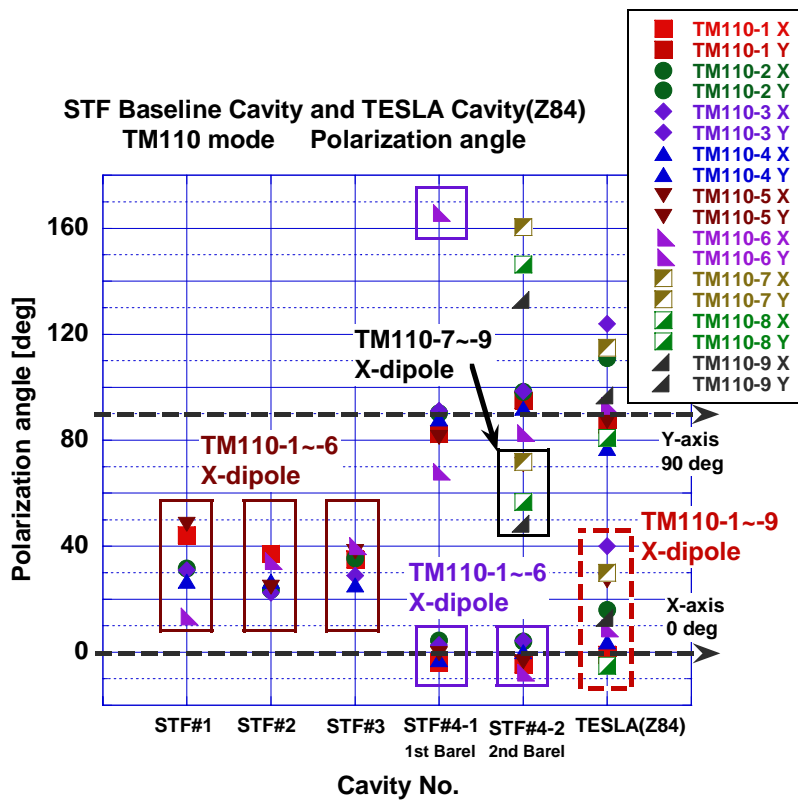
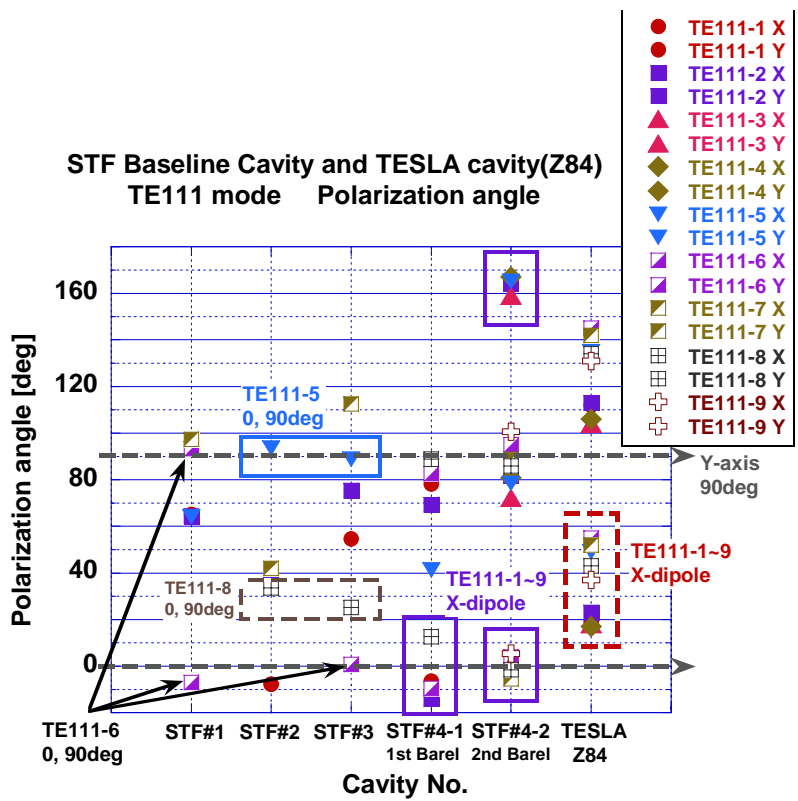


図 101 偏極方向の定義と X-dipole および Y-dipole の角度の定義



(a) STF Baseline 空洞と TESLA 空洞 (Z84) の TM110 の偏極方向



(b) STF Baseline 空洞と TESLA 空洞 (Z84) の TE111 の偏極方向

図 102 STF Baseline 空洞と TESLA 空洞 (Z84) における TE111, TM110 の偏極方向の比較

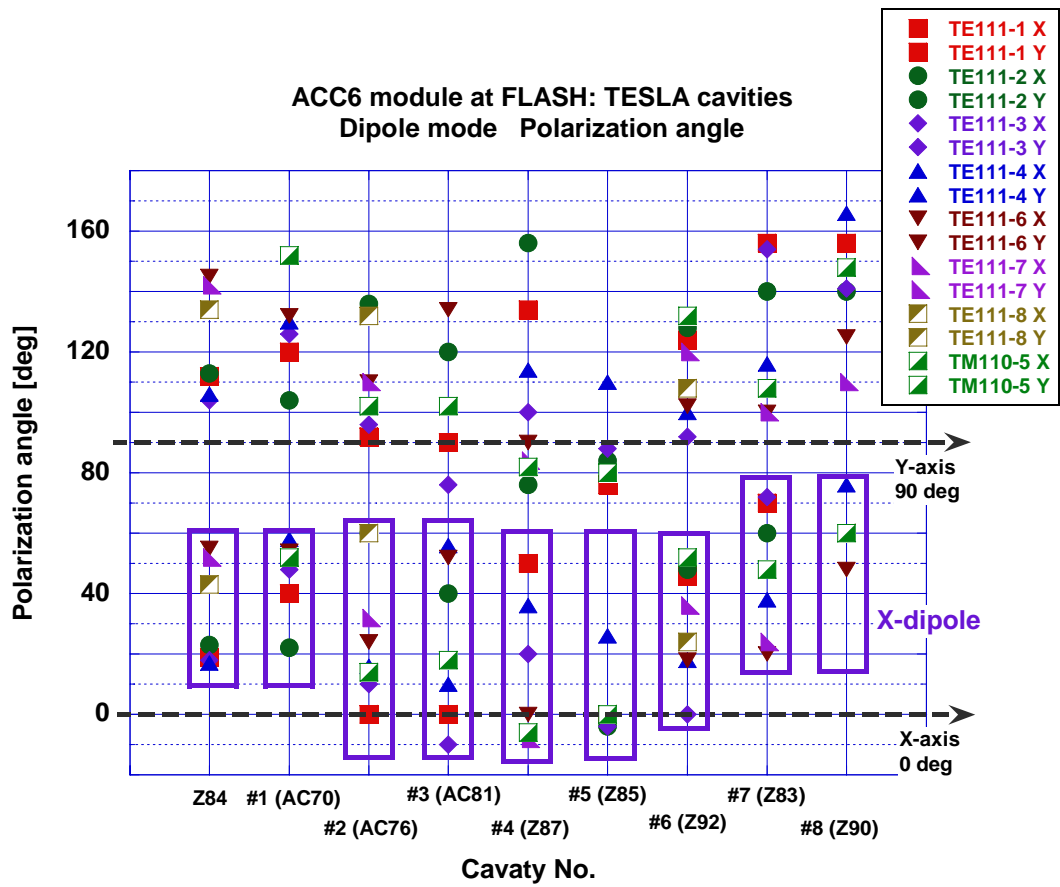


図 103 TESLA 空洞（ACC6 の 8 空洞と Z84）の偏極方向の比較

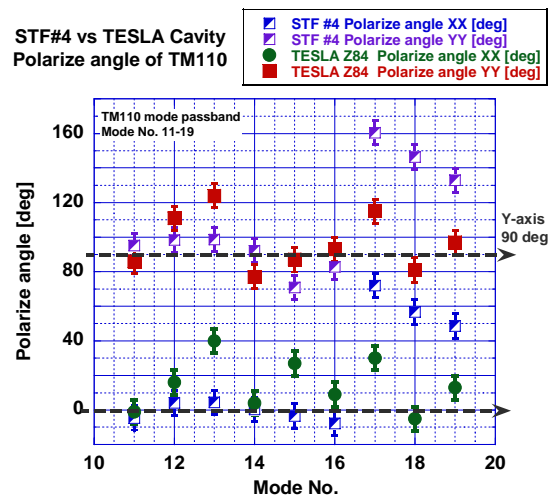
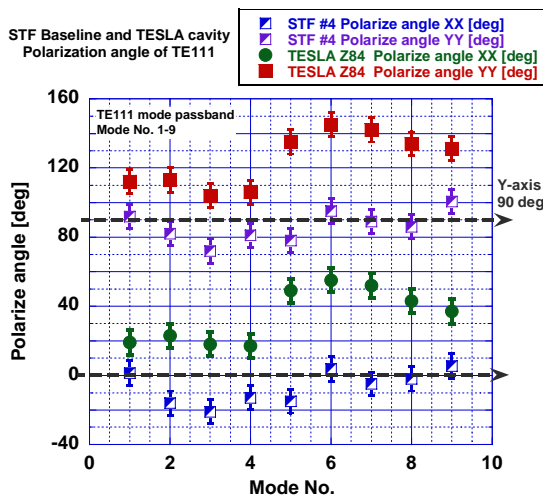
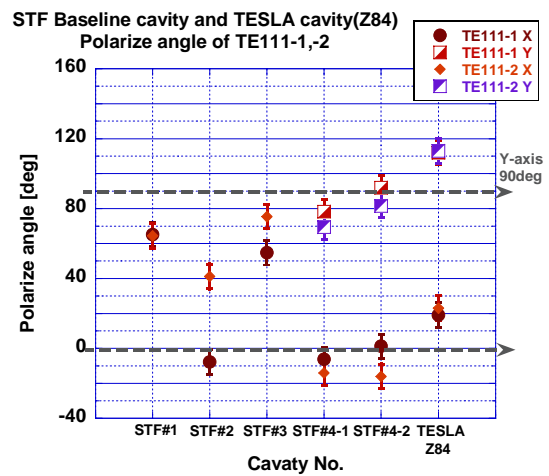
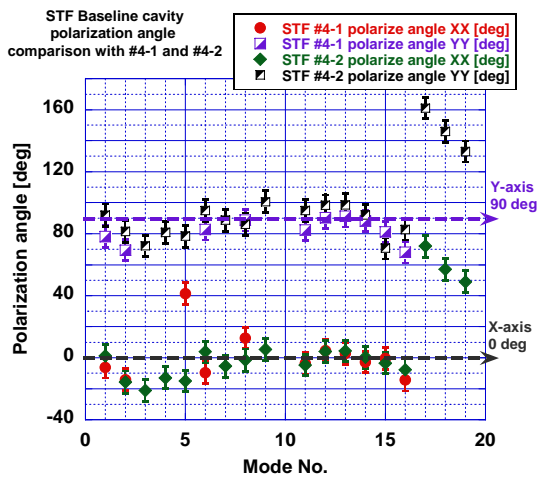


図 104 STF Baseline 空洞#4-2 と TESLA 空洞 (Z84) の偏極方向の比較



(a)多量研磨前後の比較

(b)局所的電界を持つモード

図 105 多量研磨前後 (STF #4-1 と#4-2) と局所的電界 (TE111-1,-2) を持つモードの偏極方向

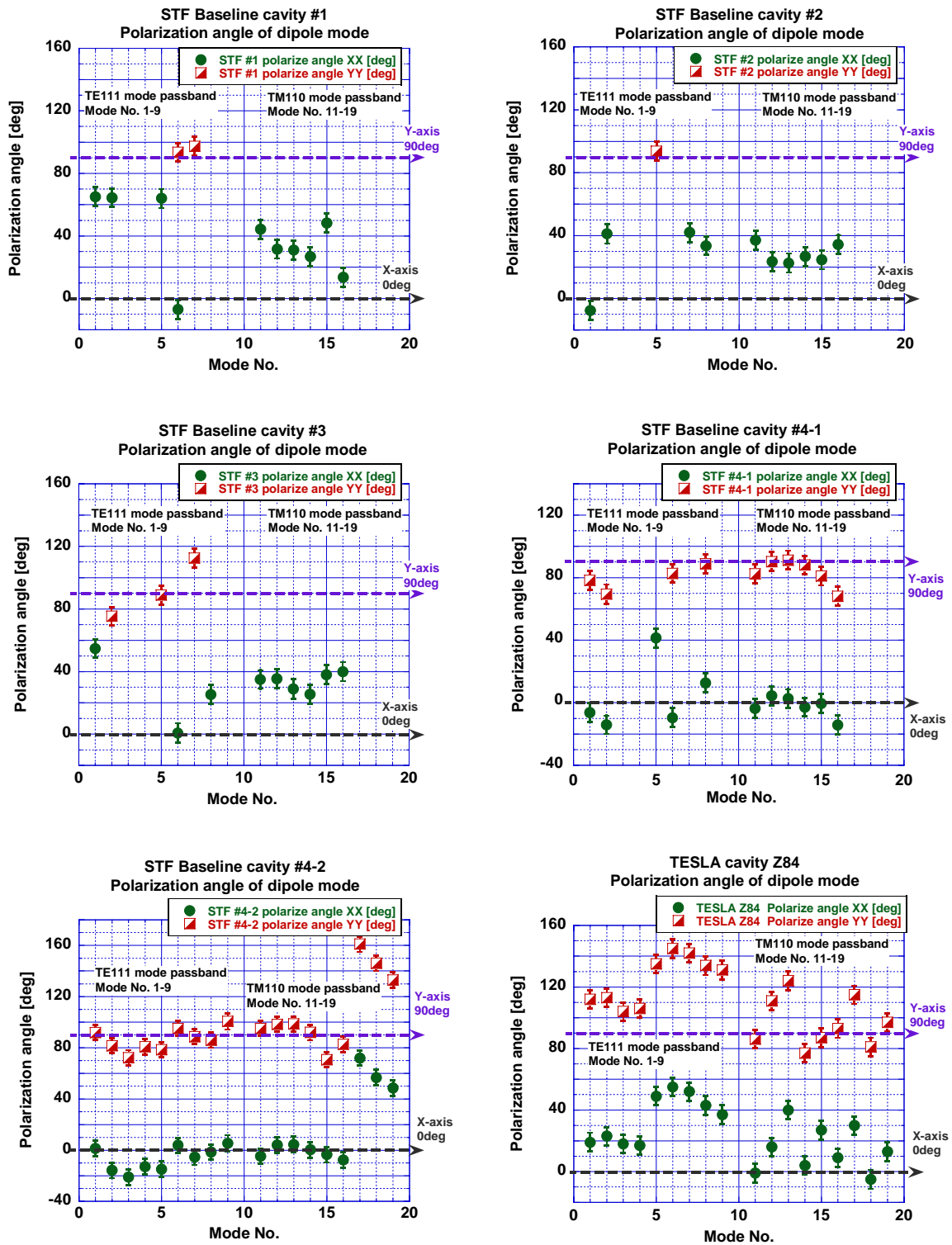
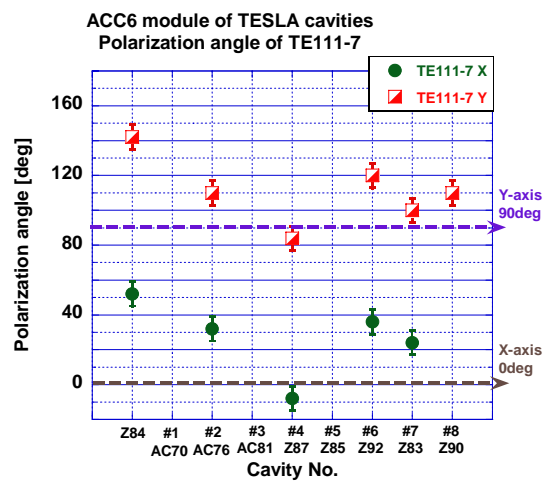
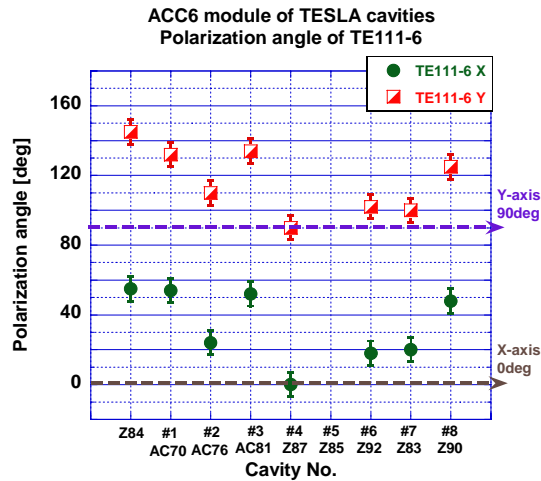
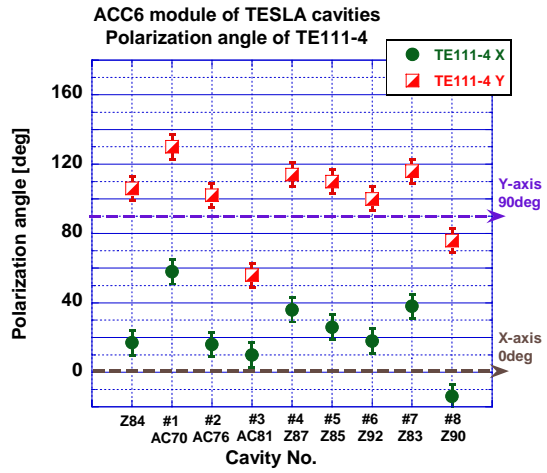
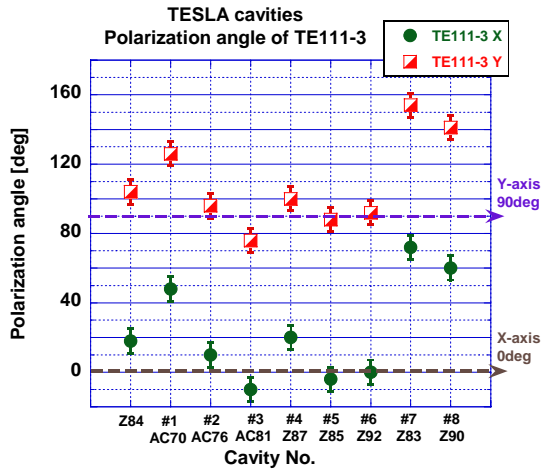
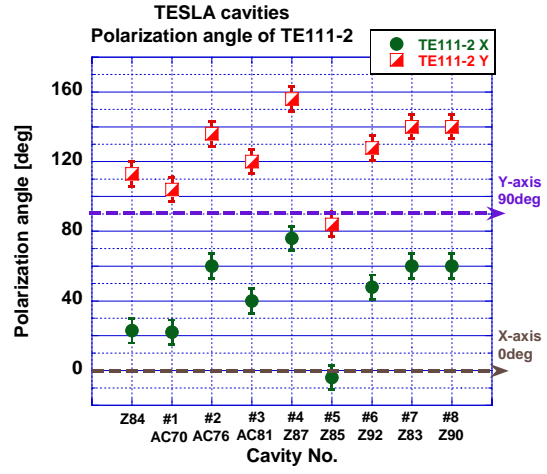
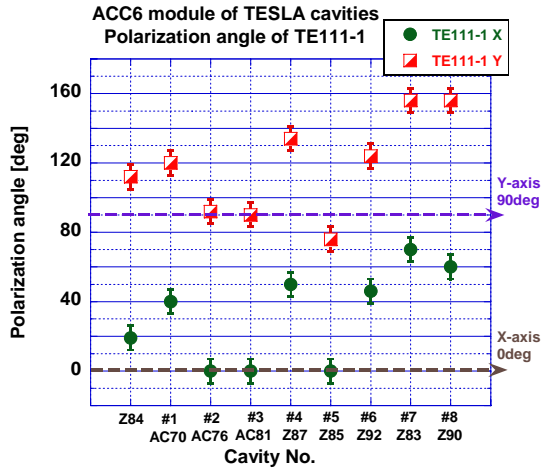


図 106 STF Baseline 空胴 4 台と TESLA 空胴 (Z84) のパスバンド間の偏極方向の分布



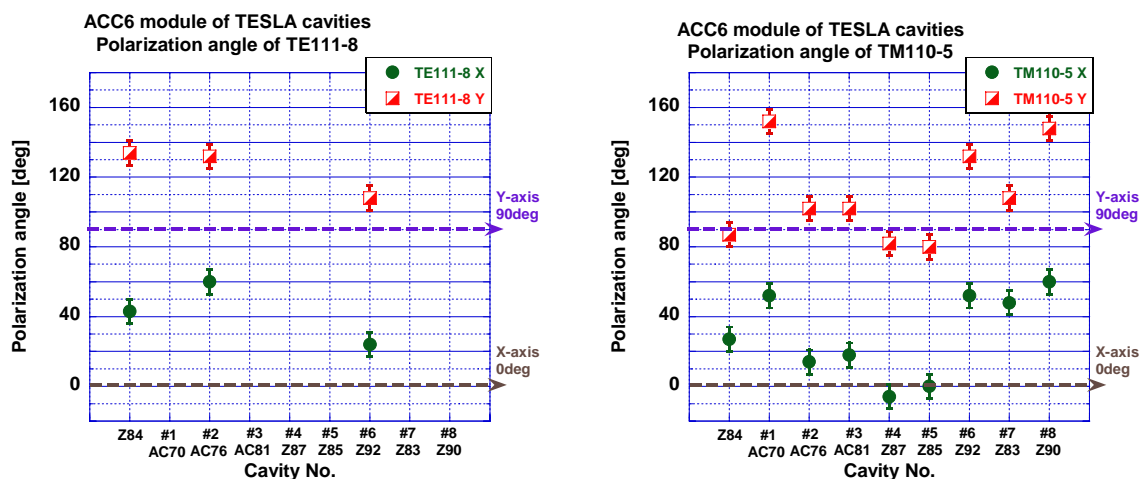


図 107 TESLA 空洞 (ACC6 module および Z84) におけるモードごとの偏極方向

表 20 STF Baseline 空洞 4 台と TESLA 空洞 (Z84) のビーズ測定による偏極方向のまとめ

Polarization angle summary of STF Baseline cavities and TESLA cavity (Z84): average value, Unit [deg]

Mode	STF #1		STF #2		STF #3		STF #4-1 (#4-2)		TESLA Z84	
	X-dipole	Y-dipole	X-dipole	Y-dipole	X-dipole	Y-dipole	X-dipole	Y-dipole	X-dipole	Y-dipole
TE111-1	65	—	-8	—	55	—	-6 (1)	78 (92)	19	112
TE111-2	64	—	41	—	75	—	-14 (-16)	69 (82)	23	113
TE111-3	—	—	—	—	—	—	— (-21)	— (72)	18	104
TE111-4	—	—	—	—	—	—	— (-13)	— (81)	17	106
TE111-5	64	—	—	94	—	89	41 (-15)	— (78)	49	135
TE111-6	-7	93	—	—	1	—	-10 (4)	83 (95)	55	145
TE111-7	—	97	42	—	—	123	— (-5)	— (89)	52	142
TE111-8	—	—	34	—	25	—	13 (-2)	89 (86)	43	134
TE111-9	—	—	—	—	—	—	— (5)	— (101)	37	131
TM110-1	44	—	37	—	35	—	-4 (-5)	82 (95)	-1	86
TM110-2	32	—	24	—	35	—	5 (4)	90 (98)	16	111
TM110-3	31	—	23	—	29	—	3 (4)	91 (99)	40	124
TM110-4	27	—	27	—	25	—	-3 (0)	88 (92)	4	77
TM110-5	48	—	25	—	38	—	-1 (-4)	81 (71)	27	87
TM110-6	14	—	34	—	40	—	-14 (-8)	68 (81)	9	93
TM110-7	—	—	—	—	—	—	— (72)	— (161)	30	115
TM110-8	—	—	—	—	—	—	— (57)	— (146)	-5	81
TM110-9	—	—	—	—	—	—	— (49)	— (133)	13	97

表 21 TESLA 空洞 (ACC6 module および Z84) の偏極方向のまとめ

Polarization angle summary of TESLA cavities, Unit [deg]

Cavity No.	Mode: polarization angle (X, Y dipole)								
	TE111-1	TE111-2	TE111-3	TE111-4		TE111-6	TE111-7	TE111-8	TM110-5
Bead measurement (at room Temp.)									
Z84	19, 112	23, 113	18, 104	17, 106		55, 145	52, 142	43, 134	27, 87
ACC6 module cavities (at 2 K), Beam experiment									
#1 AC70	40, 120	22, 104	48, 126	58, 130		54, 132	—	—	-28, 70
#2 AC76	0, 92	60, 136	10, 96	16, 102		24, 110	32, 110	60, 132	14, 102
#3 AC81	0, 90	40, 120	-10, 76	10, 56		52, 134	—	—	18, 102
#4 Z87	50, 134	-24, 76	20, 100	36, 114		0, 90	-8, 84	—	-6, 82
#5 Z85	1, 76	-4, 84	-4, 88	26, 110		—	—	—	1, 80
#6 Z92	46, 124	48, 128	0, 92	18, 100		18, 102	36, 120	24, 108	52, 132
#7 Z83	-24, 70	60, 140	-26, 72	38, 116		20, 102	18, 100	24, 106	48, 108
#8 Z90	-24, 60	60, 140	60, 141	-19, 76		48, 125	—	—	60, 148

図 109 はダイポールモードのダブルレット間の周波数差に対する X-Y ダイポールの角度差である。これより、100kHz を下回ると X-Y ダイポールの角度差が 80 以下（モードが重なる）になることが分かる。100kHz 以上では $90 \pm 10^\circ$ に分布していた。TESLA 空洞ではダブルレット間の周波数差が STF 空洞に比べ小さいことが分かる。

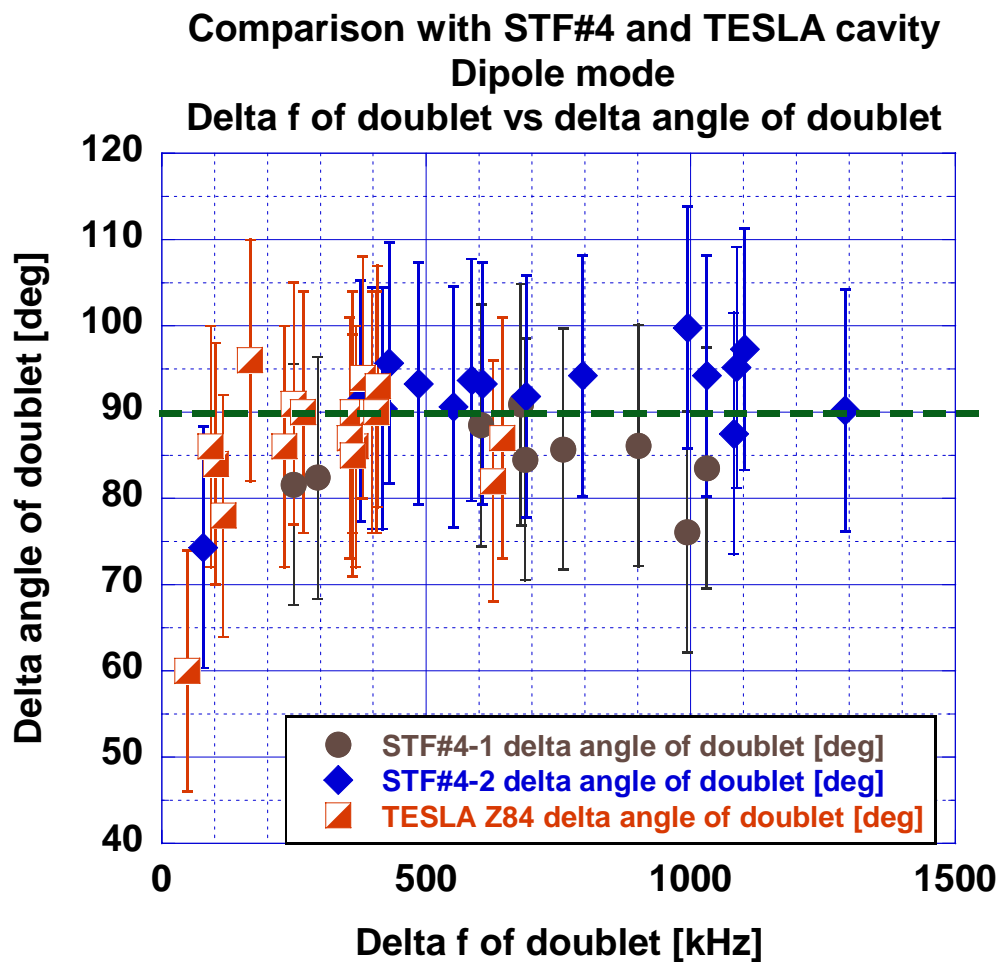


図 108 ダイポールモードのダブルレット間の周波数差と偏極差の関係

5-6. メインダイポールモードの電気的中心と機械的中心の測定

アンテナ測定による電気的中心の測定は単セル空洞を用いた空洞 BPM の評価によく用いられる方法である[7]。超伝導9セル加速空洞の空洞アライメントを行うにあたって、アンテナ測定にてダイポールモードの電気的中心の測定が可能かどうか検証を行った。また、本測定ではアンテナスキャン軸をビーズ測定で求めた偏極方向とそれと直交する軸を測定することで、偏極方向のクロスチェックができる。測定に使用した空洞は TESLA 空洞 (Z84) 1 台である。

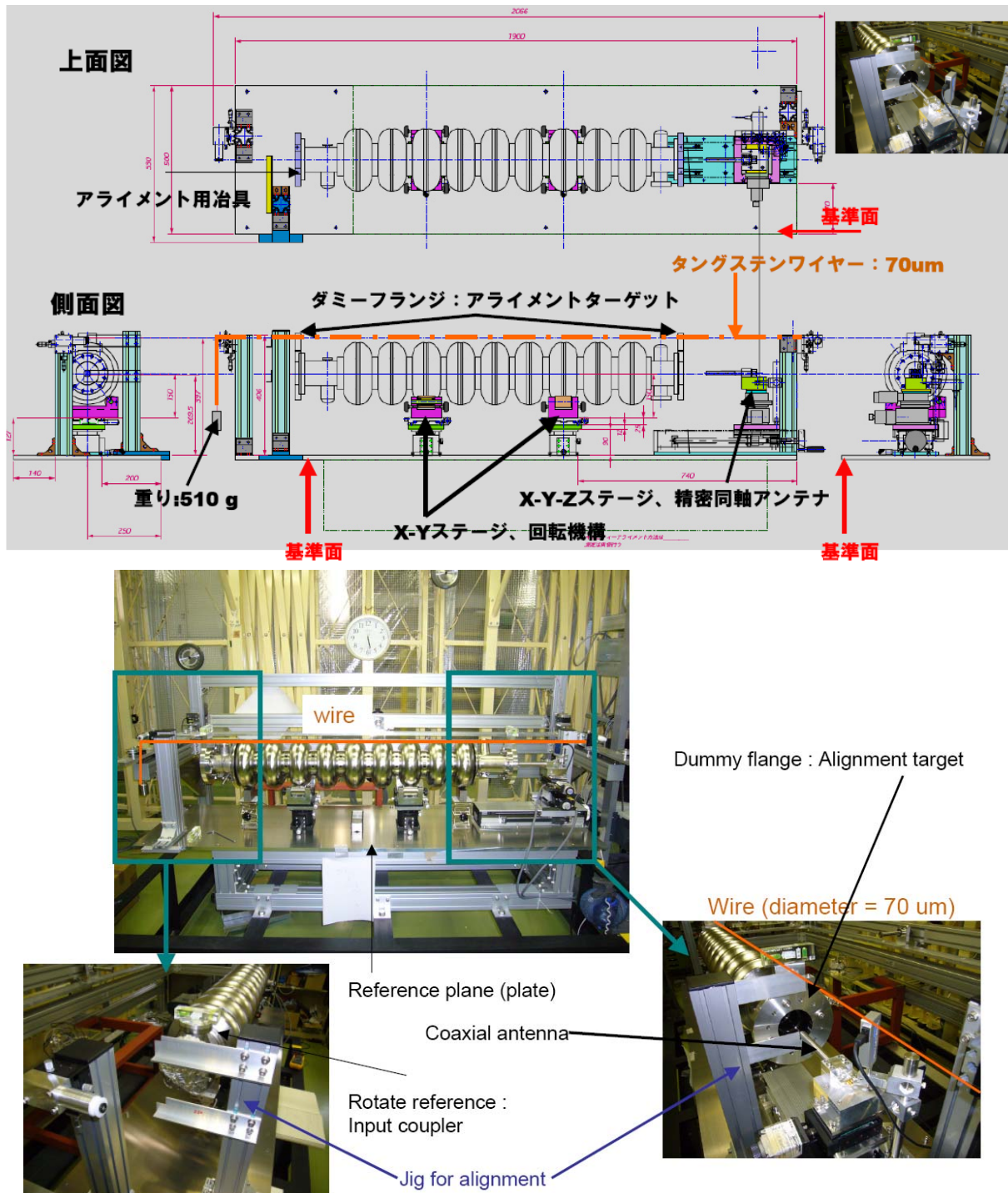


図 109 アンテナ測定装置の概要図

5-6-1. 測定セットアップ

アンテナ測定装置の概要図を図 109 に示す。測定ではビームパイプより挿入された精密同軸アンテナよりダイポールモードを励起し、アンテナ位置と HOM カプラからの出力よりモードの電气的中心位置（空洞の機械的中心位置との差）を調べる。空洞は 2 台の回転機構付き X-Y ステージ（手動）上に置かれ、サポート位置は 3 セル、7 セルである。精密同軸アンテナは X-Y-Z ステージ（Z 軸：手動、X-Y 軸：ステップモーターで制御）上に置かれる。

空洞の機械的中心位置をビームパイプの中心とし、精密同軸アンテナの中心との設置誤差は $100\ \mu\text{m}$ を目標として空洞および精密同軸アンテナのアライメントを行った。空洞、アンテナ測定装置および各種ステージは厚さ 15mm のアルミニウム定盤に設置した。定盤の水平度はレベルメーターを用いて、 0.1mm/m 以下になるように調整した。空洞と精密同軸アンテナのアライメントは図中に直径 $70\ \mu\text{m}$ のタングステンワイヤーを基準にして、ワイヤーのラインから 120mm 下に空洞中心（ビームパイプ中心）および精密同軸アンテナ中心が来るように行った。始めにアルミニウム定盤の側面を基準面とし、アライメント用治具を用いて、タングステンワイヤーのアライメントを行った。タングステンワイヤーの一方は固定され、もう一方に 510g の重りを付け、テンションをかけている。このときのワイヤーのたるみは計算で評価でき、ワイヤーの中心で $50\ \mu\text{m}$ のたるみを持つことが見積もられた。空洞のアライメントはビームパイプにアライメントターゲット付きダミーフランジを取り付けて行う。このとき、ダミーフランジと定盤との水平度がアライメントの精度を決める（水準器の精度で決まる）。ここで、ダミーフランジ（ビームパイプ中心が定盤より 300mm 、アライメントターゲット面は 400mm である。） 0.5mm/m 、定盤が 0.1mm/m の水平度であれば、定盤からのビームパイプ中心までの距離 r と水平度の違いから来る角度差 δ で決まり、上記条件では 0.15mm のずれが見積もられる。ダミーフランジの水平面は 0.5mm/m のポケット勾配計を用いて行ったため、上記精度は補償されていると考える。精密同軸アンテナのアライメントはタングステンワイヤーの位置決めに使用した治具を用いて、アンテナと治具の接点信号をより、アンテナ位置を決定した。図 110 は測定に使用した精密同軸アンテナである。

アンテナ測定装置に使用した機器を以下にまとめる。

- Linear gage : Mitutoyo 社製 Linear gage ($0.5\ \mu\text{m}$ 分解能)
- Position monitor : Mitutoyo 社製 EF-PH
- Motor controller : ツジ電子社製 PM2C-05A 2ch Pulse motpr controller
PM2D-17-1-01 2ch Pulse motor driver
- DC power supply : LAMBDA 社製 UP20~10
- RF amp : Mini-circuit 社製 ZX60-3011

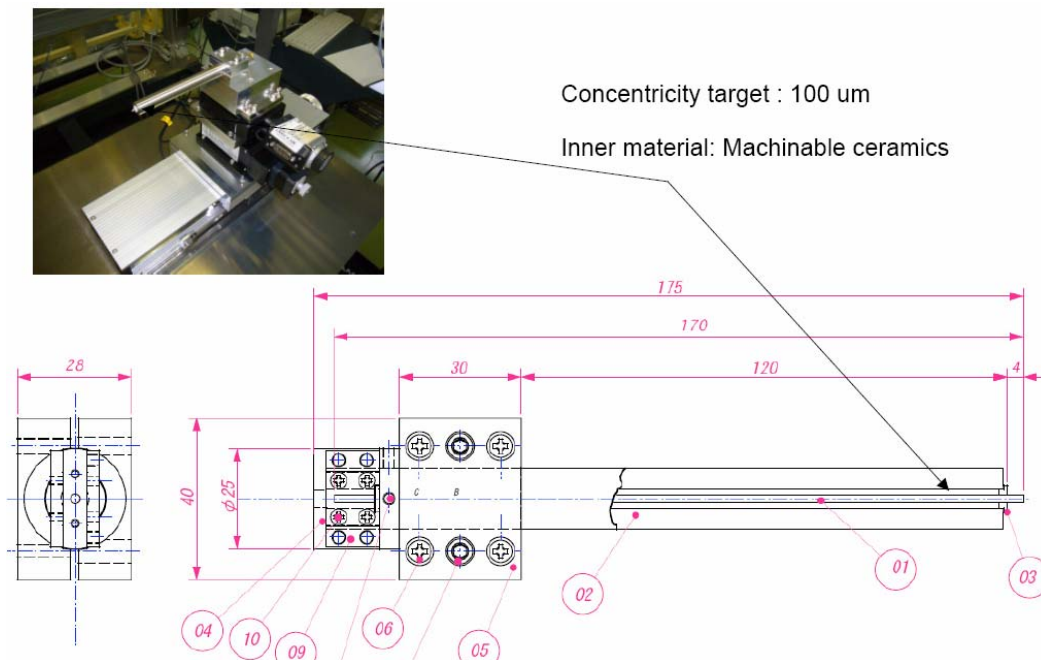


図 110 精密同軸アンテナ

5-6-2. アンテナ測定

アンテナ測定では空洞の一方のビームパイプから同軸アンテナを挿入し、9セルを挟んで逆側のビームパイプにある HOM カプラからの透過を測定する。アンテナ位置に対する対象とするモードの出力信号の振幅と位相を測定することで電気的中心を求めることができる。図 111 にアンテナ測定のセットアップを示す。このセットアップでは、モニターカプラサイドから同軸アンテナ挿入し（挿入長：ビームパイプフランジ端部から 30mm）、HOM2 との透過電力を測定した。測定の際、分解能向上のため、Pin および HOM2 出力の RF アンプ（+15dB）を挿入した。HOM1 は 50Ω でターミネートした。また、ビームパイプにマイクロ波吸収体を取り付け、測定の安定化を図った。測定に使用した装置はネットワークアナライザ（agilent: E8363B）である。

測定にあたって、S21、S22 を測定したところ、2 タイプの波形が観測された。応答波形を図 112(a),(b)に示す。観測された波形は S22 で見ると、ダブレットの片側のみ HOM カプラとカップルするシングルピーク、ダブレットの両方とカップルするツインピークである。これはモードの偏極方向に依存しており、シングルピーク、ツインピークの両応答に対するアンテナスキャンを行った。

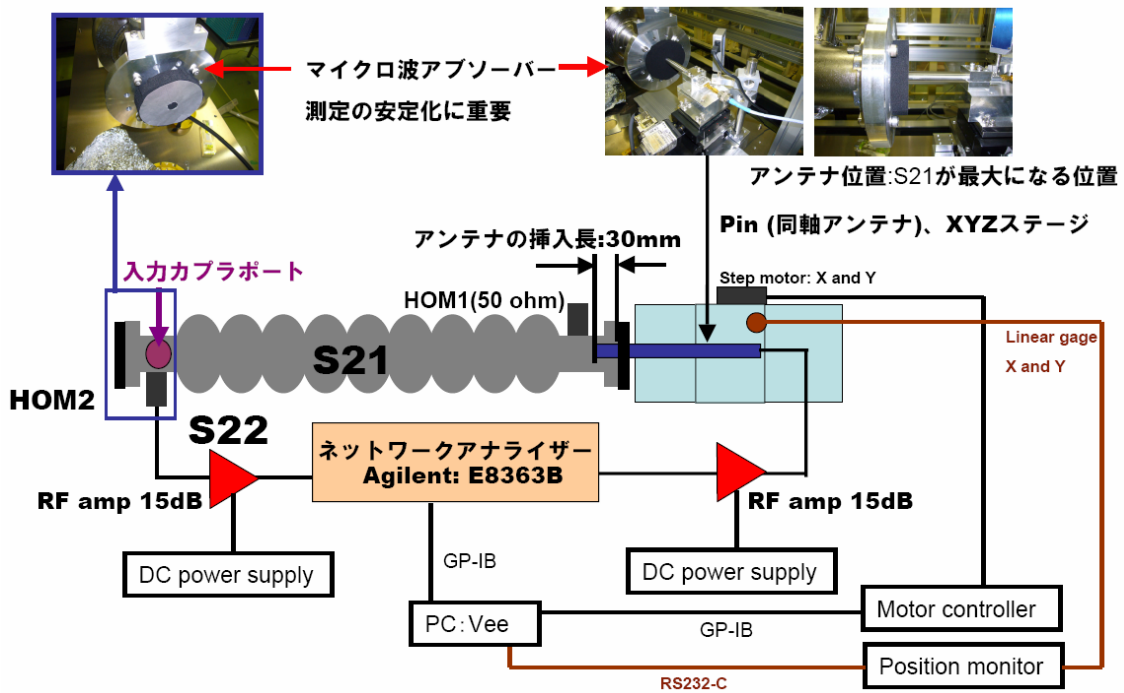


図 111 アンテナ測定セットアップ

シングルピーク (TE111-4)



(a) シングルピークの透過波形

ツインピーク (TE111-6)



(b) ツインピークの透過波形

図 112 シングルピークとツインピークの反射および透過スペクトラム

シングルピークが観測されたモードの代表例として、TE111-4 (high) の測定結果を図 113 に示す。スキャンした軸はビーズ測定で先に求めた偏極方向 (YY : -76deg) とそれと直交する軸 (XX : 14deg) の 2 軸である。YY 軸の測定の結果、振幅、位相ともに位置に対して直線的な応答を示し、きれいな V-カーブが得られた。XX 軸の測定の結果、振幅、位相ともに位置に対して変化が無く、XX 軸に感度がないことが分かる。YY 軸の V カーブの中心位置は-2.0mm であり、HOM カプラ側にずれた位置に観測された。これによりビーズ測定で求めた偏極方向とのクロスチェックが出来たことになる。

一方、ツインピークでは観測されたモードの代表例として、TE111-6 (high) の測定結果を図 114 に示す。スキャンした軸は同様に、偏極方向 (XX:-35deg) とそれと直交する軸 (YY : 55deg) である。XX の測定では振幅、位相ともにアンテナ位置に対して変化が見られたが、ムーバーの測定範囲内では V カーブの検出はできなかった。しかし、YY 軸の測定では位相変化が検出されたため、モードミックスの可能性はある。結果、ツインピークが検出されたモードの測定はできなかった。

また、同軸アンテナの励振位置を入力カプラ側から行い、HOM1 の透過を測定したが、入力ポートの非対称性から、V カーブの測定はできなかった。表 22 にアンテナ測定の結果をまとめる。結果、V-カーブが検出されたのは、反射 (S22) でシングルピークが観測されたモードのみであった。TE111 モードの中心位置は測定できたモード全てがビーム軸中心より、マイナス側であった。

(HOM カプラ側によっていた) 一方、TM110 は TE111 と同様に HOM カプラ側に中心位置がシフトしているモードが多かった。しかしながら、本測定は空洞のエンドセルの HOM カップラーの形状を反映した情報が主であるため、空洞全体の様相は分からない。

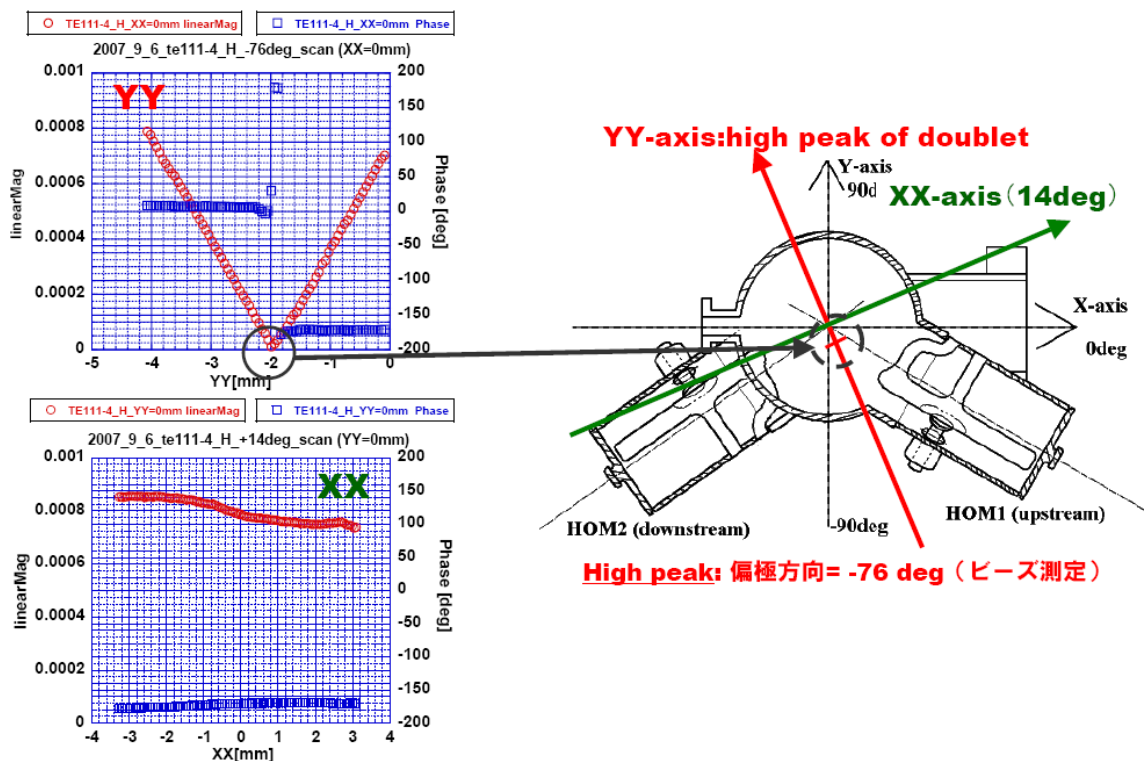


図 113 シングルピークモード (TE111-4 : High) の測定結果

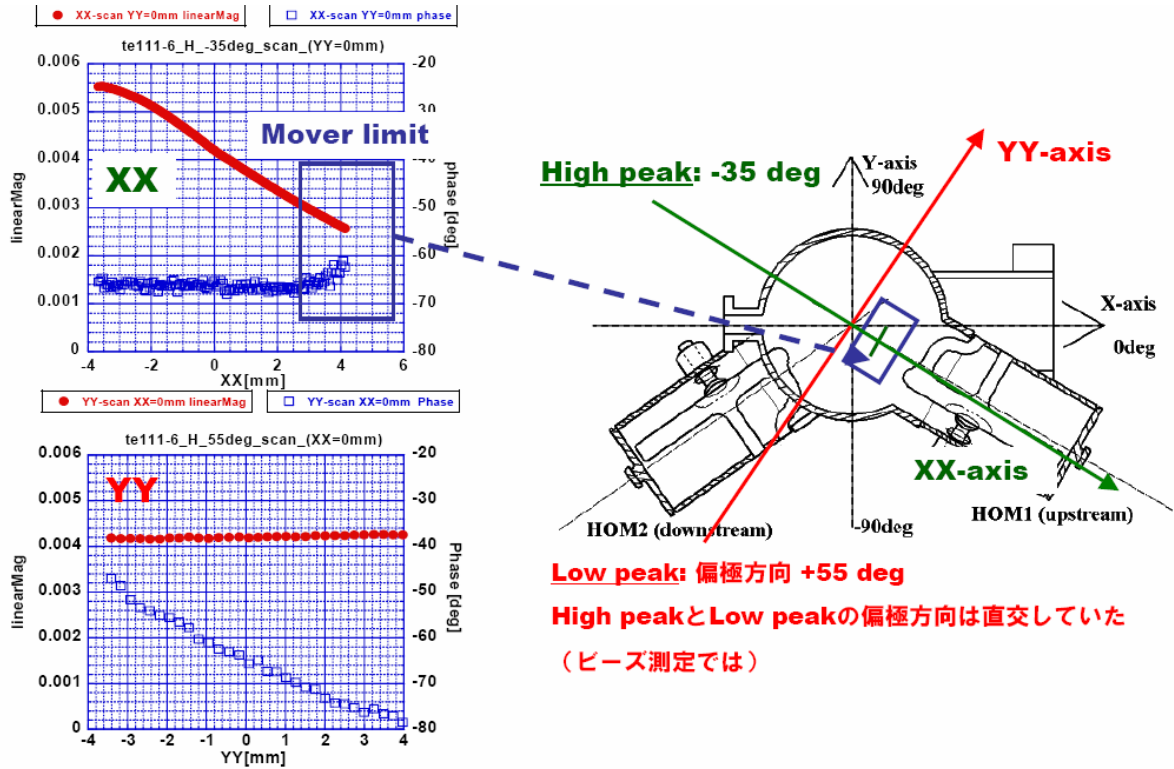


図 114 ツインピーク (TE111-6 : high) の測定結果

表 22 アンテナスキャン測定結果 (シングルピーク)

Mode	HOM2 condition: doublet	Polarization angle (Bead method)	Mode center [mm]
TE111-1	Single peak: High	L: 19 deg, H: -68 deg	-2.6
TE111-2	Single peak: High	L: 23 deg, H: -67 deg	-2.4
TE111-3	Single peak: High	L: 18 deg, H: -76 deg	-1.5
TE111-4	Single peak: High	L: 17 deg, H: -74 deg	-2.0
TM110-4	Single peak: Low	L: 77 deg, H: 5 deg	-0.5
TM110-5	Single peak: High	L: 27 deg, H: 87 deg	-1.5
TM110-6	Single peak: Low	L: 93 deg, H: 9 deg	-1.0
TM110-8	Single peak: Low	L: 81 deg, H: -4 deg	+0.8
TM110-9	Single peak: Low	L: 98 deg, H: 13 deg	-0.4

5-7. 超伝導 9 セル加速空洞 HOM 解析のまとめ

以下、超伝導 9 セル加速空洞 HOM 解析のまとめを示す。

- ・ 測定に使用した STF Baseline 空洞と TESLA 空洞の形状の差は、STF Baseline 空洞はセル形状が上下流に対して対称、TESLA 空洞はエンドセルが非対称な構造となっている。
- ・ HOM ダンピングの測定では、STF Baseline 空洞の TM011 のダンピングが ILC 仕様値に達しておらず不足していた。これは HOM カプラの向きを加速モードと結合しにくい方向にしたためである。HOM カプラの回転方向を変えることで改善できる（6. STF Baseline 空洞における HOM カプラの改良にて述べる）。
- ・ 電磁界分布の測定では TE111-1,2、TM011-1,2,9 のモードに差が見られ、空洞のエンドセルにのみ電界が立つモードがあった。それ以外のモードに差は見られなかった。STF Baseline 空洞 4 空洞の電磁界分布では、空洞間において TE111-1,2、TM011-1,2 モードに差が見られたが、そのほかの測定したモードでは空洞間の差は小さかった。
- ・ ダイポールモードの偏極方向の測定では、TESLA 空洞を用いて、ビーズ測定とアンテナ測定で偏極方向測定のクロスチェックを行った。偏極方向のセル間の分布では差が無かった（直線偏向）。HOM カプラ先端形状で偏極方向に違いが見られた。STF Baseline 空洞 4 台での結果を見ると、偏極方向は HOM カプラでほぼ決まる傾向が見られた。
- ・ TESLA 空洞 9 台（ACC6 module8 台と Z84）の偏極方向の分布を調べた。X-dipole で比較すると $0\sim 70^\circ$ の範囲に分布しており、特定のモードを空洞間で比較すると、STF Baseline 空洞のように同一方向を示さず、 $0\sim 70^\circ$ の範囲に分布していた。
- ・ ダブレット間の偏極方向の角度差では、ダブレット間の周波数差が 100kHz 以下のモードでは 80° を下回っていた。それ以上の周波数差では $90\pm 10^\circ$ で分布していた。
- ・ アンテナ測定によると、HOM カプラ近傍のダイポールモード (YY) の中心はビーム軸より下に位置し、HOM カプラ側に $\sim 2.6\text{mm}$ シフトしていた。

参考文献

- [1] TESLA DESIGN REPORT, http://tesla.desy.de/new_pages/TDR_CD/start.html.
- [2] 加古永治, "超伝導空洞の高周波設計", OHO'06, 7-12.
- [3] R.Rimmer, et al., "Field Maps by Perturbation Method", Handbook of accelerator Physics and Engineerings, 6.16.1.
- [4] Anton Labanc, "Investigation of electrical axes of TESLA superconducting accelerating cavities", Dissertation Thesis, Slovak University of Technology, Bratislava Faculty of Electrical Engineering and Information Technology Department of Radio and Electronics.
- [5] K. Watanabe, et al., "Higher Order Mode studies of superconducting cavities for ILC", Proceedings of the 4th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan and the 32nd Linear Accelerator Meeting in Japan (August 1-3, 2007, Wako Japan), 457-459.
- [6] Robert E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering second edition", section 3.18, 194.
- [7] T. Naito et al., "AN X-BAND CAVITY FOR A HIGH PRECISION BEAM POSITION MONITOR", SLAC-PUB-9771, Contributed to the 6th European Workshop on Beam Diagnostics and Instrumentation for particle Accelerators, May 2003, Mainz Germany.

6. STF Baseline 空胴における HOM カプラの改良

これまでに開発してきた STF I-type カプラおよび STF L-type カプラは、31.5MV/m 以上の加速電界での動作が確認され、また TE111 と TM110 のダイポールモードに対して、十分なダンピング能力を示した。しかし、TM011 の Q_{ext} は TESLA 空胴および ILC の仕様値 (1×10^5) より高い値を示し、これは、加速モードとのカップリングを避けるために HOM カプラの回転方向を決めたためである。TM011 のダンピングは単セル空胴の計算では問題なかったが、9セル空胴 (STF Baseline 空胴) では、結果として TM011 の Q_{ext} は不十分であった。ここで、これまで試験してきた空胴は、STF phase0.5 プロジェクトの中で行なわれてきたものである。本章では 2 章～5 章までに使用した HOM カプラを STF I-type Phase1.0 model、STF L-type Phase1.0 model と言い換える。

STF phase0.5 では 9セル空胴を 4 空胴製作し、試験評価を行ってきた。その試験結果をフィードバックさせ、より性能の高い空胴システムの構築すること (工業化を含む) を目的として、STF phase1.5 プロジェクトがある。そこでは当然 HOM カプラも対象に入っており、phase0.5 モデルで問題のあった TM011 におけるダンピング改善のため、phase1.5 プロジェクトのために以下の改良を行った。

- ・ HOM カプラの回転方向を変え、TM011 に対するカップリングを強化する。しかし、このことは加速モードに対するカップリングも強化されるため、ノッチフィルターのバンド幅、高電界環境下における安定性を再評価する必要がある。
- ・ ピックアッププローブのギャップを狭くし、カップリングを強化する。

の 2 点である。

改良に用いたモデルは、STF L-type-II であり、4.5GHz 帯の通過特性の改善も目的としている。本章では STF L-type-II カプラの改良と TESLA 銅製 9セル空胴を用いて行った TM011 ダンピングの評価について述べる。

6-1. HOM カプラの回転とプローブ位置に対する Qext の変化 (計算)

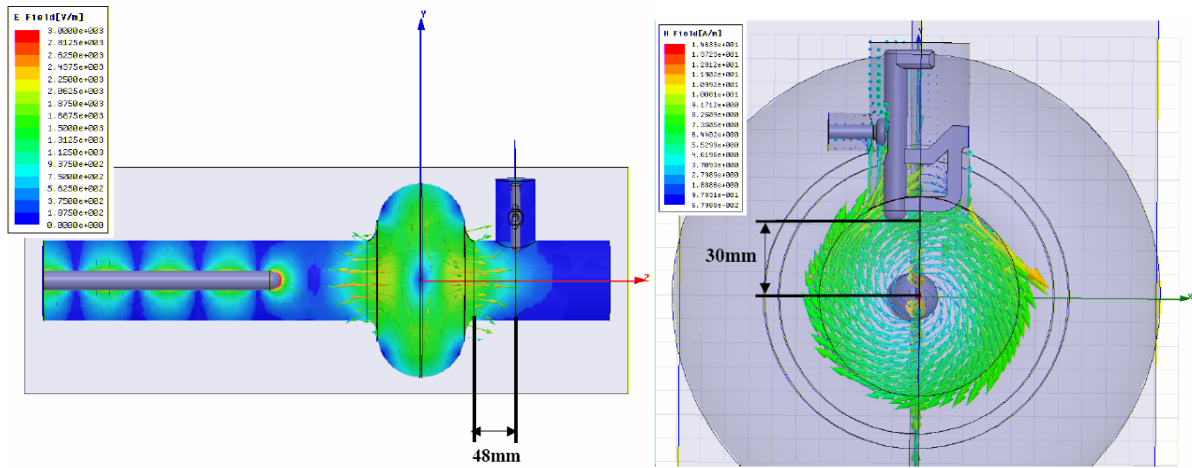
STF Baseline 空胴に対する TM011 の結合を改善するために、図 115(a),(b)に示す計算モデルで Qext の角度依存性の評価を行った。図 115(a)は STF Baseline 単セル空胴と HOM カプラ (STF L-type phase1.0) のエンドセルからの位置および挿入長であり、TM011 モードの電界分布 (左図) と磁界分布 (右図) を併記している。計算時の HOM カプラの配置はエンドセルから 48mm にカプラ中心が来るように置き、カップリングアンテナ先端はビーム軸から 30mm の位置まで挿入している。また、HOM カプラの角度は図 115(b)のように定義した。図 115(b)は内導体のみを 30° 回転させたモデルである。HOM カプラのピックアッププローブの回転方向は、実機ではベースプレートの干渉があるため、0° 方向にする必要がある。ピックアッププローブギャップは 1mm であり、プローブ先端直径は 12mm の条件で計算した。

計算は HFSS で行い、HOM カプラおよび空胴の表面材質は、完全導体である。表 23 に各角度における TE111、TM110、TM011 の Qext の計算結果をまとめる。ダイポールモードの Qext は角度依存性が無く、どの角度に HOM カプラを配置しても問題ないことが分かる。一方、TM011 に対しては内導体 30°、プローブ 0° のモデルの Qext が 2.3×10^4 と従来のモデルと比較して、ファクター 2 よくなっていることが分かる。また、内導体 45°、プローブ 0° でも改善されていることが分かる。

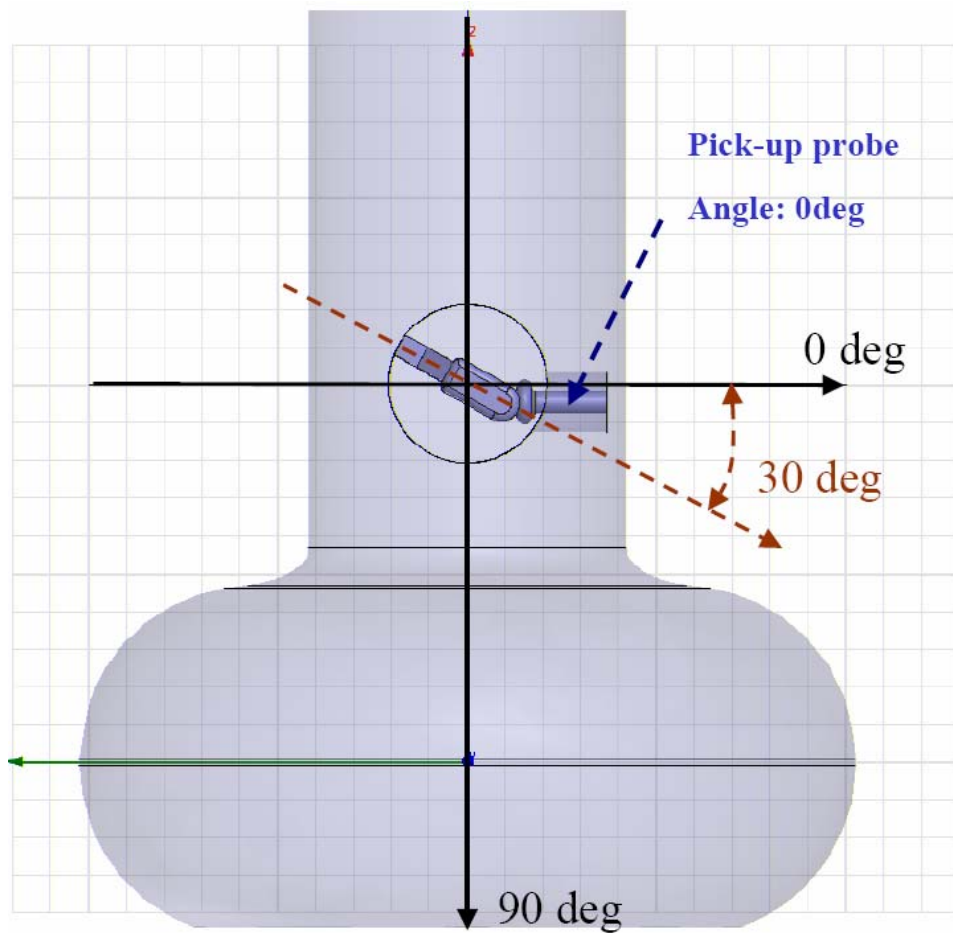
表 23 Qext の角度依存性計算結果

No.	内導体 角度	プローブ 角度	TE111		TM110		TM011
			Low	High	Low	High	
1	0°	0°	1.9×10^5	1.1×10^3	3.8×10^3	6.0×10^4	4.6×10^4
2	30°	0°	1.2×10^5	3.1×10^3	2.3×10^3	4.4×10^4	2.3×10^4
3	45°	0°	1.6×10^5	4.1×10^3	1.8×10^3	4.7×10^4	2.8×10^4
4	60°	0°	2.0×10^5	6.1×10^3	3.0×10^3	3.1×10^5	3.3×10^4
5	30°	30°	2.2×10^4	5.1×10^3	3.0×10^3	1.7×10^5	3.6×10^4
6	45°	45°	7.0×10^4	4.3×10^3	1.3×10^4	7.7×10^4	3.3×10^4
7	60°	60°	8.0×10^4	2.4×10^3	2.7×10^3	1.1×10^5	3.6×10^4

※ピックアッププローブギャップは 1mm である。



(a) STF Baseline 単セル空洞と HOM カプラの位置および挿入長 (TM011 の電磁界分布含む)



(b) HOM カプラ内導体およびピックアッププローブの角度の定義 (内導体のみを 30° 回転)

図 115 計算モデルと回転方向の定義

6-2. 銅製 HOM カプラの製作

HOM カプラの回転により、TM011 のダンピングの強化が可能であることから、図 116 に示すモデルで銅製カプラを製作した。製作した HOM カプラは STF I-type phase1.5 と STF L-type phase1.5 モデルであり、双方とも回転角を 45°、30° と変えている。また、スタブとカップリングアンテナ間に切り込みを入れ、禁止帯の改善も試みた。カップリングアンテナ先端形状は STF Baseline 空洞#4 に使用したものを採用した。図 117,118 は STF Phase1.5 HOM カプラの銅製カプラと Phase1.0 model との比較である。

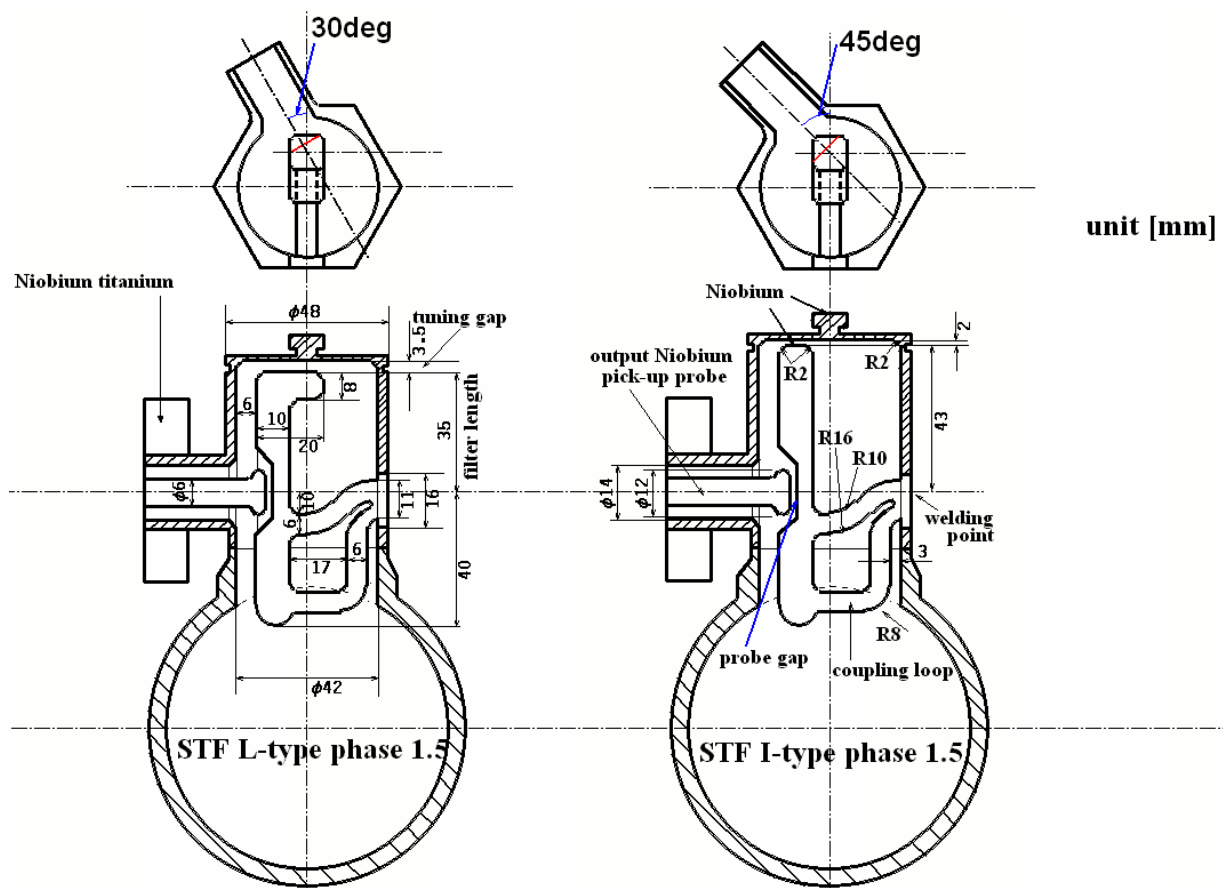


図 116 HOM カプラの形状: STF Phase1.5 モデル (I-type、L-type)

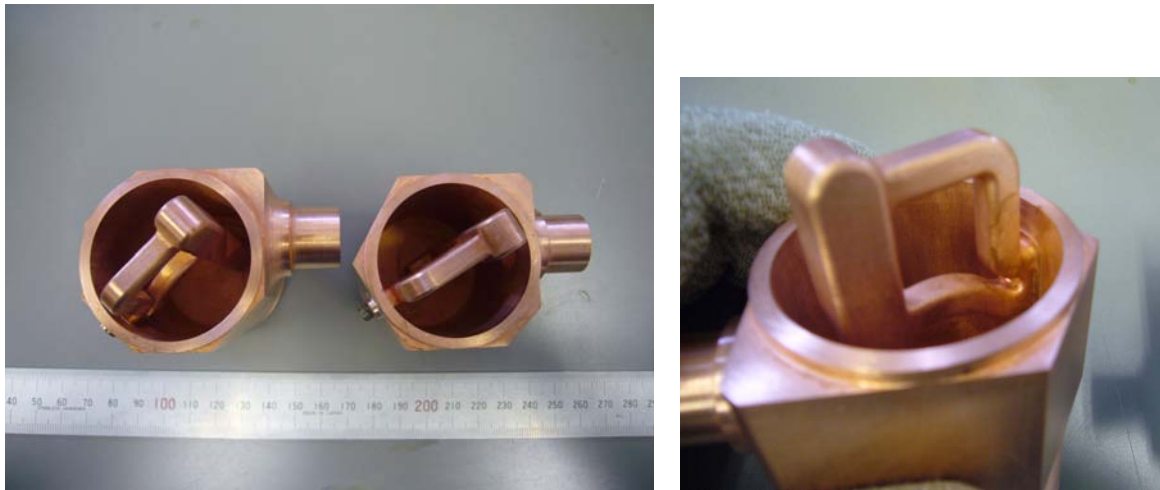


図 117 STF Phase1.5 HOM カプラ (左図 : I-type、L-type、右図 : 切り込みの様子)



(a) L-type

(左 phase1.0、右 phase1.5 回転角 : 30°)

(b) I-type

(左 phase1.0、右 phase1.5 回転角 : 45°)

図 118 phase1.0 と phase1.5 モデルの比較

6-3. HOM ダンピング (Qext) の測定

STF Phase1.5 HOM カプラの HOM ダンピングの測定にあたって、図 119 のように HOM カプラの回転位置を変えた場合の HOM ダンピングの変化を測定した。ピックアッププローブの向きは 0° 方向に統一している。測定は計算モデルと同様に、ビームパイプに取り付けたダイポールアンテナとセルを挟んで取り付けられた HOM カプラの 2 ポートで行った。測定に使用した空洞は TESLA 銅製単セルである。HOM カプラはセルエンドから 45mm の位置にカプラ中心がくる。ピックアッププローブギャップは 0.5mm であり、プローブ先端直径は 12mm である。

表 24 に測定結果をまとめる。また、phase1.0 モデルとの比較を行う。測定より、phase1.5 の両カプラの TM011 に対する Qext は(b)の配置でよいダンピングを示した。Phase1.0 モデルと比較して、1/3~1/4 になったことが分かる。ダイポールモードは Phase1.0 および Phase1.5 共に同レベルであった。STF Baseline 空洞 phase1.5 に取り付ける HOM カプラの向きは(b)のように内導体の溶接点を遠ざける方向にした。

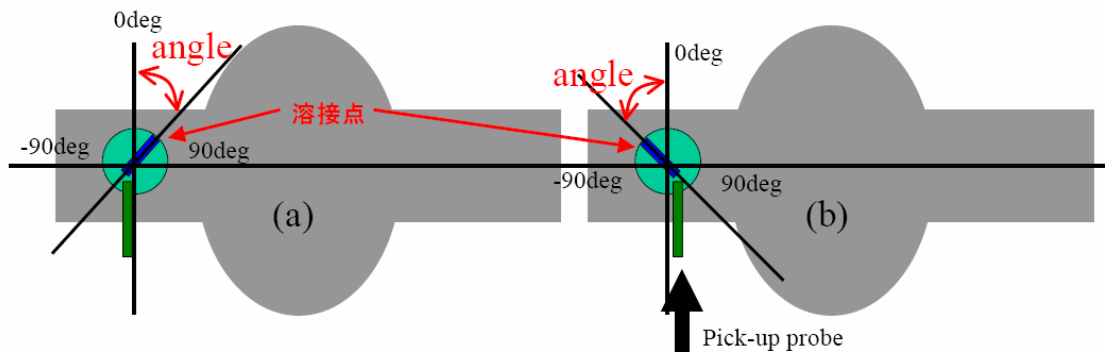


図 119 HOM カプラの配置 (a : 溶接点を空洞側へ向けた、b : 溶接点を空洞側から遠ざけた)

表 24 Qext の測定結果

No.	Model	配置	挿入長	TE111		TM110		TM011
				Low	High	Low	High	
Phase1.5								
1	I-type	(a)	29.5mm	1.3×10^4	Not meas	1.3×10^4	1.2×10^4	8.3×10^4
2	I-type	(b)	29.5mm	1.5×10^4	Not meas	4.8×10^3	Not meas	2.6×10^4
3	L-type	(a)	29.5mm	2.1×10^4	Not meas	4.7×10^4	1.1×10^4	7.7×10^4
4	L-type	(b)	29.5mm	4.4×10^4	Not meas	6.5×10^3	Not meas.	3.4×10^4
Phase1.0								
5	I-type	—	30.0mm	2.0×10^4	Not meas	3.5×10^4	5.3×10^4	1.0×10^5
6	L-type	—	30.0mm	2.0×10^4	Not meas	3.5×10^4	4.7×10^4	1.0×10^5

プローブギャップ=0.5mm STF Phase1.5

プローブギャップ=1mm STF Phase0.5

6-4. ブロードバンド特性

Phase1.5 HOM カプラのブロードバンド特性を同軸管測定から評価した。図 120 は同軸管測定装置を上から見た図である。透過特性を測定する際、HOM カプラの内導体の向きを変えて、回転角度に対する変化を見た。図 121(a),(b)に I-type および L-type の測定結果を示す。HOM カプラの設置位置に依存して周波数特性に依存が見られ、I-type では 45° 、L-type では 60° の設置角度で高周波域に禁止帯が無い周波数特性が得られていることが分かった。HOM カプラの回転位置によっては禁止帯が観測された。

また、銅製 HOM カプラの加工直後のノッチ周波数はそれぞれ、

I-type : 1331.113MHz (45°)

L-type : 1311.188MHz (60°) であった。

これは目標値である 1300MHz に対して、 ~ 30 MHz の周波数が高い結果となった。しかし、この程度のずれであれば、十分にチューニングが可能であるため、大きな問題とはならない。

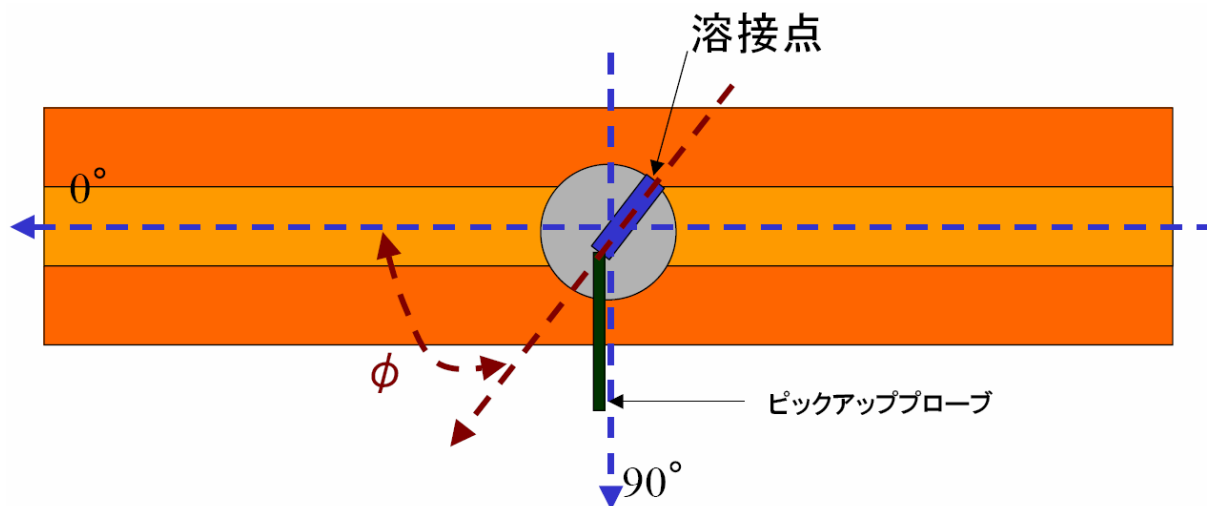
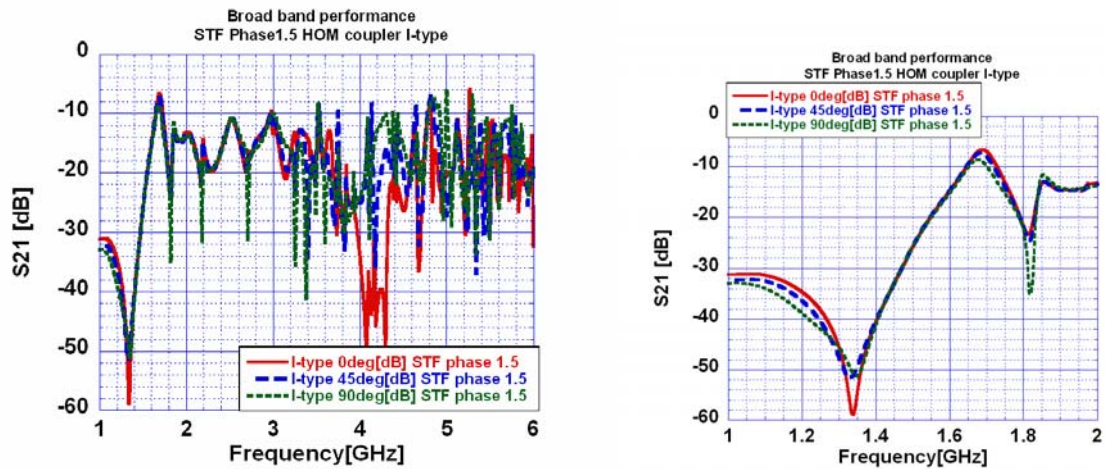
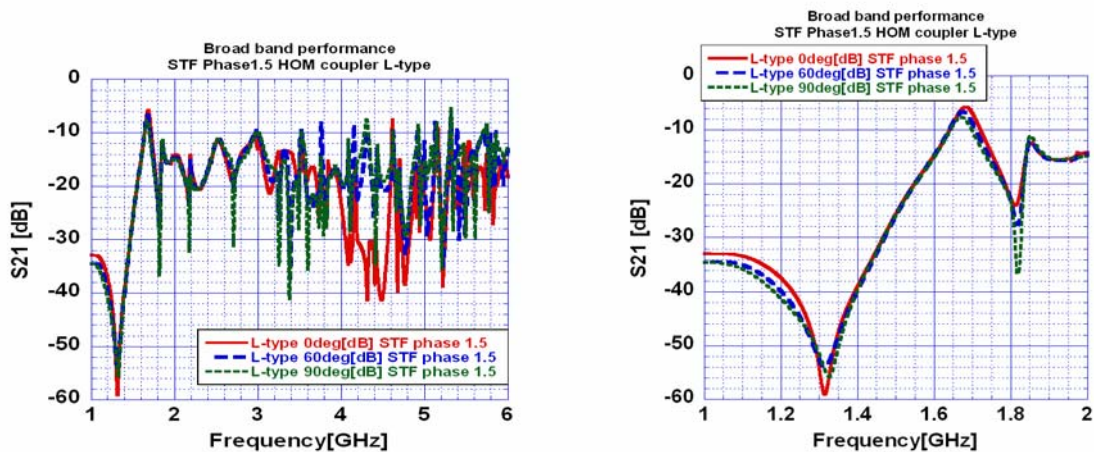


図 120 同軸管測定における HOM カプラの位置 (回転角の定義)



(a) I-type (phase1.5)



(b) L-type (phase1.5)

図 121 STF Phase1.5 model HOM カプラのブロードバンド特性

6-5. 加速モードに対するノッチフィルターのバンド幅

TESLA 銅製9セル空洞と同軸管測定装置を用いて、加速モードに対するノッチフィルターのバンド幅の測定を行った。測定は2-3-1.と同様の方法で行った。測定の結果、STF Phase1.5 HOM カプラにおけるノッチフィルターのバンド幅は、

- I-type=4.7MHz
- L-type=6.2MHz であった。

Phase1.0 カプラの7.8MHz (L-type) と比べ狭い値となったが、これはモノポールモードのカップリングを強化したためである。しかし、低温時におけるノッチフィルターの周波数の変化は1 MHz 以下であるため、問題とはならないと考える。

6-6. TESLA 銅製 9 セル空腔を用いた TM011 ダンピング測定

STF Baseline 空腔 (9 セル) では TM011 のダンピングが弱かったため、HOM カプラの取り外しが自由な TESLA 銅製 9 セル空腔を用いて、STFphase1.0 モデルと phase1.5 モデルの TM011 に対する Q_{ext} の比較を行った。測定は空腔の上下流に HOM カプラを一機ずつ取り付け、2 ポート測定で評価した。図 122 は Phase1.0 と Phase1.5 model の TM011 に対する Q_{ext} の比較である。Phase1.5 HOM カプラでは TM011 の Q_{ext} が改善されていることが分かる。

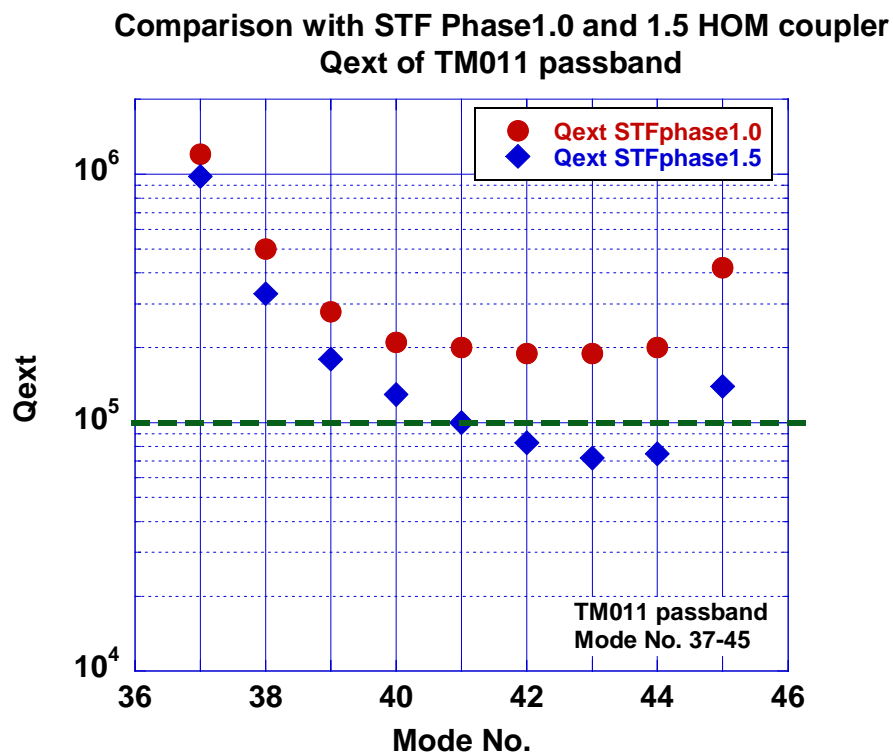


図 122 Phase1.0 と Phase1.5 model の TM011 に対する Q_{ext} の比較

6-7. ニオブ HOM カプラの製作

STF-Baseline 空洞 (Phase1.5) は 2 台製作される予定である。このため、ニオブ実機 HOM カプラを 4 台製作した。内訳は STF I-type Phase 1.5 model×2 台、STF L-type Phase 1.5 model×2 台である。これらのカプラは銅製カプラで得られたノッチ周波数から、化学研磨後に 1300MHz (チューニングフリーな HOM カプラのため) になるようにチューニングギャップ、ノッチフィルター先端形状を最適化した。STF Phase1.0 HOM カプラにおける化学研磨による表面処理後では 8~18MHz の周波数変化があったため、加工直後のノッチ周波数の目標値を 1285MHz とした。

ニオブ実機 HOM カプラの加工直後におけるノッチ周波数の測定結果を表 25 にまとめる。図 123 に同軸管測定の様子を示す。測定に使用したピックアッププローブは先端直径 12mm、プローブギャップは 0.5mm である。I-type のノッチ周波数は 2 台共に良い一致を得た。L-type に関してはノッチ周波数が 1301MHz と 1249MHz と目標値である 1285MHz と異なっていた。

表 25 STF Phase1.5 HOM カプラ : ニオブ実機の加工直後におけるノッチ周波数

(測定角度 : I-type=45°、L-type=60°)

No.	Serial	Type	Notch frequency	Other	Bandwidth: 2×10^{11}
1	5-I	I-type	1286.529 MHz	Probe ϕ 12, gap~0.5	
2	6-I	I-type	1289.929 MHz	〃	
3	5-H	L-type	1301.448 MHz	〃	
4	6-H	L-type	1249.985 MHz	〃	
5	Cu-I	I-type	1331.113 MHz	〃	4.7 MHz
6	Cu-L	L-type	1311.188 MHz	〃	6.2 MHz

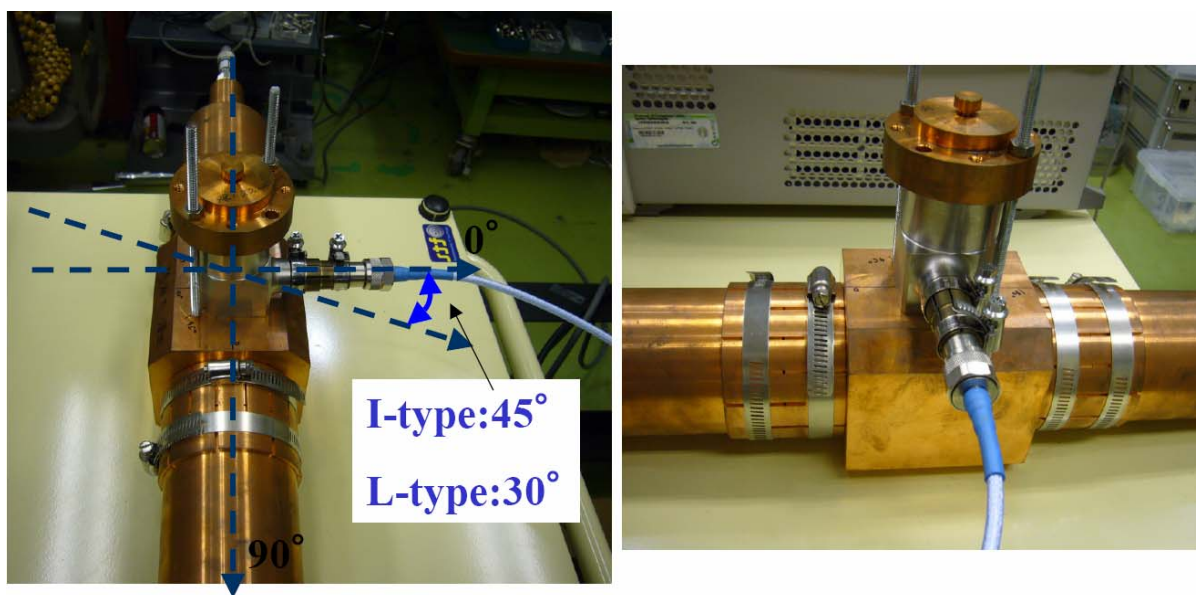


図 123 ニオブ実機 HOM カプラの同軸管測定の様子

6－8．STF Baseline 空胴における HOM カプラの改良のまとめ

本章では、STF Baseline 空胴 Phase1.5 に使用する HOM カプラの設計、製作、評価を行った。以下にまとめを示す。

- STF L-type Phase1.0 model を計算モデルとして用いて、HOM カプラの回転位置に対する TE111、TM110、TM011 の Qext の変化を計算し、HOM カプラを 30° 回転させることで TM011 の Qext がファクター 2 改善した。
- Phase1.5 model 銅製 HOM カプラ (I-type、L-type) を製作した。I-type の回転角は 45°、L-type の回転角は 30° とした。TESLA 銅製単セル空胴を用いて、銅製 HOM カプラの Qext を測定した。結果、TM011 の Qext は Phase1.0 model と比較してファクター 3～4 改善した。一方、TE111、TM110 のダイポールモードの Qext は Phase1.0, phase1.5 model 共に同レベルであった。
- TESLA 銅製 9 セル空胴を用いて、TM011 パスバンドの Qext を測定した。結果、Phase1.0 model と比較して、最大でファクター 3 改善した。

7. FLASHにおけるビーム応答試験

TESLA 空洞実機 (Z84) の測定より、メインダイポールモードの電磁界分布と偏極方向の測定を行った。その中で、TE111-1,2,3 のモードは局所的な電磁界分布を持っており、この場合、特定のセルのみに感度があるということの意味する。これらのモードの電気的中心位置を測定することで、空洞の歪みを検出する可能性が考えられる。図 124 に局所的電磁界分布を持つモードをまとめる。ビーズ測定、アンテナ測定を行い、モード間の偏極方向、電気的中心位置に関する基本情報を得た。TE111-1~4 の偏極方向は測定エラーの範囲内で一致していた。また、中心位置のずれの方向性も一致していた。

また、ビームのエミッタンス増大を最小にするために、高インピーダンスモードの中心を通過させる必要がある。このため、空洞アライメントを考える上では、高インピーダンスモード（例えば、TE111-6 や TM110-5 など）を使用した空洞アライメントが有効である。この方法の場合、各高インピーダンスモードの電気的中心位置が同じである必要があるため、その確認をする必要がある。TE111-6 を用いた空洞アライメントの研究は DESY、FNAL、SLAC の研究チームが FLASH で行っており、FLASH の ACC1~5 module までの測定が終了している。今回、2007 年夏に組込まれた ACC6 module を用いて、これらの実験を行った。

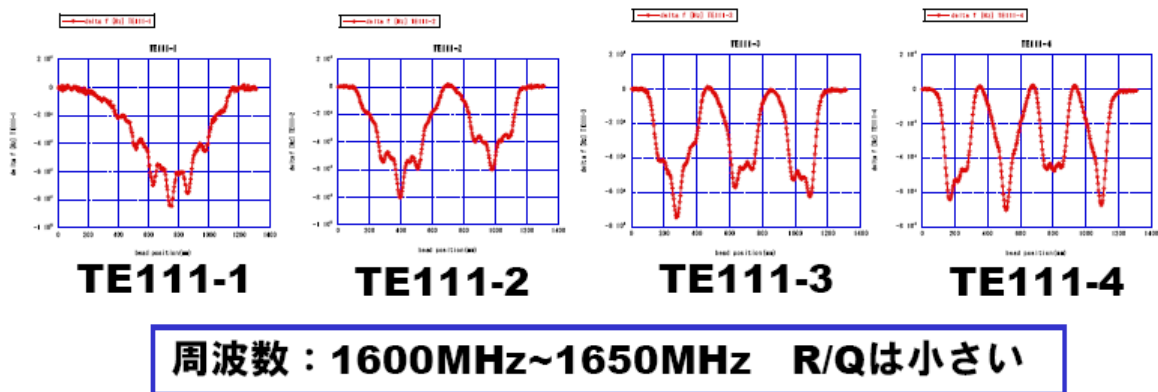


図 124 TESLA 空洞の局所的電磁界分布を持つモード

7-1. FLASH について

FLASH は XFEL のための試験加速器施設である[1]。現在、8 空洞を内包するクライオモジュールが計 6 台運転されている。図 125 に FLASH のレイアウトを示す。RF ガンのあと、バンチコンプレッサーがあり、その後いくつかのシケインとクライオモジュールがあり、ライナックで 1000 MeV まで加速された電子ビームがアンジュレーターへと入射され、アンジュレーターから放出された光を用いた実験等が行われている。

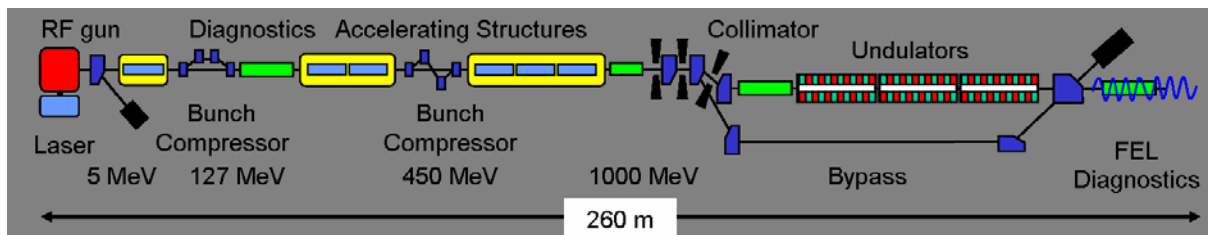


図 125 FLASH のレイアウト

7-2. セットアップ

測定に使用した空洞は ACC6 モジュール内に設置された 8 空洞である。表 26 に ACC6 モジュールに組み込まれた 8 空洞のシリアル番号をまとめる。図 126 にビーム実験のセットアップを示す。測定は ACC6 の上流と下流にあるストリップライン型 BPM を基準にして、空洞通過時のビーム位置を求め、ビーム位置に対する HOM 信号を高速オシロスコープで測定する[2]。通常、R/Q の低いモードは出力電力が小さいため、検出できない。そのため、HOM 出力をスプリッターで 2 つに分岐し、一方は直接、もう一方は bandpass-filter と RF アンプを用いて、目的のモードである TE111-1,2,3 のローカライズモードを選択的に検出できるようにした。この信号もまた RF アンプ後に高速オシロスコープに直接入力される。これにより、より多くのモードが測定でき、また、常温測定で求めた偏極方向が異なる空洞かつ低温でどのような分布をしているのかの比較が出来る。

ビーム電荷は 1nC、バンチ長は rms で $300\mu\text{m}$ である。ACC6 入射直前のビームエネルギーは 600MeV であり、ACC6 通過後、700MeV に加速される。

測定に使用したオシロスコープは Tektronix TDS7404 (4GHz, 20Gs/sec) であり、チャンネル当たりのサンプリングは 5Gs/sec である。ADC は 10bit のものを採用している。測定レンジは $2.0\mu\text{s/div}$ で 200ps/point (データ点 800,000 点) である。これを FFT に掛けると周波数レンジは 0~2.5GHz まで観測可能で周波数分解能は 12.5kHz となる。測定に使用するダイポールモードのダブレット間の周波数差は 100kHz 程度あるので、モードの分離は十分可能である。

図 127 は ACC6 モジュールの上流に設置されている BPM を基準としたときの、空洞間の相対位置である。図 128 は測定セットアップの様子である。

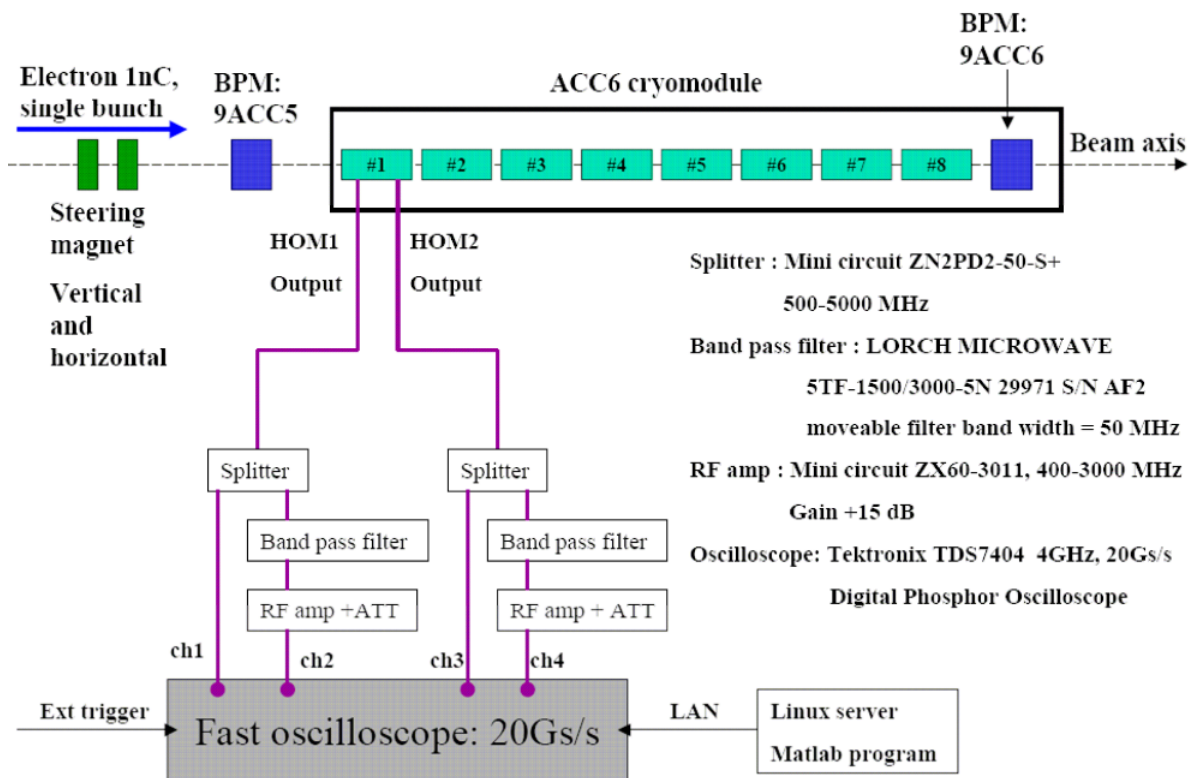


図 126 FLASH ビーム実験のセットアップ

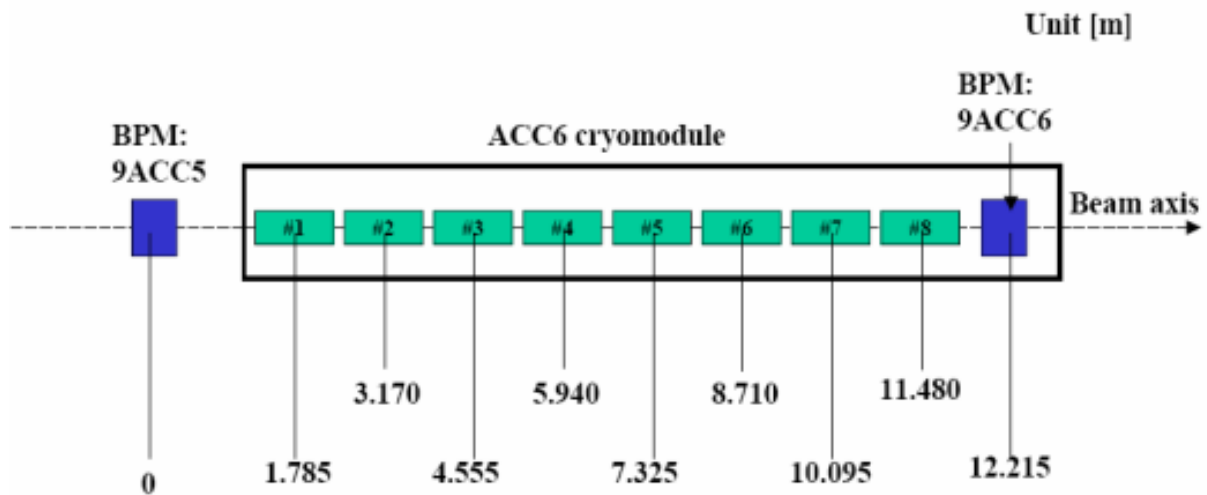


図 127 BPM とクライオモジュール内の空洞の位置関係 (9ACC5 を基準とした相対位置)

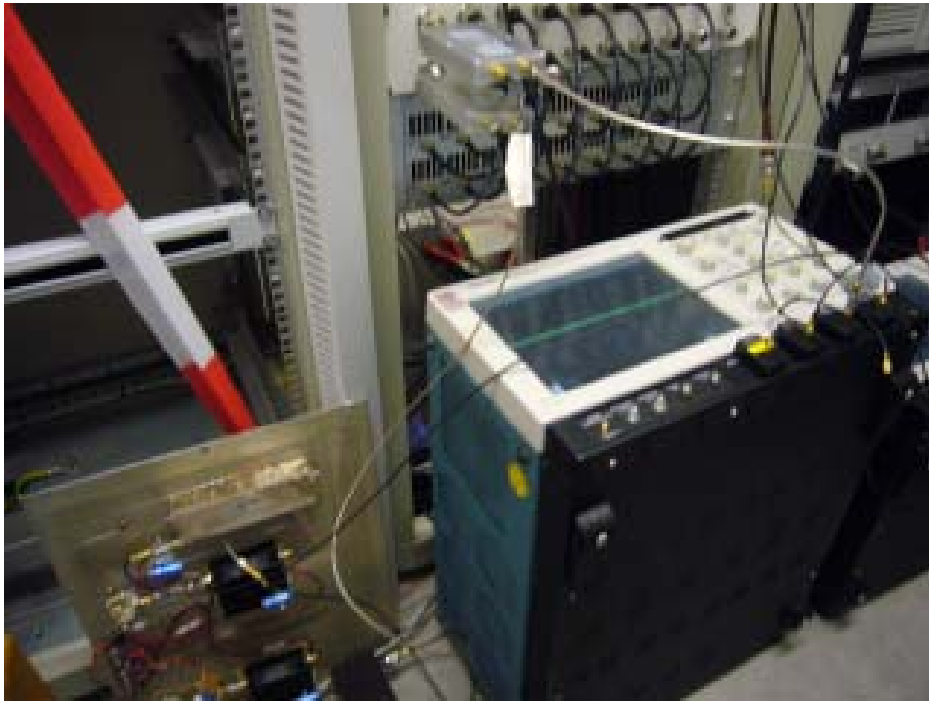


図 128 測定セットアップの様子（高速オシロスコープなど）

表 26 ACC6 モジュールに組み込まれた 8 空胴のシリアル番号

ACC6 #1	ACC6 #2	ACC6 #3	ACC6 #4	ACC6 #5	ACC6 #6	ACC6 #7	ACC6 #8
AC70	AC76	AC81	Z87	Z85	Z92	Z83	Z90

AC: アクセル社製空胴、Z: ザノン製空胴 を意味する。番号は空胴のシリアル番号である。

7-3. ビーム応答信号の様子

図 129 に高速オスロスコープで検出した生データ波形を示す（黄色：フィルターなし、黄緑：フィルター有り）。また、図 130 はその生波形をフーリエ変換した結果得られた、周波数スペクトラムである。TE111-1,2,3,4 とともに検出できていることがわかる。使用したバンドパス filter は約 50MHz のバンド幅を持っているため、これら 4 モードは同時に検出できる。TE111-6 といった高インピーダンスモードはフィルターなしで十分に検出されていることが分かる。

測定は実験シフト時間に限りがあるため、1 空洞あたり 120 パルスのランダムスキャンを行った。スキャン範囲は X-Y ともに $\pm 4\text{mm}$ である。

（これはダイポールモードの偏極が空洞ごとに異なっていることが予想されるためである。）

ビームによって励振されたすべての信号は 1 つの HOM カプラから同じ RF ケーブルを伝搬してくるため、各モードの位相の比較が容易である。このため、TM011 の信号をビーム到着時の基準位相とした。

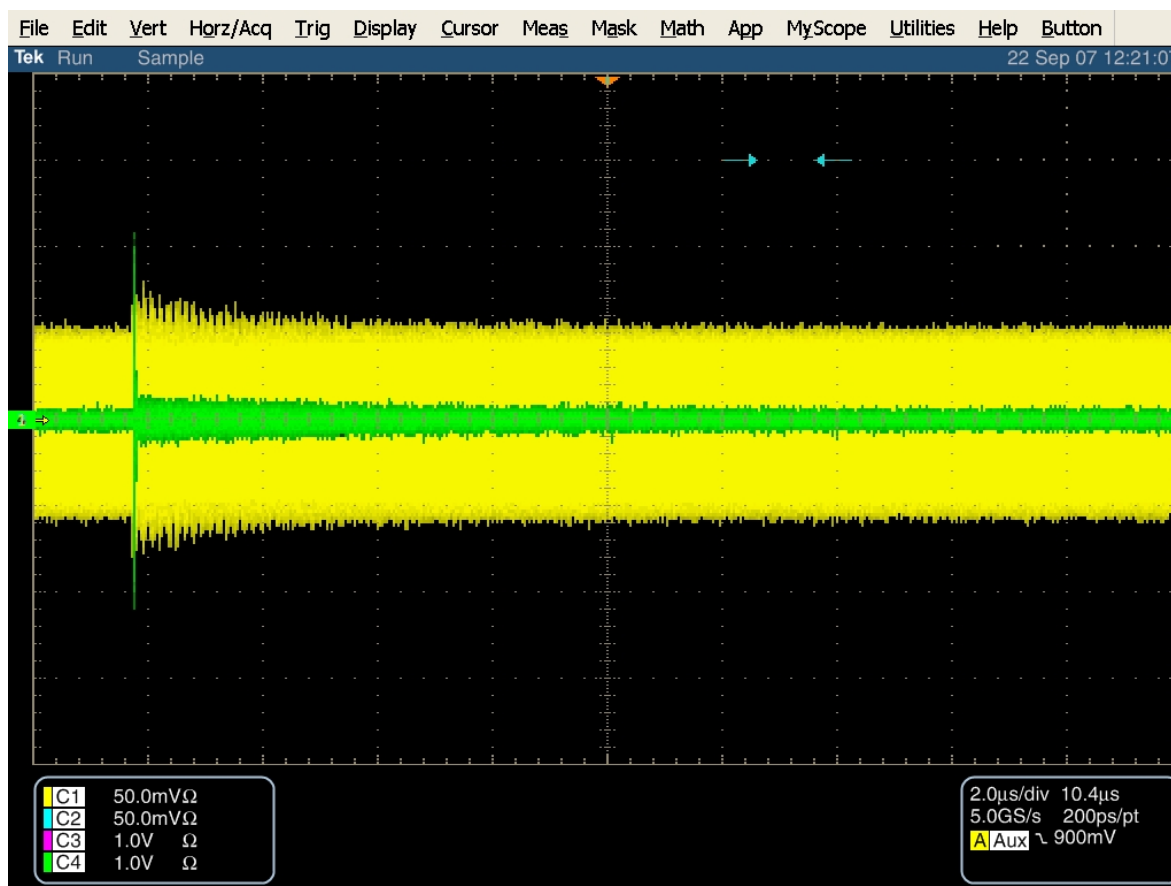


図 129 HOM1 カプラからの生信号：黄色フィルター無し、黄緑フィルターあり（1625MHz セットバンド幅 $\pm 25\text{MHz}$ ）

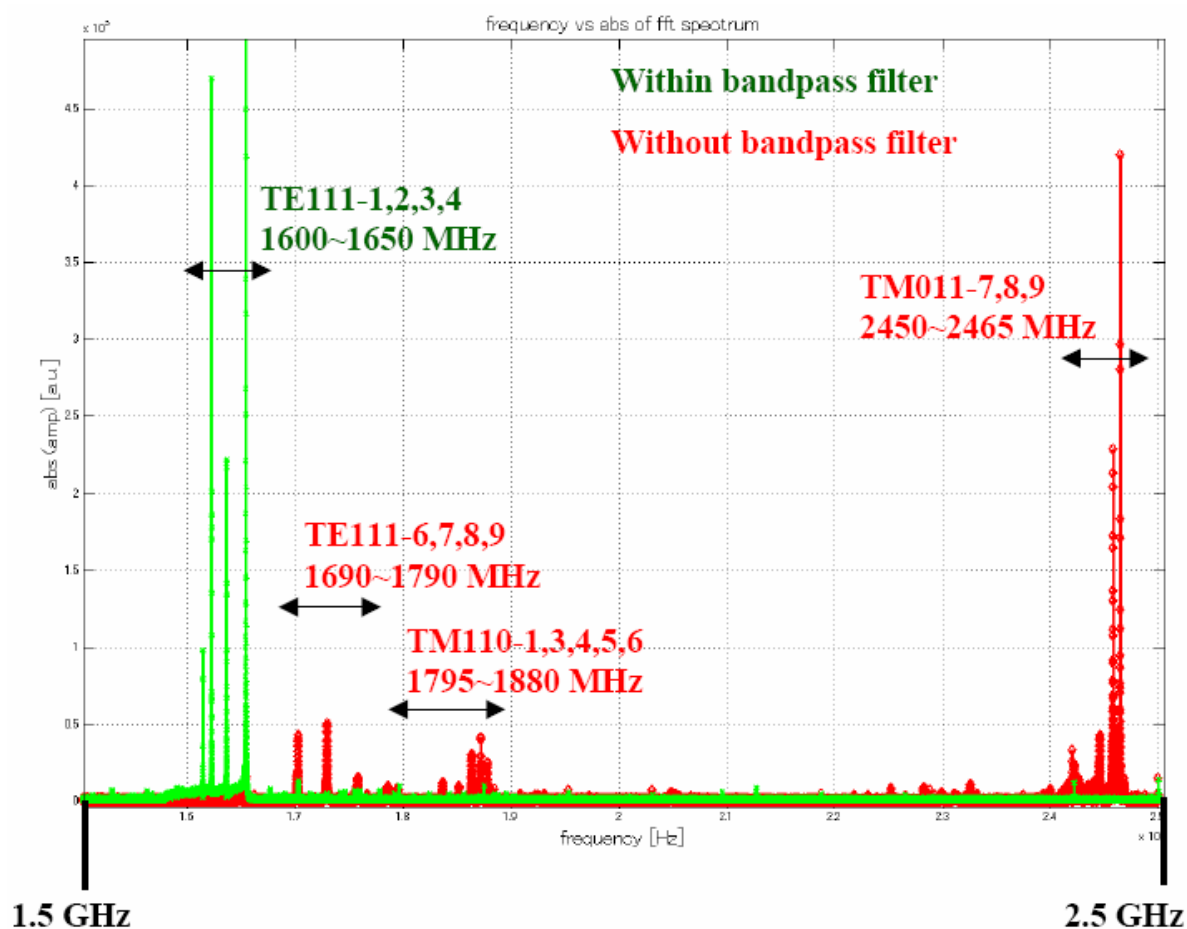


図 130 フーリエ変換後の周波数スペクトラム

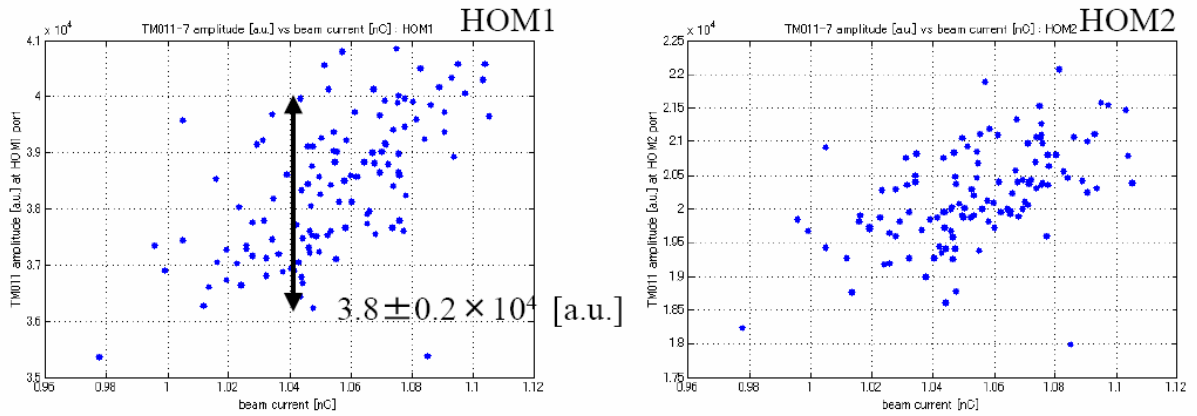
7-4. ビーム応答試験解析方法

ビーム応答試験の解析の手順を以下に述べる。

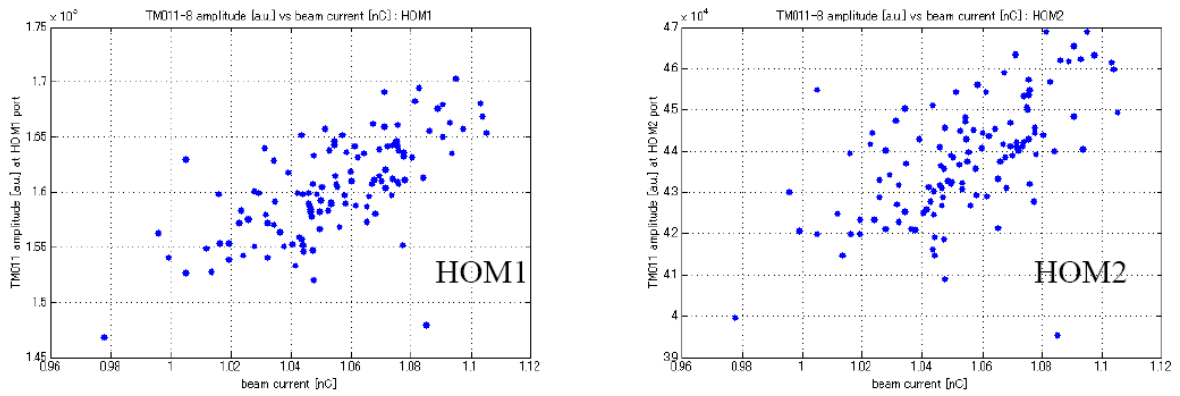
1. 周波数スペクトラムから高次モードの共振周波数を調べる。
2. ビーム位置に対する高次モードの振幅をピックアップする。
3. 次に、偏極方向の回転軸に角度方向に座標変換を行う。
4. 最後に各モードの中心軸のずれを求める。(空洞ごとに比較する)

ビーム軸の基準はクライオモジュール上下流に設置されている BPM の中心を結ぶラインと定義する。ここで求められたビーム軸からの中心軸のずれは、このビーム軸からのずれになる。

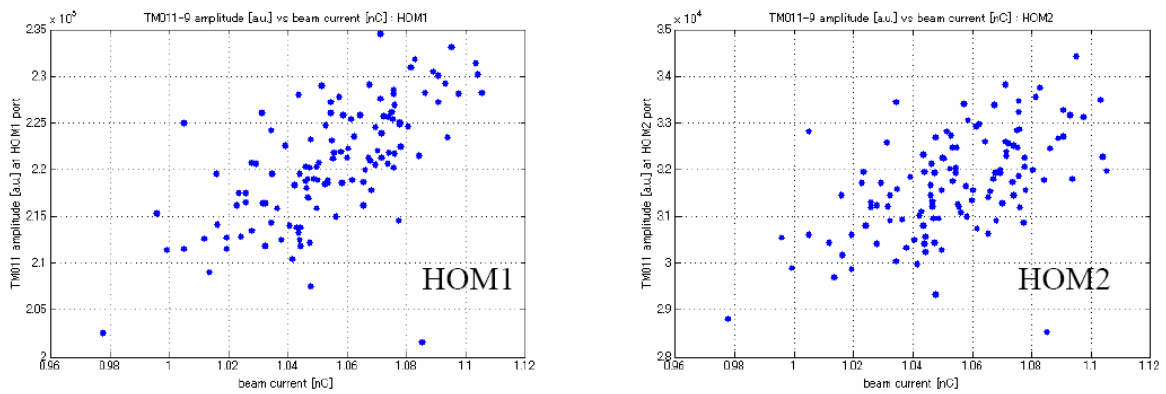
ダイポールモードの規格化にあたって、ビーム電流もしくはモノポールモードの信号を用いる。図 131 はフーリエ変換スペクトラムから求めた、TM011-7,8,9 の高インピーダンスモードと FLASH ライナック内に設置されたビーム電流モニターの値を比較したものである。いずれのモードも～5%のゆらぎが観測された。



(a) ビーム電流に対する TM011-7 の振幅 (左 : HOM1 出力、右 : HOM2 出力)



(b) ビーム電流に対する TM011-8 の振幅 (左 : HOM1 出力、右 : HOM2 出力)



(c) ビーム電流に対する TM011-9 の振幅 (左 : HOM1 出力、右 : HOM2 出力)

図 131 ビーム電流に対する TM011 モードの振幅

表 27 ACC6 module の HOM 周波数

Cavity No.	TE111-1	TE111-2	TE111-3	TE111-4	TE111-6	TE111-7	TE111-8	TM110-5
#1 (AC70)	1608.4500	1616.3500	1629.3375	1647.5875	1696.8000	1725.4375	Not meas.	1871.5375
	1608.6000	1616.4625	1629.5250	1647.6500	1697.0375	1725.5750		1871.9125
#2 (AC76)	1609.9500	1617.0875	1631.5750	1649.5500	1698.7250	1726.9375	1755.9000	1871.6750
	1610.1000	1617.2125	1631.7750	1649.7125	1698.9125	1727.1250	1756.2000	1872.0875
#3 (AC81)	1608.1000	1616.1250	1628.0125	1648.7375	1697.8250	1725.6250	Not meas.	1871.0625
	1608.2875	1616.3000	1628.0750	1648.7750	1698.0000			1871.3875
#4 (Z87)	1612.8750	1620.4750	1634.4625	1652.9250	1701.6375	1729.1375	Not meas.	1871.6375
	1613.0500	1620.8250	1634.8625	1653.6250	1702.4000	1729.6625		1872.0000
#5 (Z85)	1609.3250	1617.8500	1631.4250	1650.6000	1699.5125	Not meas.	Not meas.	1870.7750
	1609.8875	1618.3125	1631.7250	1650.9125				1871.3375
#6 (Z92)	1614.3375	1622.3750	1636.1500	1654.3500	1702.9250	1729.7500	1758.3625	1872.1250
	1614.5625	1622.4250	1636.4500	1654.7625	1703.5750	1730.3250	1758.8375	1872.4250
#7 (Z83)	1603.2000	1611.2500	1626.7125	1644.3625	1694.1000	1722.4500	1750.8000	1868.9250
	1603.6875	1611.5250	1626.7750	1644.4750	1694.3750	1722.8750	1751.2250	1869.1375
#8 (Z90)	1616.5625	1624.6375	1637.1750	1656.7750	1705.0750	1732.2350	1759.8000	1872.7250
	1617.1000	1625.0375	1637.5000	1656.9125	1705.6000		1760.2000	1873.3875

※測定時の空洞温度は 2 K である。

表 21 に ACC6 module 8 空洞間におけるダイポールモードの偏極方向をまとめる。また、表 27 に ACC6 module 8 空洞の HOM 周波数をまとめる。

偏極方向および電気的中心位置のずれを求める場合には、座標変換における偏極方向の誤差が重要になる。図 132 は ACC6#8 空洞の TE111-6 (high peak of doublet, X-dipole) における座標変換の例である。通常、座標変換後における V カーブのそれぞれの直線が交わる点を電気的中心位置のずれとして求める。偏極方向のエラーに評価として、V カーブの直線の相関係数 R が信頼区間 1~0.95 となる角度範囲を見た。その結果、相関係数 R が信頼区間 1~0.95 となる角度範囲は±6°であった。電気的中心位置のエラーは偏極方向の角度エラーと中心位置での振幅の広がりによって決まる。例えば、偏極方向のみ考えると電気的中心位置が 0.4mm であった場合、偏極方向の角度エラーから来る中心軸のエラーは 40 μm となる (図 133 : 偏極方向の測定エラーの見積もりを参照)。

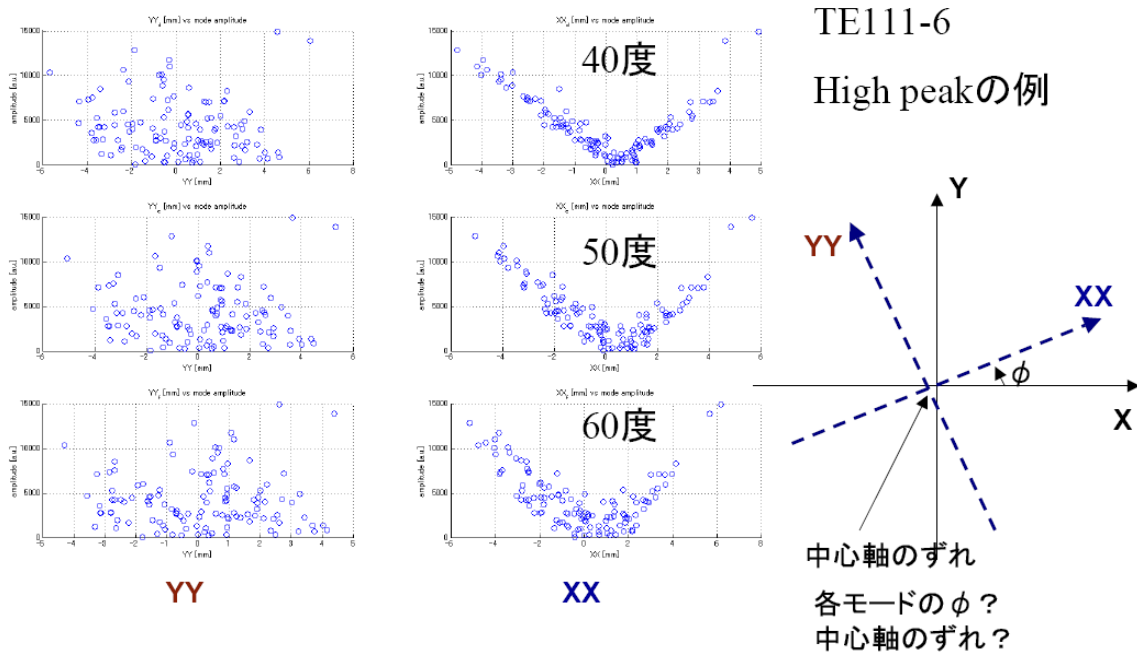


図 132 ACC6#8 空洞の TE111-6 High peak の座標変換 (ϕ) に対する V カーブの変化

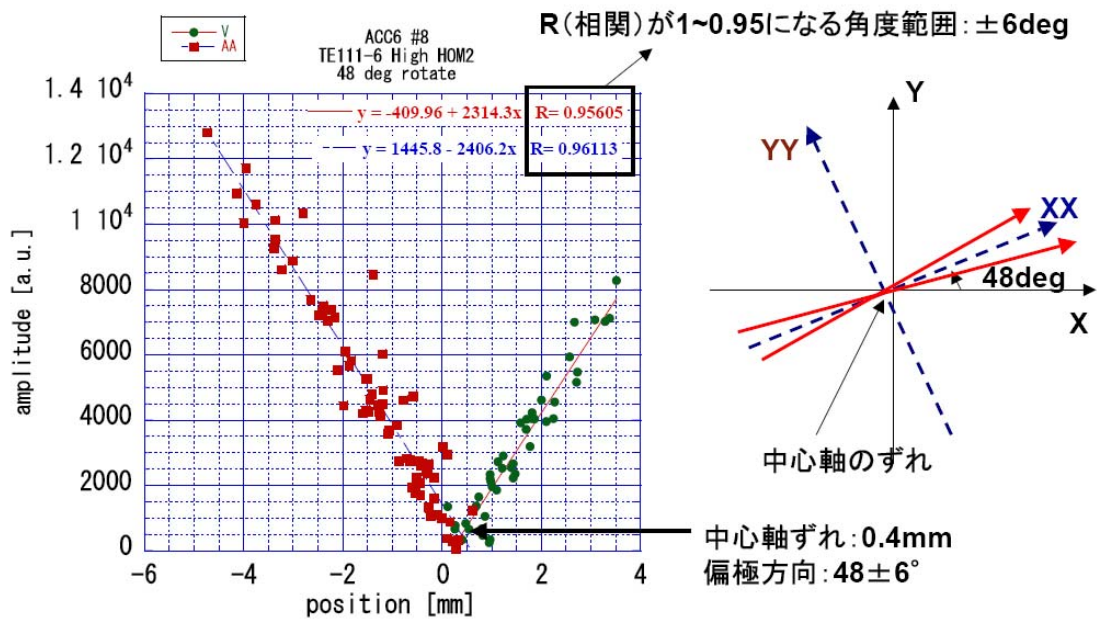


図 133 偏極方向の測定エラーの見積もり

7-5. ダイポールモードを用いた ACC6 module の空洞ミスアライメント測定

TE111-6 と TM110-5 を用いて、ACC6 module の空洞ミスアライメントを評価した。図 134(a),(b) は TE111-6 と TM110-5 の空洞ごとの電気的中心位置を X-Y 面でプロットしたものであり、図 135(a),(b)は横軸を空洞番号、縦軸を X-Y 軸でプロットしたものである。#5 空洞の TE111-6 は測定データにサチレーションがあり、解析ができなかった。表 28 に ACC6 module 8 空洞における各モードの電気的中心位置をまとめる。

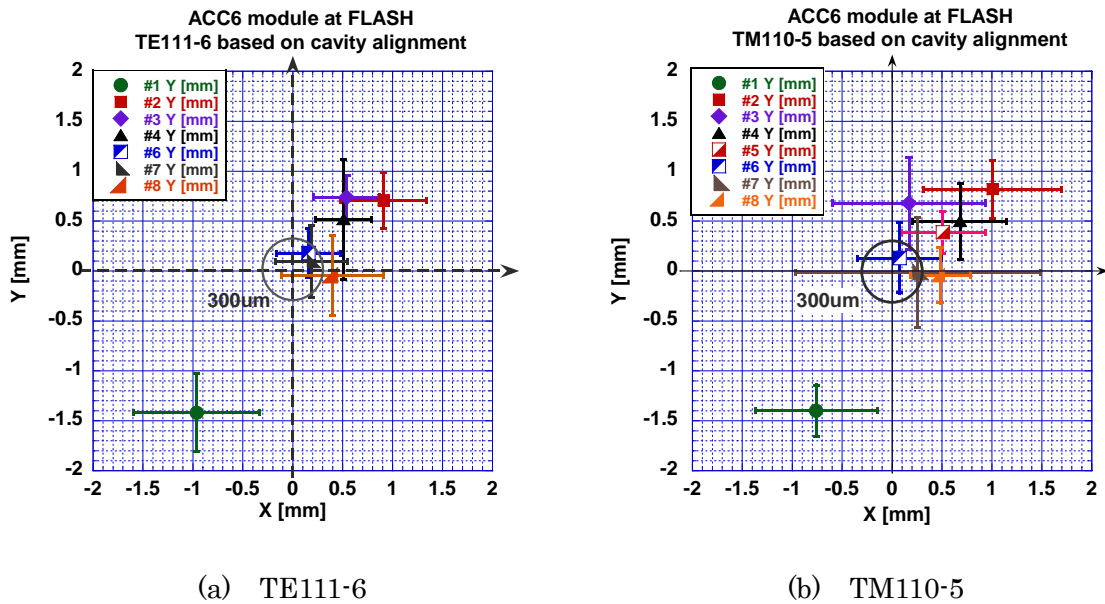


図 134 TE111-6 と TM110-5 を用いた ACC6 モジュールの空洞ミスアライメントの測定結果(X-Y 面)

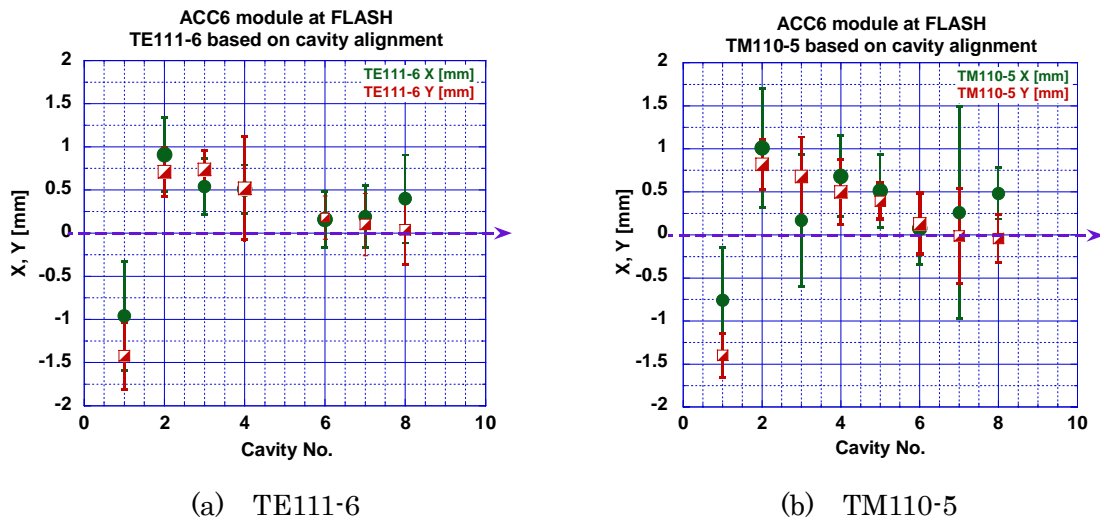


図 135 TE111-6 と TM110-5 を用いた ACC6 モジュールの空洞ミスアライメントの測定結果

(空洞番号 : Z 軸 vs X-Y 面)

電氣的中心位置は X-dipole、Y-dipole の V カーブの中心位置が重なる点、つまり、X-dipole および Y-dipole 双方の HOM 出力が最小になる点であると定義した。

TE111-6 と TM110-5 の電氣中心位置を比較すると、両モードともに電氣的中心位置が測定エラーの範囲内で一致していた。このことから、TE111-6 および TM110-5 は空胴アライメントに使用でき、どちらか一方のモードを基準にすれば良い事が分かる。

空胴アライメントの目標値はビーム軸からの距離で $\pm 300 \mu\text{m}$ である。測定結果より、

- ・ $\pm 300 \mu\text{m}$ (エラーバーの範囲を加えると $\pm 500 \mu\text{m}$) 以内に収まっている空胴は 2 台 (#6,#7)、
- ・ $\pm 1\text{mm}$ (エラーバーの範囲を含む) 以内に収まっている空胴は 5 台 (#3,#5,#6,#7,#8)、
- ・ 1mm 以上の空胴は 3 台 (#1,#2,#4)、

という分布であった。特にずれが大きかった空胴は#1 空胴であり、ビーム軸より X 軸に -0.96mm 、Y 軸に -1.42mm の電氣的中心位置のずれが観測された。この空胴はクライオモジュールの最上流に位置する空胴であり、空胴の上流のビームパイプにはゲート弁が接続されている空胴でもある。それ以外の空胴はビーム軸から X-Y 共に $+1\text{mm}$ の範囲に集中していた。この結果に関しては、空胴のミスアライメントが原因なのか、空胴の電氣的中心位置と機械的中心位置の偏差を精密に測定しなければ、これ以上の情報は得られない。

別の見方をすると、#2 空胴~#8 空胴までである一定の勾配で傾いているように見える。#2 空胴から#8 空胴までの距離は 8.31m であり、#2 空胴と#8 空胴の電氣的中心位置の差は X-Y 共に約 1.5mm である。これを角度に直すと、X-Y ともに 0.18 mrad の傾きとなる。#2 空胴から#8 空胴までの状態のみを考えると、クライオモジュールの自身の傾きを微調整することで (もしくは X-Y 面に対して、 $+0.5\text{mm}$ ずつクライオモジュール自身の位置を動かす)、これら TE111-6 および TM110-5 の電氣的中心位置を $\pm 300 \mu\text{m}$ 以内に収めることが可能であると考えられる。

図 136 は TE111-6 と TM110-5 の空胴間における偏極方向に分布である。偏極方向の分布では、X-dipole で比較すると 0° 、 20° 、 50° の 3 パターンの回転が見られ、空胴間で差があった。

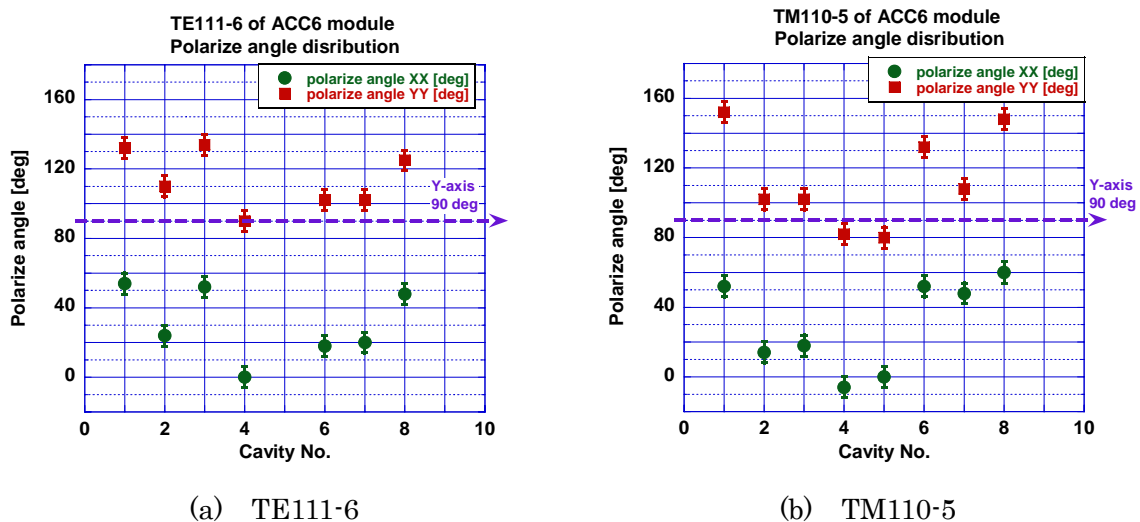


図 136 TE111-6 と TM110-5 の空胴間における偏極方向の分布

表 28 各モードの電気的中心位置のまとめ

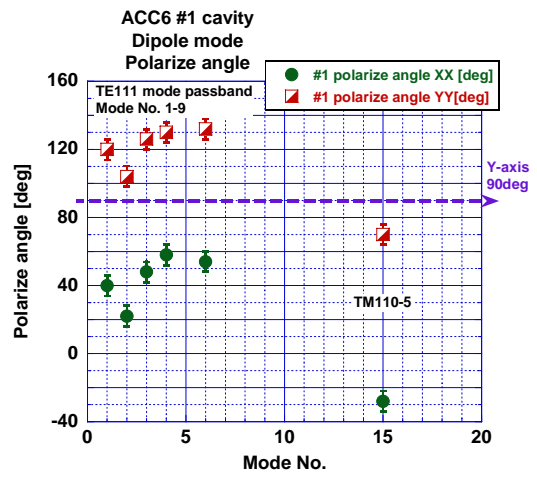
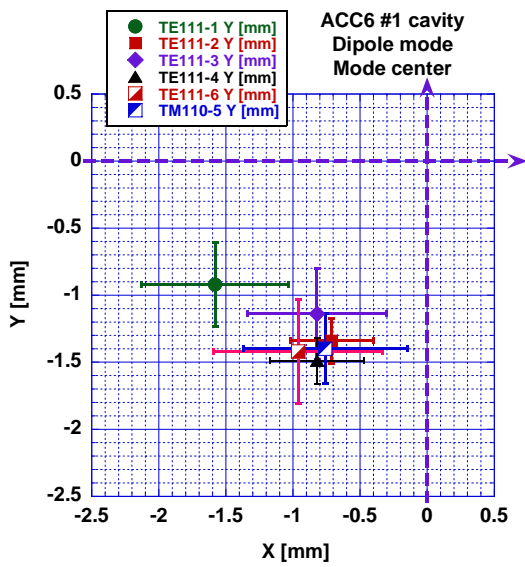
Unit [mm]

Cavity No.	TE111-1	TE111-2	TE111-3	TE111-4	TE111-6	TE111-7	TE111-8	TM110-5
#1 (AC70)	X: -1.58 (± 0.54) Y: -0.92 (± 0.31)	X: -0.71 (± 0.31) Y: -1.34 (± 0.17)	X: -0.82 (± 0.52) Y: -1.14 (± 0.34)	X: -0.82 (± 0.35) Y: -1.49 (± 0.17)	X: -0.96 (± 0.63) Y: -1.42 (± 0.39)	Not meas.	Not meas.	X: -0.76 (± 0.61) Y: -1.40 (± 0.26)
#2 (AC76)	X: 0.77 (± 0.42) Y: 1.3 (± 0.1)	X: 0.8 (± 0.47) Y: 0.97 (± 0.29)	X: 0.84 (± 0.44) Y: 1.38 (± 0.46)	X: 0.81 (± 0.32) Y: 0.86 (± 0.28)	X: 0.91 (± 0.43) Y: 0.71 (± 0.28)	X: 0.78 (± 0.55) Y: 0.72 (± 0.28)	X: 0.88 (± 0.78) Y: 0.68 (± 0.53)	X: 1.01 (± 0.69) Y: 0.82 (± 0.29)
#3 (AC81)	X: 0.79 (± 0.49) Y: 0.66 (± 0.13)	X: 0.77 (± 0.26) Y: 0.77 (± 0.13)	X: 1.11 (± 0.5) Y: 0.55 (± 0.4)	X: 0.41 (± 0.61) Y: 0.88 (± 0.21)	X: 0.54 (± 0.33) Y: 0.74 (± 0.22)	Not meas.	Not meas.	X: 0.17 (± 0.76) Y: 0.68 (± 0.46)
#4 (Z87)	X: -0.12 (± 0.27) Y: 0.4 (± 0.24)	X: 0.66 (± 0.31) Y: 0.37 (± 0.18)	X: -0.52 (± 0.66) Y: -0.1 (± 0.39)	X: 2.0 (± 0.86) Y: 1.4 (± 0.36)	X: 0.51 (± 0.28) Y: 0.52 (± 0.6)	X: 0.64 (± 0.34) Y: 0.48 (± 0.41)	Not meas.	X: 0.68 (± 0.47) Y: 0.5 (± 0.38)
#5 (Z85)	X: 1.32 (± 0.27) Y: 0.3 (± 0.07)	X: 1.24 (± 0.33) Y: -0.18 (± 0.2)	X: -0.58 (± 0.27) Y: 0.17 (± 0.15)	X: 0.51 (± 0.19) Y: 0.42 (± 0.12)	Not meas.	Not meas.	Not meas.	X: 0.51 (± 0.42) Y: 0.39 (± 0.21)
#6 (Z92)	X: -0.98 (± 0.39) Y: 0.98 (± 0.36)	X: 0.54 (± 0.48) Y: 0.03 (± 0.39)	X: -0.43 (± 0.28) Y: 1.46 (± 0.32)	X: 0.38 (± 0.28) Y: 0.37 (± 0.26)	X: 0.16 (± 0.32) Y: 0.18 (± 0.25)	X: 0.09 (± 0.27) Y: 0.2 (± 0.21)	X: 0.31 (± 0.5) Y: -0.2 (± 0.33)	X: 0.08 (± 0.42) Y: 0.13 (± 0.35)
#7 (Z83)	X: -0.4 (± 0.54) Y: 1.56 (± 0.35)	X: -0.48 (± 0.44) Y: 0.15 (± 0.35)	X: -2.0 (± 0.99) Y: 1.75 (± 0.75)	X: 0.11 (± 0.43) Y: 0.26 (± 0.31)	X: 0.19 (± 0.36) Y: 0.1 (± 0.36)	X: 0.16 (± 0.28) Y: 0.21 (± 0.31)	X: 0.29 (± 0.71) Y: -0.5 (± 0.4)	X: 0.26 (± 1.23) Y: -0.01 (± 0.55)
#8 (Z90)	X: -1.75 (± 0.2) Y: 1.25 (± 0.3)	X: -0.18 (± 0.26) Y: -0.27 (± 0.19)	X: -0.62 (± 0.34) Y: 0.57 (± 0.29)	X: 0.41 (± 0.46) Y: -0.17 (± 0.50)	X: 0.4 (± 0.51) Y: -0.04 (± 0.41)	Not meas.	Not meas.	X: 0.48 (± 0.3) Y: -0.04 (± 0.28)

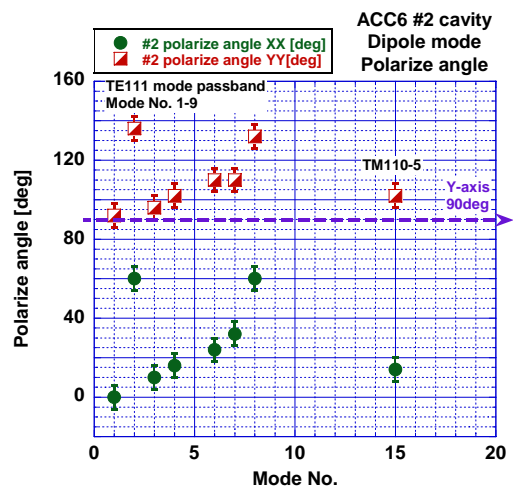
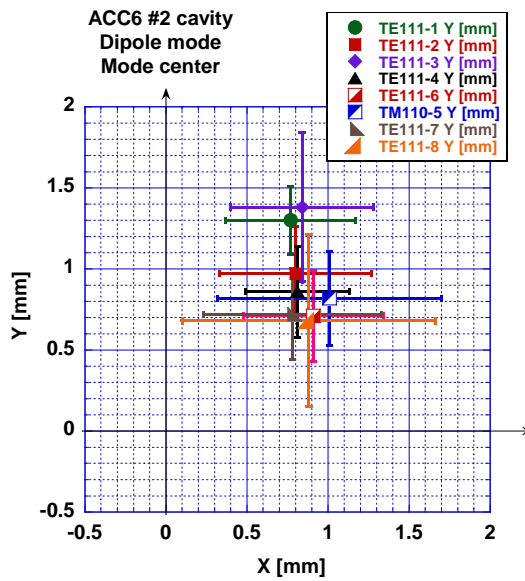
()内は測定エラーである。単位 [mm]

7-6. ACC6 module 8 空洞のダイポールモード間に対する電気的中心位置

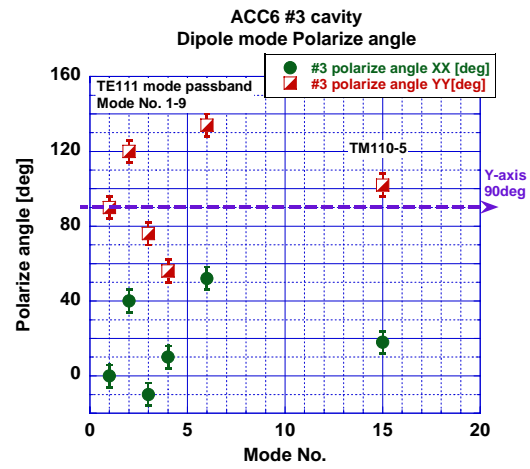
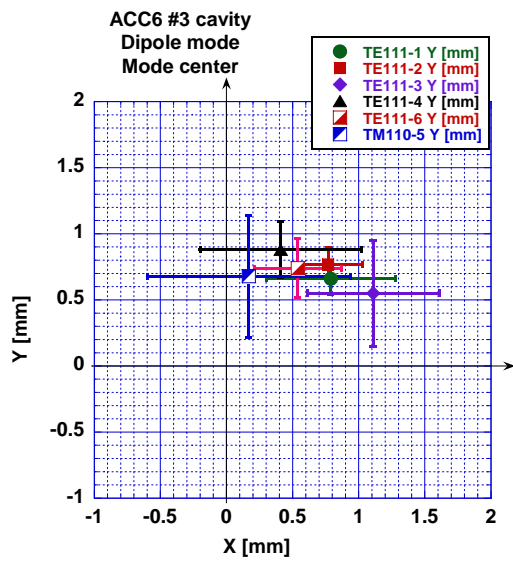
図 137 は ACC6 module 8 空洞のダイポールモード間に対する電気的中心位置と偏極方向の分布をまとめたものである。モード間の電気的中心位置を比較してみると、空洞全体に電場が立つモード（例えば、TE111-4,-6,-7,-8、TM110-5）では、モード間の電気的中心位置の差が小さい傾向が見られた。しかし、TE111-1,-3 といった#5 セル（空洞の真ん中のセル）に感度を持つモードは TE111-6 などに比べて、電気的中心位置に大きな差があった。例えば、#1 空洞では TE111-1,TE111-3 は他のモードに比べ、X-Y 共に 0.5mm、#8 空洞に関しては X が 2mm、Y が 1.5mm ずれていた。この結果は空洞の曲がりを示唆しているのか、あるいは端と真ん中のセルでは電気的中心位置が異なる事示唆しているのか、のいずれかの可能性が考えられる。TESLA 空洞のアンテナ測定では、エンドセルの電気的中心位置はビーム軸から HOM カプラ側に～2.6mm ずれて観測されたため、空洞の端と真ん中のセルの電気的中心位置が異なっている可能性が強い。このことを確認するため、TESLA 銅製 9 セル空洞を用いて、空洞の各セル（もしくはアイリス部）における電気的中心位置をビーズ測定で試みたが、精度良く測定は出来なかった（ダイポールモードの分離が出来ていないのが原因）。したがって、TESLA 空洞実機を用いた電気的中心位置測定が必要であると考え（TESLA 空洞はこの時点ですでに返却していたので銅製空洞による測定しかできなかった。）。



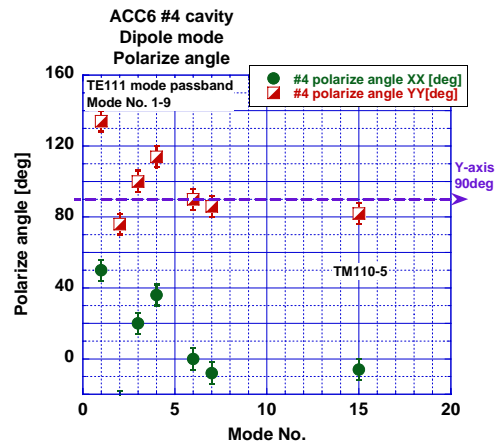
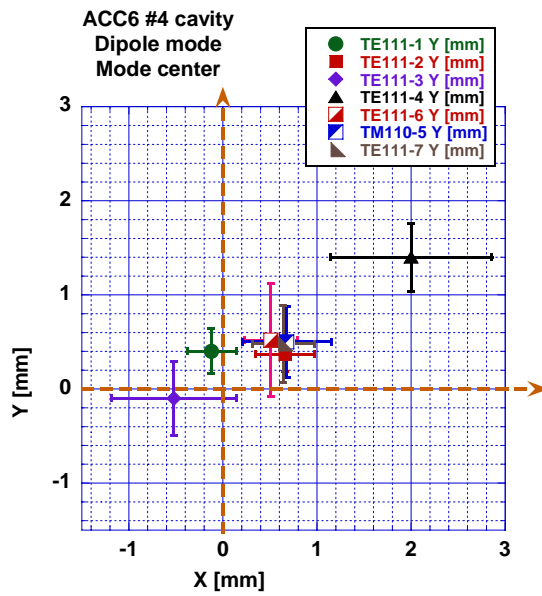
(a) ACC6 #1 空腔のダイポールモードの電気的中心位置と偏極方向



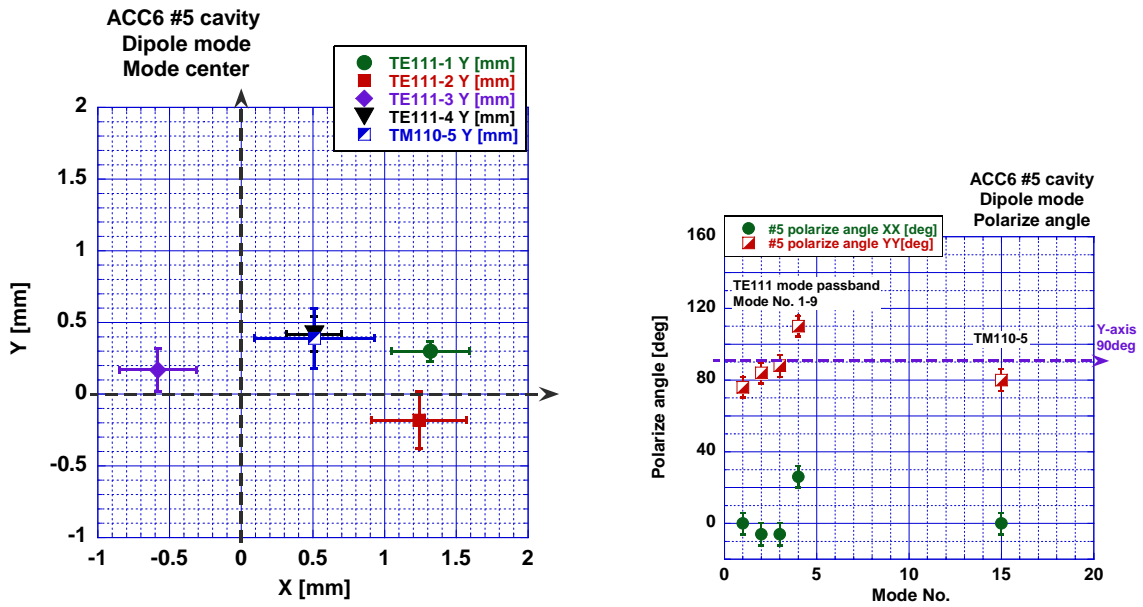
(b) ACC6 #2 空腔のダイポールモードの電気的中心位置と偏極方向



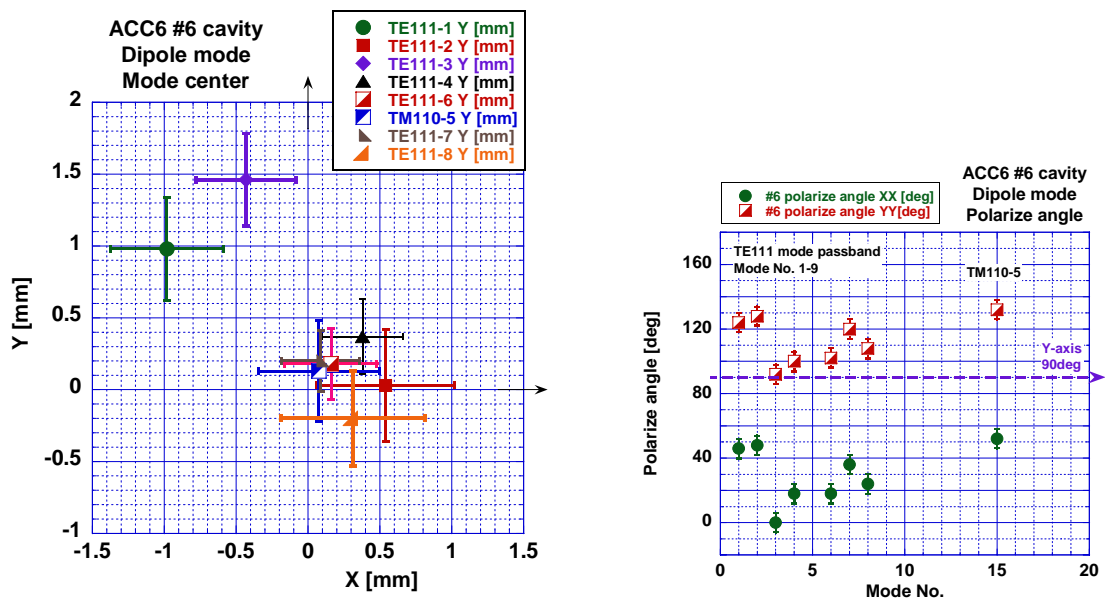
(c) ACC6 #3 空胴のダイポールモードの電気的中心位置と偏極方向



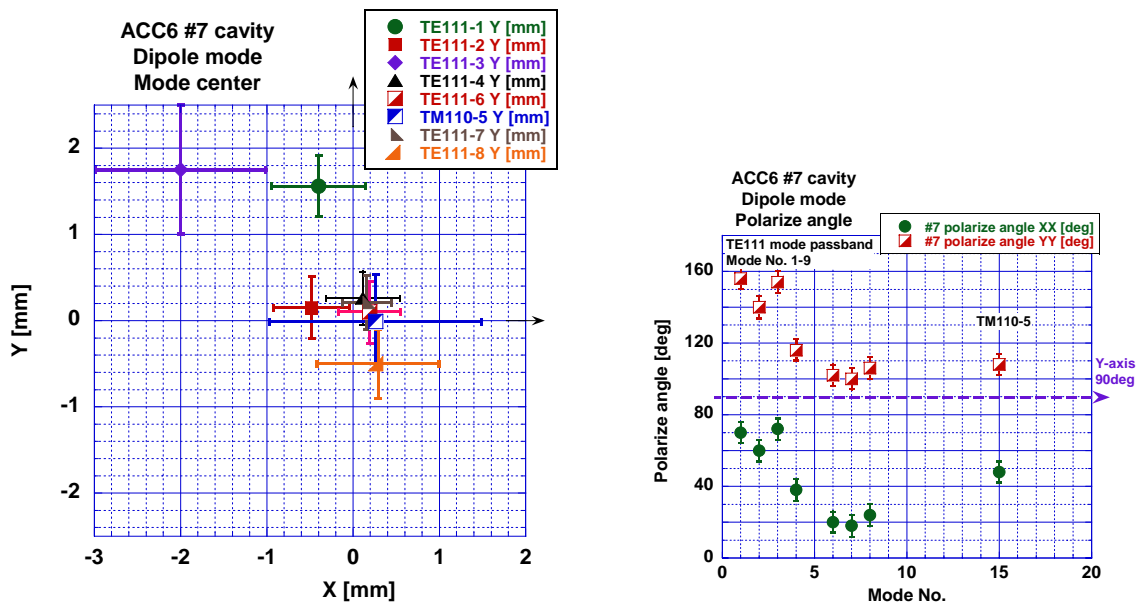
(d) ACC6 #4 空胴のダイポールモードの電気的中心位置と偏極方向



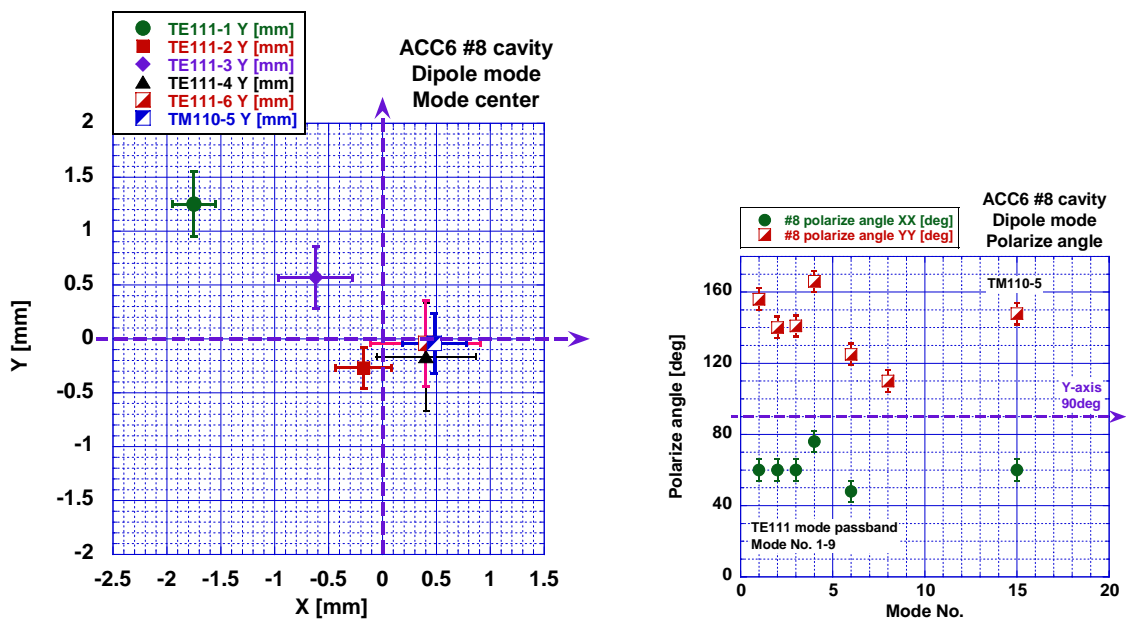
(e) ACC6 #5 空腔のダイポールモードの電気的中心位置と偏極方向



(f) ACC6 #6 空腔のダイポールモードの電気的中心位置と偏極方向



(g) ACC6 #7 空腔のダイポールモードの電気的中心位置と偏極方向



(h) ACC6 #8 空腔のダイポールモードの電気的中心位置と偏極方向

図 137 ACC6 module 8 空腔のダイポールモード間に対する電気的中心位置と偏極方向の分布

7-7. デチューニングについて

エミッタンス増大を抑制する方法の一つとして、デチューニングがある。これは、空洞ごとの高インピーダンスモードの周波数分布 δf が >0.001 であれば効果があることが見積もられている [3]。ACC6 の 7 空洞の TE111-6 の周波数分布を図 138 に示す。モード周波数の平均値は 1699.78MHz であり、この場合、 $\delta f=0.001$ は 1.69MHz のばらつきに相当する。ACC6 の周波数分布から δf の最大値を求めると 0.0035 となり、 $\delta f=0.001$ と比べ十分大きい値であることが分かる。超伝導 9 セル加速空洞では製作誤差等の要因により、自然にモード周波数がばらつきデチューニングが行なわれている事が分かる。

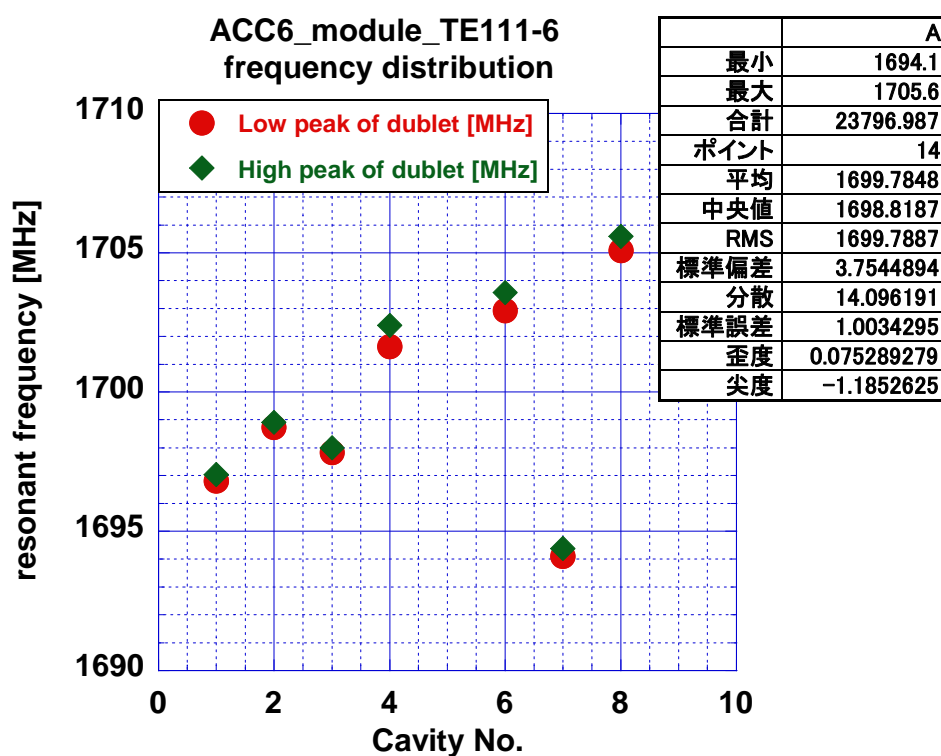


図 138 ACC6 モジュールの TE111-6 共振周波数の分布

7-8. FLASHにおけるビーム応答試験のまとめ

- ・バンドパスフィルターと RF アンプを用いることによるインピーダンスの低いモード TE111-1,2,3,4 の信号を得ることができた。
- ・ACC6 の TE111-6 および TM110-5 を用いた空洞ミスアライメント測定（ビーム軸周りのずれ）を行った。また、測定ダイポールモードの空洞間における偏極方向のバラツキを調べた。空洞アライメントの目標値はビーム軸からの距離で $\pm 300 \mu\text{m}$ である。測定結果より、 $\pm 300 \mu\text{m}$ （エラーバーの範囲を加えると $\pm 500 \mu\text{m}$ ）以内に収まっている空洞は2台（#6,#7）、 $\pm 1\text{mm}$ （エラーバーの範囲を含む）以内に収まっている空洞は5台（#3,#5,#6,#7,#8）、 1mm 以上の空洞は3台（#1,#2,#4）、という分布であった。特にずれが大きかった空洞は#1 空洞であり、ビーム軸より X 軸に -0.96mm 、Y 軸に -1.42mm の電氣的中心位置のずれが観測された。しかし、モジュール全体の傾きを調整することで8 空洞中7 空洞の電氣的中心位置をアライメント許容値内に持っていくことが出来る（ただし、1 空洞はビーム軸から 1mm 以上ずれた位置に電氣的中心位置がある）。
- ・ACC6 module 8 空洞のダイポールモード間における電氣的中心位置のずれを調べた。TE111-1,-3 といった局所的電磁界分布を持つモードの電氣的中心位置がその他のモードと比較して大きくずれていた空洞があった。これは空洞の曲がりを示唆するのか、空洞の端と真ん中のセルで電氣的中心位置が異なることを示唆していることが考えられる。TESLA 銅製9セル空洞を用いて、セル間の電氣的中心位置の測定を試みたが十分な精度のある結果は得られなかった。
- ・空洞全体に電界が立つモードの電氣的中心位置はモード間の差は小さかった。

参考文献

[1] URL: <http://vuv-fel.desy.jp/>

[2] S. Molloy, et al., "High precision superconducting cavity diagnostics with higher order mode measurement", Phys. Rev. ST Accel. Beam 9, 112802 (2006) [13 page] [Issue 11 -November 2006]

[3] 久保浄、"リニアコライダーのビームダイナミクス"、OHO'06、2006年8月

8. 今後の研究

STF Baseline 空洞の HOM ダンピング性能は、TM011 の Qext が足りないことが分かった。(単セル空洞による設計、評価では良かったが、9セル空洞では問題があった。) この対策として、HOM カプラのカップリングループを傾けて、TM011 とのカップルを強化する方針で改良版を作った。現在、STF phase1.5 プロジェクトの9セル空洞を製作中である。(TM011 の染み出しが良くなるような、空洞設計も考える必要がある。TESLA はセル形状を非対称にして、TM011 の field が一方に偏るようにして、TM011 の Qext を稼いでいる。) 空洞が完成次第、ダンピング性能の測定を行う予定である。

TE111-1,2,3,4 を用いて空洞の変形量を見積もるには、計算による評価と、ニオブ製9セル空洞より高い工作精度で作られた空洞のビーズ測定より、各モードに対するセルごとの電気的中心位置を評価する必要がある。

9. まとめ

超伝導9セル加速空洞の HOM を用いて空洞アライメントを行うことを目的に、

1. STF Baseline 空洞のために新しい HOM カプラの設計、製作、測定を行った。

HOM カプラとして、TESLA 空洞と同サイズの STF I-type と、よりコンパクトなデザインの STF L-type の両タイプの開発を行った。新しいデザインはノッチフィルタを短くする変更、高次モードピックアップループとスタブの接地点での一体化を計る、という2点であり、コンパクト性と製作簡素化を追求した。これらの新しいデザインの HOM カプラーの銅モデルを製作し、加速モードのノッチフィルタ特性や主要 HOM の Qext を検証した後、ニオブによる実機を製作し、STF Baseline 空洞4台に装着した。主要 HOM の Qext は単セルモデルでの計算、単セルと9セルの銅モデルを使用した HOM 銅モデルの測定では 1×10^5 以下に抑える事ができていたが、STF Baseline 空洞4台では TM011 モードにおいて Qext が $4-5 \times 10^5$ と ILC の仕様値 1×10^5 をやや上回っていた。加工精度も考慮した上でもっと余裕をもって結合度を上げる工夫が必要であった。STF Baseline 空洞の縦測定では HOM 内で発生していると考えられるマルチパクタを観測したが、いずれもすぐにプロセスされてしまった。そして最終的にはエンドセルフィールドで 32MV/m (CW) まで問題なく動作することを確認した。ILC の空洞運転電圧 31.5MV/m までこの新しい HOM カプラーは運転できる事を示している。

また、TM011 ダンピング性能の改善のため、STF Phase 1.5 model の HOM カプラの設計を行った。これは Phase1.0 model をベースに改良したもので、カップリングアンテナの回転方向を変え、モノポールモードとの結合を強化する方針で設計した。結果、TM011 の Qext が Phase1.0 model と比較してファクター3改善した。TE111、TM110 の Qext は Phase1.0、Phase1.5 model 共に同じであった。

2. 超伝導9セル加速空洞の HOM 解析を行った。

TESLA 空洞実機の HOM 測定を行い、STF Baseline 空洞との比較を行った。HOM 測定はパスバンド測定と電磁界分布測定によりモードの同定、HOM ダンピング性能、メインダイポールモードの偏極方向と中心軸ずれの測定を行った。測定に使用した STF Baseline 空洞と TESLA 空洞の形状

の差は、STF Baseline 空洞はセル形状が上下流に対して対称、TESLA 空洞はエンドセルが非対称な構造となっている。HOM ダンピングの測定では、STF Baseline 空洞の TM011 のダンピングが不足していた。これは HOM カプラの向きを加速モードと結合しにくい方向にしたためである。HOM カプラの回転方向を変えることで改善できる。電磁界分布の測定では TE111-1,2、TM011-1,2,9 のモードの大きな差が見られた。それ以外のモードに差は見られなかった。ダイポールモードの偏極方向の測定では、TESLA 空洞を用いて、ビーズ測定とアンテナ測定で偏極方向測定のクロスチェックを行った。測定モードの多くで偏極方向のセル間の分布は差が無かった（直線偏向）が、STF Baseline 空洞の TE111-1 といったエンドセルのみに電界を持つモードに関しては、空洞の上下流で偏極方向が 15° 程度異なっていた。HOM カプラ先端形状により偏極方向に違いが見られ、STF Baseline 空洞 4 台での結果を見ると、空洞全体に電磁界が分布してかつ空洞間の電磁界分布に差が無いモードの偏極方向は HOM カプラでほぼ決まる傾向があった。TESLA 空洞 9 台（内訳 FLASH ACC6 module の 8 台と Z84）の偏極方向の比較を行った。TESLA 空洞では空洞間で偏極方向が異なっていて、 $0\sim 70^\circ$ の間に分布していた。モード間でみると、例えば TE111-6 の X-dipole では 0° 、 20° 、 50° の回転があった。TESLA 空洞のセル形状は上下流で非対称であるため、電磁界分布が空洞間に異なっている可能性が考えられる。

ダイポールモードのダブレット間における偏極方向の角度差では、ダブレット間の周波数差が 100kHz 以下のモードでは 80° を下回っていた。それ以上の周波数差では $90\pm 10^\circ$ で分布していた。アンテナ測定を行った結果、HOM カプラ近傍のダイポールモード（YY）の中心はビーム軸より下に位置し、HOM カプラ側に $\sim 2.6\text{mm}$ シフトしていた。

3. DESY FLASH にて TESLA 空洞のビーム応答試験を行い、空洞のゆがみ検出の可能性を持つモード（TE111-1,-2,-3）の測定をした。また、高インピーダンスのダイポールモードである TE111-6 および TM110-5 を用いた空洞ミスアライメント測定を行った。バンドパスフィルターと RF アンテナを用いることによる TE111-1,2,3,4 の信号を得ることができた。

ACC6 の TE111-6 および TM110-5 を用いた空洞ミスアライメント測定（ビーム軸周りのずれ）を行った。また、測定ダイポールモードの空洞間における偏極方向のバラツキを調べた。空洞アライメントの目標値はビーム軸からの距離で $\pm 300\ \mu\text{m}$ である。測定結果より、

$\pm 300\ \mu\text{m}$ （エラーバーの範囲を加えると $\pm 500\ \mu\text{m}$ ）以内に収まっている空洞は 2 台（#6,#7）、
 $\pm 1\text{mm}$ （エラーバーの範囲を含む）以内に収まっている空洞は 5 台（#3,#5,#6,#7,#8）、
1mm 以上の空洞は 3 台（#1,#2,#4）、

という分布であった。特にずれが大きかった空洞は #1 空洞であり、ビーム軸より X 軸に -0.96mm 、Y 軸に -1.42mm の電氣的中心位置のずれが観測された。しかし、モジュール全体の傾きを調整することで 8 空洞中 7 空洞の電氣的中心位置をアライメント許容値内に持っていくことが出来る（ただし、1 空洞はビーム軸から 1mm 以上ずれた位置に電氣的中心位置がある）。

ACC6 module 8 空洞のダイポールモード間における中心軸のずれを調べた。TE111-1,-3 といった局所的電磁界分布を持つモードの電氣的中心位置がその他のモードと比較して大きくずれていた空洞があった。これは空洞の曲がりを示唆するのか、空洞の端と真ん中のセルで電氣的中心位置が異なることを示唆しているのか、のいずれかが考えられる。TESLA 銅製 9 セル空洞を用いて、

セル間の電氣的中心位置の測定を試みたが精度のある測定結果は得られなかった。空洞全体に電界が立つモードの電氣的中心位置はモード間の差は小さかった。

10. 謝辞

始めに STF での行った研究において、ご指導いただいた総合研究大学院大学の早野仁司准教授、野口修一教授に感謝いたします。早野准教授には、修士課程から博士課程修了まで一貫して加速器全般に渡り色々のご指導いただきました。特に FLASH におけるビーム実験の手配や本論文に関するご指導、助言、論文の執筆では多大な助力およびご指導をいただきました。深く感謝します。野口教授には、博士課程修了まで超伝導加速器技術全般に渡り色々のご指導いただきました。特に本論文に関するご指導、助言、論文の執筆では多大な助力およびご指導をいただきました。深く感謝します。

HOM カプラおよび空洞の試験に関することでは、高エネルギー加速器研究機構 STF Baseline 空洞グループの加古永治研究機関講師、宍戸壽郎氏、山本康史氏にご指導いただきました。特に加古永治氏には、その都度実験データの評価や物理的抽象について、また本論文の執筆について適切な助言およびご指導いただきました。改めて感謝いたします。

DESY 研究所 FLASH での実験では、Dr. M.Ross 氏には実験参加のために大変お世話になりました。Dr. Nicoleta Baboi、Dr. S.Molloy、Dr. E.Nathan には実験セットアップからビーム運転まで、実験を円滑に進める上で大変お世話になりました。改めて感謝します。神谷幸秀加速器施設長から配分していただいた総研大予算のおかげで実験機器の製作、購入を円滑にすすめることができました。深く感謝します。

同時期に STF Baseline 空洞グループで実験をした、東京大学物性研の阪井寛氏、高エネルギー加速器研究機構の梅森健成氏には、実験のつどセットアップなど実験を円滑に進める上で大変お世話になりました。また、KEK の福田将史氏、本田洋介氏、早稲田大学の坂上和之氏、東京大学の中村友哉氏、東北学院大学の井上洋一氏、その他にもたくさんの大学の学生の皆様には、実験に関する議論、多くの助言、意見が大変参考になりました。また、生活面でもお世話になり、楽しく過ごすことができました。大変感謝しています。

ここに挙げた以外にもたくさんの方々の助言、協力のおかげで加速器運転を学ぶことができ、本論文を書くことができました。改めて感謝します。

最後に、常に影ながら研究生活を支えてくれた両親と姉に深く感謝します。

2008 年 3 月

渡邊 謙

セル間の電氣的中心位置の測定を試みたが精度のある測定結果は得られなかった。空洞全体に電界が立つモードの電氣的中心位置はモード間の差は小さかった。

10. 謝辞

始めに STF での行った研究において、ご指導いただいた総合研究大学院大学の早野仁司准教授、野口修一教授に感謝いたします。早野准教授には、修士課程から博士課程修了まで一貫して加速器全般に渡り色々のご指導いただきました。特に FLASH におけるビーム実験の手配や本論文に関するご指導、助言、論文の執筆では多大な助力およびご指導をいただきました。深く感謝します。野口教授には、博士課程修了まで超伝導加速器技術全般に渡り色々のご指導いただきました。特に本論文に関するご指導、助言、論文の執筆では多大な助力およびご指導をいただきました。深く感謝します。

HOM カプラおよび空洞の試験に関することでは、高エネルギー加速器研究機構 STF Baseline 空洞グループの加古永治研究機関講師、宍戸壽郎氏、山本康史氏にご指導いただきました。特に加古永治氏には、その都度実験データの評価や物理的抽象について、また本論文の執筆について適切な助言およびご指導いただきました。改めて感謝いたします。

DESY 研究所 FLASH での実験では、Dr. M.Ross 氏には実験参加のために大変お世話になりました。Dr. Nicoleta Baboi、Dr. S.Molloy、Dr. E.Nathan には実験セットアップからビーム運転まで、実験を円滑に進める上で大変お世話になりました。改めて感謝します。神谷幸秀加速器施設長から配分していただいた総研大予算のおかげで実験機器の製作、購入を円滑にすすめることができました。深く感謝します。

同時期に STF Baseline 空洞グループで実験をした、東京大学物性研の阪井寛氏、高エネルギー加速器研究機構の梅森健成氏には、実験のつどセットアップなど実験を円滑に進める上で大変お世話になりました。また、KEK の福田将史氏、本田洋介氏、早稲田大学の坂上和之氏、東京大学の中村友哉氏、東北学院大学の井上洋一氏、その他にもたくさんの大学の学生の皆様には、実験に関する議論、多くの助言、意見が大変参考になりました。また、生活面でもお世話になり、楽しく過ごすことができました。大変感謝しています。

ここに挙げた以外にもたくさんの方々の助言、協力のおかげで加速器運転を学ぶことができ、本論文を書くことができました。改めて感謝します。

最後に、常に影ながら研究生活を支えてくれた両親と姉に深く感謝します。

2008 年 3 月

渡邊 謙

1 1 . Appendix

RF 空洞（ピルボックス空洞）

一般に荷電粒子の加速には図に示すような空洞共振器が用いられる（この完全な円筒形状空洞はピルボックスと呼ばれる）。始めに円筒型空洞内に閉じ込められたマイクロ波の電磁場分布を考える。座標系は空洞の長さを d 、半径を b とし、円筒の軸方向 z 、動径方向 r 、軸周りの回転角 θ で表される直角円筒座標を用いる。空洞には無数の共振モードがあり、いかなる空洞内の電磁場もそれらの足し合わせで表現できる（完全規格直交系）。粒子加速には通常、最も周波数が低く基本モードと呼ばれる TM_{010} モードが使われる。これは、このモードは粒子ビームが通過する中心軸上に加速方向の強い電場を有することと、最低周波数であるため他モードとの分離が容易であることなどの理由による。これ以外のモードは高次モード(Higher Order Mode : HOM)と呼ばれる。

空洞共振器の定義は次のように表される。空洞内の電磁場の固有モードはマクスウェル方程式に金属境界面における電界、磁界の振る舞いと電磁場の時間的変化および円筒座標を与えることで導き出される。空洞内は真空であるとし、また空洞は完全導体で出来ていると仮定する。マクスウェル方程式を以下に示す。

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -j\omega\vec{B} = -j\omega\mu\vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} + j\omega\vec{D} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E} \\ \nabla \cdot \vec{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon} \\ \nabla \cdot \vec{H} &= 0\end{aligned}$$

ここで

\vec{E} : electric phasor-vector

\vec{H} : magnetic phasor-vector

\vec{B} : induction phasor-vector

\vec{D} : displacement phasor-vector

\vec{J} : current density phasor-vector

ρ : charge density phasor

σ : conductivity of material

ε : complex permittivity

μ : complex permeability

ω : angular frequency

境界条件として

$$\begin{aligned}\vec{n} \times \vec{E} &= 0 \\ \vec{n} \times \vec{H} &= -\vec{J}\end{aligned}$$

また、マクスウェル方程式は $j\omega = \frac{\partial}{\partial t}$ の関係より以下のように書き直すことができる。

$$\text{rot}\vec{E} + \mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = 0$$

$$\text{rot}\vec{H} - \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \vec{J}$$

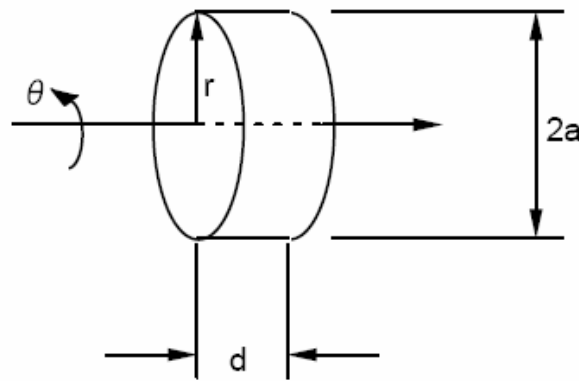
$$\text{div}\vec{E} = \rho$$

$$\text{div}\vec{H} = 0$$

ついで電界および磁界は以下のように時間変化する。

$$\vec{E} = \vec{E}_0(x, y)e^{j\omega t - \gamma z}$$

$$\vec{H} = \vec{H}_0(x, y)e^{j\omega t - \gamma z}$$



電場は 0 次の、磁場は 1 次のベッセル関数 J_0 、 J_1 で表される。

TE (Transverse Electric waves) モードでは

$$E_r = A \frac{j\omega\mu_0}{k^2} \frac{m}{r} J_m \left(\frac{\rho'_{mn}}{b} r \right) \sin(m\theta) \sin\left(\frac{p\pi z}{d}\right)$$

$$E_\theta = A \frac{j\omega\mu_0}{k^2} \frac{\rho_{mn}}{b} J'_m \left(\frac{\rho'_{mn}}{b} r \right) \cos(m\theta) \sin\left(\frac{p\pi z}{d}\right)$$

$$E_z = 0$$

$$H_r = A \frac{1}{k^2} \frac{p\pi}{d} \frac{\rho'_{mn}}{b} J'_m \left(\frac{\rho'_{mn}}{b} r \right) \cos(m\theta) \cos\left(\frac{p\pi z}{d}\right)$$

$$H_\theta = -A \frac{1}{k^2} \frac{p\pi}{d} \frac{m}{r} J_m \left(\frac{\rho'_{mn}}{b} r \right) \sin(m\theta) \cos\left(\frac{p\pi z}{d}\right)$$

$$H_z = A J_m \left(\frac{\rho'_{mn}}{b} r \right) \cos(m\theta) \sin\left(\frac{p\pi z}{d}\right)$$

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] は以下のように表せる。

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

ここで ω は角周波数、 μ は透磁率、 σ は導電率である。

次に超伝導空洞の表面抵抗 R_S [Ω] は、BCS抵抗 $R_{BCS}(T)$ [Ω] と残留抵抗； $R_{residual}$ [Ω] を用いて以下のように表せる。

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

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

ここで 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]

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

空洞内部の蓄積エネルギー； W [J]

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

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]

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

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

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]

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

空洞の測定

実際に作った空洞は計算機コードでの計算に含まれないチューナーとかカップラを装備したり、表面抵抗も製作方法等により理論値とは異なるため、Q 値の測定や電磁界分布の測定が必要となる。

・Q 値の測定

通常用いられる方法は、いわゆるバンド幅の測定から決める方法である。空洞にカップラを使って高周波を導入する場合この高周波の透過率あるいは反射率は次のようになる。

$$\frac{P_{out,i}}{P_g} = 1 - \frac{P_r}{P_g} \propto \frac{1}{1 + 4Q_L^2 \left(\frac{f - f_0}{f_0} \right)^2}$$

ここで、 $P_{out,i}$ ：入力ポート以外のポート i からの出力電力

P_g ：空洞に送られる入力電力

P_r ：入力ポートからの反射電力

Q_L ：負荷 Q 値 (loaded Q value)

f_0 ：対象にしているモードの空洞の共振周波数

f ：高周波の周波数

これから、例えば透過率が共振時（透過率最大）の半分になる $\Delta f = |f - f_0|$ を求めれば、

$$Q_L = \frac{f_0}{2\Delta f}$$

となる。

Q_L (負荷 Q 値) は、次のように定義される。

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{in}} + \sum_i \frac{1}{Q_{out,i}}$$

ここで、 Q_0 : 対象にしているモードの空洞の Q 値

Q_{in} : 入力ポートの Q 値

$Q_{out,i}$: 入力カプラ以外のポート i の Q 値

これらの値は次のように定義できる。

$$P_0 Q_0 \equiv \omega W \equiv P_{emit} Q_{in} \equiv P_{out,i} Q_{out,i}$$

対応する電力は stored energy が W のときの空洞の loss 及び i 番目のポートからの出力電力であるが、 P_{emit} は P_r ではなく高周波入力を切ったときに出てくる電力である。 P_{emit} は入力を他のポートで行っても測定できるが、一般に行われるのは反射率から Q_{in} を求める方法である。以下の式ではカップリング係数 β と呼ばれる量を用いるのが便利である。

$$\beta_{out,i} = \frac{Q_0}{Q_{out,i}} = \frac{P_{out,i}}{P_0}$$

$$\beta_{in} = \frac{Q_{in}}{Q_0} = \frac{P_{emit}}{P_0}$$

ここで、 $\beta_{out,i}$: ポート i のカップリング

β_{in} : 入力ポートのカップリング

これらの量を使うと入力ポートの反射係数から β_{in} が求まる。

$$\beta_{in} = \beta^* \left(1 + \sum_i \beta_{out,i} \right)$$

$$\beta^* = \frac{1 + \sqrt{P_r/P_g}}{1 - \sqrt{P_r/P_g}} \quad (\text{オーバーカップリング}) \quad \beta^* = \frac{1 - \sqrt{P_r/P_g}}{1 + \sqrt{P_r/P_g}} \quad (\text{アンダーカップリング})$$

ただし、これはポートのカップリングを知らなければいけない。このカップリングはスミスチャートやポートのアンテナ長などを変え反射を見ながら、オーバーかアンダーかを区別する。もしくは P_{emit} を見て行う。

以上をまとめると、まず電力の測定から P_0 、 $P_{out,i}$ を求め、 $\beta_{1>i}$ を計算する。

$$P_0 = (P_g - P_r) - \sum_i P_{out,i}$$

次に β^* を計算し β_{in} を求め、最後にバンド幅から求めた Q_L を用いて Q_0 を得る。

$$Q_0 = Q_L \left(1 + \beta_{in} + \sum_i \beta_{I \rightarrow i} \right)$$

Q_{in} 、 $Q_{out,i}$ はポートの位置、構造だけで決まるが、 β は空洞の Q_0 によって変わることには注意しなければいけない。超伝導空洞では常温時の測定と低温時の測定では Q_0 が 10^6 大きくなる。したがって、カップリング β もそれに比例して増大する。

Q_L を測定するもう一つの方法は空洞内のエネルギーが Q_L で決まる時定数で decay することを利用する。すなわち、

$$W \propto P_{out,i} \propto \exp\left(-\frac{\omega_0}{Q_L} t\right) \quad \text{ここで } \omega_0/Q_L = \tau$$

特に超伝導空洞のように Q 値が非常に高い場合にはバンド幅による測定は困難である。ちなみに周波数が 1300MHz、 Q_0 が 2×10^{10} ではバンド幅は 0.065Hz となる。Decay time の測定は通常 $P_{out,i}$ の出力電力をダイオード検波して、RF を off したときの振幅減衰の様子をオシロスコープで測定する。RF off から $P_{out,i}$ からの透過電力が半分になるまでの時間が Decay time である。

空洞内に誘起される HOM パワーとビームと空洞の相対位置関係

ポートから取り出される信号は

$$\begin{aligned} U &= \frac{V_{total_exc}^2}{\left(\omega \frac{R}{Q}\right)} \\ &= \frac{\omega}{4} \left(\frac{R}{Q}\right) q^2 \exp\left(-\frac{\omega^2 \sigma_z^2}{c^2}\right) \end{aligned}$$

Q_{ext} の定義によると、このときポートから取り出されるパワー (P_{out}) は以下ようになる。

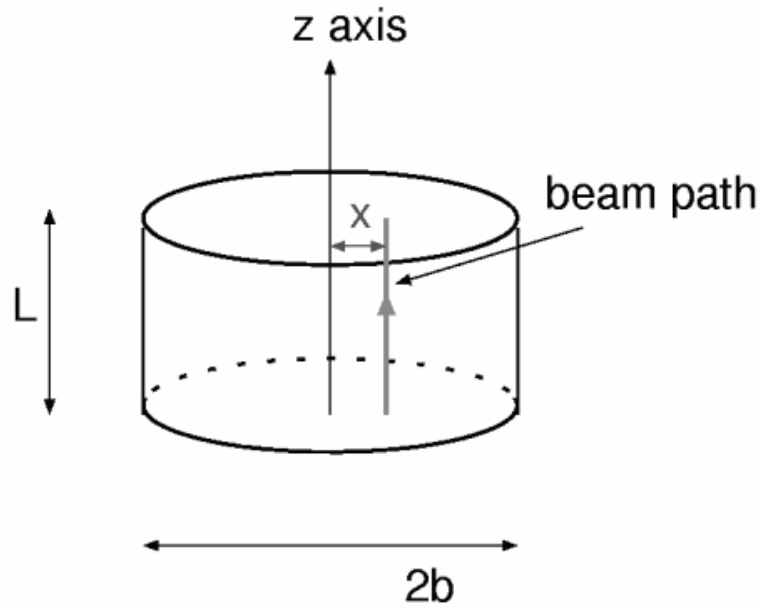
$$\begin{aligned} P_{out} &= \frac{\omega U}{Q_{ext}} \\ &= \frac{\omega^2 q^2}{4Q_{ext}} \left(\frac{R}{Q}\right) \exp\left(-\frac{\omega^2 \sigma_z^2}{c^2}\right) \end{aligned}$$

このパワーをインピーダンス Z で検出するときの電圧 V_{out} は、

$$\begin{aligned} V_{out,0} &= \sqrt{ZP} \\ &= \frac{\omega q}{2} \sqrt{\frac{Z}{Q_{ext}}} \left(\frac{R}{Q}\right) \exp\left(-\frac{\omega^2 \sigma_z^2}{c^2}\right) \end{aligned}$$

すなわち、検出される信号の振幅はビーム電荷と空洞の $\sqrt{R/Q}$ に比例し、 $\sqrt{Q_{ext}}$ に反比例する。

信号強度の計算例



モノポールモードの R/Q を図に示すような円筒形座標の場合に計算してみる。ビームは Z 軸方向に通過する。

ダイポールモードの場合、
TM₁₁₀ を考えると

$$E_z = E_0 \cos \phi J_1(xk) e^{i\alpha z}$$

$$k_{110} = \frac{\omega_{110}}{c} = \frac{3.83}{b}$$

より、電圧 V(x) を計算する。

$$V(x) = \int_0^L E_z dz$$

$$= E_0 J_1(xk) L T e^{i\frac{\omega L}{2c}}$$

空洞内のエネルギー (U) は、

$$U = \frac{1}{2} \int \epsilon_0 |E_z|^2 dV$$

$$= \frac{E_0^2 \epsilon_0 L \pi}{2} \int_0^b J_1^2(xk) r dr$$

$$= \frac{E_0^2 \epsilon_0 L \pi b^2}{2} J_0^2(xk)$$

となり、R/Q を計算すると、

$$\begin{aligned}\frac{R}{Q}(x) &= \frac{|V|^2}{\omega U} \\ &= \frac{2J_1^2(xk)LT^2}{\omega\varepsilon_0\pi\frac{b^2}{2}J_0^2(xk)}\end{aligned}$$

となる。

$$J_1(xk) \approx \frac{xk}{2} \quad (xk \ll 1)$$

の近似式を用いて以下のように整理できる。

$$\frac{R}{Q} = 50.5 \left(\frac{\omega}{c} \right)^3 LT^2 x^2$$

R/Q がビーム位置(x)の自乗に比例することが分かる。

ポートで測定される電圧は $\sqrt{R/Q}$ に比例するので、xに比例した電圧が測定できるようになる。