

次世代放射光源のための 1.5 GHz TM020 型高調波空洞の低電力測定

LOW-POWER TEST OF THE 1.5 GHz TM020-TYPE HARMONIC CAVITY FOR THE FUTURE SYNCHROTRON LIGHT SOURCES

山口孝明^{#, A)}, 山本尚人^{B, A)}, 内藤大地^{B, A)}, 高橋毅^{B)}, 高富俊和^{B)}, 坂中章悟^{B, A)}
Takaaki Yamaguchi^{#, A)}, Naoto Yamamoto^{B, A)}, Daichi Naito^{B, A)}, Takeshi Takahashi^{B)}, Toshikazu Takatomi^{B)},
Shogo Sakanaka^{B, A)}

^{A)} Department of Accelerator Science, Graduate University for Advanced Studies (SOKENDAI)

^{B)} High Energy Accelerator Research Organization (KEK)

Abstract

The TM020-type RF cavity has advantages of mitigating bunch-gap transient effects and enabling to introduce a compact parasitic-mode damping mechanism. We have suggested the use of this cavity as 1.5-GHz bunch-lengthening harmonic cavity for the future synchrotron light sources and fabricated its low-power model. Three frequency tuners are employed in order to improve the rotational symmetry of this cavity. For the power-coupling between a coaxial line and this cavity, we adopted a unique fan-shaped input coupler in order to reduce the perturbation to the accelerating field. To damp the harmful parasitic modes, the coaxial slots were installed at the node of the TM020 magnetic field. In this paper, we present the results of the low-power tests: the principal properties of the TM020 accelerating mode and the damping performance of the parasitic modes.

1. はじめに

TM020 型 RF 空洞は、加速モードに TM010 基本モードではなく、高次の TM020 モードを使用する空洞であり、SPring-8 II の主加速空洞として提案された[1, 2]。この空洞には主に (1) バンチギャップによる RF 電圧の過渡的変動を抑制することができる、(2) コンパクトな寄生モード減衰機構を備えることができる、といった特長がある。こうした特性を踏まえて我々は TM020 型空洞の、次世代放射光源におけるバンチ伸長用 1.5 GHz 高調波空洞としての利用を検討している。

これまでの検討において、我々は 1.5GHz-TM020 型空洞の寄生モード減衰機構として、2 つの方式(ロッド型[3]及びスロット型[1])を比較検討し[4]、最終的にスロット型減衰方式を採用した。さらに、寄生モードの減衰性能をより高めるため、空洞内面形状の最適化を行った[5]。

また、本空洞に周波数チューナーや入力カップラーなどを導入したときに発生する、RF 吸収体の加速モードへの影響とその対策については、文献[6, 7]で論じた。

電磁場シミュレーションで得られた加速モードの性能及び寄生モードの減衰性能を確かめるため、今回我々は本空洞の低電力モデルを製作した。本論文では製作したモデル空洞とその測定結果について報告する。まず第 2 節で本空洞の基本的な設計について述べ、第 3 節では低電力モデルの概要を説明する。第 4 節では、入力カップラーと周波数チューナーを用いて結合度や共振周波数を調整した際の加速モードへの影響について、また主な寄生モードの Q 値の測定結果とシミュレーション結果との比較検討を行う。第 5 節で本論文のまとめを行う。

2. 空洞設計

TM020 モードを加速モードとして使用する 1.5 GHz、3 次高調波空洞の設計について述べる。

寄生モード減衰方式は、TM020 加速モードの磁場の節の位置に同軸型のスロットを配置し、RF 吸収体で終端する方法を採用した。これにより、TM020 モードには影響を最小限に抑えつつ多くの寄生モードを減衰できる。一方この減衰方式では、TM020 加速モードと電磁場分布が近い TM021、TM022、TM120 モード等を減衰し難いという課題がある。そこで、空洞外周部の曲率、ノーズコーンの高さ、スロットのギャップ等を調整し、寄生モードの減衰性能をより高めるための最適化を行った[5]。

最終的に決定した空洞内面形状を Fig. 1 に、また結

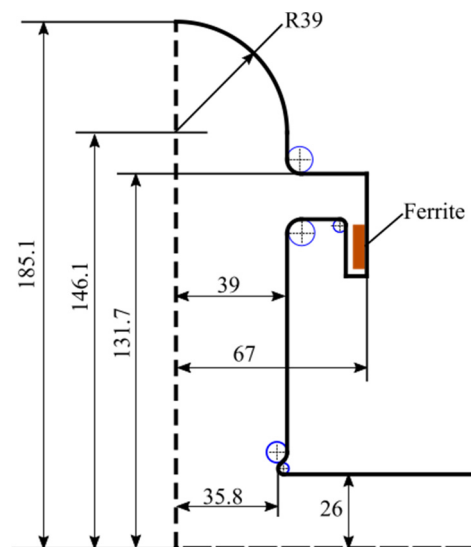


Figure 1: Inner shape of the TM020-type harmonic cavity (unit: mm).

[#] yamaguc@post.kek.jp

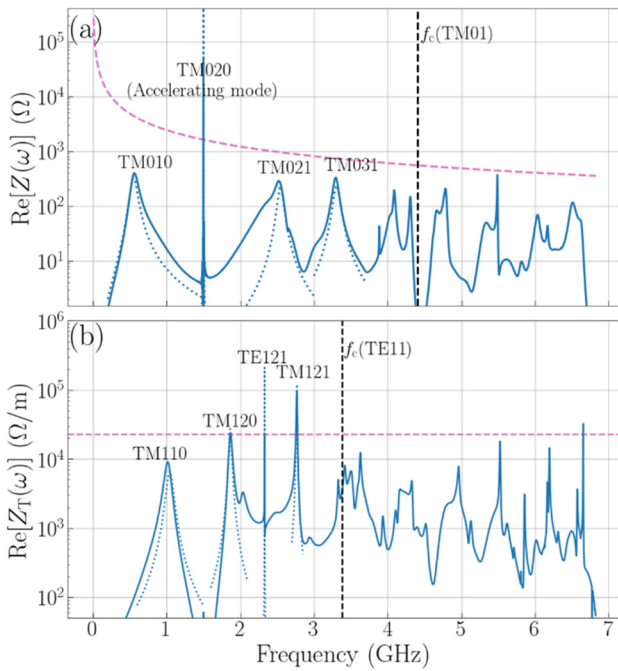


Figure 2: Simulation results of (a) the longitudinal and (b) the transverse coupling impedances per cavity. The solid and dotted lines show the simulation results obtained by CST Studio Wakefield Solver and Eigenmode Solver, respectively. The pink dashed lines show the targets of the coupling impedances per cavity for the case of KEK-LS. The black vertical lines show the cut-off frequencies of TM01 and TE11 propagating modes of the beam pipe.

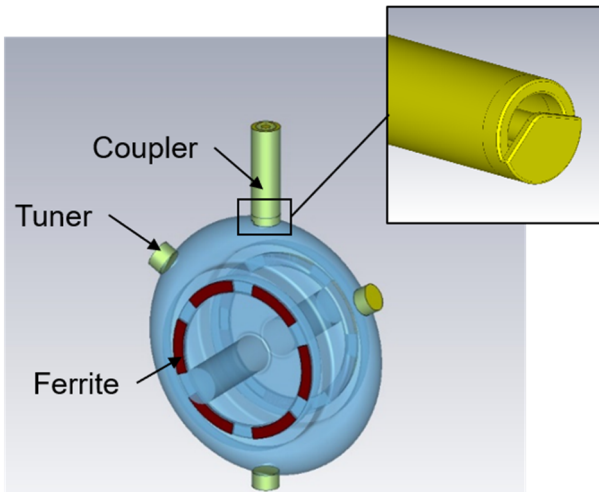


Figure 3: Simulation model of the TM020-type cavity with an input coupler, three frequency tuners, and ferrite-dampers. The inset shows the design of the fan-shaped loop coupler.

合インピーダンスの計算結果及び KEK-LS[8]での目標値を Fig. 2 に示す。評価には CST Particle Studio, Wakefield Solver 及び CST MW Studio, Eigenmode

Table 1: Summary of the Principal Parasitic Modes Obtained by CST Simulations

	Frequency (GHz)	Q_0	R_{sh}/Q_0 or R_T/Q_0
TM010	0.552	5.3	122 Ω
TM110	1.044	10.5	1.26 k Ω /m
TM120	1.864	49.5	1.10 k Ω /m
TE121	2.330	7,120	59.0 Ω /m
TM021	2.545	30.2	15.1 Ω
TM121	2.768	284	847 Ω /m
TM031	3.308	33.5	14.0 Ω

Solver [9]を使用した。

次に、主要な寄生モードのパラメータを Table 1 に示す。本論文では、空洞の幾何学的因子である R_{sh}/Q_0 を $R_{sh}/Q_0 = V_c^2/(\omega_{res} W)$ と定義する。ここで、 V_c は空洞電圧の振幅、 W は空洞内蓄積エネルギー、 ω_{res} は共振角周波数を示す。また、無負荷 Q 値 Q_0 は、壁損失と吸収体での損失を含んでいることに注意が必要である。つまり、 $1/Q_0 = 1/Q_w + 1/Q_{abs}$ であり、 Q_w は壁損失、 Q_{abs} は吸収体での損失における Q 値を示す。

電磁場設計の際は、寄生モードを減衰するために用いる RF 吸収体として TDK 社製 NiZn 系フェライト IB004 を仮定し、ビーム軸に対し回転対称なリング状の形状で検討を行っていた。しかし、入手のし易さなどの理由で、今回のモデル空洞では同社製のフェライト HF70 を使用した。また、第 3 節で述べるように、実際に空洞に設置する吸収体はリング状ではなく、小さいブロック状の吸収体を集積して設置する。そのため、本論文に示したシミュレーションでは全て HF70 の特性を仮定し、形状をより実際に近づけるため、Fig. 3 のようにリングを 6 分割した形状を仮定した。但しこの場合でも形状は実際とやや異なる。

加速モードに関連する問題として、周波数チューナーや入力カップラーを空洞に導入すると、空洞の回転対称性が崩れる。この結果、加速電磁場の一部が同軸型スロットに引き込まれてしまい、加速モードの Q 値の低下や RF 吸収体での発熱が増加するといった問題があることが先行研究によりわかっている[6, 7]。我々は、周波数

Table 2: Design Parameters of the TM020 Accelerating Mode

Frequency	1.500 00 GHz (3rd harmonic)
R_{sh}/Q_0	68.1 Ω /cavity
Unloaded Q, Q_0	32,100
Coupling factor of the input coupler	0.26
RF voltage	155 kV/cavity
Wall loss power	11 kW/cavity

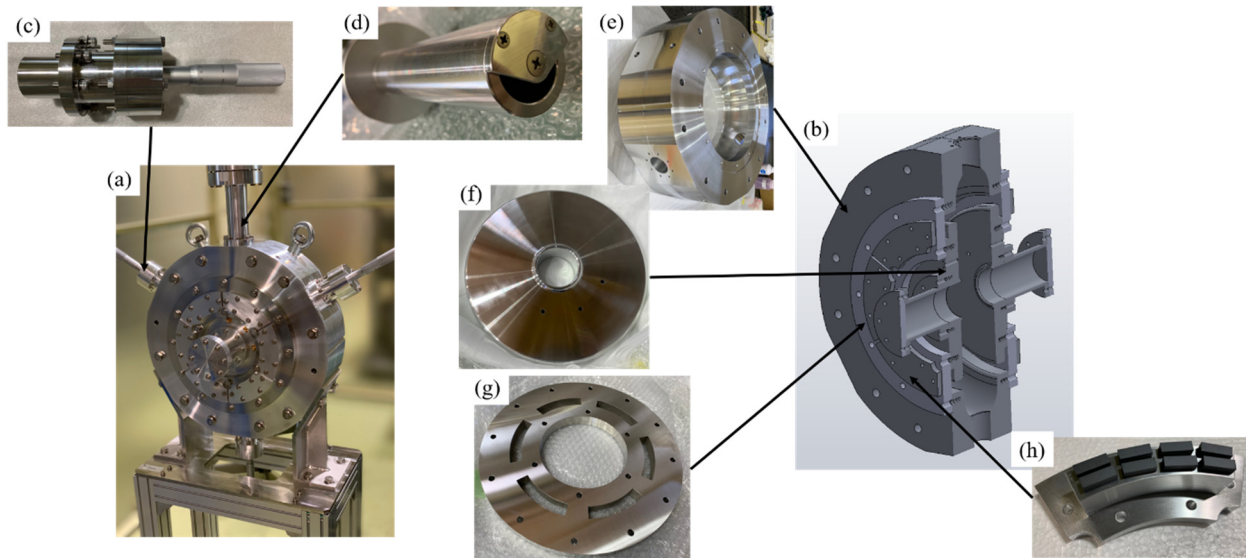


Figure 4: Pictures of the low-power model, the 3D-CAD image, and several components: (a) the assembly, (b) the schematic view of the 3D-CAD model of the structure, (c) the movable frequency tuner, (d) the input coupler, (e) the main part, (f) the end disk with nose cone, (g) the fixing plate, and (h) ferrite blocks with its support.

チューナー、入力カップラーの性能、及び RF 吸収体での損失電力の上限について次のような目標を設けた:

- 加速周波数の調整可能幅を ± 500 kHz 確保する。
- 入力カップラーの結合度を $\beta=0.3$ 程度にする。
- 加速モードの RF 吸収体での損失電力を壁損失電力の 2%以下に抑える。

この目標を達成するため周波数チューナーに関しては、チューナーを 1 台から 3 台に増やし、これらを 3 回回転対称に配置することにした(Fig. 3)。これにより、チューナー挿入時も回転対称性が比較的保たれ、RF 吸収体での損失を軽減することができる[6, 7]。

入力カップラーに関しては、cERL 用バンチャー空洞[10]の入力カップラーの形状を基本とし、設計を行った。しかし、通常のループカップラーを使用する場合、要求の結合度が小さいためループを空洞内面から 10 mm 程度離さなければならない。すると、加速モードへの摂動が強くなり、RF 吸収体での損失が大きくなる。そこで、我々は Fig. 3 のようにカップラーのループ部分の板を扇状の板にした特殊な形状を採用した。これにより、ループの位置を空洞内面に近づけた状態で結合度を低くできる。さらに、カップラーポートの開口部が空洞側から隠れ、加速電磁場に対する摂動を抑制することができる[7]。

これらの工夫により、電磁場シミュレーション上では周波数チューナーと入力カップラーに対する目標を達成できる見込みとなった。

TM020 加速モードの主な設計値を Table 2 に示す。電磁場設計では、加速モードに対し最大結合となるループの角度から 55 度回転させて使用する。この角度をカップラーの基準角度とする。このときのカップラーに対する外部 Q 値の計算値は $Q_{\text{ext}}=122,000$ 、結合度にして $\beta = 0.26$ である。また、空洞内が真空で且つ、3 つのチューナーの先端を空洞壁面面一(ビーム軸から 185.1 mm 離れた位置)から 2.1 mm だけ内側に設置した際に、加速

モードの共振周波数が 1.5 GHz ちょうどとなるようにした。この位置をチューナーの基準位置とする。

3. 低電力モデル

今回製作した TM020 型高調波空洞と構成部品の写真、及び 3 次元 CAD 図を Fig. 4 に示す。材質はアルミニウム合金 A5052 と一部 SUS304 を使用した。

RF 吸収体の取付方法は、文献[2]の 508.6 MHz-TM020 型空洞の大電力モデルを参考にした。空洞本体部分[Fig. 4 (e)]の前後に、ノーズコーン形状のついた端板[Fig. 4 (f)]が SUS304 製固定金具[Fig. 4 (g)]で取り付けられる。この固定金具に吸収体モジュールを取り付けるための開口部を回転対称に 6 か所設けた。また、端板には測定プローブ用の穴を 45 度間隔で 3 か所設けた。

吸収体としてはフェライト HF70 のブロック(寸法: 15 mm \times 5 mm \times 4.5 mm)を計 96 個使用した。吸収体取付台 1 個につき 8 個のフェライトブロックが取り付けられ、このモジュールが計 12 個空洞本体に設置される[Fig. 4 (h)]。

周波数チューナーに関しては設計通り、3 台を 3 回回転対称に設置した[Fig. 4 (c)]。このチューナーのプランジャーにはマイクロメータが取り付けられており、プランジャーの空洞内部への挿入量を精密に変えられるようにした。また、入力カップラーについても電磁場設計と近い形状で製作し、結合度を変えられるようにループを回転できる構造にした[Fig. 4 (d)]。

Table 3: Principal Parameters of the TM020 Accelerating Mode (Measured)

Frequency	1.499 36 GHz*
Unloaded Q	12,700

*The frequency measured was converted to the value in vacuum.

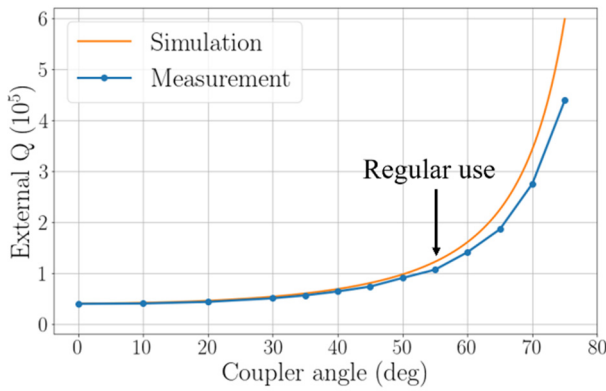


Figure 5: Measured external Q of the input coupler as a function of the coupler loop angle. The solid line represents the simulation result obtained by CST MW Studio Frequency-Domain Solver.

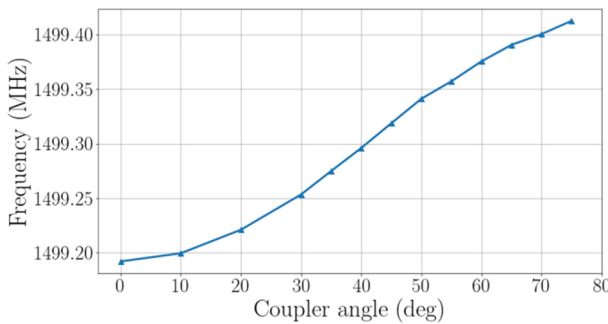


Figure 6: Measured resonant frequency of the TM020 accelerating mode as a function of the coupler angle.

4. 低電力測定

加速モードと寄生モードに関する低電力測定結果を示す。測定では、Keysight 社製ネットワークアナライザ (E580A) を使用した。測定時の周波数範囲は、加速モードの測定時で 1.497 70 GHz - 1.500 20 GHz、寄生モード測定時で 300 kHz - 2.5 GHz である。

4.1 TM020 加速モードの測定

まず、TM020 加速モードの測定結果を Table 3 に示す。測定は、吸収体を取り付けた状態で、周波数チューナーの位置を前述の基準位置、入力カップラーも基準角度で行った。

共振周波数の測定結果は、空気の誘電率の値を 1.000536 と仮定して、真空中の値に換算した。この値は、計算値の 1.5 GHz より約 640 kHz 低い結果となった。

Table 2 の無負荷 Q 値の計算結果を、材質がアルミニウム合金の場合に換算すると 19,000 程度であり、測定値は計算値の 67% 程度であった。また、吸収体の有無で Q 値の差は 0.5% 以下であった。

4.2 加速モードに対する入力カップラーの影響

入力カップラーを回転させたときの、加速モードのカップラーに対する外部 Q 値の測定結果を Fig. 5 に示す。測定結果とシミュレーション結果の差異は回転角 55 度の点で、1 割程度である。

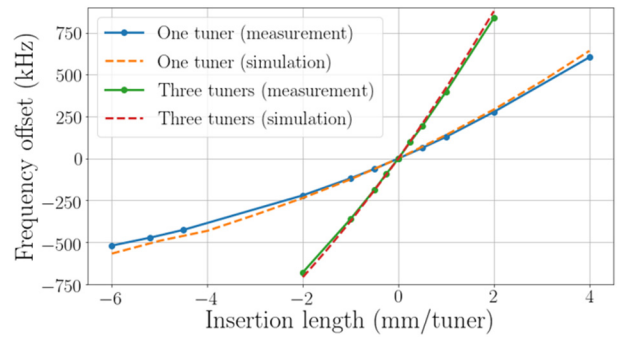


Figure 7: Frequency shift of the TM020 mode as a function of the tuner insertion length per tuner.

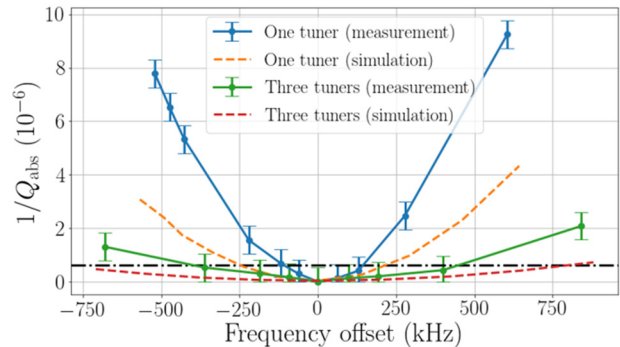


Figure 8: The Q value Q_{abs} of the TM020 mode which is associated with absorber loss as a function of the resonant frequency offset. The points indicate the measurement data and the dashed lines represent the simulation results by CST MW Studio Eigenmode Solver. The horizontal dotted-dashed line shows the upper limit of the $1/Q_{\text{abs}}$.

また、入力カップラーを回転すると、結合度だけでなく加速モードの共振周波数も変化する。共振周波数の変化を Fig. 6 に示す。加速モードの周波数は 0 度から 55 度回転させると 170 kHz ほど高くなり、電磁場シミュレーションでもほぼ同等の周波数変化を確認している。これは、入力カップラーの加速モードに対する摂動がカップラーの回転により変化し、これが共振周波数の変化に反映されたものと考えられる。特に、Figs. 3, 4 で示した扇型のカップラーでは、通常のループよりも先端部の板の体積が大きく、周波数の変化がより大きく現れていると考えられる。

4.3 加速モードに対する周波数チューナーの影響

周波数チューナーの空洞への挿入量を変えたときの共振周波数の変化及びそのシミュレーション結果を Fig. 7 に示す。測定では、チューナー 1 台を動かし他の 2 台は固定した場合と、3 台のチューナーを同じ長さ動かした場合の 2 通りで測定した。チューナー 1 台を動かしたときの測定では、入力カップラーに対向する側のチューナーを使用した。周波数変化の測定結果は、計算結果と約 30 kHz 以内で一致した。

また、チューナーで周波数調整したときの加速モードにおける吸収体での損失を表す Q 値 Q_{abs} の測定値と計算値を Fig. 8 に示す。縦軸は、 Q_{abs} の逆数 $1/Q_{\text{abs}} = P_{\text{abs}}/(\omega_{\text{res}}W)$ を示す。ここで、 P_{abs} は加速モードの吸収体

での損失電力を表す。Figure 6 の Q_{abs} の測定値は、吸収体を配置しないときの無負荷 Q 値の測定結果を壁損失の Q 値 Q_w とみなして計算した。また、吸収体での損失の上限目標値を壁損失の 2%と定め、黒の一点鎖線で示した。

チューナー1台のみを挿入した場合は、吸収体での損失が急激に増加していることがわかる。一方、チューナー3台使用時は、比較的緩やかな増加にとどまっている。但し、 $1/Q_{\text{abs}}$ の絶対値は、測定値の方が計算値よりも1.5–2.5倍程度大きい。チューナー3台使用時の測定結果から、損失上限値以内での周波数調整可能幅はおおよそ±400 kHzで、目標の幅の8割程度となる。

4.4 寄生モードの減衰性能

寄生モードのスペクトルの測定結果を Fig. 9 に示す。吸収体の有無のそれぞれの場合で、入力カップラーからプローブへの透過係数を測定した。測定では、ビーム軸に対し、垂直上側に設置したプローブを使用した。TM020モードのピークには変化がほとんど見られない一方、多くの寄生モードが効果的に減衰されていることがわかる。

主要な寄生モードの共振周波数と Q 値、及び KEK-LS での Q 値の上限目標を Table 4 に示す。TE121モード以外の寄生モードは強く減衰され、上限目標を下回っている。残された TE121モードもシミュレーションによる予想値の半分以下となった。このモードはもともと、減衰の難しいモードであり、bunch-by-bunch feedback 等の方法でビーム不安定性を避けることを想定している。また、TM010モードに関しては、 Q 値の測定値が Table 1 に示した計算値の6倍以上となるなど、 Q 値の測定値と計算値に一部差異が見られる。

5. まとめと考察

本論文では、1.5 GHz TM020型高調波空洞の基本設計、製作した低電力モデル空洞の機械構造、及びこれまでにを行った低電力測定結果について報告した。

まず、加速モードの共振周波数の測定値は、シミュレーション結果と約 640 kHz の範囲で一致した。この両者の差の原因としては、シミュレーション時の計算誤差、モデル空洞製作時の寸法誤差、真空換算時の校正誤差等いくつかの要因が考えられ、今後の検討課題である。

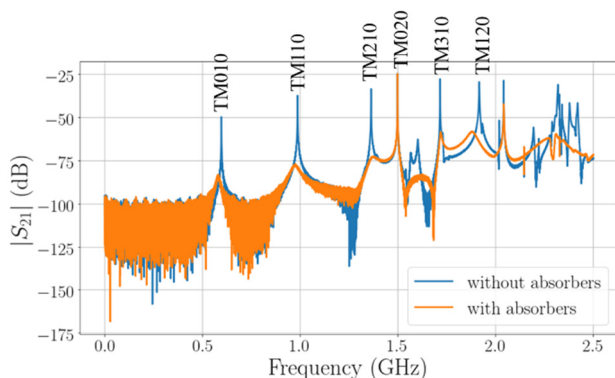


Figure 9: Measured spectrum of the transmission coefficient from the input coupler to the probe.

Table 4: Measured Parameters of Several Parasitic Modes

Mode	Frequency (GHz)	Q_0	
		Measurement	Target
TM010	0.581	34.0	< 39.2
TM110	0.974	23.8	< 36.6
TM120	1.880	40.1	< 41.9
TE121	2.329	3,040	< 780

また、無負荷 Q 値は、計算値の67%程度であった。経験的に、アルミ空洞の Q 値は計算値より低く測定される傾向にある。例えば、1.3 GHz-cERL用バンチャー空洞のアルミモデルの例では、無負荷 Q 値の測定値は計算値の6–8割程度であった。この理由として、空洞壁表面部分の電気伝導率が、酸化などの影響でバルクの電気伝導率よりも低下している可能性が考えられる。

周波数チューナーに関しては、チューナー3台を使用することで、チューナー1台使用時よりも加速モードのRF吸収体での損失を低減できることが測定でも確かめられた。但し、予測よりも損失が大きいことがわかった。また、寄生モードの減衰性能については、概ね目標の減衰性能を得られることが確かめられた。但し、測定結果に一部計算結果との差異が見られた。これらの測定結果とシミュレーション結果の差異の要因として、計算モデルと実際のRF吸収体の形状の違いや計算時に仮定した吸収体の特性の誤差などが考えられ、今後精査していく。

謝辞

モデル空洞の設計・製作に際し、KEK機械工学センターにご協力頂きました。HF70の測定データをKEK加速器研究施設の照井真司氏から提供頂きました。本研究はJSPS科研費JP17K05131、JP20H04459の助成を受けたものです。

参考文献

- [1] H. Ego, J. Watanabe, S. Kimura, and K. Sato, in Proc. PASJ2014, 2014, pp. 237-241.
- [2] H. Ego, T. Inagaki, T. Oshima, N. Shigeoka, T. Sugano, H. Hara, and S. Miura, in Proc. PASJ2019, 2019, pp. 17-21.
- [3] T. Takahashi, S. Sakanaka, and N. Yamamoto, in Proc. IPAC'17, 2017, pp. 4172-4175. doi:10.18429/JACoW-IPAC2017-THPIK036
- [4] N. Yamamoto, S. Sakanaka, T. Takahashi, in Proc. IPAC'18, 2018, pp. 2822-2824; doi:10.18429/JACoW-IPAC2018-WEPL055
- [5] T. Yamaguchi, S. Sakanaka, N. Yamamoto, D. Naito, and T. Takahashi, in Proc. IPAC'21, 2021 (to be published).
- [6] T. Yamaguchi, S. Sakanaka, N. Yamamoto, D. Naito, and T. Takahashi, in Proc. PASJ2020, 2020, pp.308-312.
- [7] T. Yamaguchi, SOKEDAI Master Qualifying Report, 2019.
- [8] KEK Light Source Conceptual Design Report ver. 1.1, 2017; <https://kekls.kek.jp/>
- [9] CST STUDIO SUITE; <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>
- [10] T. Takahashi *et al.*, in Proc. IPAC'14, 2014, pp. 3866-3868.