

设计用于 MESA 的 1.3 GHz TESLA 腔体的快速反应调谐器

Ricardo Monroy-Villa,^{1,*} Ilan Ben-Zvi,^{2,†} Florian Hug,^{1,‡} and Timo Stengler^{1,§}

¹*Institute for Nuclear Physics, Johannes Gutenberg-Universität Mainz, Mainz, Germany*

²*Physics and Astronomy Department, Stony Brook University, New York, USA*

(10Dated: 2025 年 6 月 28 日)

这项工作提出了一种先进的铁电快速反应调谐器 (FE-FRT) 设计, 能够以微秒级时间尺度调节 TESLA 型腔内的高反应功率。

美因茨能量回收超导加速器采用在 1.3 GHz 频率下运行的超导射频腔, 实现 10^{10} 数量级的品质因数。

然而, 由于微声引起的 ± 25 Hz 的失谐导致基本功率耦合器使用强耦合, 需要高功率放大器, 其功率比固有耗散高几个数量级。

当前减轻微声的解决方案依赖于压电调谐器, 但它们对于微声的频谱范围来说不够快。

FE-FRT 是一种新颖的替代方案, 该技术得益于低损耗铁电材料的开发, 这些材料提供亚微秒级的响应时间。

提供了分析结果及其通过有限元模拟的验证。

预计 FE-FRT 将能够处理大量的反应功率, 同时在这些类型的腔内提供 50 Hz 的调谐范围, 从而将峰值正向射频频率降低约一个数量级。

Keywords: 超导体, 微声学, 调谐, 射频腔, 铁电体

I. 引言

粒子加速器在基础研究中扮演着关键角色。为了达到高能量, 电子通常由超导射频 (SRF) 腔加速, 在几倍于 10^{10} 的品质因子下提供数十 MV/m 的加速场。然而, 一个常见问题是微震, 它会导致谐振频率失调, 根据环境的不同, 可达 ± 25 Hz。

梅萨能量回收超导加速器 (MESA) 设计用于中能电子束, 重点在于高束流强度和精度。在 MESA 中测量的 SRF 腔的最大失谐为 $\Delta f_{\mu} = \pm 25$ Hz, 需要将基本功率耦合器的外部品质因数设置约为 10^7 以校正微声学振动 [1]。这种常用技术在多个设施中使用, 并且其缺点在于需要高功率 RF 源, 因为大部分前向功率会被反射回来。为了缓解这种失谐问题, 采用了步进电机和压电执行器调谐器。然而, 这些调谐器的响应时间不够快, 无法校正更高频率的微声学振动, 这阻碍了提高基本功率耦合器的外部品质因数, 从而限制了降低反射功率的能力。

低损耗铁电 (FE) 材料的发展使得一种新的调谐器

类别成为可能, 称为铁电快速反应调谐器 (FE-FRT), 它具有足够大的调谐范围以及极快的响应时间, 远超过任何声致扰动。MESA 团队开展研究以实现 FE-FRT 调谐器的应用, 旨在将 MESA 的射频功率消耗减少一个数量级以上。

这些 FE 材料基于 $\text{BaTiO}_3/\text{SrTiO}_3\text{-Mg}$ 陶瓷, 其损耗角正切在这里保守地取为 $\tan(\delta) \approx \delta = 2.39 \cdot 10^{-3}$, 在 1.3 GHz 时, 热导率为 $K = 7.02$ W/m, 击穿电场为 20 MV/m。当在 50°C 下通过 FE 施加高达 8 MV/m 的电场时, 其相对介电常数从大约 $\epsilon_2 = 129.60$ 变化到 $\epsilon_1 = 96.41$, 这两个终端状态分别称为状态 2 或无偏置和状态 1 或有偏置。这种电压控制的介电常数用于调制连接到腔体上的调谐器的电抗, 从而改变腔体的频率。FE 已由 Euclid Techlabs Inc. 开发并彻底研究了 [2, 3], 并且与 CERN [4, 5] 及其他 [6, 7] 共同用于开发 FE-FRT。FE 的块状形式的响应时间能力已测量为 < 30 ns。首次将耦合到 400 MHz 腔室的 FE-FRT 演示于 2019 年在 CERN 进行 [8], 显示出频率偏移速度约为 600 ns。

在此工作中, 我们提出了一个 FE-FRT 的设计, 以对抗来自 1.3 GHz SRF 9 腔体 (TESLA/XFEL 类型) 的微音器引起的失谐效应。

* rmonroyv@uni-mainz.de

† Ilan.Ben-Zvi@StonyBrook.edu

‡ fhug@uni-mainz.de

§ stengler@kph.uni-mainz.de

II. 分析的

调谐器的布局和参数选择遵循在 [9] 中描述的过程。调谐器的等效电路如图 1 所示。完整的调谐器包括一个谐振电路，该电路包含一个电感和两个串联的电容：用于调节谐振电路频率的铁电电容，以及一个耦合谐振器到通向腔端口传输线的串联电容。传输线的长度选择为四分之一波长（或奇数倍的四分之一波长）。解析表达式使用用 Maple[10] 编写的代码进行了评估，然后在 CST[11] 代码中模拟了调谐器、一个 1.3 GHz 的 9 单元腔以及所有相关的耦合端口。分析调谐器参数针对频率为 f_0 的腔体参数、存储腔体能量 U 以及调谐范围 Δf 进行了优化，如表 I 所示。基于对不同晶片数量 [9] 的 FoM 进行比较及调谐器组件的简单性考虑，选择了一个由两个晶片组成的环形 [12] 铁电电容器。

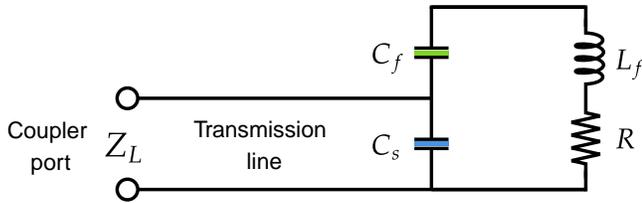


图 1. FE-FRT 集总参数电路模型。此图改编自 [9] 中的图 1。

然后选择了铁电电容器的间隙为 $g = 0.5$ 毫米和环宽为 $w = 0.5$ 毫米。给定这些选择，铁电材料中允许的最大温度升高的热学考虑确定了以下三个调谐器参数：铁电晶片面积与厚度之比 A_{opt} ，晶片的外半径 a_r 和铁电电容器的电容 C_f 。下一步是使用两个参数对 FoM 进行优化：调谐器的反应电阻与传输线特性阻抗之比和调谐器谐振线路外导体的半径 b_r 。优化同时确定了 b_r 和串联回路电容器 C_s 。最后，调谐器端口 Q_e 的外部 Q 值由设计的调谐范围决定，基于在 MESA 腔体上进行的测量。两个 MESA 腔体进行了低温测试。在这次测试中，腔壁上消耗的功率分别为 P_{diss} 到 ~ 10 瓦特，在存储能量 U 为 15.3 焦耳 [13]。麦克风调谐失配测量为 $\Delta f_{\mu} = \pm 25$ 赫兹，确定了最小调谐器范围。调谐器的热设计设定为允许高达 104 赫兹以提供安全裕量。分析性分析确定了调谐器所需的所有参数，现在可以对精确值进行有限元分析。

III. 有限元仿真

起始点是一个有限元输入文件，用于 1.3 GHz 9 单元腔模型，在我们的案例中是基于 [14] 中报告的尺寸。目标是调整尺寸以获得谐振频率 f_0 的确切值，并提供一个端口将调谐器耦合到腔体。该腔模型有三个端口，其中两个用于基本功率耦合器 (FPC) 和拾取耦合器 (PU)，分别具有外部品质因数 $Q_{FPC} = 1 \cdot 10^9$ 和 $Q_{PU} = 1 \cdot 10^{11}$ ，这两个数值都是在其端口由其特征阻抗终止的情况下确定的。第三个端口，与 FPC 端口具有相同的半径，是为 FE-FRT 创建的。最初，只有调谐器的传输线内导体连接到其端口，并且改变其穿透深度直到达到由分析模型确定的 Q_e 的期望值，同时终止其端口。值得注意的是，在此仿真中未包括高阶模式阻尼端口和天线。在进行了分析优化设计之后，调谐器的结构是在 CST 输入文件中创建的。调谐器的具体布局遵循了图 6 中提供的 400 MHz 调谐器的基本设计理念 [9]。特别是该设计提供了一种优雅的方式来将调谐器分为两个部分，同一块蓝宝石介质具有双重用途：第一个组件是一个耦合端口，包括一个可以组装到腔体上的超高真空蓝宝石窗口，在洁净室中进行。第二个组件是调谐器谐振器，包括铁电电容器，它通过蓝宝石窗口与超导腔的内部隔离。因此，该窗口还充当串联电容器 C_s ，这是调谐器电路的一部分。在有限元研究的下一步中，不带空腔地模拟调谐器，并计算连接到四分之一波长谐振器末端的 CST 端口处的阻抗，稍后将在此位置附上通往空腔的传输线。此时调整电感 $L_f = |Z_i/j\omega|$ ，其中 Z_i 是调谐器谐振器 [9] 中的电感电阻贡献。使用表 I 中的值和总并联电容，由方程 1 给出，确定调谐器谐振器的频率为 $f_{res} = 1/\sqrt{4\pi^2 C L_f} = 1.3\text{GHz}$ ，其中电容由

$$C = \frac{C_f C_s}{C_f + C_s}. \quad (1)$$

电感通过改变位于两个铁电电容器之间的衬垫长度 l_B 来调整，如图 2 所示。此步骤执行是为了重新调整调谐器谐振器的几何形状以匹配频率目标，对应于腔体的谐振频率 f_0 。

确定电感后，检查作为铁电体介电常数在整个范围内的函数的独立调谐器的 S_{11} 史密斯圆图。进行参数扫描，改变 FE 晶片的内半径 a_r ，这会修改电容 C_f 以及谐振器中的中心间隔物 l_B ，如图 2 所示。在此参数

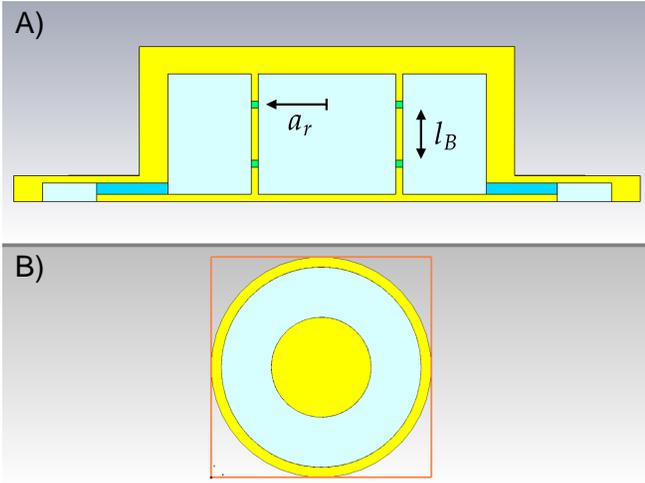


图 2. A) Turner 设计的 CST 模型，传输线长度约为 0 毫米。在此配置中， a_r 代表铁电衬底的内半径， l_B 代表中心间隔块的长度。B) 调谐器底部视图：CST 波导端口（橙色正方形）位于同轴线末端。

表 I. 使用 Maple 代码计算的分析调谐器设计参数。

Parameter	Analytical	Units
f_0	1.3	GHz
U	15.3	J
Δf	104	Hz
A_{opt}/g	63.71	mm
g	0.5	mm
w	0.5	mm
a_r	4.82	mm
b_r	5.32	mm
Q_e	7.10	$\cdot 10^7$
$ Z_0 $	41.59	Ω
a	10	mm
b	20	mm

扫描中，最优值是那些在 CST 端口两端状态下的阻抗 Z_L 的虚部和电抗 $X_1 = \Im[Z_L(\epsilon_1)]$ 及 $X_2 = \Im[Z_L(\epsilon_2)]$ 满足条件 $X_1 = -X_2$ 的值。在此几何结构下， Z_L 作为介电常数的函数已经在史密斯圆图的开放位置周围显示出对称性，如图 3 所示，使得调谐范围 Δf 在 f_0 周围是对称的。请注意，介电常数值为 $\Re[Z_L(\epsilon_c)] \rightarrow \infty$ 和 $\Im[Z_L(\epsilon_c)] = 0$ 时，定义了中心相对介电常数 ϵ_c ，由

$\approx \sqrt{\epsilon_1 * \epsilon_2}$ 给出。 S_{11} 的 dB 图通过分析计算得出，使用方程 2 [15] 计算传输线的阻抗 Z_0 ，并对 ϵ_1 和 ϵ_2 使用仿真模型，如图 4 所示。

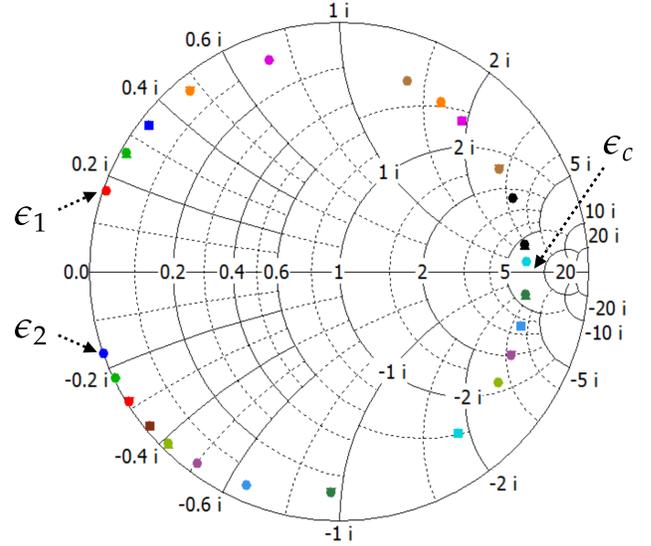


图 3. 对称的史密斯图表用于传输线长度为 ~ 0 毫米的情况。对应于状态 1 和 2 以及中心值的阻抗分别由 ϵ_1 、 ϵ_2 和 ϵ_c 表示。

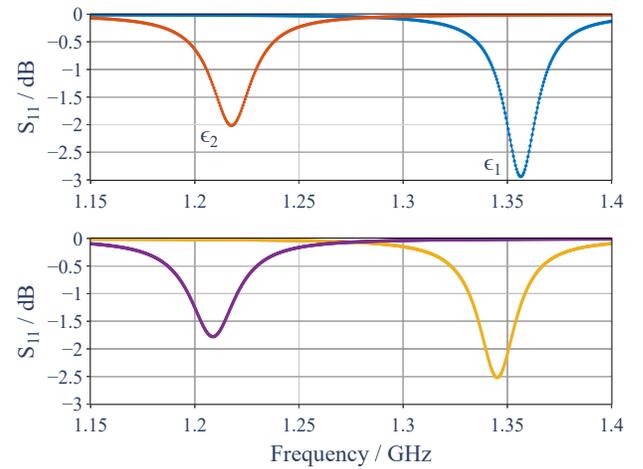


图 4. S_{11} 作为频率的函数，对于两种外部相对介电常数值 ϵ_1 和 ϵ_2 ，在独立的 FRT 模拟中。顶部子图显示了分析结果，而底部子图对应于 CST 仿真数据。

$$S_{11}[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} \left(\left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \right) \quad (2)$$

有限元电磁仿真提供了对调谐器确切尺寸的调整，这些尺寸可能与解析值略有不同。

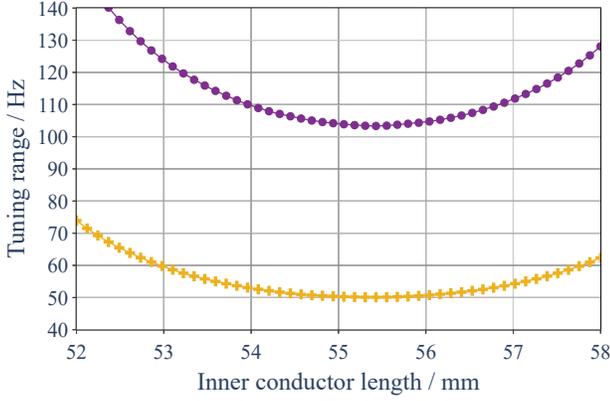


图 5. 调谐范围与传输线长度的关系图, 展示了两种调谐器设计的最小值分别为 50 赫兹 (黄色加号) 和 104 赫兹 (紫色圆圈)。

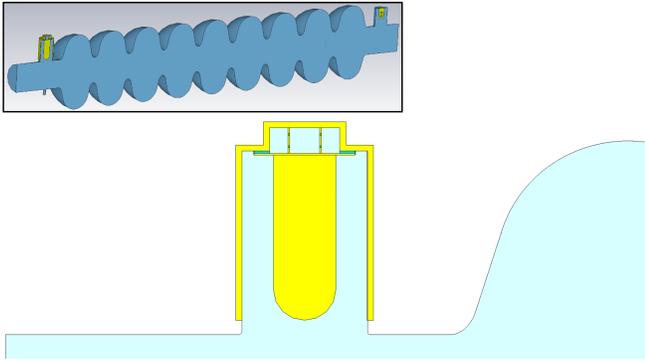


图 6. CST 模型展示了调谐器安装在 1.3 GHz 9 腔 SRF 腔体上的情况, 包括基波功率和拾取耦合器。

分析设计包括在调谐器的谐振器和腔体端口之间设置四分之一波传输线。在 1.3 GHz 时, 四分之一波长为 57.7 毫米。耦合器形成这条四分之一波传输线。然而, 探针的确切长度取决于探针尖端的电场分布, 并且不容易进行解析计算。因此, 这遵循了一个程序 [9], 其中调谐范围作为传输线长度的函数绘制出来, 如图 5 所示。线路的长度确定为调谐范围最小值处。

此过程在调谐器被纳入 1.3 GHz 9 细胞腔模型时执行, 见图 6。首先, 考虑一个长度几乎为四分之一波长的内导体。然后, 在不改变探针尖端与腔中心线的距离的情况下调整其长度, 从而不对耦合端口的 Q_e 产生影响。在我们的案例中, 内导体的长度是 ~ 55.5 毫米, 而不是最初的估计值 57.7 毫米。此时, 调谐器的几何形状完全确定, 并获得其他变量, 如频率差 $\Delta f_1 = f(\epsilon_1) - f_0$ 和 $\Delta f_2 = f(\epsilon_2) - f_0$, 以及作为相对介电常数函数的调

谐器 Q 因子 $Q_{FRT}(\epsilon)$ 。请注意, 由于 f_0 位于 $f(\epsilon_1)$ 和 $f(\epsilon_2)$ 之间, 这导致了 $\Delta f_1 > 0$ 和 $\Delta f_2 < 0$ 。 $Q_{FRT}(\epsilon)$ 考虑了调谐器 Cu 结构上的表面损耗和铁电晶片上的介质损耗, 并且它是由以下方程, 方程 3, 给出的加载腔品质因数 Q_L 推导出来的。

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{FRT}(\epsilon)} + \frac{1}{Q_{FPC}} + \frac{1}{Q_{PU}}, \quad (3)$$

其中, Q_0 是未加载的空腔品质因数, 考虑了其壁面损耗。调谐器在状态 1 和状态 2 的质量因子分别是 $Q_{FRT,1} = Q_{FRT}(\epsilon_1)$ 和 $Q_{FRT,2} = Q_{FRT}(\epsilon_2)$, 它们与调谐范围一起用于计算 FoM , 如方程 4 所示。

$$FoM = \frac{\Delta f}{f_0} \bar{Q}_{FRT} \quad (4)$$

这里, 平均 FRT 质量因子 \bar{Q}_{FRT} 由方程 5 定义。

$$\bar{Q}_{FRT} = \sqrt{Q_{FRT,1} * Q_{FRT,2}} \quad (5)$$

调谐范围为 $\Delta f = 104$ 赫兹的调整器参数总结显示在表 II 中。分析集总元件电路分析与通过 CST 确定的值很好地一致。值得一提的是, 电容 C_f 和 C_s 是分别使用简化的几何形状在静电仿真中计算得出的。重要的是要认识到, FoM 和 Q_{FRT} 的值取决于两个因素。一个是电路性能。另一个是铁电材料的质量, 这包括铁电材料的损耗正切和铁电材料的可调谐性。因此, 完整调谐器的 FoM 与定义为

$$FoM(FE) = \frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{2\delta\epsilon_c}. \quad (6)$$

的内在 $FoM(FE)$ 成正比。

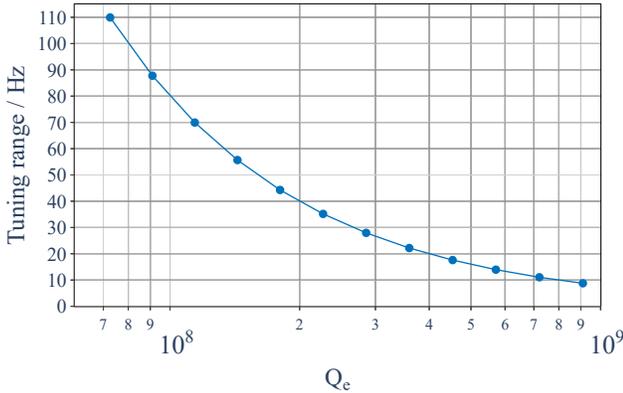
因此, 在比较两个调谐器的 FoM 值时, 必须考虑使用相同的材料性能, 即 $FoM(FE)$ 值。在这项工作中使用的保守值是 $FoM(FE) = 62.12$, 其中 $\epsilon_c \approx 111.78$ 。

鉴于初始调谐范围被保守地选择为失谐量 Δf_μ 的两倍, 这与腔体带宽相当且具有 $Q_{FPC} = 1.25 \cdot 10^7$, 也计算了较小的调谐范围以作比较。调谐范围在 5 到 100 之间的品质因子和 FoM 如表 III 所示。这是相关的, 因为目前使用 1.3 GHz 9 单元腔体的其他设施报告了各种失谐值。例如, SLAC LCLS-II 腔体受到 < 30 Hz 的失谐 [16] 影响, 而欧洲 XFEL 腔体在压电调谐器 [17] 的作用下表现出高达 6 Hz 的失谐。此处的过程遵

表 II. 分析模型和 CST 仿真获得的调谐器设计参数对比。

Parameter	Analytic	CST	Units
Δf	104	104.01	Hz
C_f	15.74	16.07	pF
C_s	45.39	45.40	pF
l_r	8.84	8.54	mm
$Q_{FRT,1}$	2.54	2.67	$\cdot 10^8$
$Q_{FRT,2}$	1.49	1.17	$\cdot 10^9$
FoM	49	44.19	-
$ \Delta f_1 $	52	49.98	Hz
$ \Delta f_2 $	52	56.89	Hz
Q_e	7.10	7.70	$\cdot 10^7$

循上述图 5 中描述的在调谐范围最小值处调整内导体长度。然后,在此长度固定的情况下,改变内导体尖端的插入深度以修改 Q_e 。调谐范围对 Q_e 的依赖关系如图 7 所示。注意,由于调谐器端口长度变化大约 15 毫米,每个数据点都重新计算了 f_0 。相反, FoM 保持不变,因为它不依赖于调谐器耦合强度,如表 III 所示。

图 7. 调谐范围作为调谐端口外部品质因数 Q_e 的函数。

还必须考虑调谐器的性能如何由 FoM 表示。通常定义的 FoM 将调谐器的性能描述为一个单一的平均数值,例如在公式 4 中所见。对于带有调谐器的腔体,其中射频功率放大器的要求由调谐器中的最高功耗确定,这个平均指标是不合适的。查看图 8,我们看到 Q_{FRT} 作为函数在 50 Hz 和 104 Hz 调谐范围下的介

电常数上的变化情况。这些信息对于指定驱动腔体的射频放大器的功率等级是必要的。放大器必须能够满足最低值 Q_{FRT} 的要求,否则腔体电压不会在整个失谐值范围内保持不变。显然,这个条件由在最低介电常数下的 Q_{FRT} 值来指定。

表 III. 调谐器设计参数对应于 10、25、50、75 和 100 赫兹的调谐范围。

$\Delta f/\text{Hz}$	$Q_e/10^7$	$Q_{FRT,1}/10^8$	$Q_{FRT,2}/10^9$	FoM
10.01	79.61	27.78	11.83	44.13
25.01	31.88	11.08	4.76	44.17
50.02	15.95	5.51	2.39	44.22
75.03	10.64	3.65	1.60	44.20
100.00	8.01	2.73	1.21	44.19

对于类似 MESA 这样的束负载可忽略的能量回收加速器,维持加速电压 $V_c = 12.97\text{MV}$ 所需的前向射频功率由方程 7 [18] 给出,

$$P_{RF} = \frac{(1 + \beta)^2 V_c^2}{4\beta Q_0} \frac{R/Q}{R/Q} \left[1 + \left(\frac{2Q_0}{1 + \beta} \frac{\Delta f_\mu}{f_0} \right)^2 \right], \quad (7)$$

其中 $R/Q = 1030 \Omega$ 和 Δf_μ 是腔失谐。为了最小化前向射频功率, Q_{FPC} 必须与腔内的最大负载相匹配,这主要对应于由壁和 FRT 中的总耗散功率组合产生的有效 Q 因子。因此,在方程 7 中使用的 Q_0 应考虑这些功率损耗,使其依赖于相对介电常数。相应地,耦合 $\beta(\epsilon) = Q_0(\epsilon)/Q_{FPC}$ 由最低的 Q_{FRT} 决定。因此,为了量化耦合强度 $\beta(\epsilon)$,从而确定前向功率 P_{RF} , Q_{FRT} 作为介电常数的函数被确定,见图 8。如前所述, FPC 是临界耦合 ($\beta = 1$) 到 $Q_{FRT,1}$ 并且逐渐过耦合直到达到 $Q_{FRT,2}$ 。必须记住,在状态 1 或 ϵ_1 时,会在铁电晶片上施加最大偏置电压,使其电偶极子对齐,从而降低电容 C_f 并增加介质的有效损耗。相反,在状态 2 或 ϵ_2 时,不施加电压,偶极子的排列会松弛,导致 C_f 增加和介质损耗减少。此外,如图 8 所示的两个调谐范围内 Q_{FRT} 值的不同是由于在 50 Hz 情况下,内导体尖端的位置大约比 104 Hz 调谐范围设计离腔中心远 3 毫米。

驱动腔体在 50 赫兹调谐范围内所需的最大前向 RF 功率 P_{RF}^{FRT} 为 267 瓦。相比之下,对于没有 FRT 的腔体,给定最优耦合强度的情况下

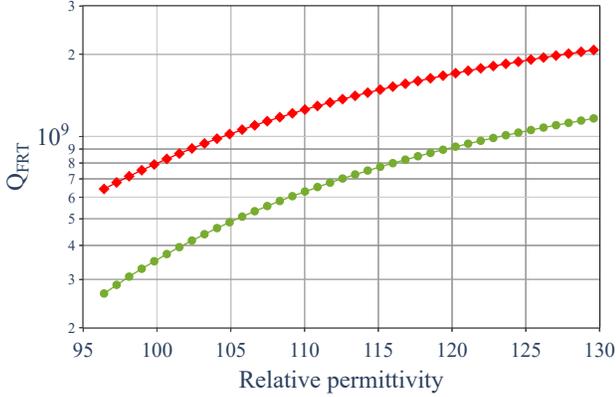


图 8. 调谐器内部品质因素 Q_{FRT} 与相对介电常数的关系，针对最小调谐范围分别为 50 赫兹（红色菱形）和 104 赫兹（绿色圆圈）的两种设计。

$$\beta_{opt} = \sqrt{1 + \left(2Q_0 \frac{\Delta f_{\mu}}{f_0}\right)^2}, \quad (8)$$

是通过优化方程 7 得到的，最小所需的功率 P_{RF} 是 3150 W。这些功率的比例 P_{RF}/P_{RF}^{FRT} 给出一个大约为 12 的值。

IV. 结论

本工作介绍了为美因茨超导能量回收直线加速器中一个 1.3 GHz 的 9 细胞 TESLA 类型腔体设计的一种铁电快速反应调谐器。为了补偿测量到的声学失调 ± 25 Hz，通过过度耦合射频功率进行补偿的设计。为了减少这种校正所需的射频功率，正在研究一种铁电反应调谐器。考虑到腔体存储的能量、其共振频率以及所需的 FRT 调谐范围，此设计是按照 [9] 中描述的程序开发的。使用集总元件电路模型获得了分析优化设计。然后在 CST 微波工作室中使用有限元模拟实施了该设计。两种方法之间对于调谐器参数和性能的观察结果非常一致。初始设定的调谐范围保守地设为 104 Hz。此范围选择对应于为 MESA 腔体设计的原始带宽。然而，根据频率噪声测量的结果，将调谐范围调整至 50 Hz。不过，针对 104 Hz 调谐范围进行的保守优化对于在 50 Hz 范围内运行非常有效，并且提供了良好的性能指标。在本文展示的模拟中，显示了一个没有 FRT 并且具有优化耦合强度的 FPC 的腔体需要 3150 kW

的射频功率，而在腔体内添加一个专门用于调谐器的端口后，功率降低到小于 0.3 kW。

这里报告的结果展示了调谐器设计在 50 赫兹调谐范围内具有良好的性能。FE-FRTs 是开发用于减轻 SRF 腔体中微声效应并降低其运行所需壁插功率消耗的强大工具。正在进行的此类应用 FRT 研究旨在进一步增强它们的节能特性。

V. 致谢

本工作得到了 BMBF 在研究资助 05H24UM1 下的支持。

- [1] K. Aulenbacher et. al. Elementary Design Report for the Mainz Energy Recovering Superconducting Accelerator MESA. Techn. Ber. Institut für Kernphysik der Johannes Gutenberg Universität, 2014.
- [2] A. Kanareykin, et. al., Low-loss ferroelectric for accelerator applications, in Proceedings of the 21st Particle Accelerator Conference, Knoxville, TN, 2005 (IEEE, Piscataway, NJ, 2005), pp. 4305 – 4307.
- [3] A. Kanareykin et al., Fast switching ferroelectric materials for accelerator applications, AIP Conf. Proc., vol. 877, pp. 311 – 319, 2006.
- [4] N. Shipman et al., A Ferroelectric Fast Reactive Tuner (FE-FRT) to Combat Microphonics, in Proc. ERL' 19, Berlin, Germany, Sep. 2019, pp. 42 – 47. doi:10.18429/JACoW-ERL2019-TUCOZBS02
- [5] B. Freemire, Measurements of the dielectric properties of a ferroelectric ceramic for use in a fast reactive tuner, Technical Note No. CERN-ACC-NOTE-2020-0070, 2020, <http://cds.cern.ch/record/2881905>.
- [6] N. Shipman et. al., Fast reactive tuner research and developments at HZB, In 69th ICFA Advanced Beam Dynamics Workshop on Energy Recovery Linacs, ERL2024, Tsukuba, Japan, September 24-27th, 2024.
- [7] I. Ben-Zvi and N. Shipman, High Power Fast Frequency Modulation, arXiv:2502.13312 [physics.acc-ph].
- [8] N. Shipman, J. L. Bastard, I. Ben-Zvi, G. Burt, A. Castilla, M. Coly, F. Gerigk, A. Macpherson, and N. Stapley, A ferroelectric fast reactive tuner for superconducting cavities, in Proceedings of the 19th International Conference on RF Superconductivity, SRF-2019, Dres-

- den, Germany (JACoW, Geneva, Switzerland, 2019), pp. 781 – 788.
- [9] I. Ben-Zvi, A. Macpherson, and S. Smith, Detailed Design and Optimization of Ferro-Electric Tuners, arXiv:2504.19825 [physics.acc-ph] <https://doi.org/10.48550/arXiv.2504.19825>.
- [10] Maplesoft: Maple is a trademark of Waterloo Maple Inc., 2024 <https://www.maplesoft.com>
- [11] Dassault Systèmes, CST Studio Suite, R2024x, CST-Computer Simulation Technology <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>
- [12] I. Ben-Zvi, G. Burt, A. Castilla, A. Macpherson, and N. Shipman, Conceptual design of a high reactive-power ferroelectric fast reactive tuner, *Physical Review Accelerators and Beams* **27**, 052001 (2024).
- [13] T. U. Stengler, Entwicklung eines supraleitenden Beschleunigermoduls für den rezirkulierenden Betrieb am Mainz Energy-Recovering Superconducting Accelerator (MESA), Ph.D. dissertation, Johannes Gutenberg-Universität Mainz, Mainz, Germany, 2020. doi:10.25358/openscience-4914.
- [14] B. Aune et al. Superconducting TESLA cavities. *Phys. Rev. ST Accel. Beams* **3**, 092001, 2000. doi:10.1103/PhysRevSTAB.3.092001.
- [15] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [16] R.D. Porter et. al., Microphonics in the LCLS-II Superconducting Linac, in Proceedings of the 21th International Conference on RF Superconductivity, SRF-2023, Grand Rapids, MI, USA (JACoW, Geneva, Switzerland, 2023), pp. 302 – 305.
- [17] J. Branlard et al., Mtca. 4 llrf system for the european xfel, in Proceedings of the 20th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems-MIXDES 2013, IEEE, 2013, pp. 109 – 112.
- [18] E. G. H. Hoffstaetter et al., Cornell Energy Recovery Linac Science Case and Project Definition Design Report, Cornell, Tech. Rep., 2013, p. 518.