arXiv:2304.05975v1 [physics.app-ph] 12 Apr 2023

铁电微机电换能器的大信号行为

Udit Rawat[1],Jackson Anderson[2] 和 Dana Weinstein[2*]

[1]德州仪器 Kilby Labs，美国德克萨斯州达拉斯。[2]普渡大学电气与计算机工程系，美国印第安纳州西拉斐特。

*通讯作者。电子邮箱：danaw@purdue.edu；

摘要

在先进集成电路（IC）技术中无缝集成的CMOS-MEMS谐振器，具有实现稳定频率基准、声学频谱处理器和物理传感器前所未有集成度的独特能力。利用新兴铁电材料（如氧化铪锆（HZO）和氮化铝钪）的压电性能构建换能器的演示表明，这些换能器能够在宽频率范围内实现高品质因数（FOM $= k^2Q$）谐振器。借助铁电随机存取存储器（FRAM）和铁电场效应晶体管（FeFET）的进展，采用这些薄膜的厚度缩放变体实现低电压运行的CMOS集成铁电换能器已成为可能。然而，迄今为止，还没有全面研究低矫顽电压范围内，非线性大信号行为对采用铁电换能器构建的机电系统性能的影响。在本研究中，我们采用工作于 ∼700 MHz的130纳米工艺CMOS-MEMS谐振器，研究非线性压电换能对频率基准和声学滤波器性能的影响。我们开发了此类谐振器的首个非线性大信号模型，并利用该模型提取其在不同偏置和施加功率下的非线性特性。我们还针对这些应用制定了工作条件和设计指南，并可将其推广至所有此类谐振器。本研究对铁电换能器大信号运行的深入理解，为在单片CMOS-MEMS平台上设计和演示机电器件的新功能创造了机会。

1 引言

在先进互补金属氧化物半导体（CMOS）集成电路制造技术中实现单片微机电系统（MEMS）组件，有望为下一代通信、物联网（IoT）和硬件安全带来新的范式。借助标准CMOS和新兴的3D异质集成（3DHI）集成电路技术，只需对制造和封装进行少量修改或无需修改，即可实现射频（RF）系统及物理传感的附加功能，并显著降低功耗、面积和成本。随着集成和缩小射频前端模块组件的压力日益增大，此类单片解决方案的出现正逢其时，适用于 [1] 当前及未来各代无线通信（xG）标准。新频段的引入，以及载波聚合（CA）和多输入多输出（MIMO）等对滤波器要求较高的技术， [2], 使这一挑战进一步加剧，而可配置性的需求也让问题更加突出。当前的表面声波（SAW）和体声波（BAW）滤波器 [3–6], 由于缺乏可配置性，且需要专用的制造和封装工艺，因此不适用于这一场景。钛酸钡锶（BST）薄膜体声波谐振器（FBAR） [7, 8] 凭借其铁电特性可提供可配置滤波器，但与CMOS不兼容。在商用CMOS工艺中，采用内禀可切换铁电材料驱动的声波器件有望通过从射频前端模块中移除射频开关并实现单片集成来解决这些问题。此外，基于铁电换能的微机电系统谐振器还可用于构建自主自适应无线电前端，使其能够根据输入信号的强度重新配置性能特征。铁电器件目前也正被积极研究，以用于神经形态计算范式，克服冯·诺依曼瓶颈[9–12]。这些基于铁电材料的解决方案采用脉冲神经网络（SNN） [13]或卷积神经网络（CNN） [14]硬件，利用底层器件固有的存储与处理同步进行的能力，从而实现传感器内计算等应用 [15–17]。此外，利用CMOS集成的后端互连层铁电换能器在芯片上生成高频超声，可实现指纹检测 [18], 高分辨率临床成像 [19], 用于薄膜计量的无激光皮秒超声[20],以及神经调控 [21],等应用，而其中大多数迄今尚未在可扩展的集成电路制造技术中实现。上述所有应用都要求向换能器元件施加大信号驱动。因此，要利用这项技术恰当地设计执行器和物理传感器，就必须了解集成铁电换能器的大信号行为。

基于铁电换能的可切换微机电系统谐振器目前正受到积极研究 [22–31] ，这得益于铁电性的演示

在后端互连层（BEOL）/前端互连层（FEOL）兼容材料中实现了铁电性，例如掺杂二氧化铪（HfO_2）[32–36] 和氮化铝钪[37, 38]。然而，由于封装和制造方面的特殊考量，这类谐振器件尚未实现单片集成到互补金属氧化物半导体平台中。此前已有研究展示了无需后处理、集成于商用互补金属氧化物半导体中的未释放式谐振器 [39–45]。其中一类 [43–45] 采用可切换压电换能，将锆钛酸铅（PZT）铁电电容（FeCAP）集成于德州仪器 HPE035 130 nm 互补金属氧化物半导体 FRAM 工艺的后端互连层中[46, 47]。这些基于高 Q 铁电电容的器件，是单片集成、具备固有可切换性的射频滤波器和低相位噪声频率基准的理想候选方案。

射频前端发射路径（TX）中的声波滤波器会接收到来自射频功率放大器（PA）的高功率信号。此外，滤波器的非线性会产生谐波和互调产物，影响接收链路（RX）的性能。在频率参考应用中，频率滤波谐振元件的非线性会降低相位噪声。此外，对于物理传感中的换能器，为了获得高灵敏度，需要产生较大的位移/动量，这通常通过大信号驱动来实现。鉴于互补金属氧化物半导体集成铁电谐振器正被考虑用于这些应用，因此分析大信号摆幅和非线性对原本用于数字 FRAM 的铁电换能器模拟性能的影响至关重要。本文讨论的铁电电容器谐振器件此前仅在非常有限的工作条件范围内进行过研究。本文报道了互补金属氧化物半导体-微机电系统铁电谐振器的大信号特性及其温度依赖特性。本文提出的分析和结论直接关系到声谱处理、振荡系统以及采用当前和新兴材料（如 HZO）的铁电换能器所构成的物理传感器，这些换能器用于互补金属氧化物半导体 FRAM [48, 49]和 FeFET 应用 [50–52]。本研究并不局限于集成在系统级封装（SiP）中的换能器，也可为独立铁电换能器的设计和分析提供参考。

2 Device Design and Acoustic Dispersion

采用德州仪器的 HPE035 130 nm CMOS 工艺制造的谐振器 [53] 由一系列后端互连层 PZT 铁电电容构成的声子波导光栅组成，如图1（a）所示。波导的每个晶胞均由一个厚度为 70 nm、采用铱（Ir）和导电氧化铱（IrO_2）电极接触的铁电 PZT 电容构成。钨（W）通孔用于将铁电电容晶胞连接至后端互连层铜布线和前端制程多晶硅（Si）屏蔽层。沿 x 方向重复排列这些晶胞（晶格常数$a = 2\ \mu$m），可形成慢波结构，其中声波的传播速度低于后端制程介电层

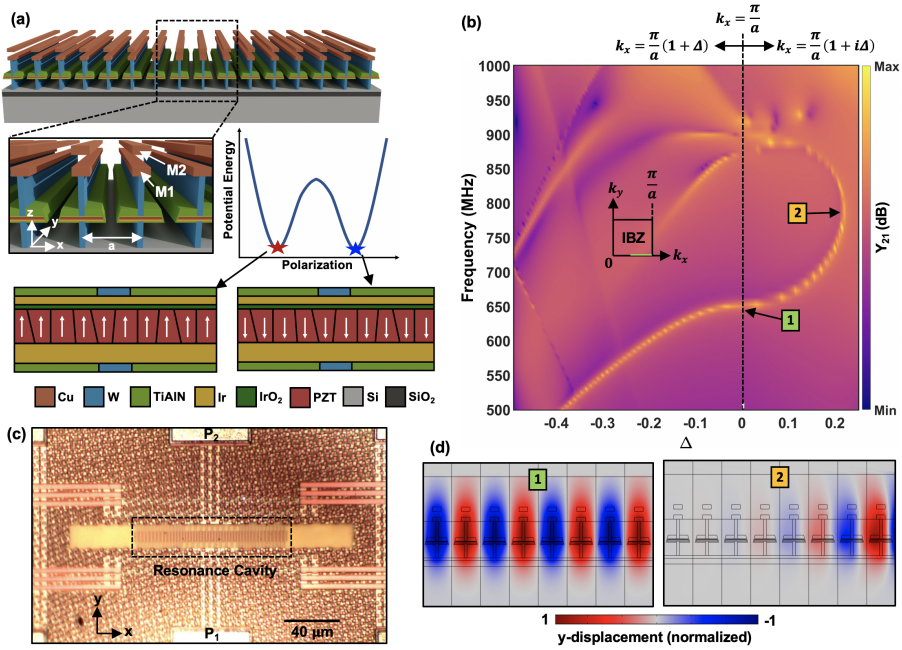

图 1 (a) 示意图显示了由一组铁电电容换能器构成的声子波导。各个晶胞之间的距离为晶格常数 a，该参数由光刻工艺确定，在谐振频率设计中起主导作用。为便于观察，图中省略了填充金属与铁电电容之间空间的后端制程介电层。双势阱势能图（势能 U 与极化 P的关系）展示了铁电电容器的两种饱和状态，其极化方向相反，如图所示。(b) 使用二维有限元仿真评估得到的波导 Y_{21} 导纳声学色散特性。虚线左右两侧的区域分别表示波导所支持电活性模式对应的传播特性和阻带特性。(c) 铁电电容谐振器的光学显微图，显示了连接至谐振腔内换能器的电气连接，以及主谐振腔两侧用于减少散射的额外晶胞。(d) 对应于目标模式 1 谐振频率以及波导阻带内倏逝模式 2 的 y向位移振型。

以及下方的硅衬底。图1（c）展示了制成的 $108\ \mu\text{m} \times 7\mu\text{m}$ 铁电电容波导谐振腔，以及连接至信号和接地探针焊盘的金属布线。为获取所得声子波导的色散特性和模式耦合行为，并表征其传跨导，Y_{21}在频域分析中采用弗洛凯周期性边界条件（PBC），并施加周期性电激励。沿不可约布里渊区（IBZ）的 k_x 路径，将波矢 $\Delta = \delta k_x / k_{x0}$ 偏移 $\Gamma - X$（实部和虚部均偏移），即可得到图1（b）所示的传播和阻带特性。波矢 $k_{x0} = \pi/a$ 对应于晶胞两端之间的相移 180° 。

从色散特性可以看出，导模 1 能够在慢波区传播，其光栅限制模态形状如图1(d) 所示。此外， Δ–频域表明

在导波中，Mode 1 紧邻区域不存在能够被电学检测并高效驱动的模式。从大信号激励谐振腔 [54]的角度来看，这一点很重要，因为它可能会在互补金属氧化物半导体中引发参数效应，例如机械域频率梳的生成。通过色散分析识别出可被电学激励和检测的模式，也有助于高 Q 谐振腔的设计。谐振腔通过终止光栅形成，这会引入反射。为尽量减少声波散射，我们采用波导终端而非突变过渡；在这种结构中，终端波导中的倏逝模式 2（图1(d)）选用合适的晶格常数，使其与腔内 Mode 1 的谐振频率匹配。波导晶胞中的后端互连层金属层数限制为两层（M1 和 M2），并对横向尺寸进行优化，以最大限度地将应力局限在 PZT 中，从而提高换能效率。在本文讨论的器件中，通过在波导腔两侧添加电气隔离的虚设 FeCAP 晶胞，来实现 x–方向上的横向声学约束，使声波向体材料的散射发生在换能器区域之外。

3 大信号性能分析

如补充信息第 6.3 节所述，在不同偏置条件下进行的小信号射频测量表明，器件响应会随施加偏置 V_P发生显著变化。传统的修正 Butterworth-Van Dyke（mBVD）建模方法 [55–59] 不适用于铁电电容谐振器性能的提取。这主要是因为模型精度不足，原因在于缺少用于捕捉观测特性所需的电路元件。因而，采用图 2(a)所示的增强型mBVD模型，以准确捕捉谐振器对射频功率（P_{RF}）和偏置（V_P）的依赖关系。代表模式 1 的运动支路由动态电阻 R_m、电感 L_m和电容C_m组成，这些参数通过机械谐振频率 f_0 （角频率 ω_0）和无载品质因数 Q_{UL}相互关联。谐振器模型中关键寄生元件的物理来源如图 2(b)所示。在相应的换能器本征电容 C_{01} 和 C_{02}串联加入铁电电容器的电损耗元件 R_{01} 和 R_{02} 。与电容本身一样，这些损耗取决于偏置和射频功率。R_P和 C_P的串联RC 组合用于捕捉指间电容以及后端制程介电层的相关介电损耗，并认为其不随偏置和射频功率变化。同时，加入 R_{poly} 以模拟谐振器结构下方接地多晶硅屏蔽层的电阻，该屏蔽层连接阵列中所有铁电换能器的底部电极。

图。2（c）阐明了表征器件时所处的工作条件。谐振器通过电压 V_P 与射频激励电压叠加 v_{RF}

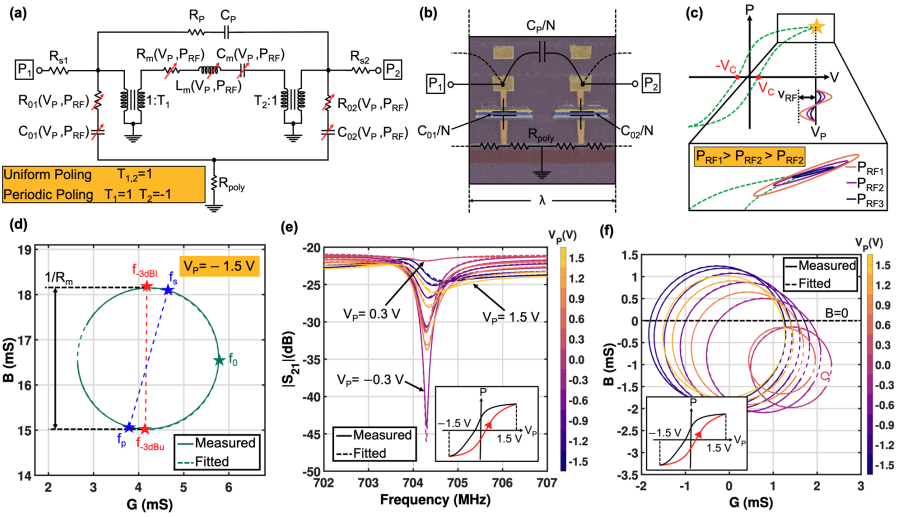

图 2 (a) 铁电电容谐振器的双端口大信号等效电路，其中包含 V_P 和 P_{RF} 相关元件。变压器 T_1 和 T_2 用于确保在均匀极化和周期性极化条件下驱动与检测换能器的极性正确 [45]。(b) 一对晶胞的截面扫描电子显微图，展示了模型中关键电气元件的来源。(c) 大信号驱动对 $P-E$ 回线滞回的影响示意图，图中施加了偏置电压 V_P。(d) Y_{11} 在 V_P=-1.5 V 和 P_{RF}=-10 dBm 下的导纳圆，标示出串联和并联谐振频率 f_s以及 f_p 对应于最小和最大导纳的频率，以及 -3 dB 频率 f_{-3dBl} 和 f_{-3dBu} 对应于最小和最大电纳的频率 B。(e) 偏置相关的 S_{21} 传输特性，显示模型与实验结果高度吻合。(f) V_P相关的 Y_{21} 导纳圆，显示满足巴克豪森相位准则的偏置值（相对于 $B=0$）。

对应于不同的 P_{RF}。在大信号激励下，极化P不会遵循FRAM在两个状态之间进行数字切换时通常表现出的特性 [60–65]。增加 P_{RF} 会导致对应于每个数值的 $P-E$ 回线的平均斜率和面积增加。这可归因于：随着大信号摆幅围绕钉扎电压 V_P增大，不可逆畴壁运动增加而产生损耗。

器件的测量 S_{21} 传输特性在 P_{RF} =-10 dBm 和不同 V_P 条件下如图2(e)所示，在约704.1 MHz处出现谐振，对应于机械谐振频率 f_0。随着 V_P 从饱和状态移向矫顽电压，串联谐振峰因动态电阻增大而减弱 R_m （如图2(f)中导纳圆半径减小所示）。由于换能器电容 C_{01} 和 C_{02}发生变化，两个端口之间的电气馈通电流 i_f 与运动电流 i_m 的相对大小也会改变（这是由换能器机电耦合的相应变化所致）。因此，谐振器的传递函数也会发生变化，详见 [45, 66]，在 V_P=处获得高抑制的并联谐振

-0.3 V 对应于 i_m 和 i_f相互抵消。在该器件中，串联谐振幅度较低，归因于交替排列的铁电电容器在相同偏置电压下进行了均匀极化。详见 [45], ，若对相邻电容器施加极性相反的交替极化电压，运动电流将占主导地位，超过馈通电流，从而产生显著的串联谐振。器件的基频机械品质因数 Q_{UL} 不受极化条件影响。均匀极化下的并联谐振对 V_P 的依赖性最大，因为换能器电容强烈依赖于施加偏置，而施加偏置又会改变 i_f。采用导纳圆法（补充信息第6.2节）从测量结果中提取扩展的 mBVD 电路参数。图2(d)展示了 Y_{11} 在 P_{RF} =-10 dBm 和 V_P= -1.5 V 条件下的奈奎斯特图以及与测量数据对应的导纳圆拟合结果。对所有 f_0和无载品质因数 Q_{UL} ，以及运动参数均已获得，涵盖所有 V_P 和 P_{RF} 组合。

如图2(c)所示，在静态 $P-E$ 回线上的不同偏置条件（V_P）下，对谐振器施加 P_{RF} 个-10、-2.5、2.5和7.5 dBm的电平。随后，使用增强型mBVD模型提取这些工作点下谐振器的 R_m、 Q_{UL}和有效耦合系数 k_t^2。根据图3(a)中 V_P 为1.5、1.2和0.9 V时提取的 R_m 特性，我们观察到，当 P_{RF}从-10 dBm增至7.5 dBm时，其分别下降了9.39%、12.92%和18.65%。由于远离饱和时可翻转畴的数量更多，FeCAP换能器中的非本征效应 [67] 增强，导致 R_m 中的非线性更强。此外，随着 P_{RF} 增加， Q_{UL}会降低（图3(c)）；这是由于缺陷位置处的畴壁钉扎 [68, 69]导致不可逆畴壁运动增加所致。这种损耗机制在FRAM中使用的软性锆钛酸铅中十分常见。铁弹性非本征效应增加还会导致谐振器的有效耦合系数随 P_{RF} 增加，如图3(c)所示。非180^o畴壁具有铁弹性活性，并贡献了压电模量 [67]的60–70%；增强外加电场会使这些畴壁的运动增加，从而使 k_t^2累积增加。

从单片CMOS-MEMS振荡器设计的角度来看，铁电电容谐振器通常会连接到如图3（d）所示的跨阻放大器（TIA）反馈路径中，从而形成闭环。该 Y_{21} 导纳圆（例如图3（e）和（f）中的导纳圆）决定是否满足振荡的相位条件。为了维持振荡，环路增益 $Y_{21}Z$ 应大于1，并且 Y_{21} 圆应与电纳 B=0 线相交。图2（f）中的一些导纳圆完全位于B=0下方，这意味着在这些偏置电压下无法获得持续振荡。对于远离饱和状态的某些偏置点，例如图 V_P=3（f）中的-0.3 V，提高 P_{RF} 可能会导致 Y_{21} 圆移至 $B=0$ 下方，此时将无法产生振荡。

振荡器相位噪声由 Leeson 方程[70]给出：

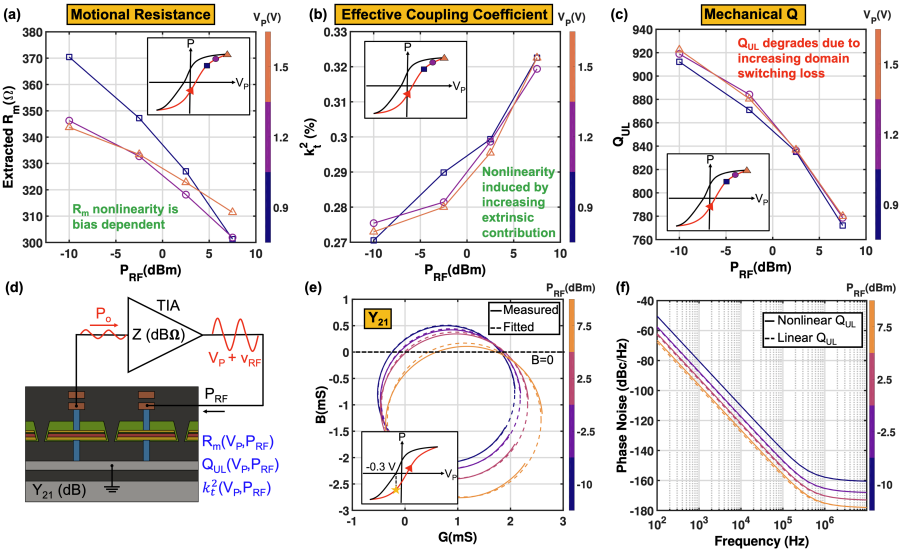

图 3 P_{RF}相关的非线性：（a）动态电阻 R_m，（b）机械品质因数 Q_{UL}，以及（c）有效机电耦合系数（k_t^2）。对这些参数的非线性特征进行单独分析，有助于理解大信号行为的物理根源。（d）增益为 Z 的基于跨阻放大器的振荡器示意图。铁电电容谐振器的导纳 $Y_{21}(V_P,\ P_{RF})$ 接入反馈回路。（e）Y_{21} 导纳圆随 P_{RF} 的变化，显示在较高功率电平下，$V_P = -0.3$ V 时偏离振荡条件。（f）对偏置电压为 V_P =1.5 V 的谐振器进行谐波平衡仿真所得的相位噪声特性。随着 P_{RF} 增大，相位噪声因 Q_{UL} 非线性而略有劣化。

$$L(\Delta f) = \frac{FKT_0}{2P_o}\left[1 + \frac{1}{f_m^2}\left(\frac{\Delta f}{2Q_{UL}}\right)^2\right]\left(1 + \frac{f_\alpha}{f_m}\right) \tag{1}$$

其中 f_m 为振荡频率，Δf 为频率偏移，f_α 为与 $1/f$ 噪声拐角相关的常数，F 为跨阻放大器的噪声系数，P_0 为振荡功率。为比较相位噪声，假设跨阻放大器的输入和输出电阻均为零，使得 $Q_{UL} = Q_L$。由于 $1/f^2$ 区域内的相位噪声取决于 Q_{UL}，增大 P_0 会使相位噪声降低，但相对于假设功率与 Q_{UL}无关的情况，其降低速率略低。图3（f）展示了铁电电容CMOS-MEMS振荡器在谐振器具有和不具有功率相关非线性时的仿真相位噪声对比。对于 $V_P = 1.5$ V，在假设两种情况下Q 均保持不变时，功率非线性使载波偏移1 kHz处的相位噪声在7.5dBm 射频功率下增加了 1.45dB。同时，即使功率高达 7.5 dBm，振荡功率导致的振荡器相位噪声因 Q_{UL} 降低而产生的劣化也并不明显，这表明更高功率运行是可行的，其限制因素反而是铁电材料中的击穿和疲劳等效应。铁电谐振器中的非线性会在载波频率附近产生额外的$1/f$ 噪声上变频，因此需要采取相应的抑制措施，例如

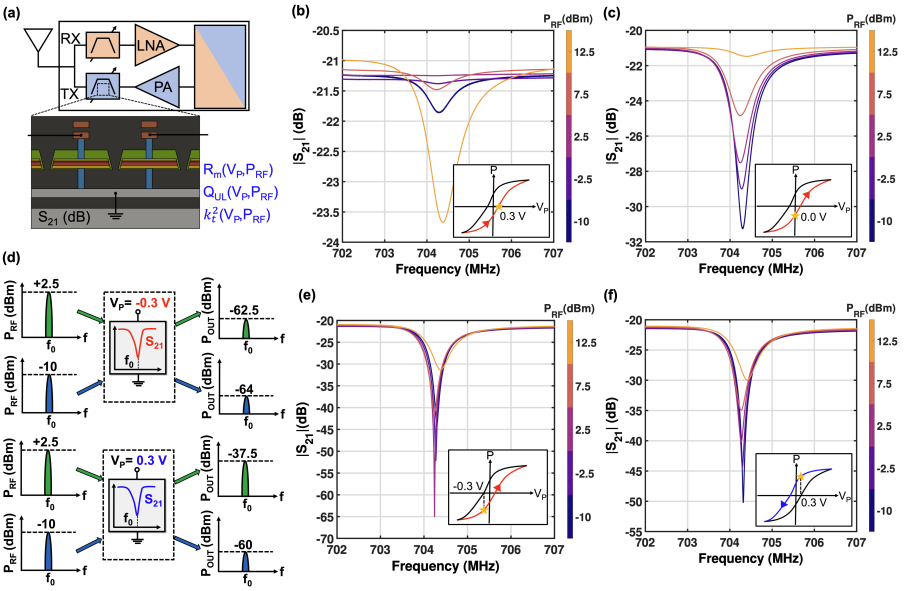

图4 (a) 使用铁电电容谐振器的可切换发射/接收双工器集成射频收发器模块示意图。当谐振器偏置于(b)静态矫顽电压 $V_C = 0.3$ V 和(c) $V_P = 0$ V 时测得的传输特性，显示其开关特性随施加的 P_{RF} 而变化。(d) 并联谐振频率 f_0 处具有不同功率电平（+2.5 和 -10 dBm）的输入信号会受到不同程度的衰减，具体取决于施加的偏置；为实现最大抑制，需要动态调节该偏置。如插图所示，$P-E$ 回线上(e) V_P = -0.3 V 和(f) 0.3 V 时的传输特性。可以看出，由运动电流与馈通电流抵消所导致的响应中并联谐振凹陷的强度取决于射频功率。

作为自动增益控制（AGC） [71]。此外，由于R_m 如图 Y 中所示，工作点接近矫顽电压$_{11}$ 圆的直径2(f)，在这些偏置条件下工作需要跨阻放大器提供更高的增益，因此功耗也会更高。

对于射频前端应用，采用铁电电容器谐振器的可切换多路复用器可与低噪声放大器（LNA）、功率放大器（PA）以及其他发射和接收链路电子器件并排单片集成，从而实现极致小型化（图4（a））。然而，必须考虑滤波器核心铁电电容器件（其与天线和放大器相连）的功率承受能力和线性度。从开关能力的角度来看，预计铁电换能器在矫顽电压偏置下，谐振器不会表现出机电响应。在这种情况下，当谐振器偏置于从静态 $P-E$ 回线 V_P=0中提取的矫顽电压 0.3 V 时，可以观察到响应消除取决于 P_{RF} （图4（b））。随着射频功率增加，畴壁运动和开关作用增强，从而导致响应消除取决于 V_P。例如，图4（b）显示了 V_P 为 0.3 V、且 P_{RF} 为 2.5 dBm 时的响应消除。因此，铁电电容滤波器切换

取决于信号电平；为确保有效的滤波器切换，必须根据信号电平调整偏置。例如，当输入功率为 12.5 dBm 时关闭器件，必须施加 $V_P = 0$ V，如图4（c）所示。

现代并发无线通信标准要求抑制电平高达 0 dBm 的阻塞信号，这种信号可能使接收机饱和。以往的可调带阻滤波器或陷波滤波器实现方案占用面积大，主要基于低损耗衬底波导[72, 73] 或硅上的集成无源器件 (IPD) [74] 并结合射频微机电元件。此前已有研究提出，许多压电换能和静电换能谐振器常见的尖锐并联谐振陷波可用于射频前端中的阻塞信号抑制[66]。然而，本研究中的铁电电容谐振器具有独特优势，可用于单片CMOS-MEMS射频前端中的阻塞信号抑制。当铁电电容谐振器的偏置为 V_P 0.3 V 或 -0.3 V 时，其并联谐振陷波最为显著，如图4(d) 和 (e) 所示，后者的抑制电平高达 43 dB。从图4(d) 和 (e) 中这两种偏置条件下谐振器的传输响应可以看出，陷波深度随输入功率电平而变化。因此，当陷波频率处的阻塞信号电平从 -10 dBm 变为 2.5 dBm 时，铁电电容谐振器偏置为 0.3 V 时，相应的抑制度（陷波深度）会从 28 dB 变为 18 dB。与滤波器切换的情况一样，由于运动电流与馈通电流的抵消取决于P_{RF}，因此需要进行自适应偏置，以根据阻塞信号强度将其抑制。

对于与低噪声放大器和功率放大器相连接的滤波器，其插入损耗（IL）和带外（OOB）抑制由构成滤波器的谐振器的 Q 值决定 [4]。因此，必须最大化铁电电容谐振器的 Q 值，以降低插入损耗并提高带外抑制能力。然而，从图3(b)可见，随着 P_{RF}增大，谐振器的 Q 值会降低。这意味着，由功率放大器输出的高 P_{RF} 驱动的发射端铁电电容谐振器滤波器，其插入损耗和带外抑制性能会劣于接收端滤波器。为补偿新增的损耗，功率放大器需要增加电流，这会增加系统功耗。此外，考虑到现代射频系统中的发射机必须满足严格的发射要求，谐振器 P_{RF} 非线性随 k_t^2 变化而导致的滤波器通带边缘偏移（图3(c)）会严格限制可传输至天线的功率。

与铁电电容谐振器非线性相关的另一个方面，是使用这些器件设计的滤波器中会产生谐波和互调产物。器件非线性导致此类副产物生成，会严重影响接收机信号链。为比较不同偏置条件下的非线性，在三个不同的 V_P 值（1.5 V、0.9 V 和 -0.3 V）下，对谐振器的三阶输入截点（IIP3）进行了表征。向偏置后的谐振器施加两个基波音调 ω_1 和 ω_2 ，其频率与谐振频率 ω_0 相差 50 kHz

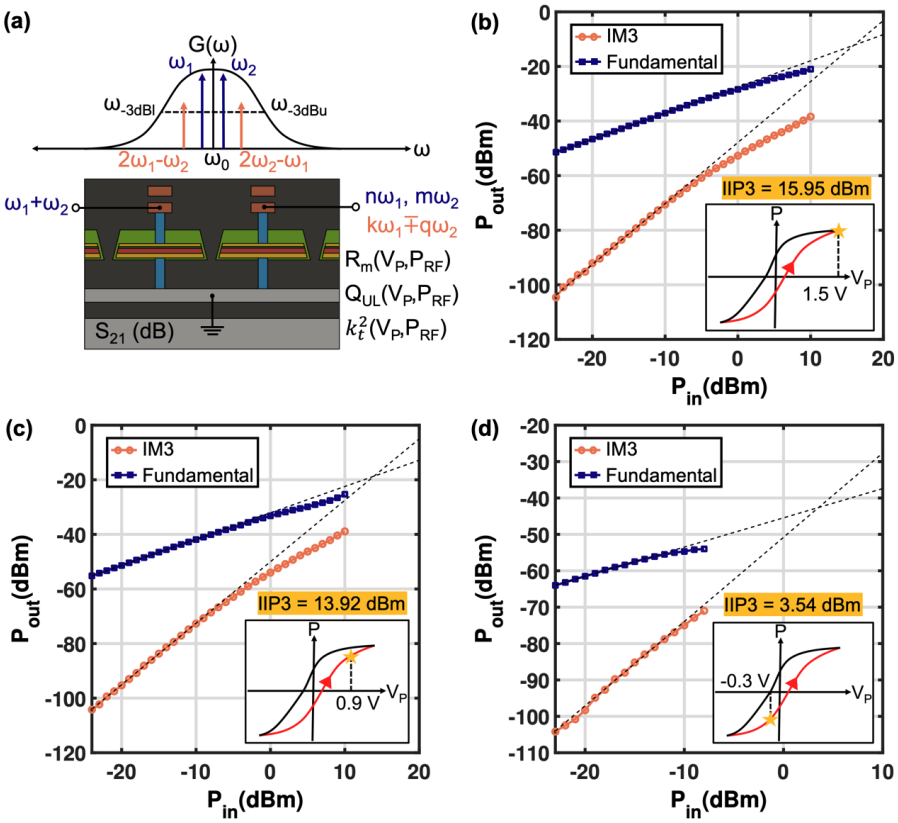

图 5 (a) 双音（ω_1 和 ω_2）测试的示意图。该测试确保铁电电容谐振器的三阶互调分量位于机械谐振的半功率带宽内，该带宽由频率 ω_{-3dBl} 和 ω_{-3dBu}界定。对应于以下偏置条件的三阶输入截点特性测量结果：(b) 线性度最高（1.5 V）、(c) 带阻（-0.3 V）和 (d) 中间状态（0.9 V）。非线性逐渐增强，表现为三阶输入截点降低。其主要影响是：在带阻应用中，将谐振器的偏置设为偏离 1.5 V 时的饱和状态，会增加谐波和互调分量的生成。

并记录 $2\omega_1-\omega_2$ 和$2\omega_2-\omega_1$ 处的三阶互调分量（IM3）电平，如图5(a)所示。从图5(b)、(c)和(d)可以看出，该器件在 V_P 分别为 1.5、0.9 和 -0.3 V 时，IIP3 分别为 15.95 dBm、13.92 dBm 和 3.54 dBm。随着偏置变化，IIP3 降低，这可归因于工作点从相对线性的饱和区（可供开关的畴较少）移向高度非线性区域，在该区域中外禀铁电特性更加显著。因此，在关断状态（V_P= 0 V）和带阻（$V_P=-0.3V$）配置下偏置的谐振器会产生谐波和互调产物；使用铁电换能器设计滤波器时，必须考虑这一点。通过采用谐振器级联技术，可以显著改善器件线性度，如 [75] 所示，这为单片 CMOS-MEMS 射频技术

前端。另一方面，铁电机电换能器固有的非线性和迟滞特性，可用于实现自主自适应无线电前端，使其能够根据输入信号电平调整传递函数。在采用低动态范围宽带模数转换器（ADC）的射频采样系统中，需要消除内部杂散信号和外部干扰信号。在所有这类应用中，可重配置滤波器所需的控制输入数量都极其庞大。因此，可以利用铁电电容谐振器依赖于信号电平的非线性行为来缓解这一问题。

除可切换声学滤波和频率基准等应用外，铁电材料的非线性、偏置相关换能特性和迟滞，还能在传统互补金属氧化物半导体平台上催生传感器内计算等新范式。迄今为止，为提高数据效率而在传感器层级进行本地信息处理的传感器内计算应用，仅限于光传感器 [76] 或基于铁电 HZO 的释放式纳米机电系统器件 [77]。与基于 Fe-FET 或 RRAM 的方法相比，非线性铁电微机电系统/纳米机电系统器件可显著降低漏电通路，从而使存内/传感器内计算成为可能 [78]。在本研究中，通过使用非线性、偏置相关器件，这种能力可扩展至互补金属氧化物半导体中的声学领域，用于声学成像和阻抗谱分析。例如，基于非线性铁电换能器阵列的指纹传感系统，作为人工神经网络的一部分实现后，可将计算任务从数字处理电路转移至神经形态计算领域，从而显著提高效率。换能过程中的非线性还可支持众多与非线性参数效应相关的应用。基于非线性铁电换能的声子频率梳，例如文献 [78]中展示的方案，与光学频率梳相比，可通过更简单的实现方式实现前所未有的芯片级频谱感知和计量。此外，利用铁电非线性的参数放大还可提高物理传感器的灵敏度，正如在微机电系统陀螺仪中使用电容式非线性换能所展示的那样 [79, 80] 。

4 温度依赖性

为进行温度表征，在 Cascade PMC 探针台的真空条件下测试谐振器，温度范围为 -20 至 80 ₒC。值得注意的是，在 77 K 左右的低温下，器件不表现出谐振特性，这与其他铁电换能器的观测结果一致 [83–85]。测量时采用 -10 dBm 的低射频功率，以尽量减小畴壁运动导致的自热。由偏置电压为 1.5 V 时得到的图6(a) 和 (b) 可见，谐振频率随温度升高而增加，频率温度系数 (TCF) 为 $+57.20\ \mathrm{ppm/^{o}C}$。同时，

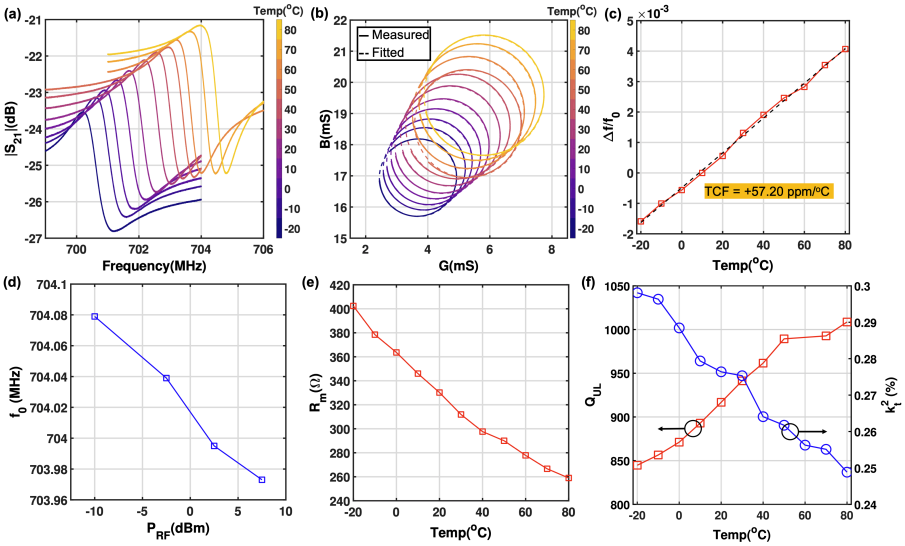

图 6 (a) -20 至 80°C 范围内测得的 S_{21} 传输特性随温度的变化，显示温度升高时插入损耗（IL）逐渐改善。(b) 温度升高时，$V_P = 1.5$ V 下的 Y_{11} 导纳圆半径增大。(c) 1.5 V 偏置对应的铁电电容谐振器谐振的实测温度系数频率（TCF）。(d) 谐振频率 f_0、(e) 动态电阻 R_m、(f) 有效机电耦合系数 k_t^2 和机械品质因数 Q_{UL} 随温度的变化。提取的温度相关谐振器参数可用于判明器件中大信号非线性的成因。

随着温度升高，S_{21} 图所示特性中的插入损耗逐渐降低。6（a）对应于器件动态电阻的降低R_m。从图$_{11}$ 6中的Y导纳圆6（b）可以观察到，半径也随温度升高而增大，这同样与 R_m 降低相一致。此外，圆向右上方移动，表明换能器电容 C_0 随温度升高而增大。图6（e）显示了提取出的 R_m 以及压电耦合的相应增加k_t^2，且二者均随温度升高而变化。

机械品质因数 Q_{UL} 随温度升高而增加，如图6(f)所示。这种现象归因于铁电PZT层的机械品质因数增加 [86, 87] 从而增强了 Q_{UL}。通过提取谐振器的温度和高射频功率特性，可以更全面地了解谐振器的特性。首先，研究随 P_{RF} 增加而产生的谐振频率偏移。偏移可能源于射频幅度增加导致的自热，也可能源于刚度变化。从图6(d)可见，谐振频率 f_0 随着 P_{RF} 增加而降低，这与图6(c)中随温度升高而增加的趋势相反。由此我们得出结论，谐振频率的负向偏移是由与所关注模态相关的刚度降低所致。刚度降低的物理原因

动态电阻 R_m 随 P_{RF} 增加而变化，其原因可归结为三种机制 [88]。为更好地理解这些机制，我们从谐振模态的等效运动参数角度来考察 R_m ：

$$R_m = \frac{\sqrt{k_{eff} m_{eff}}}{Q_{UL} \eta_1 \eta_2} \tag{2}$$

其中， k_{eff} 和 m_{eff} 是与该模式相关的有效刚度和质量， η_1 和 η_2 是与输入换能器和输出换能器相关的机电耦合系数。 R_m 的任何降低都是由刚度 k_{eff} 的降低、 Q的增加，以及机电耦合系数 η_1 和 η_2的增加所导致的。我们已经确定，随着 P_{RF}的增加，刚度会降低。此外，通过实验确定，PZT压电系数 d_{31} 和 d_{33} 表现出对射频幅度的依赖性，并遵循瑞利方程 [62]:

$$d_{33} = d_{init} + \alpha E_{RF} \tag{3}$$

其中， d_{init} 表示机电响应中的可逆畴壁贡献， α 为瑞利常数， E_{RF} 为电场幅值。由于机电耦合系数 η_1 和 η_2 与压电系数成正比，因此我们可以预期它们会随 P_{RF}增加。因此， R_m 的降低可归因于 η_1和 η_2 ，以及刚度随 P_{RF}降低。随着温度升高， R_m 的改善也可以用类似的方式解释，即 Q_{UL}增加。

5 Conclusion

本研究首次探讨了单片集成于商用 BEOL 工艺堆栈中的铁电 CMOS-MEMS 谐振器的大信号特性。主要应用场景包括但不限于载波生成和自适应射频前端滤波。针对原本面向 FRAM/FeFET 低电压运行而设计的铁电换能器所进行的大信号分析，同样适用于目前正在为上述应用开发的所有此类器件。本研究开发了首个非线性大信号模型和提取方法，用于获取器件在各种偏置和射频功率条件下的性能特性。机电转换中固有的非线性机制可用于传感器内计算和自主自适应无线电前端等应用。研究表明，由于铁电体特有的不可逆外禀机电转换，铁电电容谐振器的 R_m 和 Q_{UL} 会随 P_{RF} 而减小。本文结合非线性的影响，从相位噪声和功耗的角度讨论了采用这类谐振器的振荡器性能；同时，还通过三阶输入截点和

依赖于 P_{RF} 的表征，展示了如何为通带和带阻型配置确定最佳工作点。最后，对温度依赖性进行了表征，从而将高 P_{RF} 下的性能变化纳入统一认识。本文针对 CMOS-MEMS 铁电谐振器所提出的分析和设计指南，有助于在标准射频CMOS和新兴的三维异质集成电路中增加功能，同时只需对制造和封装进行少量或无需修改，从而实现极致微型化。

6 补充内容

6.1 建模背景与挑战

为了制定适用于未释放的CMOS-MEMS铁电谐振器的建模策略，必须评估以往为传统表面声波/体声波器件和铁电器件开发的技术是否适用。声学器件通常采用三种主要建模方法 [3] ：基于本构方程的一维声学模型（如梅森模型、P矩阵和耦合模模型），行为模型（如改进的巴特沃斯–范戴克模型和黑箱多谐波失真模型）。对于本文研究的未释放铁电谐振器件，我们首先讨论如何根据偏置相关小信号建模与提取所面临的挑战来选择合适的模型。随后，我们将探讨如何扩展所选的小信号建模方法，使其能够纳入大信号行为。

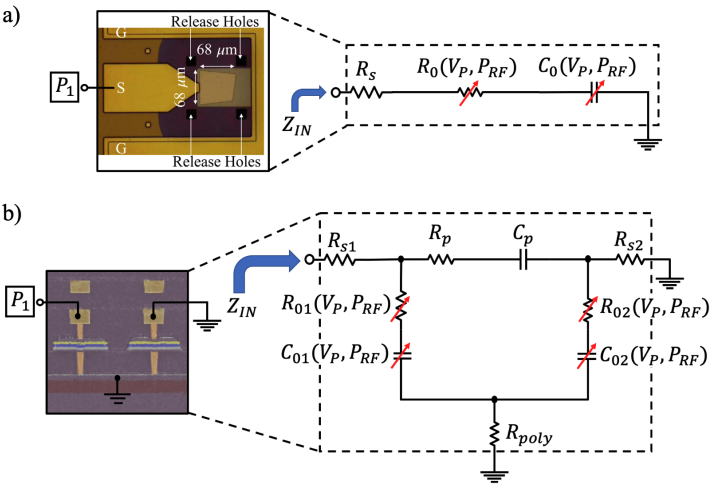

图 7 （a）BST薄膜体声波谐振器和（b）铁电电容谐振器中电寄生元件低频提取的等效电路比较。

基于铁电换能器（如处于顺电相的$Ba_xSr_{1-x}TiO_3$（BST））的可调谐薄膜体声波谐振器器件 [8]，此前已采用mBVD模型 [89][90]和一维声学传输线模型[91][92]进行建模。mBVD模型也曾用于已释放的PZT谐振器 [93][94] ，但迄今尚未尝试将包含偏置相关参数的模型与不同工作条件下测得的响应特性相匹配。铁电BST薄膜体声波谐振器的mBVD模型提取依赖于对换能器电容 C_0进行低频提取，该电容可由输入阻抗的虚部获得，如图7(a)所示。提取出的电容随后拟合至为BST变容器开发的知名闭式表达式 [95]。与BST薄膜体声波谐振器不同，直接提取未释放CMOS铁电谐振器中的换能器电容 C_{01} 和 C_{02} 的主要障碍，是输入端口与输出端口之间存在馈通路径，如图7所示。因此，低频下输入阻抗的虚部无法给出正确的换能器电容值。另一项挑战是，与顺电相BST不同，铁电$Pb_xZr_{1-x}TiO_3$（PZT）的电容具有滞回特性，需要采用单独的建模处理 [96] ，以确保与射频仿真工具兼容。运动支路元件（R_m、L_m 和 C_m）的其余提取步骤 [97] ，基于对串联和并联谐振频率 f_s 和 f_p 随偏置变化的建模，以及对运动品质因数（未加载品质因数） Q_{UL}的提取。对于本文这类馈通较低k_{eff}^2 且程度中等的情况，在某些偏置条件下，由于谐振峰值高度小于3 dB，无法唯一确定串联谐振频率 f_s 。未释放的CMOS-MEMS铁电谐振器需要采用不同的建模与提取流程。以往对这类器件小信号行为的建模尝试 [43, 45] 仅限于少数偏置条件，无法捕捉实验观察到的全部行为。

梅森模型的实现方式，例如 [91], 中的实现方式，更适用于由器件堆叠中的不同材料构成的类似 FBAR 的器件。类似地， [92] 中的其他综合模型采用基于全场公式的弹性和电致伸缩等效模型切片，并纳入非线性电致伸缩耦合项。然而，由于未释放后端互连层铁电互补金属氧化物半导体微机电系统器件具有更复杂的几何结构和由多种材料形成的众多模态，这种方法并不适用。为此，如图2(a)所示，本文选择了增强型mBVD模型，以准确捕捉所研究器件与偏置相关的小信号性能。此外，此前已针对 FBAR 器件研究了对 mBVD 模型进行增强以充分纳入大信号非线性的问题，进一步确立了该方法在相同工作场景下的适用性。

6.2 提取方法

如前所述，[45]中的 mBVD模型无法捕捉工作条件变化导致的性能变化，因为其中未考虑铁电材料中的损耗机制以及相邻叉指换能器之间的电容耦合等影响。这些缺陷导致在不同偏置和射频功率电平下，测量传输响应与建模传输响应之间的差异超过 2 dB。通过将铁电电容换能器损耗元件 R_{01} 和 R_{02} 分别与相应的换能器本征电容 C_{01} 和 C_{02}串联，图 2(a)所示的增强型 mBVD模型显著改善了模型传输响应相对于测得的去嵌入器件数据的偏差，使大多数工作条件下的偏差控制在 1 dB 以内。这些损耗元件与电容本身一样，具有 V_P 和 P_{RF} 相关性。由 R_P 和 C_P 构成的串联 RC 组合捕捉了后端制程介电层的指间电容及其相关介电损耗，并且不随施加于器件的 V_P 和 P_{RF} 而变化。电阻 R_{s1} 和 R_{s2} 用于对从去嵌入平面到被测器件之间的布线电阻进行建模。模型的运动支路元件，包括动态电阻 R_m、运动电感 L_m和运动电容 C_m ，通过机械谐振频率 f_0 （角频率 ω_0）和机械品质因数 Q_{UL} 相互关联，如下所示（为简洁起见，省略了其中各量对偏置和射频功率的依赖关系）：

$$C_m = \frac{1}{\omega_0 R_m Q_{UL}} \qquad (4) \qquad\qquad L_m = \frac{1}{\omega_0^2 C_m} \qquad (5)$$

铁电换能器的压电耦合系数 η_1 和 η_2的大小隐含在运动元件中，如下所示：

$$C_m = \frac{\eta_1 \eta_2}{C'_m} \qquad (6) \qquad L_m = \frac{L'_m}{\eta_1 \eta_2} \qquad (7) \qquad R_m = \frac{R'_m}{\eta_1 \eta_2} \qquad (8)$$

其中，R'_m、L'_m 和 C'_m 是独立于机电耦合的运动支路电路参数。将运动参数与机电换能器参数明确分离，是为了能够根据偏置和射频功率测量结果直接提取 R_m ，并在优化之前将其作为初始值直接代入模型。

模型结构最终确定，且已包含所有具有物理依据的必要电路元件后，就需要进行参数/元件提取，为谐振器建立初步模型。该流程的第一步（如图8所示）是在开路和短路去嵌入后，根据不同偏置下的测量数据估算运动支路参数。为克服上一节提到的建模难题，采用了一种基于导纳圆的方法 [98]。如果仅

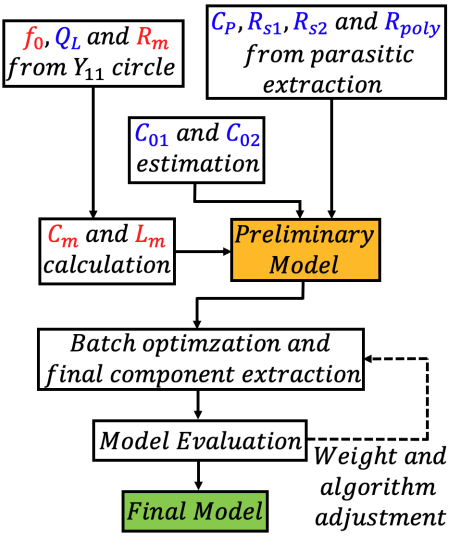

图 8 基于去嵌入测量数据的谐振器提取流程

考虑模型的运动支路后，从该支路看进去的导纳为:

$$Y'_{11} = G(\omega) + jB(\omega) = \frac{1}{R_m + j\omega L_m + 1/j\omega C_m} \tag{9}$$

其中， G 和 B 分别为电导和电纳，其表达式为:

$$G(\omega) = \frac{\omega^2 C_m^2 R_m}{(1-\omega^2 L_m C_m)^2 + \omega^2 C_m^2 R_m^2} \tag{10a}$$

$$B(\omega) = \frac{(1-\omega^2 L_m C_m)\omega C_m}{(1-\omega^2 L_m C_m)^2 + \omega^2 C_m^2 R_m^2} \tag{10b}$$

由这些方程可得导纳圆轨迹方程如下:

$$\left(G(\omega) - \frac{1}{2R_m}\right)^2 + B^2(\omega) = \left(\frac{1}{2R_m}\right)^2 \tag{11}$$

该导纳圆已在图9（a）的奈奎斯特图示意图中绘出。频率 f_0 对应于所研究模式的机械谐振频率（$B = 0$）。圆直径的倒数等于 R_m。与 IDT 耦合电容 C_P 和本征铁电电容 C_{01}、 C_{02}以及 R_{poly} 相对应的并联馈通支路共同形成等效电导 G_P 和电纳 B_P，如图9（b）所示。由于谐振具有高 Q 值且馈通水平适中，因此可以假设，在所考虑的频率范围内， G_P 和 B_P 不随频率变化。在此假设下，圆在奈奎斯特平面中沿 G_P 和 B_P 方向分别移动

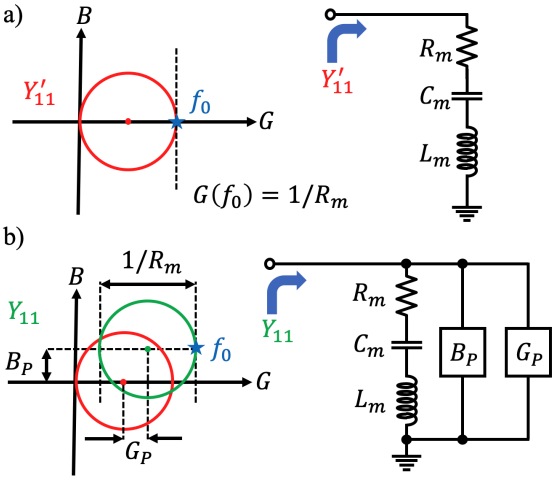

Fig. 9 用于从射频测量数据中提取等效电路参数的 Y_{11} 导纳圆法示意图。路从射频测量数据中提取其参数。

G 和 B 轴。应注意，当在运动支路上并联添加其他元件时，导纳圆的直径（Y_{11}）不会发生变化，这一点有助于直接从测量结果中提取 R_m 。

此外，电导最大值对应的点 $G(\omega)$用于确定机械谐振频率 f_0。电纳 $B(\omega)$ 的最大值点和最小值点对应两个 −3 dB 频率。利用所得的 f_0 和两个 −3 dB 频率，可通过 3 dB 带宽计算加载品质因数 Q_L ： $Q_L = f_0/(f_{-3dBu} - f_{-3dBl})$。在馈通适中的情况下，−3 dB 频率与串联和并联谐振频率（f_S 和 f_P）[98]略有偏差。根据方程4和5 中强调的关系，可以得到 C_m 和L_m 的相应初始估值。串联布线电阻 R_{s1} 和 R_{s2} 也会影响这些计算，但所得数值仍可作为后续优化引擎的良好起点。

采用版图提取（如 [99]），可以估算寄生电气元件，包括 C_P、 R_{s1}、R_{s2} 和 R_{poly}，并将其反馈至初步模型中。在估算这些寄生元件时，会考虑利用片上开路和短路结构获取器件测量特性时所使用的去嵌入平面。尽管从 [45] 中的铁电 P-E 回线测量提取的换能器电容，由于第 6.1节所述的挑战，无法反映准确数值，但仍会将其用于预优化模型，以获得良好的初始估计。初步模型准备就绪后，使用 Keysight® ADS 在不同偏置电压（V_P）和射频功率 P_{RF} 下进行批量优化。适当设置误差函数，以尽可能减小模型幅度及相位响应与测得的去嵌入

器件特性之间的偏差。随后评估模型拟合质量，并对优化权重和算法进行必要调整，从而得到最终模型，使其尽可能贴合所考虑偏置点处的测量数据。

6.3 模型基准测试

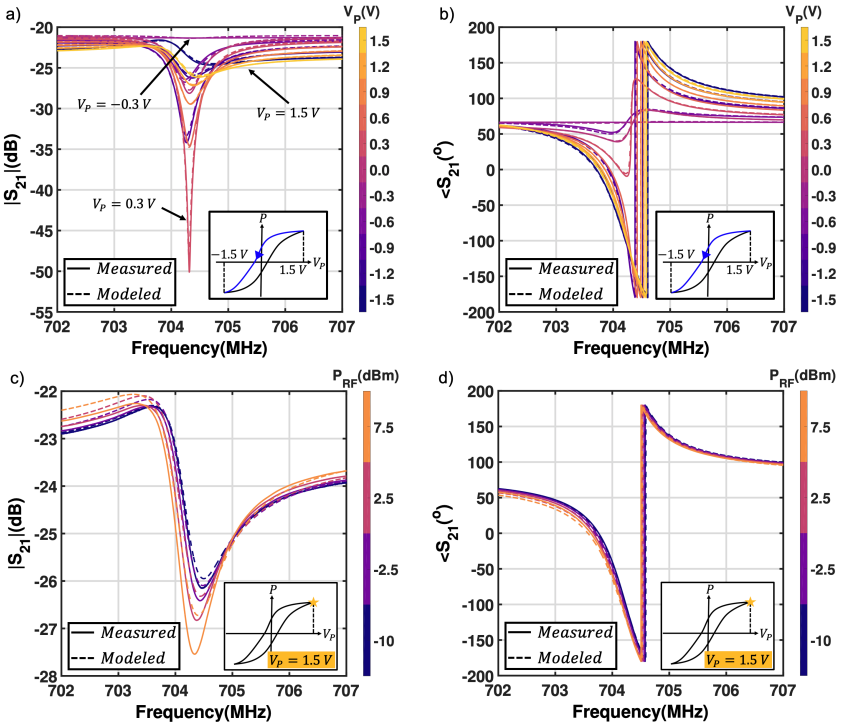

Fig. 10 （的实测与建模幅度和相位特性对比
a) 小信号(P_{RF}) 和 -10dBm 和 (c)、(d) 大信号 V_P = -0.3 V 工作。

图中展示了测量的传输幅度和相位特性与模型的对比。10(a) 和 (b) 展示了不同V_P沿极化-电场回线变化的取值。可以观察到，模型与测量特性高度吻合。这证明了上一节所述小信号模型提取方法的有效性。由于模型运行关系在幅度变化时保持不变，因此大信号运行时提取方法也不变。可以通过图 [100] 中等效电路模型的大信号传跨导 Y_{21}响应的基本沃尔泰拉级数表示2(a) 定性理解这一点。假设输入电压的幅度为 A ，频率为 ω_1 ，其表达式为 $v_{in}(t) = A\exp(j\omega_1 t)$

施加于模型的端口1（P1）后，端口2（P2）的输出电流可表示为：

$$i_{out}(t) = H_1(\omega_1)A\exp(j\omega_1 t) + H_2(\omega_1,\omega_1)A^2\exp(2j\omega_1 t) + H_3(\omega_1,\omega_1,\omega_1)A^3\exp(3j\omega_1 t) + \ldots \quad (12)$$

其中，传递函数 H_n 表示与换能导纳 Y_{21}相对应的 n阶 Volterra 核的傅里叶变换。随着输入幅度 A增大，器件的整体 Y_{21} 幅度和相位响应会偏离小信号条件下的线性响应，这是由于高阶核 $H_2(\omega_1,\ \omega_1)$、$H_3(\omega_1,\ \omega_1,\ \omega_1)$等的作用所致。每个其余的单独 Volterra 核本身都取决于模型中各个组件的非线性系数以及其他核。首要目标是利用不同射频功率电平下提取的组件值，确定各个组件的这些非线性系数，从而构建谐振器的非线性大信号模型。

为了使非线性谐振器模型适用于电路仿真，理想情况下应使非线性模型组件依赖于电压和电流，而非 P_{RF} 依赖其他因素。文中重点介绍的技术 [101]，应用于标准单端口 FBAR 模型后，经过扩展并用于捕捉动态支路和换能器组件的非线性行为。每个组件的行为均采用如下幂级数表示：

$$R_m = R_{m,0} + R_{m,1}I_m + R_{m,2}I_m^2 + R_{m,3}I_m^3 + R_{m,4}I_m^4 \quad (13a)$$

$$L_m = L_{m,0} + L_{m,1}I_m + L_{m,2}I_m^2 + L_{m,3}I_m^3 + L_{m,4}I_m^4 \quad (13b)$$

$$C_m = C_{m,0} + C_{m,1}V_{Cm} + C_{m,2}V_{Cm}^2 + C_{m,3}V_{Cm}^3 + C_{m,4}V_{Cm}^4 \quad (13c)$$

其中 $R_{m,\ x}$，$L_{m,\ x}$ 以及 $C_{m,\ x}$（$x = 0$ 至 4）为依赖于极化的非线性系数，I_m 为流过运动支路的电流，V_{Cm} 为运动电容两端的电压。频率相关的 I_m 和 V_{Cm}用于计算所考虑的所有极化电压下的非线性系数。随后，使用基于符号定义器件（SDD）组件的方程，在 Keysight® ADS 中实现这些组件。随后，进行谐波平衡（HB）大信号 S 参数仿真，将模型输出与测得的器件响应进行比较。从图10（c）和（d）可以看出，对于 V_P 1.5V 的情况，在多个 P_{RF} 值下，模型与测得的器件 S 参数均高度吻合。通过针对不同 V_P值对幂级数进行拟合优化，确保模型 S 参数幅度与测得响应幅度之间的差异在 1 dB 以内。同样，确保模型相位相对于测得的相位特性不超过5^o 的偏差。

参考文献

[1]Aigner, R., Fattinger, G.：3G–4G–5G：体声波滤波器技术如何助力互联世界。2019年第20届国际固态传感器、执行器与微系统会议暨Eurosensors XXXIII（TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXXIII），523–526（2019）

[2] Fattinger, G., Volatier, A., Al-Joumayly, M., Yusuf, Y.A., Aigner, R., Khlat, N., Granger-Jones, M.: 载波聚合及其挑战——或者说：声学滤波器的黄金时代。2016 IEEE MTT-S 国际微波研讨会（IMS），1–4（2016年）

[3] Hagelauer, A., Fattinger, G., Ruppel, C.C.W., Ueda, M., Hashimoto, K.-y., Tag, A.: 微波声波器件：架构、建模、材料和封装的最新进展。IEEE《微波理论与技术汇刊》**66**(10), 4548–4562（2018年）。https://doi.org/10.1109/TMTT.2018.2854160

[4]Ruby, R.: 快照：手机滤波器的未来。IEEE《微波杂志》**16**(7), 46–59（2015年）。https://doi.org/10.1109/MMM.2015.2429513

[5] Aigner, R.：用于射频滤波器应用的表面声波和体声波技术：相对优势与劣势综述。载于：2008年IEEE超声学研讨会，第582–589页（2008年）。https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2008.0140

[6] Ruppel, C.C.W.：声波滤波器技术综述。IEEE《超声学、铁电体与频率控制汇刊》**64**（9），1390–1400（2017年）。https://doi.org/10.1109/TUFFC.2017.2690905

[7]Koohi, M.Z.、Mortazawi, A.：采用铁电体的可重构无线电：基于铁电薄膜钛酸锶钡的可重构射频声学器件的最新进展。IEEE《微波杂志》**21**, 120–135（2020年）

[8] Lee, S., Mortazawi,A.: 一种本征可切换的梯形铁电钛酸钡锶-on-si复合fbar 滤波器。IEEE《超声学、铁电学与频率控制汇刊》**63**(3), 456–462 (2016)。https://doi.org/10.1109/TUFFC.2016.2517643

[9] Ni，K., Dutta, S., Datta, S.: 铁电体：从存储到计算。2020年 第25届亚洲及南太平洋设计自动化会议（ASP-DAC），401–406（2020）

[10] Liu, X., Ting, J.-A., He, Y., Fiagbenu, M.M.A., Zheng, J.X., Wang, D., Frost, J., Musavigharavi,P.,Esteves, G., Kisslinger, K., Anantharaman,

S.B., Stach, E.A.,Olsson, R.H., Jariwala, D.：基于现场可编程铁电二极管的可重构存内计算。《纳米快报》（2022年）

[11] Dutta, S.、Ye, H.、Chakraborty, W.、Luo, Y.-C.、Jose, M.S.、Grisafe, B.、Khanna,A.、Lightcap,I.、Shinde,S.R.、Yu,S.、Datta,S.：面向加速存内计算的高耐久多比特铁电场效应晶体管单片3D集成。2020年IEEE国际电子器件会议（IEDM），36–413644（2020年）

[12] Han, G., Peng, Y., Liu, H., Zhou, J., Luo, Z., Chen, B., Cheng, R., Jin, C., Xiao, W., Liu, F., Zhao, J., Wang, S., Yu, X., Liu, Y., Hao, Y.：《用于智能计算的铁电器件》。《智能计算》（2022年）

[13] Peng, Y., Xu,N., Liu,T.-J.K.,Hao, Y., Xiao, W., Han, G., Liu, Y., Wu, J., Wang,K.,He, Y.,Yu,Z., Wang,X.：纳米晶嵌入绝缘体（nei）铁电场效应晶体管，具有低工作电压和改善的突触行为。《IEEE电子器件快报》**40**，1933–1936（2019年）[14] Kim,M.-K.,Kim,I.-J.,Lee,J.-S.：基于集成铁电突触阵列的、面向卷积神经网络的CMOS兼容型存内计算加速器。《科学进展》**8** （2022年）[15]Wan,T., Shao, B., Ma, S.,Zhou, Y.-H.,Li, Q., Chai, Y.：传感器内计算：材料、器件和集成技术。《先进材料》，2203830（2022年）[16] Datta, G.,Liu, Z., Kaiser, M.A.-A., Kundu, S., Mathai, J., Yin, Z., Jacob, A.P.,Jaiswal, A.R.,Beerel, P.A.：传感器内计算和神经形态计算是实现高能效计算机视觉所需的一切。ArXivabs/**2212.10881** （2022年）[17] Zhu, Y.,Zhu, Y.,Mao, H., He, Y., Jiang, S., Zhu, L.Q.,Chen,C.,Wan,C.J.,Wan, Q.：新兴神经形态计算与感知器件的最新进展。《物理学杂志D：应用物理》**55** （2021年）[18] Hoople, J., Kuo, J., Abdel-moneum,M., Lal, A.：用于指纹扫描的芯片级GHz超声通道。载于：2015年IEEE国际超声研讨会（IUS），第1–4页（2015年）。https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2015.0027[19] Fei, C., Chiu, C.T.,Chen, X., Chen, Z., Ma, J., Zhu,B.,Shung, K.K., Zhou, Q.：用于光学分辨率医学成像的超高频（100 MHz–300 MHz）超声换能器。《科学报告》**6** （2016年）。

[20] Matsuda, O., Larciprete, M., Voti, R.L., Wright, O.B.: ……的基础

皮秒激光超声。超声学 **56**，3–20（2015）

[21] Balasubramanian, P., Singh, A.K., Xu, C., Lal, A.：GHz超声芯片级器件诱导人类神经细胞中的离子通道刺激。《科学报告》**10**(2020)[22] Tharpe, T., Dabas, S., Mo, D., Tabrizian, R.：17.3 GHz原子层HZO固体安装谐振器：面向互补金属氧化物半导体后端互连层毫米波频率控制。载于：2022年固态传感器、执行器与微系统研讨会技术文摘。Transducer Research Foundation，美国南卡罗来纳州希尔顿黑德（2022）[23] Ghatge, M., Walters, G., Nishida, T., Tabrizian, R.：基于氧化铪锆的超薄集成纳米机电换能器。《自然电子学》，1–7（2019）[24] Ghatge, M., Walters, G., Nishida, T., Tabrizian, R.：具有10 nm氧化铪锆铁电换能器的纳米机械谐振器。载于：2018年IEEE国际电子器件会议（IEDM），第4–61464页（2018）。https://doi.org/10.1109/IEDM.2018.8614633[25] Ghatge, M., Walters, G., Nishida, T., Tabrizian, R.：采用非对称换能微声谐振器的非互易滤波器。《IEEE电子器件快报》**40(5)**，800–803（2019）。https://doi.org/10.1109/LED.2019.2907089。会议名称：《IEEE电子器件快报》[26]Ghatge, M., Walters, G., Nishida, T., Tabrizian, R.：厚度为30 nm的集成氧化铪锆纳米机电薄膜谐振器。《应用物理快报》**116(4)**，043501（2020）。https://doi.org/10.1063/1.5134856。出版方：美国物理联合会。访问日期：2021-10-07[27] Tharpe, T., Hakim, F., Tabrizian, R.：采用50 nm厚纳米层叠铁电Hf0. 5Zr0. 5O2的面内体声波谐振器。载于：2021年第21届国际固态传感器、执行器与微系统会议（Transducers），第313–316页。IEEE，???（2021）[28] Hakim, F., Tharpe, T., Tabrizian, R.：采用Hf0.5Zr0.5O2纳米层叠换能器的铁电硅基超高频鳍式体声波谐振器。《IEEE微波与无线元件快报》**31(6)**，701–704（2021）。https://doi.org/10.1109/LMWC.2021.3067509。会议名称：《IEEE微波与无线元件快报》[29] Rassay, S., Mo, D., Li, C., Choudhary, N., Forgey, C., Tabrizian, R.：本征可开关铁电氮化铝钪兰姆波模谐振器。《IEEE电子器件快报》**42(7)**，1065–1068（2021）。

https://doi.org/10.1109/LED.2021.3078444

[30] Wang, J., Park, M., Mertin, S., Pensala, T., Ayazi, F., Ansari, A.：基于铁电氮化铝钪薄膜的薄膜体声波谐振器。《微机电系统期刊》29，741–747（2020）[31] Wang, J., Park, M., Ansari, A.：铁电Al $ 0.7$ Sc $ 0.3$ N薄膜的高温声学和电学表征。《微机电系统期刊》，1–7（2022）。https://doi.org/10.1109/ JMEMS.2022.3147492。会议名称：《微机电系统期刊》[32] Boescke, T.S., Muller, J., Brauhaus, D., Schroder, U., Bottger, U.：氧化铪薄膜中的铁电性。《应用物理快报》99(10)，102903（2011）。https://doi.org/10.1063/1.3634052[33] Polakowski, P., Mueller, J.：未掺杂氧化铪中的铁电性。《应用物理快报》106(23)，232905（2015）。https://doi.org/10. 1063/1.4922272[34]M¨uller, J., Polakowski, P., Mueller, S., Mikolajick, T.：氧化铪基铁电材料与器件：现状评估及未来展望。ECS固态科学与技术期刊4（2015）[35] Park, M.H., Kwon, D.-C., Schroeder, U., Mikolajick, T.：面向未来计算范式的二元铁电氧化物。《MRS通报》（2021）[36] Schroeder, U., Park, M.H., Mikolajick, T., Hwang, C.S.：铁电HfO2的基础与应用。《自然综述：材料》7，653–669（2022）[37] Fichtner, S., Lofink, F., Wagner, B., Sch¨onweger, G., Kreutzer, T.-N., Petraru, A., Kohlstedt, H.：氮化铝钪中的铁电性：开关、印记效应与亚150 nm薄膜。载于：2020年IEEE国际频率控制研讨会与国际铁电应用研讨会联合会议（IFCS-ISAF），第1–4页（2020）。https: //doi.org/10.1109/IFCS-ISAF41089.2020.9234883。ISSN：2375-0448[38] Fichtner, S., Wolff, N., Lofink, F., Kienle, L., Wagner, B.：氮化铝钪：基于III-V族半导体的铁电体。《应用物理学杂志》125(11)，114103（2019）。https://doi.org/10.1063/1.5084945。出版方：美国物理联合会。访问日期：2022-02-13[39]Marathe, R., Wang, W., Weinstein, D.：硅基未释放混合结构

32纳米技术中的微机电系统-CMOS谐振器。载于：2012年 IEEE 第25届国际微机电系统会议（MEMS），第729–732页（2012年）。
https://doi.org/10.1109/MEMSYS.2012.6170289

[40] Bahr, B.：《标准集成电路技术中的单片集成微机电系统谐振器和振荡器》。博士论文，麻省理工学院，波士顿（2016年6月）

[41]Bahr, B.、He, Y.、Krivokapic, Z.、Banna, S.、Weinstein, D.：14纳米鳍式场效应晶体管技术中的32 GHz谐振鳍式晶体管。载于：2018年 IEEE 国际固态电路会议（ISSCC），第348–350页（2018年）。https://doi.org/10.1109/ISSCC.2018.8310327

[42] Bahr, B.、Marathe,R.、Weinstein,D.：未释放互补金属氧化物半导体-微机电系统谐振体晶体管的声子晶体理论与设计。微机电系统学报**24**（5），1520–1533（2015）。https://doi.org/10.1109/JMEMS.2015.2418789

[43] He, Y., Bahr, B., Si, M., Ye, P., Weinstein, D.：基于可调铁电材料的未释放射频谐振器。《微系统与纳米工程》**6**(1), 1–7 (2020年)。
https://doi.org/10.1038/s41378-019-0110-1。期号：**1** 出版商：自然出版集团。访问日期：2021-05-24

[44] He,Y.,Bahr, B., Weinstein, D.：基于铁电电容器（铁电电容器）的未释放式谐振器。载于：2018年固态、执行器与微系统研讨会技术文摘，第71–74页。换能器研究基金会，美国南卡罗来纳州希尔顿黑德（2018年）。
https://doi.org/10.31438/trf.hh2018.19

[45] He, Y., Bahr, B., Si, M., Ye, P., Weinstein, D.：铁电电容器中滞回压电性引起的可切换机械谐振。载于：2019年第20届国际固态传感器、执行器与微系统会议暨Eurosensors XXXIII（TRANSDUC- ERSEUROSENSORSXXXIII），第717–720页（2019）。
https://doi.org/10.1109/TRANSDUCERS.2019.8808623。ISSN：2167-0021

[46] McAdams, H.P.、Acklin, R.、Blake, T.G.W.、Du, X.-H.、Eliason,J.、Fong, J.Y.、Kraus, W.、Liu, D.、Madan,S.K.、Moise,T.S.、Natarajan, S.、Ning,Q.、Qiu, Y.、Remack,K.、Rodriguez, J.A.、Roscher,J.、Seshadri,A.、Summerfelt, S.R.：采用130纳米5层铜/氟硅酸盐玻璃逻辑工艺的64 Mb嵌入式铁电随机存取存储器。IEEE固态电路期刊 **39**，667–677（2004）[47] Udayakumar, K.R.、Boku, K.、Remack,K.、Rodriguez, J.A.、Aggarwal, S.、Celii, F.G.、Martin, J.S.、Matz,L.、Summerfelt,S.R.、Moise,T.S.：采用130纳米CMOS逻辑的可量产铁电随机存取存储器的集成与位分布。2005年非易失性存储器技术研讨会，2–44（2005）

[48] Mikolajick, T., Schroeder, U., Slesazeck, S.：铁电存储器的过去、现在与未来。IEEE电子器件汇刊 **67**,1434–1443 (2020年)

[49] Francois, T., Grenouillet, L., Coignus, J., Blaise, P., Carabasse, C., Vax-elaire, N., Magis, T., Aussenac, F., Loup, V., Pellissier, C., Slesazeck, S., Havel, V., Richter, C., Makosiej, A., Giraud, B., Breyer, E.T., Materano, M.,Chiquet, P., Bocquet, M., Nowak,E.,Schroeder,U., Gaillard,F.：面向嵌入式非易失性存储器应用、采用130纳米互补金属氧化物半导体共集成的兼容后端工艺铁电 Hf0.5Zr0.5O2 微缩铁电随机存取存储器演示。在：2019 IEEE国际电子器件会议（IEDM），第 15–711574 页（2019）。https://doi.org/10.1109/IEDM19573.2019.8993485

[50] Khan, A.I., Keshavarzi, A., Datta, S.：铁电场效应晶体管技术的未来。（2020年）

[51] D¨unkel, S., Trentzsch, M., Richter, R., Moll, P., Fuchs, C., Gehring, O., Majer, M., Wittek, S., M¨uller, B., Melde, T., Mulaosmanovic, H., Slesazeck, S., M¨uller, S., Ocker, J., Noack, M., L¨ohr, D.-A., Polakowski, P., M¨uller, J., Mikolajick, T., H¨ontschel, J., Rice, B., Pellerin, J., Beyer, S.: 一种基于 FeFET 的超低功耗、超高速嵌入式非易失性存储器技术，适用于 22 纳米全耗尽绝缘体上硅及更先进工艺。载于：2017 年 IEEE 国际电子器件会议（IEDM），第 19–711974 页（2017）。https://doi.org/10.1109/IEDM. 2017.8268425[52] M¨uller, J., Yurchuk, E., Schl¨osser, T., Paul, J., Hoffmann, R., M¨uller, S., Martin, D., Slesazeck, S., Polakowski, P., Sundqvist, J., Czernohorsky, M., Seidel, K., K¨ucher, P., Boschke, R., Trentzsch, M., Gebauer, K., Schr¨oder, U., Mikolajick, T.: HfO2 中的铁电性使 28 纳米高介电常数金属栅极技术能够实现非易失性数据存储。载于：2012 年 VLSI 技术研讨会，页码 25–26（2012）。https://doi.org/10.1109/VLSIT.2012. 6242443[53] Celii, F.G., Thakre, M., Gay, M.K., Summerfelt, S.R., Aggarwal, S., Martin, J.S., Hall, L., Udayakumar, K.R., Moise, T.S.: 用于嵌入式 FRAM 集成的等离子体刻蚀工艺。《集成铁电学》53(1)，269–277（2003）。https://doi.org/10.1080/10584580390258183[54]Park, M., Ansari, A.: 微机电谐振器中频率梳的形成、演化与调谐。《微机电系统学报》28(3)，429–431（2019）。https://doi.org/10.1109/ JMEMS.2019.2898003[55] Larson, J.D., Bradley, P.D., Wartenberg, S.A., Ruby, R.C.: 用于薄膜体声波谐振器的改进型巴特沃思-范戴克电路及自动测量系统。2000 年 IEEE 超声学研讨会论文集：国际研讨会（目录号 00CH37121）1，863–8681（2000）

[56] Bjurstrom, J., Vestling, L., Olsson,J., Katardjiev, I.: 一种针对 MBVD 谐振器模型的精确直接提取技术。2004 年第 34 届欧洲微波会议，**3**，1241–1244（2004）[57] Campanella, H., Nouet, P., de Paco, P., Uranga, A., Barniol, N., Esteve, J.: 微机械谐振器的自动化晶圆上表征：迈向用于体声波谐振器（薄膜体声波谐振器）的集成测试载具。2007 年 IEEE 国际微电子测试结构会议，157–161（2007）[58] Campanella, H., Uranga, A., Nouet, P., Sanchez, P.D.P., Barniol, N., Esteve, J.: 面向集成电路应用的声学谐振器（薄膜体声波谐振器）晶圆上等效电路参数的瞬时去嵌入。第 20 届集成电路与系统设计年会论文集（2007）[59] Erbes, A., Prasad, A., Seshia, A.A.: 高频硅基压电微机电系统谐振器及参数提取数值方法。2014 年欧洲频率与时间论坛（EFTF），305–307（2014）[60] Damjanovic, D., Taylor, D.V.: 铁电薄膜与陶瓷的非线性介电和压电响应中的贡献。《铁电体》**221**，137–146（1999）[61]Taylor, D.V., Damjanovic, D.: 畴壁钉扎对 Pb(Zr, Ti)O3 薄膜非线性介电常数的贡献。《应用物理快报》**73**，2045–2047（1998）[62] Taylor, D.V., Damjanovic, D., Setter, N.: 锆钛酸铅薄膜介电和压电性能中的非线性贡献。《铁电体》**224**，727–734（1999）[63] Gerber, P., K¨ugeler, C., B¨ ottger, U., Waser, R.: 铁电开关对锆钛酸铅薄膜压电小信号响应（d33）和电致伸缩（m33）的影响。《应用物理学杂志》**95**，4976–4980（2004）[64]Zhang, Q., Pan, W.Y., Jang, S.J., Cross, L.E.: 畴壁激发及其对掺杂锆钛酸铅陶瓷弱信号响应的贡献。《应用物理学杂志》**64**，6445–6451（1988）[65] Hall, D.A., Ben-Omran, M.M., Stevenson, P.J.: 基于 - 的压电陶瓷中介电性能的电场与温度依赖性。《凝聚态物质物理学杂志》**10**，461–476（1998）

[66] Bedair , S.S., Judy, D., Pulskam p, J.S., Polcawich , R., Gillon , A., Hwang,

E., Bhave, S.A.：硅上微机械加工锆钛酸铅硅谐振器中的高抑制度可调并联谐振。《应用物理快报》99，103509（2011）[67] Li, S., Cao, W., Cross, L.E.：锆钛酸铅铁电陶瓷中观察到的非线性行为的非本征性质。《应用物理学杂志》69，7219–7224（1991年）[68] Bolten, D., Lohse, O., Grossmann, M., Waser, R.：铁电薄膜极化中的可逆和不可逆畴壁贡献。《铁电学》221，251–257（1999年）[69] Bolten, D., B¨ottger, U., Waser, R.：铁电陶瓷和薄膜中的可逆和不可逆极化过程。（2002年）[70] Lavasani, H.M., Abdolvand, R., Ayazi, F.：500 MHz低相位噪声硅上氮化铝参考振荡器。2007 IEEE定制集成电路会议，599–602（2007年）[71] Lin, Y.-W., Lee, S., Ren, Z., Nguyen, C.T.C.：串联谐振微机械谐振器振荡器。载于：2003年IEEE国际电子器件会议，第39–413944页（2003年）。https://doi.org/10.1109/IEDM. 2003.1269438[72] Reines, I., Park, S.-J., Rebeiz, G.M.：采用微型射频微机电系统开关的紧凑型低损耗可调 x波段带阻滤波器。IEEE《微波理论与技术汇刊》58(7)，1887–1895（2010年）。https://doi. org/10.1109/TMTT.2010.2050621[73] Cheng, C.-C., Rebeiz, G.M.：一种三极1.2–2.6 GHz射频微机电系统可调陷波滤波器，具有40 dB抑制度和带宽控制。IEEE《微波理论与技术汇刊》60(8)，2431–2438（2012年）。https://doi.org/10.1109/TMTT.2012.2198231[74] Wu, Z., Shim, Y., Rais-Zadeh, M.：采用硅基集成无源器件技术集成可调陷波滤波器的微型超宽带滤波器。IEEE《微波理论与技术汇刊》60(3)，518–527（2012年）。https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2178428[75]Koohi, M.Z., Mortazawi, A.：钛酸钡锶薄膜体声波谐振器的线性度。载于：2018 IEEE MTT-S射频与太赫兹应用先进材料与工艺国际微波研讨会（IMWS-AMP），第1–3页（2018年）。https://doi.org/10.1109/IMWS-AMP.2018.8457167[76] Chai, Y.：用于机器视觉的传感器内计算。《自然》579，32–33（2020年）

[77] Cui, B., Fan, Z., Li, W., Chen, Y., Dong, S., Tan, Z., Cheng, S., Tian, B., Tao, R., Tian, G., Chen, D., Hou, Z., Qin, M., Zeng, M., Lu, X., Zhou, G., Gao, X., Liu, J.-m.: 铁电光传感器网络：实时机器视觉的先进硬件解决方案。《自然·通讯》**13** (2021年)[78] Jadhav, S.S., Gund, V., Lal, A.: 面向存内计算的可编程铁电HZO纳机电机械乘法器。2023年IEEE第36届国际微机电系统会议（MEMS），519–521（2023年）[79] Park, M., Ansari, A.: 独立压电谐振器中的声子频率梳。2018年IEEE国际频率控制研讨会（IFCS），1–4（2018年）[80]Park, M., Ansari, A.: 微机电谐振器中频率梳的形成、演变与调谐。《微机电系统杂志》**28**，429–431（2019年）[81] Sharma, M., Sarraf, E.H., Baskaran, R., Cretu, E.: 参数共振：微机电陀螺仪中的放大与阻尼。《传感器与执行器A：物理》**177**，79–86（2012年）[82]Hu, Z., Gallacher, B.J., Burdess, J.S., Fell, C.P., Townsend, K.: 参数放大型微机电角速度陀螺仪。《传感器与执行器A：物理》**167**，249–260（2011年）[83] Zhang, X.L., Chen, Z., Cross, L.E., Schulze, W.A.: 改性锆钛酸铅陶瓷在4.2至300 K范围内的介电和压电性能。《材料科学杂志》**18**，968–972（1983年）[84] Gerson, R.: 低温下锆钛酸铅陶瓷的压电和介电性能。《应用物理学杂志》**33**，830–832（1962年）[85] Thiercelin, M., Dammak, H., Thi, M.P.: 铌镁酸铅-钛酸铅和PZT陶瓷在低温下的机电性能。2010年IEEE国际铁电体应用研讨会（ISAF），1–4（2010年）[86] Satoh, K., Ise, O., Tamura, M., Otsuki, E.: PZT系统中压电陶瓷机械品质因数的温度依赖性。《日本电气工程师学会基础与材料汇刊》**118**，712–717（1998年）[87] Miclea, C., T˘an˘asoiu, C., Amarande, L., Miclea, C.F., Pl˘avit¸u, C.N., Cioangher, M., Trupina, L., Miclea, C.T., David, C.: 温度对软性锆钛酸铅陶瓷主要压电参数的影响。

(2007年)

[88]Wang, S.P., Popa, L.C., Weinstein, D.：GaN Lamb波模态谐振器中的压电非线性。2015 Transducers——2015年第18届固态传感器、执行器与微系统国际会议（TRANSDUCERS），989–992（2015）[89] Norling, M., Berge, J., Gevorgian, S.：基于钛酸钡锶的可调薄膜体声波谐振器的参数提取。载于：2009 IEEE MTT-S国际微波研讨会文摘，第101–104页（2009）。https://doi.org/10.1109/MWSYM.2009.5165642[90] Lee, S., Lee, V., Sis, S.A., Mortazawi, A.：本征可切换铁电薄膜体声波谐振器的一种简单非线性mBVD模型参数提取方法。载于：2013年欧洲微波会议，第1355–1358页（2013）。https://doi.org/10.23919/EuMC.2013.6686917 [91] Vendik, I.B., Turalchuk, P.A., Vendik, O.G., Berge, J.：基于钛酸钡和钛酸钡锶薄膜中诱导压电效应的可调体声波谐振器建模。《应用物理学杂志》**103**（1），014107（2008）https://doi.org/10.1063/1.2830866。https://doi.org/10.1063/1.2830866[92]Peng, W., Koohi, M.Z., Nam, S., Mortazawi, A.：铁电驱动体声波谐振器的现象学电路建模。IEEE《微波理论与技术汇刊》**70**（1），919–925（2022）。https://doi.org/10.1109/TMTT.2021.3130609[93] Pulskamp, J.S., Rudy, R.Q., Bedair, S.S., Puder, J.M., Breen, M.G., Polcawich, R.G.：铁电PZT微机电系统高频/甚高频谐振器/滤波器。载于：2016年IEEE国际频率控制研讨会（IFCS），第1–4页（2016）。https://doi.org/10.1109/FCS.2016.7546789[94] Pulskamp, J.S., Bedair, S.S., Polcawich, R.G., Judy, D., Bhave, S.A.：铁电PZT射频微机电系统谐振器。载于：2011年IEEE国际频率控制研讨会与欧洲频率及时频论坛联合会议（FCS）论文集，第1–6页（2011）。https://doi.org/10.1109/FCS.2011.5977870[95]Chase, D.R., Chen, L.-Y., York, R.A.：薄膜钛酸钡锶变容器中的电容非线性建模。IEEE《微波理论与技术汇刊》**53**（10），3215–3220（2005）。https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.855141[96] Wang, T.：ESD钳位器、忆阻器及其他器件中的多稳态与迟滞建模。载于：2017年IEEE定制集成电路会议（CICC），第1–10页（2017）。https://doi.org/10.1109/CICC.

2017.7993681

[97] Gevorgian, S.S., Tagantsev, A.K., Vorobiev, A.K.：《可调薄膜体声波谐振器》。施普林格，???（2013）[98] Lee, J.E.-Y., Seshia, A.A.：馈通嵌入式电容式微机电系统谐振器的直接参数提取。《传感器与执行器A：物理》**167**（2），237–244（2011）。https://doi.org/10.1016/j.sna.2011.02.016 [99] Rawat, U., Bahr, B., Weinstein,D.：14纳米FinFET CMOS工艺中11.8 GHz鳍式谐振体晶体管的分析与建模。IEEE《超声、铁电与频率控制汇刊》**69**（4），1399–1412（2022）。 https://doi.org/10.1109/TUFFC.2022.3147973[100]Wambacq, P., Sansen, W.：《沃尔泰拉级数及其在模拟集成电路设计中的应用》，第59–115页。施普林格，马萨诸塞州波士顿（1998）。 https://doi.org/10.1007/978-1-4757-5003-44。 https://doi.org/10.1007/978-1-4757-5003-4-4[101]Lee, S., Lee, V., Sis, S.A., -Mortazawi, A.：本征可切换铁电薄膜体声波谐振器的大信号性能与建模。IEEE《微波理论与技术汇刊》**61**（1），415–422（2013）。 https://doi.org/10.1109/TMTT.2012.2225442