# 一种面向无线毫米级生物医学植入物、具备连续最大功率点跟踪与能量回收功能的高效电源管理单元

Yiwei Zou, *IEEE* 学生会员，Huan-Cheng Liao,*IEEE* 学生会员，Wei Wang, *IEEE* 学生会员，Wonjune Kim, *IEEE* 学生会员，Yumin Su,*IEEE* 学生会员，Jacob T. Robinson, *IEEE* 高级会员，以及 Kaiyuan Yang, *IEEE* 高级会员

arXiv:2602.02376v1 [eess.SY] 2 Feb 2026

**摘要—生物医学植入物为改善医疗效果提供了变革性工具。为实现体积和重量均小型化的微创植入物，人们对无线能量传输（WPT）进行了广泛研究，以取代体积庞大的电池；传统植入物中的电池占据了大部分空间，且需要通过手术更换。超声（US）和磁电（ME）无线能量传输方式利用低频声电耦合进行能量转换，因而成为毫米级接收器的可行解决方案。本文介绍了一种用于毫米级植入物磁电无线能量传输的全集成电源管理单元（PMU）。该电源管理单元通过持续匹配换能器阻抗、针对不同输入/负载条件动态优化功率级，并在输入功率下降时利用储存能量维持系统运行，实现负载无关的最大功率提取与利用。其并联输入稳压与储能级架构避免了级联功率损耗。借助偏斜占空比最大功率点跟踪技术和稳压效率优化器，该电源管理单元实现了98.5%的最大功率点跟踪峰值效率，以及73.33%的系统总体峰值效率。此外，该电源管理单元还集成了自适应高压充电级，可将刺激电容器充至最高12 V，效率提升至37.88%。**

**索引词——无线功率传输（WPT）、电源管理单元（PMU）、植入式医疗器械（IMD）、磁电（ME）、最大功率点跟踪（MPPT）。**

## I. 引言

BIOMEDICAL 植入物通过实现长期监测、诊断和治疗多种具有挑战性的生理状况（如心血管疾病 [1],疼痛缓解 [2],以及神经系统疾病 [3]），为医疗保健带来了革命性变革。这些长期植入的设备能够持续采集生理数据，并及时提供治疗干预。然而，为这些设备供电仍然是一项重大挑战，尤其是在追求
尺寸各方向均小于几毫米的微创植入物。传统生物植入物主要依赖电池作为能源。这些笨重的电池限制了植入物体积的小型化，而且电量耗尽后通常需要通过手术更换。这些问题推动了无线

稿件收到日期：所有作者均为美国德克萨斯州休斯敦77005莱斯大学电气与计算机工程系成员。（通讯作者：Kaiyuan Yang, kyang@rice.edu）本工作部分由美国国家科学基金会（NSF）项目资助，项目编号为2023849和2146476。

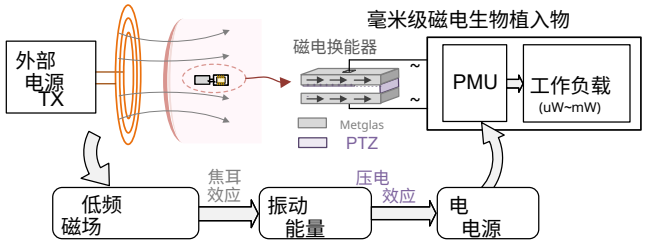



图1. 面向毫米级生物植入物的磁电能量传输 [10], [11]。

能量传输（WPT）技术的发展，以实现无电池微型植入物 [4]。

电感耦合是一种常见的电子设备无线电力传输（WPT）方法，已得到充分研究，并受益于谐振调节整流器等先进电源管理技术 [5], [6],，从而提高效率。然而，它面临接收器（RX）线圈尺寸过大或在较高载波频率下组织吸收较强的问题，最终限制了其在深部植入的微型植入物中的适用性。

超声（US）[7]–[9]和磁电（ME）[10], [11]无线电力传输（WPT）模式已成为适用于毫米级植入物的可行解决方案。它们降低了能量转换所需的声学谐振频率（约为 0.1 至 10 兆赫）和波长，因此能够采用更小的接收器，且不受组织吸收的影响。与超声 WPT 相比，ME 机制如图 1 所示，还能避免超声波在空气、组织和骨骼交界处的反射 [12]。

尽管磁电/超声无线电能传输方式具有良好的特性，但近期展示的无电池无线生物植入系统所采用的电源管理单元（PMU）并未得到充分优化。与为电池供电系统设计的传统 PMU 不同，无电池植入物面临一系列独特挑战。首先，由于链路效率相对较低，在安全限值内可传输的电源往往受到限制。因此，PMU 必须以尽可能高的效率转换电源，为通常处于毫瓦级的负载供电。此外，PMU 必须具备较强的适应能力，以应对无线信道波动导致的输入条件变化以及动态的输出负载需求。PMU 还应兼容不同类型的换能器。为简化实现并确保运行可靠性，近期

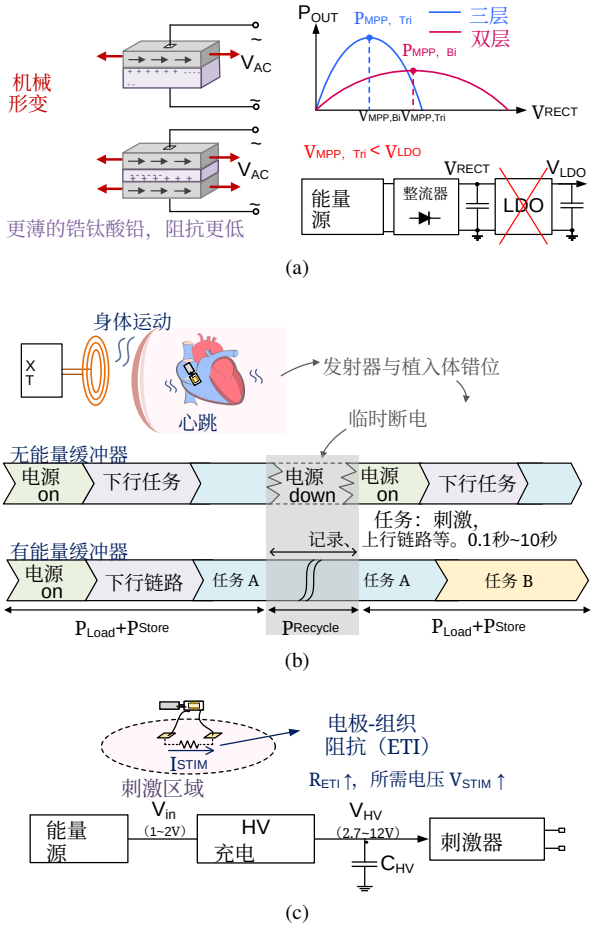



图 2. 磁电/超声无线电能传输生物医学植入物对电源管理单元设计的要求：(a) 电源管理单元与换能器的协同设计；(b) 用于提高身体运动耐受性的微型能量缓冲器；(c) 用于神经刺激器的高效高压充电级。

展示的磁电/超声植入物采用了基本的整流器-（直流-直流转换器）低压差稳压器 PMU 拓扑 [8], [13]–[15]。然而，当输入功率与输出负载不匹配时，这种结构效率低下。因此，针对由磁电/超声无线电能传输供电的毫米级植入物开发专用 PMU 至关重要，同时还需考虑该无线电能传输方式的特定特性以及植入式器件的需求。具体而言，我们确定了 PMU 设计的以下关键要求。

首先，与感应式无线电能传输不同，磁电/超声无线电能传输中存在一个可实现的最大功率点（MPP），这是由换能器的 kΩ 阻抗所致。近期一项研究 [16] 报道了一种经过优化的三层磁电换能器，其在最大功率点（$P_{MPP}$）时的功率更高，且功率传输效率（PTE）高于双层对应器件。该三层薄膜由一层较薄的锆钛酸铅（PZT）层夹在两层 Metglas 之间构成。较薄的 PZT 层增大了本征电容$C_P$，从而降低了阻抗；额外的 Metglas 层则增强了磁声耦合和换能效率。然而，这种改进是以较低的输出电压为代价的。若采用传统的整流器-低压差稳压器结构，即使功率充足，整流器的输出电压也可能不足以为低压差稳压器提供足够的余量。这表明，磁电/超声无线电能传输所用的电源管理单元应与换能器协同设计，以便

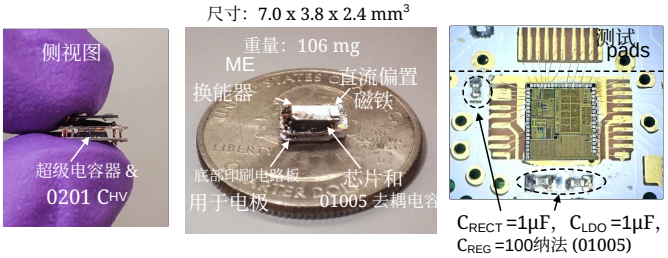



图 3. 原型毫米级植入物，封装了 $5 \times 2 \times 0.2$ 毫米$^3$ 三层磁电换能器、超级电容器、0201 刺激电容器和三个 01005 去耦电容器。

在输入和负载条件变化时，仍能在$P_{MPP}$ 下保持稳定运行。

其次，微型植入物中的无线电能传输（WPT）容易受到身体运动（移动、心跳、呼吸等）[17]导致的发射器（TX）错位影响。这些情况可能会造成暂时性电源下降，并中断植入物的运行；电源恢复后，还需要对系统重新编程，如图 2b 所示。因此，植入物的 WPT 电源管理单元（PMU）应考虑设置能量缓冲器。鉴于人体运动的频率范围（通常为 0.1~20 Hz）[18]，微型超级电容器是毫米级植入物的理想选择。能量缓冲器还可回收多余的电源（$P_{MPP}$-$P_{load}$）；在传统的无缓冲器 PMU 中，这部分电源会被浪费。此举能够提高系统效率，并延长外部发射器的电池寿命。

第三，神经调控是生物植入物的一项常见任务，其所需的刺激电压取决于电极-组织阻抗（ETI）状况和刺激阈值，如图 2c 所示。例如，根据 [19]，硬膜外刺激需要高达 14 V 的刺激电压才能激活运动皮层。因此，PMU 中采用高压（HV）充电级有利于在不损坏其他组件的情况下，高效地为刺激电容器充电。

为满足这些需求，我们提出一种面向无线毫米级生物植入物的全集成电源管理单元 [20]。该单元通过持续匹配换能器的阻抗、在变化的输入/负载条件下动态优化功率级效率，并在输入功率下降时复用储存能量以维持系统运行，从而实现负载无关的最大功率提取与利用。所提出的电源管理单元具有五项独特特性：（1）采用并联输入调节（REG）与储能（STO）级的架构，以避免串联功率级拓扑中的级联损耗；（2）电容再分配拓扑，最大限度提高片上电容器的利用率；（3）面向磁电换能器的连续基于偏斜占空比的最大功率点跟踪（SD-MPPT）技术；（4）实时调节效率（$\eta_{REG}$）优化器，可调整REG级转换比以实现最优效率；（5）自适应高压充电级，以自适应转换比将刺激电容器充电至最高12 V，从而提高充电效率与速度。除独立电源管理单元测试外，我们还展示了一种全集成、由磁电供电的毫米级植入物，能够进行无线通信、电刺激和记录，并封装于 $7 \times 3.8 \times 2.4$ 毫米$^3$

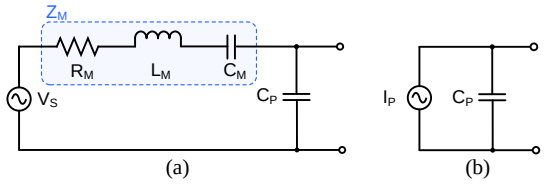



图 4. (a) ME/US换能器的通用 Butterworth Van-Dyke（BVD）模型。(b) 大多数压电能量采集研究所用的简化非耦合模型。

体积（包含全部无源元件），如图3所示。尽管本工作针对ME无线功率传输进行原型验证，但由于磁电换能器与超声换能器具有相似的阻抗特性，所提出的大部分分析与技术可扩展至超声无线功率传输生物植入物。

本文其余部分安排如下：第二节介绍磁电/超声无线电能传输的建模与分析，包括换能器最大功率点的推导。第三节详细阐述系统设计与电路实现。第四节展示测量结果。第五节总结全文。

## II. 磁电/超声无线电能传输建模与最大功率点分析

为确保在环境条件和换能器特性变化时仍能持续工作于最佳功率点，电源管理单元设计中必须采用最大功率点跟踪技术。传统方法，如扰动观察法（P&O） [21]–[23] 和分数开路电压（FOCV） [24]–[26] ，要么需要复杂的功率监测与数字控制，要么因暂时断开换能器而中断电能传输。近期，有研究提出一种基于占空比的压电能量采集（PEH）最大功率点跟踪技术，通过将整流占空比调节至 50% 实现连续最大功率点跟踪 [27]。然而，由于磁电 / 超声换能器具有不同的阻抗特性，该技术是否适用于此类换能器尚不确定。

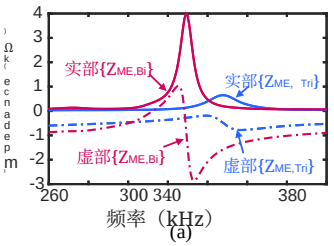
此外，载波频率的选择对无线电能传输系统至关重要。与谐振频率由 LC 元件明确定义的电感耦合不同，ME/US换能器通常同时具有短路谐振频率和开路谐振频率。目前尚不清楚哪种频率能使输出功率或电压达到最大，这使设计过程更加复杂。

这些挑战促使人们开发一种全面的解析模型，以描述换能器及其接口电路的特性，为优化电源管理单元的性能奠定坚实基础。

### *A.* 磁电/超声无线电能传输建模

由于具有声电耦合特性，ME/US换能器可用 Butterworth–Van Dyke（BVD）等效电路 [28],建模，如图 4a 所示。在该模型中，电压源表示

换能机制，并与输入能量成正比——对磁电换能器而言与磁通密度呈线性关系，对超声换能器而言与声压呈线性关系。在分析无线电能传输链路时，该电压源可视为恒定，前提是发射器与




| 参数 | 三层 | 双层 |
|---|---|---|
| $R_M$ | 432 Ω | 232 Ω |
| $L_M$ | 3.51 毫亨 | 4.53 mH |
| $C_M$ | 63.7 皮法 | 57.3 pF |
| $C_P$ | 0.88 纳法 | 0.51 纳法 |

(b)

图5. (a) 三层和双层磁电换能器的阻抗测量波形。(b) 通过拟合阻抗测量得到的模型参数。

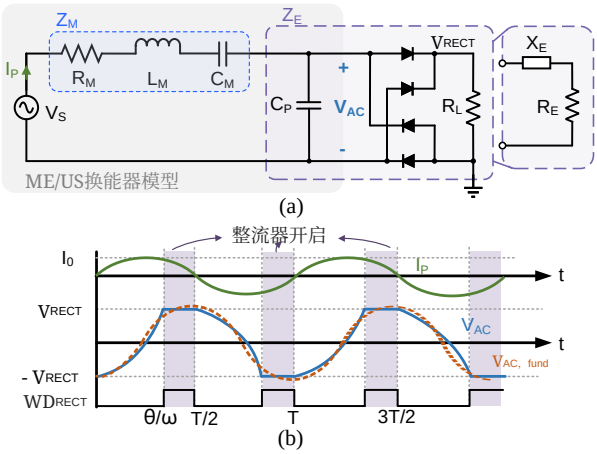



图6. (a) 与全桥整流器连接的磁电/超声换能器；(b) 对应的波形。

接收器保持固定。其余模型参数（$R_M$、$L_M$、$C_M$、$C_P$）可通过测量换能器的阻抗，并将实部与虚部拟合到模型 [29] 来提取。例如，图5展示了三层和双层磁电换能器的实测阻抗曲线，以及相应的拟合BVD模型参数。

在压电能量采集中，换能器通常采用简化的非耦合模型进行建模——一个与电容器$C_P$并联的正弦电流源，如图4b所示。对于声电耦合较弱的压电能量采集器，这种近似是有效的，因为电负载的变化对换能器机械振动的影响可以忽略不计。然而，这一假设不一定适用于磁电或超声换能器。耦合程度可通过以下参数量化 [30]: $k_e^2\zeta = 2\sqrt{L_M C_M}/(C_P R_M)$，其中$k_e^2$ 是机电耦合系数， $\zeta$ 是阻尼比，两者均由材料常数和结构几何形状决定。如果$k^2_e\zeta \ll 1$，则换能器为弱耦合，反之亦然。例如，考虑磁电换能器。图5中的三层和双层薄膜的$k^2\zeta$ 分别为2.5和8.6，表明它们具有中等程度的电磁耦合。

对于磁电/超声无线电能传输和压电能量采集，交直流转换器连接至换能器。最基础且应用最广泛的交直流转换器是全桥整流器。因此，我们将基于全桥整流器分析接口电路。图6展示了连接全桥整流器和负载电阻的磁电/超声换能器

以及相应的波形。电流 $I_P$ 是由能源产生的等效电流，换能器的输出电压$V_{AC}$ 被整流器的输出电压$V_{RECT}$钳位。整流器看门狗信号（$WD_{RECT}$）表示整流器导通的时段。文献 [31]，提出了一种阻抗建模方法，可将非线性压电能量采集接口电路转换为线性等效阻抗。该方法通过作出两个假设简化分析：（1）等效电流$I_P$ 为正弦波；（2）只有 $V_{AC}$ 的基波会影响输出功率。因此，等效电流可表示为 $I_P = I_0 sin\omega t$。根据$C_P$的充电行为，电压$V_{AC}$ 可用分段函数表示：

$$V_{AC}(t)=\begin{cases}\frac{I_0}{\omega C_p}(1-cos\omega t)-V_{RECT}, & 0\le\omega t<\theta\\ V_{RECT}, & \theta\le\omega t<\pi\\ V_{RECT}-\frac{I_0}{\omega C_p}(1+cos\omega t), & \pi\le\omega t<\theta+\pi\\ -V_{RECT} & \theta+\pi\le\omega t<2\pi\end{cases} \quad (1)$$

其中$V_{RECT}$ 可表示为 $\theta$的函数：

$$V_{RECT}=\frac{I_0}{2\omega C_P}(1-cos\theta). \quad (2)$$

对式（1）进行傅里叶变换，即可计算出基波：

$$V_{AC,fund}(t)=\frac{I_0}{2\pi\omega C_P}[(sin2\theta-2\theta)cos\omega t+2sin^2\theta sin\omega t]. \quad (3)$$

将$V_{AC,\ fund}$除以$I_P$，可得电气接口的等效阻抗：

$$Z_E=\frac{1}{\pi\omega C_P}[sin^2\theta+j(sin\theta cos\theta-\theta)]. \quad (4)$$

已知等效阻抗$Z_E$，则$I_P$ 的电流幅值可表示为

$$I_0=\frac{V_{S,amp}}{|Z_M+Z_E|}. \quad (5)$$

其中$V_{S,\ amp}$ 是换能器模型中电压源的幅值。

考虑到 $\theta/\omega<t<T/2$期间的充电功率等于$R_L$上的平均功率损耗，负载$R_L$ 也可表示为 $\theta$ 的函数：

$$R_L=\frac{\pi}{2\omega C_P}\frac{1-cos\theta}{1+cos\theta}. \quad (6)$$

整流器处的输出功率可计算为$V_{RECT}^2/R_L$。将$V_{RECT}$、$I_0$和$R_L$分别用式（2）、（5）和（6）代入，可推导出最终的输出功率表达式：

$$P_{out}=\frac{V_{RECT}^2}{R_L}=\frac{I_0^2sin^2\theta}{2\pi\omega C_P}=\frac{sin^2\theta}{2\pi\omega C_P}\cdot\frac{V_{S,amp}^2}{|Z_M+Z_E|^2}. \quad (7)$$

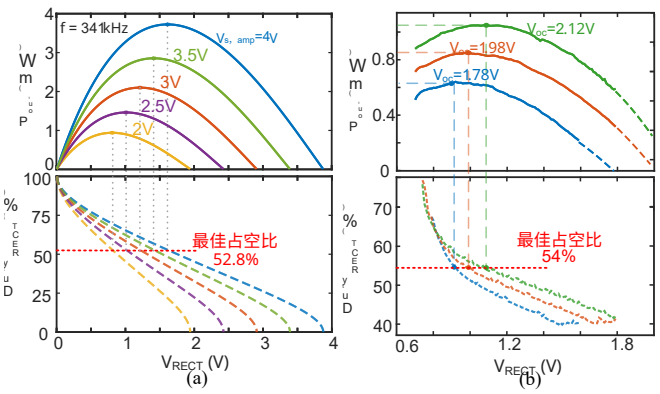



图 7. 建模 (a) 和测量 (b) 得出的输出功率及最佳整流占空比结果。

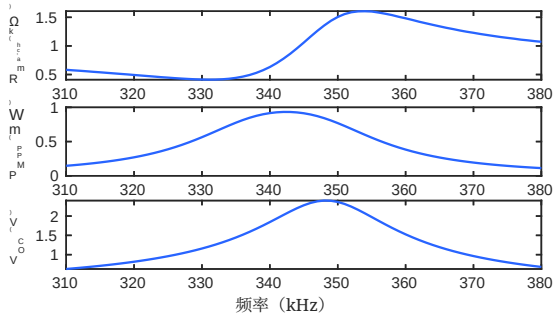



图 8. 三层磁电换能器模型的频率扫描结果，包括匹配负载电阻 ($R_{match}$)、最大功率点 ($P_{MPP}$) 和开路电压 ($V_{OC}$)。

### *B.* 磁电/超声的最大功率点

在式（7）中，换能器的输出功率表示为 $\theta$、换能器的阻抗（$Z_M$，$C_P$）、工作频率 $\omega$以及输入电压幅值$V_S$的函数。参数 $\theta$ 与整流占空比（$Duty_{RECT}=1-\theta/\pi$）相关，该参数用于确定 [27]中的压电能量采集（PEH）最大功率点。为推导关于$Duty_{RECT}$的最大功率点条件，我们对$P_{out}$关于 $\theta$求导并令其为零。注意到式（7）可改写为$P_{out}=f(\theta、Z_M，C_P，\omega)\cdot V^2{}_{S,\ amp}$，最大功率点条件可通过求解以下方程得到

$$\begin{aligned}\frac{dP_{out}}{d\theta}&=\frac{df}{d\theta}\cdot V_{S,amp}^2=0\\ df(\theta,Z_M,C_P,\omega)/d\theta&=0.\end{aligned} \quad (8)$$

如式（8）所示，使$P_{out}$ 达到最大值的最佳 $\theta$ 仅取决于换能器阻抗（$Z_M$、$C_P$）和工作频率 $\omega$，而与输入电压幅值$V_S$无关。这表明，对于给定的换能器，无论接收功率如何变化，相对于整流占空比的最大功率点条件均保持恒定。此外，如果模型简化为压电能量采集中常用的非耦合情况，其中电流源$I_0$ 为恒定值，则式（7）可简化为$P_{out}=I_0^2\cdot sin^2\theta/(2\pi\omega C_P)$。在这种情况下，最佳 $\theta$为 $\pi/2$，对应于50%的整流占空比，这与 [27]中报告的结果一致。

尽管难以从式（8）推导出最佳$\theta$的闭式表达式，但通过将 $\theta$ 从0扫描到 $\pi$ ，并确定使$P_{out}$达到最大的取值，可以获得足够精确的解。图7a展示了基于图5b中三层磁电换能器参数的建模结果所得到的输出功率及相应的最佳整流占空比。如图所示，在不同输入幅值下，最佳占空比保持恒定，但相对于50%的中点发生了偏移。此外，在磁电模型下，$P_{out}$–$V_{RECT}$ 关系偏离了二次曲线，表明分数开路电压方法（该方法假设在$V_{OC}$的一半处获得最大功率）并不直接适用，进一步限制了其对磁电换能器的适用性。

还使用三层磁电换能器和电源管理单元芯片对最佳占空比进行了实验测量，如图 7b 所示。$\text{Duty}_{\text{RECT}}$ 信号由芯片内部生成，并通过连接到示波器的模拟缓冲器进行监测。测得的最佳 $\text{Duty}_{\text{RECT}}$ 与建模结果高度吻合，仅有轻微偏差。该偏差可能是由换能器模型参数不准确，以及用于测量的片上整流器和模拟缓冲器的非理想特性造成的。虽然模型与测量值并非完全一致，但它有效地揭示了一个关键结论：最佳占空比基本不受输入功率影响。这证实了电路可根据换能器的阻抗特性进行定制。在采用不同换能器的实际应用中，可以进行一次性表征以确定最佳占空比，随后据此对电源管理单元进行编程。

利用 (7)，我们还分析了载波频率对功率传输的影响。图 8 展示了三层磁电换能器模型的频率扫描结果，包括匹配负载电阻 ($R_{match}$)、最大功率点 ($P_{MPP}$) 和开路电压 ($V_{OC}$)。结果表明，产生最高 $P_{MPP}$ 的频率与产生最高$V_{OC}$的频率不同。这说明，仅依靠 $V_{OC}$ 来选择频率可能导致性能欠佳。因此，应进行基于功率的分析，以结合系统的整体需求指导频率选择。

## III. 系统设计与电路实现

### *A.* 系统概述

图9展示了面向磁电无线电能传输生物植入器的所提电源管理单元架构。输入交流电先由有源整流器转换为直流电，再并联分配至稳压（REG）级和储能（STO）级，从而避免级联功率级拓扑中的级联损耗[32], [33]。两个级均采用具有12种转换比的可重构开关电容变换器。为最大限度地利用片上电容器，电容重分配拓扑会根据输入功率和工作负载，动态地将辅助（AUX）电容器组分配给REG或STO。根据对植入场景中静态和动态功耗需求的经验分析，所有三个RSC级均采用相同的电容值。

基于第二节中的分析，采用一种连续偏斜占空比最大功率点跟踪（SD-MPPT）技术。该技术通过调节STO级转换比（$\text{CR}_{\text{STO}}$）以匹配磁电换能器的阻抗，从而调整整流占空比（$\text{Duty}_{\text{RECT}}$）。与依赖实时功率检测进行迭代反馈的传统扰动观察算法不同，所提出的SD-MPPT技术无需进行功率监测。它使用根据磁电换能器已知特性推导出的固定最佳占空比参考值，并直接从内部可用信号$\text{WD}_{\text{RECT}}$获取该值，从而降低控制复杂度和功耗开销。

为提高调节效率，实时优化器根据调节使能信号（$\text{REG}_{\text{EN}}$）的占空比，选择REG级转换比（$\text{CR}_{\text{REG}}$）。对于高压刺激，我们实现了一种开关电容刺激器（SCS）架构 [34]，其中输出驱动器采用由3V晶体管堆叠构成的H桥，以支持12V输出电平 [35]。为提高充电效率和速度，我们设计了一个自适应高压充电级，通过可调转换比将刺激电容器升压至目标电压。

图10展示了所提出的ME WPT电源管理单元的三种工作模式。正常工作时，当输入功率存在，整流功率（$P_{RECT}$）并行输送至REG级和STO级。 $\eta_{REG}$ 优化器调节REG级转换比（$\text{CR}_{\text{REG}}$），以调节$V_{REG}$ 并最大限度地提高效率。当REG级仅消耗维持负载所需的最小输入功率（$P_{in,\ REG}$）后，剩余的$P_{RECT}$ 则输送至STO级，为超级电容器充电。同时，SD-MPPT控制器调节$\text{CR}_{\text{STO}}$ ，使ME换能器工作在其最大功率点（$P_{MPP}$），从而最大限度地提高$P_{RECT}$。在此模式下，系统总体效率得到优化，其定义为 $\eta_{overall} = （P_{REG} + P_{STO}）/P_{MPP}$。当输入功率较低或不存在时，系统进入储能复用模式，从超级电容器取电（维持$V_{STO}$），以保证系统正常工作。在此模式下，电源路径会重新配置，从储存的能量而非$V_{RECT}$取电。执行刺激任务时，将启用高压充电模式为输出电容充电。根据输出电压（$V_{HV}$）自适应选择转换比$\text{CR}_{\text{HV}}$ ，以提高充电速度和效率。高压充电既可在正常工作期间使用ME换能器的电源进行，也可在储能复用模式下使用超级电容器的电源进行。

### *B.* 偏置占空比最大功率点跟踪

通过调节接口电路的输入阻抗，使整流占空比保持在特定目标值附近，即可实现 ME/US 换能器的最大功率点跟踪。该目标值仅由换能器固有的阻抗决定，不受输入激励幅度影响，始终保持恒定。在所提出的设计中，通过调节 RSC 变换器的转换比来实现输入阻抗调节。对于给定负载，提高转换比会降低 RSC 的输入阻抗，从而实现阻抗匹配，以获得最优功率传输。

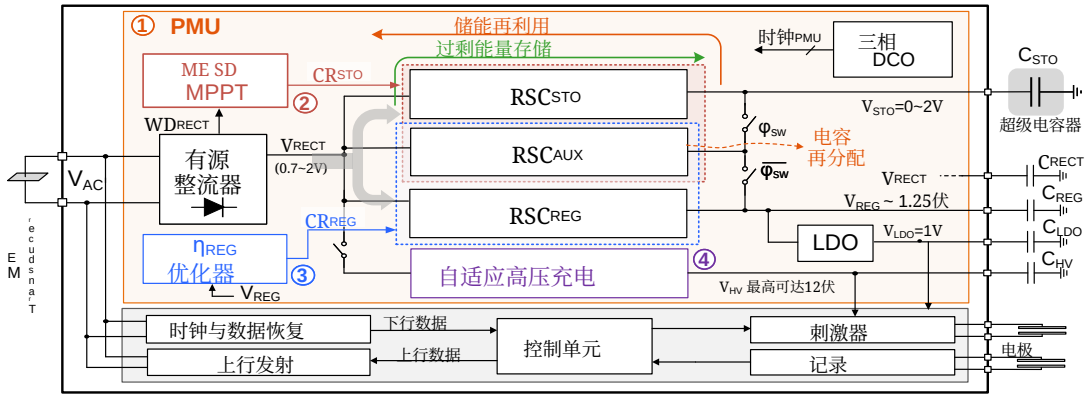



图9. 嵌入植入式片上系统中的所提出电源管理单元的系统框图

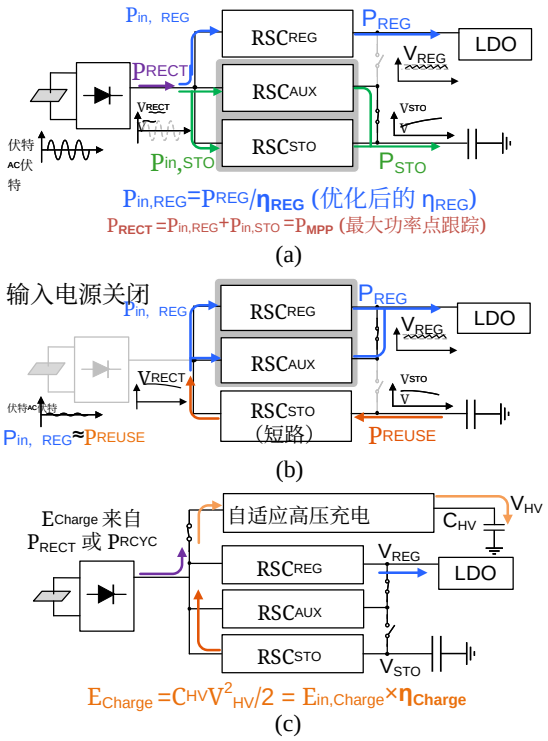



图10. ME WPT电源管理单元的工作模式。(a) 并联 REG 与 STO 最大功率点跟踪模式；(b) 储能复用模式；(c) 高压充电模式。

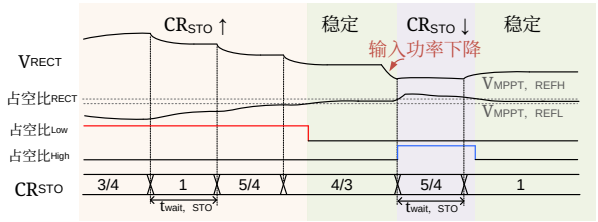



图11. ME WPT的SD-MPPT工作波形。

图11展示了所提出的偏斜占空比最大功率点跟踪的工作波形。在最大功率点跟踪阶段，$CR_{STO}$ 经过调节，使 $Duty_{RECT}$ 保持在参考窗口内。电压由片上电压基准产生，并可使用数模转换器（DAC）进行编程。当

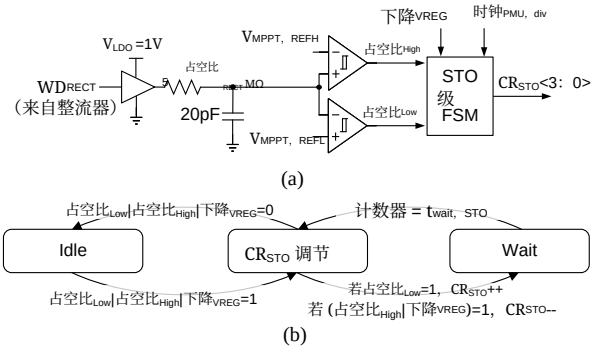



图12. (a) SD-MPPT控制器的实现；(b) STO级有限状态机 (FSM) 的状态转移图。

当 $Duty_{RECT}$ 低于下限时，$CR_{STO}$ 会增大，以降低输入阻抗并从换能器中汲取更多功率，进而降低$V_{RECT}$，反之亦然。由于 $\eta_{MPPT}$ 在最优点附近对 $Duty_{RECT}$ 的变化不敏感，因此较宽的参考窗口（50% 至 56%）不会明显降低性能（测量结果显示，在窗口边缘处性能为 97%），但能实现更稳定的控制。此外，为进一步避免在两个相邻配置之间频繁切换，转换比的调谐带宽（由调谐间隔$t_{wait,STO}$设定）被安排在较低频率，而其他非主导极点（例如由整流器输出电容和换能器引入的极点）则远离主导极点，以尽量减少不必要的相互作用。

图12展示了最大功率点跟踪控制器的实现。有源整流器产生的 $WD_{RECT}$ 信号经数字缓冲（电源为 1 V），再通过无源RC电路滤波，得到低频 $Duty_{RECT}$ 信号。随后，将 $Duty_{RECT}$ 与两个可编程阈值电压$V_{MPPT,REFH}$ 和$V_{MPPT,REFL}$进行比较。比较结果被发送至有限状态机，以确定 $CR_{STO}$。

### C. 稳压效率优化器

随着距离和工作负载的变化，输入电压和输出负载也会发生变化，因此稳压级必须调整其转换比，以保持高效率。一种常见方法是计算输入电压与输出电压的比值

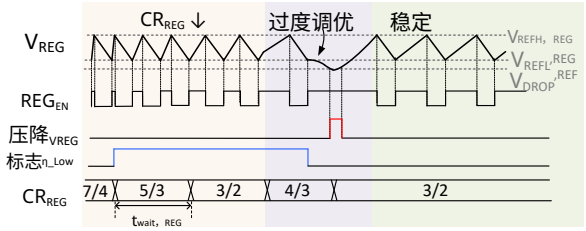



图 13. 实时 $\eta_{REG}$ 优化器的工作波形。

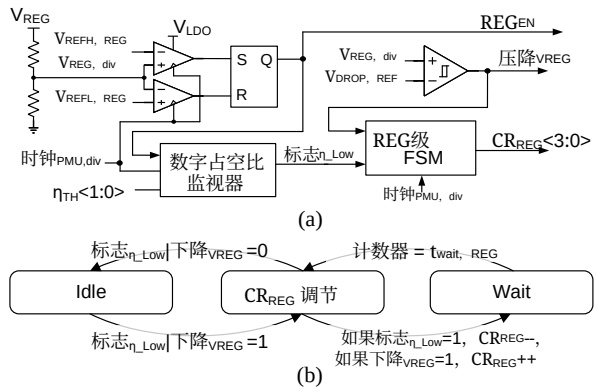



图 14. (a) $\eta_{REG}$ 优化器的实现；(b) REG级有限状态机的状态转移图。

并从查找表中选择相应的转换比。然而，所选转换比必须支持最大负载；否则，稳压级可能无法维持所需的输出电压。因此，功率级通常会按照最坏情况进行过度设计，导致轻载运行时产生不必要的面积开销。

为了解决这一问题，我们提出了一种实时 $\eta_{REG}$ 优化器，可动态调整REG级的转换比以提高效率。此方法不依赖于对功率级特性或负载曲线的先验知识。该设计基于这样一个观察：在滞回调节中，对于给定负载，调节使能信号（$REG_{EN}$）的占空比较小，表明效率较低，因为RSC稳压器在有效阶段消耗了更多能量。

图13展示了 $\eta_{REG}$优化器的工作波形。优化器通过降低$CR_{REG}$ 来提高$REG_{EN}$的占空比，同时保持稳压。该调节由数字占空比监测器利用计数器进行控制。如果$CR_{REG}$ 调得过低，导致$V_{REG}$ 下降，则逐步提高转换比，直至恢复稳定稳压。调谐间隔（$t_{wait,REG}$）和$REG_{EN}$占空比阈值均可通过无线下行链路编程，以确保CR稳定受控。

图14展示了 $\eta_{REG}$ 优化器的实现。通过将$V_{REG}$ 电源轨与滞回电压参考值进行比较，实现调节；其中$V_{REG}$经过二分之一分压，以适配$V_{LDO}$ 范围。比较器输出经锁存后生成$REG_{EN}$ 信号，用于使能REG级。该信号还会馈入数字占空比监测器，在此处使用分频后的PMU时钟计数高电平和低电平持续时间，并将其占空比与2位可编程阈值（$\eta_{TH}$）进行比较。

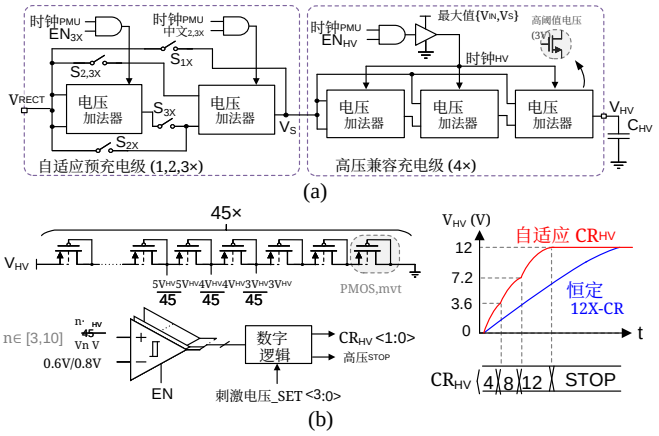



图15. (a) 高压充电级拓扑；(b) 自适应高压充电级的控制电路。

如果占空比低于阈值，$Flag_{\eta low}$ 信号将触发有限状态机（FSM）以减小$CR_{REG}$。反之，如果$V_{REG}$ 低于参考电压 $V_{DROP,\ REF}$，$Drop_{VREG}$ 信号将促使FSM增大$CR_{REG}$。

### *D.* 自适应高压充电

为支持高电极阻抗下的高压电刺激，电源管理单元中集成了一个符合12 V要求的自适应充电级。如图15a所示，高压充电级由一个预充电级和一个固定的 4×级组成；预充电级具有可选的1×、 2×或 3× 转换比，固定级则采用3 V高阈值电压晶体管实现。预充电转换比根据输出电压电平自适应选择，目标$V_{HV}$ 可在2.7 V至12 V范围内编程设定。如图15b所示，利用PMOS分压器和一组比较器实现对$CR_{HV}$ 和$V_{HV}$ 的自适应控制。为实现精细的电压控制，同时保持带宽，分压器中采用了45个低阈值PMOS晶体管。与固定 12× 变换器相比，所提出的自适应架构具有更高的效率和更快的充电速度。

### *E.* 功率级设计

图 16 展示了一种可重构开关电容（RSC）变换器的设计。它由一个 6 倍比可重构降压开关电容变换器 [36] 和一个交叉耦合电压加法器组成。可重构降压变换器的开关控制具体实现见 [36]。飞跨电容采用片上金属-绝缘体-金属（MIM）电容器实现，电容值为 $C_{fly1} = C_{fly2} = 83$ pF，在保证 PMU 面积合理的同时，为预期应用场景提供足够的效率和负载支持。交叉耦合电压加法器也用于自适应高压充电器，但飞跨电容值和晶体管尺寸设计有所不同。

可重构降压开关电容变换器的工作需要 2 相（用于 CR = 1/3、1/2、2/3 和 1）和 3 相时钟（用于 CR = 1/4 和 3/4）。本工作设计了一种三相数控振荡器（DCO），用于为降压开关电容变换器生成非重叠时钟，如图 17 所示。

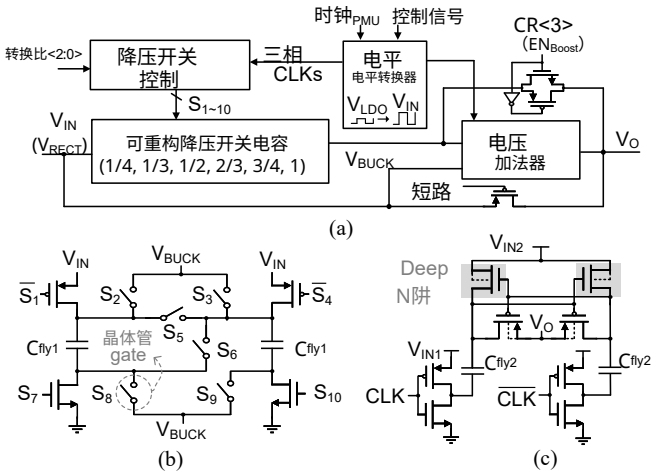



图 16. (a) 可重构开关电容变换器、(b) 可重构降压开关电容 [36], 和 (c) 交叉耦合电压加法器的电路图。

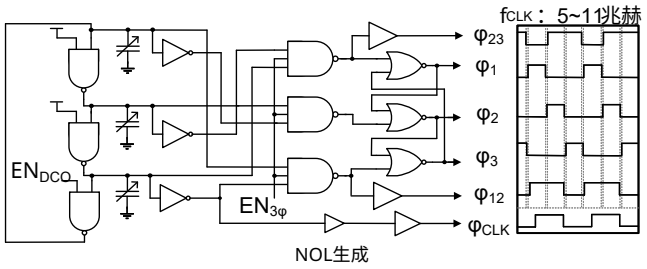



图17. 三相数字控制振荡器（DCO）的原理图。

通过调节 DCO 中的电容器组，时钟频率可在 5 兆赫至 11 兆赫之间调整。工作频率的选择取决于所需的吞吐功率。

### *F.* 启动电路

为了在不依赖预充电储能的情况下，从采集的机电能量实现可靠的冷启动，实现了专用的上电复位（POR）启动辅助电路，如图18所示。POR电路由紧凑的亚阈值电压基准 [37] 和由$V_{LDO}$供电的比较器组成，当$V_{LDO}$ 低于约 800 mV时输出“0”。该POR信号控制电源切换电路：当POR为低电平时，将低压差稳压器输入连接到$V_{RECT}$ ；一旦POR变为高电平，则切换至$V_{REG}$ 。该配置使低压差稳压器在启动期间可直接由整流器充电，从而确保仅依靠采集的能量运行，而无需任何额外的有源控制。

## IV. 测量结果

如图19所示，PMU测试芯片集成在完整的片上系统（SoC）中，并采用180纳米CMOS工艺制造。该SoC封装了一个 $5\times2\times0.2\ mm^3$ 三层磁电换能器、一个超级电容器、一个0201刺激电容器和三个01005去耦电容。超级电容器置于两层印刷电路板（PCB）之间，其顶面通过银环氧树脂与上层PCB粘接，以实现接地

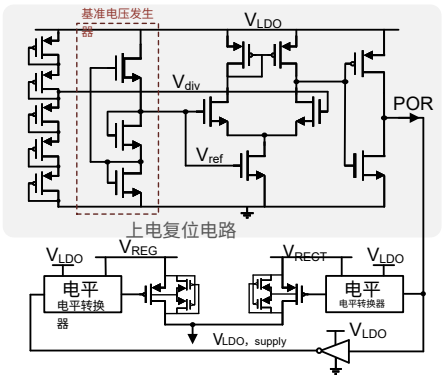
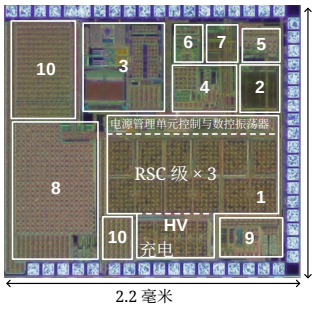



图18. 启动电路原理图，包括上电复位（POR）和低压差稳压器电源切换电路。




| # | 模块 |
|---|---|
| 1 | PMU |
| 2 | 系统控制单元 |
| 3 | 记录前端 |
| 4 | 时钟恢复 |
| 5 | 下行恢复 |
| 6 | 温度传感器 |
| 7 | 上行调制器 |
| 8 | 上行接口 |
| 9 | 刺激器 |
| 10 | 去耦电容 |

图19. 植入物片上系统芯片的显微照片。

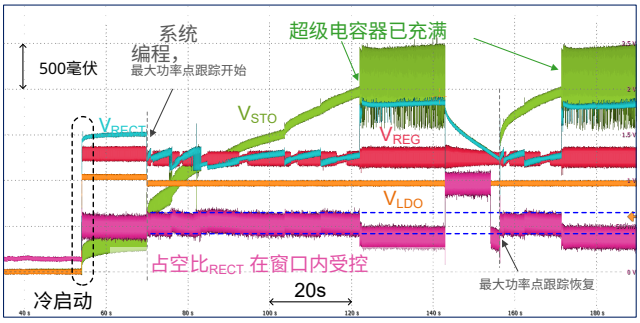



图20. 所展示的电源管理单元测得的系统运行波形。

连接。最终封装的植入式器件体积为 $7\times3.8\times2.4\,mm^3$，重量为106 $mg$。

### *A.* 系统运行

图20显示了电源管理单元测得的系统运行波形。在系统冷启动和初始编程后，电源管理单元开始为超级电容器充电，同时调节$V_{REG}$ 电压轨。当电源管理单元为$V_{STO}$充电时，最大功率点跟踪开启，此时 $\text{Duty}_{\text{RECT}}$ 保持在设定的电压参考窗口内。$V_{STO}$ 充满后，STO级暂停运行，以防止过电压。

图21中冷启动波形的放大视图展示了 $\eta_{REG}$ 优化过程。启动期间，随着$V_{RECT}$ 上升， $\eta_{REG}$ 优化器将$\text{REG}_{\text{EN}}$ 信号的占空比与预定义阈值进行比较，并减小$\text{CR}_{\text{REG}}$以满足$\text{REG}_{\text{EN}}$ 占空比要求。因此，稳压级的效率得到提升

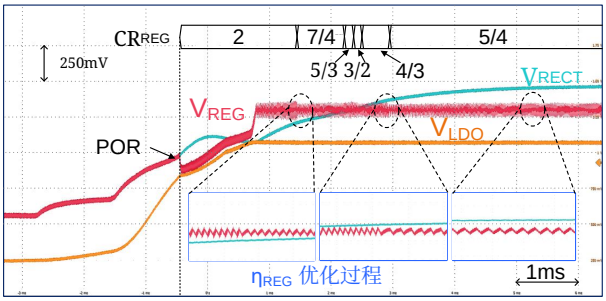



图21. 冷启动优化过程的波形 $\eta_{REG}$ 。

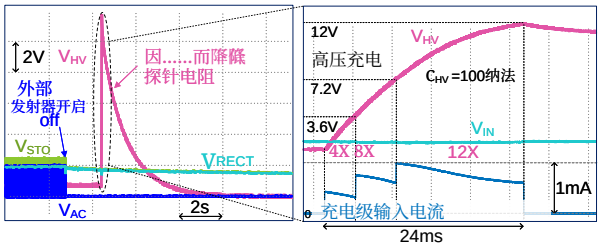



图 22. 输入功率关闭后的自适应高压充电。

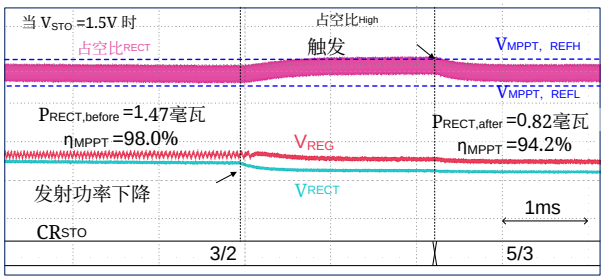



图 23. 外部发射端功率下降时的最大功率点跟踪调节过程。

同时确保$V_{REG}$ 保持稳压。需要注意的是， $\eta_{REG}$ 优化器不仅会在启动期间调节$CR_{REG}$ ，还会持续运行以监测并优化 $\eta_{REG}$。

为展示储能再利用和自适应高压充电，如图 22 所示，在关闭输入功率后启动一项刺激任务。系统检测到断电事件后，将$V_{RECT}$ 连接至超级电容器，以维持系统运行，并为 100 nF 刺激电容器充电。$V_{HV}$ 充至 12 V，在此期间，当$V_{HV}$ 超过 3.6 V 和 7.2 V 时，$CR_{HV}$ 分别从 4× 切换至 8× 、从 8× 切换至12× 。充电过程中还会监测充电级的输入电流。结果表明，在较低的$V_{HV}$下，采用较小的 $CR_{HV}$ 可获得较小的输入电流，因此充电效率更高。

最大功率点跟踪调节过程如图 23 所示。在此测试中，发射端功率降低，导致 $Duty_{RECT}$ 超过上限阈值。对此，SD-MPPT 模块将 $CR_{STO}$ 从 2/3 增至 5/3，以减少从 $V_{RECT}$获取的功率，使 $Duty_{RECT}$ 重新回到阈值范围内。整流器输出端的接收功率从 1.47 mW 变为 0.82 mW，对应的 $\eta_{MPPT}$ 分别为 98.0% 和 94.2%。

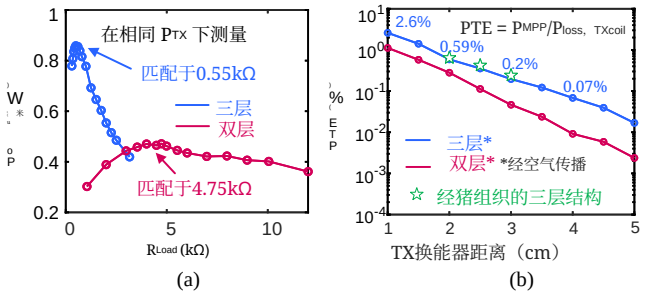



图 24. (a) 三层和双层磁电换能器的负载阻抗扫描；以及 (b) 不同 TX换能器距离下的功率传输效率。

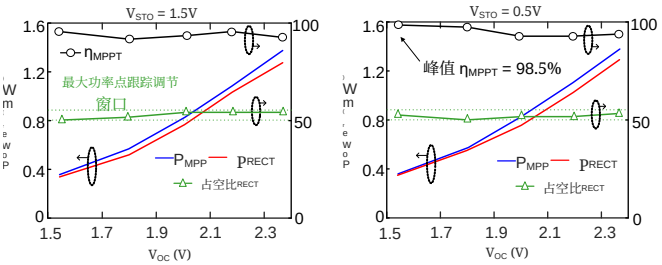



图 25. 测得的最大功率点跟踪效率，以及对应的$P_{RECT}$和$P_{MPP}$ 随$V_{STO}$ = 1.5 *V* 和 0.5 *V*处的输入开路电压变化情况。

## *B.* 功率传输效率

为评估协同优化的机械能换能器和电源管理单元的性能，我们首先在相同发射端功率下测量三层和双层磁电薄膜的输出功率随负载电阻的变化。如图 24a 所示，三层换能器在匹配负载为 0.55 kΩ时达到更高的峰值功率，而双层换能器的匹配负载为 4.75 kΩ。这种阻抗降低源于三层薄膜采用了更薄的锆钛酸铅层。

功率传输效率（PTE）定义为换能器在最大功率点的输出功率与发射端驱动器输出功率之比，其在不同 TX换能器距离下的测量结果如图 24b 所示。在空气介质中，三层磁电换能器于 2 cm 距离处实现了 0.59% 的功率传输效率。研究还测试了以猪组织为介质时的功率传输效率。由于猪组织与空气之间存在磁导率差异，所得功率传输效率略高。

### *C.* 最大功率点跟踪效率

图 25 展示了最大功率点跟踪效率（$\eta_{MPPT}$）的测量结果，其定义为整流器输出端的接收功率（$P_{RECT}$）与最大可用功率（$P_{MPP}$）之比。在两种不同的$V_{STO}$ 条件（1.5 V 和 0.5 V）下进行测量，以模拟不同的储能状态。通过扫描输出负载并确定峰值功率点，得出各输入条件下的最大可用功率。该电源管理单元在不同输入功率水平和输出电压范围内始终保持较高的最大功率点跟踪效率，峰值达到 $\eta_{MPPT}$ 98.5%。 $\eta_{MPPT}$ 效率偏离峰值的原因是采用了离散转换比，这限制了阻抗匹配分辨率；此外还采用了较宽松的

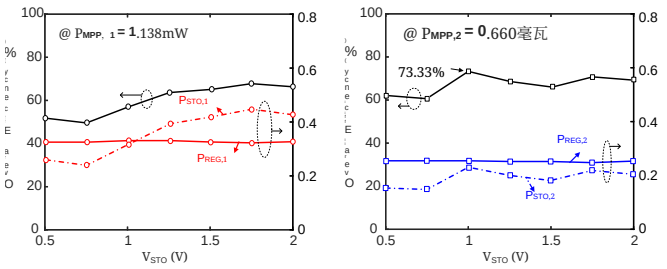



图 26. 两种输入功率水平（$P_{MPP}$=1.138mWand0.660mW）下测得的系统总体效率。

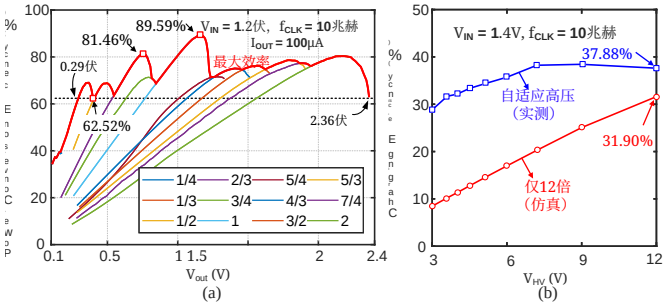



图27. (a) 测得的单个RSC功率级的功率转换效率以及 (b) 高压充电效率。

占空比$_{\text{RECT}}$ 窗口，以牺牲跟踪精度为代价来换取控制稳定性。

### *D.* 系统总体效率

在本工作中，系统总体效率（$\eta_{overall}$）定义为REG和STO级的输出功率之和除以最大可用功率，表示为（$P_{REG}+P_{STO}$）/$P_{MPP}$。该指标反映了电源管理单元有效利用的输入功率量，同时计入输送至负载的功率和储存的能量。图26给出了在两种不同输入功率水平（$P_{MPP}$ = 1.138 mW和0.660 mW）下，测得的 $\eta_{overall}$随储能级输出电压变化的关系。电源管理单元在所有测试条件下均保持50%以上的效率，峰值 $\eta_{overall}$ 达到73.33%。

### *E.* 功率转换效率

为表征RSC功率级设计，测量了单个RSC级的功率转换效率，如图27a所示。测量在1.2 V输入电压和10兆赫开关时钟频率下进行。输入和输出功率值通过源表获得。RSC级在0.29 V至2.36 V的宽输出范围内实现了超过62.52%的效率。在转换比为2/3×和 1×时，峰值效率分别达到81.46%和89.59%。RSC的主要功率损耗来自电荷再分配/开关导通、片上飞电容的寄生电容，以及译码器和电平转换器带来的开关控制开销。

### *F.* 高压充电效率

图27b展示了自适应高压充电效率，其定义为存储在输出电容中的能量与充电级消耗的总输入能量之比。测量期间，源表提供输入电压并同时监测输入电流，而输出电压则用示波器采集。为作比较，对包含全部寄生效应的固定 12×充电级进行了仿真。结果表明，自适应高压充电级在宽范围刺激电压（3 V至12 V）下始终实现更高效率，充电至12 V时效率高达37.88%，优于固定 12×设计。

### *G.* 比较

表I将本工作的ME WPT电源管理单元与最先进的毫米级磁电/超声供电生物植入体进行了比较。得益于SD-MPPT和超级电容器储能，本工作可从三层换能器获取与负载无关的最大可用功率。借助稳压效率优化器，电源管理单元能够在输入和负载条件变化时自适应地保持较高的系统总体效率。

我们还在表II中将本工作的电源管理单元与面向植入式医疗设备和物联网应用的最先进电源管理单元进行了比较。由于稳压级和储能级采用并行架构，本电源管理单元避免了级联功率损耗。此外，所提出的用于ME WPT的SD-MPPT，其最大功率点跟踪峰值效率与其他采用最大功率点跟踪的工作相当。

## V. 结论

总之，我们提出了一种自适应、高效率的电源管理单元（PMU），专为由磁电学（ME）无线供电的毫米级生物植入物设计。为缓解身体运动引起的暂时性电源中断并收集多余能量，我们集成了一个微型超级电容器作为能量缓冲器。我们提出了一种偏斜占空比最大功率点跟踪技术，可在输入和工作负载条件变化时持续从换能器提取最大功率。此外，基于稳压占空比的稳压效率优化器可动态调整转换比，以实现最高效率。我们还实现了一个自适应高压充电级，可提供高达12 V的电压，并提升充电速度和效率。将所提出的电源管理单元集成到完整的片上系统中后，其最大功率点跟踪峰值效率达到98.5%，系统总体效率达到73.33%，证明其适用于毫米级生物植入应用。

## 参考文献

[1] K. Kwon 等，“一种用于持续监测血管压力、流速和温度的无电池无线植入物”，《自然-生物医学工程》，第1–14页，2023年4月。[2] P. Verrills、C. Sinclair 和 A. Barnard，“慢性疼痛脊髓刺激系统综述”，《疼痛研究杂志》，第9卷，第481–492页，2016年7月。[3] A. M. Lozano 等，“深部脑刺激：当前挑战与未来方向”，《自然综述：神经病学》，第15卷，第3期，第148–160页，2019年3月。

表 I与毫米级机械能／超声生物植入物的比较

| | 本工作 | Z. Yu, ISSCC'24 [15] | J. Chen, 《自然·生物医学工程》'20 [11] | D. Piech, 《自然·生物医学工程》'20 [8] | S. Sonmezoglu, ISSCC'20 [9] |
|---|---|---|---|---|---|
| 电源 | **机械能（0.35兆赫）** | 机械能（0.33兆赫） | 机械能（0.34兆赫） | 超声（1.85兆赫） | 超声（2兆赫） |
| 换能器尺寸（mm） | **5x2x0.2（三层）** | 5x2x0.2（双层） | 5x1.75x0.3（双层） | 1x0.8x0.8 | 0.75x0.75x0.75 |
| 电源管理 | **整流器 + 并联输入 可重构开关电容 +低压差稳压器** | 整流器 + 自适应开关电容 + 低压差稳压器 | 整流器 + 低压差稳压器 | 整流器 + 低压差稳压器 | 整流器 + 低压差稳压器 |
| 负载无关最大功率 | **Y（最大功率点跟踪+$P_{excess}$ 储能）** | N | N | N | N |
| 功率传输效率 | **0.59% (20mm)** | 0.37% (20mm) | 0.12% (20毫米) | 0.06% (18毫米) | N/R |
| PMU峰值总体效率 | **73.33%** | N/R | N/R | N/R | N/R |

表II面向物联网和植入式医疗设备的最先进PMU对比

| | 本工作 | H.-C Cheng, JSSC'21 [32] | H. Kim, JSSC'21 [38] | A. Talkhooncheh, JSSC'21 [39] | J. Li, JSSC'17 [33] | W. Jung, ISSCC'16 [40] | X.Yue, ISSCC'23 [27] | H.-S. Lee, ISSCC'24 [5] |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 技术 | **180纳米** | 180纳米 | 180纳米 | 65纳米 | 65纳米 | 180纳米 | 180纳米 | 250纳米 |
| 应用 | **ME无线功率传输, 植入物** | 光伏能量收集, IoT | 热电发电机能量收集, IoT | 生物燃料电池能量收集, 传感器 | 光伏能量收集, IoT | 电池, IoT | PEH, IoT | 感应式, 植入物 |
| 变换器拓扑 | **升降压** | 升压 | 升压 | 升压，Buck | 升压，Buck | 升降压 | 升降压 | 整流器 |
| | **可重构 SC（12变比）** | 可重构 SC（3变比） | CSCR + 可重构开关电容 (2/3X,2X) | 可重构 SC (12变比) | 2,3X 升压+ 6～9X 升压+ 1/4倍降压 | 7b 二进制+ 2倍升压+ 1/3倍降压 | 感应式 | 单输入多输出 $R^3$ |
| 无级联损耗* | **Y** | N | N | N | N | N/A | N/A | Y |
| 全集成功率级 | **Y** | Y | Y | Y | Y | Y | 电感器 | LC谐振槽 |
| 电容器重新分配 | **Y** | Y | Y | N | N | N | N/A | N/A |
| 片上$C^{fly}$ | **1.18纳法** | 2.2纳法 | 10.2纳法 | N/R | 0.6纳法 | 3 nF | N/A | N/A |
| MPPT方案 | **偏斜占空比** | FOCV | 开关电容脉冲频率调制 | 二维爬山法 | 片外 | N/A | 占空比 | N/A |
| 峰值 $\eta_{MPPT}$ | **98.50%** | N/R | 99.80% | N/R | N/R | N/A | 98% | N/A |
| $V_{in}$ (V) | **0.7-2** | 0.45-0.9 | 0.1-0.5 | 0.25-1 | 0.25-0.45 | 0.9～4 | 0～5 | 4.8 |
| $V_{out}$ (V) | **0-2** | 1.5 | 0.75/1.2-1.45 | 0.9-1.5 | 3/0.45 | 0.6/1.2/3.3 | 0～5 | 1-3.5/4.5 |
| 吞吐量电源（mW） | **＜3.87*** ** | ＜3 | ＜20.8 | ＜0.1 | ＜0.106 | ＜0.5 | N/R | 135.53 |
| 功耗/电源管理单元面积** ($mW/mm^2$) | **3.42** | 1.77 | 5.34 | 0.07 | 0.22 | 0.212 | N/A | N/A |
| 峰值功率转换效率 | **81.46%(2/3X) 89.59%(1X)** | 69.5%(2X) 65.7%(1.5X) | 85.40% | 86% | 63.8% (升压开关电容变换器) | 81% | N/R | 90.82% |
| 面积 ($mm^2$) | **1.13** | 1.69 | 3.89 | 1.4 | 0.48 | 2.36 | 0.47 | 1.56 |

不适用：N ot available；未报告：未报告； * 仅通过一个变换器从输入端连接到稳压电源轨，或从输入端连接到 storag e;

** 对于 f ully-integrated designs，定义为吞吐功率/有源面积； *** 效率为 >70% 时的最大电源功率。

[4] V. Nair 等，“微型无电池生物电子学”，《科学》，第382卷，第6671期，文章编号 eabn4732，2023年11月。[5] H.-S. Lee、K. Eom 和 H.-M. Lee，“27.3 一种效率达 90.8% 的单输入多输出谐振式稳压整流器，采用分布式多相控制，在半个周期内为无线供电可植入设备生成3路输出”，发表于*2024*年 *IEEE*国际固态电路会议（*ISSCC*），第67卷，2024年2月，第448–450页。[6] C. Kim、S. Ha、J. Park、A. Akinin、P. P. Mercier 和 G. Cauwenberghs，“一种面向毫米级植入物、采用混合脉冲调制的144兆赫全集成谐振式稳压整流器”，*IEEE*固态电路杂志，第52卷，第11期，第3043–3055页，2017年11月。[7] D. Seo 等，“利用超声神经尘埃对周围神经系统进行无线记录”，《神经元》，第91卷，第3期，第529–539页，2016年8月。[8] D. K. Piech 等，“一种采用超声供电双向通信的无线毫米级可植入神经刺激器”，《自然-生物医学工程》，第4卷，第2期，第207–222页，2020年2月。[9] S. Sonmezoglu 和 M. M. Maharbiz，“一种4.5立方毫米的深层组织超声可植入发光式氧传感器”，发表于*2020*年 *IEEE*国际固态电路会议（*ISSCC*），2020年2月，第454–456页。[10] Z. Yu 等，“MagNI：一种磁电供电与控制的无线神经刺激植入物”，*IEEE*生物医学电路与系统汇刊，第14卷，第6期，第1241–1252页，2020年12月。[11] J. C. Chen 等，“一种用于周围神经血管内刺激的无线毫米级磁电植入物”，《自然-生物医学工程》，第6卷，第6期，第706–716页，2022年6月。[12] P. Hoskins、K. Martin 和 A. Thrush，《诊断超声：物理学与设备》。CRC出版社，2019年。

[13] L. Zhao、W. Shi、Y. Gong、X. Liu、W. Li 和 Y. Jia，“33.9 一款微型神经接口植入体，配备充电效率达 95% 的光刺激器和信噪失真比为 81.9dB 的 ΔΣ M 记录前端”，载于 *2024*年 *IEEE*国际固态电路会议（*ISSCC*），第 67 卷，2024年2月，第 558–560 页。[14] Z. Yu 等，“由单个发射器供电和编程的磁电生物植入体，用于协同多位点刺激”，*IEEE*固态电路学报，第 57 卷，第 3 期，第 818–830 页，2022年3月。[15] Z. Yu 等，“一款采用磁电能量传输和 0.9pJ/b PWM反向散射的毫米级无电池生物传感与刺激植入体”，载于 *2024*年 *IEEE*国际固态电路会议（*ISSCC*），第 67 卷，2024年2月，第 551–553 页。[16] W. Kim、C. A. Tuppen、F. Alrashdan、A. Singer、R. Weirnick 和 J. T. Robinson，“磁电材料可为毫米级无线生物电子器件提供大功率”，应用物理学杂志，第 134 卷，第 9 期，第 094103 页，2023年9月。[17] W. Wang 等，“17.1 通过有源回波实现面向微型生物医学植入物的全向磁电能量传输”，载于 *2024*年 *IEEE*国际固态电路会议（*ISSCC*），第 67 卷，2024年2月，第 314–316 页。[18] R. Khusainov、D. Azzi、I. E. Achumba 和 S. D. Bersch，“实时人体行走、活动与生理监测：问题、技术、应用、挑战和局限性的分类”，《传感器》（巴塞尔，瑞士），第 13 卷，第 10 期，第 12 852–12 902 页，2013年9月。[19] J. E. Woods 等，“微型无电池硬膜外皮层刺激器”，《科学进展》，第 10 卷，第 15 期，第 eadn0858 页，2024年4月。[20] Y. Zou 等，“一种用于磁电供电毫米级生物植入物的并行输入能量回收电源管理单元，支持连续最大功率点跟踪”，载于 *2025*年 *IEEE*定制集成电路会议（*CICC*），2025年4月，第 1–3 页。

[21] A. Morel 等，“32.2 自调谐移相 SECE 压电能量采集集成电路，配备 30nW 最大功率点跟踪，实现 446% 的能量带宽提升和 94% 的效率 ”，载于 2020年 IEEE国际固态电路会议（ISSCC），2020年2月，第 488–490 页。[22] S. Li、A. Roy 和 B. H. Calhoun，“采用并联 SSHI 整流器和集成最大功率点跟踪的压电能量采集系统，实现 417% 的能量提取提升和 97% 的跟踪效率”，载于 2019年超大规模集成电路研讨会，2019年6月，第 C324–C325 页。[23] H. Kim、S. Kim、C.-K. Kwon、Y.-J. Min、C. Kim 和 S.-W. Kim，“800-$\mu$W 光伏能量采集器中的高能效快速最大功率点跟踪电路”，IEEE电力电子汇刊，第 28 卷，第 6 期，第 2927–2935 页，2013年6月。[24] M. Shim、J. Kim、J. Jeong、S. Park 和 C. Kim，“自供电 30 μW 至 10 mW 压电能量采集系统，最大功率点跟踪时间为 9.09 ms/V”，IEEE固态电路学报，第 50 卷，第 10 期，第 2367–2379 页，2015年10月。[25] S. Li、X. Liu 和 B. H. Calhoun，“32nA 完全自主多输入单电感多输出能量采集与电源管理平台，具有 1.2×105 动态范围、集成最大功率点跟踪和多模态冷启动功能”，载于 2022年 IEEE国际固态电路会议（ISSCC），第 65 卷，2022年2月，第 1–3 页。[26] Y.-S. Noh、J.-I. Seo、H.-S. Kim 和 S.-G. Lee，“用于电池供电占空比循环无线传感器节点、实现最大热电能量采集的可重构直流-直流变换器”，IEEE固态电路学报，第 57 卷，第 9 期，第 2719–2730 页，2022年9月。[27] X. Yue、S. Javvaji、Z. Tang、K. A. Makinwa 和 S. Du，“30.3 用于压电能量采集的偏置翻转整流器及基于占空比的最大功率点跟踪算法，实现 98% 的最大功率点跟踪峰值效率和 738% 的能量提取提升”，载于 2023年 IEEE国际固态电路会议（ISSCC），2023年2月，第 442–444 页。[28] “IEEE压电标准”，ANSI/IEEE Std 176-1978，第 1–58 页，1978年9月。[29] Z. Yu 等，“采用单个磁电换能器实现无线供电和 PWM反向散射通信的微型无电池生物电子植入物”，IEEE生物医学电路与系统汇刊，第 18 卷，第 6 期，第 1197–1208 页，2024年12月。[30] Y. C. Shu 和 I. C. Lien，“压电能量采集系统功率输出分析”，智能材料与结构，第 15 卷，第 6 期，第 1499–1512 页，2006年12月。[31] J. Liang 和 W.-H. Liao，“压电能量采集系统的阻抗建模与分析”，IEEE/ASME机电一体化汇刊，第 17 卷，第 6 期，第 1145–1157 页，2012年12月。[32] H.-C. Cheng、P.-H. Chen、Y.-T. Su 和 P.-H. Chen，“面向室内光供电无电池物联网设备、具有电容重分配功能的可重构电容式功率转换器”，IEEE固态电路学报，第 56 卷，第 10 期，第 2934–2942 页，2021年10月。[33] J. Li、J.-s. Seo、I. Kymissis 和 M. Seok，“三模式混合储能能量采集电源管理单元：在采集功率与负载功率变化下实现高效率”，IEEE固态电路学报，第 52 卷，第 10 期，第 2550–2562 页，2017年10月。[34] H.-M. Lee、K. Y. Kwon、W. Li 和 M. Ghovanloo，“用于电/光深部脑刺激的高能效开关电容刺激系统”，IEEE固态电路学报，第 50 卷，第 1 期，第 360–374 页，2015年1月。[35] J. Wie 等，“一款 3.3 至 11V 供电范围、 10$\mu$W/通道、支持任意波形的神经刺激器，在 0.18$\mu$m 标准 CMOS 工艺中采用输出自适应自偏置和电源跟踪方案”，载于 2024年 IEEE定制集成电路会议（CICC），2024年4月，第 1–2 页。[36] J. Jiang、W.-H. Ki 和 Y. Lu，“具有纹波降低和效率提升功能的数字式二/三相开关电容转换器”，IEEE固态电路学报，第 52 卷，第 7 期，第 1836–1848 页，2017年7月。[37] I. Lee、D. Sylvester 和 D. Blaauw，“一种适用于低功耗物联网系统、输出电压可扩展的亚阈值电压基准”，IEEE固态电路学报，第 52 卷，第 5 期，第 1443–1449 页，2017年。[38] H. Kim、J. Maeng、I. Park、J. Jeon、Y. Choi 和 C. Kim，“一种双模式、转换比连续可扩展的开关电容能量采集接口，采用基于开关电容的脉冲频率调制最大功率点跟踪和飞跨电容共享方案”，IEEE固态电路学报，第 56 卷，第 9 期，第 2724–2735 页，2021年9月。[39] A. H. Talkhooncheh 等，“一种基于生物燃料电池的能量采集器，采用源自适应最大功率点跟踪，实现 86% 的峰值效率和 0.25-V 的最低输入电压”，IEEE固态电路学报，第 56 卷，第 3 期，第 715–728 页，2021年3月。[40] W. Jung 等，“8.5 一款效率达 60%、功率范围为 20nW–500μW 的三路输出全集成电源管理单元，具有环境适应能力和面向物联网系统的负载比例偏置，”载于*2016*年*IEEE*国际固态电路会议（*ISSCC*），2016年1月，第154–155页。



**Yiwei Zou** （IEEE研究生会员）于2022年获得华中科技大学集成电路与系统专业工学学士学位。现于莱斯大学电气与计算机工程专业攻读博士学位。其研究兴趣包括生物电子学的电源管理和模拟/混合信号集成电路。



**Huan-Cheng Liao** （IEEE研究生会员）于2020年获得国立台湾大学工程科学专业理学学士学位。现于美国休斯敦的莱斯大学电气与计算机工程专业攻读博士学位。其研究兴趣包括模拟与混合信号集成电路设计。



**Wei Wang** （IEEE研究生会员）于2016年获得中国哈尔滨哈尔滨工业大学电子信息科学与技术理学学士学位，并于2019年获得中国北京清华大学集成电路工程理学硕士学位。目前，他正在美国得克萨斯州休斯敦莱斯大学攻读电气与计算机工程博士学位。他的研究兴趣包括混合信号电路与系统设计。



**Wonjune Kim** （IEEE研究生会员）是美国得克萨斯州休斯敦莱斯大学电气与计算机工程专业的博士候选人。他于2020年获得高丽大学生物融合工程理学硕士学位，并于2018年获得该校生物医学工程理学学士学位。其研究聚焦于可植入生物电子学，包括面向毫米级生物植入物的磁电无线供电与数据链路，研究兴趣还涵盖神经工程、嵌入式系统和微纳加工。

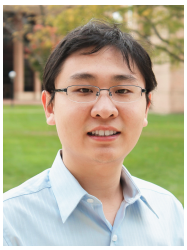


**Yumin Su** （IEEE研究生会员）于2023年在美国得克萨斯州休斯敦的莱斯大学获得电气与计算机工程理学学士学位。目前，他正在美国得克萨斯州休斯敦的莱斯大学攻读电气与计算机工程博士学位。他的研究兴趣包括硬件安全和设计自动化。



**Jacob Robinson** （IEEE高级会员）是莱斯大学电气与计算机工程及生物工程教授，其研究团队致力于开发用于操控和监测神经回路活动的微型技术。他获得了加州大学洛杉矶分校的物理学理学学士学位、康奈尔大学的应用物理学博士学位，并在哈佛大学化学系完成博士后培训。他曾担任IEEE脑计划共同主席和IEEE脑神经伦理工作组核心成员，目前是

他是IEEE医学与生物学工程学会行政委员会成员。除了学术工作外，Robinson博士还是Motif Neurotech的联合创始人兼首席执行官。该公司正在开发微创生物电子技术，用于治疗心理健康障碍。



**Kaiyuan Yang** （IEEE高级会员）是美国莱斯大学电子与计算机工程副教授，并领导安全与智能微系统实验室（SIMS）。他于2012年在中国清华大学获得电子工程理学学士学位，并于2017年在密歇根大学安娜堡分校获得电气工程博士学位。他的研究重点是面向生物电子学、硬件安全和混合信号／存内计算的低功耗集成电路与系统设计。

Yang博士曾获美国国家科学基金会职业奖、IEEE固态电路学会新前沿奖、固态电路学会博士前成就奖，以及多个领域顶级会议的最佳论文奖，包括2024年IEEE生物医学工程学会年度国际会议（EMBC）、2022年ACM移动计算与网络年度国际会议（MobiCom）、2021年IEEE定制集成电路会议（CICC）、2016年IEEE安全与隐私国际研讨会（奥克兰）以及2015年IEEE电路与系统国际研讨会（ISCAS）。他的研究还入选《ACM通讯》和《ACM GetMobile》杂志的研究亮点，并获评IEEE硬件与嵌入式安全领域最佳论文。他目前担任《IEEE超大规模集成电路系统汇刊》（TVLSI）副编辑，并担任ISSCC、CICC、国际计算机体系结构研讨会（ISCA）和微体系结构国际研讨会（MICRO）的程序委员会委员。