



中国科学院大学  
University of Chinese Academy of Sciences

# 博士学位论文

## 面向无源物联网的压电能量收集与管理电路研究

作者姓名: 滕雳

指导教师: 梁俊睿研究员

学位类别: 工学博士

学科专业: 微电子与固体电子学

培养单位: 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

2023 年 6 月



**Piezoelectric energy harvesting and management circuit for  
battery-free Internet of Things**

---

A dissertation submitted to  
**University of Chinese Academy of Sciences**  
in partial fulfillment of the requirement  
for the degree of  
**Doctor of Engineering**  
in **Microelectronics and Solid State Electronics**  
By  
**Teng Li**  
**Supervisor: Professor Liang Junrui**

**Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology,  
Chinese Academy of Sciences**

**June, 2023**



## 中国科学院大学 学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文是本人在导师的指导下独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明或致谢。

作者签名：

日 期：

## 中国科学院大学 学位论文授权使用声明

本人完全了解并同意遵守中国科学院有关保存和使用学位论文的规定，即中国科学院有权保留送交学位论文的副本，允许该论文被查阅，可以按照学术研究公开原则和保护知识产权的原则公布该论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存、汇编本学位论文。

涉密及延迟公开的学位论文在解密或延期后适用本声明。

作者签名：

导师签名：

日 期：

日 期：



## 摘要

随着通讯、计算机、集成电路等技术的发展，计算设备不断地多元化、小型化，并伴随着成本的不断下降。在经历了大型机、个人电脑、智能手机等阶段后，计算设备将应用于各类物品，人类也将步入物联网 (Internet of Things, IoT) 时代。伴随着计算设备的广泛分布，分布式供电将在成本、可靠性、使用寿命等维度面临巨大挑战。环境能量收集技术为分布式物联网设备提供了具有前景的供电方案。而振动能量无处不在，基于压电换能器的环境能量收集技术，在机械、材料、电路和系统等方面成为了研究重点。压电能量收集电路，过去几年出现了快速进步，通过引入多种新型结构和模块，收集能力的指标不断提升。但另一方面，系统和应用的研究却缺乏可用硬件，而被迫自行设计整个压电能量收集和管理 (Piezoelectric Energy Harvesting and Management, PEHM) 系统，难以受益于电路领域的研究的成果。随着研究的深入，PEHM 系统的拓扑变得更加复杂，包含了接口电路、最大功率追踪 (Maximum Power Point Tracking, MPPT)、稳压电路、能量储存释放等电路模块。面对硬件技术和应用需求的错配，本文将以系统协同设计为指导、拓扑精简为手段，针对无源物联网设计合适的压电能量收集和管理电路。主要分为如下几个研究工作：

(1) 接口电路作为整个 PEHM 系统的能量入口，其能量收集能力仍然是决定系统性能的重要指标。同步开关技术的接口电路，常基于电荷提取 (Charge Extraction, CE) 和偏置翻转 (Bias-flip, BF) 操作，来提升其能量收集能力。基于“开源节流”的设计思想，和拓扑精简的目的，本研究提出了基于 buckboost 拓扑的多步电荷提取与偏置翻转 (Multiple-step Charge Extraction and Bias-Flip, MCEBF) 压电能量收集接口电路。MCEBF 通过多步骤的电荷提取，降低能量收集过程中的损耗。并通过额外的 BF 操作来提升压电换能器的输出功率。此外，MCEBF 电路具备“与负载无关”的特性，因此无需 MPPT 辅助，即可维持最佳工作点，达到了精简拓扑的目的。理论推导得出了 MCEBF 电路的控制时序和能量损益。而实验数据则证明了控制参数的正确性、MCEBF 电路较高的收集能力和无需 MPPT 的特性。

(2) MCEBF 电路完成了压电能量的收集和存储，但未覆盖稳压输出和能量

管理等功能。且 MCEBF 本身的 buckboost 电路拓扑具有较强的可重构特性。通过将上述拓扑推广为多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 结构, 本研究提出了“源-荷-储互补” (Source-Load-Storage Complementary, SLSC) 压电能量收集与管理电路。轻载情况下, SLSC 电路可以同时收集多个压电换能器的能量, 并通过 MIMO 结构直接提供稳压输出。当负载较重时, SLSC 将调取储能电容的能量, 以维持输出电压稳定。SLSC 通过 180 nm BCD 工艺平台进行了集成电路设计与实现。实测结果显示, SLSC 电路可在轻载下维持高能量收集能力, 在重载下保持高的电压转换效率, 分别对应 IoT 设备的休眠和工作的两种状态。SLSC 电路附带的能量管理电路, 可以动态控制负载设备的任务执行, 完全实现 IoT 设备“能量驱动”、“间歇计算”的运行方式。

(3) 为解决无源物联网之硬件缺乏的困难和满足其广泛铺设的需要, 本研究还提出了基于极少分立元件的三晶体管能量管理 (Three Transistor Energy Management, 3T-EM) 电路。3T-EM 电路通过多种器件复用手段, 仅使用三个晶体管即完成了稳压和能量缓存/释放的功能。其可以根据储能电容的电压, 决定负载设备的运行和关闭。内置的耗尽型 MOS 管, 可以为负载 IoT 设备提供较稳定的供电电压。3T-EM 具有极低的功耗, 且解决了经典能量管理电路遇到的“锁止”问题。数值分析和实测均证明,  $0.4 \mu\text{A}$  的输入电流即可使 3T-EM 电路正常工作。与经典方案的对比实验, 揭示了 3T-EM 在振动能量收集场景下具有更好的性能和更宽的工作范围。

上述的三项主要研究, 均为对 PEHM 系统电路拓扑进行精简的探索, 为 PEHM 系统协同优化和高效运行提供思路和解决方案。

**关键词:** 压电能量收集, 无源物联网, 协同设计, 接口电路, 能量管理

## Abstract

With the development of communication, computer, integrated circuit, and other technologies, computing equipment is becoming diversified, miniaturized, and cheaper. After mainframes, personal computers, and smartphones, general computing devices will be used in all kinds of things, and humans will enter the Internet of Things (IoT) era. For widely distributed computing devices, the distributed power supply will face great challenges in the aspects of cost, reliability, and lifetime. Harvesting energy from the ambient environment provides a promising power supply solution for distributed IoT devices. For ubiquitous vibration, piezoelectric energy harvesting has become the research focus in the factors of mechanics, materials, circuits, and systems. The piezoelectric energy harvesting (PEH) circuit, especially the interface circuit, grows rapidly in the past few years. With the introduction of new topologies and modules, the harvesting capability has improved a lot. However, the system and application researchers lack available hardware and have to design the entire piezoelectric energy harvesting and management (PEHM) system. They are not able to benefit from the advancement of harvesting circuits. The topology of the PEHM system is becoming more complicated. It includes an interface circuit, maximum power tracking (MPPT), a voltage regulation circuit, and an energy buffer/release module. To handle the mismatch between hardware technology and application requirements, this research fulfills the targets of collaboration and simplification, to design suitable PEHM circuits for battery-free IoT devices. The research can be divided into the following parts:

(1) As the energy inlet of the entire PEHM system, the harvesting capacity of the interface circuit is an important factor to promote the system's performance. PEH interface circuits often use charge extraction (CE) and bias flip (BF) actions to improve the harvesting capabilities. Based on the idea of "increasing income and reducing expenditure", a multiple-step charge extraction and bias-flip (MCEBF) PEH interface circuit is proposed. MCEBF is based on the buckboost topology. It reduces conduction loss by utilizing multi-step charge extraction. The additional BF action can increase the

output power of the piezoelectric transducer. Furthermore, the MCEBF circuit maintains the feature of load independence. So MPPT is not necessary, achieving the goal of simplifying the topology. The control timing and energy flow of MCEBF are deduced theoretically. The experimental data prove the correction of derivation and the performance of the proposed MCEBF.

(2) The MCEBF circuit realizes the harvesting and storage of piezoelectric energy. But it does not cover voltage regulation and energy management. The buckboost topology of MCEBF is reconfigurable. By extending MCEBF to multi-input multi-output (MIMO) structures, The "source-load-storage complementary" (SLSC) piezoelectric energy harvesting and management circuit is proposed. For the light load, the SLSC circuit can harvest energy from multiple piezoelectric transducers and directly provide a regulated output voltage through the MIMO structure. For the heavy load, SLSC extracts energy from the storage capacitor to sustain the regulated output voltage. SLSC integrated circuit (IC) is designed and implemented on a 180 nm BCD platform. In the experiment, SLSC circuits can maintain high energy harvesting capability under light load and high voltage conversion efficiency under heavy load, which correspond to the idle and work states of IoT devices. The energy management circuit inside the SLSC IC can dynamically control the task execution, achieving the "energy-driven" mode of IoT devices.

(3) To solve the problem of hardware lack in the application of battery-free IoT devices, a three-transistor energy management circuit (3T-EM) is proposed. 3T-EM uses only three transistors to realize voltage regulation and energy awareness functions. It tracks the voltage across the storage capacitor and determines the on and off of the load devices. The built-in depletion NMOS can provide a relatively regulated output voltage for IoT devices. The 3T-EM circuit has extremely low power consumption and solves the "lock-up" problem encountered in classical energy management circuits. Numerical analysis and measured results prove that the 3T-EM circuit can work normally with  $0.4 \mu\text{A}$  input current. A comparison experiment reveals that 3T-EM has superior performance and a wider operating range in vibration energy harvesting scenarios.

The above three main studies are attempts to simplify the circuit topology of the

PEHM system. This research also provides ideas and solutions for collaborative optimization and performance improvement of the PEHM system.

**Keywords:** Piezoelectric energy harvesting, battery-free IoT, collaborative design, interface circuit, energy management



## 目 录

<b>第 1 章 绪论 .....</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景 .....	1
1.2 研究现状 .....	4
1.2.1 能量收集电路 .....	4
1.2.2 能量管理电路 .....	5
1.3 研究挑战与机遇 .....	6
1.4 研究方法与内容 .....	7
<b>第 2 章 压电能量收集与管理技术 .....</b>	<b>11</b>
2.1 机械结构和压电换能器 .....	11
2.2 压电接口电路 .....	13
2.3 最大功率追踪 .....	15
2.4 稳压电路 .....	18
2.5 能量管理(缓存/释放) .....	20
2.6 本章小结 .....	22
<b>第 3 章 多步电荷提取与偏置翻转电路(MCEBF) .....</b>	<b>25</b>
3.1 引言 .....	25
3.2 电路设计 .....	27
3.2.1 运行原理 .....	27
3.2.2 设计原则 .....	31
3.2.3 最优控制方法 .....	32
3.3 能量流分析 .....	35
3.4 实验评估 .....	38
3.4.1 功能验证 .....	39
3.4.2 最佳控制时序 .....	41
3.4.3 性能评估 .....	41
3.5 本章小结 .....	43
<b>第 4 章 源-荷-储互补压电能量收集电路 .....</b>	<b>45</b>
4.1 引言 .....	45
4.2 拓扑设计 .....	47
4.2.1 运行过程 .....	49
4.3 电路设计 .....	53

4.3.1 峰值检测 .....	54
4.3.2 时钟源 .....	55
4.3.3 稳压控制 .....	57
4.3.4 电感电流过零检测 .....	58
4.3.5 储能监测与量化 .....	59
4.3.6 冷启动 .....	59
4.3.7 仿真结果 .....	61
4.4 实验评估 .....	64
4.4.1 冷启动失效分析 .....	64
4.4.2 实验平台 .....	66
4.4.3 功能验证 .....	67
4.4.4 性能评估 .....	68
4.4.5 能量缓存与释放 .....	70
4.4.6 结果对比与评估 .....	71
4.5 本章小结 .....	72
<b>第 5 章 三晶体管能量管理电路 .....</b>	<b>73</b>
5.1 引言 .....	73
5.2 3T-EM 电路原理 .....	75
5.2.1 最小输入电流 .....	79
5.3 实验与应用评估 .....	81
5.3.1 能量感知 .....	81
5.3.2 稳压性能评估 .....	82
5.3.3 性能评估与比较 .....	83
5.4 本章小结 .....	85
<b>第 6 章 总结与展望 .....</b>	<b>87</b>
6.1 研究工作总结 .....	87
6.2 未来工作展望 .....	88
<b>参考文献 .....</b>	<b>91</b>
<b>致谢 .....</b>	<b>105</b>
<b>作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果 .....</b>	<b>107</b>
6.3 期刊论文 .....	107
6.4 会议论文 .....	107

## 图形列表

1-1 计算设备与物联网的发展历程。 .....	1
1-2 环境能量分类及量级。 .....	3
1-3 三种不同类型的机械能换能器: (a) 磁电换能器; (b) 摩擦换能器; (c) 压电换能器。 .....	3
1-4 压电能量供电的无源物联网系统之一般结构。 .....	4
1-5 本课题在 PEHM 系统上的主要研究内容。 .....	8
2-1 压电换能器的 (a) 机械结构模型; (b) 压电换能器横截面结构; (c) 谐振状态下的等效电路模型。 .....	11
2-2 典型的压电接口电路: (a) 全桥整流电路 (FBR 或 SEH); (b) 同步电荷提取 (SECE) 接口电路; (c) 并联型同步开关电感能量收集 (P-SSHI) 接口电路。 .....	14
2-3 全桥整流器接口电路收集功率 $P_{FBR}$ 与整流电压 $V_{rec}$ 的关系 .....	16
2-4 两种主流 MPPT 技术: (a) 基于压电电压的分数开路电压 (FOCV) 技术; (b) 基于收集功率的扰动观察 (P&O) 技术 .....	16
2-5 三种常见稳压电路: (a) 低压差线性稳压器 (LDO); (b) 开关电感稳压器; (c) 开关电容稳压器。 .....	18
2-6 不同供电系统的电源管理方案: (a) 稳定供电系统; (b) 无线传感节点消耗功率波形图; (c) 不稳定的环境能量供电系统。 .....	21
3-1 压电接口电路的发展和技术融合历程。 .....	26
3-2 MCEBF 电路原理图。 .....	27
3-3 $v_p$ 达到正峰值时, MCEBF 的同步动态过程工作原理: (a)、(d)、(g)、(j) 为导通支路; (b)、(e)、(h)、(k) 为压电换能器的电压波形; (c)、(f)、(i)、(l) 为压电电压和电感电流的放大图。 (a)、(b)、(c) 为开路 (OC) 阶段; (d)、(e)、(f) 为一次电荷提取 (CE) 操作; (g)、(h)、(i) 为一次续流 (FW) 阶段; (j)、(k)、(l) 为偏置翻转 (BF) 操作。 .....	29
3-4 (a) 各支路 MOSFET 的驱动方式。 (b) RC-T 型偏置式 MOSFET 驱动电路的工作原理。 .....	31
3-5 MCEBF、MCE 和 SECE 收集功率的数值解对比。 .....	33
3-6 MCEBF 电路的每次同步动态过程中, 对 $C_p$ 中储能的划分。 .....	33
3-7 (a)SECE, (b) MCE, (c) MCEBF 的电荷-电压 (Q-V) 图 .....	36
3-8 实验平台: (a) 实验平台原理框图; (b)MCEBF 的 PCB 验证板; (c) 压电换能器的结构图。 .....	39

3-9 MCEBF 的实验波形: (a) 波形总图; (b) $v_p$ 阶梯下降的同步动态过程波形; (c) $v_p$ 阶梯上升的同步动态过程波形。 .....	40
3-10 不同 CE 操作次数 $M$ 和每次 CE 过程时间 $t$ 条件下, MCEBF 的输出功率 ( $R_L = 2M\Omega$ )。 .....	41
3-11 实验测得的 MCEBF、MCE、SECE、P-SSHI 和 FBR 电路, 在不同负载电压下的输出功率。 .....	42
4-1 (a) 经典链式压电供电系统拓扑; (b) 源-荷-储互补压电供电系统。 ..	46
4-2 Buckboost DC/DC 变换器的 (a) 一般电路图、(b) 运行波形; MCEBF 压电接口电路的 (d) 原理图、(e) 运行波形、(f) 波形放大图。 .....	47
4-3 (a) 多输入多输出 (MIMO) buckboost 示意图。(b) 源荷储互补 (SLSC) PEHM 电路示意图。 .....	48
4-4 SLSC 电路的运行模式 (a) 稳压模式; (b) 储能模式; (c) 重载模式。 (d)SLSC 电路的理论运行波形。 .....	50
4-5 SLSC 集成电路的架构和模块框图。 .....	53
4-6 压电电压峰值检测电路。 .....	55
4-7 时钟信号生成电路: (a) 采用 CERO 振荡器的时钟生成电路; (b) 振荡器电压波形; (c) 变频控制电路; (d)CERO 振荡器中带偏置的差分反相器电路; (e) 振荡器电压轨和偏置电压生成电路。 .....	56
4-8 输出电压反馈电路: (a) 不同类型的分压电路; (b) 稳压输出端检测电路; (c) 片内参考电压源; (d)Strong-Arm 动态比较器电路。 .....	57
4-9 电感电流过零检测电路: (a) 电路结构; (b) 理论工作波形。 .....	58
4-10 储能电压监测量化电路: (a) 电路结构; (b) 能量驱动的负载使能信号生成电路; (c) 储能电压监测量化仿真结果。 .....	60
4-11 (a) 冷启动及欠压锁定电路原理图。(b) 针对三个压电片的不同冷启动配置。 .....	61
4-12 SLSC 仿真结果: (a) 从冷启动到动态收能状态; (b) 动态收能状态放大图; (c) 动态收能时详细过程图。 .....	63
4-13 SLSC 压电能量收集集成电路的 (a) 版图和 (b) 芯片显微照片。 .....	64
4-14 产生箝位现象的冷启动电路: (a) 冷启动电路结构和二极管的等效电路; (b) 横向 PNP 标准单元的剖面示意图。 .....	65
4-15 屏蔽片内被箝位开关的方案原理图。 .....	66
4-16 SLSC 压电能量收集与管理集成电路实验测试平台。 .....	67
4-17 SLSC 压电能量收集集成电路的运行波形: (a)100k $\Omega$ 负载; (b)50 k $\Omega$ 负载; (c) 突发负载。50k $\Omega$ 负载时 (d) 压电片 3 向负载端充电; (e) 压电片 1 和 2 同时向储能端充电; (f) 压电片 1 和 2 同时偏置翻转。 ...	69
4-18 SLSC 集成电路的测试结果: (a) 不同储能电压下的收集功率; (b) 不同负载电阻下的收集功率。 .....	70

---

4-19 重载模式下 DC/DC 转换效率。 .....	70
4-20 内置能量管理电路的能量储存与释放过程。 .....	71
5-1 环境能量供电设备的能量管理电路: (a) 一般拓扑; (b) 能量累积状态; (c) 能量释放状态。 .....	74
5-2 (a) 基于分立元件的能量管理电路的一般拓扑结构。(b) 其由导通瞬间 漏电带来的潜在失效风险。 .....	75
5-3 3T-EM 能量管理电路结构。 .....	76
5-4 3T-EM 电路的运行模式: (a) 关断态 (能量累积模式); (b) 导通瞬态; (c) 导通态 (能量释放模式); (d) 关断瞬态。 .....	77
5-5 BSS159N 作为稳压器的仿真结果: (a) 负载调整率; (b) 电源抑制比 (PSRR)。 .....	79
5-6 电路原型板与实验结果: (a) 印刷电路板; (b) 输入电流为 $9 \mu\text{A}$ 时储 能和输出的电压波形; (c) 输入电流为 $0.4 \mu\text{A}$ 时的储能电压波形; (d) 不同储能电压下的静态电流; 不同的 (e) $R_3$ 和 (f) $R_2$ 数值下, 3T-EM 电路的导通关断阈值。 .....	82
5-7 3T-EM 的稳压输出测试结果: (a) 负载调整特性; (b) 负载瞬态响应波 形。 .....	83
5-8 性能评估实验平台: (a) 实验平台设置; 使用 (b)-(d) MIC841 和 (e)-(g) 3T-EM 电路的系统中压电电压和储能电压波形。在不同冲击间隔下 的实验对比结果: (b) 和 (e) 3 秒; (c) 和 (f) 10 秒; (d) 和 (g) 5 秒间隔 下的放大波形图。 .....	84



## 表格列表

3-1 不同 $M$ 值下的能量转换效率 .....	38
3-2 实验电路参数表 .....	40
3-3 各接口电路相比 FBR 的能量收集增量 .....	43
4-1 仿真参数表。 .....	61
4-2 SLSC 集成电路的测试平台参数表。 .....	67
4-3 SLSC 实验结果与相关文献对比表。 .....	72
5-1 3T-EM 电路的默认参数。 .....	82
5-2 分别采用 MIC841 和 3T-EM 的环境能量供电 IoT 系统的数据包发送 间隔对比。 .....	85
5-3 3T-EM 电路与相关工作的对比表 .....	85



## 符号列表

### 字符

<b>Symbol</b>	<b>Description</b>	<b>Unit</b>
$C$	capacitance	F
$D$	damping	Ns/m
$E$	energy	J
$K$	stiffness	N/m
$L$	inductance	H
$M$	mass	kg
$P$	power	W
$Q$	quality factor	1
$R$	resistance	$\Omega$
$\beta$	charge-extraction coefficient	1
$\gamma$	bias-flip coefficient	1

### 缩写

AC/DC	Alternating current to direct current
ADC	Analog-to-digital converter
BF	Bias-flip
CE	Charge extraction
CERO	Constant energy-per-cycle ring oscillator
CSRO	Current starved ring oscillator
DC-DC	Direct current to direct current
DCM	Discontinuous conduction mode
DNW	Deep N well
EH	Energy harvesting

EM	Energy management
ESR	Equivalent series resistance
FBR	Full-bridge rectifier
FNOV	Fractional normal operation voltage
FOCV	Fractional open-circuit voltage
FoM	Figure of merit
IoT	Internet of things
LCO	Limited cycle oscillation
LDO	Low-dropout regulator
LS	Level shifter
MCE	Multiple-step Charge Extraction
MCEBF	Multiple-step Charge Extraction and Bias-Flip
MCU	Microcontroller unit
MIMO	Multiple-input multiple-output
MPPT	Maximum power point tracking
MS	Multiple-step, Multple-shot
NBL	N+ Buried Layer
PCB	Printed circuit board
PEH	Piezoelectric energy harvesting
PEHM	Piezoelectric energy harvesting and management
P&O	Perturb and ovserve
PSRR	Power Supply Rejection Ratio
PVDF	Polyvinylidene difluoride
PW	P well
RF	Radio frequency
SECE	Synchronous electric charge extraction
SICE	Synchronous Inversion and Charge Extraction
SLSC	Source-load-storage complementary

SoC	System on chip
SSHI	Synchronized switch harvesting on inductor
SSHC	Synchronized switch harvesting on capacitor
STI	Shallow trench isolation
UVLO	Under-voltage lockout
WSN	Wireless sensor network
3T-EM	Three transistor energy management



# 第1章 绪论

## 1.1 研究背景

从 1946 年人类第一台现代电子计算机 ENIAC 诞生；到 1981 年第一台笔记本电脑出现；再到 2000 年出现的第一款智能手机；计算设备每一次的跨越式提升，均伴随着小型化、离散化和去中心化等特征。而这个时代，摩尔定律不断推动算力的提升和成本的下降，计算设备数量正迎来激增。随着计算机、互联网、通信和集成电路等技术的发展演进，万物互联正在从设想逐渐走向现实。作为万物互联的支撑，物联网 (Internet of Things, IoT) 及其配套技术逐渐成为研究和发展的热点。单一物联网设备组件较少，成本低廉。廉价的物联网设备可以在各个领域产生极高的附加值，可以广泛应用于农林牧渔<sup>[1,2]</sup>，公用事业<sup>[3]</sup>，运输业<sup>[4]</sup>等。2021 年 7 月，国务院将物联网与大数据、人工智能并列，作为促进先进制造业和现代服务业的主要技术推手。在市场需求和产业发展的支持下，未来几年，物联网设备数量将呈现高速增长，从而最终促成万物互联的目标<sup>[5]</sup>。

	连接方式	能量来源	标志性节点	设备数量
固定终端	有线网络	线缆供电 电池	个人电脑(PC) 万维网 笔记本电脑	PC时代
移动终端	无线网络 蜂窝网络	新能源 快充技术 近场无线输电	智能手机 车联网 流媒体	移动互联时代
	蓝牙低功耗 ZigBee LoRa NB-IoT	远场无线输电 环境能量收集 .....	智能家居 RFID 工业物联网 .....	万物互联时代

图 1-1 计算设备与物联网的发展历程。

Figure 1-1 The evolution of computing devices and the Internet of Things.

物联网设备，作为各类物理实体和互联网的中介设备，在智能家居等消费电子场景已获得长足发展，并涌现了大量应用例。但如今，仍有大量的设备，受限于各类技术的不足，而尚未联网。以无线传感器节点 (Wireless sensor node, WSN) 技术为例，其可以广泛布局在各个位置，并回传监测数据。WSN 可以在结构安全、灾害预防、工业信息化、生活服务等领域产生额外效益。但传统基于线缆的供电模式，无论从成本方面，还是从灵活性方面，均完全无法满足广泛铺设的要

求。例如 WSN 等泛在物联设备，通常倾向于使用分布式能源。从能量供给侧看，目前 WSN 设备通常采用电池单一能源。但是，使用电池的设备受限于电池的能量上限，为保证长时间运行，需要在功能和功耗之间做出权衡。尽管低功耗技术在一定程度上支撑了较长的运行时间，但电池寿命仍明显短于系统其他部分(例如电子元件、传感器等)，电量耗尽后仍然需要面临更换电池或放弃设备的两难选择，尤其是铺设在道路、桥梁、野外等恶劣环境下的 WSN 设备。此外，化学电池的性能容易受温湿度影响，且失效后容易引发环境问题<sup>[6]</sup>。从需求侧来看，在环境监测、设备楼宇、灾害报警等主要场景下，物联网设备需要尽可能做到可靠且免维护，电池能源在这些场景下成本较高，而且可靠性问题突出。

为了使物联网设备实现免维护的永续运行，需要彻底革新能量供给方式，在“节流”的基础上还需要做到“开源”，即主动从环境中获取能量。环境能量可以分为机械能、光能、热能和射频等来源，并且它们的能量密度如图1-2所示<sup>[7,8]</sup>。其中，光是所有环境能量中具有最大量级的能源。收集光能通常使用太阳能电池板，其由光电二极管组成，可以直接将光能转换成电能。但是，光能收集受到太阳这个自然界最大光源的限制，在夜间和室内表现较差。相比之下，热能收集依赖于第一热电效应(也称为塞贝克效应)，即两种不同导体或半导体在不同温度下会产生电势差的现象。当这两个有电势差的半导体被接入回路，就可以直接使用热能转换而来的电力。射频能量的能量量级最低，远场的射频功率均在微瓦及以下范围，难以直接供应后级物联网设备。此外，射频能量并非自然存在，需要在接收端附近放置发射源。机械能的能量级适中，无论是人体还是运动设备，都可以提供较为可观的机械能。自然界也可以提供丰富的机械能，已有不少成功的研究案例，例如小型风能发电系统<sup>[9–11]</sup>、小型水能发电系统<sup>[12,13]</sup>等。

由于能量来源的广泛分布，近年来，机械能捕获技术在能量收集领域取得了长足进步<sup>[14,15]</sup>。机械能可以通过多种方式转换为电能，常见的包括磁电换能器、压电换能器和摩擦换能器。它们的结构分别如图1-3所示。磁电换能器基于法拉第电磁感应原理，当回路中的磁通量发生变化时，会产生相应的感生电动势。其工作原理类似于发电机，输出能量相对较大。但由于线圈和永磁体的体积限制，磁电换能器很难实现小型化。磁电换能器通常具有低电压、高电流的输出特性。摩擦换能器是一种依赖摩擦起电效应的能量转换器件(例如经典的丝绸与玻璃棒摩擦实验)，通过摩擦运动将机械能转换为电能。最近几年，随着材料技术等的不

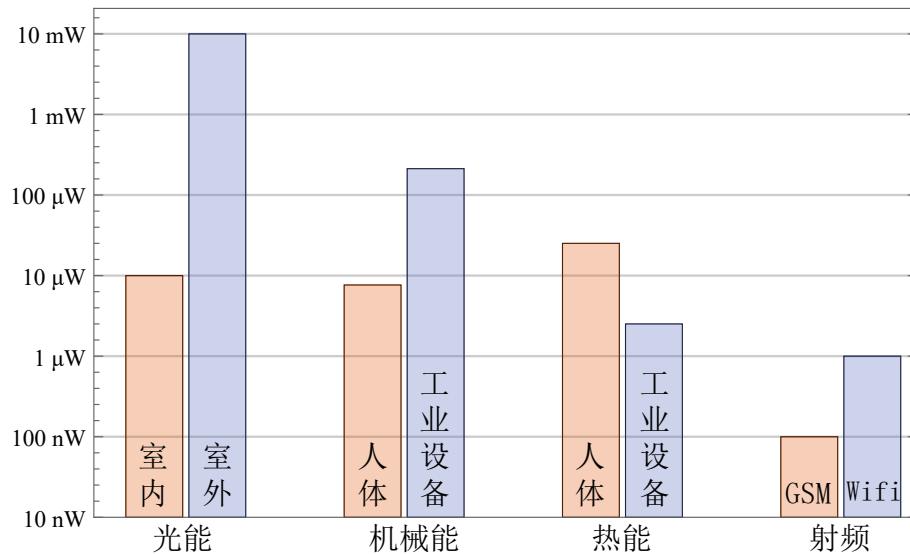


图 1-2 环境能量分类及量级。

Figure 1-2 Types and amount of ambient environment energy.

断发展，纳米摩擦发电机概念兴起，并在材料和电路等领域产生诸多成果<sup>[16-20]</sup>。摩擦换能器通常采用薄膜形式出现，具有极高电压和极小电流的特性。但由于其独特的电学特性，摩擦换能器在电路设计和应用部署方面带来了新的机遇和挑战。压电换能器则依赖于正压电效应。当压电晶体被施加外部压力时，内部晶格会发生变形，使得其电偶极矩发生变化<sup>[21]</sup>。从而在宏观上，晶体两侧因受压而产生的了电势差。压电换能器通常体积较小，具有高电压低电流的特性，能量密度较高，成本较低。随着无电池物联网的不断发展和分布式供电需求日益增长，压电能量收集的技术研究和工程应用也在近年来得到了迅速的发展和推广。

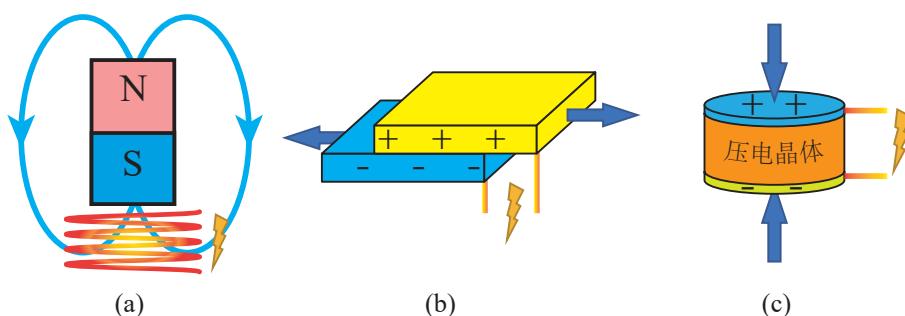


图 1-3 三种不同类型的机械能换能器：(a) 磁电换能器；(b) 摩擦换能器；(c) 压电换能器。

Figure 1-3 Three Types of Mechanical energy harvesters. (a) Electromagnetic transducer. (b) Triboelectric transducer. (c) Piezoelectric transducer.

## 1.2 研究现状

过去几年，基于压电能量收集技术，诞生出诸多的应用案例。自供能可穿戴设备方面，例如供能手表<sup>[22]</sup>、人体运动供能背包<sup>[23]</sup>等。而在公用事业方面，收集空调风动能的自供能传感器<sup>[24]</sup>，自供能智能管路检测<sup>[25]</sup>等技术提供了一些开创性案例。由压电换能器供电的 IoT 系统，其一拓扑结构如图1-4所示。其可以分为几大部分，即机械结构、压电换能器、能量收集电路、能量管理电路和负载设备。机械结构对机械振动进行选频，并将选频后的振动传递给压电换能器。压电换能器在振动的激励下产生位移，通过正压电效应将机械振动能量转化为电能，自此，系统进入电路领域。电路部分包含多个子模块，在宏观上可以总结为压电能量收集与管理 (Piezoelectric energy harvesting and management, PEHM) 系统。下面将就 PEHM 系统中能量收集和能量管理两个方面，介绍当前的电路研究现状。

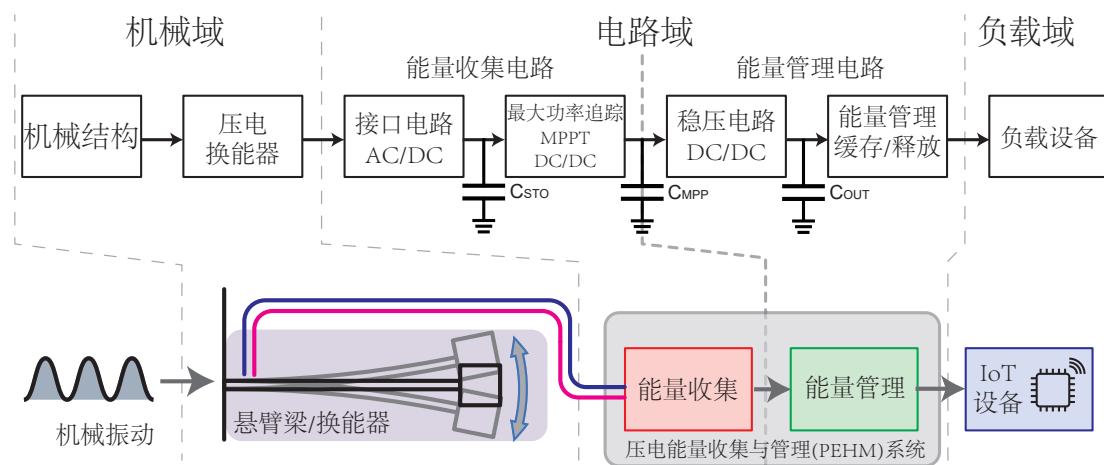


图 1-4 压电能量供电的无源物联网系统之一般结构。  
Figure 1-4 General topology of piezoelectric powered battery-free IoT system.

### 1.2.1 能量收集电路

收能电路负责将压电换能器的交流电压整流为直流电压，并通过一些非线性手段提升压电换能器的输出功率。收能电路的研究目标非常明确，即从压电换能器汲取更多能量。早期的方案只采取了全桥整流 (FBR) 器作为接口电路，将压电换能器的交流电整流为直流电)<sup>[26,27]</sup>。随后半桥整流器也被应用于压电接口电路，半桥整流器可以将压电端口的平均电压从 0 提升为正，从而提高了整流后的输出电压，因此也被称为电压倍增电路 (Voltage Doubler, VD)<sup>[28,29]</sup>。FBR 和 VD 可以被视作第一代压电能量收集技术。由于整流桥的导通角会随着桥两侧电压改变而改变，因此其输出功率难以保持在最高点附近。研究者很快注意到这个

问题，并提出了早期的“二阶能量收集电路”(two-stage energy harvesting circuit，下称二阶电路)<sup>[30,31]</sup>。二阶电路在整流桥后增加了一级DC/DC变换器，当变换器的占空比在特定数值时，负载端的电池可以收到最大能量。二阶电路可以被视作早期对最大功率追踪(Maximum power point tracking, MPPT)技术的探索，是压电收能技术的第二次突破。但被动整流电路无法补偿压电换能器的极板电容，导致换能器输出实功很低。

在经过诸多探索后，同步开关整流技术在压电收能电路领域得到广泛发展，并很快成为了主流技术。其中有两种方案成为了同步开关整流技术的基石，即同步电荷提取(Synchronized switching electric charge extraction, SECE)<sup>[32–34]</sup>和利用偏置电压翻转(bias-flip, BF)原理的同步开关电感能量收集(Synchronized Switching on Harvesting on Inductor, P-SSH)<sup>[35–37]</sup>。与广泛应用的功率因数补偿不同，同步开关技术的开关频率仅两倍于机械振动频率。相对于全桥整流器，SECE可以提供理论上4倍的输出功率，且输出功率理论上与负载无关。SSH则可以提供更高的输出功率，例如SSH的分立元件电路可以收集5.8倍于全桥的能量<sup>[37]</sup>。SECE和SSH随后演化出自供能版本<sup>[38–40]</sup>。以SECE和SSH为代表的同步开关整流技术，可以代表第三代压电收能电路。

以电荷提取和偏置翻转翻转两种技术路径为基础，压电收能电路迎来了井喷式发展。例如结合二者特性的混合电路<sup>[41–44]</sup>，多步骤同步开关技术<sup>[45–47]</sup>，无电感的开关电容技术<sup>[48–52]</sup>，多个压电换能器的阵列收集电路<sup>[53–55]</sup>，优化非谐振机械结构的调幅调相电路<sup>[56–62]</sup>和基于分数共轭阻抗匹配的电路<sup>[55,63]</sup>等。几个典型电路，例如采用多步BF操作的P-S3BF<sup>[45]</sup>、基于开关电容的SPFCR<sup>[52]</sup>和共轭阻抗匹配电路SaS<sup>[64]</sup>，其输出功率分别为全桥整流器的3.88倍、6.2倍和5.41倍。

## 1.2.2 能量管理电路

与能量收集电路收集更多能量的目标不同，能量管理电路的设计目标与应用直接绑定，具有多元化。早期的振动能量收集研究，未充分揭示环境能量在泛在物联网中的实用性，因此，对大部分能量收集系统的评估，均以正弦稳态振动作为激励，而以纯电阻作为接口电路的负载<sup>[65]</sup>。彼时，提供的稳定输出功率仍作为系统设计的假设前提，而忽略了实际应用压电能量过程中带来的挑战。受限于振动能量的低功率、不稳定、间歇性等特征，无电池物联网研究领域提出了

“间歇计算”的设计思想<sup>[66]</sup>，并产生了针对间歇计算优化的相关技术<sup>[67,68]</sup>。而以间歇计算为基础的能量管理电路逐步成为了系统重要组成部分。间歇计算设备不仅需要前置电路提供稳定的输出电压，还需要电路提供当前存储的能量信息，因此不可避免地会遇到系统协调设计的挑战<sup>[69]</sup>。ViPSN 作为第一个开源压电振动供电的物联网平台<sup>[70]</sup>，将接口电路之后的稳压和储能监测等功能电路总结为能量管理单元 (Energy Management Unit, EMU)。

而能量管理电路的实现方式有很多种。在稳压器方面，大多局限于几款商用低功耗稳压器，例如 LTC3588 内置的 buck 降压电路<sup>[70,71]</sup> 和 MCP1810 等低压差线性稳压器 (LDO) 芯片<sup>[72]</sup>。也有研究者另辟蹊径，利用 SoC 宽电压输入的特性，采用耗尽型 NMOS 作为稳压器的案例<sup>[73]</sup>。在能量感知电路方面，则有多种解决方案，例如 (1) 直接利用稳压器内欠压锁定<sup>[71,74]</sup>；(2) 通用电压监测芯片<sup>[75]</sup>；(3) 可调滞回区间的比较器<sup>[70,76,77]</sup>；(4) 分立元件组成的能力管理电路<sup>[33,73,78–80]</sup>；和 (5) 基于 SoC 内置的数模转换器 (ADC)<sup>[81]</sup> 等。

上述情况表明了当前能量管理电路方面研究百花齐放，研究者大都根据特定场景做出权衡，自行设计和应用能量管理电路。但另一方面，也充分暴露了在压电能量管理电路方面，尚且没有简单易行的通用方案，研究者可用的硬件种类和性能均受到较大限制。

### 1.3 研究挑战与机遇

压电能量供电的无源物联网系统，与传统的电路系统相比，具有众多不同之处。在设计和实施压电供电物联网系统时会面临诸多挑战：

**复杂的能量场景：**振动能量往往是离散的、临时的且低功率的。而物联网设备执行任务时的动态功率，远大于环境可提供的平均值。因此两者之间存在着明显的错配。而基于输出功率和需求功率间配合的传统设计思想，难以在设计压电供电物联网系统时发挥作用。“间歇计算”作为一种在功能和能量之间做出妥协的设计思想，在原理上大幅缓解了功率方面的错配。但间歇计算也为系统设计带来了新的挑战。在设计能量收集电路和能量管理电路时，既要考虑到不稳定的振动带来的离散功率输入，也要考虑到间歇计算带来的离散功率输出。在能量收集电路方面，例如，离散的输入输出功率，意味着压电换能器和收能电路内储能器的电压均易发生骤变。而常见的基于开路电压或者扰动观察法的 MPPT 电路，

在电压瞬变状态下，会面临重大挑战。

**复杂的系统拓扑：**压电能量供电的无源物联网系统拓扑通常如1-4所示。能量在从以振动形式的机械能，变到稳压输出的电能之前，需要在电路域做多次转换。图1-4可以看出，收能电路方面包含了三级变换器，即接口电路的 AC/DC 整流器，还有 MPPT 和稳压电路的两级 DC/DC 变换器。固然，相对于最简单的全桥整流器，同步开关电路和其附带的 MPPT 模块，可以较大幅度地提升了压电换能器的输出功率。且对于常见设备，稳定的电压供给又是不可或缺的。不可忽略的是，能量每经过一次变换，必然面临相当损耗。虽然基于开关电感和开关电容的变换器常具有较高的峰值效率。但实际工况很难保证每一级能量变换器均工作在最佳状态。因此，在维持系统性能的同时，在拓扑上简化系统架构，一方面可以提高系统的端到端效率，另一方面可以简化设计并提升可靠性。例如在最佳工作点附近，SECE 的最大输出功率一般小于 SSHI，但 SECE 可以在宽范围内保持最大输出，而 SSHI 必须依赖 MPPT 电路维持<sup>[82]</sup>。SECE 等基于电荷提取操作的接口电路，其无需 MPPT 的特性，可以为系统的简化提供一些思路。

**复杂的协同设计：**输入和输出的错配，低功率和复杂系统的错配，产生了压电能量收集系统丰富多样的设计手段。但也造成了电路研究和应用研究之间的错配。近年来，以同步开关技术为基础的能量收集电路，在高收集功率、宽带宽收集能力、共享无源部件等方面，接连创新。各种能量收集电路技术，正朝着最大化收集机械能的终极目标迈进。而物联网应用领域，研究者却面临可用硬件的极大限制。先进的电路技术鲜有实际应用于物联网系统的案例。为此物联网研究者提出了电路上协同设计理念，甚至有将协同设计拓展至机械域的相关报道<sup>[76]</sup>。因此，在设计压电能量收集电路过程中，无论能量收集电路还是能量管理电路，均需要考虑电路的协同性。即在电路功能、功率量级、电压范围、能量存储等方面，需要满足后续物联网设备的需求。

## 1.4 研究方法与内容

面对压电供电的物联网系统在设计实施上的诸多挑战，本研究主要在电路层面提出对应的解决方案。将从应用和实践中遇到的困难入手，以理论推导为基础，设计优化的电路拓扑。再以拓扑为依托，进行电路的设计。此外，针对电路拓扑的功能性和适用性，设计和实现对应的板级电路和集成电路。最终通过搭建

实验平台，评估和验证所设计的电路及拓扑的有效性。

本文既包括了能量收集电路的研究，也包含了易于应用的能量管理电路，以简洁有效的方式覆盖了整个 PEHM 系统的所有环节。整体框架如图1-5所示。包含 a. 多步电荷提取与偏置翻转电路 (Multiple-step Charge Extraction and Bias-Flip, MCEBF); b. 源-荷-储互补 PEHM 系统及其集成电路 (Source-Load-Storage Complement PEHM system, SLSC); c. 基于三晶体管的低成本无线网能量管理电路 (Three Transistor Energy Management, 3T-EM)。本文余下章节将按照如下方式展开：

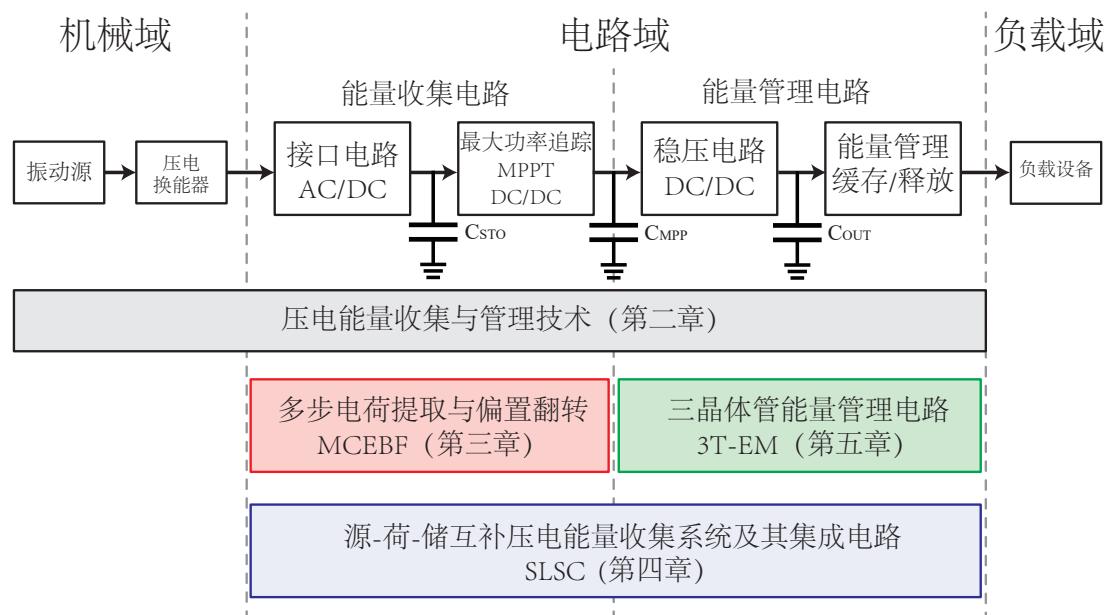


图 1-5 本课题在 PEHM 系统上的主要研究内容。

Figure 1-5 The main research contents on PEHM system.

第二章将介绍 PEHM 系统系统各部分的技术基础和细节。包括压电换能器的机械结构和等效电路模型。同时也将从压电接口电路、MPPT 电路、稳压、能量管理等角度入手，介绍每一个电路模块在 PEHM 系统中的作用。通过讨论系统各个部分的共性和特性，探寻优化和简化当前拓扑结构的可能性。

第三章将介绍 MCEBF 接口电路，包括其电路结构和工作方式等特点。MCEBF 以单一电路，涵盖了 PEHM 系统中 **接口电路** 和 **MPPT 的部分**。MCEBF 基于 buck-boost 拓扑，可以同时提供正负两个输出电轨，并实现负载无关特性，无需 MPPT 支持即可实现恒定的最佳功率输出状态。本章将从理论上分析 MCEBF 的运行过程、控制方式和负载无关的特性。通过对比 SECE、多步 SECE (MCE) 等经典电路，并分析其中各个步骤的能量损益，阐述 MCEBF 电路“开源节流”的设计思

想。第三章还提供了 MCEBF 电路的实验结果，并证明了 MCEBF 优越的性能、简易的结构和良好的可重构性。

第四章将介绍 SLSC 压电能量收集与管理系统。SLSC 在拓扑上涵盖了 PEHM 系统中 **电路域的所有部分**，实现了能量从压电换能器到稳压供电的一步转化。在电路实现上，SLSC 以 MCEBF 为基础结构，针对无电池物联网设备的需求进行了修改与优化，将正输出电轨作为稳压输出端，将负电压电轨作为储能端。第四章将分析 SLSC 电路的工作过程和关键控制参数。SLSC 基于 180nm BCD 平台进行了集成电路设计和物理实现。还阐述了 SLSC 集成电路的整体设计架构和部分电路模块设计细节。本章将基于 SLSC 的仿真和实测结果，证明 SLSC 在能量收集、供电输出和能量管理等方面，均和无电池物联网设备的需求相匹配。

第五章将介绍 3T-EM 无源物联网能量管理系统。基于“间歇计算”的物联网设备，需要额外的电路来进行能量的“缓存/释放”。而因需求特殊，无电池物联网应用的研究者却面临硬件可选范围过窄的问题。3T-EM 电路仅以三个晶体管，即实现了 PEHM 系统中 **稳压电路和缓存释放部分**。3T-EM 电路在实现能量监测、缓存释放的基础上，还附带了稳压特性。本章将分析能量管理电路中“锁止现象”的挑战和 3T-EM 电路对其化解的方式。本章还通过理论与实验对照的方式，分析 3T-EM 的工作模式、最小可工作功率等信息。实验还通过与无电池物联网研究中广泛使用的商业芯片进行对比，评估 3T-EM 电路的性能。

第六章将总结上述工作，并在已有工作的基础上，提出对未来的展望。



## 第2章 压电能量收集与管理技术

### 2.1 机械结构和压电换能器

压电换能器，连接着机械域和电域，将机械能转换为电能。压电换能器的机械模型如图2-1(a)所示。其结构主要包含 1. 固定悬臂梁的基座、2. 压电换能器、3. 粘贴有压电换能器的悬臂梁、4. 质量块。换能器、悬臂梁、质量块共同构建了一个质量 (M)-阻尼 (D)-刚度 (K) 系统。与电路中电感-电阻-电容系统 (LRC) 类似，MDK 系统也有选频特性。当品质因数较高时，其谐振频率可近似为：

$$f \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M}} \quad (2-1)$$

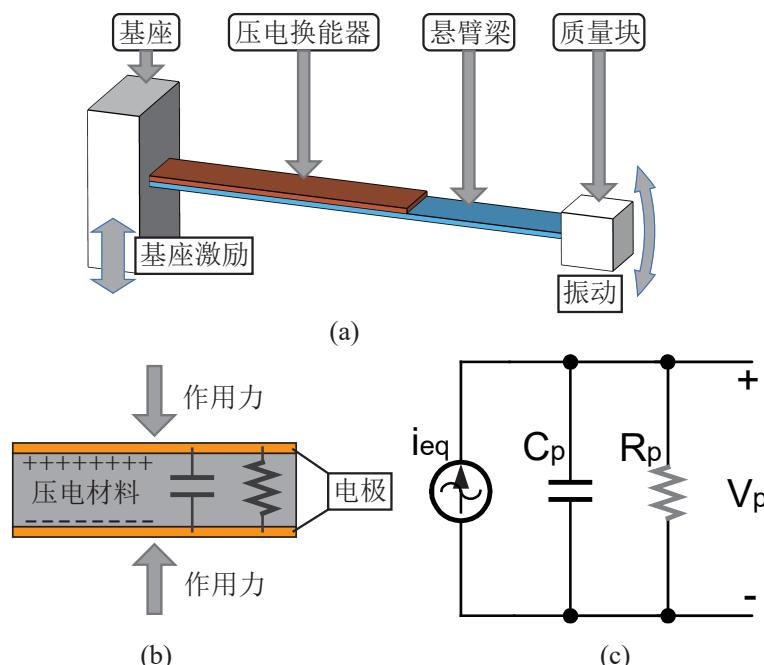


图 2-1 压电换能器的 (a) 机械结构模型；(b) 压电换能器横截面结构；(c) 谐振状态下的等效电路模型。

**Figure 2-1** The general (a) mechanical model, (b) the cross-section view of a piezoelectric transducer. (c) The equivalent circuit model of a piezoelectric energy harvester in resonance conditions.

压电换能器的截面图如图2-1(b)所示。当外力施加于压电换能器时(图中为法向作用力)，压电换能器的两个电极板上会产生对应的电势差，此现象被称为正压电效应。由于两个极板间距离较小，且电极面积较大，压电换能器会有明显

的寄生电容  $C_p$ 。该寄生电容以压电材料为介电层，用于能量收集的压电换能器，其压电电容量级一般在  $nF$  至  $\mu F$  范围内。此外，由于压电材料并非理想绝缘体，当电极两端有电势差时，压电材料会发生漏电，在电路上会体现为一个并联电阻  $R_p$ 。当整个机械结构的谐振频率与基座激励频率一致时，压电换能器振幅明显增大，压电换能器的开路端口电压  $V_{oc}$  达到最大值。在谐振状态下，忽略机电耦合引入的逆压电效应，压电换能器的电路模型可以等效为2-1(c) 所示电路。其中电容  $C_p$  为压电换能器的介电层电容， $R_p$  为漏电等效电阻。 $R_p$  量级较大，特别当满足

$$\frac{1}{\omega C_p} \ll R_p \quad (2-2)$$

时， $R_p$  可以被近似忽略，压电换能器可被视作一个容性源。交流电流源  $i_{eq}$  为机械激励产生的能量源，其峰值可以被近似写为

$$I_{eq} = V_{oc}\omega C_p \quad (2-3)$$

在振动和机械方面，图2-1(a) 为常见的悬臂梁式的机械结构<sup>[65]</sup>。悬臂梁自身的选频特性决定了压电换能器在机械结构的谐振点处具有最大振幅，即最大的功率输出。多种采用非线性结构的技术可以在一定程度上扩展收能器的机械带宽<sup>[83,84]</sup>。摆式结构<sup>[85]</sup> 和“频率提升技术”<sup>[86]</sup> 等非线性结构同样可以提升收能器的机械性能。此外，也有研究者将机械结构中的弹性势能用于预存能量，并用于提升物联网任务执行的可靠性<sup>[76]</sup>。扭曲悬臂梁<sup>[87]</sup> 可以同时收集多个方向的振动能量，并由 PVDF 换能器发电。最近兴起的超材料技术<sup>[88-90]</sup>，进一步拓展了压电能量收集的适用范围。

在压电材料方面，压电材料总共有两百多种<sup>[91,92]</sup>，可以分为单晶(如石英)、压电陶瓷(如锆钛酸铅，即 PZT)、聚合物(如聚偏二氟乙烯，即 PVDF)等。基于聚合物复合材料的新型压电换能器也被应用于压电能量收集<sup>[93]</sup>。当前应用最多的压电材料依然是 PZT，但由于 PZT 存在铅毒性，学术界也在寻找其他合适的替代材料<sup>[94]</sup>。PZT 等压电陶瓷虽然具有较高的压电系数，展现出较高的能量收集性能，但同时具有过硬、过脆、难以兼容微纳加工等问题<sup>[95-97]</sup>。柔性的 PVDF 相对能量密度较低，但适用于风能收集等具有较大形变的情况<sup>[98]</sup>。

## 2.2 压电接口电路

接口电路 (interface circuit) 也被称为界面电路, 如图1-4所示, 作压电供电系统在电路域的第一个模块。受交变的振动驱动, 压电换能器只能输出交流电, 显然无法直接应用于需要直流稳压供电的电子设备。接口电路承担了将换能器的交流电转换为直流电的重要功能。在压电能量收集的研究初期, 全桥整流器被广泛用作接口电路<sup>[26,27]</sup>, 其电路结构和工作波形如图2-2(a) 所示。压电换能器内的电流源  $i_{eq}$ , 换能器电压  $v_p$  分别由蓝色和黄色波形所示。由于压电换能器的容性特征, 其内部电流  $i_{eq}$  和端口电压  $v_p$  之间必然存在一定的相位差。在外部看来, 换能器的将机械能转化为电能的功率可以简单地表示为

$$p_{rec}(t) = v_p(t) \times i_{eq}(t) \quad (2-4)$$

由图2-2中绿色区域表示压电换能器输出正功率, 红色区域则为负。由于相位差的存在,  $i_{eq}$  和  $v_p$  必然会存在符号相反的情况 (例如正的  $i_{eq}$  和负的  $v_p$ ), 此时压电换能器的电功率为负。局部负功率很大程度上限制了压电换能器输出的总能量。与全桥整流器类似, 半桥整流器 (也被称为电压倍增电路, Voltage doubler, VD)<sup>[28,29]</sup>, 也受局部负功率的制约。

一个直观的功率因数校正的方案即是采用电感直接补偿压电换能器端口上的电容。但可以通过简单的计算, 发现此方案并不可行。例如一个典型的压电换能器具有 50nF 的压电电容  $C_p$  和 100Hz 的振动频率  $f$ , 此时需要的补偿电感为

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_p} \approx 51 \text{ H} \quad (2-5)$$

50H 的电感鲜有标准元件, 且耗费大量有色金属, 体积庞大, 成本很高, 完全不适合小型化应用。因此, 单独使用电感等线性元件, 直接补偿的压电电容的方法, 难以得到发展和应用。此外, 压电换能器输出功率常在毫瓦以下, 诸如功率因数校正 (PFC) 等经典方法难以获得能量收益。在这些困难面前, 一种后来被总结为同步开关 (Synchronized Switching) 或 “时域 PFC” (Running-PFC) 的技术<sup>[99,100]</sup>, 由于其良好的性能及简便的控制, 主导了压电接口电路的主流技术路线。同步开关技术有两种主流技术基础, 分别被称为同步电荷提取 (Synchronized switching electric charge extraction, SECE) 和同步开关电感能量收集 (Synchronized

Switching on Harvesting on Inductor, P-SSHI), 分别如图2-2(b) 和 (c) 所示。

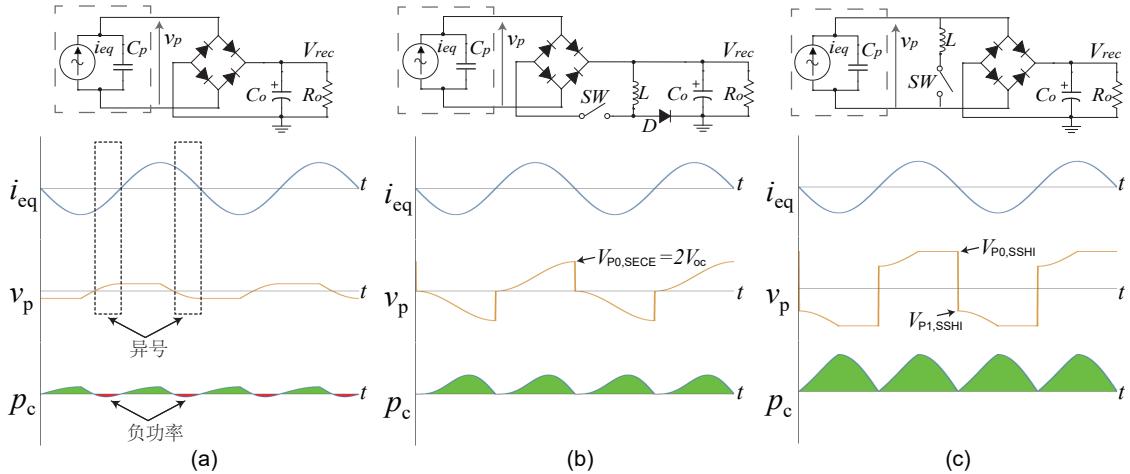


图 2-2 典型的压电接口电路: (a) 全桥整流电路 (FBR 或 SEH); (b) 同步电荷提取 (SECE) 接口电路; (c) 并联型同步开关电感能量收集 (P-SSHI) 接口电路。

**Figure 2-2 Classic piezoelectric energy harvesting interface circuits. (a) Full bridge rectifier (FBR) or standard energy harvesting (SEH) interface circuit. (b) Synchronized switching electric charge extraction (SECE) interface circuit. (c) Parallel Synchronized Switching on Harvesting on Inductor (P-SSHI) interface circuit.**

SECE 完全消除了  $i_{eq}$  和  $v_p$  异号的情况<sup>[32-34]</sup>。在  $i_{eq}$  过零时刻, 使用电感  $L_i$  将  $C_p$  中所存的电荷完全提取, 从而  $V_p$  快速降为 0, 如图2-2(b) 黄色波形所示。随后电感电流通过二极管  $D$  续流至输出端  $C_r$ 。经过上述过程, SECE 电路中, 压电换能器的输出功率  $p_{rec}$  恒为正。通过对图2-2(a) 和 (b) 中的功率波形, 经过同步开关整流, 不仅消除了负功率, 输出的正功率部分也有明显提升。SECE 电路还提升了端口电压  $v_p$ , 由式2-4可知, 提升  $v_p$  的幅度可以推升收集功率。在  $i_{eq}$  过零时刻, SECE 电路中压电换能器的端口电压为

$$V_{P0,SECE} = 2V_{oc} \quad (2-6)$$

其中  $V_{oc}$  为开路状态下, 压电片的端口峰值电压:

$$V_{oc} = \frac{I_{eq}}{2\pi f C_p} \quad (2-7)$$

为了进一步提升收集功率, SSHI 技术得以提出<sup>[35-37]</sup>, 如图2-2(c) 所示。在 SSHI 电路中, 当  $i_{eq}$  过零时, 电感  $L_i$  与压电电容  $C_p$  发生半周期的 LC 谐振。端口初始电压为  $V_{P0,SSHI}$ , 终末电压为  $V_{P1,SSHI}$ , 则同步开关技术分析中常用的参数

——翻转系数  $\gamma$  可以定义为

$$\gamma = \frac{V_{P1,SSH1}}{V_{P0,SSH1}} = -e^{-\frac{\pi}{2Q}} \quad (2-8)$$

其中  $Q$  为 LC 谐振环路的品质因数，可以由电感  $L_i$  电容  $C_p$  和串联寄生电阻  $r$  表示：

$$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L_i}{C_p}} \quad (2-9)$$

此过程也被称作为同步偏置翻转 (bias-flip)。当  $Q$  越高或  $\gamma \rightarrow -1$  时， $V_{P1,SSH1}$  越负，使得  $v_p$  拥有更宽的包络，从而增大了收集功率  $p_{rec}$ 。

对比图2-2 (b) 和 (c) 的电压波形，可以发现 SECE 的电压包络仅与开路电压  $V_{oc}$  相关。而 SSHI 的换能器电压被负载电压箝位。因此在 SECE 电路中，压电换能器与负载之间的能量通路完全由开关 SW 控制，因此整流后电压  $V_{rec}$  对收集功率不产生影响。而 SSHI 则依赖全桥整流器，被动地向负载端传递能量，不可避免地会遇到收集功率随导通角而变化的问题。为了使 FBR、SSHI 等电路保持在较好的工作点上，需要加入额外的电路来进行最大功率追踪 (Maximum power point tracking, MPPT)，这部分内容将在下个小节展开讲解。

### 2.3 最大功率追踪

与光能收集、热能收集等技术一样，压电能量收集也会面临输出功率随负载变化的问题。以 FBR 为例，如图2-2 (a) 所示，不妨先假设负载短路，输出端电压可以视作 0，即使全桥保持导通，负载端也无法收集到能量。当全桥直流侧的负载开路时，待全桥将负载电容充电至  $V_{oc}$  后，二极管将无法导通，输出端亦没有能量增益。从上两个端点来看，需要为 FBR 电路匹配合适的负载电压，才可以从压电换能器中高效地收集能量。FBR 电路输出功率可写作：

$$P_{FBR} = 4C_p V_{rec}(V_{oc} - V_{rec} - 2V_D)f \quad (2-10)$$

其中  $C_p$ 、 $V_{rec}$ 、 $V_{oc}$ 、 $V_D$  和  $f$  分别为压电电容、整流电压、压电开路电压、二极管的正向导通压降和机械振动频率。收集功率与整流电压的关系可参考图2-3。当

$V_{\text{rec}} = V_{\text{oc}}/2 - V_D$  时, FBR 电路处于最佳工作点, 此时的收集功率为

$$P_{\text{FBR,max}} = C_p(V_{\text{oc}} - 2V_D)^2 f \quad (2-11)$$

可见, 例如 FBR 等压电接口电路的输出功率, 很大程度上受负载影响。如果工作点设置错误, 即整流电压偏移最佳点过远时, 收集功率会出现大幅下降。为

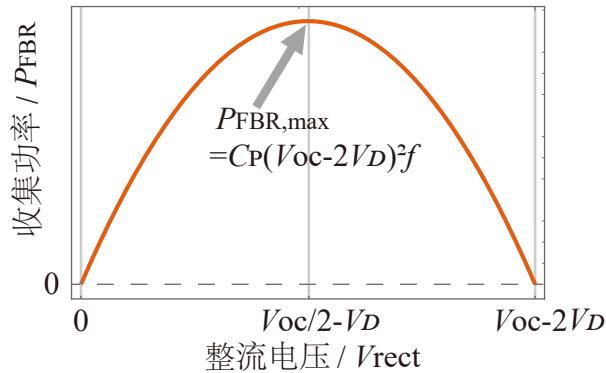


图 2-3 全桥整流器接口电路收集功率  $P_{\text{FBR}}$  与整流电压  $V_{\text{rec}}$  的关系

Figure 2-3 Relationship between harvested power  $P_{\text{FBR}}$  and rectified voltage  $V_{\text{rec}}$  of FBR interface circuit.

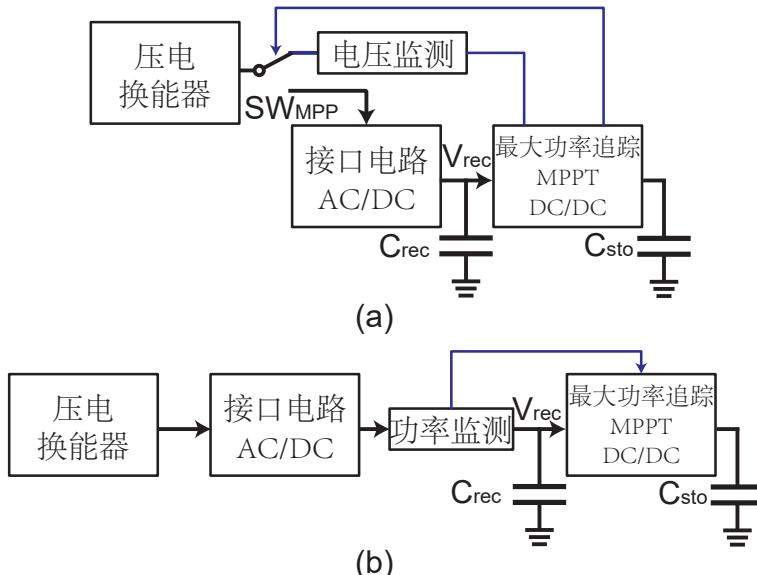


图 2-4 两种主流 MPPT 技术: (a) 基于压电电压的分数开路电压 (FOCV) 技术; (b) 基于收集功率的扰动观察 (P&O) 技术

Figure 2-4 Two main solutions for MPPT. (a) Fractional Open-Circuit Voltage (FOCV) based on piezoelectric voltage. (b) Perturb and Observe (P&O) based on harvested power.

了使接口电路保持在最佳工作点上, 需要一套额外的电路, 保持整流桥直流侧的电压处于较好的工作点上。这套电路被称为最大功率追踪 (MPPT) 电路。压电的

MPPT 有两种主要实现思路，第一种是基于压电开路电压，第二种则基于收集功率，如图2-4所示。

基于压电电压的方法相对常见。例如分数开路电压 (Fractional Open-Circuit Voltage, FOCV) 法，被多次利用在 FBR<sup>[101,102]</sup>、SSHI<sup>[103]</sup>、SSH<sup>[104]</sup> 等接口电路中。由式2-11可知，当整流电压处于压电开路电压一半时，输出功率可以达到最大。如图2-4(a) 所示，基于开路电压的 MPPT 间歇性地检测压电换能器开路电压  $V_{oc}$ ，并通过调整后级 DC/DC 变换器的占空比，将整流电压  $V_{rec}$  稳定在  $V_{oc}$  的一半位置。在大部分情况下，FOCV 可以较好发挥 MPPT 的功能。但 FOCV 需要时常切换开关  $SW_{MPP}$ ，以断开收能通路。对于 SSHI 和 SSHC 等基于 bias-flip 的接口电路而言，断开收能通路后，压电电压  $V_p$  被重置回  $V_{oc}$ 。接口电路在 MPPT 动作后，需要额外几个振动周期将  $V_p$  推升至稳态<sup>[104]</sup>。为了消除 FOCV 技术引入的断开通路问题，此后一种被称为“分数正常工作电压” (Fractional Normal Operation Voltage, FNOV) MPPT 技术被引用在串联 SSHI(S-SSHI) 接口电路上<sup>[103]</sup>。FNOV 通过监测 S-SSHI 电路工作时压电峰值电压，从而控制 MPPT 电路的目标电压。通过包络检测实现 MPPT 也是 FOCV 的一个变种<sup>[105]</sup>。

基于收集功率的方法，在原理上则更为直观。主流此方法也被称为“扰动观察” (Perturb and Observe, P&O) 法，如图2-4(a) 所示。P&O 法间歇性地以离散码值步进调整 MPPT 电路工作点，并比较调整前后的功率是否增大，以确定调整方向是否正确。如果调整后功率增大，则继续沿此方向步进调整，直到调整后功率不再增大为止。由于数字控制的特性，在最佳工作点码值附近，P&O 控制器会出现震荡，即有限周期震荡 (Limited Cycle Oscillation, LCO)。一些压电能量收集系统采用了 P&O 法实现 MPPT<sup>[106,107]</sup>。P&O 法只监测收集功率，原理上可以追踪并优化系统的其他变量，因此具有更强的通用性。例如通过 P&O 方法追踪收集功率，并调整压电换能器  $V_p$  与  $i_{eq}$  的相位差，以提升换能器在非谐振频率下的输出功率<sup>[62,108]</sup>。相比 FOCV，P&O 需要带有寄存器的数字控制电路，因此鲜有板级应用，而更多地出现在集成电路中。

在上述两种主流方法之外，也有针对压电换能器特性而产生的 MPPT 技术。在正弦稳态振动下，压电等效的电路中电流源  $i_{eq}$  为正弦波，因此将压电端口电压  $V_p$  波形整形为同相同频正弦波，即可完全消除压电换能器的虚功。此方法需要保持对压电换能器中  $i_{eq}$  的检测，根据  $R_p$  计算  $V_p$  的目标值  $V_{p,opt}$ 。再通过

MPPT 执行电路将压电端口电压  $V_p$  偏置到  $V_{p,\text{opt}}$  位置，使压电换能器时刻保持在较好工作点上。在实现方式上，有采用开关电感的 SaS(Sense and Set) 电路<sup>[64]</sup>，也有采用开关电容的 N-Path 电路<sup>[63]</sup>。

由此可见，MPPT 对于 FBR、SSHI、SSHC 等易受负载干扰的接口电路非常重要。没有 MPPT 电路，压电接口电路难以保持在较优的输出功率上。但另一个方面，MPPT 需要一级额外的 DC/DC 变换器或额外的监测和控制电路。其控制环路复杂度甚至高于接口电路本身，也会带来可观的控制开销和能量损耗。

## 2.4 稳压电路

在压电能量收集系统中，无论接口电路输出端电压  $V_{\text{rec}}$  还是 MPPT 输出电压  $V_{\text{sto}}$ ，均不是固定电压输出，且随着压电换能器的输出电压而波动。然而，大部分用电设备，只能工作在一个相对固定的电压下，例如常见的 1.8V、3.3V、5V 等通用电轨上。宽电压设备，例如宽电压的 SoC 芯片，常也需要 1.7 V ~ 3.6 V 的相对稳定供电。因此，压电供电系统需要稳压电路，来为负载提供相对可靠的电压输出。常见的稳压电路如图2-5，有低压差线性稳压器 (LDO)，开关电感 DC/DC 变换器 (图中为 buck 电路)，开关电容 DC/DC 变换器。

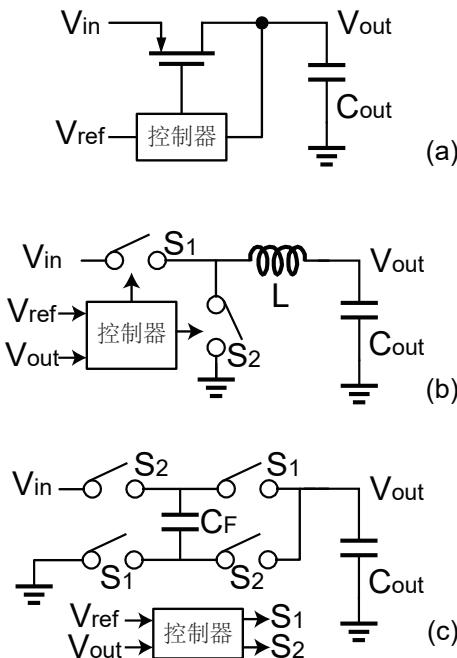


图 2-5 三种常见稳压电路：(a) 低压差线性稳压器 (LDO); (b) 开关电感稳压器；(c) 开关电容稳压器。

Figure 2-5 Three general regulation circuits. (a) Linear and low dropout regulator. (b) Switching inductor dc-dc converter. (c) Switching capacitor dc-dc converter.

LDO 的控制器通过放大基准电压  $V_{\text{ref}}$  与输出电压  $V_{\text{out}}$  之间的误差，将放大的误差值作为控制信号驱动功率管(图中的P型MOSFET)。通过该环路将  $V_{\text{out}}$  保持在  $V_{\text{ref}}$  的数值上，从而使得输出电压稳定。LDO 中的功率管工作在饱和区或线性区，类似于一个受环路控制的可调电阻。由于没有开关结构，LDO 的输出电压没有纹波，更适合传感器等模拟负载。但 LDO 的效率由  $V_{\text{in}}$  和  $V_{\text{out}}$  间的压差决定，当压差较大时，LDO 的效率较低。LDO 的控制也相对简单，单极点的输出级较容易保证稳定性。

开关电感稳压器(图2-5(b)所示的buck电路)，开关  $S_1$  和  $S_2$  轮流交替导通，产生的脉动直流电压，经由电感  $L$  和电容  $C_{\text{out}}$  组成的二阶滤波器滤波，而产生稳定的输出电压  $V_{\text{out}}$ 。在这个过程中，电感  $L$  充当了  $V_{\text{in}}$  和  $V_{\text{out}}$  间传递能量的媒介。当各器件理想时，开关电感稳压器效率非常高，能量传递过程可以认为没有损耗。但现实中，开关电感稳压器的效率受功率开关导通电阻和电感的品质因数  $Q$  的影响， $Q$  值越高，效率越高。另一方面，相对 LDO 等线性稳压器，开关电感稳压器的输出端纹波较大。对于电压环脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)的buck变换器而言，输出级为LC二阶系统，因此需要较复杂的补偿方式保证稳定性。而当工作在脉冲跨周期调制(Pulse Skipping Modulation, PSM)<sup>[109]</sup>下，或采用电流环控制时，稳定性问题压力较小。为了进一步节省控制开销，基于迟滞比较器的脉冲频率调制技术(Pulse Frequency Modulation, PFM)可以提升轻载效率，但会带来更大的输出电压纹波<sup>[110]</sup>。

开关电容变换器将电容通过开关改变连接方式，实现输入电压到输出电压间的变换。图2-5(c)为降压式变换器，与开关电感类似，但能量传递的媒介由电感替换为了电容。开关电容无需磁性元件，相比开关电感，在电磁兼容性方面更好。开关电容稳压器的效率受到电容并联瞬间，两电容间电压差的影响，压差越大，电荷分享时损耗的电能越多。但通过选取合适的电压变换比例，和采用诸如加入谐振电感<sup>[111]</sup>和多相位<sup>[112,113]</sup>等技术提升效率。现实中的电容器往往比电感器有着更高的Q值，因此相对开关电感电路，开关电容稳压器更容易实现小型化。

过去几年，多种不同的稳压技术被应用于压电能量收集系统。部分设计采用了箝位电路来简单地实现稳压<sup>[107]</sup>，但效率较低。虽然LDO稳压效率低，但控制开销较小，部分设计也采用了LDO作为稳压器<sup>[114-117]</sup>。基于开关电感的稳压技

术在压电供电系统中应用最多，例如商用芯片 LTC3588<sup>[118]</sup> 即采用了 buck 变换器来提供稳压输出。多项研究工作也采用了开关电感变换器<sup>[119,120]</sup> 和与接口电路共享电感的 DC/DC 变换器<sup>[121]</sup> 依托于 SSHC 等基于开关电容的接口电路，共享接口电路的开关电容也被用于提供稳压输出<sup>[104,122]</sup>。开关电容也被用作降压电路的一部分，例如使用开关电容技术对整流后的电压进行预降压，随后在通过 buck 变换器实现稳压输出<sup>[123]</sup>。除了上述主流稳压手段外，还有方案通过开关阵列，将多个压电换能器的整流电压  $V_{rec}$  进行串联输出稳压<sup>[124]</sup>。分立的耗尽型 NMOS，当工作在源跟随器状态下，也可以为负载提供相对稳定的电压<sup>[73]</sup>。

为了将不稳定的压电电压，最终转换为稳定的直流输出，稳压电路在任何完备的压电供电系统中均不可或缺。稳压电路也是整个系统中相对成熟的部分，大部分文献中常直接采用 buck 和 LDO 等经典稳压电路。至此，压电能量经过接口电路 (AC/DC)、MPPT 电路 (DC/DC) 和本小节论述的稳压电路 (DC/DC)，完成了图1-4中能量收集电路的各个转化步骤，能量从此将交由应用电路来处理。

## 2.5 能量管理 (缓存/释放)

前面提到的各个电路模块已经将不稳定的压电电压转化为了稳定的直流电压，但依然难以直接驱动物联网负载。

传统的供电拓扑，如图2-6(a) 所示，只需增加一个欠压锁定 (Under Voltage LockOut, UVLO) 单元即可完全满足设备用电需求。当输入电压低于负载设备可运行的最低值时，UVLO 会切断负载或给出信号将负载设备置于关闭状态。当输入电压满足负载额定电压时，UVLO 将负载通电，使负载正常运行。为了防止 UVLO 电路在阈值电压处反复震荡，常设置一个迟滞区间，如图2-6(a) 中  $V_{on}$  和  $V_{off}$  所示。而物联网设备运行时的功率需求，常远大于环境可以提供的功率。因此仅采用欠压锁定无法保证设备的正常运行，设备运行的瞬态功耗使得存储电压快速回落至  $V_{off}$ 。最终存储电容电压会被箝位在  $V_{off}$  和  $V_{on}$  之间，负载端的设备无法正常运行。

因此环境供电的物联网设备需要被迫采用“能量驱动”的设计思想，以间歇运行的方式保证任务运行时有充足的可用能量。对于环境供电的物联网设备，例如无线传感器节点 (WSN)，在休眠态的静态功耗非常低 (约  $50 \mu\text{W}$ )。此时环境提供的能量，大于休眠状态下设备的消耗，因此系统可以产生能量累积。当 WSN

工作时，例如打开传感器读取环境温湿度，并将数据通过无线方式进行传输。此工作状态过程较短，但设备的瞬态功耗突然增加数个量级（典型值如 10 mW），如图2-6(b) 所示。因此压电供电的物联网设备需要能量管理电路，来完成能量的缓存和释放，以保证任务不会因能量不足而中断。

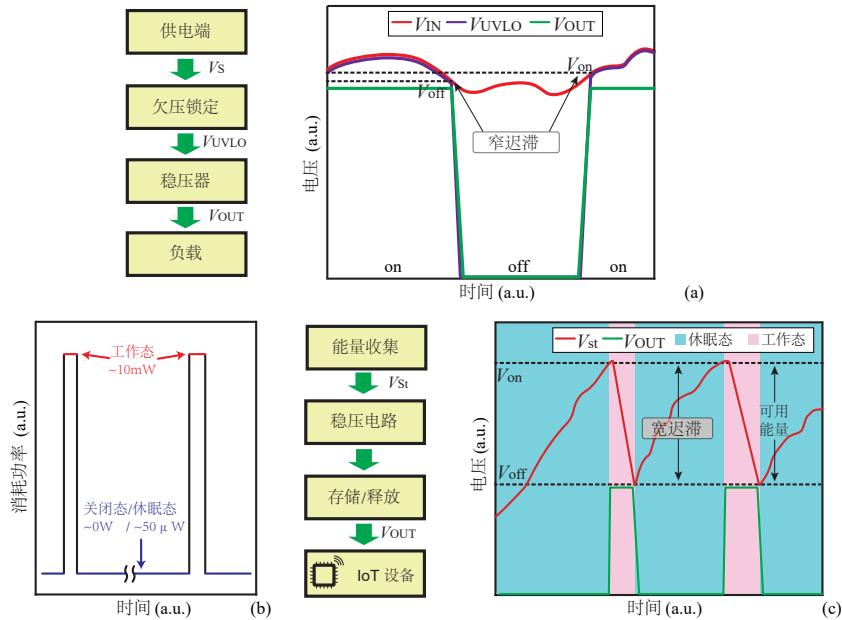


图 2-6 不同供电系统的电源管理方案: (a) 稳定供电系统; (b) 无线传感节点消耗功率波形图; (c) 不稳定的环境能量供电系统。

Figure 2-6 Energy management for different power supplement systems. (a) Classic structure with stable power input. (b) Power consumption of a wireless sensor node (WSN). (c) Unstable ambient-environment powered system.

第一个完全实现振动能量驱动的无电池物联网平台 ViPSN<sup>[70]</sup>，通过比较器芯片实时监测存储电容的电压，当电容储存能量满足负载端任务需求时，才将负载通电。能量缓存/释放电路的运行原理如图2-6(c) 所示，其 \$V\_{on}\$ 和 \$V\_{off}\$ 之间的迟滞宽度较大。并且阈值电压需要满足

$$E_{task} < \frac{1}{2}C_{sto}(V_{on}^2 - V_{off}^2)\eta \quad (2-12)$$

其中 \$E\_{task}\$ 为负载执行任务所需要的能量，\$\eta\$ 电路能量转换的效率。此过程随着能量的累积与消耗过程而循环往复，任务由能量驱动而离散地执行。

在环境供能的无源物联网领域，能量管理有着多种方案，可以从感应方式和执行方式两个维度进行分类。感应方式上，有如下几类实现方式

- (1) 直接利用商用环境能量采集芯片内置 UVLO<sup>[71,74]</sup>；此方法简单直接，但难以调整阈值，可以实现的功能受限。

- (2) 通用电压监测芯片<sup>[75]</sup>；电压监测芯片常针对 UVLO 应用设计，滞回区间较窄，难以用作间歇计算设备。部分商用电压监测芯片，例如 TPS3840，其在低电压下( $<1$  V)时，静态电流较大，使得系统难以冷启动。
- (3) 可调阈值的窗口比较器<sup>[70,76,77]</sup>；部分应用研究者采用诸如 MIC841 和 TPS3806 等内置参考电压的可调阈值窗口比较器作为能量管理电路。此类电路阈值可以完全可调，适应能量管理电路的功能需求。但此在功耗方面，这些芯片未对能量收集场景进行优化，且耐压较低，限制了应用场景。
- (4) 分立元件组成的能量管理电路<sup>[33,73,78–80]</sup>；分立元件搭建的能量管理电路可以为设计者提供最大的设计自由度。且分立元件常具有较高耐压。但分立元件组成的电路常元件较多，设计时常需要将功耗问题着重考虑。
- (5) 基于 SoC 内置的数模转换器 (ADC)<sup>[81]</sup>；ADC 可以较精确地实现储能电压的监测。但使用 SoC 内置的 ADC 时需要对 SoC 进行预先上电。此过程中，SoC 必须保持上电状态，并产生额外功耗。这些问题限制了 ADC 在能量管理方面的应用
- (6) 内置于定制芯片的能量管理电路<sup>[123,125–127]</sup>；定制芯片可以提供较高的性能和极大的设计自由度，但物联网应用研究者，因领域的不同，鲜有利用定制芯片来组建系统的案例。

在执行方式上，有开关供电和提供使能信号两种方式。开关供电方案根据储能是否足够，决定负载是否上电，适合任务固定的负载设备。提供使能信号的方式则会保持负载设备上电，负载设备根据使能信号来进行任务。此方案下负载不会面临频繁上下电，但对负载设备休眠态的低功耗特性要求较高。

## 2.6 本章小结

本章节围绕着图1-4中的结构，展开介绍了压电供电系统的各个部分，包括了压电换能器、压电接口电路、MPPT 电路、稳压电路和能量管理电路。围绕压电换能器搭建的能量收集系统，从早期的以全桥为电路以电阻为负载的起点，发展到如今依托各式先进电路为物联网设备提供能量。可以看到，压电换能器所提供的功率相对有限(通常在 mW 以下)，但要利用好压电能量，仍然需要配备一整套复杂系统进行能量的处理和利用。且由于系统的复杂性，早期各个模块的研究相对独立。近年来，应用端受限的可用硬件，和不断深挖研究的压电接口电路

之间，形成了鲜明矛盾。因此，近年来，研究者开始强调压电供电的物联网系统的协同设计。在追求更高性能的同时，还必须兼顾前后级和整个系统的整合性。需要在功能上做加法的同时，在复杂性上做减法。



## 第3章 多步电荷提取与偏置翻转电路(MCEBF)

上一章介绍了 PEHM 系统中各个模块部件的功能。其中压电接口电路，作为直接面向压电换能器的第一级电路，承载了所有从换能器输出的能量。接口电路本身的能量收集能力，也决定了整个 PEHM 系统可用的总功率。高性能接口电路是保证压电供电的物联网设备高效运行的重要保证。本章将基于“开源节流”设计思想，提出一种具备高收集能力且无需 MPPT 的压电接口电路。

### 3.1 引言

从压电换能器汲取尽可能多的能量，一直是设计压电接口电路的主要目标。在 FBR、VD 等被动接口电路无法满足上述目标后，研究者发现同步开关技术可以大幅提升从压电换能器中提取的能量，尤其在机电耦合较弱的情况下。因此，基于偏置电压翻转 (Bias-flip,BF) 操作的 SSHI 电路和基于电荷提取 (CE) 操作的 SECE 电路得以提出，并在而后的多年被广泛地进行了延伸研究。BF 操作可以对后半周期的压电换能器电压进行预偏置，放大压电端口电压  $V_p$  的峰峰值。根据方程(2-4)，当换能器中  $i_{eq}$  保持不变的情况下， $V_p$  瞬时值越大，采集到的功率越大。CE 操作则将压电换能器累积的电荷，周期性地提取至存储端，并实现了负载无关的特性，无需额外的 MPPT 电路。在这两种技术路线的基础上，研究者进行了多向探索，其递进关系如图3-1所示。

基于 CE 的 SECE 和基于 BF 的 SSHI 电路，每当电压  $v_p$  到达峰值时，进行开关操作。在这一瞬间，压电换能器中所有的能量均被转移到了电感中，从而在电感上形成较高的电流脉冲。一方面，电感的品质因数 Q 往往有限，当电流较大时，会有较多能量损耗在电感的 ESR 上。另一方面，较大的电流使得电感有饱和的风险。为了避免此问题，有方案将 CE 电荷提取操作分为多步，进而将单次的脉冲电流分为多次较低的脉冲电流。此技术被称为多脉冲 SECE(MS-SECE 或 MCE)<sup>[46,128]</sup>。MCE 技术相比 SECE 可以收集到多达 25% 的能量。类似技术还被利用在了基于 BF 操作的接口电路上，例如基于分立电路的同步三次偏置翻转电路 S3BF<sup>[45]</sup>，和多步 SSHI 集成电路<sup>[47]</sup>。集成电路更容易引入大量开关阵列，也有使用开关电容实现多步 BF 的相关报道<sup>[48,129]</sup>。

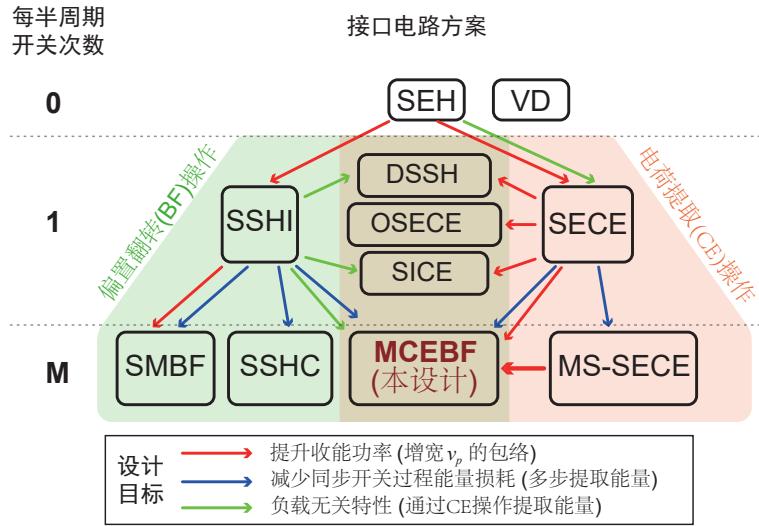


图 3-1 压电接口电路的发展和技术融合历程。

**Figure 3-1 The development and technology fusion of piezoelectric interface circuit.**

引入多步开关技术之余，也有研究团队尝试融合 CE 和 BF 这两种技术路线，以进一步提升压电接口电路的能量收集性能。在此基础上，类似双同步开关采集电路 (double synchronized switch harvesting circuit, DSSH)<sup>[43]</sup> 和优化同步电荷提取电路 (optimized synchronous electric charge extraction circuit, OSECE)<sup>[44]</sup> 得以提出。DSSH 和 OSECE 的每次同步动态过程，既从压电电容器中提取电荷 (CE)，同时对压电电压进行一定程度的预偏置 (BF)。CE 和 BF 的能量比例，分别由 OSECE 的输出电压和 DSSH 的设备参数确定，无法进行灵活调整。同步翻转及电荷提取 (Synchronous Inversion and Charge Extraction, SICE) 电路<sup>[41,42]</sup> 则不同，作为另一种混合接口电路技术，每次同步动态过程可以选择执行 CE 或者 BF 操作。SECE 电路常因为二极管压降，在 CE 操作后，压电片上仍有部分残留电压，有研究者采用了 BF 操作将残压进行翻转<sup>[130]</sup>。

由于电路收集到的功率是提取功率和耗散功率的差值<sup>[131]</sup>。因此我们可以通过如下几个维度评价一个压电能量收集电路：

- 该电路是否能从压电换能器上提取更多电能；
- 该电路是否能在能量转换过程中，减小损耗；
- 该电路能否简化系统设计，例如无需 MPPT 等额外辅助电路。

## 3.2 电路设计

基于上一节提到的三个设计目标, MCEBF 电路应运而生, 其具有如下几个特点:

- (a) 针对能量转化中减小损耗的目标, MCEBF 采用了多步能量提取的方式, 以降低电感上的峰值电流, 从而较少 ESR 损耗。
- (b) 针对简化设计的需求, MCEBF 采用了 CE 操作来提取能量, 以达到输入与输出无关的特性, 无需 MPPT 电路的辅助。
- (c) 为了进一步从换能器提取更多电能, MCEBF 电路有机融合了 BF 操作, 将压电换能器的电压包络扩大, 达到类似 SSHI 的效果。

MCEBF 电路图如图3-2所示。 $D_x$  和  $S_x$  ( $x = 1, 2, 3, 4$ ) 是组合成功率开关的二极管和 MOSFET。 $C_{lp}$  和  $C_{ln}$  分别是 MCEBF 提供正电压和负电压输出的两个储能电容。其中电阻  $r$  涵盖了整个回路的等效串联电阻, 包括电感自身的 ESR, 压电换能器的 ESR, 连接线路的电阻。MCEBF 中的电感  $L$  有两种功能。其一是进行 CE 操作, 从而提取压电电容的能量, 其二则是进行 BF 操作, 从而将残余电压进行翻转操作。

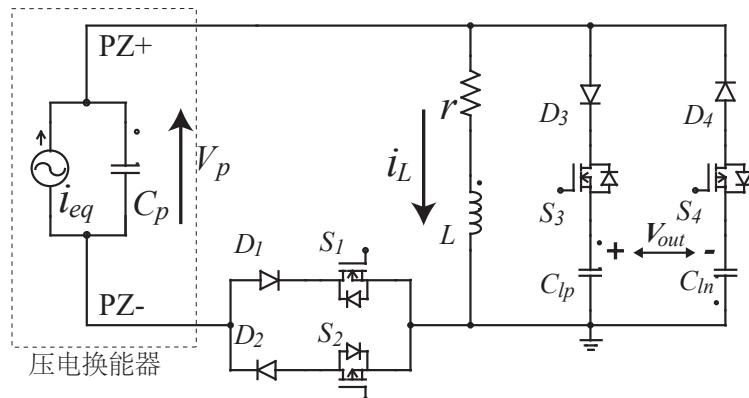


图 3-2 MCEBF 电路原理图。  
Figure 3-2 Circuit Scheme of MCEBF.

### 3.2.1 运行原理

假设组成开关的二极管为理想元件, 忽略续流态的能量损耗和压电片的介电损耗, 当  $v_p$  达到正峰值时, MCEBF 的同步动态过程原理如下:

**开路 (OC) 阶段:** 在开路阶段下, 如图3-3(a)-(c) 所示, 所有的开关均保持断开状态。因此没有任何能量从压电换能器流向后续电路。压电换能器中的等效电流源  $i_{eq}$  缓慢地对压电电容  $C_p$  充电, 直至  $v_p$  产生  $2V_{oc}$  的电压增量, 并达到其正电压

峰值。

**电荷提取 (CE) 阶段:** 当  $v_p$  达到峰值时, 峰值检测器驱动电路进入 CE 阶段。在此瞬间, 如图3-3(d)-(f) 所示, 压电电容  $C_p$  通过 MOSFET  $S_2$  和二极管  $D_2$  与电感  $L$  并联。电感电流随着  $r-L-C_p$  回路的瞬态响应而上升。每个 CE 阶段  $T_{CE}$  的持续时间为一个定值常数, 且满足  $T_{CE} \ll \pi\sqrt{LC_p}/2$ 。由于  $T_{CE}$  远小于 LC 谐振周期的四分之一,  $r-L-C_p$  的零输入响应 (ZIR) 可以简化为  $L-C_p$  的零输入响应。因此, 在第  $m$  次 CE 操作中电感电流的峰值可以描述为:

$$I_m \approx V_{p,m-1} \sqrt{\frac{C_p}{L}} \sin\left(\frac{T_{CE}}{\sqrt{LC_p}}\right) \approx T_{CE} \frac{V_{p,m-1}}{L} \quad (3-1)$$

其中  $V_{p,m-1}$  为经过第  $(m-1)$  次 CE/BF 操作后  $C_p$  上的剩余电压。 $V_{p,m}$  与  $V_{p,m-1}$  的关系可以写作如下递推式:

$$V_{p,m} = \left(1 - \frac{T_{CE}^2}{2LC_p}\right) V_{p,m-1} \quad (3-2)$$

将初始电压记为  $V_{p,0}$ , 则每次 CE/FW 循环的  $V_{p,m}$  和  $I_m$  可表示为:

$$V_{p,m} = V_{p,0} \left(1 - \frac{T_{CE}^2}{2LC_p}\right)^m \quad (3-3)$$

$$I_m = \frac{T_{CE}V_{p,0}}{L} \left(1 - \frac{T_{CE}^2}{2LC_p}\right)^{m-1} \quad (3-4)$$

**续流 (FW) 阶段:** 在续流阶段下, 如图3-3(g)-(i) 所示, 开关  $S_2$  断开,  $S_4$  导通。存储在电感  $L$  中的能量, 将被动地流向存储电容器  $C_{ln}$ , 在  $C_{ln}$  上产生一个更负的输出电压。存储电容  $C_{ln}$  和  $C_{lp}$  的容值相比压电电容  $C_p$  要大得多。在 FW 阶段下, 存储电容电压的波动很小, 电感电流下降的斜率可被近似看作一个定值。当电感电流降至零时, 二极管  $D_4$  截止, FW 阶段被动结束。

**偏置翻转 (BF) 阶段:** BF 阶段下的 MCEBF 如图3-3(j)-(l) 所示。在  $M$  次 CE/BF 周期后之后,  $C_p$  中的剩余电压将通过 BF 操作进行翻转。翻转后的压电电压  $V_{p,m+1}$

可表示为

$$V_{p,M+1} = \gamma V_{p,M} \quad (3-5)$$

偏置翻转阶段的周期略长于  $\pi\sqrt{LC_p}$ , 即 LC 谐振周期的一半, 以确保彻底完成 BF 操作。当电感电流降为 0 时, 导通支路被  $D_2$  的反向截止被动关断。

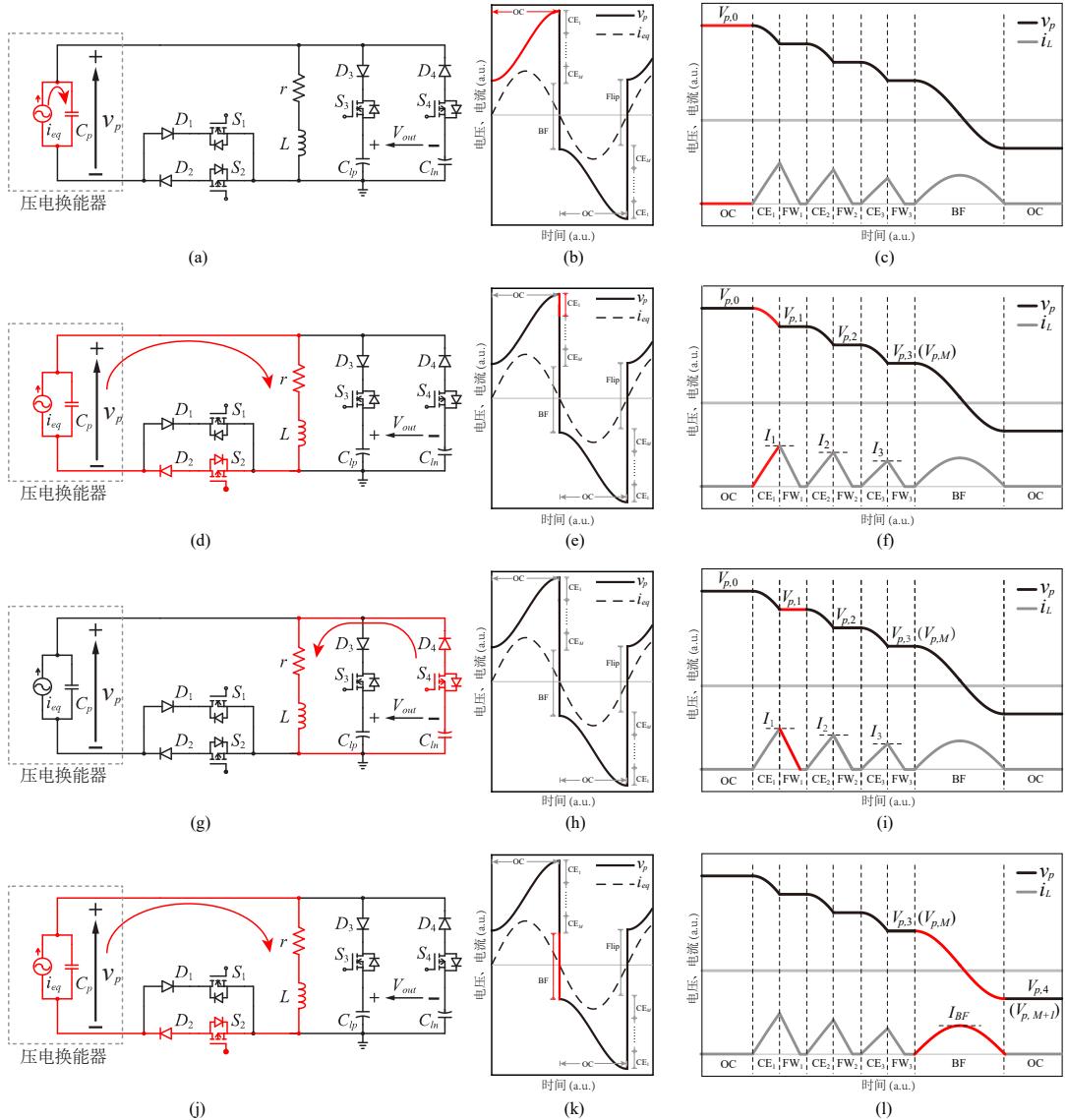


图 3-3  $v_p$  达到正峰值时, MCEBF 的同步动态过程工作原理: (a)、(d)、(g)、(j) 为导通支路; (b)、(e)、(h)、(k) 为压电换能器的电压波形; (c)、(f)、(i)、(l) 为压电电压和电感电流的放大图。(a)、(b)、(c) 为开路 (OC) 阶段; (d)、(e)、(f) 为一次电荷提取 (CE) 操作; (g)、(h)、(i) 为一次续流 (FW) 阶段; (j)、(k)、(l) 为偏置翻转 (BF) 操作。

Figure 3-3 Operating phases in the downstairs transient instant. (a), (d), (g), and (j) Conducting branches. (b), (e), (h), and (k) Waveform of the piezoelectric voltage during each phase. (c), (f), (i), and (l) Enlarged waveform of piezoelectric voltage and inductor current in the downstairs instant (a), (b), and (c) OC phase. (d), (e), and (f) One of the CE phases. (g), (h), and (i) One of the FW phases. (j), (k), and (l) BF phase.

上述过程完成后, MCEBF 电路进入了负半电压周期的 OC 阶段。其工作原

理与正半周期一致，但在 CE、FW 和 BF 操作时，电感电流为负值，收集的电能将流向正电压输出电容  $C_{lp}$ 。在稳态下，图3-3中  $V_{p,0}$  可表示为

$$V_{p,0} = -V_{p,M+1} + 2V_{oc} \quad (3-6)$$

通过求解 (3-3), (3-5) and (3-6)，每周期的初始电压  $V_{p,0}$  可以进一步展开为

$$V_{p,0} = \frac{2V_{oc}}{\gamma \left( 1 - \frac{T_{CE}^2}{2LC_p} \right)^M + 1} \quad (3-7)$$

因此，第  $m$  次 CE/FW 阶段的终末电压  $V_{p,m}$  和电感峰值电流可写作如下形式

$$V_{p,m} = \frac{2V_{oc} \left( 1 - \frac{T_{CE}^2}{2C_p L} \right)^m}{\gamma \left( 1 - \frac{T_{CE}^2}{2LC_p} \right)^M + 1} \quad (3-8)$$

$$I_m = \frac{V_{p,m-1}}{L} T_{CE} = \frac{2T_{CE} V_{oc} \left( 1 - \frac{T_{CE}^2}{2LC_p} \right)^{m-1}}{L \left[ \gamma \left( 1 - \frac{T_{CE}^2}{2LC_p} \right)^M + 1 \right]} \quad (3-9)$$

通过将压电换能器输出的能量与导通损耗的能量作差，可以求得每次 CE 阶段后，电路获得的净能量。其中压电换能器输出能量为

$$\Delta E_m = \frac{1}{2} C_p \left( V_{p,m-1}^2 - V_{p,m}^2 \right) \quad (3-10)$$

每次 CE 阶段造成能量损失为

$$E_{d,m} = \frac{1}{3} I_m^2 r T_{CE} \quad (3-11)$$

因此，通过级数求和，可以求出 MCEBF 的收集功率

$$P_h = 2f \sum_{m=1}^M (\Delta E_m - E_{d,m}) \quad (3-12)$$

其中,  $f$  为机械振动频率。

### 3.2.2 设计原则

MCEBF 电路中, 有四个二极管 ( $D_1 \sim D_4$ ) 用于被动截止电流。虽然二极管在 CE 和 FW 过程中, 会不可避免地产生电压降, 并产生能量损耗。但二极管的应用可以简化控制逻辑和电路设计。CE、FW 和 BF 阶段利用了  $r-L-C_p$  回路的瞬态响应。如果没有二极管的阻挡, 当电感电流过零后, 电感仍然有电压偏置, 并倾向于产生反向电流。残余反向电流会产生额外的能量耗散。如果不引入额外的保护手段, 残余电流容易产生高压, 并击穿 MOSFET 脆弱的栅氧。为了解决反向电流问题, 可以增加一个零电流检测器 (ZCD) 来追踪电感电流过零时刻, 或者简单地使用二极管被动地阻挡反向电流。在设计集成电路时, 离散时间比较器可以以较低功耗实现 ZCD。但对于分立元件组成的电路, 放大器芯片和微控制器的延时, 会在 FW 和 BF 阶段下产生较大的反向电流。因此在搭建 MCEBF 验证平台时, 我们采用了二极管来阻挡反向电流, 并利用其较高的耐压来保护 MOSFET。由于每个 MOSFET( $S_1 \sim S_4$ ) 都有一个体二极管, 在关断时只能阻挡一个方向的电流。通过添加串联二极管, 即使在 MOSFET 的体二极管被正向偏置时, 对应开关也能阻挡电流。

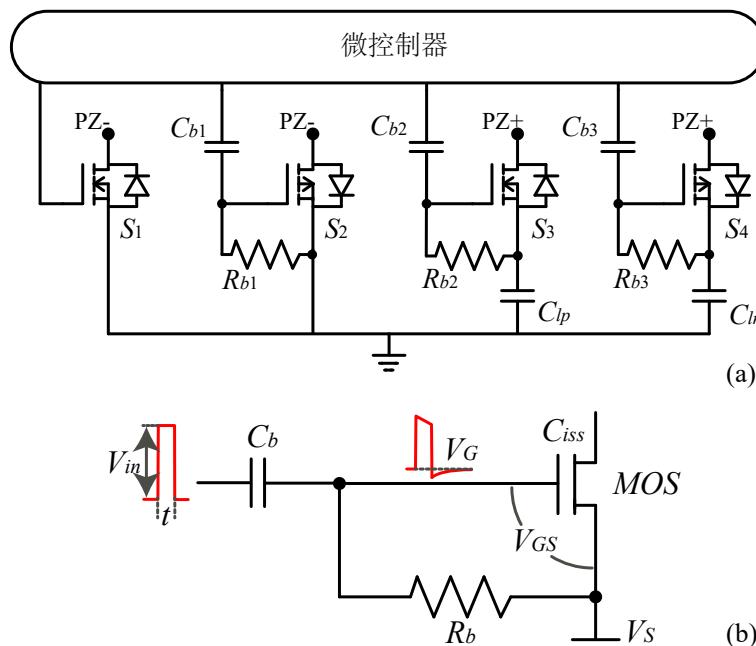


图 3-4 (a) 各支路 MOSFET 的驱动方式。 (b)RC-T 型偏置式 MOSFET 驱动电路的工作原理。  
Figure 3-4 (a) MOSFETs drivers in each conduction branches. (b) Operating principle of the RC bias-tee circuit.

微控制器的普通 I/O 口无法直接驱动开关  $S_2$ 、 $S_3$  和  $S_4$ 。因此需要添加额外的辅助电路。MCEBF 电路的驱动型号以脉冲形式给出，且占空比较小，可以通过 RC-T 型偏置 (RC bias-tee)<sup>[132]</sup> 电路驱动，如图3-4(a) 所示。 $S_1$  为 NMOS，且源端接地，因此无需额外驱动电路。 $S_2$  为 PMOS，源端接地，但需要负电压使之导通。 $S_3$  和  $S_4$  的源端接在非零电压节点，无法直接驱动。因此， $S_2$ 、 $S_3$  和  $S_4$  使用 RC-T 型偏置结构驱动电路。图3-4(b) 展示了 RC-T 型偏置驱动电路的等效电路。耦合电容  $C_b$  将交流信号传递给栅端，偏置电阻  $R_b$  则为栅端提供了共模信号偏置。当输入信号来临时，耦合电容  $C_b$  和 MOSFET 的输入电容  $C_{iss}$  共享电荷。将输入的电压信号记作  $V_{in}$ ，则栅端分到的信号电压为

$$V_{GS0} = \frac{C_b}{C_b + C_{iss}} V_{in} \quad (3-13)$$

当 MOSFET 导通时，需要将其偏置在深度线性区，以降低导通电阻 ( $R_{DSon}$ )。因此每个 MOSFET 都需要足够高的过驱动电压。依据式(3-13)，在设计驱动电路时必须满足  $C_b \gg C_{iss}$ 。在 MOSFET 导通过程中，偏置电阻  $R_{b,x}$  持续放电，并降低  $V_{GS}$ 。如果此放电过程过快，可能导致 MOSFET 提前关断。放电过程中任一时刻的驱动电压  $V_{GS}$  可写作

$$V_{GS}(t) = V_{GS0} \exp \left[ -\frac{t}{R_b (C_b + C_{iss})} \right] \quad (3-14)$$

其中  $V_{GS0}$  为 MOSFET 在导通瞬间的驱动电压。根据(3-14)， $R_b$  的值应该足够大，以防止出现提前关断的问题。设导通时间为  $t_{on}$ (如 BF 阶段的持续时间)，维持低阻导通状态需要 1 V 的过驱动电压，通过求解(3-14)，电阻  $R_b$  应满足如下不等式

$$R_b > \frac{t_{on}}{(C_b + C_{iss}) \ln \frac{V_{GS0}}{V_{th}+1}} \quad (3-15)$$

### 3.2.3 最优控制方法

以电荷提取次数  $M$  和每次 CE 阶段持续时间  $T_{CE}$  为控制变量。当  $M$  越大时，每次电感电流峰值会随之减小，耗散功率越小。以  $T_{CE}$  和  $M$  为变量，使用 Wolfram Mathematica 对能量收集功率求数值解，其结果如图3-5所示。MCE 和

SECE 的收集功率也在图3-5中列出，以作参照。这三个曲面表示采用相同电路参数的 MCEBF、MCE 或 SECE 所收集的功率。当  $T_{CE}$  处于最优点附近时，MCEBF 采集功率显著大于 MCE 和 SECE。通过对级数的求解，难以得出  $T_{CE}$  的简洁表达式，因此我们转而对能量进行分析。

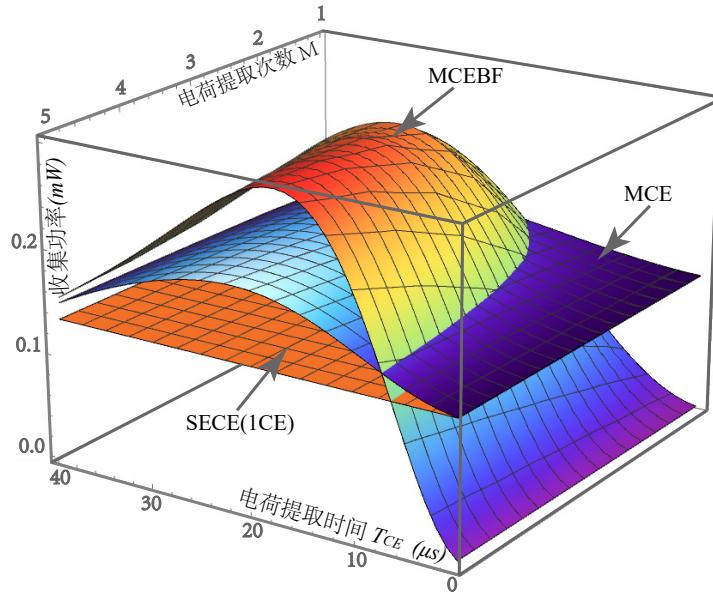


图 3-5 MCEBF、MCE 和 SECE 收集功率的数值解对比。

Figure 3-5 Comparison of numerical-calculated harvested power in MCEBF, MCE, and SECE.

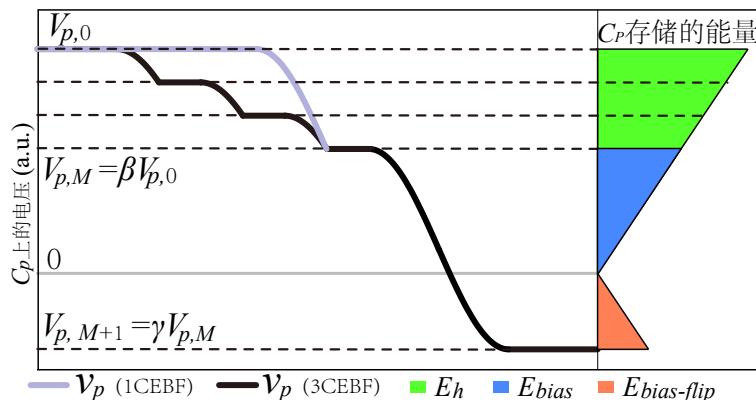


图 3-6 MCEBF 电路的每次同步动态过程中，对  $C_p$  中储能的划分。

Figure 3-6 Energy portion in each synchronized active instant.

假设 CE 阶段的能量耗散可忽略 (即  $M$  值较大时)，此时压电电容失去的能量等于电路收集的能量。在此假设下，存储在  $C_p$  中的能量可以分为两部分，收获部分  $E_h$  和偏置翻转部分  $E_{bias}$ ，如图 3-6 所示。在图 3-6 中，绿色区域对应从压电元件中提取的能量的部分。蓝色区域对应 BF 阶段到来之前压电电容剩余的能量。橙色区域为 BF 阶段后，压电换能器的能量。我们可以发现，多次的电荷提

取操作只是将提取的能量分成了几个部分。待提取能量的总量，即图中绿色区域的面积，只取决于  $V_{p,0}$  和  $V_{p,M}$  值，不随  $M$  数值影响，如图3-6所示。 $V_{p,0}$  和  $V_{p,M}$  之间的比值决定了 MCEBF 的能量提取，并定义为  $\beta$

$$\beta = \frac{V_{p,M}}{V_{p,0}} \quad (3-16)$$

则 BF 操作后的压电电压  $V_{p,M+1}$  可以写作

$$V_{p,M+1} = \gamma \beta V_{p,0} \quad (3-17)$$

由式(3-7)可以进一步简化  $V_{p,0}$  的表达式为

$$V_{p,0} = \frac{2V_{oc}}{1 + \beta\gamma} \quad (3-18)$$

则在 MCEBF 运行的一个周期 (机械振动的半周期)，电路收集到的能量为

$$E_h = \frac{1}{2}C_p \left( V_{p,0}^2 - V_{p,M}^2 \right) \quad (3-19)$$

将式(3-16)和式(3-18)代入(3-19)，将  $E_h$  对  $\beta$  求微分

$$\frac{dE_h}{d\beta} = -\frac{4(\beta + \gamma)C_p V_{oc}^2}{(\beta\gamma + 1)^3} \quad (3-20)$$

当式(3-20)等于 0 时，可以求得  $E_h$  的极值，可以发现最优的电压比  $\beta$  的表达式非常简洁：

$$\beta_{opt} = -\gamma \quad (3-21)$$

但是， $\beta$  并非可以直接用于控制的数值，我们还需要进一步推导  $T_{CE}$  的最佳值。对于一个给定的  $M$  值，由式(3-3)和式(3-18)可以得到  $V_{p,M}$  的表达式：

$$V_{p,M} = \frac{2V_{oc}(1 - \frac{T_{CE}^2}{2LC_p})^M}{1 - \gamma^2} \quad (3-22)$$

已知最佳工作点下  $\beta_{opt} = -\gamma$ ，通过求解式(3-16)，式(3-18)和式 (3-22)，使得

MCEBF 能最大幅度收集压电能量的  $T_{CE}$  值为

$$T_{CE, \text{opt}} = \frac{\sqrt{2[1 - (-\gamma)^{\frac{1}{M}}]}}{\omega_{LC}} \quad (3-23)$$

其中  $\omega_{LC} = 1/\sqrt{LC_p}$  是  $L-C_p$  回路的固有频率。最优 CE 阶段时间  $T_{CE, \text{opt}}$  是压电电容  $C_p$ 、电感  $L$ 、翻转因子  $\gamma$  和 CE 次数  $M$  的函数。所有这些变量都仅与 MCEBF 电路的本体参数相关。它们既和负载条件无关，也和机械参数(如振动频率或开路电压)无关。因此，通过合理设置  $M$  及其对应的  $T_{CE, \text{opt}}$  数值，即可合理划分 CE 和 BF 部分的能量，电路就能始终工作在最优状态。这种定参数的方式，无需额外的反馈环路，可以较大幅度节省控制开销。

对于较大的  $M$  值，随着通过电感的峰值电流的减小，ESR 上的耗散可以减小。在非理想情况下，控制、开关操作等方面的引入的能量耗散，在  $M$  较大时会更为明显。在实际实现中， $M$  值的选择需要在导通损耗和执行 MCE 操作带来的额外损耗之间进行权衡。

### 3.3 能量流分析

为了进一步比较 SECE、MCE 和 MCEBF 的能量收集能力，参考电荷电压(Q-V)图<sup>[131]</sup>进行能量流分析。Q-V 图可以直观地说明一个振动周期内的能量收集和损耗关系。在 Q-V 图中，闭合轨迹所包围的面积表示从机械域提取的总电能。

在 SECE 中，在  $i_{eq}$  过零的每一个瞬间， $C_p$  上电压的绝对值为  $2V_{oc}$ ，压电电容器中存储的能量为

$$E_{Cp,SECE} = 2C_p V_{oc}^2. \quad (3-24)$$

每个振动周期有两个同步动态过程。在每个同步过程中，只执行一个 CE 操作。因此，每个振动周期中，SECE 从机械域提取的能量为  $2E_{Cp,SECE}$ 。SECE 的耗散可表示为

$$E_{d,switch} = 2(\gamma + 1)C_p V_{oc}^2 \quad (3-25)$$

参考此方程，SECE 的 Q-V 图如图 3-7(a) 所示<sup>[133]</sup>。紫色区域代表 SECE 中 ESR 导致的阻性能量耗散。绿色区域是净收获功率。每次 CE 操作中，SECE 可以完全

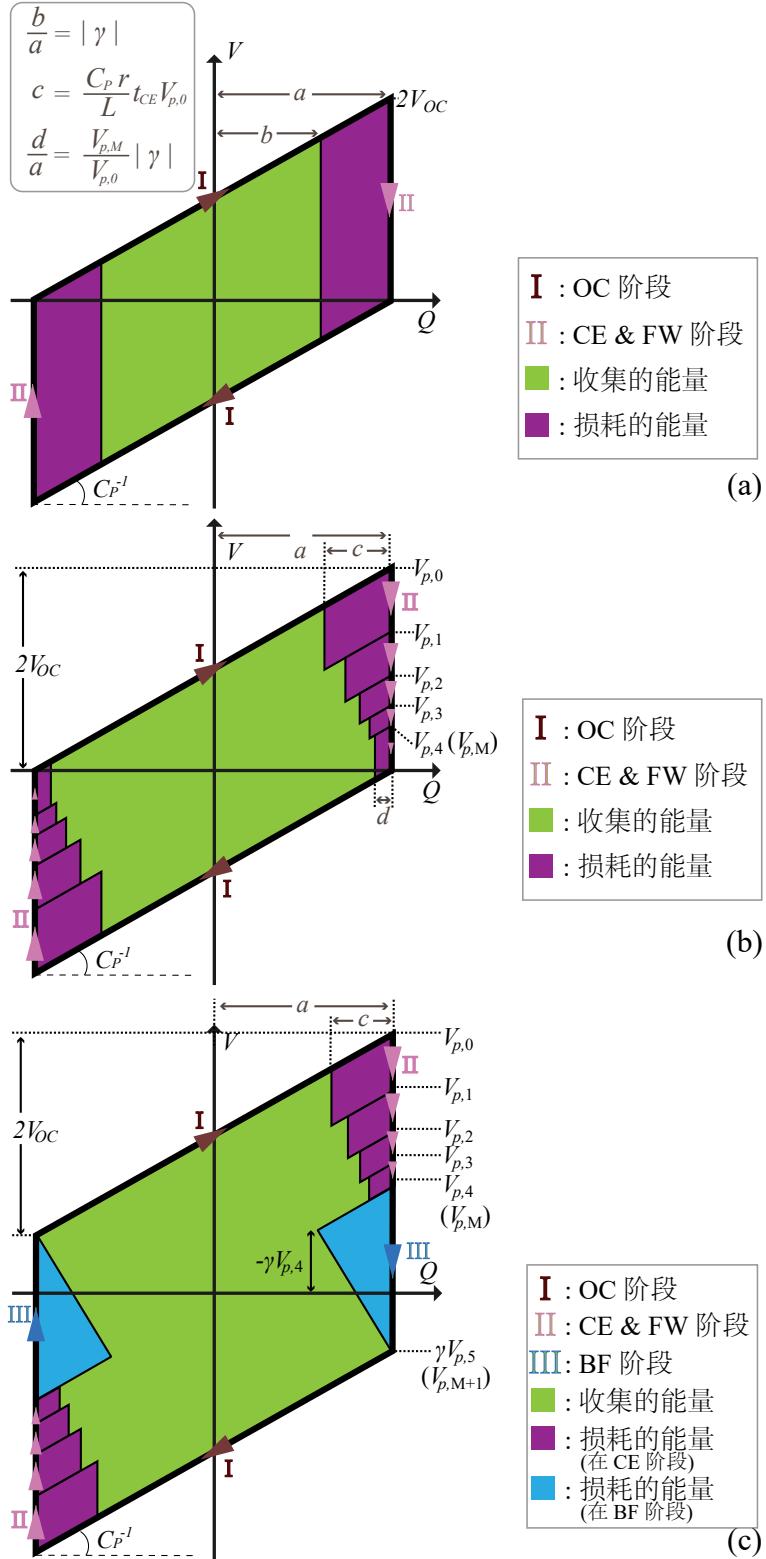


图 3-7 (a)SECE, (b) MCE, (c) MCEBF 的电荷-电压 (Q-V) 图

Figure 3-7 Charge-voltage diagram of (a) SECE (1CE), (b) MCE, and (c) MCEBF.

提取存储在  $C_p$  中的所有电荷。正如式(3-25)所提示的，当  $\gamma$  远离  $-1$  时，PEH 电路中的 ESR 会引起相当大的能量耗散。MCE 将能量提取阶段分为几个步骤 (如图3-7(b) 所示的 5 步)。在每个长度为  $T_{CE}$  的 CE 阶段中，耗散的能量如式(3-11)表

示。最后一步的能量耗散(从  $V_{p,4}$  到 0)，可以用(3-25)来表示。整个 MCE 过程的 Q-V 图如图 3-7(b) 所示。MCE 从换能器中提取的总能量  $\Delta E$  与 SECE 相同，即图 3-7(a) 和 (b) 中大平行四边形的面积相等。由于采用多步电荷提取技术，以紫色区域为代表的能量耗散也被划分为了多个部分。随着电荷提取步骤的增加，电感峰值电流被抑制，在通路电阻上的能量耗散得以降低。因此，MCE 仅通过降低 ESR 耗散，来提升 SECE (1CE) 电路所收集的能量。

在 MCEBF 中，它不仅包含几个电荷提取(CE)操作，还包含一个偏置翻转(BF)操作。因此，初始电压  $V_{p,0}$  大于  $2V_{oc}$ 。 $V_{p,0}$  的表达式在(3-7)中给出。因此，在每个振动周期中从机械域提取的能量公式如下

$$\Delta E_{MCEBF} = 4C_p V_{oc}^2 \frac{1 + \gamma^2}{1 - \gamma^2} \quad (3-26)$$

在 Q-V 图中，MCEBF 轨迹包围了一个更大的平行四边形，如图 3-7(c) 所示。CE 操作中耗散能量的公式与(3-11)给出的公式相同。BF 阶段的能量耗散表达式如下

$$E_{d,BF} = \frac{1}{2} C_p (1 - \gamma^2) V_{p,m}^2 \quad (3-27)$$

在最优情况下，及  $\beta = -\gamma$  时，上式可以简化为

$$E_{d,BF, opt} = \frac{2C_p V_{oc}^2 \gamma^2}{1 - \gamma^2} \quad (3-28)$$

合并式(3-3)，(3-16)和(3-21)，第  $m$  次 CE 操作时，压电电容上的电压可以表达为

$$V_{p,m} = V_{p,0}(-\gamma)^{\frac{m}{M}} \quad (3-29)$$

依据式(3-9)和(3-11)，在总共  $M$  次 CE 操作中，带来的能量总损耗为

$$E_{d,MCE} = \frac{rt_{CE}^3 (1 - \gamma^2)}{3L^2 [1 - (-\gamma)^{\frac{2}{M}}]} V_{p,0}^2 \quad (3-30)$$

$E_{d,MCE}$  对应的面积如图 3-7(c) 紫色所示。 $M$  越大，CE 操作时产生损耗越小(总紫色面积越小)。我们还进行了电路仿真，用以评估从提取功率到收获功率的转换效率，以验证不同  $M$  值对效率的影响。仿真参数与实验平台参数相同，罗列

在表3-2中。如表 3-1所示， $M$  值越大，转换效率越高。与 SECE 和 MCE 相比，

**表 3-1 不同  $M$  值下的能量转换效率**  
**Table 3-1 Conversion efficiency under different  $M$  (CE shots)**

$M$ (CE 次数)	1	2	3	4
效率	43.3%	49.6%	52.3%	54.3%

MCEBF 增加了 BF 操作。BF 操作虽然引入了一定的能量耗散  $E_{d,BF}$ (如蓝色区域所示)，但可以预偏置压电电压  $V_p$ 。通过引入 BF 操作带来的能量收益(图中更大的平行四边形区域面积)大于 BF 引入的额外耗散(蓝色区域)。此过程等效将这部分能量预存在压电电容中，以在整个振动周期中收集更多能量，也被形象地成为“能量投资”。此现象可以通过对比图 3-7(b) 和 (c) 的绿色面积，而直观地看出。

### 3.4 实验评估

本章节通过实验测量 MCEBF 在不同  $M$  值和  $T_{CE}$  下的输出功率，以检验上文推导的最优  $T_{CE}$  与实测结果是否一致。MCEBF 的电路也可以重新编程成 SECE 或 MCE，而不需要对硬件进行任何修改。在相同的硬件平台上，可以对 MCEBF、MCE 和 SECE 进行公平的比较。

实验装置示意图如图3-8(a) 所示。MCEBF 的印刷电路板 (PCB) 如图3-8(b) 所示。STM32F103RCT6 单片机开发板用于信号处理和控制。I/O 引脚的信号通过 RC-T 型偏置电路传递至 MOSFET 的栅极。峰值检测模块采用了激光测振仪 Polytec OFV-552。激光测振仪将悬臂梁的速度转化为模拟信号，并通过比较器将模拟信号进行二值化，用以触发 MCU 运行同步开关操作。压电悬臂梁通过夹具安装在激振器上，结构如图3-8(c) 所示。位移振幅锁定在  $520 \mu\text{m}$ ，以创建全局机电耦合较弱的情况 ( $k^2 \approx 0$ )<sup>[134]</sup>。实验平台的各个详细参数如3-2所示。负载电容  $C_{ln}$  和  $C_{lp}$  有两个值，一般情况下使用  $10 \mu\text{F}$  作为存储电容；在测量波形时，使用了  $1 \mu\text{F}$  的存储电容，从而放大存储电容上的电压纹波，以方便观察。

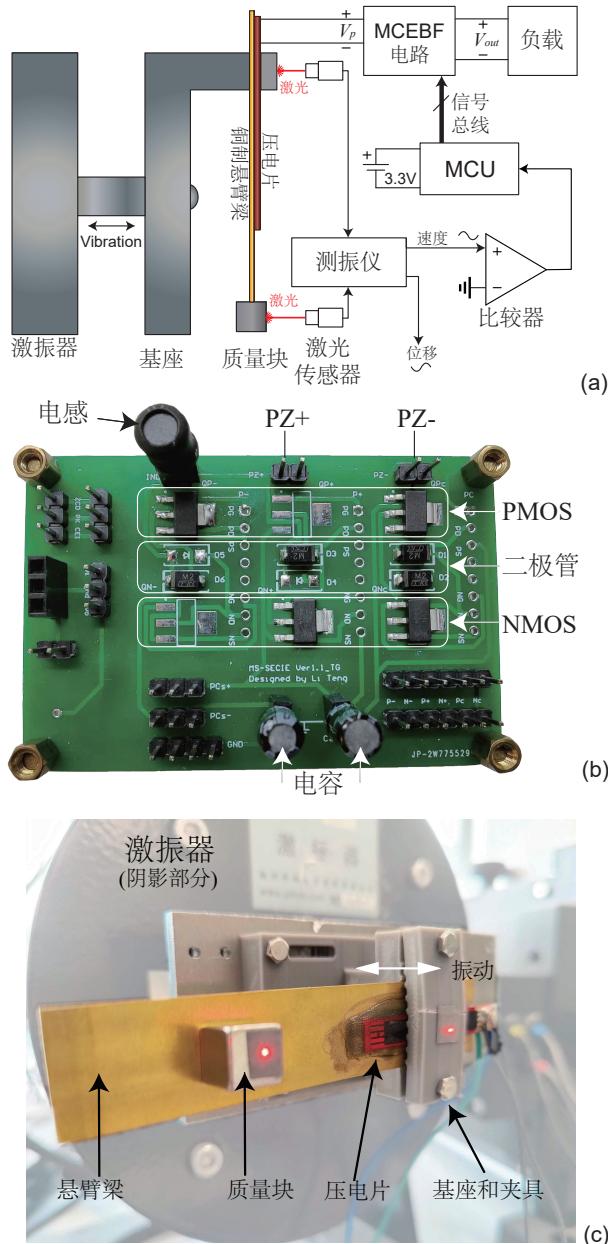


图 3-8 实验平台: (a) 实验平台原理框图; (b) MCEBF 的 PCB 验证板; (c) 压电换能器的结构图。

Figure 3-8 Experimental setup. (a) Setup diagram. (b) PCB prototype of MCEBF. (c) Piezoelectric structure.

### 3.4.1 功能验证

4CEBF ( $M = 4$  时的 MCEBF) 的工作波形如图 3-9 所示。在 4CEBF 中, 每个同步瞬间有四个 CE 阶段、四个 FW 阶段和一个 BF 阶段。图 3-9(a) 展示了 4CEBF 中各个节点的电压, 其中  $v_p$  为压电换能器的接口电压,  $V_{out}$  为两个输出电容上电压的差值,  $i_L$  为电感电流。在 MCEBF 电路运行时, 压电电压以台阶形状下降或上升。 $v_p$  阶梯下降的瞬间如图 3-9(b) 所示。相同条件下的模拟波形如图 3-9 所

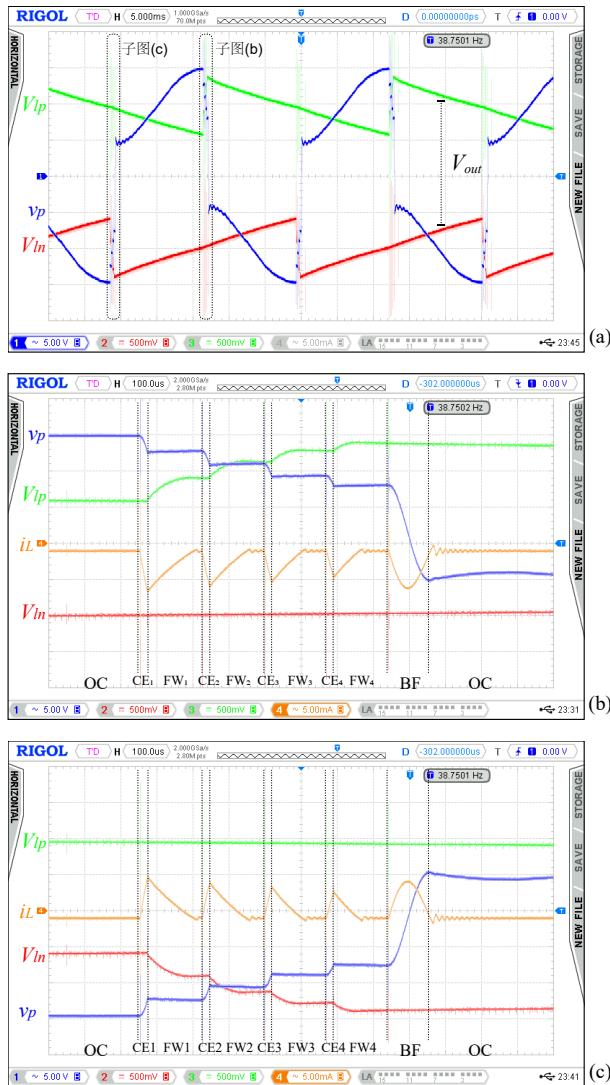


图 3-9 MCEBF 的实验波形: (a) 波形总图; (b) $v_p$  阶梯下降的同步动态过程波形; (c) $v_p$  阶梯上升的同步动态过程波形。

Figure 3-9 MCEBF experimental waveform. (a) Overview. (b) Enlarged view of a  $v_p$  down-stairs instant. (c) Enlarged view of a  $v_p$  upstairs instant.

表 3-2 实验电路参数表  
Table 3-2 Parameters of the circuit in experiments

参数	值/型号	参数 ( $\times$ 元件数)	值/型号
压电片 (PZT)	$50 \times 7.2 \times 0.84 \text{ mm}^3$	$L$	47 mH
铜制悬臂梁	$100 \times 20 \times 0.65 \text{ mm}^3$	$R_{\text{ESR,L}}$	$149 \Omega$
$C_p$	32 nF	$C_{\text{in}}, C_{\text{lp}}$	$10 \mu\text{F}, 1 \mu\text{F}$
$r$	$360 \Omega$	$C_b$	$2.2 \text{ nF}$
$\gamma$	-0.62	$R_b$	$10 \text{ M}\Omega$
$f$	38.91 Hz	NMOS $\times 2$	ZVN4424GTA
位移 (峰值)	$520 \mu\text{m}$	PMOS $\times 2$	ZVP4424GTA
$V_{\text{oc}}$	6.4 V	二极管 $\times 4$	1N4002-SMD

示。在4CEBF中，电感  $L$  分四步从压电元件中提取电荷。经过四步电荷提取，将剩余电荷翻转，以预偏置  $v_p$ ，为下半个周期的反向充电做准备。在图3-9(b)和(c)中，每个FW阶段都长于电感电流归零时间。长FW时间可以确保完全耗尽电感电流，特别是当负载电压较低时。

### 3.4.2 最佳控制时序

对于MCEBF电路来说，最优的CE阶段时长  $T_{CE,opt}$  在式(3-23)中给出。在本节中，我们设计了实验来验证理论的最佳  $T_{CE}$  值。我们测试了MCEBF在  $M$  在1~4下的工作情况。其中CE阶段时长  $T_{CE}$  参数，在式(3-23)得出的  $T_{CE,opt}$  两侧以一定的步长进行扫描。此外，包括压电换能器和负载电阻在内的其他参数，均保持不变。当输出电压  $V_{out}$  达到稳定后，记录对应的  $V_{out}$  值，以反映不同  $T_{CE}$  情况下，MCEBF电路的能量收集能力。

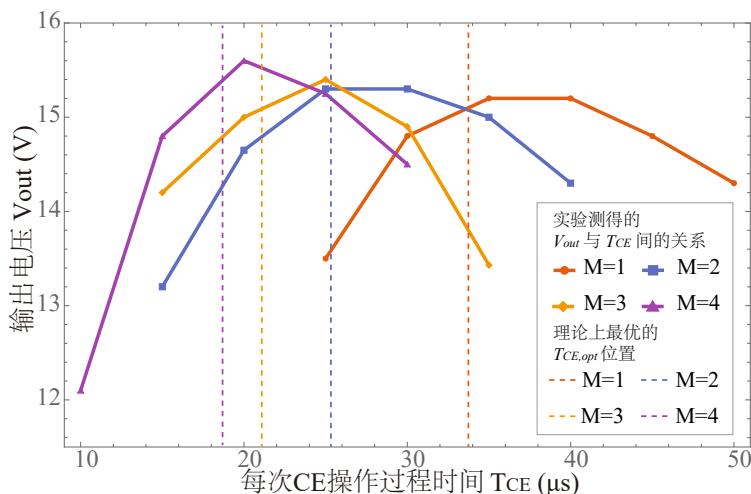


图3-10 不同CE操作次数  $M$  和每次CE过程时间  $t$  条件下，MCEBF的输出功率 ( $R_L = 2M\Omega$ )。

Figure 3-10 Measured output voltage with different phase number  $M$  and switching duration  $T_{CE}$  ( $R_L = 2M\Omega$ ).

如图3-10所示，当CE次数  $M$  在1~4时，实验测得的最大功率点接近  $T_{CE,opt}$ 。实验扫描得出的数据，验证了理论推导最优控制策略的有效性。

### 3.4.3 性能评估

通过改变MCEBF电路的控制程序，还可以实现SECE和MCE接口电路。实验还对比了FBR和P-SSHI电路采集的功率。对于FBR，实验采用了1N4002-SMD二极管组成的整流桥。P-SSHI由没有CE操作的MCEBF电路代替，以实现对环境变量的控制。P-SSHI的整流器与FBR的设置相同。这些接口电路的其他

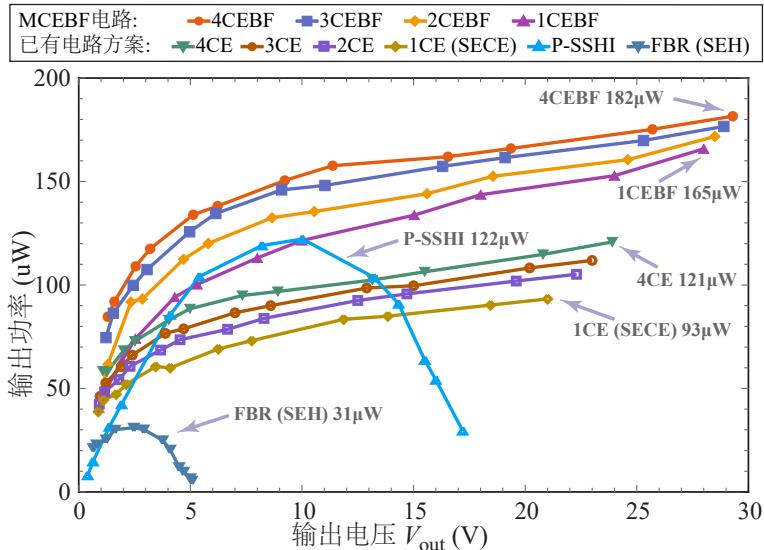


图 3-11 实验测得的 MCEBF、MCE、SECE、P-SSHI 和 FBR 电路，在不同负载电压下的输出功率。

Figure 3-11 Measured output power of MCEBF, MCE, SECE, SSHI, and FBR under different output voltage.

参数在表3-2中列出。通过改变连接在正、负输出节点上的负载电阻，图3-11列出了FBR、SECE(1CE)、P-SSHI和4CEBF在不同输出电压下的输出功率。MCEBF的功率比FBR高487%，比SECE高95%。与P-SSHI(仅BF操作)相比，MCEBF可以多收获49%功率。其他比较数据，包括不同实验平台的一些结果，详见表3-3。

图3-11还显示了SECE、MCE和MCEBF在不同 $M$ 值下的收集功率。可以观察到，多步开关操作可以在MCE和MCEBF中提供额外的能量增益。当输出电压大于10 V时，输出功率趋于稳定。与FBR和P-SSHI相比，包含电荷提取的SECE、MCE和MCEBF方案更不受负载电压变化的影响。更高的输出电压，缩短了FW阶段中电感电流的续流时间，也减少了电路耗散，以获得更高的收集功率。实测结果表明，相比SECE和MCE，MCEBF能显著提高压电能量采集能力。MCEBF也继承了SECE与负载无关的优点。因此，在较大的负载电压范围内，仍能持续保持最佳输出功率。

**表 3-3 各接口电路相比 FBR 的能量收集增量**  
**Table 3-3 Harvested power increment, compared with SEH.**

接口电路	能量增量	接口电路	能量增量
SECE <sup>[32]</sup>	200% <sup>a</sup>	SSHI <sup>[35]</sup>	294% <sup>a</sup>
MS-SECE <sup>[128]</sup>	290% <sup>a</sup>	SMBF <sup>[45]</sup>	287% <sup>b</sup>
SSH <sup>[49]</sup>	258% ~ 721% <sup>b</sup>	DSSH <sup>[43]</sup>	至高 400% <sup>b</sup>
SICE <sup>[41]</sup>	至高 500% <sup>b</sup>	<b>MCEBF</b>	<b>487%<sup>a</sup></b>

<sup>a</sup> 基于图3-8所示的实验平台实测结果。

<sup>b</sup> 基于文献报告。

### 3.5 本章小结

多步电荷提取和偏置翻转 (MCEBF) 电路是继 SECE 和 MCE 等基于电荷提取接口电路的改进版本。MCEBF 整体上实现了“开源节流”的设计理念。它以多个步骤提取压电元件中的电荷 (CE)，并通过偏置翻转 (BF) 操作扩大压电换能器的电压包络。通过能量分析，本节对 MCEBF 的有效性进行了理论上的探究。理论推导的最优控制方法，也得到了实验的充分验证。在实验中，MCEBF 比 SEH 多收集 487% 的功率，比 SECE 多收集 95% 的功率，比 P-SSHI 多收集 49% 的功率。与 SECE 相比，MCEBF 在不增加传感器和控制回路的情况下，提高了压电能量采集功率，证明了其较高的可行性。此外，MCEBF 电路因其负载隔离特性和完全时序控制的开关方式，具有较高的扩展性。电路拓扑的提出和验证并不是研究的终点，至此 MCEBF 完成了对接口电路的部分探索，并去除了对 MPPT 电路的依赖。下一章，将以 MCEBF 电路拓扑为基础，进一步探索大幅简化 PEHM 系统的可能性。



## 第4章 源-荷-储互补压电能量收集电路

上一章提出的 MCEBF 电路，作为单一接口电路，涵盖了 PEHM 系统中压电接口电路和最大功率追踪 (MPPT) 两个功能。本章将以 MCEBF 优秀的扩展性基础，提出源-荷-储互补压电能量收集电路 (Source-Load-Storage Complementary PEH circuit, SLSC)。SLSC 不仅是接口电路，它还提供了一套从换能器到负载设备的全系统硬件方案。此外，SLSC 还颠覆了图1-4中 PEHM 系统的链式拓扑，给出一套能量通路更短，更高效的解决方案。

### 4.1 引言

常见的压电能量供电系统的拓扑结构可以概括为图4-1(a)。其由这些部件组成:(1) 压电换能器作为系统整体输入源；(2) 接口电路用于功率因数校正和增强压电换能器输出功率；(3) 可选的 MPPT 电路，优化接口电路的工作点；(4) 缓冲收集能量的存储元件；(5) 稳压电路，提供稳定的输出电压；(6) 物联网等设备作为系统功率输出的负荷。过去几年报告的研究成果中，在接口电路不断提升能量收集性能的同时，也有研究者在尝试在分立元件或集成电路的基础上，搭建完整的压电供电系统<sup>[104,106,107,135,136]</sup>。一套完整的压电供电系统，常带有一级 AC/DC 整流器和两级 DC/DC 变换器。经典拓扑不仅对设计提出了较高的要求，也使能量通路变长，压电换能器的能量需要经过多级处理，才可以最终到达负载端。此外，压电换能器输出功率常在百微瓦及以下，进一步压缩了负载端能获取的实际功率，限制了压电作为物联网设备电源的可行性。

这样的问题不仅出现在 PEH 中，几乎所有的能量收集场景都会出现。在太阳能、热能收集和中，MPPT 和稳压电路也是必不可少的。针对光伏元件等直流换能器的能量收集技术，已经开始考虑拓扑过于复杂的问题，并提出了数个解决方案。例如单电感、多输入、多输出 (SIMIMO) DC/DC 变换器<sup>[137]</sup>，可以同时连接多个电源，并将能量通过不同开关支路传递给多个负载。SIMIMO 的衍生技术，单电感双输入双输出 (SIDIDO)，已经成功应用于燃料电池的能量提取。其可以同时管理燃料电池、锂离子电池和负载设备之间的能量流。SIDIDO 技术也有被应用于能量收集的案例<sup>[138]</sup>。此外，部分先进多输入多输出 (MIMO) 技术被

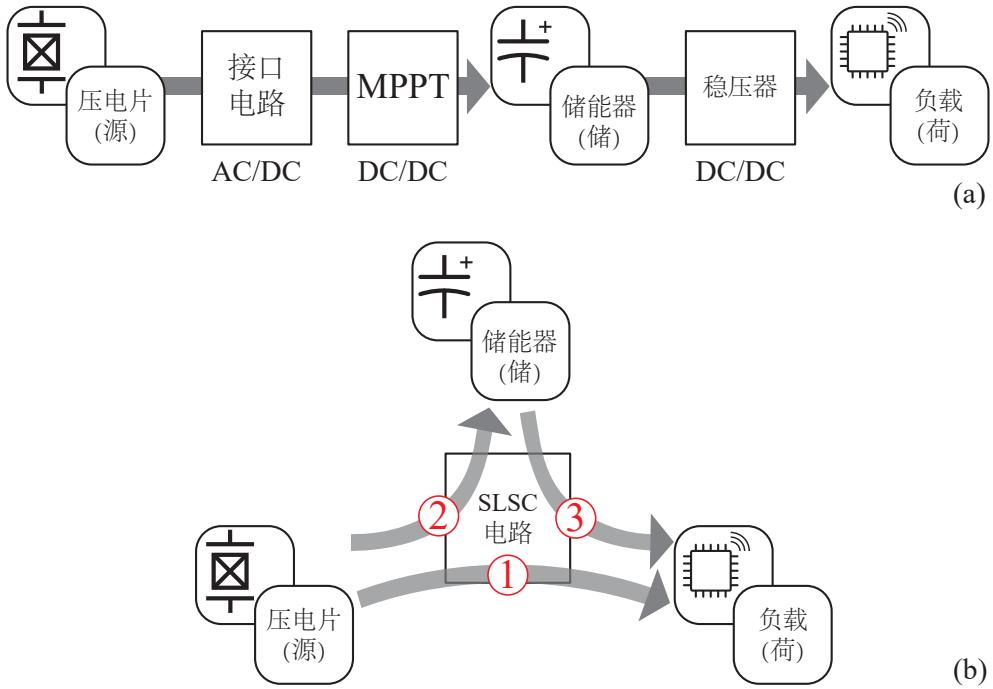


图 4-1 (a) 经典链式压电供电系统拓扑; (b) 源-荷-储互补压电供电系统。

Figure 4-1 (a)The topology of conventional PEH system, (b) the topology of proposed SLSC system.

成功应用于光能收集<sup>[139,140]</sup> 和热能收集<sup>[141]</sup>。但当前应用 MIMO 技术简化能量收集系统的案例，大部分针对直流输出的换能器（例如光、热等）。部分研究者也在探索同时提取多个压电换能器能量的技术。但并没有像 SIDIDO 等 MIMO 技术那样，通过单级变换器实现换能器、储能器、稳压负载间能量管理。例如利用同步开关技术收集多个压电换能器的能量<sup>[55,142,143]</sup>。还有利用串联堆叠谐振，同时从压电和其他种类换能器收集能量<sup>[144,145]</sup>。

为了实现拓扑的大幅简化，需要设计一种新型压电接口电路，并使其具有如下特性：

- (1) 直接提取压电能量用于稳压输出，如图4-1(b) 中通路①所示；
- (2) 将压电换能器过剩能量存入储能元件，如图4-1(b) 中通路②所示；
- (3) 当负载较重时，提取储能器能量维持负载电压，如图4-1(b) 中通路③所示；
- (4) 在上述基础上，保持同步开关技术，以保持压电换能器较高的输出功率。

## 4.2 拓扑设计

为了同时兼顾图4-1(b)中三个方向的能量流，所设计的接口电路必须可以灵活配置电流方向。因此需要构造开关阵列，将电感灵活地配置到需要联通的支路上，并在不需要能量传递时将支路断开。我们先回顾基于 DCM 模式的 Buckboost 变换器，如图4-2(a) 所示。其有两个开关， $S_0$  负责以一定的占空比 ( $D_1, D_2$  等)，连接输入电压  $V_{in}$  电感 L。在此过程中，电感电流达到峰值  $I_L$ 。此后，开关  $S_0$  关断， $S_1$  导通，将电感电流续流给输出端。在一些应用中， $S_1$  可用二极管代替，以被动方式进行续流。Buckboost 可以同时具备升压降压能力，相比 buck 等 DC/DC 变换器，更适合不同电压需求。通过提高开关频率、增大输出滤波电容等手段，buckboost 变换器可以实现较小的输出电压纹波。

而上一章提到的 MCEBF 电路也基于 buckboost 拓扑。且由于压电换能器的输出电压为交流，MCEBF 在拓扑上即是一个单电感、单输入、双输出 (SISIDO) buckboost。此外，MCEBF 采用了多步电荷提取的方式，在电荷提取 (CE) 过程中，为了降低 ESR 损耗，电感上的电流为幅度较低的三角波。而多步电荷提取策略，每次开关电感过程，仅输运压电电容的部分能量，在输出端电容上制造的电压波动也相应减小。

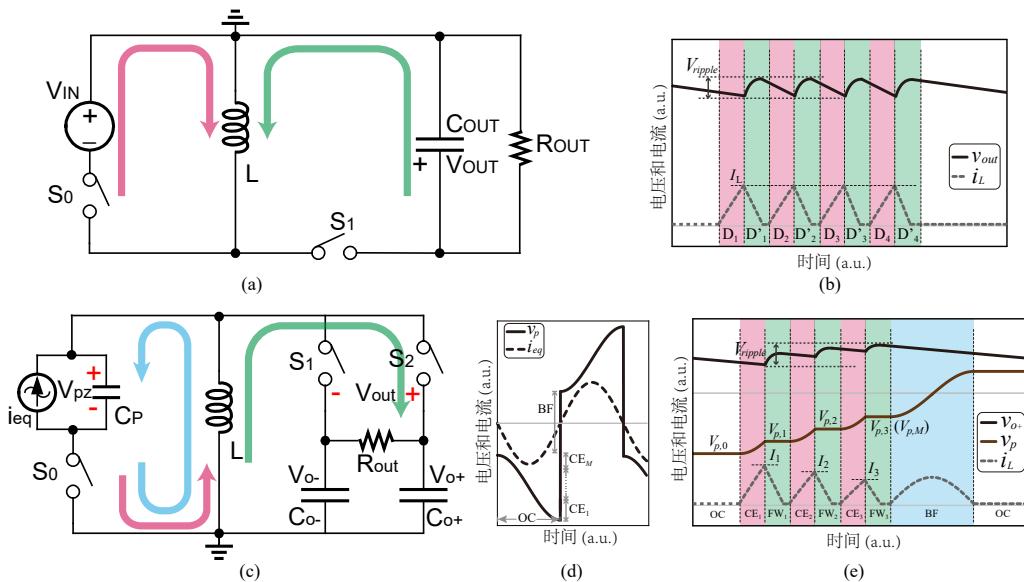


图 4-2 Buckboost DC/DC 变换器的 (a) 一般电路图、(b) 运行波形；MCEBF 压电接口电路的 (c) 原理图、(d) 运行波形、(e) 波形放大图。

Figure 4-2 (a) general circuit diagram and (b) operating waveform of buckboost DC/DC converter. (d) schematic diagram, (e) operating waveform, and (f) enlarged waveform of MCEBF PEH interface circuit.

可以发现，当4-2(a) 的 buckboost 中各个开关都处于断开状态时，电感被开路，

输入端和输出端之间不会发生任何能量的交换。因此，DCM 模式下的 buckboost 可以通过增加电源和负载支路形式，较容易地改造为 MIMO 结构，其原理图如图4-3(a)所示。图4-3(a)的 MIMO 电路，除了电感外，其他支路均等价，源和负载能量间可以双向地交换能量。因此，只要开关时序控制得当，可以将任意电压源的能量传递给任意负载，也可以将任意负载端的能量回收到任意电压源上。类似的原理可以推广到 MCEBF 电路的演进中。MCEBF 作为一种单输入双输出

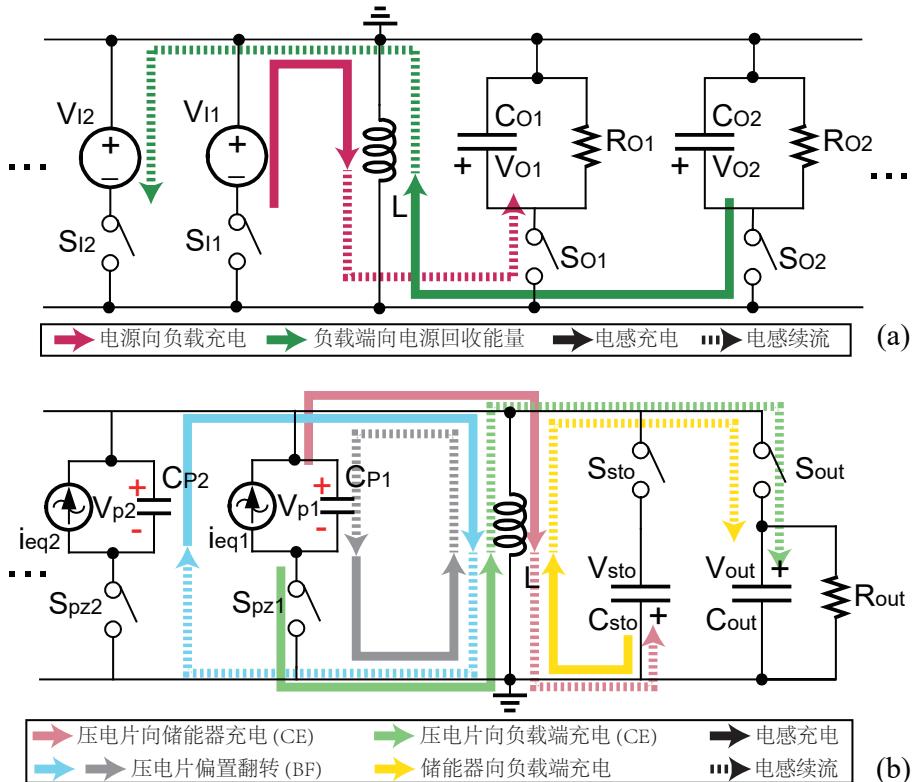


图 4-3 (a) 多输入多输出 (MIMO) buckboost 示意图。(b) 源荷储互补 (SLSC) PEHM 电路示意图。

Figure 4-3 (a) Scheme of Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) buckboost. (b) Scheme of Source-Load-Storage Complementary (SLSC) PEHM circuit.

buckboost，同样具有支路等价的特性。通过并联更多压电换能器支路，即可轻易实现多输入结构。此外，选取 MCEBF 的正电压输出电容作为稳压输出的滤波电容  $C_{out}$ ，而负电压输出电容  $C_{sto}$  则维持原储能功能。而上述的输出支路和储能支路间也具有等价性，因此还可以构建从储能电容  $C_{sto}$  到稳压输出电容  $C_{out}$  的能量通路。集成上述能量通路的新电路，即源-荷-储互补 (SLSC) 压电能量收集与管理电路，如图4-3(b) 所示。基于 MIMO buckboost 灵活的可重构性，和压电换能器交流容性源的特征，SLSC 电路中有四种能量传递路径：

**压电片 → 储能器：**例如，当  $V_{p1}$  为正电压时，可通过多步电荷提取 (MCE) 方法，

将  $C_{p1}$  的能量提取至储能端  $C_{sto}$ (图4-3(b) 中红色通路);

**压电片 → 负载端:** 例如, 当  $V_{p1}$  为负电压时, 可通过 MCE, 将  $C_{p1}$  的能量提取至负载滤波电容  $C_{out}$ (图4-3(b) 中绿色通路);

**储能器 → 负载端:** 由于 SLSC 储能器为负电压, 同样可以将储能器的电能, 通过 DCM 模式 buckboost, 输运至负载端 (图4-3(b) 中黄色通路);

**压电片 → 压电片:** 压电电容  $C_p$  也可以和电感 L 并联半个  $LC$  谐振周期, 将  $V_p$  电压翻转, 即偏置翻转 (BF) 操作, 从而扩大压电换能器的电压包络 (图4-3(b) 中蓝色和灰色通路)。

通过合理组合上述四种能量路径, SLSC 可以实现更紧凑的拓扑结构和灵活配置的稳压输出。

#### 4.2.1 运行过程

图4-4展示了 SLSC 电路的运行总图。为了更清晰地讨论运行过程, 图4-4只显示了 SLSC 中一路压电换能器的工作特性, 其余并联的压电换能器工作方式与之一致。按照能量流向进行分类, SLSC 电路存在如下几种运行模式:

**稳压模式:** 如图4-4(a) 和 (d) 中黄色区域所示, 如果负载电压  $V_{out}$  低于预设电压  $V_{SET}$  时, 每当压电电压  $v_p$  达到负峰值, 即图4-4(d) 中的  $V_{P,5}$ , SLSC 电路将使用 MCEBF 方式, 从压电换能器提取能量至负载端。首先压电开关  $S_P$  导通, 用电感 L 对压电电容进行电荷提取操作 (CE), 每次导通时长均为  $T_{CE}$ , 则电感峰值电流为

$$I_{CE,max} \approx T_{CE} \frac{V_{P,5}}{L} \quad (4-1)$$

之后开关  $S_P$  关断, 并导通  $S_{out}$ , 将电感电流续流 (FW) 至负载电容  $C_{out}$ 。假设各部件均理想, 此时电感上的能量, 即从压电片提取的能量为

$$E_{L,CE,max} = I_{CE,max}^2 \times L/2 \quad (4-2)$$

当续流完成时, 忽略负载对  $V_{out}$  的影响, 续流过程前后负载电压分别为  $V_{out,0}$  和  $V_{out,1}$ , 且满足

$$\frac{(V_{out,1}^2 - V_{out,0}^2)C_{out}}{2} = E_{L,CEmax} \quad (4-3)$$

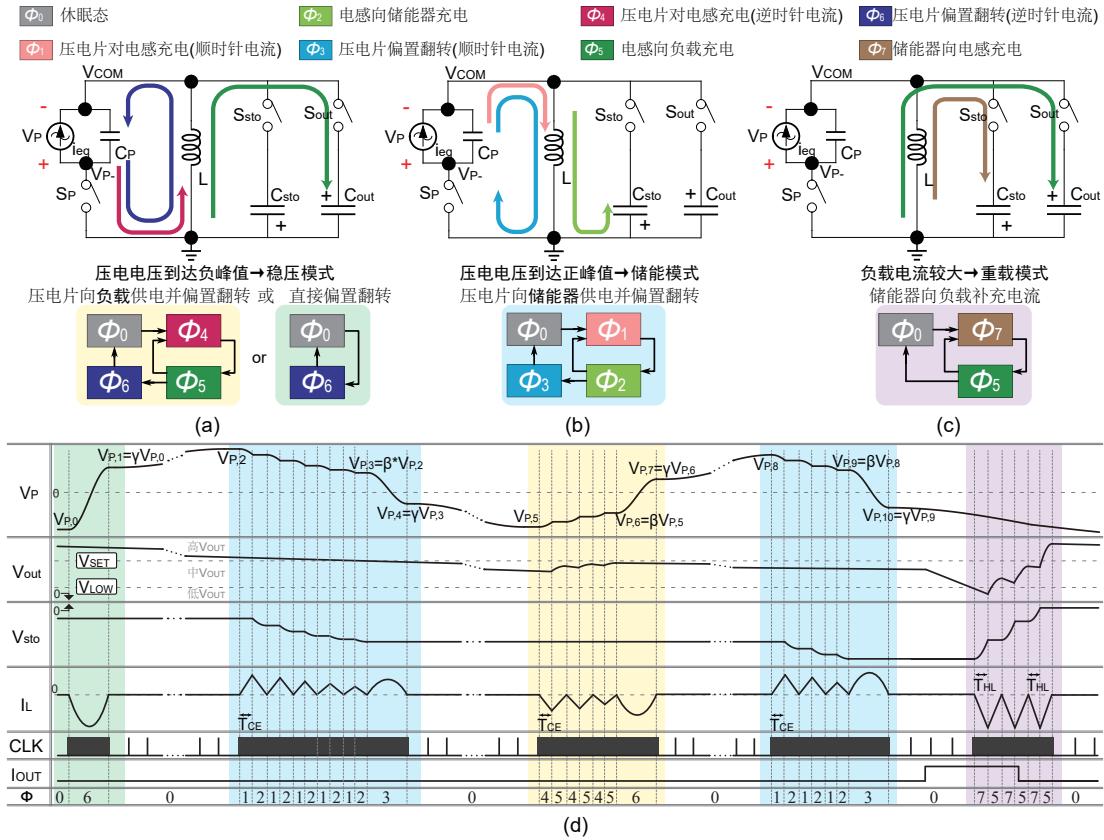


图 4-4 SLSC 电路的运行模式 (a) 稳压模式; (b) 储能模式; (c) 重载模式。 (d)SLSC 电路的理论运行波形。

Figure 4-4 Operation modes of SLSC circuit. (a) Regulation mode. (b) Energy storage mode. (c) Heavy load mode. (d) Theoretical operation waveform of SLSC circuit.

通过求解上式，并取幂级数展开的前两项，可得

$$V_{\text{out},1} - V_{\text{out},0} = \sqrt{\frac{I_{CE,\max}^2 L + C_{\text{out}} V_{\text{out},0}^2}{C_{\text{out}}}} \approx \frac{I_{CE,\max}^2 L}{2V_{\text{out},0} C_{\text{out}}} = \frac{T_{CE}^2 V_{P,5}^2}{2V_{\text{out},0} C_{\text{out}} L} \quad (4-4)$$

可见，通过减小每次电荷提取时间  $T_{CE}$ ，即可减小单次能量转移在  $V_{\text{out}}$  上产生电压波动。每次续流过程后，SLSC 将检测输出电压  $V_{\text{out}}$ 。如果  $V_{\text{out}} < V_{\text{set}}$ ，表示负载端电压仍然不足，SLSC 将继续用多步电荷提取 (MCE) 的方式，逐步提升  $V_{\text{out}}$  电压。随着多次能量提取的进行，压电电压  $|v_p|$  逐渐减小，当电压达到图中  $V_{P,6}$  时，SLSC 也会进行预设的 BF 操作，以维持压电片较高的功率输出。预设的 BF 操作前后的电压分别满足

$$V_{P,6} = \beta V_{P,5} \quad (4-5)$$

$$V_{P,7} = \gamma V_{P,6} = \gamma \beta V_{P,5} \quad (4-6)$$

其中  $\gamma$  偏置翻转系数,  $\beta$  为电荷提取系数, 由上一章 MCEBF 式(3-21)可知, 在最佳状态时,  $\beta_{opt} = -\gamma$ 。如果在  $v_p$  到达  $V_{P,6}$  前, 负载电压  $V_{out}$  就高于预设电压  $V_{SET}$ , SLSC 将停止向输出端供电, 并提前切换到 BF 操作, 以避免  $V_{out}$  电压过高。

此外, 如果当  $v_p$  达到负峰值时, 已满足  $V_{out} > V_{SET}$ , 如图4-4(a) 和 (d) 中绿色区域所示。由于负载端无需额外充电, SLSC 也会直接进行 BF 操作。图4-4(d) 可以看出, 只进行 BF 操作后压电电压  $V_{P,1}$ , 比 MCEBF 操作后的电压  $V_{P,7}$  更高。因此下半周期的  $V_{P,2}$  也高于  $V_{P,8}$ , 意味着会有更多可用能量流向储能器。因此, SLSC 可以将负载端不需要的能量, 通过 BF 方式, 将能量暂存于压电电容中, 并间接地传递给储能器, 从而减少能量浪费。

**储能模式:** 如图4-4(a) 和 (d) 中蓝色区域所示, 当压电换能器的电压  $v_p$  到达正峰值时, SLSC 电路同样采用 MCEBF 方式, 将压电电容能量采集到储能电容中。如果上半周期的稳压模式中, SLSC 电路对输出端充电, 此时压电电压  $V_p$  如图4-4(d) 中  $V_{P,8}$  所示。那么 SLSC 电路将先进行 MCE 操作, 至  $v_p$  下降至  $V_{P,9} = \beta V_{P,8}$  后, 再进行 BF 操作。上述过程与 MCEBF 一致。

此外, 还有另一种情况, 例如上半周期 SLSC 没有对输出端充电, 而直接采取 BF 操作进行偏置翻转, 此时的压电电压  $V_p$  如图4-4(d) 中  $V_{P,2}$  所示。在这种情况下, MCE 操作的电荷提取常数会有所不同, 令其为  $\beta^*$ , 即  $V_{P,3} = \beta^* V_{P,2}$ 。为了方便计算, 我们仍然采用能量分析方法, 假设 SLSC 电路工作在  $V_{P,0}$  至  $V_{P,4}$  的循环中, 即满足

$$V_{P,0} = V_{P,0} - 2V_{oc} \quad (4-7)$$

其中  $V_{oc}$  为压电换能器的开路峰值电压。且

$$V_{P,3} = \beta^* V_{P,2} \quad (4-8)$$

其中  $\beta^*$  为此时的新的电荷提取常数，可写出如下矩阵方程

$$\begin{bmatrix} -\gamma & 1 & & & \\ -1 & 1 & & & \\ & \beta & -1 & & \\ & & \gamma & -1 & \\ -1 & & & 1 & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{P,0} \\ V_{P,1} \\ V_{P,2} \\ V_{P,3} \\ V_{P,4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2V_{oc} \\ 0 \\ 0 \\ 2V_{oc} \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

通过求解上式(4-9)，可以解得  $V_{P,0}$  至  $V_{P,4}$  各处的电压

$$\begin{bmatrix} V_{P,0} \\ V_{P,1} \\ V_{P,2} \\ V_{P,3} \\ V_{P,4} \end{bmatrix} = \frac{2V_{oc}}{\beta\gamma^2 - 1} \begin{bmatrix} 1 - \beta\gamma \\ \gamma - \beta\gamma^2 \\ \gamma - 1 \\ \beta(\gamma - 1) \\ \beta\gamma(\gamma - 1) \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

则电路在每次振动周期中收集的能量为

$$E_h^* = (V_{P,3}^2 - V_{P,2}^2) C_p / 2 \quad (4-11)$$

同样通过求导，来寻找最佳  $\beta^*$  的值

$$\frac{dE_h^*}{d\beta^*} = \frac{4C_p(\gamma - 1)^2 V_{oc}^2 (\beta - \gamma^2)}{(\beta\gamma^2 - 1)^3} \quad (4-12)$$

令上式等于 0，可求得在最大收集能量情况下，新的电荷提取系数为

$$\beta_{opt}^* = \gamma^2 \quad (4-13)$$

由于  $\gamma \in (-1, 0)$ ，因此， $\beta_{opt}^* < \beta_{opt}$ 。电路会进行更多次 CE 操作，让更多能量被存入储能电容，如图4-4(d) 中左侧的蓝色区域所示。

综上，根据负载电压的不同，不仅稳压模式会调整工作状态，储能模式也会进行动态调整。在为负载供电时，压电换能器平衡地为负载端和储能器提供能

量, 此时电荷提取常数为  $\beta = -\gamma$ 。当负载不需要充电时, SLSC 电路将更多能量输运至储能电容, 此时电荷提取常数调整为  $\beta^* = \gamma^2$ 。

**重载模式:** 当负载设备所需电流变大, 仅通过稳压模式无法维持  $V_{out}$ 。当  $V_{out} < V_{LOW}$  时, 触发 SLSC 电路进入重载模式, 如图4-4(c) 和 (d) 中紫色区域所示。在重载模式下, SLSC 将抽取存储在储能电容  $C_{sto}$  中的电能, 并输运至负载端, 以维持  $V_{out}$ 。首先, 储能支路开关  $S_{sto}$  将导通  $T_{HL}$  时长。而后  $S_{sto}$  断开, 将  $S_{out}$  导通, 直至电感电流泄放至 0。上述过程将反复循环, 当输出电压  $V_{out} > V_{SET}$ , 输出端无需额外能量补充, SLSC 电路将退出重载模式。

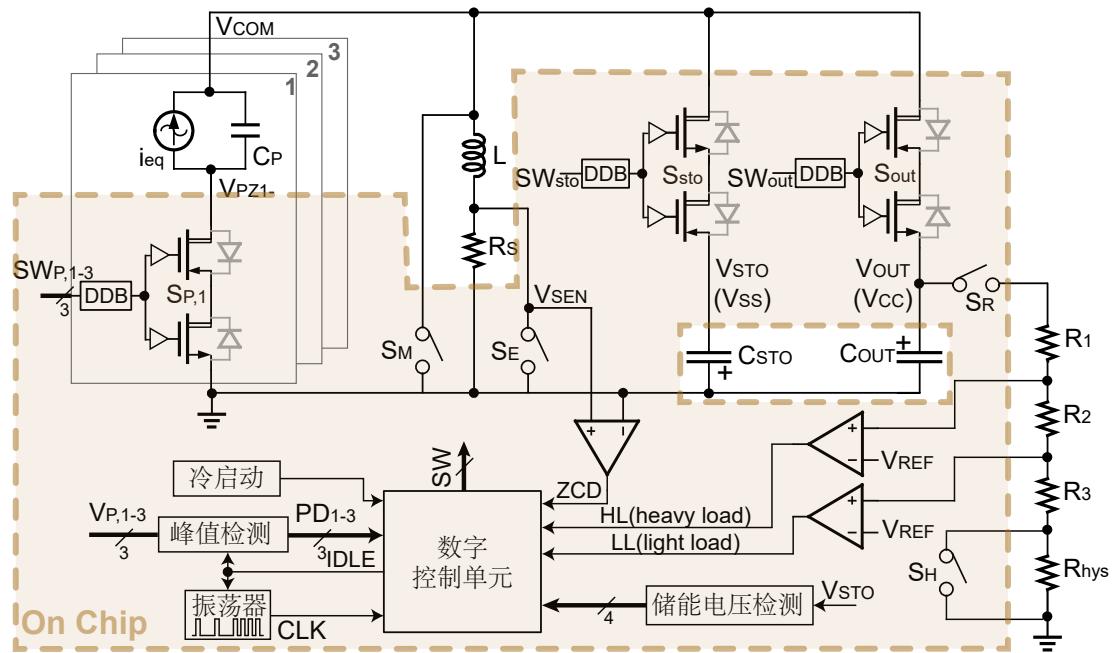


图 4-5 SLSC 集成电路的架构和模块框图。

Figure 4-5 The framework and functional blocks of SLSC integrated circuit.

### 4.3 电路设计

基于上述电路理论, SLSC 电路通过华宏宏力 180nm BCD 平台进行集成电路设计与实现, 其架构如图4-5所示。该集成电路可以同时收集三个压电换能器的能量, 并提供正电压稳压输出  $V_{out}$ , 和负电压储能端  $V_{sto}$ 。其中压控振荡器依据电路的工作状态, 提供变频的全局时钟, 以保证性能和功耗的平衡。每一个压电片均配置有对应的峰值检测电路, 并将检测到的峰值信息传递给数字控制单元。过零检测电路 (ZCD), 在电感续流和偏置翻转操作时, 监测电感电流过零时刻, 并通知数字控制单元停止续流, 以保证电路运行在 DCM 模式下。稳压监测

电路通过开关电阻和离散时间比较器，采样输出端电压，并报告至数字控制单元。储能电压检测电路则量化储能电容电压  $V_{sto}$ ，为能量驱动的物联网设备提供任务规划支持。 $S_{P,1}$ 、 $S_{P,2}$  和  $S_{P,3}$  分别为三个压电换能器的功率开关。 $S_{sto}$  和  $S_{out}$  分别为储能支路和负载支路的功率开关。当电路从动态恢复至休眠态时， $S_M$  将导通，以短路电感，防止电感中残余电流影响峰值检测功能。当电感续流时， $S_E$  将断开，让电感电流通过检测电阻  $R_S$ ，以精确检测电流过零点。而当电感充电时， $S_E$  将导通，以短路  $R_S$ ，减少能量损耗。在需要采样输出电压时， $S_R$  将被脉冲控制导通，以较小的能量消耗，较精确地采样输出电压。 $S_H$  为电阻分压网络的迟滞开关。

#### 4.3.1 峰值检测

基于同步开关技术的压电接口电路，必须准确地在电压峰值处进行同步开关操作。因此，峰值检测电路必不可少。SLSC 采用了基于动态跨导微分器的峰值检测电路<sup>[146,147]</sup>，如图4-6所示。在休眠态，电感被开关  $S_M$  短路，因此  $V_{COM}$  被接地。峰值检测电路可以通过单端检测  $V_{P-}$  节点电压，来检测压电片电压峰值时刻。 $N_1$  和  $P_1$  被共源连接，在输入端形成了动态导纳电路。动态导纳电路和由  $P_2$  组成的共源放大器，共同形成了一个负反馈环路。而  $P_2$  则被偏置在阈值电压附近，使放大器有足够的增益。当电容  $C_1$  端没有电流  $I_{der}$  流入，则  $I_+ = I_-$ 。而当  $V_{P-}$  电压改变时，例如  $V_{P-}$  上升时。由电容  $C_1$  流入电流  $I_{der}$  会略微提高  $V_1$  端电压，则放大器输出电压  $V_2$  降低。 $N_1$  和  $P_1$  偏置点也随之变动，结果使得  $I_-$  增大，而  $I_+$  减小，保持  $V_1$  电压在原偏置点附近稳定。当  $V_{P-}$  从上升转为下降时， $I_{der}$  随之换向， $V_2$  也将对应升高，以维持  $V_1$  稳定。受  $I_{der}$  的方向控制的  $V_2$  电压，经过  $P_3$  构成的共源放大器放大，并进行二值化。后续的输出级门电路，将带有压电峰值信息的数字信号传输给控制单元。

当 SLSC 处于工作状态时，电感有电流流过， $V_{COM}$  节点会有较大的电压波动。对应的， $V_{P-}$  也会引入较多噪声分量，可能引起峰值检测电路的误触发。因此，当开关动作时，峰值检测电路输出级的三态门将阻塞错误信号，并保持锁存器中的正确信号。此外，当 SLSC 处于重载模式时，为了避免错过压电换能器的峰值时刻，电感每充放电 16 次，将暂停重载模式。在此暂停时刻，如果某个压电片达到峰值电压，SLSC 将进行对应的“稳压模式”或“储能模式”。而后依据负载电压  $V_{out}$  的状态，决定重载模式是否继续运行。

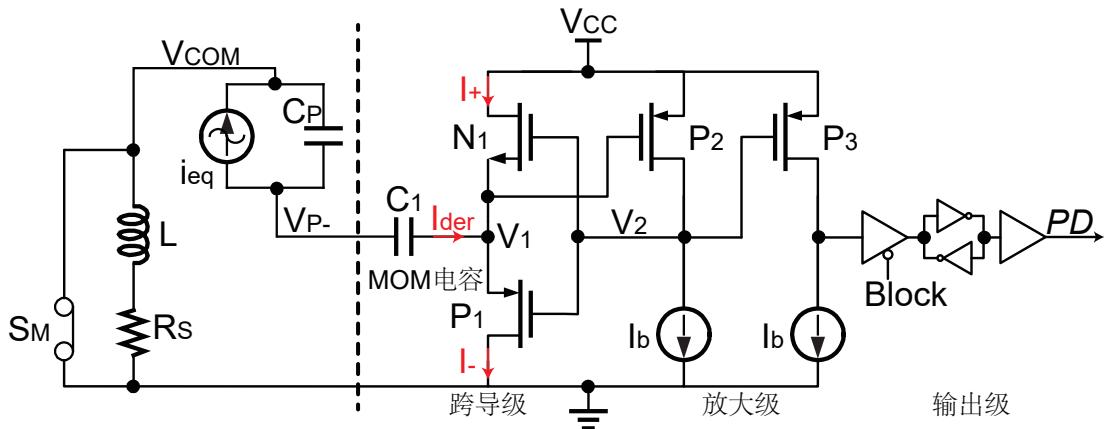


图 4-6 压电电压峰值检测电路。

Figure 4-6 Piezoelectric voltage-peak detector circuit.

为了防止微分电容  $C_1$  被高压击穿，在电路实现中， $C_1$  采用了金属-氧化物-金属 (metal-oxide-metal, MOM) 电容。MOM 电容是由互联金属组成的横向叉指电容，由金属互联层的侧壁寄生电容累加而成，占据较大的面积，但具有较高耐压。

#### 4.3.2 时钟源

SLSC 在工作状态时，需要频率较高的时钟，以保证电荷提取和过零检测等过程的精确性。而大部分时候，SLSC 电路只需要以较低的频率，周期性地读取压电片峰值信息和输出端电压信息。因此 SLSC 需要动态可调的时钟源，既能输出高频时钟保证系统性能，又可以在休眠下切换至低频时钟节省能量。

经典的电流饥饿型环形振荡器 (Current Starved Ring Oscillator, CSRO) 在低频工作时，边沿摆幅变缓。从而在缓冲级产生大量短路电流。所以 CSRO 的功耗，并不会随着频率的降低而明显降低。为实现在宽频率范围内的低功耗，SLSC 电路采用了“每周期能量恒定环形振荡器” (Constant Energy-Per-Cycle Ring Oscillator, CERO)<sup>[148]</sup>，作为系统的时钟源。振荡器的电路如图4-7(a) 所示，其采用了三阶差分反相器组成环形振荡器。振荡器产生的波形经过电平转换 (Level Shifter, LS) 和缓冲器增强扇出能力后，输出全局时钟信号 CLK。图4-7(d) 为每一级差分反相器的电路图。偏置电压  $V_{po}$  和  $V_{no}$  将对应的晶体管偏置在亚阈值区。差分反相器的输出电压  $O$  的波形如图4-7(c) 所示。例如当  $I$  端电压为低，且  $O$  端电压为低， $\bar{O}$  为高，则节点  $O$  处寄生电容被亚阈值区 PMOS  $P_5$  缓慢充电。当  $O$  端电压达到 NMOS 阈值  $V_N$  后，差分反相器翻转， $O$  端快速置高， $\bar{O}$  端则快速置低。因此 CERO 的延时来自于亚阈值电流对寄生电容的泄放，延迟过程电压均未超过

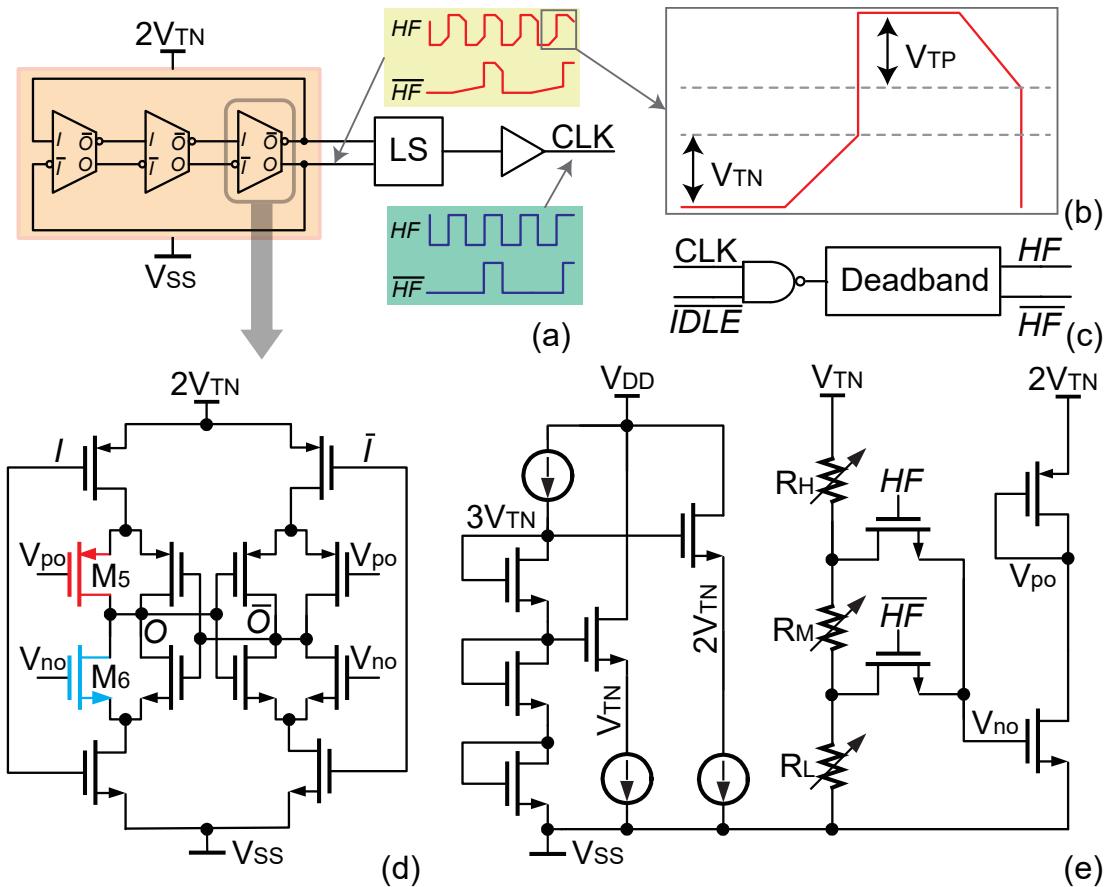


图 4-7 时钟信号生成电路: (a) 采用 CERO 振荡器的时钟生成电路; (b) 振荡器电压波形; (c) 变频控制电路; (d)CERO 振荡器中带偏置的差分反相器电路; (e) 振荡器电压轨和偏置电压生成电路。

**Figure 4-7 Circuit of clock signal generator. (a) Clock generator based on CERO. (b) operation waveform of the CERO oscillator. (c) The frequency tuning circuit. (d) The circuit scheme of the differential inverter with current biases. (e) The voltage supplement generator for the CERO oscillator.**

NMOS 或 PMOS 的阈值电压，因此不会在缓冲级产生短路电流。

图4-7(e)为振荡器的电源轨和偏置生成电路。振荡器的供电电轨被偏置在2倍 NMOS 阈值附近，保证振荡器的低功耗。可修调电阻  $R_H$ 、 $R_M$  和  $R_L$  对 NMOS 阈值电压  $V_{TN}$  进行分压，从而保证振荡器的电流偏置管工作在亚阈值区。值得一提的是，该振荡器在低频下被配置为脉冲输出的方式，从而为动态比较器等模块提供检测窗口。变频控制电路如图4-7(b) 和 (d) 所示，时钟信号  $CLK$  和休眠信号  $IDLE$  共同决定了振荡器的工作点。此外，频率选择信号  $HF$  和  $\overline{HF}$  由死区电路移除了交叠部分，防止  $R_M$  在变频瞬间被短路。

### 4.3.3 稳压控制

为了保持  $V_{out}$  被稳定在额定电压位置，需要通过反馈环路监测  $V_{out}$ ，并进行对应的开关操作。首先  $V_{out}$  需要通过分压网络，生成反馈电压  $V_{FB}$ 。分压网络有很多种，如图4-8(a)所示。电阻分压网络在电源管理芯片中很常见，但难以兼顾功耗和速度。电容分压网络可以反馈交流信号，但无法返回直流偏置。亚阈值 MOSFET 组成的分压网络在一些低功耗设计中有所使用，但其阻抗过高，导致响应速度较慢。另外，在深度亚阈值区，MOSFET 的衬底漏电引入的误差无法忽略，受工艺限制较大。权衡之后，本设计采用了开关动态分压网络。采样开关  $S_R$  受数字信号驱动，并将反馈电压交由动态比较器进行处理，如图4-8(b)所示。 $S_R$  的采样时间宽度  $T_{samp}$  需远大于分压电阻和寄生电容的时间常数，以保证采样的精确性。在稳压模式中，每次  $C_{out}$  被电感充电后，将进行一次电压采样，防止输出过压。而休眠模式下，采样开关将以时钟脉冲 CLK 作为采样信号，以防止输出电压  $V_{out}$  欠压。

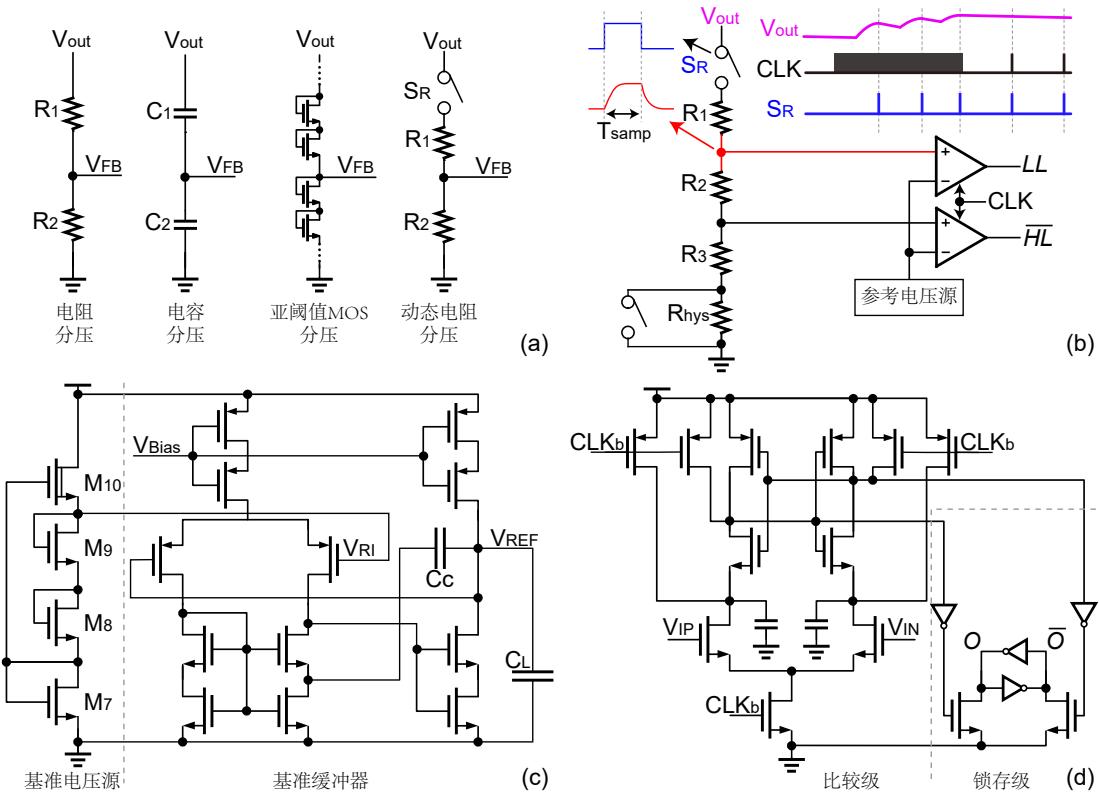


图 4-8 输出电压反馈电路: (a) 不同类型的分压电路; (b) 稳压输出端检测电路; (c) 片内参考电压源; (d) Strong-Arm 动态比较器电路。

Figure 4-8 Output voltage feedback circuit. (a) Voltage dividers for feedback. (b)  $V_{out}$  sensing circuit. (c) Circuit of the internal voltage reference. (d) The Strong-Arm dynamic comparator.

参考电压源电路基于 2T 结构<sup>[149]</sup> 进行了演进, 如图4-8(c) 所示。其中  $M_{10}$  为耗尽型 NMOS。仿真结果显示, 在 TT 工艺角下, 温度系数为  $46 \text{ ppm}^{\circ}\text{C}$ , 在  $1\text{kHz}$  下, 基准源有  $-55 \text{ dB}$  的电源抑制比 (PSRR)。基准源输出阻抗较大, 容易被系统其他电路干扰, 需要使用缓冲器来提高基准电压的驱动能力。SLSC 采用了基于 self-cascode 结构的运算放大器<sup>[150]</sup>, 用做基准电压的缓冲器。该放大器使用了 cascode 补偿<sup>[151,152]</sup>, 在保证稳定性的情况下, 改善电路的 PSRR。

由于电路带有时序电路和时钟源, 因此动态的离散时间比较器可以直接用于检测输出电压。相比连续时间比较器持续的静态功耗, 动态比较器只在时钟边沿产生瞬态功耗。在宽频率范围, 特别是低频采样时, 动态比较器可以节省较多能量。SLSC 采用了 Strong-Arm<sup>[153]</sup> 比较器来动态地检测反馈电压, 其电路图如图4-8(d) 所示。比较器产生的瞬时结果, 将传递至锁存器中进行保持操作。为了减小不均衡寄生参数引入的失调, 在差分输入管的源端, 还额外并联了两个等值电容。

#### 4.3.4 电感电流过零检测

为了使变换器在各模式下均工作在 DCM 状态, 需要对电感电流的过零点进行监测, 并进行相关的开关操作。为此, SLSC 电路采用了电感电流过零检测电路 (Zero-Crossing Detector, ZCD), 其结构和工作波形分别如图4-9(a) 和 (b) 所示。当需要进行过零采样时,  $S_E$  信号置低, 采样电阻  $R_S$  被接入电感电流通路, 从而

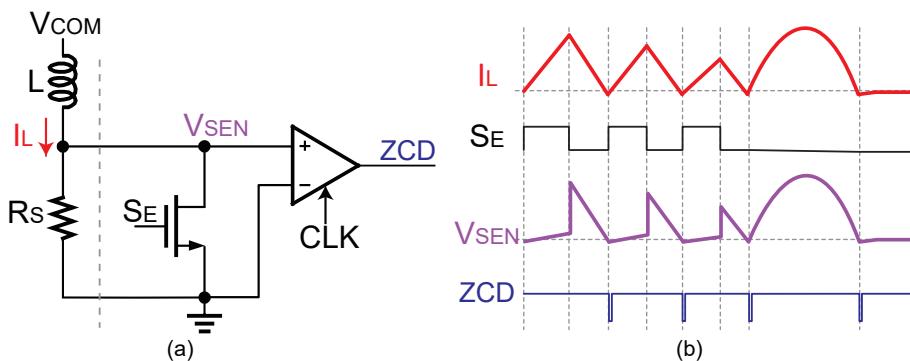


图 4-9 电感电流过零检测电路: (a) 电路结构; (b) 理论工作波形。

Figure 4-9 (a) The circuit and the (b) theoretical waveform of Inductor current zero-crossing detector.

产生采样电压  $V_{SEN}$ 。采样电压  $V_{SEN}$  被由时钟驱动的离散时间比较器读取, 并获得电感电流的过零时刻。当电感充电时, 无需进行过零检测。此时将  $S_E$  信号置高, 其驱动的 NMOS 将采样电阻短路, 从而消除采样电阻引入的额外损耗。ZCD

采用的比较器电路结构与图4-8(d)一致，由于输入共模电压在0附近，其输入管采用了耗尽型的NMOS。

#### 4.3.5 储能监测与量化

压电能量供电的IoT设备，需要供电系统提供储能情况，从而依据可用能量，来安排传感、运算、通讯等任务，防止因能量不足而执行失败。顺应此需求，SLSC电路还具备储能电容电压量化功能，并可以按照设备能量需求，对负载设备提供使能信号。该模块需要具备高耐压、低功耗特性，但无需较高精度。因此，SLSC采用了以二极管正向导通阈值为刻度的电压量化电路，其结构如图4-10(a)所示。两个放大器 $A_4$ 和 $A_5$ 分别读取二极管分压支路电压，并将比较结果送入移位寄存器。移位寄存器将根据比较器的结果，进行移位操作，输出 $SR_0 \sim SR_F$ 信号，以调整串联二极管的数量。当达到稳态时，串联二极管的地电位会出现在 $D_1$ 至 $D_3$ 之间。当SLSC初始化时，为了防止可能的 $V_{sto}$ 高压击穿放大器和电流源，移位寄存器会被上电复位信号重置至最高值，即 $SR_F = 1$ ，然后再逐级下降，直到稳态。储能监测电路的仿真结果如图4-10(b)所示。在启动瞬间，读出值被重置为最高，再逐级下降至准确值。随着储能电压的逐步增大，移位寄存器输出值也将步进增加。

移位寄存器的数据将进一步传输至编码器，转换为4-bit数据 $STO_{Read}$ 。此时，片外负载设备提供的需求电压为 $STO_{Set}$ 。通过数字比较器比较 $STO_{Read}$ 和 $STO_{Set}$ 数值，即可得知当前存储能量是否满足负载设备要求。比较结果 $EN_x$ 将作为使能信号输出至片外。受 $EN_x$ 控制，IoT设备即可在能量充足时运行，能量不足时睡眠。并通过动态调节 $STO_{Set}$ ，实现依据不同任务所需的能量，智能规划传感、运算、通讯等能量需求不同的任务。

#### 4.3.6 冷启动

SLSC电路不带有整流桥结构，且压电换能器与负载间存在开关隔离，因此无法借由拓扑自身结构实现冷启动。在冷启动电路的实现中，我们采用了半桥整流的方式，其电路如图4-11(a)所示。由于压电换能器的振动频率较低，在冷启动时，电感L在低频下可看作导线，因此 $V_{COM}$ 节点视作接地。在UVLO没有使能整个系统的情况下， $M_{11}$ 和 $M_{13}$ 均处于关断状态。此时电阻 $R_{10}$ 将 $M_{12}$ 偏置在二极管连接状态。当 $V_{P1-}$ 为负时，电流可以从 $V_{sto}$ 节点可通过 $M_{12}$ 和 $D_4$ 流向

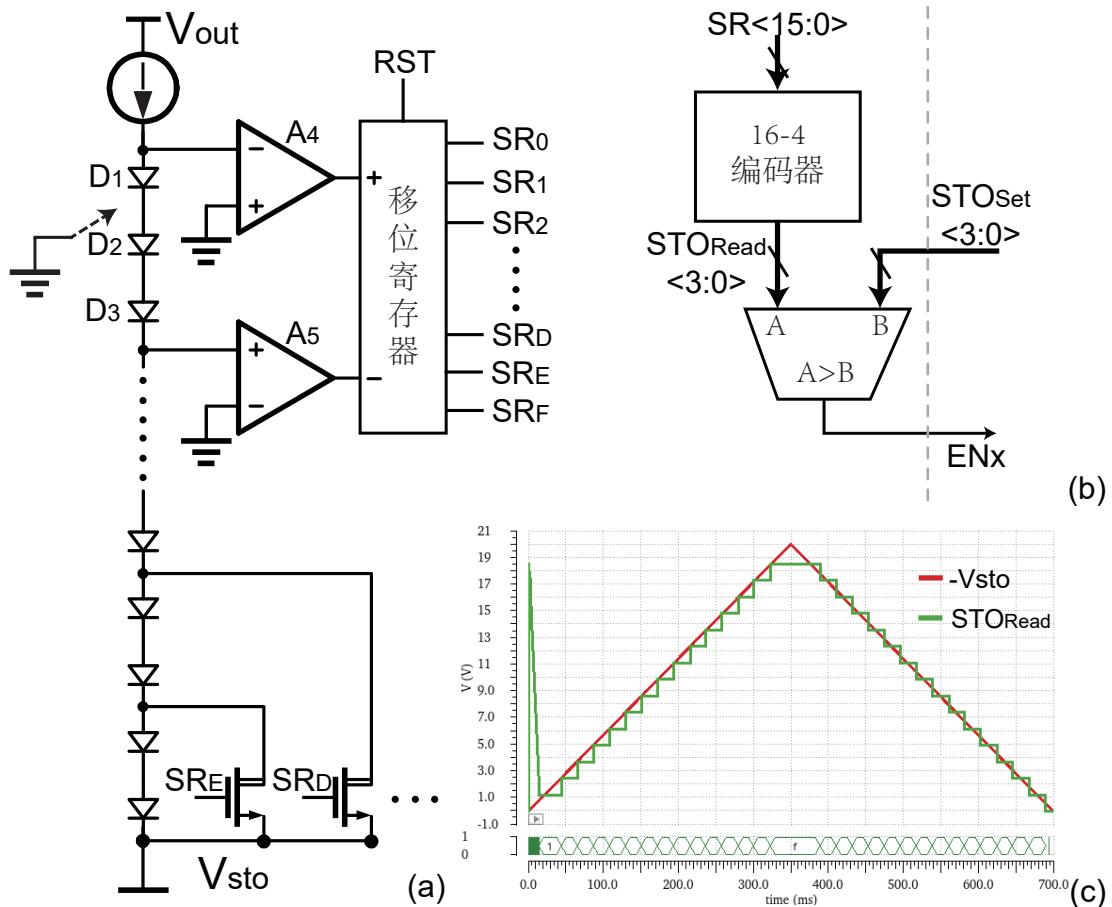


图 4-10 储能电压监测量化电路: (a) 电路结构; (b) 能量驱动的负载使能信号生成电路; (c) 储能电压监测量化仿真结果。

Figure 4-10 Storage voltage quantization circuit. (a) The circuit structure. (b) The energy-driven load-enable signal generator. (c) Simulation result of the storage voltage quantization circuit.

$V_{P1-}$ , 从而使  $V_{sto}$  更负。 $V_{out}$  端的冷启动遵循相同原理, 只是电流方向相反。

当  $V_{sto}$  和  $V_{out}$  均达到阈值电压后, UVLO 将使能整个 SLSC 电路,  $EN$  置高,  $\overline{EN}$  置低。从而  $M_{11}$  和  $M_{13}$  均被导通, 将冷启动功率管  $M_{12}$  和  $M_{14}$  断开。此时冷启动支路的二极管与 MOS 管的体二极管反向, 完全阻断  $V_{P-}$  与储能端和输出端的通路。为了节省静态功耗, 上下拉电阻  $R_{10}$  和  $R_{11}$  均采用了耗尽型偏置电阻的形式, 以较少的面积换取更大的等效阻值。

为使得冷启动过程更快, 三个压电片的冷启动电路有不同配置, 如图4-11(b)所示。其中压电片 1 和图4-11(a)方式相同, 换能器同时向储能端和稳压输出端充电。而对于压电片 2 和 3, 它们分别只对储能端或稳压输出端充电, 类似电压倍增电路 (VD) 的结构。从而让  $V_{sto}$  和  $V_{out}$  在冷启动过程中, 可以更快达到 UVLO 的触发阈值。

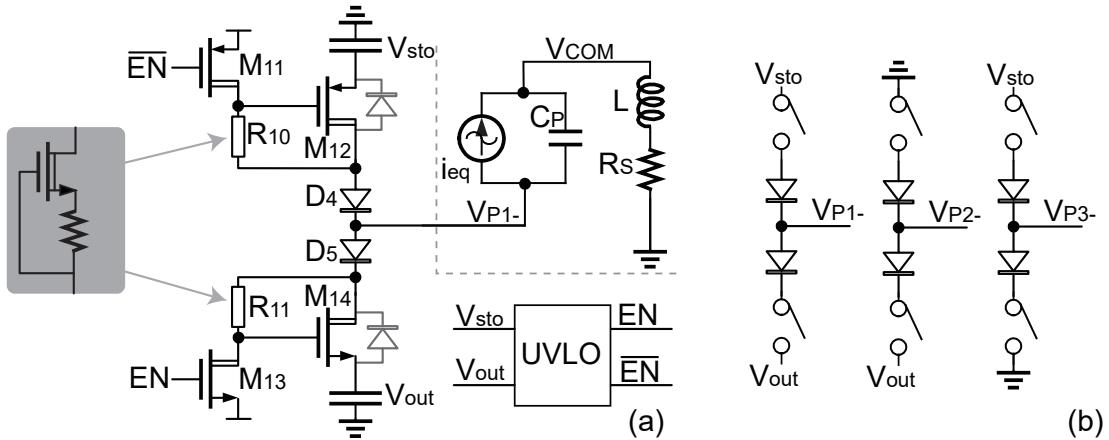


图 4-11 (a) 冷启动及欠压锁定电路原理图。(b) 针对三个压电片的不同冷启动配置。

Figure 4-11 (a) Scheme of cold start and UVLO circuits. (b) Different configurations for three piezoelectric ports.

#### 4.3.7 仿真结果

仿真环境的参数如表4-1，一共使用三个压电片作为环境能量输入。图4-12展示了 SLSC 电路在三个压电片供电时，从冷启动到动态能量收集的过程。4-12(a) 中绿色区域为冷启动状态，此时 SLSC 通过半桥整流电路向储能端和输出端缓慢充电。在冷启动情况下，SLSC 全系统静态电流约为 390 nA。静态功耗远小于压电换能器的输入能量。

表 4-1 仿真参数表。

Table 4-1 Parameters of the circuit in simulation.

参数	描述	值	参数	描述	值
$C_{p1}$	压电片 1 电容	50 nF	$V_{p1,oc}$	压电片 1 开路电压	4.4 V
$C_{p2}$	压电片 2 电容	50 nF	$V_{p2,oc}$	压电片 2 开路电压	4.1 V
$C_{p3}$	压电片 3 电容	50 nF	$V_{p3,oc}$	压电片 3 开路电压	5.0 V
$f_1$	压电片 1 频率	43 Hz	$f_2$	压电片 2 频率	47 Hz
$f_3$	压电片 3 频率	38 Hz	$L$	电感感值	47 mH
$R_s$	电流采样电阻	10 Ω	$C_{sto}$	储能电容	5 μF
$C_{out}$	输出滤波电容	5 μF	$\Sigma P_{FBR,i}$	理想 FBR 总输出功率	129 μW
$\Sigma P_{FBR,u}$	非理想 FBR 输出总功率	107 μW	$P_{SLSC}$	SLSC 电路收集功率	1554 μW

当  $V_{out}$  和  $V_{sto}$  满足欠压锁定阈值时，SLSC 电路将切换入动态收能状态。动态收能时，三个换能器的电压被同步整流开关放大，输出的能量也随之增大，可见储能电容电压被更快速地充电。图4-12(b) 可见输出电压  $V_{out}$  经过冷启动和一段上升过程后，被稳定在 3.5 V 附近。图4-12(c) 展示了 SLSC 电路在动态收能状态下的一个时刻波形。其中压电片 1 和 3 到达了负电压峰值，并依次将能量以 MCEBF 的过程传递给稳压输出端，此时电感电流为负值。而压电片 2 则达到了

正峰值，将能量以相同方式传递给储能端。而此时输出端电压仍然低于重载模式阈值，因此 SLSC 还提取了储能器的能量，用于补充输出端电压。为了便于设计和降低控制功耗，SLSC 集成电路的电荷提取系数  $\beta$  和  $\beta^*$  分别被固定为 0.5 和 0.25。通过对每次电感续流过程计时，来确定当前当前  $v_p$  是否满足  $\beta$  或  $\beta^*$ ，已决定是否停止 CE 操作，并进入 BF 操作。在对三个压电换能器动态收能时，SLSC 全系统消耗电流平均值为 710 nA。表4-1最后两行列举了三个压电片，分别使用理想全桥整流器 (FBR) 和非理想 FBR(带有 0.2 V 二极管压降) 时的理论输出功率。可见，在仿真环境下，SLSC 相较 FBR，能量收集能力有了明显提升。

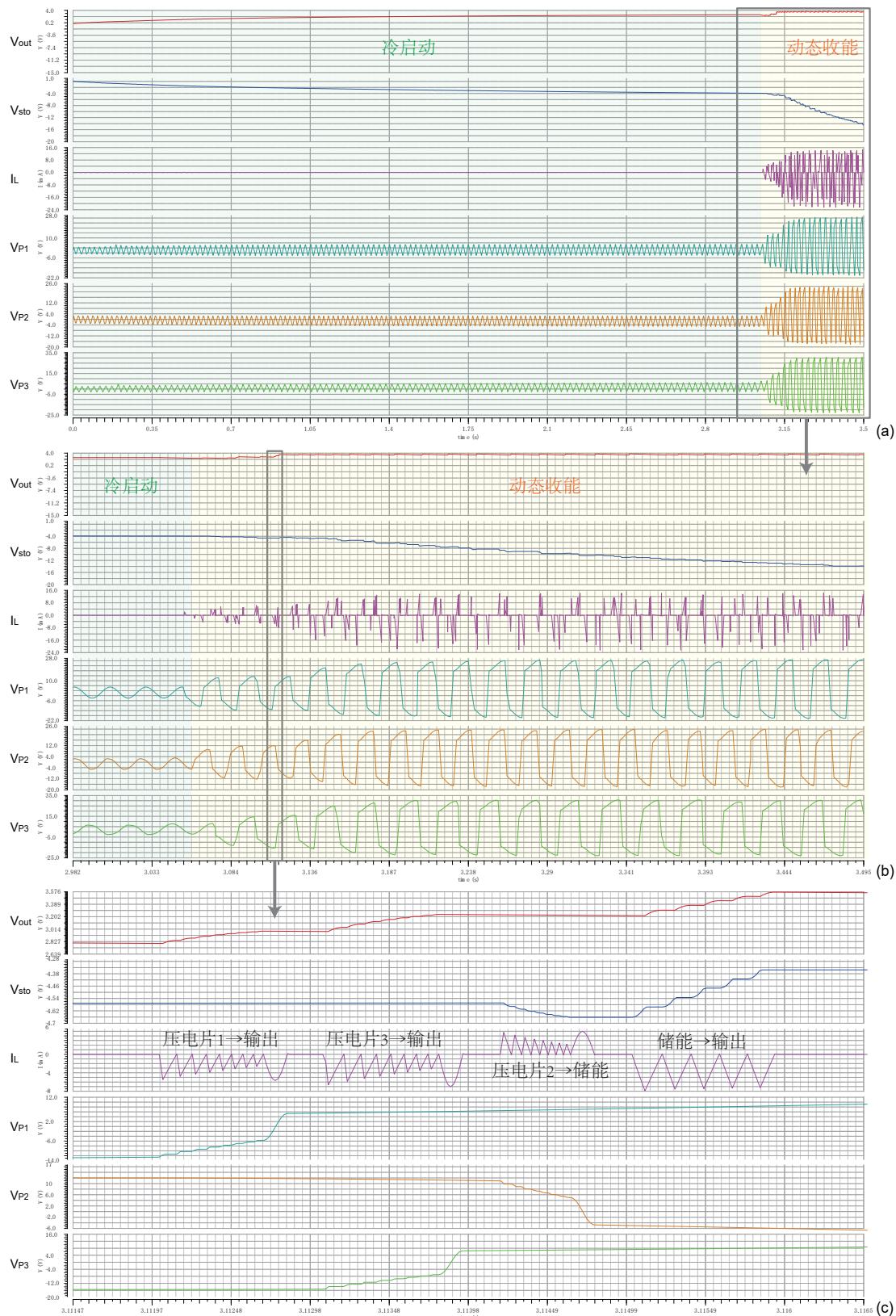


图 4-12 SLSC 仿真结果: (a) 从冷启动到动态收能状态; (b) 动态收能状态放大图; (c) 动态收能时详细过程图。

Figure 4-12 Simulation results for SLSC circuit. (a) From cold start state to active state. (b) The zoomed plot of the active-harvesting state. (c) The detailed plot of the active-harvesting state.

#### 4.4 实验评估

SLSC 电路基于华虹宏力 180nm BCD 平台完成了流片，芯片的版图和显微照片如图4-13所示。芯片有效面积为  $2.6 \text{ mm}^2$ 。

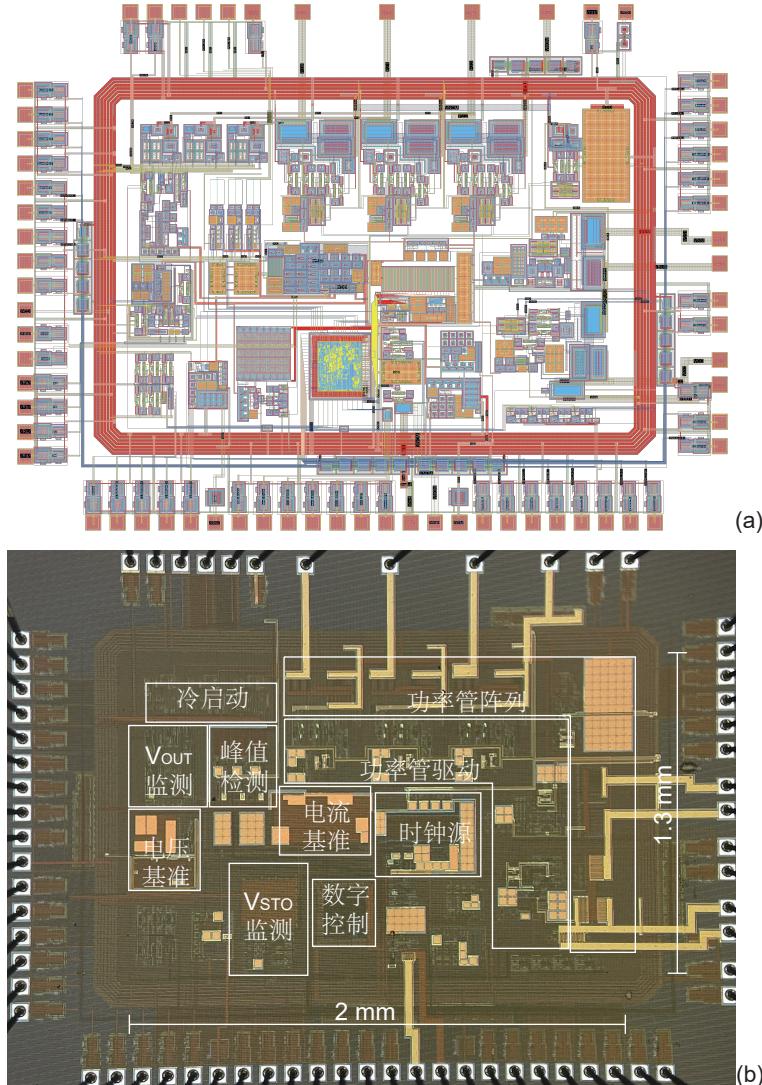


图 4-13 SLSC 压电能量收集集成电路的 (a) 版图和 (b) 芯片显微照片。

Figure 4-13 The (a) layout and (b) die photo of SLSC PEH IC.

##### 4.4.1 冷启动失效分析

将 SLSC 芯片按照设计仿真情况搭建测试平台。实测发现，压电换能器电压  $V_{P1-}$  和  $V_{P2-}$  会被箝位在  $(V_{out} - 6) \text{ V}$ ， $V_{P3-}$  被箝位在  $-6 \text{ V}$  左右。从而压电换能器电压包络被严重限制，BF 操作无法带来预计的能量收益。经过分析，箝位现象由冷启动电路引发，冷启动电路如图4-14(a)所示。其中二极管  $D_5$  需要承受较高耐压，在设计时选用 P 阵/深 N 阵 (PW/DNW) 组成的 PN 结，从而可以经受较高的

反向偏置电压。当 PW/DNW 结正向偏置时，产生的空穴可能向衬底 (PSUB) 注入，即图4-14(b) 中黄色寄生三极管  $Q_2$ 。因此需要额外的收集环来收集这些空穴，为冷启动时正偏的 PN 结提供一个集电极。最终组成的结构即为一个横向 PNP 三极管 (LPNP)，如图4-14(b)  $Q_1$  所示。工艺平台提供了标准的 LPNP 元件，在最小尺寸下，电流放大倍数  $\beta$  可达到 100 以上，图4-14(b) 展示了其侧剖结构。更大的  $\beta$  会使更多电流从  $Q_1$  的发射极 E 流向集电极 C，而减少基极电流分量。从而大幅减小了共享基极的寄生三极管  $Q_2$  漏电。

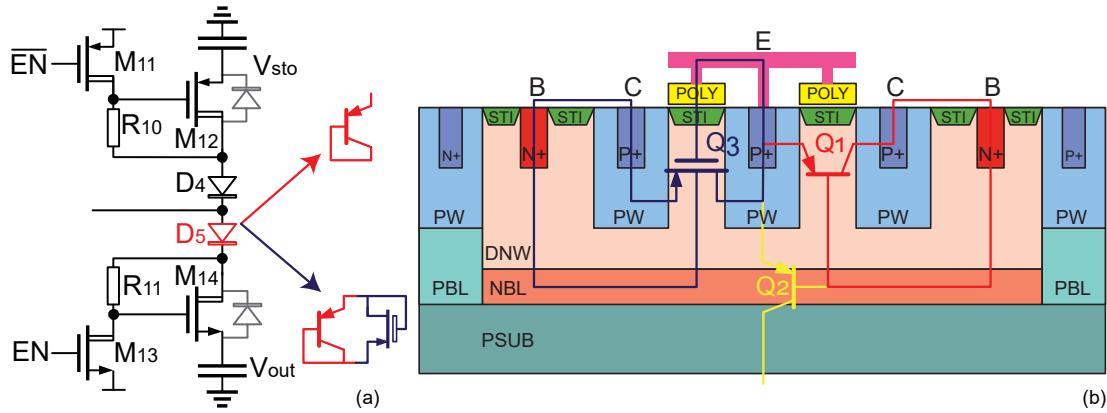


图 4-14 产生箝位现象的冷启动电路: (a) 冷启动电路结构和二极管的等效电路; (b) 横向 PNP 标准单元的剖面示意图。

Figure 4-14 The clamped cold start circuit: (a) The circuit scheme of the cold-start module and the equivalent circuit of the diode. (b) The cross-section view of the lateral PNP standard cell.

为了达到更大的  $\beta$  和降低噪声，该三极管采用了基区覆盖多晶硅的自对准工艺，以降低基区厚度<sup>[154]</sup>。从图4-14(b) 可以看到，C 极和 E 极间的 DNW 上覆盖有一层多晶硅 (poly)，以实现 PW 注入过程的自对准。然而这层多晶硅与浅沟隔离 (Shallow Trench Isolation, STI) 和 DNW 共同组成了一个 PMOS 结构  $Q_3$ 。其中 STI 作为栅氧，C 极和 E 极则变为该寄生 MOSFET 的源极和漏极。在 LPNP  $Q_1$  的 BC 两极短接时，对应寄生 MOSFET  $Q_3$  的衬底和源极 (BS) 短接。该 LPNP 的标准单元结构和设计规则要求，均将多晶硅通过金属层连接至 E 极，对应寄生 MOSFET 的栅漏 (GD) 短接。最终呈现的寄生 MOSFET 和连接方式如4-14(b) 中蓝色  $Q_3$  所示。 $Q_3$  为二极管连接的 PMOS，且与  $Q_1$  极性相反。因此，当  $Q_1$ (冷启动电路中的  $D_5$ ) 的反向偏置到达寄生 PMOS 阈值时，将会产生漏电，而无法达到 PW/NBL 结的耐压。

然而，工艺平台的 SPICE 模型和表征结果均未覆盖寄生 PMOS 的情况。且在检查版图寄生沟道时，未涉及到标准单元以下的层次。这些因素共同导致了实

测结果与设计仿真的较大差异。由于  $V_{P_1}$  节点被箝位，因此 SLSC 集成电路的功率级无法如设计预期工作。实验测试需要考虑搭建外围电路，以屏蔽被箝位的功率级，复现 SLSC 电路的正常运行过程。

#### 4.4.2 实验平台

为了正常测试 SLSC 电路的特性，需要屏蔽被箝位的功率管。实验时采用了分立 MOSFET 来重建功率支路，其原理图如图4-15所示。以压电片 1 为例，由于  $V_{P1-}$  节点被失效的冷启动电路箝位，因此将开关  $S_{P,1}$  端口浮空。但仍保留压电片 1 的峰值检测引脚连接。将本用于调试的驱动  $SW_{P,1}$  信号引出，用于控制片外开关。片外开关仍然采用 PMOS 和 NMOS 串联而成的双向开关结构。为了保证双向开关正常导通和关断，与片内一样，需要对驱动型号进行死区补偿。当  $SW$  置高时，N 管驱动  $SN$  即置高，P 管驱动  $SP$  则延时一段时间  $T_{del}$ 。当  $SW$  置低时， $SP$  立即置高， $SN$  则延迟  $T_{del}$  后响应。通过上述死区补偿，可以保证 P 管导通前一刻，源端已经稳定接地，从而保证 P 管的正常导通。对于关断过程与之原理一致。实验采用了 FPGA 完成上述死区补偿，并通过 RC-T 型偏置驱动电路来驱动分立 MOSFET 元件。

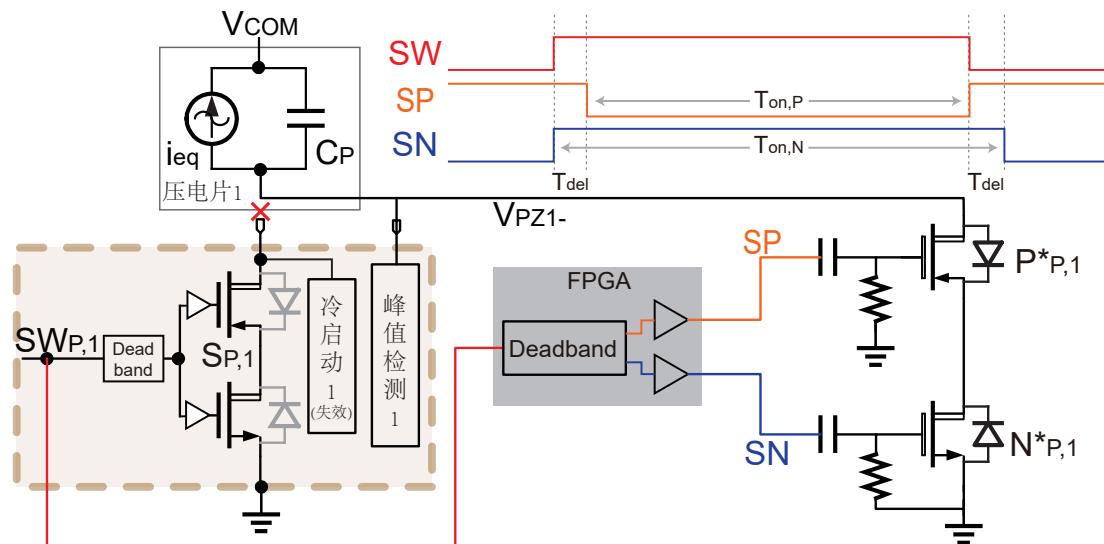


图 4-15 屏蔽片内被箝位开关的方案原理图。

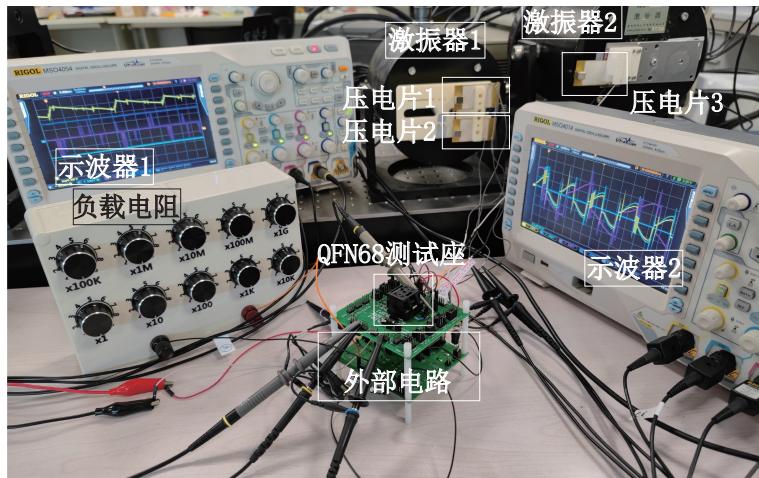
Figure 4-15 Principle of shielding the clamped switches.

实验平台如图4-16(b)所示。待测芯片封装为 QFN68 形式，并安装于测试座内。测试电路分为两块印刷电路板，上层为待测芯片转接板，下层为外部电路承载板。压电换能器采用了常见的蜂鸣片，将压电片 1 和压电片 2 共同夹持在同一个激振器上，而压电片 3 则独立夹持在另一个激振器上。压电片 1 和压电片 2

之间还有一刚性连接，以保证两个换能器有相同的机械谐振频率。外部电路中，IRLML2803 NMOS 和 IRLML5103 PMOS 用于替代的被箝位的片内开关。无源器件采用了 10 mH 的工字电感和 100  $\mu$ F 的铝电解电容。实验平台的具体参数表如表4-2所示。

**表 4-2 SLSC 集成电路的测试平台参数表。**  
**Table 4-2 Parameters of the experimental platform for SLSC IC.**

参数	描述	值	参数	描述	值
$C_{p1}$	压电片 1 电容	69.4 nF	$V_{p1,oc}$	压电片 1 开路电压	2.45 V
$C_{p2}$	压电片 2 电容	52.5 nF	$V_{p2,oc}$	压电片 2 开路电压	2.8 V
$C_{p3}$	压电片 3 电容	72.1 nF	$V_{p3,oc}$	压电片 3 开路电压	2.25 V
$f_1$	压电片 1 频率	64.7 Hz	$f_2$	压电片 2 频率	64.7 Hz
$f_3$	压电片 3 频率	34.6 Hz	$L$	电感值	10 mH
$R_S$	电流采样电阻	10 $\Omega$	$C_{sto}$	储能电容	100 $\mu$ F
$C_{out}$	输出滤波电容	100 $\mu$ F			



**图 4-16 SLSC 压电能量收集与管理集成电路实验测试平台。**  
**Figure 4-16 Experimental platform for SLSC PEHM IC.**

#### 4.4.3 功能验证

当使用三个换能器时，SLSC 电路的运行波形如图4-17所示。其中 (a)~(c) 为采用单端探头的示波器截图，(d)~(f) 为对应波形做差分处理后的压电电压 ( $V_P$ ) 和电感电流  $I_L$ 。由于 SLSC 可以直接提取压电能量并提供稳压输出，其工作状态会随着负载电阻改变而变化。

图4-17(a) 为 100 k $\Omega$  负载时的情形，此时稳压模式可以完全提供负载所需的功率。因此无需提取储能电容的能量，即可完全维持稳压输出。随着能量收集的进行，储能电容电压会逐渐增加(更负)。

图4-17(b) 为  $50 \text{ k}\Omega$  负载时的工作波形，此时稳压模式无法完全满足负载的功率需求。所以需要周期性地提取储能电容能量，用于维持负载端的电压。图4-17(b) 中间的重载模式区域，即完成了一次储能器向负载端充电的过程。 $50 \text{ k}\Omega$  负载下，SLSC 的工作过程放大波形图4-17(d)~(f) 所示。图4-17(d) 为压电片 3 向负载端充电的波形。SLSC 先以多步电荷提取 (MCE) 的方式，抽取压电电容能量。而后通过偏置翻转 (BF) 扩大压电电压包络。值得注意的是，在 MCE 过程中，电感充电通过定时器控制，因此无需采样电阻。此时采样电阻被短路，以提升能量转换效率。当电感续流时，采样电阻被接入，以精确采集电感电流过零时间。图4-17(e) 展示了压电片 1 和 2 同时向储能端充电的情形。其原理与图4-17(d) 类似，但方向相反。值得注意的是，当两个换能器在几乎相同时达到峰值电压时，SLSC 依然可以按次序进行能量提取操作，而不会出现互相干扰的情形。当负载电压  $V_{\text{out}}$  足够，且  $V_P$  达到负峰值时，如图4-17(f) 所示，SLSC 电路将直接进行 BF 操作，而不向负载充电，以防止  $V_{\text{out}}$  超压。

作为稳压电路，SLSC 还需要具有较好的瞬态负载响应。图4-17(c) 展示了 SLSC 电路负载从  $10 \text{ M}\Omega$  ( $0.33 \mu\text{A}$ ) 跳变至  $2 \text{ k}\Omega$  ( $1.65 \text{ mA}$ ) 时的负载响应。当负载电流瞬时变大时，SLSC 快速响应，进入重载模式，将储能器能量提取至输出端。在此过程中，SLSC 保持了约  $30 \text{ mV}$  的输出电压纹波，且没有明显的过冲现象发生。

#### 4.4.4 性能评估

全桥整流器，不仅作为一种基本压电接口电路，也常被用作评估新型接口电路性能的基准。式(2-11)显示了单个全桥整流电路可以输出的极限功率。对于多个压电换能器的情形，三个全桥整流器并联产生的功率，亦可写做整流后电压  $V_{\text{rec}}$  的函数：

$$P_{3\text{FBR}}(V_{\text{rec}}) = \sum_{x=1}^3 P_{\text{FBR},x}(V_{\text{rec}}) \quad (4-14)$$

令其最大值为  $P_{3\text{FBR},\max}$ 。定义 SLSC 电路的质量因数 (或功率增益) $FoM$  为

$$FoM = \frac{P_{\text{SLSC}}}{P_{3\text{FBR},\max}} \quad (4-15)$$

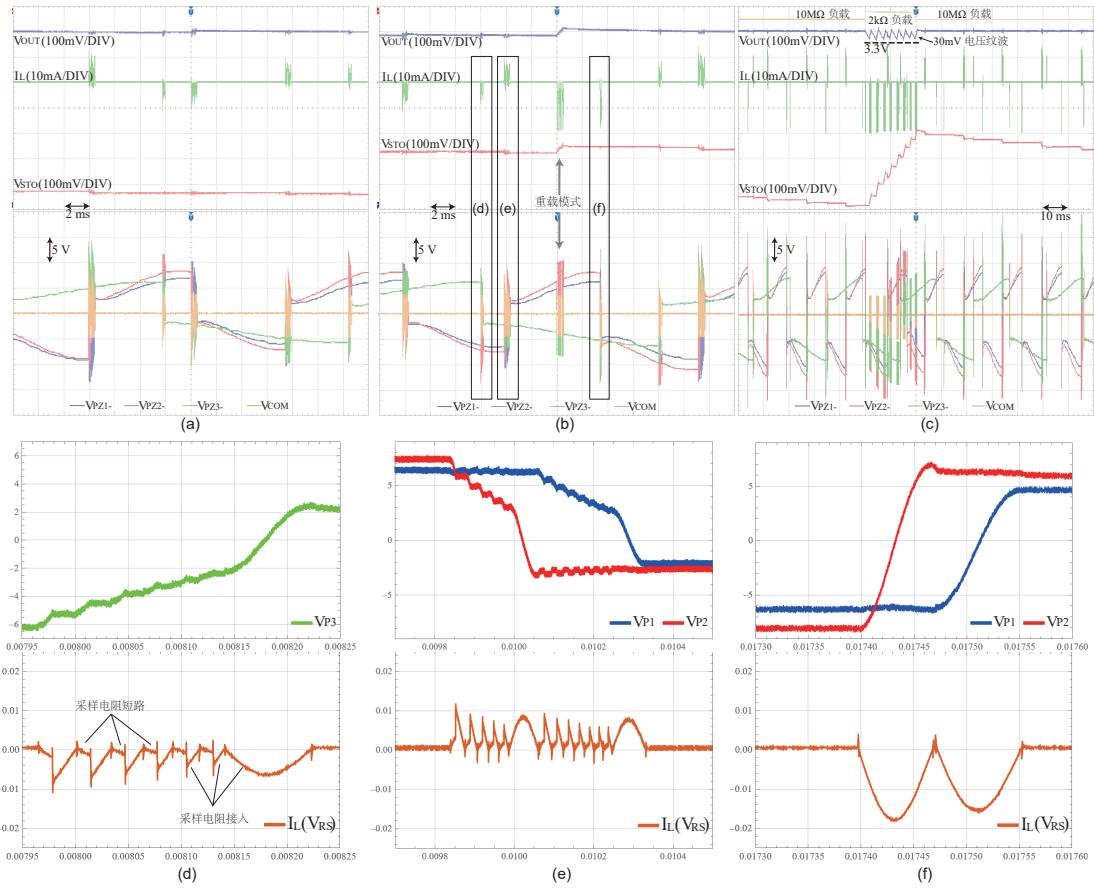


图 4-17 SLSC 压电能量收集集成电路的运行波形: (a)100k $\Omega$  负载; (b)50 k $\Omega$  负载; (c) 突发负载。50k $\Omega$  负载时 (d) 压电片 3 向负载端充电; (e) 压电片 1 和 2 同时向储能端充电; (f) 压电片 1 和 2 同时偏置翻转。

Figure 4-17 Measured waveform of SLSC PEH IC: (a) 100 k $\Omega$  load, (b) 50k $\Omega$ , (c) load transient. Zoomed waveform for 50k $\Omega$  load condition: (d) piezo 3 charges the load device, (e) both of piezo 1 and 2 charge the storage node, and (f) both of piezo 1 and 2 take bias-flip action.

图4-18(a)展示了当负载开路, 只进行储能模式的SLSC电路所收集的功率。在储能电压为-3.4 V时, SLSC电路可以收集6.69倍于非理想全桥(0.2V二极管压降)的功率, 即  $FoM_u = 6.69$ 。而相对于理想全桥, 功率增益  $FoM_i$  为4.73。储能电压较高( $V_{sto} = 10.3V$ )时,  $FoM_u$  为4.14, 而  $FoM_i$  则为2.93。

当SLSC电路被接入负载后, 保持  $V_{sto}$  在-4 V附近, 其收集功率如图4-18(b)所示。在较宽的负载范围内, SLSC电路均可以较大功率俘获压电能量, 且功率几乎不随负载变化。功率最大点出现在负载功率等于收集功率附近, 此时  $FoM_u$  为8.13, 而  $FoM_i$  为5.75。而负载近似开路时,  $FoM_u$  为6.45, 而  $FoM_i$  为4.57, 与仅进行储能模式的情形一致。上述负载电阻区段对应着物联网设备在休眠或低功耗模式下的轻载功耗。而SLSC电路在轻载时可以表现出较高的能量收集能力。

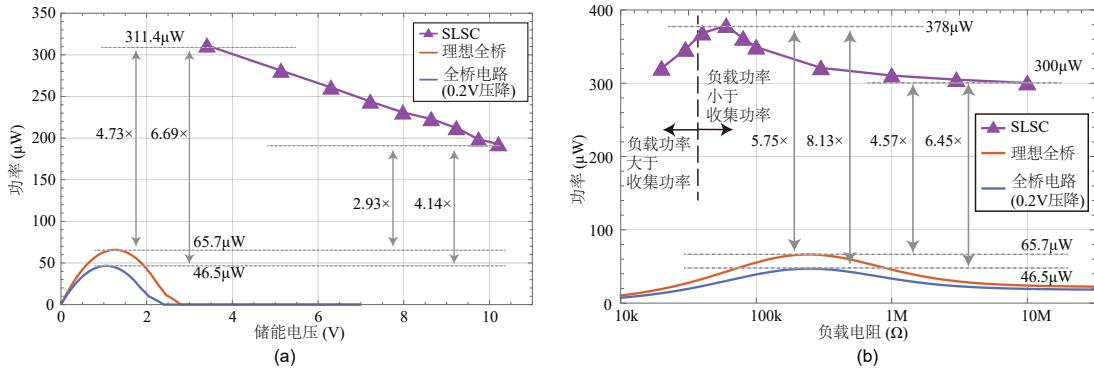


图 4-18 SLSC 集成电路的测试结果: (a) 不同储能电压下的收集功率; (b) 不同负载电阻下的收集功率。

Figure 4-18 Measured result for SLSC PEH IC. (a) Harvested power under different storage voltage. (b) Harvested power under different load resistance.

图4-19则展示了 SLSC 在重载模式下的转换效率。实验测量了不同负载和不同储能电压下的转化效率。其最高效率出现在负载较重时，峰值效率可达到 88.6%。且在各储能电压下，重载效率均高于 84%。重载情况对应了物联网设备在工作态下较大的负载电流。较高的重载模式效率，可以保证物联网设备在运行任务时，系统能维持较高的能量利用率。

如第二章提到的，无电池物联网设备具有较长时间的轻载状态，和突发的短促的重载状态。SLSC 在轻载下能维持较高的收集能力，且在重载下保证较高的能量转化效率。因此 SLSC 电路可以为间歇工作的物联网设备，提供较合适的振动能量供电解决方案。

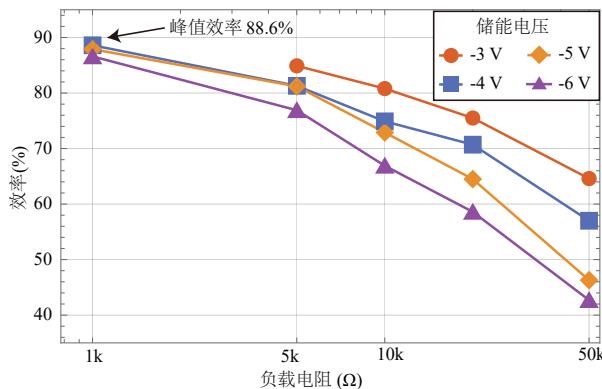


图 4-19 重载模式下 DC/DC 转换效率。

Figure 4-19 DC/DC conversion efficiency under the heavy load mode.

#### 4.4.5 能量缓存与释放

为了验证 SLSC 储能量化电路的运行效果，我们还使用了 ESP32-C3 SoC 与 SLSC 通讯，并模拟 IoT 设备在不同工况下的能量需求。实验中，微控制器会预

先规划任务所需的能量，并以 4-bit 信号设置 SLSC 芯片的能量管理电路。SLSC 可根据设置所需的能量阈值，来为负载设备提供使能信号。实验波形如图4-20所示。测试结果中，储能电压量化电路的读出结果与储能电压的关系式为

$$\text{STO}_{\text{Read}} \approx -\frac{V_{\text{sto}}}{1.4} \quad (4-16)$$

任务 1 的功耗需求较低， $\text{STO}_{\text{Set}}$  先被设置为 0101( $V_{\text{sto}}$  目标值-7V)。当  $V_{\text{sto}}$  储能至-7.2 V 时， $EN_X$  被置高，负载设备开始运行，开始快速消耗储能电容的能量。此时  $\text{STO}_{\text{Set}}$  被设置为 0011( $V_{\text{sto}}$  目标值-4.2V)。随着负载消耗，当  $V_{\text{sto}}$  被消耗至-4.2V 时， $EN_X$  立即置低，通知负载设备能量不足。此后 SoC 停止工作，并为能量需求更高的任务 2 做准备，对应的  $\text{STO}_{\text{SET}}$  为 0111，且在-9.7V 时触发任务执行。

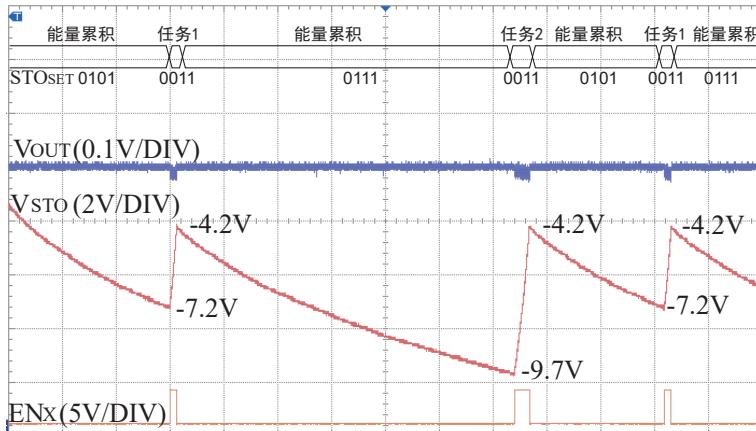


图 4-20 内置能量管理电路的能量储存与释放过程。

Figure 4-20 Energy buffer and release process of the internal energy management circuit.

图4-20中，储能量化电路的工作过程具有较好一致性。通过动态配置能量管理电路的目标电压，可以保证负载端的 IoT 设备在“能量驱动”的模式下可靠运行。

#### 4.4.6 结果对比与评估

上述实验结果，从运行过程、能量收集性能、转换效率和能量管理等角度评估了 SLSC 电路的有效性。其中主要实验结果与相关文献报道的对比，详见下表：

**表 4-3 SLSC 实验结果与相关文献对比表。**  
**Table 4-3 Comparison table among SLSC and other related works.**

文献/工作	Meng. [55]	Chen. [104]	Peng. [64]	本工作
工艺平台 (nm)	350	180	180	180
PEH 技术	VM-SECE	SPFCR	SaS	SLSC
$C_p$ (nF)	17~49	22	8	69/53/72
振动频率	90~160	200	53/85	65/65/35
输出功率 ( $\mu\text{W}$ )	13	64	15	378
FoM (理想全桥)	N/A	6.2	5.41	5.75
FoM (非理想全桥)	5.11	9.3	N/A	8.13
稳压输出	×	√	×	√
多压电换能器	√	×	×	√
能量管理功能	×	×	×	√

## 4.5 本章小结

本章提出的源-荷-储互补 (SLSC) 压电能量收集与管理 (PEHM) 电路及其集成电路，作为第一款协同设计的硬件方案，完全汇总了 PEHM 系统的所有功能。SLSC 可以从压电换能器直接提取能量，并直接提供稳压输出和储能，完全打破了传统 PEHM 电路的链式拓扑。在电路结构上，SLSC 基于“多步电荷提取与偏置翻转”(MCEBF)，并进行了多输入多输出 (MIMO) 重构。本章分析了 SLSC 的运行过程，集成电路架构和电路模块的细节结构。仿真和实测结果均体现出 SLSC 较强的压电俘能能力，实验中 SLSC 可以收集 8.13 倍于全桥整流电路 (FBR) 的能量。针对物联网设备轻重两种不同负载工况，SLSC 可以提供较高的能量收集能力和重载转换效率。SLSC 的能量管理电路，可以根据负载要求，动态调整，从而实现 IoT 设备“能量驱动”的运行方式。由于冷启动电路箝位了功率开关，导致实验并没有覆盖到冷启动和自供能运行的部分。其余部分实验结果，依然显示出 SLSC 作为压电供电系统解决方案的可行性和潜力。

## 第5章 三晶体管能量管理电路

上一章我们提出了源-荷-储互补 (SLSC) 压电能量收集 (PEH) 电路，为 PEH 提供了系统性的优化解决方案。其中的可重构储能监测量化电路可以实现动态能量管理 (EM)，使负载工作在“能量驱动”的模式下。近几年，PEH 电路的研究随着集成电路的引入，性能和功能均在不断提升。但在应用端研究中，物联网研究者难以接触到这些定制集成电路，更难以借助这些先进电路来构建无源物联网系统。当前常见的商用能量管理芯片在功耗、耐压、可配置性方面，难以满足无电池物联网的需求。因此，我们希望提出一种简易、通用、可配置、低成本的分立元件解决方案，以助推广泛分布的无电池物联网的研究、发展和应用。

### 5.1 引言

物联网设备执行一个特定任务，需要的能量相对确定。而任务运行过程中如能量不足，会直接导致执行失败，对应的能量则被完全浪费。因此在无源物联网系统中，能量管理至关重要。第二章的能量管理部分简单地介绍了欠压锁定 (UVLO) 与无电池物联网需要的“能量缓存释放”之间的区别。其中图2-6展示了无电池物联网中 EM 电路的原理和波形。

PEHM 系统中，在能量通过收能电路后，将交由 EM 电路来处理。其能量管理电路，在原理上可以总结为图5-1所示结构，其中换能器和收能电路被简化为电流源输入  $I_{in}$ 。 $C_{st}$  作为储能电容。能量感知模块监测存储电压  $V_{st}$ ，并控制负载开关  $S_1$  的通断。稳压器则为负载设备提供一个相对稳定的输出电压。图 5-1(b) 和 (c) 显示了在 EM 电路累积和释放两种状态下的电流分布。在能量累积状态下，存在多个路径对输入电流  $I_{in}$  进行分流。为了不断地从环境中获得能量累积，图5-1(b) 电路应始终保证

$$I_{st} = I_{in} - I_{RG} - I_L > 0 \quad (5-1)$$

否则，电路无法等到能量增益，并始终箝位在累积状态。图5-1(c) 为 EM 电路在能量释放状态下的情形，此时大部分电流被负载设备消耗。此时额外的分流支路会降低电路效率，但不会对功能产生影响。因此，保证能量累积过程的正常进

行，是无源物联网可靠运行的关键所在。

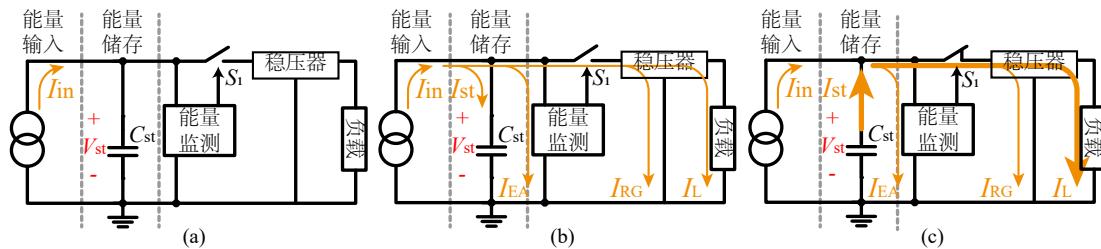


图 5-1 环境能量供电设备的能量管理电路: (a) 一般拓扑; (b) 能量累积状态; (c) 能量释放状态。

Figure 5-1 Energy-management circuit for EH-powered devices. (a) General topology. Current distribution in (b) energy accumulation state and (c) energy release state.

此外，能量管理电路的耐压也是重要参数。在压电和摩擦电能量收集中，输入电压非常高，可达数十伏。超耐压工作会导致更多的能量损失。在轻载和空载条件下，高输入电压会危害整个系统的使用寿命和安全性。在设计和应用能量管理电路时，还应考虑成本和尺寸等其他因素。

在最近几年的文献中，可以发现不少研究者花费了相当努力，来实现无电池物联网的能量管理。正如第二章中分析的那样，当前商用电压监测芯片依然难以满足无源物联网的能量管理需求。基于比较器的半定制方案也面临着功耗、耐压、冷启动等方面挑战。为此不少研究者也转而利用分立元件搭建能量管理电路 [33,73,78–80]。分立元件的丰富性、高耐压和低成本，反而为能量管理电路的构建提供了便利。以分立元件为基础的能量管理电路，其拓扑架构可以被总结为带正反馈环的模拟电路，如图5-2(a)所示。S<sub>1</sub>是一个控制负载的功率开关。S<sub>2</sub>在导通瞬态时短路 R<sub>2</sub>以建立正反馈回路。通过引入较大的电阻，可以降低电路在能量累积状态下的功耗。

设计能量感知电路的主要挑战是启动时发生的潜在故障。这种现象被称为“锁止”(lock-up)或“电压崩溃”(voltage collapse)<sup>[78]</sup>。锁止效应导致的失效原理如图5-2(b)所示。由于正反馈环路的增益有限，在完全导通负载前，S<sub>1</sub>和S<sub>2</sub>有一个半导通的时刻。因此负载开关S<sub>1</sub>分流了一部分额外的电流。在S<sub>2</sub>完全短路R<sub>2</sub>并提升V<sub>1</sub>之前，如果I<sub>1</sub>+I<sub>2</sub>≥I<sub>in</sub>，V<sub>st</sub>将被箝位在当前位置。当S<sub>1</sub>和S<sub>2</sub>不匹配时，这个问题变得更严重。为了应对此问题，研究者给出了两种解决方案。一种方法是用多级放大器去提高A<sub>1</sub>的增益<sup>[78]</sup>。另一个是在A<sub>1</sub>和S<sub>2</sub>之间插入一个RC延时单元，以推迟负载电路的上电<sup>[79]</sup>。引入更多器件会带来功耗的提升，降低了能量累积模式下的可靠性，并提升了大量部署时的成本。

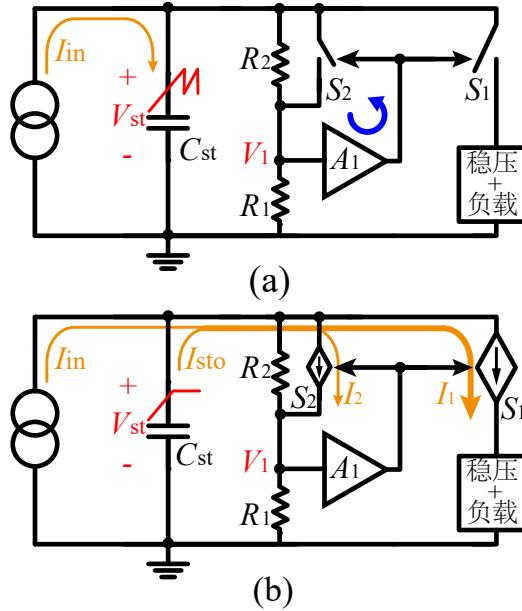


图 5-2 (a) 基于分立元件的能量管理电路的一般拓扑结构。(b) 其由导通瞬间漏电带来的潜在失效风险。

Figure 5-2 (a) General topology of discrete EM circuit. (b) Its potential failure mechanism due to load leakage during turn-on transient.

基于这些已有的技术和思想，EH 供电的无源物联网设备的能量管理应具备以下特点：(a) 能量感知功能；(b) 极低的耗电量；(c) 最小的器件数量；(d) 从 0 V 冷起动的能力；(e) 在低输入功率时具备可靠性，防止锁止现象发生。为此，本文提出了极低功耗的三晶体管能量管理 (3T-EM) 电路，以用于 EH 供电的 IoT 设备。它只包含三个有源器件，在能量感知的基础上还实现了负载开关和稳压输出功能。

## 5.2 3T-EM 电路原理

3T-EM 能量管理电路结构如图 5-3 所示。换能器和接口电路输入提供的能量被简化为电流源  $I_{in}$ 。 $C_{st}$  作为累积输入能量的储能器。3T-EM 电路包含三个晶体管，一个增强型 NMOS  $Q_n$ ，一个双极型 PNP 晶体管  $Q_p$  和一个耗尽型 NMOS  $Q_d$ 。 $Q_n$  和  $Q_p$  形成一个正反馈循环，以在设定的阈值电压处开关负载。 $Q_d$  可以在能量输出状态下提供一个相对稳定的输出电压。耗尽型 NMOS 稳压器已被证明可以驱动基于微控制器的 IoT 节点<sup>[73]</sup>。电阻  $R_1 \sim R_5$  用来调节开关阈值电压，并满足如下关系

$$(R_3 + R_4) \gg R_5 \gg R_o \quad (5-2)$$

$R_2$  作为一个可选电阻，用于调节 3T-EM 电路的迟滞区间。

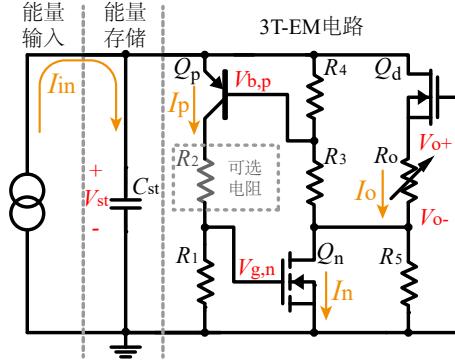


图 5-3 3T-EM 能量管理电路结构。

Figure 5-3 The scheme of proposed 3T-EM circuit.

3T-EM 电路的四个工作模式如图 5-4 所示。图 5-4(a)-(d) 给出了电路在各模式下的导通支路和电流流向。图 5-4(e) 显示了  $Q_p$  基极、 $Q_n$  栅极和输出节点电压的理论波形。

#### 5.2.0.1 关断态(能量累积模式)

当存储电容的电压  $V_{st}$  较低时,耗尽型 NMOS  $Q_d$  自然导通,则  $V_{st} \approx V_{o+} \approx V_{o-}$ 。随着  $V_{st}$  的增加,  $Q_d$  进入弱反型状态。由于  $R_5 \gg R_o$ ,  $V_{o+}$  和  $V_{o-}$  可认为近似相等,并被箝位在  $Q_d$  阈值电压  $|V_{th,d}|$  处。这种现象如图 5-4(e) 的红色区域所示。从而关断态下,全电路消耗的静态电流也被箝位在  $I_{q,max,off}$ ,其值约为

$$I_{q,max,off} \approx |V_{th,d}| / R_5 \quad (5-3)$$

的后续  $V_{st}$  的增量,将作为  $Q_p$  的驱动电压。

#### 5.2.0.2 导通瞬态

在导通瞬态时,  $Q_p$  和  $Q_n$  均已获得一定的驱动电压,并建立起如图 5-4(b) 所示的正反馈环路。此时  $Q_p$  的驱动电压可表示为

$$|V_{be,p}| = V_{st} - V_{b,p} = (V_{st} - |V_{th,d}|) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (5-4)$$

$Q_p$  的集电极电流为

$$I_p = I_s \exp(|V_{be,p}| / V_T) \quad (5-5)$$

其中  $I_s$  为 SPICE 模型中的传输饱和电流,  $V_T$  为热电压 (室温下约为 26 mV)。 $I_s$  也可以从数据表中提取,

$$I_s = I_{c0} / \exp(|V_{be0}| / V_T) \quad (5-6)$$

其中  $I_{c0}$  和  $V_{be0}$  是三极管  $Q_p$  数据表中的集电极电流和基极电压。因此方程 (5-5) 可以进一步推导为

$$I_p = I_{c0} \exp\left(\frac{|V_{be,p}| - |V_{be0}|}{V_T}\right) \quad (5-7)$$

我们定义  $V_{g,n} = V_{th,n}$  作为导通的临界点, 从而方便工程估计。在临界点时

$$V_{g,n} = I_p R_1 = V_{th,n} \quad (5-8)$$

因此, 3T-EM 电路的导通阈值电压可按如下公式求解

$$V_{st,on} = \left[ |V_{be0}| + V_T \ln\left(\frac{V_{th,n}}{I_{c0} R_1}\right) \right] \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) + |V_{th,d}| \quad (5-9)$$

3T-EM 导通瞬态波形如图 5-4(e) 中蓝色阴影部分所示。

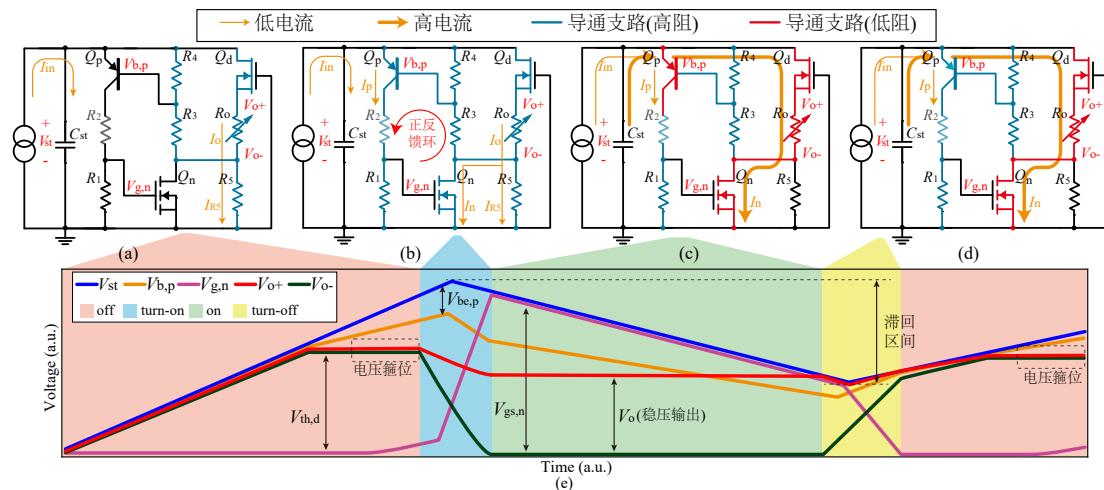


图 5-4 3T-EM 电路的运行模式: (a) 关断态 (能量累积模式); (b) 导通瞬态; (c) 导通态 (能量释放模式); (d) 关断瞬态。

Figure 5-4 The operating phases of proposed 3T energy awareness circuit. (a) Off state (energy accumulation). (b) Turn-on transient. (c) On state (energy extraction). (d) Turn-off transient. (e) Theoretical waveforms of each node during operating phases.

### 5.2.0.3 导通态 (能量释放模式)

3T-EM 电路在导通态下,  $Q_p$  和  $Q_n$  相互闩锁,  $Q_n$  被偏置入深线性区。因此  $V_{o-}$  节点被 NMOS  $Q_n$  接地。此时耗尽管  $Q_d$  和负载电阻  $R_o$  形成了一个源跟随器。

$Q_d$  工作在饱和区，其漏极电流满足

$$I_{ds,d} = K_{p,d} \frac{W}{L} (V_{gs,d} - V_{th,d})^2 \quad (5-10)$$

其中  $K_{p,d}$ ,  $W$ ,  $L$ ,  $V_{th,d}$  分别为  $Q_d$  的工艺常数, 沟道宽度, 沟道长度和阈值电压, 可以在其 SPICE 模型中找到。但 SPICE 模型参数难以直接从参数表中获取, 同样需要做进一步的设计简化。设饱和漏极电流为  $I_{ds0,d}$ , 对应的栅极电压为  $V_{gs0,d}$ , 我们可以从参数表中提取出两者之间的关系,

$$K_{p,d} \frac{W}{L} = \frac{I_{ds0,d}}{(V_{gs0,d} - V_{th,d})^2} \quad (5-11)$$

由式 (5-10) 和 (5-11) 可求解导通状下的 3T-EM 电路输出电压为

$$V_o = -V_{th,d} - \sqrt{\frac{I_o}{I_{ds0,d}}} (V_{gs0} - V_{th,d}) \quad (5-12)$$

对于耗尽型 NMOS  $Q_d$ , 阈值电压为负。因此, 当负载电流  $I_o$  较低时, 输出电压

$$V_o \approx |V_{th,d}| \quad (5-13)$$

此时  $Q_d$  可视作负载调整率有限的线性稳压器。大多数用于物联网应用的低功耗 SoC 支持宽输入电压。例如, 常见的低功耗 SoC, 如 nRF52832 和 STM32L476RG 均支持 1.7 V ~ 3.6 V 的输入电压。以 Infineon BSS159N 耗尽型 NMOS 为例, 仿真结果如图 5-5所示。由图 5-5(a) 可知, 在输出电压大于 1.7 V 的情况下, 输出电流可达 20mA, 可满足基于上述 SoC 的 IoT 节点的运行需求<sup>[70,155]</sup>。这种简易稳压方法也可以满足良好的电源抑制比 (PSRR), 如图 5-5(b) 所示。

与 LDO 和 DC/DC 稳压器不同, 此类的稳压机制没有额外的静态电流和上电功耗。耗尽管的输出电流有限, 且负载调整率相对较差。但对于低功耗宽电压 SoC 而言, 上述两项缺陷影响有限。

#### 5.2.0.4 关断瞬态

导通态下, 负载设备快速消耗存储的能量,  $V_{st}$  迅速下降。此时,  $Q_p$  或  $Q_n$  会因为驱动电压不足, 而无法维持导通, 并通过环路快速断开负载。3T-EM 电路

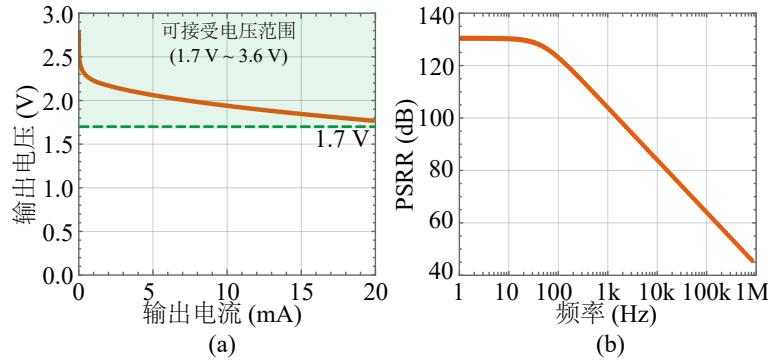


图 5-5 BSS159N 作为稳压器的仿真结果: (a) 负载调整率; (b) 电源抑制比 (PSRR)。

Figure 5-5 Simulated results for BSS159N as the regulator. (a) Load regulation. (b) power supply rejection ratio (PSRR).

的默认配置没有包含  $R_2$ , 此时电路关断阈值  $V_{st,off}$  可以用类似从式 (5-4) 到 (5-9) 的方法进行计算。当没有  $R_2$  时, 3T-EM 的关断阈值为

$$V_{st,off,default} = V_T \ln \left( \frac{V_{th,n}}{I_s R_1} \right) \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) = V_{st,on} - |V_{th,d}| \quad (5-14)$$

可见, 在没有  $R_2$  时,  $V_{st,on}$  和  $V_{st,off,default}$  之间的滞回间隙为常数  $|V_{th,d}|$ , 即耗尽管的阈值电压。通过引入一个额外的电阻  $R_2$ , 可以进一步提高关断阈值。此时  $V_{g,n}$  被  $R_1$  和  $R_2$  分压。提升后的关断阈值为:

$$V_{st,off,extra} = V_{th,n} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5-15)$$

最终的关断阈值电压可定义为:

$$V_{st,off} = \max(V_{st,off,default}, V_{st,off,extra}) \quad (5-16)$$

### 5.2.1 最小输入电流

如图 5-4(b) 所示, 导通瞬态时刻,  $Q_n$  会消耗额外的电流  $I_n$ , 从而使得 3T-EM 电路的功耗增加。为了保证 3T-EM 电路可以正常从关断态切换至导通态, 全电路的消耗电流需总小于输入电流。这也是 3T-EM 电路是否会陷入“锁止”失效的关键所在。根据巴克豪森准则, 当增益足够时, 正反馈环路将脱离稳态。则在

导通瞬态时，3T-EM 环路增益为

$$A = g_{m,n}g_{m,p}R_1[R_5\|\frac{1}{g_{m,d}}\|(R_3 + R_4)] \quad (5-17)$$

其中  $g_{m,n}$ 、 $g_{m,p}$  和  $g_{m,d}$  分别为  $Q_n$ 、 $Q_p$  和  $Q_d$  的跨导。这些跨导可以进一步表述为：

$$g_{m,n} = \frac{I_n}{n_n V_T} = I_{on,n} \exp\left(\frac{V_{g,n} - V_{th,n}}{n_n V_T}\right) / (n_n V_T) \quad (5-18)$$

$$g_{m,p} = I_p/V_T \quad (5-19)$$

$$g_{m,d} = \frac{I_o}{n_d V_T} = \left(\frac{V_{th,d}}{R_5} + I_n - \frac{V_{st} - |V_{th,d}|}{R_3 + R_4}\right) / (n_d V_T) \quad (5-20)$$

其中  $I_{on,n}$  为  $Q_n$  在阈值电压下的漏极电流， $n_n$  和  $n_d$  为  $Q_n$  和  $Q_d$  的理想因子。漏电电流  $I_n$  流过 NMOS  $Q_n$ ，并贡献了  $g_{m,n}$ ，提高了环路增益。我们可以利用小信号模型求解开关阈值  $V_{st,on}$ 。取  $n_n = n_d = 2$ ，其他参数参见表 5-1。将式 (5-4)，(5-8) 和 (5-18)~(5-20) 代入式 (5-17)，并求解当  $A = 1$  时的  $V_{st} = 4.753V$ 。此时通过  $Q_n$  和  $Q_p$  的电流分别为

$$I_n = I_{n,on} \exp\left(\frac{V_{g,n} - V_{th,n}}{n_n V_T}\right) = 8.69 \text{ nA} \quad (5-21)$$

$$I_p = 39.7 \text{ nA} \quad (5-22)$$

加上  $R_5$  流过的电流，则 3T-EM 电路最小启动电流为

$$I_{total} \approx I_p + I_n + |V_{th,d}|/R_5 = 328.4 \text{ nA} \quad (5-23)$$

上述的最小电流已经包含了负载设备的漏电，且优于已有的技术。理论和数值结果显示，3T-EM 电路可以在极小输入电流的情况下正常工作。

3T-EM 电路具有一些有趣的特性。每个有源器件均扮演了多个角色。耗尽型 NMOS  $Q_d$  在导通状态下作为稳压器，在关断态下则限制了漏电的最大值。 $Q_d$  还为电路提供了固定的导通/关断滞回窗口  $|V_{th,d}|$ 。增强型 NMOS  $Q_n$  在导通瞬态作为共源放大器，提供正反馈环路的增益。同时  $Q_n$  还作为功率开关，为负载提供功率通路。PNP 晶体管则在各个过程中监测储能电压  $V_{st}$ 。此外，双极型晶体

管还具有更高的可预测的跨导，进一步提升正反馈环路增益。多个晶体管的时分复用，确保了3T-EM电路具有最小的器件数量、极低的功耗和可控的成本。

### 5.3 实验与应用评估

PCB实验原型如图5-6(a)所示。评估板用于参数调整，和测量实验结果。小尺寸模块可以用于无源物联网的组件和实施。小尺寸模块还包含一个内置的全桥整流器，作为压电能量收集的接口电路。

#### 5.3.1 能量感知

实验PCB的参数详见表5-1，与上文中用于数值计算的参数一致。储能电容电压 $V_{st}$ 和输出电压节点 $V_{o+}$ 与 $V_{o-}$ 的工作波形如图5-6(b)所示。当存储电压高于5V时，3T-EM电路进入导通态并为负载提供稳定的输出电压。当存储电压降至2V时，会快速断开负载。从图5-6(b)可以看出，在关断态(能量累积模式)下，当存储电压高于约3V时，节点 $V_{o+}$ 和 $V_{o-}$ 不再上升，与理论分析一致。

电源管理电路的自身功耗对无电池物联网系统有重要影响。因此，实验还对3T-EM电路的静态电流进行了测量和评估。结果如图5-6(d)所示。存储电压在0V和10V之间进行来回扫描。在能量积累过程中，当存储电压大于3V时，静态电流被耗尽且箝位在300nA以下。当 $V_{st} \approx 4V$ 时，消耗电流在断开态和导通态下分别为300nA和200nA。在高电压下(例如 $V_{st} = 10V$ )，静止电流仍然线性增加，未出现翘曲，表示3T-EM电路有着较高的耐压。

式(5-23)表明，3T-EM电路可以在非常低的输入电流下完成冷启动。在实验中，在电路上施加0.4μA的极低输入电流来验证这一特性。示波器探头内阻有限，容易干扰小电流下的测试结果。为了避免干扰，此时只在 $V_{st}$ 节点上使用了一个探头。实验波形如图5-6(c)所示，3T-EM电路可以在0.4μA输入下成功冷启动。每次能量积累模式的时长约为11分钟，且没有遇到任何启动失效问题。结果表明，在极低的输入电流下，所设计的3T-EM电路仍能正常工作，与理论推导部分的数值分析结果一致。

根据式(5-9)和(5-16)，3T-EM的阈值电压由电阻 $R_2$ 和 $R_3$ 定义。首先，实验扫描了 $R_3$ 的电阻并测量导通和关断阈值。实测结果和理论结果如图5-6(e)所示。通过改变 $R_3$ ，导通和关断阈值变化与理论一致，且滞回窗口保持在 $|V_{th,d}|$ 。由式(5-15)可知，通过引入 $R_2$ 可以进一步提高关闭阈值，并缩小滞回窗口。实

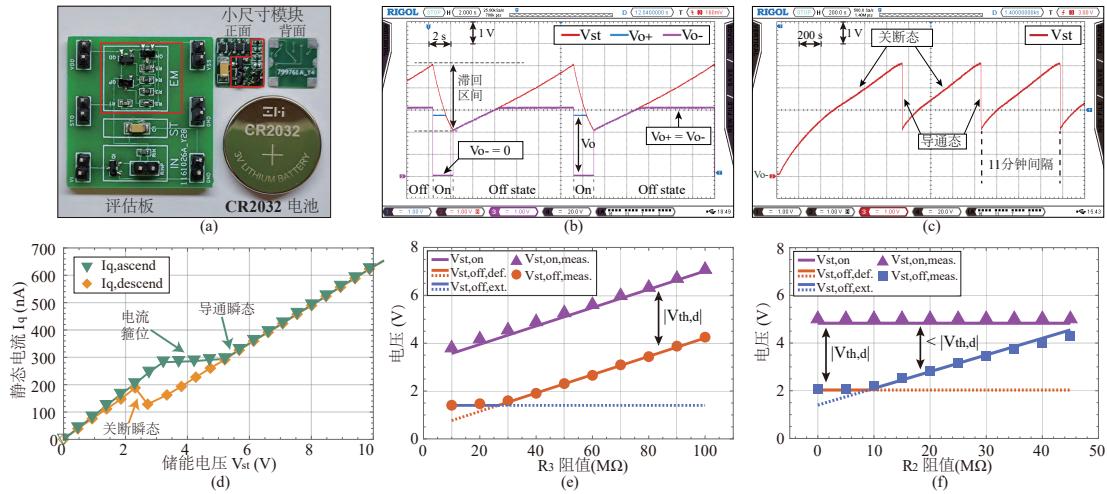


图 5-6 电路原型板与实验结果: (a) 印刷电路板; (b) 输入电流为  $9 \mu\text{A}$  时储能和输出的电压波形; (c) 输入电流为  $0.4 \mu\text{A}$  时的储能电压波形; (d) 不同储能电压下的静态电流; 不同的 (e)  $R_3$  和 (f)  $R_2$  数值下, 3T-EM 电路的导通关断阈值。

**Figure 5-6 Circuit prototype and evaluation results.** (a) PCB prototype. (b) Waveform of storage and output voltage with  $9 \mu\text{A}$  input current. (c) Storage voltage with  $0.4 \mu\text{A}$  (extremely low) input current. (d) Quiescent current under different storage voltage. Turn-on and turn-off threshold voltage under different (e)  $R_3$  and (f)  $R_2$  values.

验同样对  $R_2$  进行了扫描。结果如图 5-6(f) 所示。实验测得的数据与理论预测吻合良好。这也验证了 3T-EM 电路, 可以通过简单计算得以精确实现。

表 5-1 3T-EM 电路的默认参数。

**Table 5-1 Default parameters of the 3T-EM circuit.**

有源器件			
元件	类型	参数	值
Q <sub>p</sub>	BC856B	$I_{c0}$ $V_{be0}$	2 mA 0.65 V
Q <sub>n</sub>	BSS123N	$I_{on,n}$ $V_{th,n}$	13 $\mu\text{A}$ 1.4 V
Q <sub>d</sub>	BSS159N	$I_{on,d}$ $V_{th,d}$ $I_{ds0,d}$ $V_{gs0,d}$	26 $\mu\text{A}$ -2.8 V 0.11 A -1 V
无源器件			
参数	值	参数	值
$C_{st}$	$47 \mu\text{F}$	$R_1$	$20 \text{ M}\Omega$
$R_2$	$0 \Omega$	$R_3$	$43 \text{ M}\Omega$
$R_4$	$10 \text{ M}\Omega$	$R_5$	$10 \text{ M}\Omega$

### 5.3.2 稳压性能评估

3T-EM 电路采用耗尽型 NMOS Q<sub>d</sub> 作为稳压器。实验对这种稳压机制也进行了评估。图 5-7(a) 显示了 BSS159N 耗尽型 NMOS 作为稳压器时的负载调整曲

线。在轻载时，输出电压约为 3V，在一般宽输入 SoC 的工作范围内。在输出电压为 1.7 V 时，耗尽管还可以提供 35 mA 以上的输出电流。35 mA 电流可以满足物联网 SoC 的运行需求。

图 5-7(b) 显示了稳压器的负载瞬态响应。实验中，负载电流由 3  $\mu$ A 跳变为 20 mA。3  $\mu$ A 的输出电压约为 3 V, 20mA 输出电流约为 2 V。在负载瞬态过程中，输出电压没有明显的过冲现象。因此，该稳压机制对快速的负载变化(如数字系统和 SoC) 具有较好的可靠性。

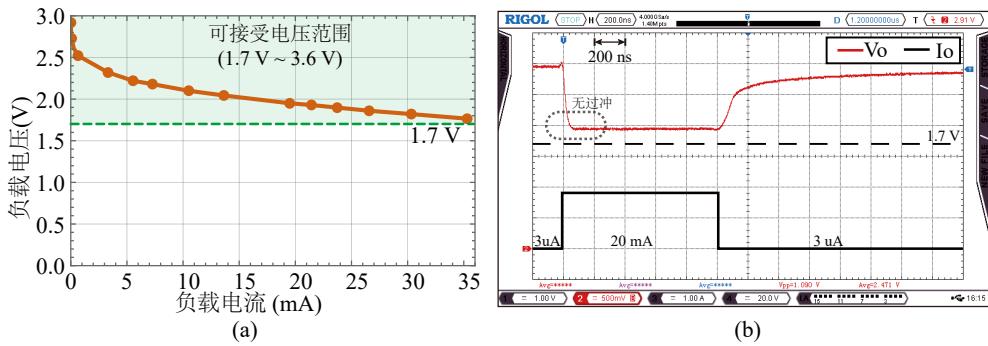


图 5-7 3T-EM 的稳压输出测试结果：(a) 负载调整特性；(b) 负载瞬态响应波形。

**Figure 5-7 Measured results of the regulation performance of the 3T-EM circuit. (a) The load regulation specification. (b) The waveform of load transient response.**

### 5.3.3 性能评估与比较

为了进一步评价所提出的 3T-EM 电路的性能，将 3T-EM 电路与 MIC841 组成的电压监控方案进行了比较。MIC841 是一个具有内置基准源的可调阈值比较器。它可以在 5.5 V 电源电压下工作，消耗约 1.5  $\mu$ A 的静态电流。MIC841 在多篇文献报道中被用于无源物联网系统的能量感知<sup>[70,76,77]</sup>。因此，它可以作为 EM 电路性能评估的基准。实验系统设置如图 5-8(a) 所示。实验中使用了压电换能器作为环境能量源。振动器对压电换能器做脉冲冲击激励。全桥整流器和 47  $\mu$ F 的陶瓷电容分别作为接口电路和存储元件。电容存储的能量通过 3T-EM 电路或 MIC841 进行管理，两套管理电路的导通/关断阈值均相等，分别为  $V_{st,on} = 5V$  和  $V_{st,off} = 2V$ 。nRF52832 SoC 作为系统的负载设备，运行温度传感任务，并通过蓝牙向手机发送感应的温度信息。这样的实验设置模拟了一个能量收集路面，从脚步的振动中提取能量，并为物联网传感器供电。不同的冲击间隔可以模拟不同的人流量。

图 5-8(b) 和 (e) 显示了 MIC841 和 3T-EM 电路的正常工作时的波形，此时冲

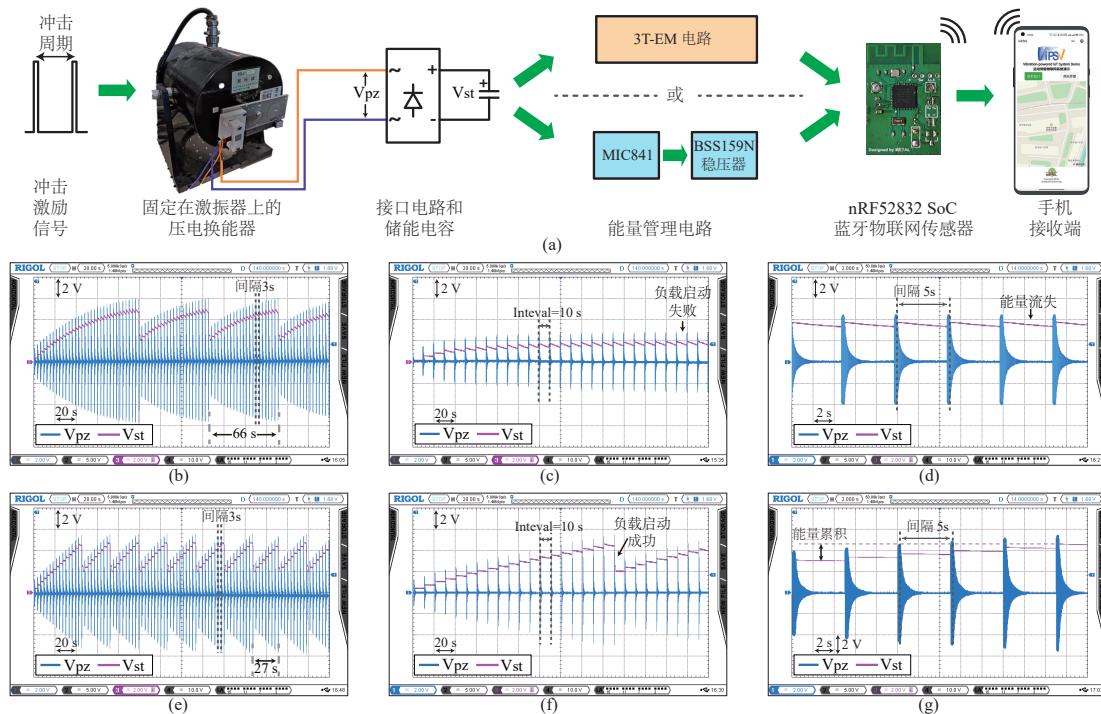


图 5-8 性能评估实验平台: (a) 实验平台设置; 使用 (b)-(d) MIC841 和 (e)-(g) 3T-EM 电路的系统中压电电压和储能电压波形。在不同冲击间隔下的实验对比结果: (b) 和 (e) 3 秒; (c) 和 (f) 10 秒; (d) 和 (g) 5 秒间隔下的放大波形图。

**Figure 5-8 Experiments for performance evaluation. (a) Experimental setup. Waveform across piezoelectric transducer and storage for (b)-(d) MIC841 and (e)-(g) 3T-EM circuit. Comparison results in different shock interval: (b) and (e) 3 seconds, (c) and (f) 10 seconds. (d) and (g) zoomed waveform of 5 seconds shock interval.**

击间隔为 3 秒，环境功率较大。两个电路都可以成功启动，并周期性地为负载 SoC 上电。3T-EM 的触发间隔为 27 秒，发送频率高于采用 MIC841 的系统。此现象表示，在相同的能量输入下，该电路的运行效率比 MIC841 更高。

当冲击间隔时间较长(如 10 秒)时，MIC841 被箝位在低电压区域，无法积累足够的能量以启动负载，如图 5-8(c) 所示。与此同时，3T-EM 电路仍然可以平稳运行，如图 5-8(f) 所示。图 5-8(d) 和 (g) 显示了两套电路在低功率输入下的放大波形。在每个冲击瞬态时，两个电路中的存储电容器都可以获得一定能量。但 MIC841 在冲击间隔期间，漏电更大，能量增益与漏电之间达到平衡，因此无法正常启动。而 3T-EM 电路泄漏的能量更少，并确保成功运行。3T-EM 电路与 MIC841 之间的详细比较数据详见表 5-2。本文提出的 3T-EM 电路性能优于 MIC841，且 3T-EM 电路还具有更高的耐压和内置的稳压机制。

表 5-3 对比了 3T-EM 电路和部分相关工作。3T-EM 电路采用了极简的设计，提供了全面的功能。

表 5-2 分别采用 MIC841 和 3T-EM 的环境能量供电 IoT 系统的数据包发送间隔对比。

Table 5-2 Transmission periods of EH-powered IoT systems using MIC841 and 3T-EM.

冲击振动间隔	MIC841	3T-EM	发送频率提升
1 s	11 秒/数据包	8 秒/数据包	37.5%
2 s	26 秒/数据包	16 秒/数据包	62.5%
3 s	66 秒/数据包	27 秒/数据包	144.4%
5 s	失效	45 秒/数据包	N/A
10 s	失效	110 秒/数据包	N/A

表 5-3 3T-EM 电路与相关工作的对比表

Table 5-3 Comparison table of the 3T-EM circuit and related works

工作	Stark. <sup>[78]</sup>	Götz. <sup>[80]</sup>	Alghisi. <sup>[79]</sup>	3T-EM
晶体管数	6	1	4	3
电阻数	5	1	6	4 or 5
电容数 <sup>*</sup>	0	0	1	0
最低输入电流	7.5 $\mu$ A	5.1 $\mu$ A <sup>**</sup>	0.065 $\mu$ A	0.4 $\mu$ A
负载类型	任意	特定 SoC	任意	任意
内置稳压功能	×	×	×	√

<sup>\*</sup> 不包含储能电容和稳压器所需的电容。<sup>\*\*</sup> 从文献中的实验结果推导。

## 5.4 本章小结

本章节提出了一种用于环境能量供能物联网系统的三晶体管能量管理(3T-EM)电路。它仅利用三个晶体管来执行能量感知、负载开关和稳压输出功能。理论推导和实验结果表明，其阈值电压可方便且精确地调节。本章还对最小启动电流进行了分析，并证明了3T-EM电路低功耗的特性。当存储电压为4 V时，电路在能量输出模式和能量累积模式下分别消耗约200 nA和300 nA电流。当输入电流仅为0.4  $\mu$ A时，3T-EM电路还能保证冷启动和正常工作。在对比实验中，3T-EM电路的性能明显优于MIC841。所有结果均证明了3T-EM电路的低成本、低功耗和高性能的特点。3T-EM电路，作为能量管理模块，可以广泛应用于各类环境能量驱动的物联网系统。



## 第6章 总结与展望

### 6.1 研究工作总结

压电能量收集 (Piezoelectric Energy Harvesting, PEH) 技术，不仅要考虑从换能器提取更多能量，也要考虑能量的转化过程和管理应用。本研究针对压电能量收集与管理 (Piezoelectric Energy Harvesting and Management, PEHM) 系统，在研究与应用中遇到的拓扑冗长和需求错配等问题，提出了一系列电路硬件解决方案。以助推解决无源物联网系统的分布式供电问题，并为电路、系统、应用等方面的研究和工程人员提供协同设计的思路和案例。

为了提升接口电路的能量收集能力，并精简最大功率追踪 (Maximum Power Point Tracking, MPPT) 模块，本研究基于“开源节流”的设计思想，提出了“多步电荷提取与电荷翻转” (Multiple-step Charge Extraction and Bias-Flip, MCEBF) 压电能量收集接口电路。MCEBF 的多步电荷提取操作，在能量收集时降低导通损耗的同时，也实现了负载无关的特性。其额外引入的偏置翻转操作，实现了对压电电压包络的扩大，从而提升了能量收集能力。实验结果显示，MCEBF 可以收集 5.87 倍于全桥整流器 (Full-Bridge Rectifier, FBR) 的收集功率，且在较宽储存电压范围内，保持收集功率几乎不变。这证明了 MCEBF 是一款具有高收集能力，且无需 MPPT 辅助的接口电路。此外，MCEBF 的 buckboost 拓扑具备负载隔离特性，且易于重构为其他功能。

为了在 MCEBF 的基础上更进一步，实现能量管理功能，从而构造完备的 PEHM 系统，本研究提出了“源-荷-储互补” (Source-Load-Storage Complementary, SLSC) 压电能量收集与管理电路。SLSC 通过将 MCEBF 的单输入多输出 buckboost 配置为多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 的形式，实现能量流的多向流动。SLSC 可以根据负载情况，调整流向稳压输出端和储能端的能量流比例，并在负载较重时抽取存储能量。实验中，SLSC 集成电路可以实现 8.13 倍于 FBR 的收集功率，且在重载下能达到 88.6% 的转换效率。内置的能量管理电路则通过量化储能电压，并根据负载需求提供任务执行的使能信号。上述特性表明，SLSC 是第一个通过大幅简化拓扑，单系统实现 PEHM 所有功能的案例。

为了缓解硬件研究和硬件应用之间错配的问题，也为数量众多的无源物联网节点提供可靠、易用、低成本的能量管理方案，本研究亦提出了“三晶体管能量管理”(Three Transistor Energy Management, 3T-EM) 电路。3T-EM 电路通过三个晶体管在不同模式下的时分复用，3T-EM 可以同时兼顾能量缓存释放、稳压输出和超低功耗。理论推导和实验均证明了 3T-EM 电路在  $0.4 \mu\text{A}$  的极低输入电流下，即可正常工作。3T-EM 电路的导通/关断阈值，依据晶体管数据表中的参数，并通过简单计算即可得出。其稳压机制可满足基于宽电压 SoC (System on Chip) 的物联网节点。性能对比实验表明，3T-EM 电路的性能和工作范围，远大于使用商业芯片的已有方案。

不同于经典的基于稳定供电的电源管理电路，PEHM 系统的设计过程既要考虑能量来源的不确定性，也要考虑负载瞬变的功率需求，还要考虑 PEHM 电路自身的简洁性和可靠性。本研究提出的 MCEBF、3T-EM 电路分别为能量收集 (EH) 和能量管理 (EM) 提供精简高性能的解决思路。而 SLSC，作为功能完备的 PEHM 系统，则颠覆了经典 PEHM 链式拓扑的单向能量流，以紧凑的电路结构实现了能量的多维度流动。

## 6.2 未来工作展望

本研究在 PEHM 系统的构建、优化、设计等方面进行了一些探索，并取得了一定的结果。然而，研究内容仍有较大深化和推广空间。

MCEBF 通过时序控制对电感进行充电，而采用被动续流方式放电。如果对放电时间进行采样，则可以获取压电电压信息，从而间接得知压电片的振动信息。基于此原理的电路既可以完成能量收集，也可以实现振动信息采集。

MCEBF 电路的 buckboost 拓扑具有多种重构方式。本研究提出的 SLSC 电路仅是其中一种，尚未用到“储能电容 → 换能器”和“换能器 → 换能器”的能量通路。“储能电容 → 换能器”的能量通路，可以让外部能量流向压电换能器，并利用逆压电效应来驱动换能器运动。“换能器 → 换能器”的能量通路则让能量在不同压电片间流动，可以为压电阵列控制、超材料应用等方向提供设计思路。

受制于 SLSC 集成电路中横向 PNP 三极管的寄生沟道，实验中 SLSC 并没有实现设计预期的冷启动和自供电功能。为此，后续将修改受影响的电路，并择机实现功能、性能均完备的 SLSC 集成电路。

3T-EM 电路以极少元件实现了能量管理功能，并已移植于压电地板、无源路面检测等应用中。后续将继续向无源物联网研究和应用人员推广该电路模块，并根据反馈，协同设计与迭代 3T-EM 电路。当前情况下，为了使 3T-EM 电路兼容更多的物联网场景，我们正在探索和设计输出电流更大的电路版本。



## 参考文献

- [1] Farooq M S, Riaz S, Abid A, et al. Role of iot technology in agriculture: A systematic literature review [J]. Electronics, 2020, 9(2): 319.
- [2] Dang T, Tran T, Nguyen K, et al. iotree: a battery-free wearable system with biocompatible sensors for continuous tree health monitoring [C]//Proceedings of the 28th Annual International Conference on Mobile Computing And Networking. 2022: 352-366.
- [3] Gupta N, Khosravy M, Patel N, et al. Lightweight computational intelligence for iot health monitoring of off-road vehicles: Enhanced selection log-scaled mutation ga structured ann [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 18(1): 611-619.
- [4] Jo O, Kim Y K, Kim J. Internet of things for smart railway: feasibility and applications [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2017, 5(2): 482-490.
- [5] iResearchInc. 积基“数”本、重塑产业：中国物联网行业研究报告 [EB/OL]. 2022. <https://www.iresearch.com.cn/Detail/report?id=3930&isfree=0>.
- [6] Thomas E, Case H, Doughty D, et al. Accelerated power degradation of li-ion cells [J/OL]. Journal of Power Sources, 2003, 124(1): 254-260. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775303007298>. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0378-7753\(03\)00729-8](https://doi.org/10.1016/S0378-7753(03)00729-8).
- [7] Vullers R, van Schaijk R, Doms I, et al. Micropower energy harvesting [J/OL]. Solid-State Electronics, 2009, 53(7): 684-693. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038110109000720>. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sse.2008.12.011>.
- [8] Batra A, Alomari A. Ambient energy sources: Mechanical, light, and thermal: PM277 [M]. SPIE, 2017: 1-17.
- [9] Kan J, Wang J, Wu Y, et al. Energy harvesting from wind by an axially retractable bracket-shaped piezoelectric vibrator excited by magnetic force [J]. Energy, 2022, 240: 122495.
- [10] Hu G, Tse K T, Kwok K C S, et al. Aerodynamic modification to a circular cylinder to enhance the piezoelectric wind energy harvesting [J]. Appl. Phys. Lett., 2016, 109(19): 193902.
- [11] Orrego S, Shoele K, Ruas A, et al. Harvesting ambient wind energy with an inverted piezoelectric flag [J]. Appl. Energy, 2017, 194: 212-222.
- [12] Du X, Wang Y, Chen H, et al. Vortex-induced piezoelectric cantilever beam vibration for ocean wave energy harvesting via airflow from the orifice of oscillation water column chamber [J]. Nano Energy, 2022, 104: 107870.
- [13] Sui G, Shan X, Hou C, et al. An underwater piezoelectric energy harvester based on magnetic coupling adaptable to low-speed water flow [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2023, 184: 109729.

- [14] Wei C, Jing X. A comprehensive review on vibration energy harvesting: Modelling and realization [J]. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, 74: 1-18.
- [15] Mohanty A, Parida S, Behera R K, et al. Vibration energy harvesting: A review [J]. *Journal of Advanced Dielectrics*, 2019, 9(04): 1930001.
- [16] Zhang R, Olin H. Material choices for triboelectric nanogenerators: a critical review [J]. *EcoMat*, 2020, 2(4): e12062.
- [17] Dharmasena R, Silva S. Towards optimized triboelectric nanogenerators [J]. *Nano Energy*, 2019, 62: 530-549.
- [18] Qiu C, Wu F, Lee C, et al. Self-powered control interface based on gray code with hybrid triboelectric and photovoltaics energy harvesting for IoT smart home and access control applications [J]. *Nano Energy*, 2020, 70: 104456.
- [19] Maeng J, Park I, Shim M, et al. A High-Voltage Dual-Input buck converter with bidirectional inductor current for triboelectric Energy-Harvesting applications [J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2020: 1-1.
- [20] Tan J S Y, Park J H, Li J, et al. A fully Energy-Autonomous Temperature-to-Time converter powered by a triboelectric energy harvester for biomedical applications [J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2021: 1-1.
- [21] Birkholz M. Crystal-field induced dipoles in heteropolar crystals II: Physical significance [J]. *Z. Phys. B: Condens. Matter*, 1995, 96(3): 333-340.
- [22] Cai M, Yang Z, Cao J, et al. Recent advances in human motion excited energy harvesting systems for wearables [J]. *Energy Technology*, 2020, 8(10): 2000533.
- [23] Costanzo L, Liu M, Schiavo A L, et al. Backpack energy harvesting system with maximum power point tracking capability [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 69(1): 506-516.
- [24] Li F, Yang Y, Chi Z, et al. Trinity: Enabling self-sustaining wsns indoors with energy-free sensing and networking [J]. *ACM Transactions on Embedded Computing Systems (TECS)*, 2018, 17(2): 1-27.
- [25] Luo A, Weihan X, Sun J, et al. Vibration energy harvester with double frequency-up conversion mechanism for self-powered sensing system in smart city [J/OL]. *Nano Energy*, 2022, 105: 108030. DOI: [10.1016/j.nanoen.2022.108030](https://doi.org/10.1016/j.nanoen.2022.108030).
- [26] Mitcheson P D, Yeatman E M, Rao G K, et al. Energy harvesting from human and machine motion for wireless electronic devices [J]. *Proc. IEEE*, 2008, 96(9): 1457-1486.
- [27] Liu W Q, Feng Z H, He J, et al. Maximum mechanical energy harvesting strategy for a piezoelement [J]. *Smart Mater. Struct.*, 2007, 16(6): 2130.

- [28] Le T T, Han J, von Jouanne A, et al. Piezoelectric micro-power generation interface circuits [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 2006, 41(6): 1411-1420.
- [29] Tabesh A, Frechette L G. A Low-Power Stand-Alone adaptive circuit for harvesting energy from a piezoelectric micropower generator [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2010, 57(3): 840-849.
- [30] Ottman G K, Hofmann H F, Lesieurte G A. Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode [J]. IEEE Transactions on power electronics, 2003, 18(2): 696-703.
- [31] Guan M J, Liao W H. On the efficiencies of piezoelectric energy harvesting circuits towards storage device voltages [J/OL]. Smart Materials and Structures, 2007, 16(2): 498. <https://dx.doi.org/10.1088/0964-1726/16/2/031>.
- [32] Lefevre E, Badel A, Richard C, et al. Piezoelectric energy harvesting device optimization by synchronous electric charge extraction [J]. J. Intell. Mater. Syst. Struct., 2005, 16(10): 865-876.
- [33] Romani A, Filippi M, Tartagni M. Micropower design of a fully autonomous energy harvesting circuit for arrays of piezoelectric transducers [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2014, 29 (2): 729-739.
- [34] Lefevre E, Badel A, Richard C, et al. Energy harvesting using piezoelectric materials: Case of random vibrations [J]. J. Electroceram., 2007, 19(4): 349-355.
- [35] Guyomar D, Badel A, Lefevre E, et al. Toward energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing [J]. IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Control, 2005, 52(4): 584-595.
- [36] Ramadass Y K, Chandrakasan A P. An efficient piezoelectric energy harvesting interface circuit using a bias-flip rectifier and shared inductor [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 2009, 45(1): 189-204.
- [37] Lu S, Boussaid F. A highly efficient p-sshi rectifier for piezoelectric energy harvesting [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2015, 30(10): 5364-5369.
- [38] Lallart M, Guyomar D. An optimized self-powered switching circuit for non-linear energy harvesting with low voltage output [J]. Smart Materials and Structures, 2008, 17(3): 035030.
- [39] Liang J, Liao W H. Improved design and analysis of self-powered synchronized switch interface circuit for piezoelectric energy harvesting systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 59(4): 1950-1960.
- [40] Xia H, Xia Y, Shi G, et al. A self-powered s-sshi and sece hybrid rectifier for pe energy harvesters: analysis and experiment [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36 (2): 1680-1692.

- [41] Lallart M, Wu W J, Hsieh Y, et al. Synchronous inversion and charge extraction (SICE): a hybrid switching interface for efficient vibrational energy harvesting [J]. *Smart Mater. Struct.*, 2017, 26(11): 115012.
- [42] Cheng K, Chen H, Lallart M, et al. A  $0.25\mu\text{m}$  HV-CMOS synchronous inversion and charge extraction (SICE) interface circuit for piezoelectric energy harvesting [C]//2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). 2018: 1-4.
- [43] Lallart M, Garbuio L, Petit L, et al. Double synchronized switch harvesting (DSSH): a new energy harvesting scheme for efficient energy extraction [J]. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, 2008, 55(10): 2119-2130.
- [44] Wu Y, Badel A, Formosa F, et al. Self-powered optimized synchronous electric charge extraction circuit for piezoelectric energy harvesting [J]. *J. Intell. Mater. Syst. Struct.*, 2014, 25(17): 2165-2176.
- [45] Liang J, Zhao Y, Zhao K. Synchronized triple bias-flip interface circuit for piezoelectric energy harvesting enhancement [J]. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2019, 34(1): 275-286.
- [46] Chamanian S, Uluşan H, Koyuncuoğlu A, et al. An adaptable interface circuit with multistage energy extraction for low-power piezoelectric energy harvesting mems [J]. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2018, 34(3): 2739-2747.
- [47] Javvaji S, Singhal V, Menezes V, et al. Analysis and design of a multi-step bias-flip rectifier for piezoelectric energy harvesting [J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2019, 54(9): 2590-2600.
- [48] Du S, Jia Y, Zhao C, et al. A fully integrated Split-Electrode SSHC rectifier for piezoelectric energy harvesting [J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2019, 54(6): 1733-1743.
- [49] Du S, Seshia A A. A fully integrated split-electrode synchronized-switch-harvesting-on-capacitors (SE-SSHC) rectifier for piezoelectric energy harvesting with between 358% and 821% power-extraction enhancement [C]//2018 IEEE International Solid - State Circuits Conference - (ISSCC). 2018: 152-154.
- [50] Angelov P, Nielsen-Lönn M. A fully integrated multilevel Synchronized-Switch-Harvesting-on-Capacitors interface for generic PEHs [J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2020: 1-1.
- [51] Chen Z, Law M K, Mak P I, et al. Fully integrated inductor-less flipping-capacitor rectifier for piezoelectric energy harvesting [J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2017.
- [52] Chen Z, Law M K, Mak P I, et al. Piezoelectric energy-harvesting interface using split-phase flipping-capacitor rectifier with capacitor reuse for input power adaptation [J]. *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2020.
- [53] Long Z, Li P, Wang X, et al. A self-powered p-sshi array interface for piezoelectric energy harvesters with arbitrary phase difference [J/OL]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021: 1-1. DOI: [10.1109/TIE.2021.3113016](https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3113016).

- [54] Long Z, Wang X, Li P, et al. Self-powered ssdci array interface for multiple piezoelectric energy harvesters [J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9093-9104. DOI: [10.1109/TPEL.2021.3049816](https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3049816).
- [55] Meng M, Ibrahim A, Xue T, et al. 27.4 multi-beam shared-inductor reconfigurable voltage/sece-mode piezoelectric energy harvesting of multi-axial human motion [C/OL]// 2019 IEEE International Solid- State Circuits Conference - (ISSCC). 2019: 426-428. DOI: [10.1109/ISSCC.2019.8662414](https://doi.org/10.1109/ISSCC.2019.8662414).
- [56] Hsieh P H, Chen C H, Chen H C. Improving the scavenged power of nonlinear piezoelectric energy harvesting interface at Off-Resonance by introducing switching delay [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2015, 30(6): 3142-3155.
- [57] Zhao B, Liang J, Zhao K. Phase-Variable control of parallel synchronized triple Bias-Flips interface circuit towards broadband piezoelectric energy harvesting [C]//2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). ieeexplore.ieee.org, 2018: 1-5.
- [58] Cai Y, Manoli Y. A piezoelectric energy-harvesting interface circuit with fully autonomous conjugate impedance matching, 156% extended bandwidth, and 0.38  $\mu$ w power consumption [C]//2018 IEEE International Solid-State Circuits Conference-(ISSCC). 2018: 148-150.
- [59] Lefevre E, Badel A, Brenes A, et al. Analysis of piezoelectric energy harvesting system with tunable SECE interface [J]. Smart Materials and Structures, 2017, 26(3): 035065.
- [60] Badel A, Lefevre E. Wideband piezoelectric energy harvester tuned through its electronic interface circuit [J]. Journal of Physics: Conference Series, 2014, 557: 012115.
- [61] Brenes A, Morel A, Gibus D, et al. Large-bandwidth piezoelectric energy harvesting with frequency-tuning synchronized electric charge extraction [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2020, 302: 111759.
- [62] Morel A, Quelen A, Berlitz C A, et al. 32.2 self-tunable phase-shifted sece piezoelectric energy-harvesting ic with a 30nw mppt achieving 446efficiency [C/OL]//2020 IEEE International Solid- State Circuits Conference - (ISSCC). IEEE, 2020: 488-490. DOI: [10.1109/ISSCC19947.2020.9062972](https://doi.org/10.1109/ISSCC19947.2020.9062972).
- [63] Salem L G. An n-path switched-capacitor rectifier for piezoelectric energy harvesting achieving 13.9 $\times$  power extraction improvement [C/OL]//2020 IEEE Symposium on VLSI Circuits. 2020: 1-2. DOI: [10.1109/VLSICircuits18222.2020.9162847](https://doi.org/10.1109/VLSICircuits18222.2020.9162847).
- [64] Peng Y, Choo K D, Oh S, et al. An efficient piezoelectric energy harvesting interface circuit using a Sense-and-Set rectifier [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 2019: 1-14.
- [65] Safaei M, Sodano H A, Anton S R. A review of energy harvesting using piezoelectric materials: state-of-the-art a decade later (2008-2018) [J/OL]. Smart Materials and Structures, 2019, 28(11): 113001. <https://dx.doi.org/10.1088/1361-665X/ab36e4>.

- [66] Van Der Woude J, Hicks M. Intermittent computation without hardware support or programmer intervention. [C]//OSDI. 2016: 17-32.
- [67] Williams H, Jian X, Hicks M. Forget failure: Exploiting sram data remanence for low-overhead intermittent computation [C]//Proceedings of the Twenty-Fifth International Conference on Architectural Support for Programming Languages and Operating Systems. 2020: 69-84.
- [68] Surbatovich M, Lucia B, Jia L. Towards a formal foundation of intermittent computing [J]. Proceedings of the ACM on Programming Languages, 2020, 4(OOPSLA): 1-31.
- [69] Kuang Y, Zhu M. Characterisation of a knee-joint energy harvester powering a wireless communication sensing node [J/OL]. Smart Materials and Structures, 2016, 25(5): 055013. <https://dx.doi.org/10.1088/0964-1726/25/5/055013>.
- [70] Li X, Teng L, Tang H, et al. Vipsn: A vibration-powered iot platform [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(3): 1728-1739.
- [71] Orfei F, Benedetta Mezzetti C, Cottone F. Vibrations powered lora sensor: An electromechanical energy harvester working on a real bridge [C]//2016 IEEE SENSORS. 2016: 1-3.
- [72] Cho J Y, Kim J, Kim K B, et al. Significant power enhancement method of magneto-piezoelectric energy harvester through directional optimization of magnetization for autonomous iiot platform [J]. Applied Energy, 2019, 254: 113710.
- [73] Teng L, Liang J, Du S. A nano-power wake-up circuit for energy-driven iot applications [C/OL]//2022 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). 2022: 2383-2387. DOI: [10.1109/ISCAS48785.2022.9937295](https://doi.org/10.1109/ISCAS48785.2022.9937295).
- [74] Hamid R, Yuce M R. A wearable energy harvester unit using piezoelectric-electromagnetic hybrid technique [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2017, 257: 198-207.
- [75] Shareef A, Goh W L, Narasimalu S, et al. A rectifier-less ac-dc interface circuit for ambient energy harvesting from low-voltage piezoelectric transducer array [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1446-1457.
- [76] Li X, Tang H, Hu G, et al. Vipsn-pluck: A transient-motion-powered motion detector [J/OL]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(5): 3372-3382. DOI: [10.1109/JIOT.2021.3098238](https://doi.org/10.1109/JIOT.2021.3098238).
- [77] Desai H, Nardello M, Brunelli D, et al. Camaroptera: A long-range image sensor with local inference for remote sensing applications [J/OL]. ACM Trans. Embed. Comput. Syst., 2022, 21(3). <https://doi.org/10.1145/3510850>.
- [78] Stark B H, Szarka G D, Rooke E D. Start-up circuit with low minimum operating power for microwatt energy harvesters [J]. IET Circuits Devices Syst., 2011, 5(4): 267-274.
- [79] Alghisi D, Ferrari V, Ferrari M, et al. A new nano-power trigger circuit for battery-less power

- management electronics in energy harvesting systems [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2017, 263: 305-316.
- [80] Götz M, Kanoun O. Ultralow power voltage supervisor for ambient power-driven microcontroller systems [J/OL]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3843-3851. DOI: [10.1109/TIE.2018.2851981](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2851981).
- [81] Li X, Tang H, Zhu Y, et al. Power solutions of a vibration-powered sensor node [C]//2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia). 2020: 2513-2519.
- [82] Costanzo L, Lo Schiavo A, Vitelli M. Analytical study of piezoelectric harvesters with sece and sshi under variable excitation [J/OL]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(2): 2280-2290. DOI: [10.1109/TIA.2022.3142664](https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3142664).
- [83] Cao J, Wang W, Zhou S, et al. Nonlinear time-varying potential bistable energy harvesting from human motion [J]. Applied Physics Letters, 2015, 107(14): 143904.
- [84] Wang W, Cao J, Bowen C R, et al. Optimum resistance analysis and experimental verification of nonlinear piezoelectric energy harvesting from human motions [J]. Energy, 2017, 118: 221-230.
- [85] Lin J, Liu H, Chen T, et al. A rotational wearable energy harvester for human motion [C]// 2017 IEEE 17th International conference on nanotechnology (IEEE-NANO). IEEE, 2017: 22-25.
- [86] Pillatsch P, Yeatman E M, Holmes A S. A piezoelectric frequency up-converting energy harvester with rotating proof mass for human body applications [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2014, 206: 178-185.
- [87] Hu G, Liang J, Lan C, et al. A twist piezoelectric beam for multi-directional energy harvesting [J]. Smart Materials and Structures, 2020, 29(11): 11LT01.
- [88] Lee G, Lee D, Park J, et al. Piezoelectric energy harvesting using mechanical metamaterials and phononic crystals [J]. Communications Physics, 2022, 5(1): 1-16.
- [89] Saadatzi M, Mir F, Saadatzi M N, et al. Modeling and fabrication of a multi-axial piezoelectric energy harvester based on a metamaterial-inspired structure [J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18(22): 9410-9419.
- [90] Zhao B, Thomsen H R, De Ponti J M, et al. A graded metamaterial for broadband and high-capability piezoelectric energy harvesting [J]. arXiv preprint arXiv, 2022.
- [91] Priya S, Song H C, Zhou Y, et al. A review on piezoelectric energy harvesting: materials, methods, and circuits [J]. Energy Harvesting and Systems, 2017, 4(1): 3-39.
- [92] Covaci C, Gontean A. Piezoelectric energy harvesting solutions: A review [J/OL]. Sensors, 2020, 20(12). <https://www.mdpi.com/1424-8220/20/12/3512>. DOI: [10.3390/s20123512](https://doi.org/10.3390/s20123512).

- [93] Mishra S, Unnikrishnan L, Nayak S K, et al. Advances in piezoelectric polymer composites for energy harvesting applications: a systematic review [J]. *Macromolecular Materials and Engineering*, 2019, 304(1): 1800463.
- [94] Maamer B, Boughamoura A, El-Bab A M F, et al. A review on design improvements and techniques for mechanical energy harvesting using piezoelectric and electromagnetic schemes [J]. *Energy Conversion and Management*, 2019, 199: 111973.
- [95] Yoon S, Shin D J, Ko Y H, et al. Flexible energy harvester based on poly (vinylidene fluoride) composite films [J]. *Journal of Nanoscience and Nanotechnology*, 2019, 19(3): 1289-1294.
- [96] Ramadan K S, Sameoto D, Evoy S. A review of piezoelectric polymers as functional materials for electromechanical transducers [J]. *Smart Materials and Structures*, 2014, 23(3): 033001.
- [97] Piliposian G, Hasanyan A, Piliposyan D. The effect of the location of piezoelectric patches on the sensing, actuating and energy harvesting properties of a composite plate [J]. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2019, 52(44): 445501.
- [98] Guan L J, Bai F X, Dong W J. Design and testing of wind energy harvester based on pvdf [C/OL]//Key Engineering Materials: volume 613 Measurement Technology and Intelligent Instruments XI. Trans Tech Publications Ltd, 2014: 185-192. DOI: [10.4028/www.scientific.net/KEM.613.185](https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/KEM.613.185).
- [99] Zhao K, Zhao Y, Liang J. A vibration-powered bluetooth wireless sensor node with running PFC power conditioning [C]//2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). 2017: 1-4.
- [100] Zhao K, Zhao Y, Liang J. Live demo of a vibration-powered bluetooth sensor with running PFC power conditioning [C]//2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). 2017: 1-1.
- [101] Shi G, Xia Y, Xia H, et al. An efficient power management circuit based on quasi maximum power point tracking with bidirectional intermittent adjustment for vibration energy harvesting [J/OL]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(10): 9671-9685. DOI: [10.1109/TPEL.2019.2892457](https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2892457).
- [102] Shim M, Kim J, Jeong J, et al. Self-powered 30  $\mu$ w to 10 mw piezoelectric energy harvesting system with 9.09 ms/v maximum power point tracking time [J/OL]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2015, 50(10): 2367-2379. DOI: [10.1109/JSSC.2015.2456880](https://doi.org/10.1109/JSSC.2015.2456880).
- [103] Fang S, Xia H, Xia Y, et al. An efficient piezoelectric energy harvesting circuit with series-sshri rectifier and fnov-mppt control technique [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 68(8): 7146-7155.
- [104] Chen Z, Law M K, Mak P I, et al. Piezoelectric energy-harvesting interface using split-phase

- flipping-capacitor rectifier with capacitor reuse for input power adaptation [J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2020, 55(8): 2106-2117. DOI: [10.1109/JSSC.2020.2989873](https://doi.org/10.1109/JSSC.2020.2989873).
- [105] Wang X, Xia Y, Shi G, et al. A novel mppt technique based on the envelope extraction implemented with passive components for piezoelectric energy harvesting [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12685-12693.
- [106] Li S, Roy A, Calhoun B H. A piezoelectric energy-harvesting system with parallel-sshi rectifier and integrated mppt achieving 417% energy-extraction improvement and 97% tracking efficiency [C]//2019 Symposium on VLSI Circuits. IEEE, 2019: C324-C325.
- [107] Li S, Roy A, Calhoun B H. A piezoelectric energy-harvesting system with parallel-sshi rectifier and integrated maximum-power-point tracking [J]. IEEE Solid-State Circuits Letters, 2019, 2(12): 301-304.
- [108] Morel A, Quelen A, Berlitz C A, et al. Fast-convergence self-adjusting sece circuit with tunable short-circuit duration exhibiting 368 IEEE Solid-State Circuits Letters, 2020, 3: 222-225. DOI: [10.1109/LSSC.2020.3012340](https://doi.org/10.1109/LSSC.2020.3012340).
- [109] Ye Y, ping Qiu J, Dong L, et al. Pwm/psm dual-mode controller for high efficiency dc-dc buck converter [J]. 2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2010: 1-4.
- [110] Kim M W, Kim J J. A pwm/pfm dual-mode dc-dc buck converter with load-dependent efficiency-controllable scheme for multi-purpose iot applications [J/OL]. Energies, 2021, 14(4). <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/4/960>. DOI: [10.3390/en14040960](https://doi.org/10.3390/en14040960).
- [111] Kesarwani K, Sangwan R, Stauth J T. Resonant-switched capacitor converters for chip-scale power delivery: Design and implementation [J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 6966-6977. DOI: [10.1109/TPEL.2014.2384131](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2384131).
- [112] Butzen N, Steyaert M S J. Design of soft-charging switched-capacitor dc-dc converters using stage outphasing and multiphase soft-charging [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2017, 52: 3132-3141.
- [113] Lu Y, Jiang J, Ki W H. A multiphase switched-capacitor dc - dc converter ring with fast transient response and small ripple [J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2017, 52 (2): 579-591. DOI: [10.1109/JSSC.2016.2617315](https://doi.org/10.1109/JSSC.2016.2617315).
- [114] Do X D, Jeong C J, Nguyen H H, et al. A high efficiency piezoelectric energy harvesting system [C/OL]//2011 International SoC Design Conference. 2011: 389-392. DOI: [10.1109/ISOCC.2011.6138792](https://doi.org/10.1109/ISOCC.2011.6138792).
- [115] He Z, Luo P, Wang H, et al. A wide-input-range, low quiescent current ldo with e/d reference for piezoelectric energy harvesting [J/OL]. AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2022, 157: 154419. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1434841122002898>. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2022.154419>.

- [116] Yue X, Du S. A 2-mode reconfigurable sshi rectifier with 3.2x lower cold-start requirement for piezoelectric energy harvesting [C/OL]//2022 29th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS). 2022: 1-4. DOI: [10.1109/ICECS202256217.2022.9970776](https://doi.org/10.1109/ICECS202256217.2022.9970776).
- [117] Sanchez D A, Leicht J, Jodka E, et al. 21.2 a 4 $\mu$ w-to-1mw parallel-sshi rectifier for piezoelectric energy harvesting of periodic and shock excitations with inductor sharing, cold start-up and up to 6812016 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC). 2016: 366-367. DOI: [10.1109/ISSCC.2016.7418059](https://doi.org/10.1109/ISSCC.2016.7418059).
- [118] Linear Technology. LTC3588-1 - Nanopower Energy Harvesting Power Supply [J]. 2010.
- [119] Kim H, Priya S, Stephanou H, et al. Consideration of impedance matching techniques for efficient piezoelectric energy harvesting [J/OL]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2007, 54(9): 1851-1859. DOI: [10.1109/TUFFC.2007.469](https://doi.org/10.1109/TUFFC.2007.469).
- [120] Mayer P, Magno M, Benini L. Smart power unit—mw-to-nw power management and control for self-sustainable iot devices [J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5700-5710. DOI: [10.1109/TPEL.2020.3031697](https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3031697).
- [121] Ramadass Y K, Chandrakasan A P. An efficient piezoelectric energy harvesting interface circuit using a bias-flip rectifier and shared inductor [J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2010, 45(1): 189-204. DOI: [10.1109/JSSC.2009.2034442](https://doi.org/10.1109/JSSC.2009.2034442).
- [122] Wang J, Chen Z, Li Z, et al. Piezoelectric energy harvesters: An overview on design strategies and topologies [J/OL]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(7): 3057-3063. DOI: [10.1109/TCSII.2022.3173966](https://doi.org/10.1109/TCSII.2022.3173966).
- [123] Yang J, Lee M, Park M, et al. A 2.5-v, 160- $\mu$ J-output piezoelectric energy harvester and power management IC for batteryless wireless switch (BWS) applications [C]//2015 Symposium on VLSI Circuits (VLSI Circuits). 2015: C282-C283.
- [124] Li Z, Chen Z, Wan Q, et al. An energy harvesting system with reconfigurable piezoelectric energy harvester array for iot applications [C/OL]//2020 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). 2020: 1-5. DOI: [10.1109/ISCAS45731.2020.9180965](https://doi.org/10.1109/ISCAS45731.2020.9180965).
- [125] Aktakka E E, Najafi K. A micro inertial energy harvesting platform with Self-Supplied power management circuit for autonomous wireless sensor nodes [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2014, 49(9): 2017-2029.
- [126] Lee I, Lee Y, Sylvester D, et al. Battery voltage supervisors for miniature iot systems [J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2016, 51(11): 2743-2756. DOI: [10.1109/JSSC.2016.2600565](https://doi.org/10.1109/JSSC.2016.2600565).
- [127] Colomer-Farrarons J, Miribel-Catala P, Saiz-Vela A, et al. Power-conditioning circuitry for a self-powered system based on micro pzt generators in a 0.13- $\mu$ m low-voltage low-power

- technology [J/OL]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(9): 3249-3257. DOI: [10.1109/TIE.2008.927973](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.927973).
- [128] Gasnier P, Willemin J, Boisseau S, et al. An autonomous piezoelectric energy harvesting ic based on a synchronous multi-shot technique [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 2014, 49(7): 1561-1570.
- [129] Chen Z, Jiang Y, Law M, et al. 27.3 a piezoelectric energy-harvesting interface using split-phase flipping-capacitor rectifier and capacitor reuse multiple-vcr sc dc-dc achieving 9.3× energy-extraction improvement [C]//2019 IEEE International Solid- State Circuits Conference - (ISSCC). 2019: 424-426.
- [130] Dini M, Romani A, Filippi M, et al. A nanopower synchronous charge extractor ic for low-voltage piezoelectric energy harvesting with residual charge inversion [J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1263-1274. DOI: [10.1109/TPEL.2015.2417352](https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2417352).
- [131] Liang J, Liao W H. Energy flow in piezoelectric energy harvesting systems [J]. Smart Mater. Struct., 2010, 20(1): 015005.
- [132] Elliott A D T, Mitcheson P D. Implementation of a single supply pre-biasing circuit for piezoelectric energy harvesters [J]. Procedia Eng., 2012, 47: 1311-1314.
- [133] Chen C, Zhao B, Liang J. Revisit of synchronized electric charge extraction (sece) in piezoelectric energy harvesting by using impedance modeling [J]. Smart Mater. Struct., 2019, 28 (10): 105053.
- [134] Guyomar D, Lallart M. Recent progress in piezoelectric conversion and energy harvesting using nonlinear electronic interfaces and issues in small scale implementation [J/OL]. Micromachines, 2011, 2(2): 274-294. <https://www.mdpi.com/2072-666X/2/2/274>. DOI: [10.3390/mi2020274](https://doi.org/10.3390/mi2020274).
- [135] Do X D, Han S K, Lee S G. Optimization of piezoelectric energy harvesting systems by using a mppt method [C/OL]//2014 IEEE Fifth International Conference on Communications and Electronics (ICCE). 2014: 309-312. DOI: [10.1109/CCE.2014.6916720](https://doi.org/10.1109/CCE.2014.6916720).
- [136] Lee M, Yang J, Park M J, et al. Design and analysis of energy-efficient single-pulse piezoelectric energy harvester and power management ic for battery-free wireless remote switch applications [J/OL]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65 (1): 366-379. DOI: [10.1109/TCSI.2017.2717383](https://doi.org/10.1109/TCSI.2017.2717383).
- [137] Chen M, Rincón-Mora G A. Single inductor, multiple input, multiple output (simimo) power mixer-charger-supply system [C/OL]//Proceedings of the 2007 international symposium on Low power electronics and design (ISLPED '07). 2007: 310-315. DOI: [10.1145/1283780.1283846](https://doi.org/10.1145/1283780.1283846).
- [138] Sze N M, Su F, Lam Y H, et al. Integrated single-inductor dual-input dual-output boost

- converter for energy harvesting applications [C/OL]//2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 2008: 2218-2221. DOI: [10.1109/ISCAS.2008.4541893](https://doi.org/10.1109/ISCAS.2008.4541893).
- [139] Wang Y H, Huang Y W, Huang P C, et al. A single-inductor dual-path three-switch converter with energy-recycling technique for light energy harvesting [J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2016, 51(11): 2716-2728. DOI: [10.1109/JSSC.2016.2598222](https://doi.org/10.1109/JSSC.2016.2598222).
- [140] Huang P C, Kuo T H. A reconfigurable and extendable single-inductor single-path three-switch converter for indoor photovoltaic energy harvesting [J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2020, 55(7): 1998-2008. DOI: [10.1109/JSSC.2020.2987722](https://doi.org/10.1109/JSSC.2020.2987722).
- [141] Kuai Q, Wan Q, Mok P K T. A dual-frequency thermal energy harvesting interface with real-time-calculation zcd [J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2021, 56(9): 2736-2747. DOI: [10.1109/JSSC.2021.3066807](https://doi.org/10.1109/JSSC.2021.3066807).
- [142] Wang X, Xia Y, Du Y, et al. Multi-input sece based on buck structure for piezoelectric energy harvesting [J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3638-3642. DOI: [10.1109/TPEL.2020.3022424](https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3022424).
- [143] Chen Z, Xia Y, Shi G, et al. Self-powered multi-input serial sshi interface circuit with arbitrary phase difference for piezoelectric energy harvesting [J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9183-9192. DOI: [10.1109/TPEL.2021.3054982](https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3054982).
- [144] Yuk Y S, Jung S, Gwon H D, et al. 23.5 an energy pile-up resonance circuit extracting maximum 422energy from piezoelectric material in a dual-source energy-harvesting interface [C/OL]//2014 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC). 2014: 402-403. DOI: [10.1109/ISSCC.2014.6757488](https://doi.org/10.1109/ISSCC.2014.6757488).
- [145] Wang X, Xia Y, Zhu Z, et al. Configurable hybrid energy synchronous extraction interface with serial stack resonance for multi-source energy harvesting [J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2023, 58(2): 451-461. DOI: [10.1109/JSSC.2022.3182118](https://doi.org/10.1109/JSSC.2022.3182118).
- [146] Stocker A. Compact integrated transconductance amplifier circuit for temporal differentiation [C/OL]//Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03.: volume 1. 2003: I-I. DOI: [10.1109/ISCAS.2003.1205535](https://doi.org/10.1109/ISCAS.2003.1205535).
- [147] Gasnier P, Andraud M, Willemin J, et al. An ultra low power maximum voltage detector for piezoelectric and electrostatic energy harvesters [J]. 2013 IEEE 11th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2013: 1-4.
- [148] Lee I, Sylvester D, Blaauw D. A constant Energy-Per-Cycle ring oscillator over a wide frequency range for wireless sensor nodes [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 2016, 51(3): 697-711.
- [149] Seok M, Kim G, Blaauw D, et al. A portable 2-transistor picowatt temperature-compensated

- voltage reference operating at 0.5 v [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 2012, 47(10): 2534-2545.
- [150] Gerosa A, Neviani A. Enhancing output voltage swing in low-voltage micro-power ota using self-cascode [J/OL]. Electronics Letters, 2003, 39: 638-639(1). [https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el\\_20030436](https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el_20030436).
- [151] Ribner D, Copeland M. Design techniques for cascaded cmos op amps with improved psrr and common-mode input range [J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1984, 19(6): 919-925. DOI: [10.1109/JSSC.1984.1052246](https://doi.org/10.1109/JSSC.1984.1052246).
- [152] Ahuja B. An improved frequency compensation technique for cmos operational amplifiers [J/OL]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1983, 18(6): 629-633. DOI: [10.1109/JSSC.1983.1052012](https://doi.org/10.1109/JSSC.1983.1052012).
- [153] Razavi B. The strongarm latch [a circuit for all seasons] [J/OL]. IEEE Solid-State Circuits Magazine, 2015, 7(2): 12-17. DOI: [10.1109/MSSC.2015.2418155](https://doi.org/10.1109/MSSC.2015.2418155).
- [154] Ko C C, Lee T H, Zeng Z. Lateral bipolar junction transistor [M]. Google Patents, 2010.
- [155] Götz M, Khriji S, Chéour R, et al. Benchmarking-based investigation on energy efficiency of low-power microcontrollers [J/OL]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2020, 69(10): 7505-7512. DOI: [10.1109/TIM.2020.2982810](https://doi.org/10.1109/TIM.2020.2982810).



## 致 谢

首先，我想要感谢我的导师梁俊睿教授。在我整个博士研究期间，他不仅在学术研究上指导我探索和推进，还经常和我进行哲学、人生、文化等各个领域的深入讨论，让我受益匪浅。同时，特别感谢娄鑫教授在集成电路研究方面提供的重要支持与协助。

此外，我还要感谢我的同学们。他们是我博士生涯中最好的伙伴和朋友。我们一起探讨学术问题、分享人生经验、共度难关，相互鼓励、相互扶持。感谢他们在我困难的时候给予我信心和勇气，在我取得进步的时候一起分享我的喜悦。

当然，我还要感谢那些产业界的工程师朋友们，他们的宝贵经验为我的课题研究扫清了诸多障碍。同时也要感谢上海华虹宏力半导体制造有限公司提供的特色工艺，深度淬炼了我的半导体器件物理知识。

最后，我要感谢我的家人和朋友，感谢他们无条件的支持和鼓励，成为我最坚实的后盾。

未来，我会更加努力地投入到为人民服务的事业中去，用我的知识和技能为社会做出更多的贡献。



## 作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果

### 作者简历：

滕勇，江苏省启东市人，中国科学院上海微系统与信息技术研究所，博士研究生。

### 已发表（或正式接受）的学术论文：

#### 6.3 期刊论文

1. Zhiwu Xie, **Li Teng**, Yu Yin, and Junrui Liang, “Synchronous Switch Energy Extraction Circuit for Motor Regenerative Braking Enhancement”, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023.
2. **Li Teng**, Shiying Wang, and Junrui Liang, “A multistep charge extractions and voltage bias-flip (MCEBF) interface circuit for piezoelectric energy harvesting enhancement,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 10, no. 5, pp. 6293-6303, 2022.
3. Linglong Gao, **Li Teng**, Minfan Fu, Haoyu Wang, and Junrui Liang, ”A switched-mode self-sensing solution for piezoelectric synchronous electric charge extraction (SECE),” IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023.
4. Shiyi Liu, Xin Li, **Li Teng**, Guobiao Hu, and Junrui Liang, “Energy and dynamic analysis of quasi-static toggling mechanical energy harvester,” Nano Energy, 2022.
5. Xin Li, **Li Teng**, Hong Tang, Jingying Chen, Haoyu Wang, Yu Liu, Minfan Fu, and Junrui Liang, “ViPSN: a vibration-powered IoT platform,” IEEE Internet of Things Journal, 2021.

#### 6.4 会议论文

1. **Li Teng**, Zhiwu Xie, Yu Yin, and Junrui Liang, ”Synchronous switch current reversion (SSCR) technique for motor braking enhancement,” Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress & Expo, Detroit, USA, Sept. 2022. (ECCE 2022)

2. **Li Teng**, Junrui Liang, and Sijun Du, "A nano-power wake-up circuit for energy-driven IoT applications," Proceedings of the 2022 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Austin, USA, May 28–Jun. 1, 2022. (ISCAS 2022)
3. **Li Teng**, Junrui Liang, and Zhiyuan Chen, "Multiple charge extractions with bias-flip interface circuit for piezoelectric energy harvesting" Proceedings of the 2020 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Sevilla, Spain, May 17-20 2020. (ISCAS 2020)
4. Zhiwu Xie, Yu Yin, **Li Teng**, and Junrui Liang, "Synchronous switch energy extraction technique for motor regenerative braking enhancement," Proceedings of the 2023 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Monterey, USA, May 21-25, 2023. (ISCAS 2023)
5. Siyu Jin, **Li Teng**, Xin Li, and Junrui Liang, "Mechanical or electrical energy packaging-release schemes toward motion-powered IoT applications," Proceedings of the 2023 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Monterey, USA, May 21-25, 2023. (ISCAS 2023)
6. Zhiwu Xie, **Li Teng**, and Junrui Liang, "A self-powered synchronous switch interface circuit for electromagnetic energy harvesting enhancement," International Conference on Wireless Power Transfer, Chongqing, China, Sept. 16-19, 2022. (ICWPT 2022) Zhijie Chen, **Li Teng**, and Junrui Liang, "A battery-free human activity recognition system based on kinetic energy harvesting," International Conference on Wireless Power Transfer, Chongqing, China, Sept. 16-19, 2022. (ICWPT 2022) Hailiang Yang, **Li Teng**, and Junrui Liang, "A battery-free pavement roughness estimation system based on kinetic energy harvesting," Proceedings of the 2022 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Austin, USA, May 28–Jun. 1, 2022. (ISCAS 2022)
7. Linglong Gao, **Li Teng**, Junrui Liang, Haoyu Wang, Yu Liu, and Minfan Fu, "A self-sensing synchronous electric charge extraction (SECE) solution for piezoelectric energy harvesting enhancement," The 36th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition, Phoenix, USA, Jun. 9-12, 2021. (APEC 2021)

8. Linglong Gao, **Li Teng**, Junrui Liang, and Jianping Guo, "A switched-mode time-sharing solution for piezoelectric energy harvesting and vibration sensing," Proceedings of the 2021 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Daegu, Korea, May 23-26, 2021. (ISCAS 2021)
9. Linglong Gao, **Li Teng**, and Junrui Liang, "A switched-mode piezoelectric interface circuit for dynamics sensing, energy harvesting, and vibration excitation multi-functional purpose," SPIE Smart Structures and Nondestructive Evaluation, 7-10 March 2021. (SPIE SS/NDE 2021)

已投递（正在评审）的学术论文：

1. **Li Teng**, Minfan Fu, Haoyu Wang, Yu Liu, and Junrui Liang, "A Three-transistor Energy Management Circuit for Energy-harvesting-powered IoT Devices," IEEE Internet of Things Journal.
2. Zijie Chen, **Li Teng**, Lan Xu, Jingyi Yu, and Junrui Liang "MP-HAR: A Novel Motion-powered Real-time Human Activity Recognition System," IEEE Internet of Things Journal.
3. Linglong Gao, **Li Teng**, Haoyu Wang, Yu Liu, Minfan Fu, and Junrui Liang, "A Self-sensing Synchronous Switch Circuit for Bidirectional Piezoelectric Energy Conversion" , IEEE Transactions on Industrial Electronics.
4. Zhiwu Xie, **Li Teng**, Haoyu Wang, Yu Liu, Minfan Fu, and Junrui Liang, "A Self-Powered Synchronous Switch Energy Extraction Circuit for Electromagnetic Energy Harvesting" , IEEE Transactions on Power Electronics.

