

MCP-SSHI 接口电路实现多通道宽频压电 能量的高效提取

李继祯^{1,2}, 胡宁¹, 吉振峰^{1,2}, 张诗琪², 赵晨曦², 周美彤², 吴良科¹, 牟笑静²

(1. 重庆大学 航空航天学院, 重庆 400044; 2. 重庆大学 新型微纳器件与系统技术国防重点学科实验室, 重庆 400044)

摘要:随着物联网和智能系统的快速发展,对传感器网络中能量采集技术的需求不断增加。针对多通道宽频压电能量信号特征差异大、能量提取效率低的问题,提出了一种适用于弱耦合环境的多通道并联同步开关电感(MCP-SSHI)接口电路。该电路保持了高模块的扩展性和结构的简洁性,同时还具备处理任意相位关系($0\sim 2\pi$)多通道输入电压的能力。测试结果表明,在处理六路压电能量收集器(PEH)信号时,MCP-SSHI电路可高效提取多通道电能,其能量提取效率高达79.96%,是传统接口电路功率增益的3.24倍。

关键词:压电能量收集;电源管理;多通道能量提取;并联同步开关电感(P-SSHI);自供电

中图分类号:TN384;TN86;TM619 **文献标识码:**A

Efficient Extraction of Multi-Channel Wide-Frequency Piezoelectric Energy by MCP-SSHI Circuit

LI Jizhen^{1,2}, HU Ning¹, JI Zhenfeng^{1,2}, ZHANG Shiqi², ZHAO Chenxi²,
ZHOU Meitong², WU Liangke¹, MU Xiaojing²

(1. College of Aerospace Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

2. National Key Laboratory of New Micro/Nano Devices and System Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: With the rapid advancement of the Internet of Things (IoT) and intelligent systems, the demand for energy-harvesting technologies in sensor networks is escalating. To address the challenges of significant feature divergence in multi-channel broadband piezoelectric energy signals and low energy extraction efficiency under weakly coupled conditions, this paper proposes a multi-channel parallel synchronized switch harvesting on inductor (MCP-SSHI) interface circuit. The circuit retains high modular scalability and structural simplicity while enabling the processing of multi-channel input voltages with arbitrary phase relationships ($0\sim 2\pi$). In test results on processing signals from six piezoelectric energy harvesters (PEH), the MCP-SSHI circuit efficiently extracted multi-channel electrical energy, with an energy extraction efficiency of as high as 79.96%, which was 3.24 times the power gain of traditional interface circuits.

Key words: piezoelectric energy harvesting; power management; multi-channel energy extraction; parallel synchronized switch harvesting on inductor (P-SSHI); self-powered

0 引言

目前物联网技术不断拓展应用领域,各类传感器在环境监测、工业控制、智能交通等领域发挥着重要作用^[1-2]。但随着传感器网络的扩大和智能化程度的提高,耗能日益增长的复杂传感节点成为亟待解决的问题。此外,环境的复杂性和多变性对传感器的能源供应提出了巨大挑战。压电能量收集

器(PEH)因具有集成度高、稳定性强、尺寸小、质量小等优点而备受关注。但面对海量传感网络节点的供电需求,单通道PEH难以满足大功率传感器供能^[3-5]需求,且当结构故障或载荷突变时,单通道输出能量不可靠。因此,为了拓宽PEH的工作频带并提升输出电能,采用了宽频PEH结构设计,其包括阵列结构和多方向复合结构等^[6-7]。通常宽

收稿日期:2024-09-11

基金项目:国家自然科学基金联合基金重点项目(U22B2089);重庆市杰出青年基金项目(CSTB2022 NSCQ-JQX0006)

作者简介:李继祯(1999-),男,重庆市人,硕士生。通信作者:牟笑静(1983-),男,山东省济宁市人,教授。

频 PEH 结构拥有多个独立的压电单元,能够生成多个电能输出通道。各通道的电能信号特征差异显著,导致现有接口电路的提取效率低,继而衍生出对高效多通道宽频压电能量接口电路设计的迫切需求。针对宽频 PEH 的多通道电能信号特征差异显著及能量提取效率低的瓶颈问题^[8-9],介绍了一种提取宽频 PEH 多通道交流能量的接口电路方案。该方案通过独立处理每个通道的输出电能,再融合各个压电单元对整体的功率贡献,旨在高效获取宽频压电能量。此外,在电路设计时融入自供电技术,使之趋于小型化且易于拓展,从而为宽频 PEH 提供一种高效可靠的能量提取接口电路。

1 多通道宽频 PEH 的电学输出特性

对于包含多个输出通道的宽频 PEH,在同一振动激励频率下,当各通道输出电信号间存在相位差或幅值差异时,将部分压电单元引线并联或串联以减少接入电路的通道数量,但会导致整体的能量转换效率急剧下降。

图 1 为 3 个 PEH 单元(分别是“P₁、P₂ 和 P₃”)及其电信号。

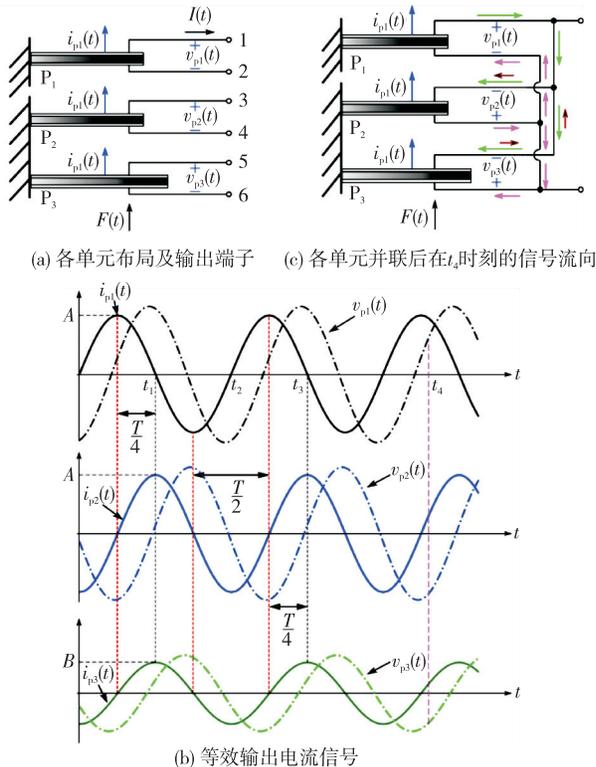


图 1 3 个 PEH 单元及其电信号

由图 1(a)可见,3 个压电单元对应各自的输出

通道,借助 PEH 的弱耦合等效电学模型,对比并讨论各通道等效电学输出间的差异及其相互关系。假设在同一正弦振动激励 $F(t)$ 作用下,P₁、P₂ 和 P₃ 均可正常工作。其中,P₁ 和 P₂ 梁长一致,故其机电响应类似。假设其输出电流的幅值一致,均为 A ,但由于材料属性或内部结构的不同,使二者存在一定的相位差(此处给定相位差为 $\pi/2$)。相反,P₃ 和 P₂、P₁ 的梁长不一致,故其响应特性有差异。假设其等效输出电流的相位与 P₂ 一致,则设其电路幅值为 B 。

各通道的输出电流为

$$\begin{aligned} i_{p1}(t) &= A \sin(\omega t) \\ i_{p2}(t) &= A \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \\ i_{p3}(t) &= B \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

式中 ω 为振动的角频率,同时也是各输出电流的角频率。对各通道进行独立分析时,同一振动频率环境下,其电学输出特性表现为各通道间存在幅值或相位的差异,而信号频率与振动频率保持一致。

将 3 个 PEH 单元的输出端子以并联方式连接,借此探讨并联后的总电流 $I(t)$ 与各组成通道间的内在联系。具体地,若将 P₁ 和 P₂ 的输出端子(1 和 3、2 和 4)并联,假设二者的输出电压 $v_p(t)$ 相等,根据式(1),此时 $I(t)$ 为

$$I(t) = \sqrt{2} A \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2)$$

由式(2)可见,二者并联后,总电流 $I(t)$ 的幅值增大,相位差相对减小,信号频率仍一致。类似地,若将 P₁ 和 P₃ 并联(输出端子 1 和 5、2 和 6 连接),则 $I(t)$ 为

$$I(t) = \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (3)$$

式中 $\varphi_1 = \arctan \frac{B}{A}$ 为并联后的电流相位。电流幅值增大,且信号频率不变。同样地,若将 P₂ 和 P₃ 并联(输出端子 3 和 5、4 和 6 连接),则 $I(t)$ 为

$$I(t) = (A + B) \cos(\omega t) \quad (4)$$

因此,相位相同的电流并联后,电流幅值增大,其他保持不变。

若将三者并联,假定三者的开路电压一致,则 $I(t)$ 改为

$$I(t) = \sqrt{A^2 + (A+B)^2} \sin(\omega t + \varphi_2) \quad (5)$$

式中 $\varphi_2 = \arctan \frac{A+B}{A}$ 为并联后 $I(t)$ 的相位。电流幅值增大, 而信号频率由于振动激励源未改变, 仍保持为原始振动频率 ω 。

需特别说明的是, 在分析存在差异信号的 3 个单元并联系统时, 始终假设各单元输出电压 $v_p(t)$ 保持一致。但是由于压电单元内部固有电容 C_p 的作用, 每个单元输出的电流和电压之间也存在固有相位差(接近于 $\pi/2$), 且电压表现出正弦交流特征, 各电压见图 1(b)。并联后各电流间相互作用的具体表现, 可通过图 1(c) 进行分析。图中, 绿色箭头流向代表并联后因各电压差异导致的 P_1 电流改变, P_1 电流因电位差而流向 P_2 、 P_3 。紫色箭头代表并联后 P_2 因电压影响导致电流流向 P_1 、 P_3 , 使 $i_{p2}(t)$ 改变。棕色箭头流向代表 P_3 电流流向 P_1 、 P_2 , 使 $i_{p2}(t)$ 改变。

2 电路设计与工作原理分析

图 2(a) 为根据同步开关电感能量收集 (P-SSHI) 接口电路原理所构建的可拓展多通道接口 MCP-SSHI 电路结构, 可对每个 PEH 单元的输出电信号进行单独处理。其中, 电感 L_e 作为 P-SSHI 电路原理中的能量转移元件, 在此结构中被所有通道共享; 电容 C_{op} 和 C_{on} 作为多路的初级储能电容, 对整流后的电信号做滤波平滑, 也是共用元件; 开关 S_{pi} 和 S_{ni} 分别作为正半周和负半周电信号的峰值检测器, 每路输出均配有一对开关器件, 以便对正、负半周信号进行独立检测; 二极管 D_{pi} 和 D_{ni} 分别负责压电信号正半周和负半周的整流功能, 每个通道均需配置一对二极管, 以便双向能量的有效收集和转换。MCP-SSHI 结构融合了 P-SSHI 技术的核心机制, 同时借助共有元件电感 (L_e)、电容 (C_{op} 和 C_{on}) 和各通道均有元件的相互配合, 使得电路具有较强的拓展性和适应性。

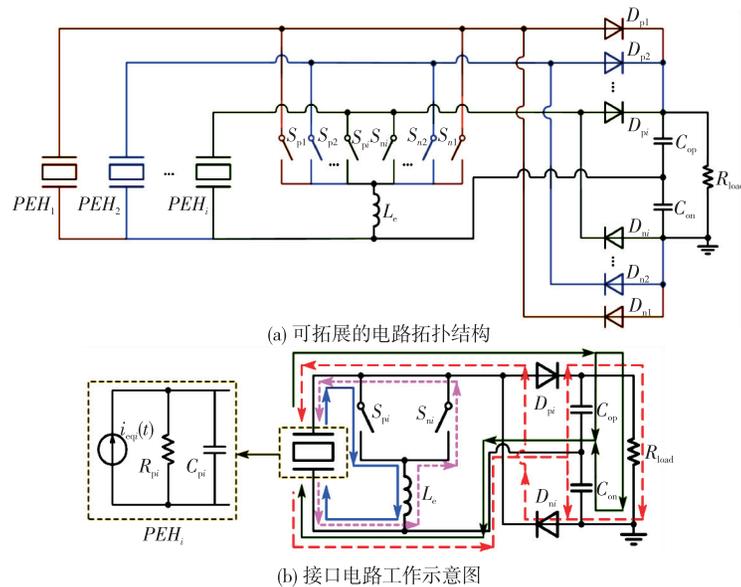


图 2 MCP-SSHI 电路结构

图 2(b) 是以第 i 个 PEH 单元对应的输出通道 PEH_i 为例, 结合 PEH 的弱耦合等效电学模型, 展示了 MCP-SSHI 电路工作过程中的能量流动路径。首先, 在 PEH_i 输出电压的正半周, 因其输出电压未达末端所给定的整流电压阈值, 开关 S_{pi} 和 D_{pi} 均断开, 故 PEH_i 先对检测电路部分的小电容充电。随着 PEH_i 输出电压的不断升高, 一旦其达到整流阈值, 则 D_{pi} 接通, 能量流向见图中绿色标线, 即 PEH_i 对电容 C_{op} 和 C_{on} 充电, 以便存储和滤波。随后, 当

PEH_i 输出电压达到其正半周峰值时, 立即接通峰值检测开关 S_{pi} , 并触发固有电容 C_{pi} 与同步电感 L_e 的高频谐振网络, 同时将 PEH_i 中的能量转移至电感 L_e , 即图中蓝色箭头指示的能量流向。最后, 开关 S_{pi} 的导通时间为 $L_e - C_{pi}$ 谐振周期的 $1/2$, 随后开关断开。由于谐振网络对正半周电压的处理, 使得电压立即翻转升高, 整流输出电能增大, 随即电压正半周的转换过程结束。同理, 红色和紫色虚线所指为 PEH_i 负半周输出电压时对应的能量流向,

其方向与正半周时相反。

图3为MCP-SSHI电路设计的原理图,体现了各个通道间的连接方式,并借助晶体管的工作特性完成自供电开关机制。具体地,晶体管 Q_{pi} 和 Q_{spi} 组合代替正半周的控制开关 S_{pi} ; Q_{ni} 和 Q_{sni} 组合代替负半周开关 S_{ni} 。这些晶体管组合由NPN和PNP构成对称连接,以便高效切换。 C_i 作为峰值

检测中维持电压基准的小电容, D_{pi} 和 D_{ni} 分别负责正、负半周的整流任务。电容 C_{op} 和 C_{on} 以此方式连接可减少用于整流所需的二极管数目,且提高了电容应对多路输入并联充电的耐压值,在电路中被各个通道共享共用。电感 L_e 为了获取并转移 PEH_i 中固有电容消耗的能量,同时使 PEH_i 两端电压快速翻转,加快能量转移并提高电能获取速率。

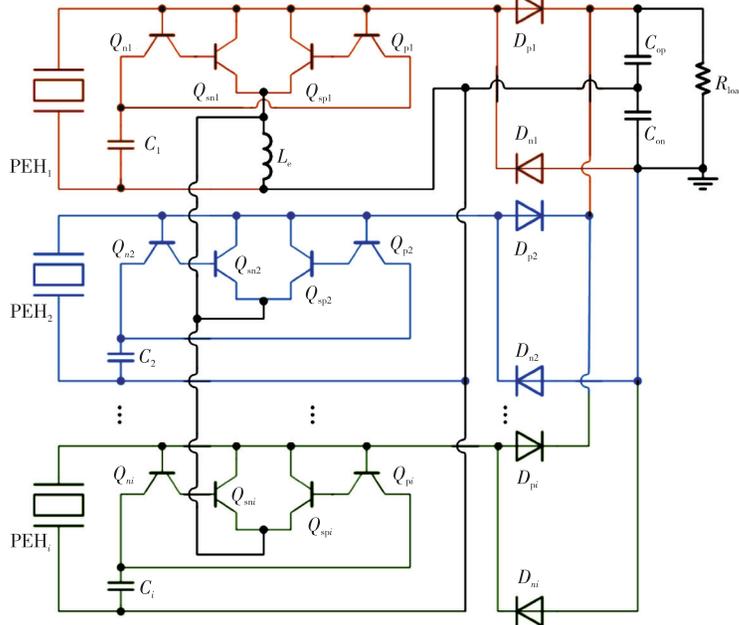


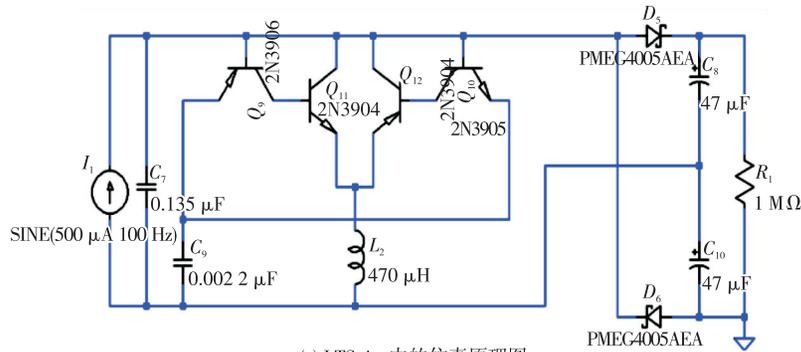
图3 MCP-SSHI电路的原理图

3 电路仿真分析

电路接通某通道的仿真原理图如图4(a)所示,借助LTSpice软件完成此次电路仿真。其中,PEH用“电流源与电阻、电容并联”的弱耦合等效电学模型代替。仿真时令交流电流源 I_1 的幅值为 $500\ \mu\text{A}$,频率为 $100\ \text{Hz}$,初始相位为 0° ,固有电容 C_{pi} 设为 $135\ \text{nF}$ 。同时设置滤波电容 C_{on} 和 C_{op} 为 $47\ \mu\text{F}$,用于实现LC谐振的电感 L_e 为 $470\ \mu\text{H}$,负

载 R_{load} 为 $1\ \text{M}\Omega$ 。 PEH_i 接入电路后的电压翻转过程如图4(b)、(c)所示,此过程与电路分析时的电压翻转动作一致,开关闭合时间为 L_e-C_{pi} 谐振周期的 $1/2$,验证了MCP-SSHI电路的有效性和可行性。

图5为3个独立通道接入MCP-SSHI电路后的仿真结果,揭示了不同电信号的电学属性所导致的电压翻转重叠或中断后重启现象。



(a) LTSpice中的仿真原理图

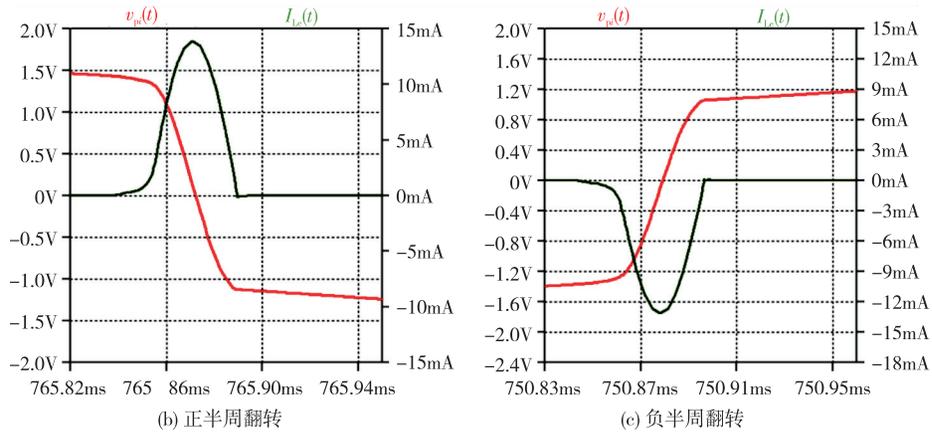


图 4 PEH₁ 电压翻转仿真

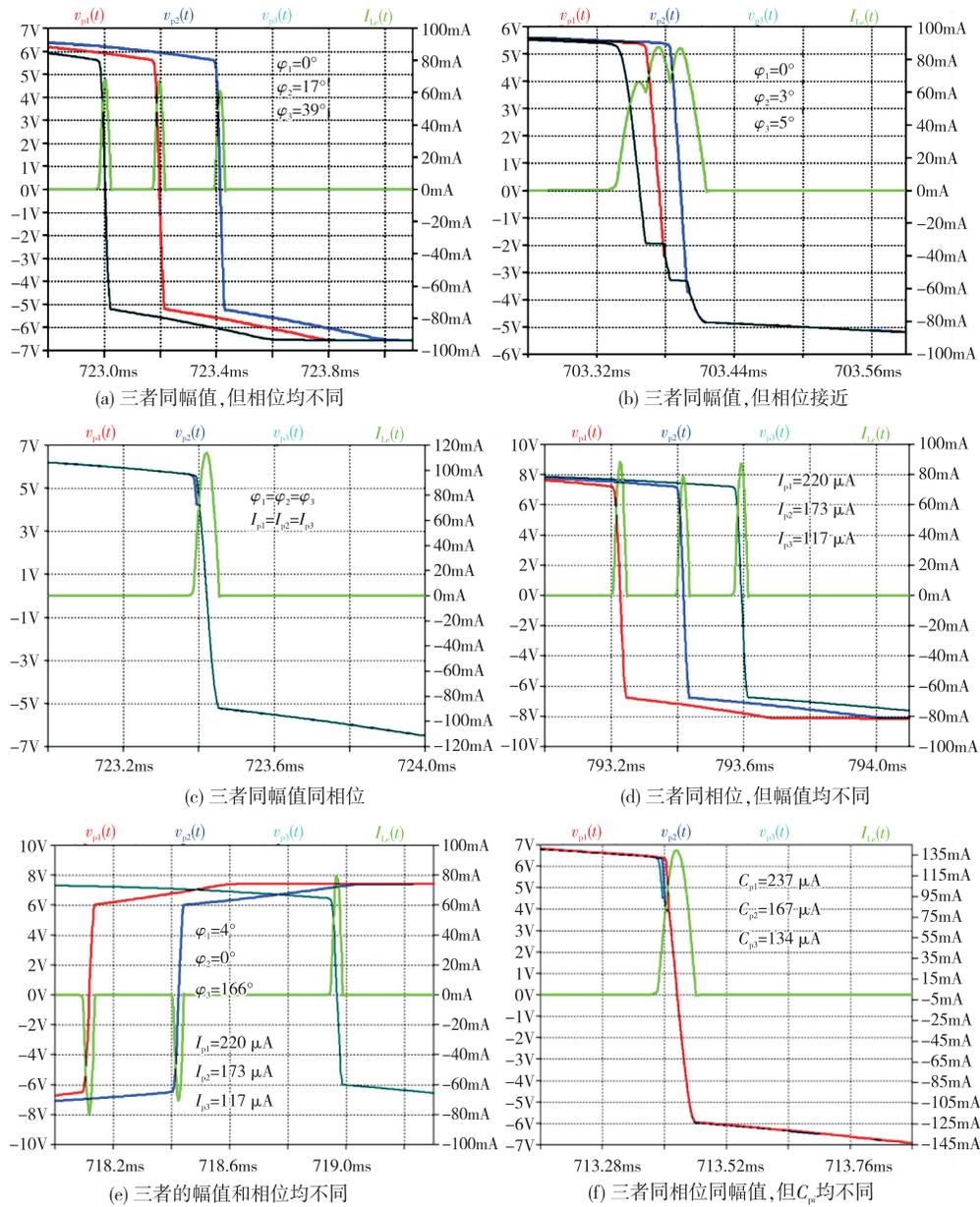


图 5 3 个通道接入电路后的电压翻转仿真

由图 5(a)可见,在电压翻转时未发生重叠现象,每路信号按照各自相位顺序先后完成翻转动作。图 5(b)将 3 路信号的初始相位设置为极为接近的数值,使其在电压翻转时出现重叠现象,PEH₃ 优先开始翻转过程,随后 PEH₁、PEH₂ 依次开始翻转过程,PEH₃ 的翻转过程被中断,当 $v_{p1}(t)$ 与 $v_{p3}(t)$ 相等时,PEH₃ 与 PEH₂ 一起翻转,当 $v_{p2}(t)$ 的电压与 $v_{p1}(t)$ 、 $v_{p3}(t)$ 相同时,三者再一起完成翻转过程,且三者翻转后都达到近似相同的 $-V_{mi}$ 。图 5(c)为 3 路完全相同的信号,在电压翻转时呈现完全重叠现象,且谐振后的电感、电流峰值约为单路输入时的 3 倍。图 5(d)表明,幅值大的信号将率先接通谐振网络并启动翻转过程,翻转时各信号未发生重叠现象。由图 5(e)可见,当 3 路信号幅值和相位均不同时,各信号的正、负半周翻转过程将交叉进行。由图 5(f)可见,当 3 路信号相位和幅值相同, C_{pi} 均不同时, C_{pi} 小的那路信号将优先翻转,其他通道随后依次启动翻转,待 3 路 $v_{pi}(t)$ 完全相等时,将回归翻转完全重叠现象,则电感、电流因多路信号并入而增大。因此,检测小电容 C_i 值应选取尽量小的值,以便在开关导通或截止时瞬间放电,并在正、负半周的不同回路中迅速提供偏置电压,确保开关元件及时接收并响应信号变化。

4 电路测试与功能验证

4.1 器件制作与测试

为了验证 MCP-SSHI 电路的功能特性,基于表 1 所列的元件型号制作了 MCP-SSHI 原型电路测试板,并借助 6 个在弱耦合条件下独立的悬臂梁 PEH 单元搭建的实验装置,测试环境如图 6(a)所示。

表 1 MCP-SSHI 电路中的元件及型号

元件	型号	备注
Q_{pi} 、 Q_{sni}	MBT3904DW1	NPN
Q_{spi} 、 Q_{ni}	MBT3906DW1T1-D	PNP
C_i	0805	2.2 nF
L_e	7447480471	Würth Elektronik, 共用
D_{pi} 、 D_{ni}	PMEG4005CEJ	正、负半周整流
C_{op} 、 C_{on}	TAJCA476K025RNJ	47 μ F, 储能电容, 共用



(a) 实验及测试装置; (b) PEH 压电单元; (c) MCP-SSHI 电路测试板; (d) SEH 电路测试板

图 6 原型电路制作和实验装置搭建

制作 MCP-SSHI 电路测试板并处理 6 个通道的输出电信号(尺寸为 $37.8 \text{ mm} \times 36.2 \text{ mm}$, 见图 6(c))。同时为了完成与 SEH 电路的对比实验,还制作了一个支持多通道输入的 SEH 电路测试板(MC-SEH),其内部包含多个用于整流的独立 FBR 单元(尺寸为 $37.86 \text{ mm} \times 23.5 \text{ mm}$, 见图 6(d))。

压电单元在电路测试中应保持稳定性并产生有效输出,故选用尺寸一致的悬臂梁压电双晶 PEH,且压电材料为附着均匀的 PZT-5H。同时,这些 PEH 单元被逐一编号为 P_i (其中 i 代表 $1 \sim 6$ 的整数),以便区分和管理。通过调整夹持长度或末端质量块等参数配置来改变 PEH 的谐振频率,从而构造一个覆盖宽频范围的 PEH 结构,各个压电单元的安装方式及实物图见图 6(b)。

4.2 电路性能参数测算与对比

为了便于测试电路对于多通道压电能量的功率和提取效率,设置振动台的振动激励为某一特定频率和加速度,以构造适用于 MCP-SSHI 电路工作的恒位移测试环境。

根据各压电单元的谐振频率 f_{ni} 分布情况,选取 70 Hz 作为压电单元接入电路测试时的振动激励频率。首先,在探究各通道的输出功率和阻抗特性时,采用纯电阻阻抗匹配方式,通过变换各通道输出端口所接负载电阻的阻值 R_{load} ,记录下各通道交流电压峰值 V_{pi} ,则第 i 个通道的输出功率 P_{oi} 为

$$P_{oi} = \frac{V_{pi}^2}{2R_{load}} \quad (6)$$

由式(6)得到各通道的阻抗特性和功率输出曲线,如图 7 所示。由图可见,各压电单元的阻抗均约为 8 kΩ,且阻抗匹配后的最大输出功率 P_{oi-max} 可达 1.10 mW。因此,在给定测试条件下,6 个通道工作时在理论上产生的累积压电功率 P_{add6p} 可通过对应

阻抗下 6 个通道的输出功率相加得到,即

$$P_{add6p} = \sum_{i=1}^6 P_{oi} \quad (7)$$

由式(7)可知,各单元累积后的最大压电功率 $P_{add6p-max}$ 为 6 路 P_{oi-max} 相加得到 3.687 5 mW,代表了多通道 PEH 的最大理想能量输出。

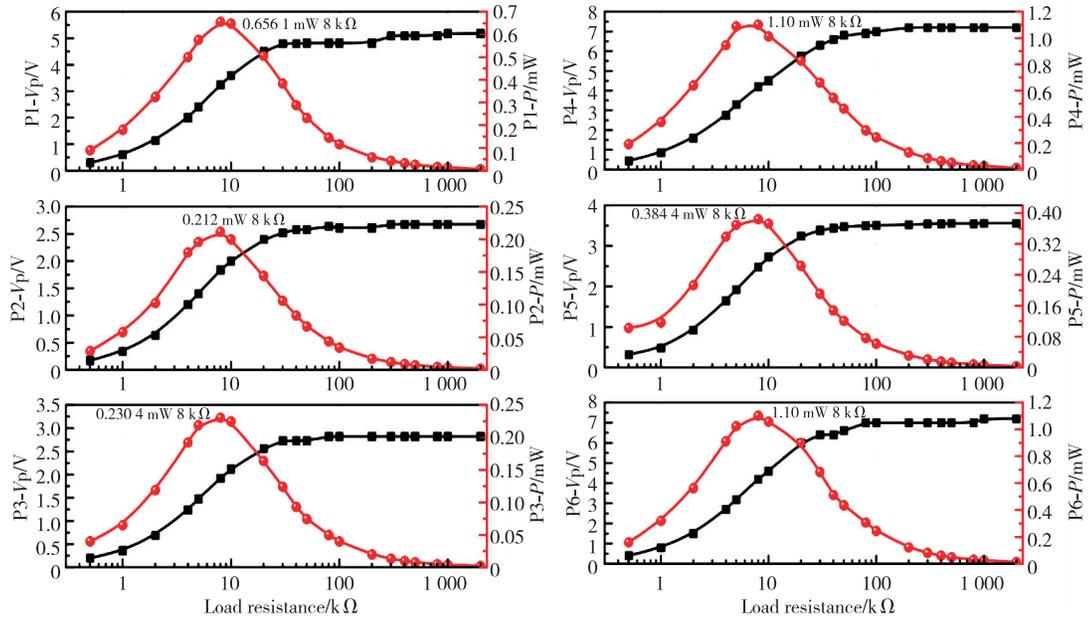


图 7 各压电单元在 70 Hz 振动时的阻抗和功率特征

为了进行性能对比实验,将此前 6 路不同幅值和相位的信号接入制作的多通道标准接口(MC-SEH)电路测试板,其内部 FBR 单元的元件选型为 MBD54DWT1G,变换负载阻值 R_{load} 。记录电路的输出直流电压值,以计算 MC-SEH 电路获取多通道压电能量后的输出功率,如图 8 所示。

为 5 kΩ 时,MC-SEH 电路的最大输出功率为 0.909 1 mW。

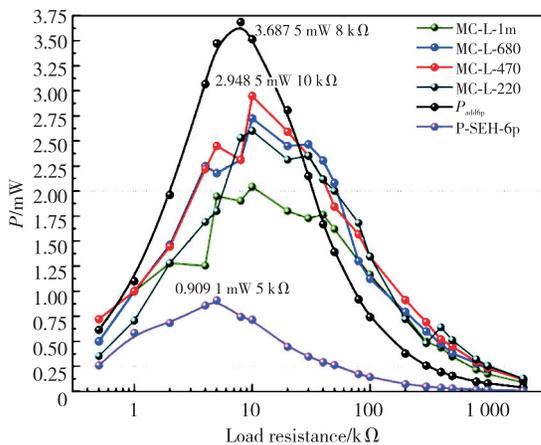


图 8 输出功率对比情况

如图 8 中紫色曲线所示,在最佳负载阻值 R_{opt}

将所提出的 MCP-SSHI 电路测试板接通 6 通道压电能量,类似地,变换阻值 R_{load} 并记录电路的输出直流电压值,以便计算电路的输出功率。由于 MCP-SSHI 电路基于 P-SSHI 技术原理增加了内部阻尼,同时降低各通道固有电容 C_{pi} 差异对相位匹配的影响。而各压电片的 C_{pi} 存在差异,导致各通道电压翻转的周期不一致。因此,为了得到匹配多通道压电能量输出的最佳电感 L_e ,必须针对不同的电感值进行对比。选用 4 种电感(1 mH、680 μH、470 μH、220 μH)进行实验,得到多个测试曲线如图 8 所示。由图可见,当选用电感 L_e 为 470 μH,最佳负载阻值 R_{opt} 为 10 kΩ 时,设计的 MCP-SSHI 电路最大输出功率可达 2.948 5 mW。

此外,能量提取效率作为评估接口电路性能的关键指标,反映了接口电路的实用性和有效性。为了展现 MCP-SSHI 电路相较于传统 MC-SEH 电路

在多通道压电能量提取过程中的优势,引入性能提升比 ρ ,以量化各测试电路输出最大功率相比MC-SEH电路最大功率的增益,当 $\rho > 1$ 时,MCP-SSHI电路在多通道压电能量提取方面优于MC-SEH电路的性能。表2为测试过程中,各电路测试板的各项性能指标对比分析情况。由表可见,提出的MCP-SSHI电路即使在电感参数未处于最佳配置的情况下,其输出功率和能量提取效率仍高于MC-SEH电路的两倍。当MCP-SSHI电路的参数选型均达最优配置时,其峰值输出功率最高可达到传统的MC-SEH电路的3.243倍,能量提取效率是各通道最大累计能量的79.96%,展现了MCP-SSHI电路对于多通道压电能量的高效提取能力与可靠性。

表2 各电路测试的性能对比情况

测试板类型	P_{oc-max}/mW	$R_{opt}/k\Omega$	$\eta_{max}/\%$	ρ
$P_{add6p-max}$	3.687 5	8	100	—
MC-SEH	0.909 1	5	24.65	1
MC-L-1m	2.043 0	10	55.40	2.247
MC-L-680	2.724 0	10	73.87	2.996
MC-L-220	2.601 0	10	70.535	2.861
MC-L-470	2.948 5	10	79.96	3.243

探究MCP-SSHI电路的带宽特性,设定振动激励扫频为50~100 Hz,加速度幅值为1g,在此振动条件下,重新将6通道压电信号接入接口电路,并变换匹配的负载阻抗。图9为MCP-SSHI电路在扫频测试过程中的频率响应,图中蓝色曲线为电压频

率响应波形,红色曲线为功率频率响应波形。当负载阻值为10 k Ω 时,电路在某频率处的输出功率降至峰值功率的1/2,此时输出功率为1.62 mW,输出电压幅值降至4.02 V,其-3 dB带宽可达12.36 Hz,大于宽频结构的谐振频率覆盖范围(66.8~77.54 Hz)表明电路具备良好的频率适应性。

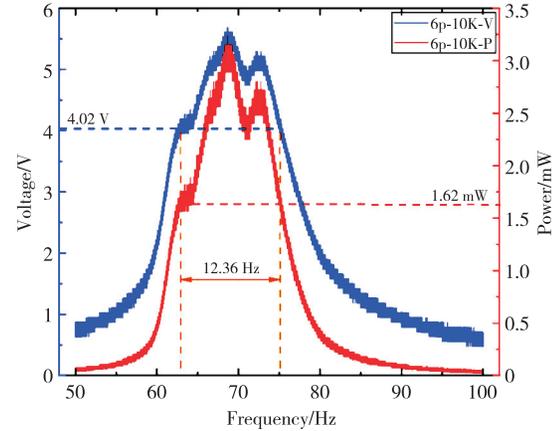


图9 MCP-SSHI电路50~100 Hz扫频时的频率响应性能

表3列举了几种运用不同技术原理设计的多通道输入接口电路,并将其与本文所提的MCP-SSHI电路的性能进行对比。由表可见,相较于传统的MC-SEH电路,MCP-SSHI电路的能量提取效率有显著提升,且MCP-SSHI电路具备-3 dB带宽特性,充分展示了其对宽频压电信号的良好捕获与利用能力。因此,MCP-SSHI电路在保持高模块拓展性和结构简洁性的同时,能够有效处理具有任意相位关系的多通道输入电压,此特性极大地增强了电路对复杂、多变输入信号的适应性和处理灵活性。

表3 与其他多通道接口电路设计的对比情况

性能参数	来源				
	文献[10]	文献[11]	文献[12]	文献[13]	本文
技术原理	SECE	改进的SECE	S-SSHI	P-SSHI	P-SSHI
实现方法	分立元件	CMOS	分立元件	分立元件	分立元件
电感值	10 mH	2.2 mH	1.5 mH	1.56 mH,两个	470 μ H
通道数目	3	6	2	3	6
峰值检测方法	有源	有源	无源	无源	无源
电路复杂度	复杂	复杂	简单	简单	简单
相位差范围	$\neq 0$ 和 π	$\neq 0$ 和 π	$\neq \pi$	$0 \sim 2\pi$	$0 \sim 2\pi$
实验设置条件	恒加速度	恒位移	/	恒加速度	恒位移
提取效率	/	/	/	75.1%	79.96%
功率增益	214%	365%	300%	322%	324.3%

5 结束语

针对宽频 PEH 结构输出的多通道压电能量,提出了一种弱耦合环境下的高效 MCP-SSHI 接口电路设计。该电路在处理 6 路信号时能量提取效率高达 79.96%,且其具有的-3 dB 带宽特性确保了对宽频范围内压电能量的有效捕获与利用。MCP-SSHI 电路在保持高模块拓展性和结构简洁性的同时,具备处理拥有任意相位关系($0\sim 2\pi$)的多通道输入电压能力,增强了电路对复杂、多输入压电信号的适应性与灵活性。此外,电路设计方案中的峰值检测采用了自供电技术,相比传统接口电路,其功率输出性能显著提升,是传统接口电路的 3.24 倍。这为多通道宽频压电能量的提取提供了高效的技术路径,有力推动了宽频 PEH 的进一步应用。

参考文献:

- [1] MOORE S J, NUGENT C D, ZHANG S, et al. IoT reliability: a review leading to 5 key research directions [J]. CCF Transactions on Pervasive Computing and Interaction, 2020, 2(3): 147-163.
- [2] LAGHARI A A, WU K, LAGHARI R A, et al. A review and state of art of internet of things (IoT)[J]. Archives of Computational Methods in Engineering, 2022, 29(3): 1395-1413.
- [3] WEI C F, JING X J. A comprehensive review on vibration energy harvesting: Modelling and realization [J]. Renewable & Sustainable Energy Reviews, 2017, 74: 1-18.
- [4] YANG Z, ZHOU S, ZU J, et al. High-performance piezoelectric energy harvesters and their applications [J]. Joule, 2018, 2(4): 642-697.
- [5] ZOU H X, ZHAO L C, GAO Q H, et al. Mechanical modulations for enhancing energy harvesting: Principles, methods and applications[J]. Applied Energy, 2019, 255: 18.
- [6] FANG S, MIAO G, CHEN K, et al. Broadband energy harvester for low-frequency rotations utilizing centrifugal softening piezoelectric beam array[J]. Energy, 2022, 241:122912.
- [7] UPADRASHTA D, YANG Y. Nonlinear piezomagnetoelastic harvester array for broadband energy harvesting[J]. Journal of Applied Physics, 2016, 120(5):054501.
- [8] 杨晋宁. 臂梁式压电能量俘获器的研究现状[J]. 中国设备工程, 2020(13): 217-220.
- [9] 李莉, 林杉杉, 王永耀, 等. 基于涡致振动的压电俘能技术研究进展[J]. 电子元件与材料, 2021, 40(3): 211-218.
- LI L, LIN S S, WANG Y Y, et al. Research progress in piezoelectric energy harvesting technology based on vortex-induced vibration [J]. Electronic Components and Materials, 2021, 40(3): 211-218.
- [10] ROMANI A, FILIPPI M, TARTAGNI M. Micropower design of a fully autonomous energy harvesting circuit for arrays of piezoelectric transducers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 729-739.
- [11] MENG M, IBRAHIM A, XUE T, et al. Multi-beam shared-inductor reconfigurable voltage/SECE-mode piezoelectric energy harvesting of multi-axial human motion[C]//San Francisco, CA: Proceedings of the IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), 2019.
- [12] 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]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9183-9192.
- [13] XIA H, XIONG J, XIA Y, et al. Self-powered dual-inductor MI-PSSHI-VDR interface circuit for multi-PZTs energy harvesting [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3753-3762.