

DOI: 10.7652/xjtuxb201807023

植入式医疗装置的无线通信和能量收集电路

杨洋, 张瑞智, 张杰, 许江涛, 张鸿

(西安交通大学微电子学院, 710049, 西安)

摘要: 针对传统植入式医疗装置中无线通信电路功耗高、面积大、通信距离短且通常不具备能量收集功能的问题,提出了一种高效率的无线通信和能量收集电路。无线通信电路通过采用脉冲幅度调制的近场通信方式,与传统的开关调制方式相比,其功耗更低,并且在相同误码率的情况下能够实现更远的通信距离;能量收集电路通过使用低功耗的 MOS 整流和稳压电路,其具有高转换效率、小面积的优势。采用 0.35 μm CMOS 工艺,完成了电路的设计和仿真,通过搭建实验平台,对所提无线通信系统进行了验证。实验结果表明:所提电路可在 2.0~2.8 V 电源下工作,在误码率不超过 10^{-5} 的情况下,最远无线通信距离可达 12 cm,并且工作时的电流低于 26 μA ;无线能量收集电路在输入 800 mV、128 kHz 正弦信号时,输出直流电压为 1.73 V,能量转换效率达到 20%。所设计电路可应用于起搏器等植入式医疗装置中,可实现高效率的无线通信和能量收集。

关键词: 植入式医疗装置;无线通信;无线能量收集;脉冲幅度调制

中图分类号: TN432 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2018)07-0160-07

A Wireless Communication and Energy Harvesting Circuit for Implantable Medical Devices

YANG Yang, ZHANG Ruizhi, ZHANG Jie, XU Jiangtao, ZHANG Hong

(School of Microelectronics, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A high-efficiency wireless communication circuit with energy harvesting function is presented to solve the problems in the wireless circuits in traditional implantable devices, such as high power consumption, large chip area, short communication distance and lack of ability to harvest energy. The proposed pulse amplitude modulation (PAM) based communication circuit consumes lower power and can reach a longer communication distance with the same bit error rate when compared with traditional on-off keying (OOK) modulation method. The energy harvesting circuit contains low-power voltage rectifier and regulator designed with MOS devices, which has the advantages of high efficiency and small chip area. The proposed circuit is designed and simulated using a 0.35 μm CMOS technology. A test environment is also built to verify the proposed circuit. Simulation and measurement results show that the proposed circuit can operate under a power supply range of 2.0-2.8 V, and achieve a maximum communication distance of 12 cm with the working current lower than 26 μA and bit error rate less than 10^{-5} . With a 800 mV and 128 kHz input, the energy harvesting circuit outputs a 1.73 V DC voltage with 20% energy conversion efficiency. The proposed circuit is suitable for implantable medical devices such as cardiac pacemakers.

收稿日期: 2018-01-13。 作者简介: 杨洋(1992—),男,硕士生;张鸿(通信作者),男,副教授。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61474092)。

网络出版时间: 2018-04-20 网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20180420.1538.006.html>

Keywords: implantable medical devices; wireless communication; wireless energy harvesting; pulse amplitude modulation

随着微电子和生物医疗技术的不断发展,心脏起搏器、脑起搏器和人工耳蜗等植入式医疗装置已广泛应用于临床医疗。无线通信电路是植入式装置的重要模块,它接收体外程控器的控制命令并向体外传输实时的生命体征信息^[1]。通常体内装置封装在一个钛金属壳内,以实现良好的生物相容性,钛壳引起的电磁屏蔽使得通信距离大大降低,因此实现低功耗、远距离的无线通信是植入式医疗装置的设计难题。体内装置通常采用电池供电,工作寿命有限,如果能通过无线通信电路向体内装置传输能量,可显著增加植入式装置在体内的使用寿命。

目前,各种植入式医疗装置无线系统的差异主要是通信调制方法的不同。文献[2]中的无线通信系统采用脉冲位置调制(PPM)方式,实现了较高的效率和较远的通信距离,但其使用 FPGA 开发板实现,体积较大,难以实现体内集成;文献[3-4]中使用的负载键控(LSK)开关调制方式属于无源通信,具有低功耗优势,但是其通信距离短,在钛壳屏蔽的条件下,误码率大大增加;文献[5]中的无线系统使用了高速时钟和基于相干检测的偏振复用四相位相移键控(CP-DQPSK)调制方式,可实现极高的通信速率,但其功耗过高,难以满足植入式装置低功耗的需求;文献[6]使用 2-PPM 调制方式,实现了较低的功耗和较远的通信距离,但其电路使用分立器件实现,面积和功耗都较大。文献[2-6]中的电路都只实现了无线通信,没有包含能量收集功能。文献[7]基于 PSK 调制分别实现了无线通信和无线能量传输,其通信速率较快,功耗较低,无线能量转换效率较高,但通信距离较短,限制了应用范围。文献[8]给出了针对植入式心脏起搏器的独立的无线充电电路,具有较高的能量输出功率,但体积过大,发热较为严重,增加了病患肌体发炎的风险。

因此,本文提出了一种基于脉冲幅度调制(PAM)的无线通信电路和高效率能量收集电路,采用 0.35 μm CMOS 工艺完成了电路设计和仿真,并搭建了实验环境对所提出的系统进行了验证。结果表明,所提系统与同类系统相比,可增加植入式装置的通信距离,并且具有低功耗和小体积的优势。

1 基本原理与系统结构

本文以植入式心脏起搏器作为典型应用来说明

所提出的无线通信和能量收集电路,通信部分由接收电路、发射电路和数字电路等模块组成,无线能量收集部分由整流器和稳压器实现,总体结构如图 1 所示。体外程控仪探头中的线圈 L_1 和体内装置中的线圈 L_2 都用自粘性漆包线绕制;为了减少系统体积,无线通信和能量收集均是通过 L_1 和 L_2 之间的互感耦合来实现;能量收集电路接收的能量可存储在储能元件中;通信时无线系统需要与内置的微控制器交换信息;心电采集电路主要为一个超低功耗的模数转换器(ADC)^[9]。

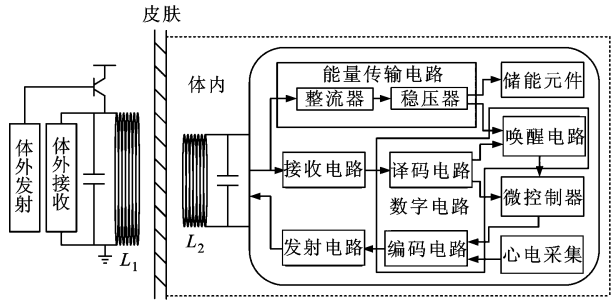


图 1 无线系统结构框图

1.1 通信频段和调制方式

研究表明,钛金属对于射频信号的插入损耗与射频频率正相关,射频为 200 kHz 以下的信号对钛壳的穿透性最好,在电感为 5 mH、钛壳厚度为 5 mm 的条件下,频率为 120 kHz 的信号具有最佳的穿透特性^[5]。综合考虑数据传输速率要求,本文选择 128 kHz 作为通信的频段,以此频率作为电感电容网络的谐振频率。

程控仪与植入式装置之间的双向通信数据使用 PAM 调制。程控仪向体内装置传输控制命令时,将程控指令进行编码,再以脉冲的有和无代表二进制的 1 和 0,用来调制谐振频率为 128 kHz 的脉冲信号,并通过电感 L_1 耦合给体内电感 L_2 ,体内的接收电路通过放大、滤波和恢复整形电路将脉冲信号还原成二进制信息,发送到微控制器,以执行相应的命令。另外,体内装置向程控仪发送数据时,首先将心电信息和微控制器需要发射的其他信息经过编码,再通过发射电路调制一串谐振频率为 128 kHz 的 PAM 信号,通过 L_2 耦合到 L_1 ,最终由体外的程控仪接收电路进行接收、解码和显示。

PAM 调制信号的时域表达式为

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} p(t - b_k T) \quad (1)$$

式中: p 为单位脉冲信号函数; $b_k \in \{0, 1\}$ 为二进制数据位; T 为单位脉冲周期。

本文通信系统的目标速率为 8 kbit/s, 脉冲周期最小为 122 μs 。与传统的开关调制(OOK)通信方式相比, 在传送二进制信号 0 时, PAM、OOK 两种调制方式均不产生功耗; 在传递 1 时, PAM 调制信号的脉冲宽度为仅为 10 μs , 而 OOK 调制方式需要在线圈上加上持续 61 μs 的谐振信号, 其调制电路的电流导通时间与 OOK 调制方式的导通时间之比为 10/61, 若脉冲幅值相同, PAM 调制方式的发射功耗更低, 信号对比如图 2 所示。PAM 调制方式的调制电路仅需要一只源器件, 解调电路的结构也相对简单, 因此电路的面积开销较小。PAM 调制载波信号为单一脉冲, 频谱更加纯净, 传输调制信号的信噪比也就更高, 传输距离更远。

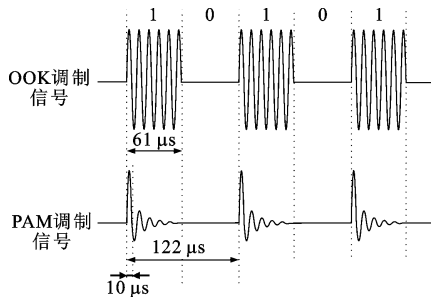


图2 PAM和OOK调制信号对比

1.2 脉冲信号的解调

在体内装置接收信号时, 图 1 中的 L_2 实际接收到的信号包含各个频率的分量, 信号的幅值经过衰减后变得很小, 需要对其进行滤波和放大。滤波能够显著地衰减高频分量, 使信号正半周期的宽度接近单位数据位宽。滤波器输出的信号再放大之后, 使用一个比较器和简单的数字电路就可以对信号解调, 在一次解调过程中, 只要信号大于比较阈值, 数字电路立即锁存比较器输出的高电平并保持 61 μs , 在此期间内比较器不再工作, 这种方式可以保证比较器在一个 PAM 脉冲周期内仅响应一次, 对 PAM 脉冲的其他旁瓣不响应, 提高了解调的可靠性并降低了功耗。为了防止通信过程中其他干扰的影响, 需要使用迟滞比较器, 其迟滞量电压量可设置为

$$V_{\text{hys}} = V_{\text{sig}} A \quad (2)$$

式中: V_{sig} 为线圈耦合到的信号幅值大小; A 为信号放大倍数, 本文取 $A \approx 2$ 。

通过搭建实验平台测试以及对线圈耦合模型进

行优化, 通信系统在 12 cm 距离进行无线通信时 L_2 耦合到的脉冲幅值超过 70 mV, 故比较器的迟滞量至少应为 140 mV。

1.3 基于电感耦合的近场无线能量传输与收集

植入在体内一侧的无线能量接收电路包括由 L_2 、 C_2 组成的谐振器、整流器和稳压器, 其中 R_2 用来模拟电感上的寄生电阻, 体外能量发射电路包含一个信号发生器用来激励谐振电路, 将能量耦合到体内的线圈上, 谐振电路由 C_1 、 L_1 及其等效寄生电阻 R_1 构成, 能量传输电路耦合模型如图 3 所示, 信号发生器可以等效为图 3 中的信号源。

谐振电路通过内外线圈的互感谐振, 接收到交流信号, 互感的耦合系数越大, 交流信号幅值越大。内外线圈的耦合系数 k 只和线圈空间相对距离以及线圈几何尺寸有关^[10]。为了尽可能取得更大的耦合系数, 使体内线圈通过更多的磁通量, 体内线圈沿着起搏器的钛壳内侧边沿绕制。考虑到对钛壳的穿透性, 能量传输的载波频率为 128 kHz, 谐振电路在最佳耦合系数下的传输效率为

$$\eta_{\text{max}} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(kQ_1 + 1)(kQ_2 + 1)} \quad (3)$$

式中: $Q_1 = \omega_n L_1 / R_1$ 、 $Q_2 = \omega_n L_2 / R_2$ 分别为 L_1 、 L_2 的品质因子, ω_n 为谐振频率, 受到体积的限制, Q_2 通常比 Q_1 低。在设计线圈时, 需在接收幅值足够大的前提下, 按照式(3)进行优化来提高能量传输效率^[10], 整个无线能量传输的总效率可表示为

$$\eta_{\text{total}} = \frac{V_{\text{DC}} I_{\text{DC}}}{P_{\text{IN,ac}}} \quad (4)$$

式中: V_{DC} 、 I_{DC} 分别为能量传输电路输出电压和负载电流; $P_{\text{IN,ac}}$ 为体外信号源产生的交流电压功率。

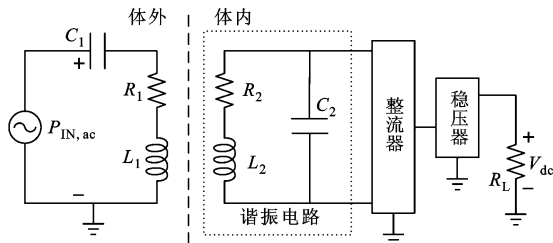


图3 能量传输电路耦合模型

由于受到钛壳的衰减, 接收到的电压幅值比较小, 如果采用传统的二极管桥式整流将会产生极大的压降损耗, 使得总效率大大降低。相比传统二极管整流器, 本文所采用的 CMOS 交叉耦合整流器可大大降低压降损耗。稳压器将整流器输出的直流电压转换为一个稳定的直流电压对储能电容充电, 或直接为负载供电。本文的稳压器由基准电压源、误

差放大器和反馈网络组成,稳压器工作原理如图 4 所示,其中基准电压源产生一个不随输入电压变化的基准电压 V_{ref} ,为误差放大器提供参考输入。

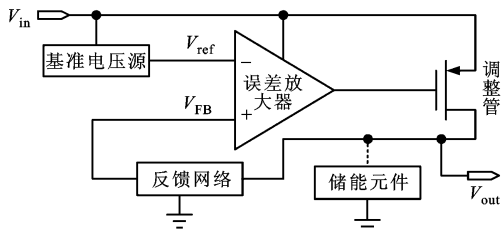


图 4 稳压器工作原理

1.4 系统工作流程

起搏器非通信时间处于休眠状态,需要通信时程控仪先对植入装置进行能量传输,体内确认电量充足后,打开唤醒电路等待唤醒。程控仪唤醒通信电路并且互相确认能够进行双向通信后,在程控仪控制下进行双向通信,具体工作流程如图 5 所示。

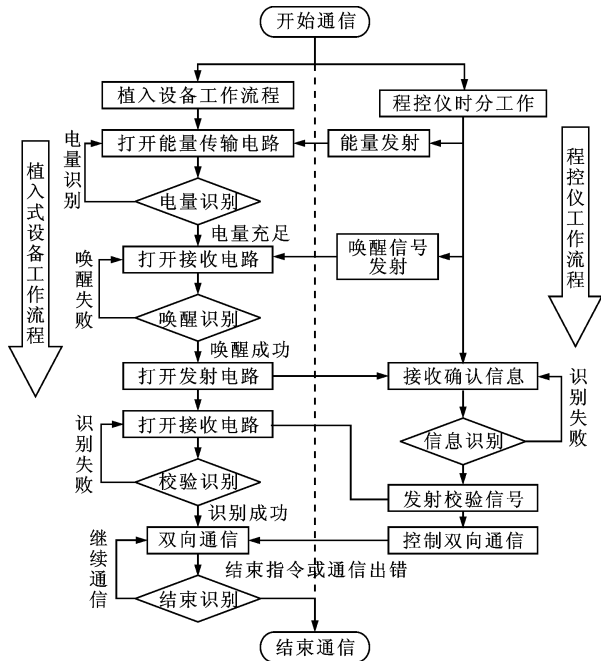


图 5 系统流程图

2 电路设计

整个通信系统包括体外部分和体内部分,为了减小体内部分电路的体积,除谐振电感和电容外的所有电路都集成在一个芯片上。本节给出无线通信和能量收集电路的主要模块的设计。

2.1 无线发射电路

在体内电路向体外发射信号时,谐振电路通过两个多路开关接到电源和脉冲发射开关上,各模式下谐振电路与其他电路的连接如图 6 所示。经过编

码后的数字信号控制晶体管 M0 的栅极,实现 PAM 调制:发送 0 时, M0 不导通,不消耗功耗;需要发送数字 1 时, M0 开启 $10 \mu\text{s}$, 然后关闭, 在 L_2 、 C_2 组成的谐振腔内形成振荡频率为 128 kHz 的 PAM 脉冲, 以近场耦合的方式发射到体外程控仪的线圈上。

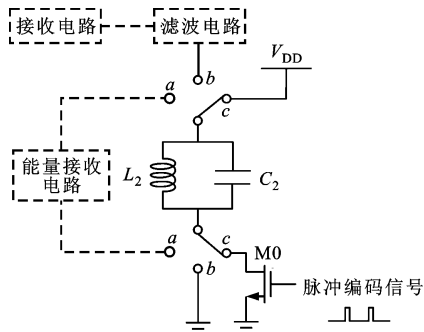


图 6 各模式下谐振电路与其他电路的连接

2.2 无线接收电路

在接收模式下,图 6 中的两个多路开关切换到位置 b , L_2 、 C_2 将接收到体外发送的 PAM 脉冲, 该信号经过滤波之后, 再进行放大和比较即可解调出程控仪发来的数字信号。为了降低功耗, 本文提出了一种包含预放大器和迟滞比较器的接收电路结构, 如图 7 所示, 其中晶体管 M1~M5 组成预放大器, 晶体管 M6~M16 组成迟滞比较器, V_{B1} 、 V_{B2} 为偏置电压, 比较器的迟滞量由 M10 (M11) 与 M9 (M12) 的尺寸比 $k = (W/L)_{10} / (W/L)_9$ 决定, 估算电压迟滞量

$$V_{\text{hys}} \approx \left(\frac{2kI_6}{\beta} \right)^{\frac{1}{2}} - \left[\frac{2I_6}{(1+k)\beta} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5)$$

式中: I_6 为 M6 的电流; β 为 M7、M8 的增益因子。

比较器的输出 V_{rec} 经过数字电路锁存, 即可得到解调后的数字结果。

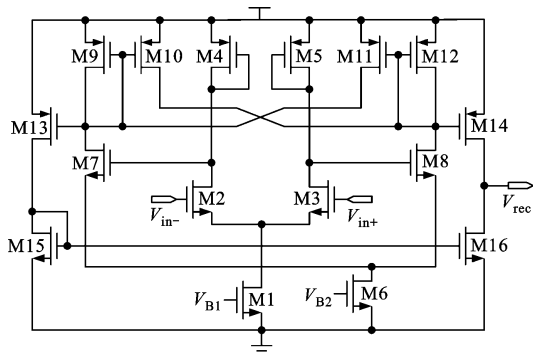


图 7 接收电路结构

2.3 能量收集电路

能量收集电路包含整流和稳压两个部分, 在能量传输模式下, 图 6 中两个多路开关接到 a 位置, 谐

振器上感应到体外程控仪发送的连续正弦波,经过整流和稳压后即可产生稳定的直流输出。 L_2 的电感值为6 mH,等效串联阻抗为476 Ω ,可估算出在谐振频率处的 Q 为1.613。

为了降低直流损耗,采用了交叉耦合 CMOS 整流电路,将谐振线圈上接收到的交流信号 V_{RF+} 、 V_{RF-} 转换为接近直流的信号 V_{DC} ,整流电路单元如图8所示。 V_{THP} 为PMOS管阈值电压,在接收能量时,只要输入信号幅值大于 $|V_{THP}|$ 时,M17和M20导通,给等效负载电容 C_L 充电,当输入信号小于 $-|V_{THP}|$,M18和M19开启并给 C_L 充电。M21~M24可将M17和M18的衬底电位动态调整到电路中的最高电位,从而抑制闩锁效应和体效应。比较器CMP1、CMP2用于加速充电开关开启和抑制漏电,整流器的输入、输出关系表示为^[11]

$$V_{DC} = 4 |V_{THP}| \frac{T_1}{T_{RF}} + \frac{2V_{RF}}{\pi} \cos\left(\frac{2\pi T_1}{T_{RF}}\right) \quad (6)$$

$$T_1 = \frac{T_{RF}}{2\pi} \sin^{-1}\left(\frac{|V_{THP}|}{V_{RF}}\right) \quad (7)$$

式中: $V_{RF} = V_{RF+} - V_{RF-}$; T_{RF} 为输入正弦信号周期。

为了提高输出直流电压幅值,本文将3个图8所示的整流电路级联得到约2 V的输出直流电压。

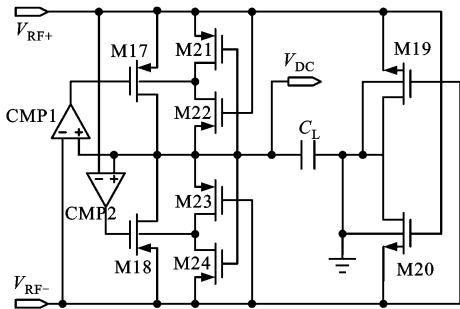


图8 整流电路单元

2.4 稳压电路

稳压器电路根据图4所示的基本原理设计,M21~M34和R1组成基准电压源,如图9所示。M28~M30和M32~M34分别等效为晶体管MS1和MS2。根据MOS管的平方律电流公式,可推导出电压

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{2(V_{GSS1} - V_{GS31})L_{S2}}{C_{ox}\mu_n W_{S2}R_1}} + V_{TH} \quad (8)$$

式中: V_{GSS1} 、 V_{GS31} 为MS1、M31的栅源电压; W_{S2} 、 L_{S2} 为MS2的栅宽、栅长; V_{THN} 为NMOS的阈值电压。根据式(7),调节 R_1 和MS2的宽长比即可以得到所需的基准电压,M35~M39组成误差放大器。在超低功耗下,漏电流将会对基准电压造成较大影响,本

文采用 R_2 、 R_3 来抑制M37、M38栅上的漏电流,尾电流通路上的电阻 R_{12} 用来进一步提高共模抑制比,整个稳压器的调整管为M42,M40、 R_{41} 实现限流功能,M43、M44组成反馈网络,M43、M44的增益因子分别为 β_{43} 、 β_{44} ,在稳态情况下,输出电压 V_{out} 和 V_{ref} 的关系为

$$V_{out} = \left(1 + \sqrt{\frac{\beta_{44}}{\beta_{43}}}\right)V_{ref} + \left(1 - \sqrt{\frac{\beta_{44}}{\beta_{43}}}\right)V_{THN} \quad (9)$$

根据后续电路的要求, V_{out} 的设计值约为1.7 V。

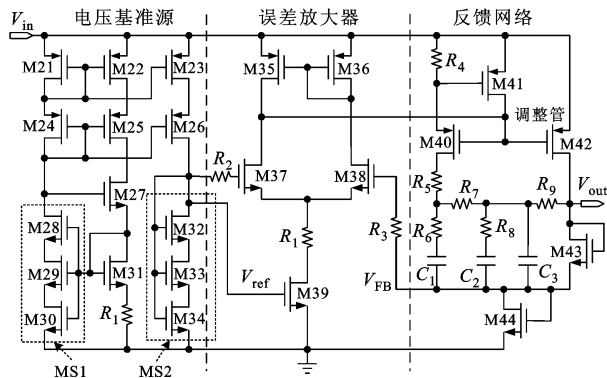


图9 稳压器电路

3 实验结果

本文植入式装置的无线通信和能量收集电路集成在一个芯片上,采用0.35 μm CMOS工艺进行了设计和验证,芯片版图核心面积为497 $\mu\text{m} \times 646 \mu\text{m}$,如图10所示。为了适应植入式心脏起搏器电池供电的特点,工作电源电压范围设计为2.0~2.8 V。版图寄生参数提取后的仿真结果显示,通信电路在休眠模式下平均电流小于30 nA,在接收模式下平均电流小于6 μA ,在发射模式下平均电流小于26 μA 。

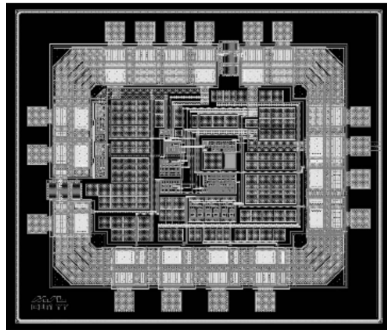


图10 本文设计芯片版图

为了验证所设计的电路,根据实际体内体外线圈的在各种距离下的耦合系数搭建了完整的仿真环境,仿真结果如图11所示。在程控仪向体内发送信号时,体外线圈上的高电平脉冲可达10 V以上,如

图 11a 所示。经过无线路径和钛壳的衰减,体内线圈上接收到的脉冲幅值大大减小,如图 11b 所示。在距离为 12 cm 时,接收脉冲电压 V_{12} 的幅值约为 80 mV,当距离增大到 13 cm,接收脉冲电压 V_{13} 幅值仅约为 30 mV。根据比较器迟滞量的设计,接收电路可以在 12 cm 通信距离下正确解调出,而当距离为 13 cm 时,不能正常解调,数字信号波形和结果如图 11c 所示,结果表明,无线通信的距离能够达到 12 cm。

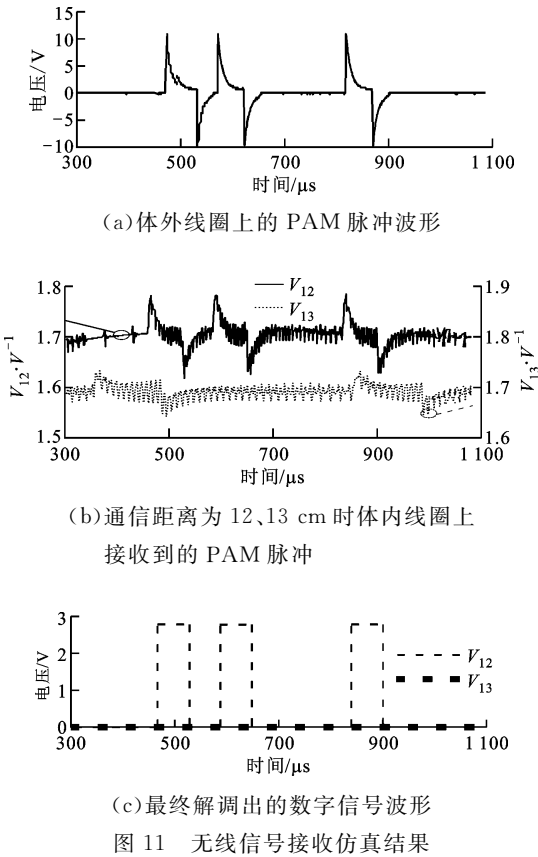


图 11 无线信号接收仿真结果

体内向体外发射数字信息时,体内线圈上的 PAM 脉冲约为 15 V,如图 12 所示。脉冲衰减振荡的频率为 128 kHz,并且能在下次脉冲发射前衰减到 0,这表明体内电路能发射出需要的 PAM 脉冲。在距离为 3 cm 的情况下,体外线圈上激励一个幅值为 20 V、128 kHz 的正弦信号来仿真能量收集电路的性能,仿真结果如图 13 所示,结果表明,体内线圈上耦合到的信号幅值为 800 mV,稳压电路的直流

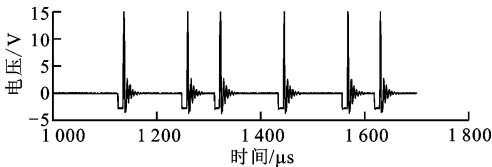


图 12 无线信号发射仿真结果

输出 V_{out} 为 1.73 V,由式(4)进行计算,能量传输效率可达到 20%。

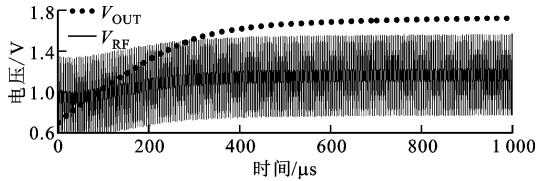


图 13 能量接收仿真结果

为了在实际环境下验证整个通信系统,本文还采用分立器件搭建了无线通信测试平台来验证所提出的电路和系统,如图 14 所示。体内外线圈均为自绕漆包线,体内线圈封装在一个密闭的钛壳内,通过两根引线连接到通信电路板上,通信电路用分立放大器和比较器、微控制器搭建,用来实际模拟所设计的体内电路,程控仪电路由分立元件和单片机组成。当通信距离为 6 cm 时,植入设备接收模式体外、体内线圈上测试到的 PAM 脉冲波形和设备发射模式体外、体内线圈上测试到的 PAM 脉冲波形,结果如图 15 所示。进一步的测试表明,本文的通信电路满足 12 cm 距离下进行的双向无线通信,并且误码率不超过 10^{-5} 。

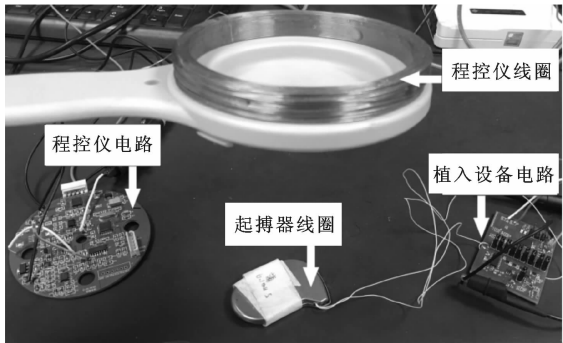
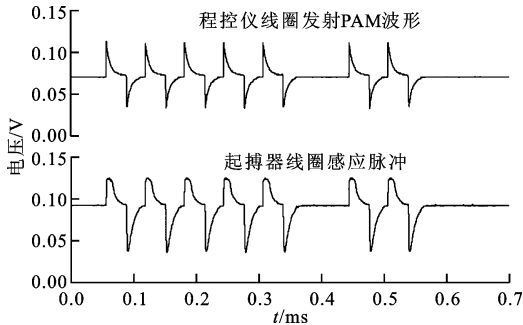
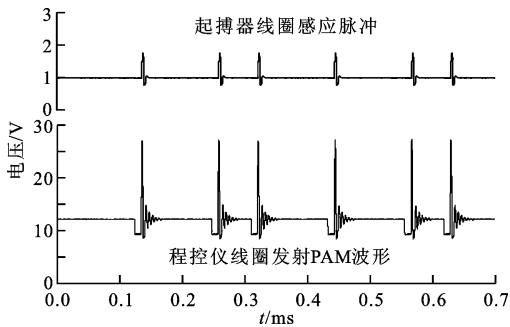


图 14 测试平台

对本文电路的性能进行了总结,并且与近年来相关文献的结果进行了对比,结果如表 1 所示。由表 1 可知,本文的电路因为使用了 PAM 调制方式进行无线通信,并且为无线通信和能量传输电路设



(a) 植入设备接收模式下体外和体内线圈 PAM 脉冲波形



(b)植入设备发射模式下体外和体内线圈 PAM 脉冲波形
图 15 通信距离为 6 cm 的测试结果

计了专用电路,因而能够实现更远的通信距离和无线能量收集功能,在功耗和面积也有一定的优势。

表 1 本文电路性能与和相关文献的对比						
通信电路	工艺尺寸/ μm	载波频率/kHz	功耗/ μW	面积/ mm^2	通信距离/cm	能量收集
文献[5]	0.18	125	1 000	2.25	≤ 6	无
文献[6]		128	99		≤ 10	无
文献[7]	0.35	256	31.5	2.4	≤ 1	有
本文	0.35	128	72.8	0.321	≤ 12	有

4 结 论

本文提出了一种应用于植入式医疗装置的低功耗、高效率的无线通信和能量收集电路。通信电路采用脉冲幅度调制的近场通信方式,与传统的开关调制方式相比,电路功耗更低、面积更小,在相同误码率的情况下能够实现更远的通信距离,能量收集部分包含低功耗的 MOS 整流和稳压电路,具有高转换效率、小面积的优势。电路采用 0.35 μm CMOS 工艺设计和验证,仿真和测试结果表明,电路的工作电压为 2~2.8 V,工作的载波频率为 128 kHz,通信距离可达 12 cm,功耗低于 72.8 μW ,电路面积为 0.321 mm^2 ,能量转换效率高于 20%。该电路可应用在植入式医疗装置中,从而实现高效率无线通信和能量收集。

参考文献:

[1] SWAMPILLAI J, STILES M K. Hazards of modern pacemaker programming: less is more [J]. Journal of Electrocardiology, 2013, 46(2): 140-141.

[2] 王一枫,朱泽璟,邬小玫,等. 心脏起搏器程控与遥测系统的研究 [J]. 生物医学工程进展, 2011, 32(1): 1-5.

WANG Yifeng, ZHU Zejing, WU Xiaomei, et al. The development of programming and telemetry system for cardiac pacemaker [J]. Progress in Biomedical Engineering, 2011, 32(1): 1-5.

[3] GUO C, ZHANG H, MA Z, et al. An inductive wireless telemetry circuit with OOK modulation for implantable cardiac pacemakers [C]// IEEE International Conference on ASIC. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 1-4.

[4] TANG Z, SMITH B, SCHILD J H, et al. Data transmission from an implantable biotelemetry by load-shift keying using circuit configuration modulator [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1995, 42(5): 524-528.

[5] GRUENWALD W, JANSEN D. A digital low frequency transceiver for biomedical implants with enclosed titanium housing [C]// International Conference on Signals and Electronic Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012: 1-4.

[6] 王伟明,马伯志,郝红伟,等. 用于植入式医疗仪器的无线通信系统研究 [J]. 中国生物医学工程学报, 2009, 28(3): 408-414.

WANG Weiming, MA Bozhi, HAO Hongwei, et al. Study of a transcutaneous wireless communication system [J]. Chinese Journal of Biomedical Engineering, 2009, 28(3): 408-414.

[7] LEE S Y, CHENG C J, LIANG M C. A low-power bidirectional telemetry device with a near-field charging feature for a cardiac microstimulator [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits & Systems, 2011, 5(4): 357-367.

[8] 阳天亮. 经皮能量传输系统闭环控制方法的研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2011.

[9] 张鸿,张牡丹,张杰,等. 用于植入式医疗装置的逐次逼近式模数转换器 [J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(2): 43-48.

ZHANG Hong, ZHANG Mudan, ZHANG Jie, et al. A successive approximation register analog-to-digital converter for implantable biomedical devices [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(2): 43-48.

[10] SARPESHKAR R. Ultra low power bioelectronics [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2010.

[11] FACEN A, BONI A. Power supply generation in CMOS passive UHF RFID tags [C]// The 2nd Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 33-36.

(编辑 赵炜)