

植入式医疗设备中的电流源型无线能量传输结构

刘俊丞, 程 心, 解光军, 张 章
(合肥工业大学 电子科学与应用物理学院, 合肥 230009)

摘 要: 提出了一种新型的电流源型无线能量传输结构, 有效提高了经皮无线能量传输的传输效率和接收端的输出电压。不同于将接收端的 LC 回路当作电压源的传统感应能量传输结构, 提出的电流源型无线能量传输结构以一种新颖的方式, 将接收端的 LC 回路当作电流源。这就无需在电路中使用具有部分电容和二极管的 DC-DC 电荷泵或者 AC-DC 倍压器等结构, 电流源型无线能量传输结构本身就能实现具有较高电压转换效率的 AC-DC 转换器的功能。仿真结果表明, 在 1 MHz 的工作频率下, 该结构能够实现高达 ± 15 V 的直流电压输出, 适用于需要高电压为 20 V (± 10 V) 左右的功能性电刺激器系统。

关键词: 无线能量传输; 功能性电刺激器; 电压转换效率

中图分类号: TN492

文献标识码: A

文章编号: 1004-3365(2018)06-0716-06

DOI: 10.13911/j.cnki.1004-3365.180023

Current-Based Wireless Power Transmission for Implanted Medical Devices

LIU Juncheng, CHENG Xin, XIE Guangjun, ZHANG Zhang

(School of Electronic Science and Applied Physics, Hefei University of Technology, Hefei 230009, P. R. China)

Abstract: A new structure of current-based wireless power transmission (CWPT) had been proposed, which could improve the efficiency of the transcutaneous wireless power transmission and the output voltage performance of the receiver effectively. Unlike conventional inductive energy delivery that used a LC -tank of the receiver as a voltage source, the proposed current-based wireless energy transfer architecture treated the LC -tank as a current source in a novel way. This architecture eliminated the demand for DC-DC charge pumps or AC-DC voltage multipliers, both of which required several capacitors and diodes. The CWPT itself could achieve the function of AC-DC conversion with a higher voltage conversion efficiency. The simulation results showed that the structure could achieve a DC voltage output ranging from -15 V to 15 V at an operating frequency of 1 MHz, which was suitable for the functional electrical stimulators requiring high voltages about 20 V (± 10 V).

Key words: wireless power transfer; functional electric stimulator; voltage conversion efficiency

0 引 言

科技的发展和医学水平的进步使得可植入医疗

器械(Implantable Medical Devices, IMD)被成功应用于生物医学领域, 如视觉假体^[1]、人工耳蜗^[2]、功能性的电刺激器^[3]等。对于 IMD 来说, 可靠的供电是设计的关键问题之一。相比于植入电池以及经过

收稿日期: 2018-01-16; 定稿日期: 2018-02-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61674049, 61404043); 安徽省科技重大专项资助项目(16030901007); 安徽省科技攻关资助项目(1501021037, 1501072191)

作者简介: 刘俊丞(1993—), 男(汉族), 湖南衡阳人, 硕士研究生, 研究方向为集成电路设计与测试以及新型半导体器件。

张 章(1982—), 男(汉族), 安徽淮南人, 博士, 副教授, 研究方向为应用于生物电子的集成电路与系统设计及测试。通讯作者, E-mail: zhangzhang@hfut.edu.cn。

皮下的有线供电技术来说,无线能量传输技术可以有效避免电池定期更换的复杂流程和创伤感染的风险^[4]。

为了传输足够的电流到刺激电极,以实现较高强度的电刺激^[5],设计能够产生恒定高压的无线能量传输结构是非常必要的。传统的无线能量传输结构如图1所示。高效的功率放大器驱动发送线圈,发送线圈与接收线圈相互耦合。在 L_2C_2 回路后面需要电源管理单元来对接收到的交流电压进行整流和稳压,从而在负载处得到恒定的直流电压。对于无线能量传输结构来说,在提供足够大的 V_L 的同时保持较高的能量传输效率是一项具有挑战性的任务^[6]。

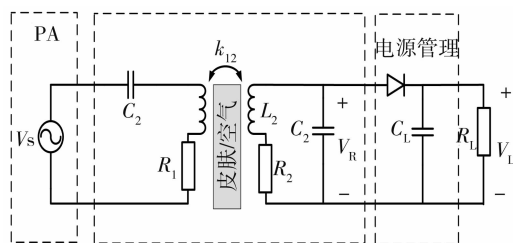


图1 传统的无线能量传输结构

为了提高经皮以及更深组织的无线能量传输效率(PTE),提出多线圈谐振式的感应结构,大多是3线圈或4线圈的结构^[7-8]。相比于2线圈结构,3线圈和4线圈的结构在增加尺寸面积的情况下提高了PTE^[9]。还有一些电源管理模块的结构被提出。比如,文献[10]提出采用阈值电压消除技术和失配控制高速比较器的有源整流器,可以很好地提高PCE。文献[11]提出具有高电压转换效率(VCE)的倍压器和可重构的电压整流器或倍压器。对于提高输出 V_L ,AC-DC倍压器和DC-DC电荷泵等高电压转换效率结构均可实现。但是,上述结构均将接收端的LC回路当作电压源来使用,因此需要采用片外电容和二极管,导致接收端面积、成本、复杂度等增加。本文设计了一种新的电流型无线能量传输结构,利用开关将接收端串联连接的LC回路短接几个载波周期,形成高效率的电流源,从而在接收端实现具有较高VCE的AC-DC电压转换。电流源型能量传输结构满足可植入医疗设备对接收端低功耗的要求,以及对较大 V_L 的需求。

1 电流源型能量传输结构

电流型无线能量传输(CWPT)结构如图2所示。

与图1相比,接收端采用双线圈(L_2, L_3)谐振回路,各回路均并联了一个开关,然后通过整流二极管在负载电阻和电容上产生直流电压 V_{L2}, V_{L3} ^[12]。图2中, V_{L2}, V_{L3} 分别代表 L_2, L_3 的电压,或者是开关闭合时 $L_2C_2(L_3C_3)$ 回路的电压。与传统结构不同,接收端采用串联型谐振方式。在CWPT结构中,单个负载所能提供的最大负载电压 $|V_L|$ 在15 V左右。对于要求恒定直流电压为20 V的高压功能性电刺激器来讲,通过双负载输出 ± 15 V的直流输出电压是可以满足要求的。另一方面,功能性电刺激器系统中需要使用双极电流刺激,以保证人体受电刺激组织的电荷平衡,使人体组织不至于因为刺激点的电荷积累而受到伤害。

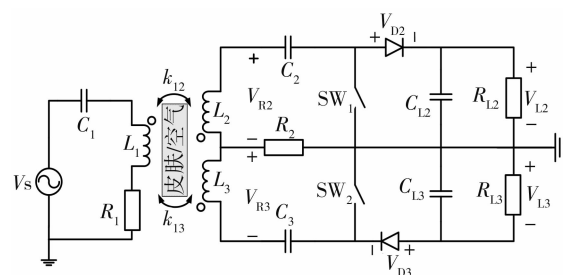


图2 提出的CWPT结构

1.1 CWPT 结构概述

CWPT结构的工作原理和波形如图3所示。图中包括接收端线圈 L_2 和 L_3 的电流 i_{L2} 和 i_{L3} 、电压 V_{R2} 和 V_{R3} 、输出负载电压 V_{L2} 和 V_{L3} ,以及开关的控制时钟SW。

工作过程分为三个阶段。第一阶段,即 $t_0 \leq t < t_1$ 时,开关SW闭合, L_2C_2 回路和 L_3C_3 回路分别储存能量,提供完整的感应回路。第二阶段,即 $t_1 < t \leq t_2$ 时,电容 C_2 和 C_3 上的电压会在电流 i_{L2} 和 i_{L3} 的峰值处(即 $i_{L2, \max}$ 和 $i_{L3, \min}$,通过对次级线圈 L_2 和 L_3 的同名端进行调整来实现 i_{L2} 和 i_{L3} 的相位差)为0,此时所有的能量储存在线圈 L_2 和 L_3 上,开关SW断开, L_2 和 L_3 上储存的所有电荷在约 $0.25T_p$ 的时间内传输到负载上。第三阶段,即 $t_2 < t \leq t_3$ 时,且 $t_3 - t_2 = 0.25T_p$,开关保持断开状态,直到 i_{L2} 和 i_{L3} 回到一个平稳的状态。 t_3 时刻是CWPT结构一个工作周期的结束,同时是下一个循环周期的开始,开关重新闭合,电流 i_{L2} 和 i_{L3} 开始缓慢增长。值得一提的是,开关SW的切换时间是影响该结构性能的关键因素。LC回路需要足够的时间去储存电荷,而放电到负载的时间不能太长(约为 $0.5T_p$)。这也是调

整 L_2 和 L_3 线圈同名端的重要原因, $L_2 L_3$ 的同名端设置使得 $i_{L2} = -i_{L3}$ 。

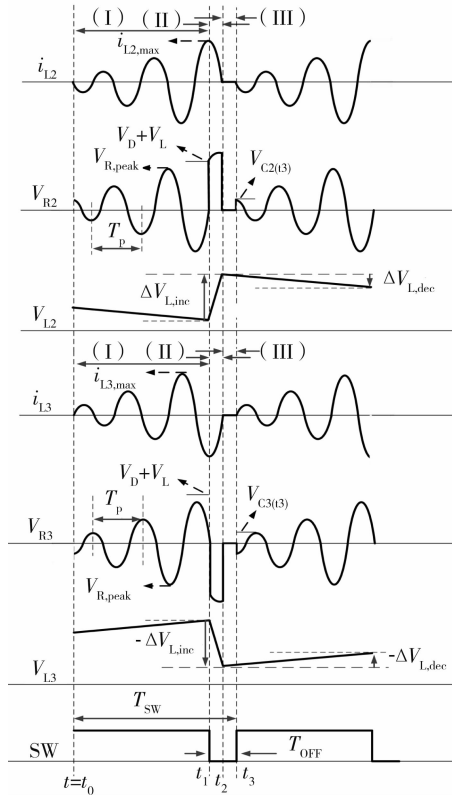


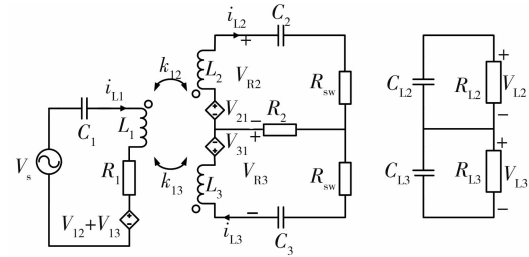
图3 CWPT 结构的工作原理图

在 t_1 时刻, 由于 V_{R2} (V_{R3}) 为 0 且只有整流器能给 L_2 (L_3) 提供一条放电的通路, V_{R2} (V_{R3}) 快速增加到大于 $V_{D2} + V_{L2}$ (或者 V_{R3} 快速减小到小于 $-V_{D3} - V_{L3}$), V_{D2} (或 V_{D3}) 表示整流器的正向压降。在第一阶段, V_{R2} 的峰值 $V_{R,peak}$ 并不需要大于 V_{L2} (或 V_{R3} 的峰值 $V_{R,peak}$ 并不需要小于 V_{L3}), 这是因为接收端的 LC 回路形成一个高效的电流源, 所以 CWPT 结构相当于实现了一个具有高 VCE (定义为 $V_L/V_{R,peak}$) 的 AC-DC 电压转换功能。在第二、第三阶段, 由于 $L_2 C_2$ (或 $L_3 C_3$) 谐振回路与负载 C_{L2} 、 R_{L2} (或 C_{L3} 、 R_{L3}) 是串联关系, 且 C_{L2} (或 C_{L3}) 远大于 C_2 (或 C_3), L_2 (或 L_3) 仍可看成处于谐振状态。此外, 第二、第三阶段的持续时间远远小于第一阶段, 因此 $L_2 C_2$ (或 $L_3 C_3$) 回路的谐振参数和品质因数与第一阶段相比是非常接近的。需要注意的是, 在第一阶段 LC 回路短接的时候, L_2 、 L_3 不能传输电荷到负载 R_{L2} 和 R_{L3} 上, 这时仅有电容 C_{L2} (或 C_{L3}) 在给 R_{L2} (或 R_{L3}) 提供电荷, 所以 $|V_L|$ (即 V_{L2} 和 V_{L3} 的幅值) 在这一阶段会有较为明显的降低。这个现象也与 R_L 值的大小有一定关系。 R_L 值越小, 在第一阶段 $|V_L|$ 的电压

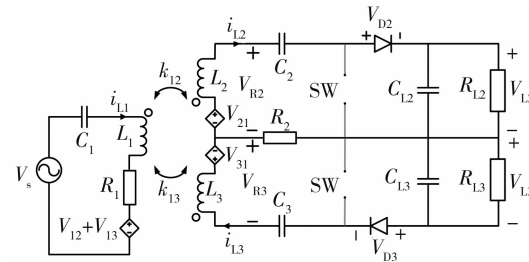
下降就越明显。

1.2 CWPT 结构的电路原理

图 4(a) 和图 4(b) 所示分别给出了该结构在第一、第二、第三阶段的等效电路图。由于共用地线, 且 R_2 的值非常小 (约为 1.1Ω), 可以将接收端的 $L_2 C_2$ 回路和 $L_3 C_3$ 回路拆分开来。两个回路的工作原理相同, 且 $L_2 = L_3$, $k_{12} = k_{13}$ 。可以通过分析 $L_2 C_2$ 回路, 推导出 i_{L2} (i_{L3})、 V_L 和 PTE 的相关计算公式。开关 SW 在第二、第三阶段均导通, 图 4(b) 所示等效电路可以同时表示这两个阶段的工作状态。线圈 L_1 与线圈 L_2 、 L_3 的互感可以等效为发射端和接收端的互感电动势, 有 $V_{12} = -j\omega_p \times M_{12} \times I_{L2}$ 和 $V_{21} = j\omega_p \times M_{12} \times I_{L1}$ 。同理可知, $V_{12} = -V_{21}$, $V_{31} = V_{21}$ 。其中, $\omega_p = 2\pi/T_p = 2\pi f_p$ 是载波频率, I_{L1} 、 I_{L2} 、 I_{L3} 分别是线圈 L_1 、 L_2 、 L_3 的正弦交流电幅值^[13]。



(a) 第一阶段, 开关闭合



(b) 第二、第三阶段, 开关断开

图4 CWPT 结构在三个工作阶段的等效电路图

CWPT 结构在第一阶段的持续时间远远大于第二、第三阶段。因此, $L_2 C_2$ (或 $L_3 C_3$) 回路大部分时间处在第一阶段的谐振状态下。 I_{L1} 、 I_{L2} 、 I_{L3} 的稳定状态可以通过第一阶段的等效电路模型计算出来:

$$\begin{aligned} \left(\frac{1}{j\omega_p C_1} + j\omega_p L_1 + R_1 \right) I_{L1} + V_{12} + V_{13} &= |V_s|, \\ \left(\frac{1}{j\omega_p C_2} + j\omega_p L_2 + R_2 + R_{sw} \right) I_{L2} - V_{21} &= 0, \\ \left(\frac{1}{j\omega_p C_3} + j\omega_p L_3 + R_2 + R_{sw} \right) I_{L3} + V_{31} &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

式中, R_{sw} 是开关的导通阻抗, $|V_s|$ 是电源电压

V_s 的幅值。在谐振情况下, $\omega_p = 1/(L_1 C_1)^{1/2} = 1/(L_2 C_2)^{1/2} = 1/(L_3 C_3)^{1/2}$ 。因此, 稳定状态下的 V_{21} 的幅值为:

$$|V_{21}| = \frac{|V_s| M_{12} \omega_p}{R_1} = |V_{31}| \quad (2)$$

式中, 耦合系数 $k_{12} = M_{12}/(L_1 L_2)^{1/2}$ 。式(2)表明, 发射端的耦合感应可以等效为接收端的一个交流源, 即 V_{21} 。

为了提高输出 $|V_L|$ 的值, 使第一阶段中 $i_{L2, L3}$ 和 $V_{R2, R3}$ 的值最大化是很好的办法。而在第一阶段中, $i_{L2} = |V_L|/(R_2 + R_{SW})$ 。因此, 在增加 V_{21} 和 V_{31} 幅值的同时减小 $R_2 + R_{SW}$ 的值是非常有效的。

观察图3中 $V_{L2, L3}$ 的波形变化。在第二阶段, 只有电容 C_L 为负载 R_L 提供电荷, $|V_L|$ 会缓慢地下降 $\Delta V_{L, dec}$, 有:

$$\Delta V_{L, dec} = |V_{L(t_0)}| [1 - \exp(-\frac{T_{SW} + T_{off}}{R_L C_L})] \quad (3)$$

式中, $T_{SW} = 1/f_{SW}$, 表示开关的周期时间; $T_{off} = 0.5 T_p$, 表示开关的关断时间。在第二阶段, $i_{L2}(i_{L3})$ 达到峰值且 $L_2 C_2 (L_3 C_3)$ 回路连接到了负载上, 线圈 L_2 和 L_3 上储存的电荷会传输到负载 C_{L2} 、 C_{L3} 和 R_{L2} 、 R_{L3} 上去。这时, $|V_{L2, L3}|$ 会迅速地增加 $\Delta V_{L, inc}$, 有:

$$\Delta V_{L, inc} = \int_{t_1}^{t_2} i_{L2}(t) dt / C_L \quad (4)$$

式中, $i_{L2}(t)$ 在 $t_1 < t < t_2$ 时可以表示为:

$$i_{L2}(t) = B \exp[\alpha(t - t_1)] \cos[\omega_d(t - t_1) - \theta] + A_3 \cos[\omega_p(t - t_1)] \quad (5)$$

在 $i_{L2}(t)$ 的表达式中, 分别有:

$$\begin{aligned} \alpha &= -\frac{\omega_p}{2Q_{2eq}}, \quad \omega_d = \frac{\omega_p}{2Q_{2eq}} \sqrt{4Q_{2eq}^2 - 1}, \\ \theta &= \arctan \frac{di_{L2}(t_1)/dt - \alpha(i_{L2}(t_1) - \frac{|V_{21}|}{R_2 + R_{SW}})}{\omega_d(i_{L2}(t_1) - \frac{|V_{21}|}{R_2 + R_{SW}})}, \\ B &= \left(\frac{di_{L2}(t_1)}{dt} - \alpha(i_{L2}(t_1) - \frac{|V_{21}|}{R_2 + R_{SW}}) \right)^2 + \\ &\quad \left(i_{L2}(t_1) - \frac{|V_{21}|}{R_2 + R_{SW}} \right)^2 \omega_d^2 \end{aligned} \quad (6)$$

根据式(3)和式(4), $|V_{L2}|$ 和 $|V_{L3}|$ 在每一个开关周期内的第一阶段下降, 但在第二阶段上升。因此, 经过 n 个开关周期之后, $|V_{L2, L3}|$ 的最终值分别为:

$$|V_{L2, L3}|(t = nT_{SW}) = \sum_{i=1}^n [\Delta V_{L, inc}(i) - \Delta V_{L, dec}(i)] \quad (7)$$

CWPT 结构的电源转换效率 (PTE_2 , PTE_3) 定义为负载 R_{L2} 、 R_{L3} 的功率 ($P_L = |V_L|^2/R_L$) 与电源电压 V_s 的功率 (P_s) 之比。在稳定状态下, 最终的 V_{L2} 、 V_{L3} 幅值可以通过式(7)计算出来, 进一步得到负载功率 P_L 。电源功率 P_s 可以通过图5(a)所示的等效电路计算出来。 $L_2 C_2$ 回路和 $L_3 C_3$ 回路在发射端产生的反射阻抗为:

$$R_{ref} = k_{12}^2 \omega_p L_1 Q_{eq} + k_{13}^2 \omega_p L_1 Q_{3eq} = 2k_{12}^2 Q_1 Q_{2eq} R_1 \quad (8)$$

发射阻抗 R_{ref} 与 R_1 串联, 线圈 L_1 与电容 C_1 处于谐振状态, 负载正电压 V_{L2} 的转换效率为:

$$P_2 = \frac{V_{L2}^2/R_{L2}}{0.5 |V_s|^2/(R_1 + R_{ref})} = 2 \left| \frac{V_{L2}}{V_s} \right|^2 \cdot \frac{R_1}{R_{L2}} (1 + 2k_{12}^2 Q_1 Q_{2eq}) \quad (9)$$

各项参数指标是一致的。负电压 V_{L3} 的电源转换效率 P_3 与 P_2 是相同的, 即 $P_3 = P_2$ 。

2 仿真结果分析

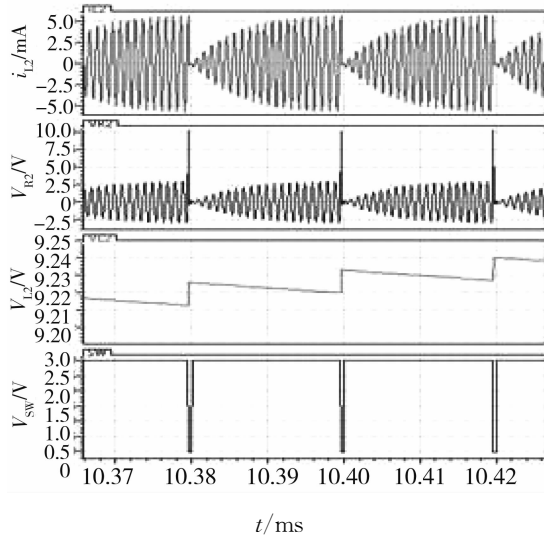
为了验证 CWPT 结构的准确性, 利用 Cadence 软件对该结构进行了仿真分析, 并将一些关键参数与理论计算结果进行了对比。电源电压 V_s 是工作在 1 MHz 频率下的 3 V 正弦交流电压源, 开关控制信号是周期为 50 kHz 的脉冲信号。

图5(a)和图5(b)分别给出了 i_{L2} 、 i_{L3} 、 V_{R2} 、 V_{R3} 、 V_{L2} 、 V_{L3} 以及开关 SW 在约 50 μs 内的仿真波形。可以看出, 通过 LC 回路的储存电荷, V_{R2} 和 V_{R3} 在第一阶段的峰值可以达到 ± 3 V 左右, 在第二阶段的开关断开后, 受到 $V_{D2} + V_{L2}$ (或 $V_{D3} + V_{L3}$) 的影响, V_{R2} (或 V_{R3}) 的幅值会突然增加, 以此为线圈 L_2 (或 L_3) 放电到负载提供一条通路。

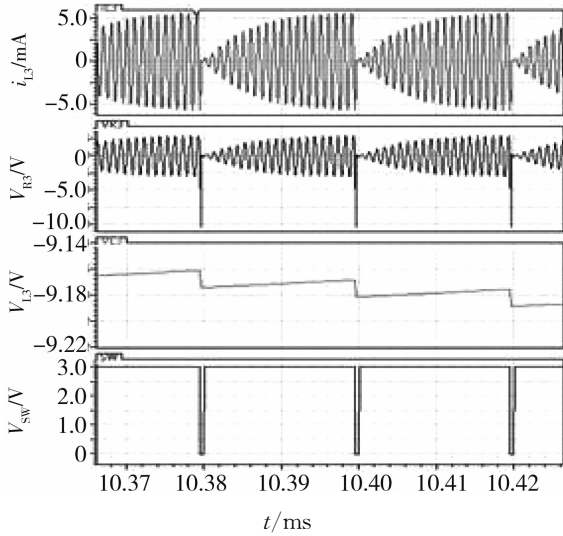
图6给出的是完整的 V_{L2} 和 V_{L3} 的仿真波形。在 50 μs 内, V_{L2} 和 V_{L3} 分别达到 9.24 V 和 -9.19 V 左右, V_{R2} 和 V_{R3} 也分别突破了 10 V 和 -10 V。

通过式(2), 可以计算出 i_{L2} 和 i_{L3} 的稳定幅值在 56.24 mA 左右, 这与图6中 56.83 mA 的仿真结果相差不多。通过式(3)和式(4)可以算出 $\Delta V_{L, dec}$ 和 $\Delta V_{L, inc}$ 分别约为 6.07 mV 和 14.35 mV, 在图6中, 这两个参

数值分别约为 6 mV 和 13 mV。由此可见,计算结果与仿真结果十分匹配,证明理论分析正确有效。



(a) 50 μs 内 L_2C_2 回路的 i_{L2} 、 V_{R2} 、 V_{L2}



(b) 50 μs 内 L_3C_3 回路的 i_{L3} 、 V_{R3} 、 V_{L3}

图 5 性能参数仿真结果

从图 6 可以看出,经过约 70 ms 后, V_{L2} 、 V_{L3} 达到稳定状态,即 $\Delta V_{L,dec} = \Delta V_{L,inc} \approx 10 \text{ mV}$ 。此时, V_{L2} 和 V_{L3} 分别达到 13.75 V 和 -13.69 V (通过增加 $|V_S|$ 或负载 R_{L2} 、 R_{L3} , V_{L2} 和 V_{L3} 最高能达到 $\pm 15 \text{ V}$)。前面计算得到 V_{R2} 、 V_{R3} 的幅值在 3 V 左右,表明 CWPT 结构实现了 AC-DC 转换功能,电压转换效率高达 4.6。从图 6 还可以看出,当 V_{L2} 、 V_{L3} 较小时, V_{L2} 、 V_{L3} 的增加速度非常快。原因在于:1) 根据式(3), $\Delta V_{L,dec}$ 与 V_{L2} 、 V_{L3} 成正比,当 V_{L2} 、 V_{L3} 较小时, $\Delta V_{L,dec}$ 也会较小;2) $\Delta V_{L,inc}$ 受到第二阶段中 i_{L2} 、 i_{L3} 的影响,在 $|V_{L2}|$ 、 $|V_{L3}|$ 越大的时候反而变得越

小。因此,随着 $\Delta V_{L,dec}$ 逐渐变大, $\Delta V_{L,inc}$ 逐渐变小,最终 V_{L2} 、 V_{L3} 达到稳定状态。此外,根据式(7)可以得到 CWPT 结构的效率 $P_{2,3}$ 约为 5.4%。

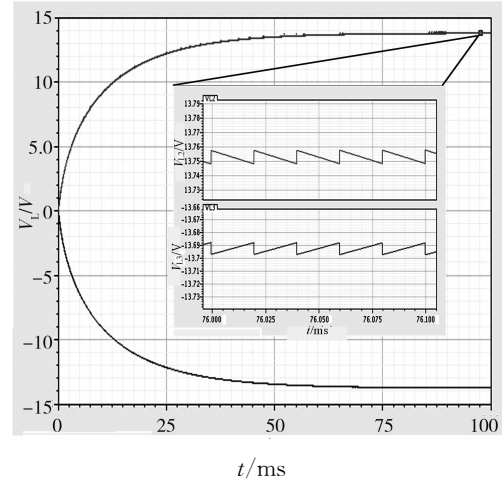


图 6 V_{L2} 和 V_{L3} 的完整仿真波形

在 CWPT 结构的实际应用中,所用分离元器件中的开关 SW1 和 SW2 可能会带来线圈之间阻抗匹配的变化以及一定的能量损耗和效率损失。在选择分离元器件的时候,需要采用导通电阻较小的功率开关,即导通阻值在 0.1Ω 数量级的开关器件。小的导通电阻可以使得 CWPT 结构从第一阶段变换到第二、第三阶段时不会出现较大的反射阻抗变化,同时在约 50 mA 的正向电流下引起的能量和功率损耗不会太高。对于需求为 $\pm 10 \text{ V}$ 恒流电压的刺激器系统,3~5 V 的裕度能够满足要求。此外,对于刺激芯片电路集成的实现,SW₁ 和 SW₂ 分别采用 R_{SW} 较小的大宽长比晶体管,相比分离元器件,可以更好地降低能量和效率的损耗。

3 结 论

本文提出了一种新型的高效率 CWPT 结构,通过开关控制接收端的 LC 回路来储存电荷,并在短时间内将其传输到负载,实现最高可达 $\pm 15 \text{ V}$ 的直流电压输出。该结构使接收端的 LC 回路发挥了电流源的功能,实现了高转换效率的 AC-DC 转换器的功能。经过计算推导和仿真验证,与传统无线能量传输结构相比,该结构的性能有非常明显的提升。CWPT 传输结构具有低功耗、高效率以及较高的恒定直流电压 ($\pm 10 \text{ V}$ 以上) 输出,能够很好地满足高压功能性电刺激器系统的需求。

参考文献:

- [1] HUMAYUN M S, DE JUAN E, DAGNELIE G, et al. Visual perception elicited by electrical stimulation of retina in blind humans [J]. *Arch Ophthalmol*, 1996, 114(1): 40-46.
- [2] SLUKA K A, WALSH D. Transcutaneous electrical nerve stimulation: basic science mechanisms and clinical effectiveness [J]. *J Pain*, 2003, 4(3): 109-121.
- [3] PECKHAM P H, KNUTSON J S. Functional electrical stimulation for neuromuscular applications [J]. *Annu Revi Biomed Engineer*, 2005, 7(7): 327-360.
- [4] ZHAO J, YAO L, XUE R F, et al. An integrated wireless power management and data telemetry IC for high-compliance-voltage electrical stimulation applications [J]. *IEEE Trans Biomed Circ & Syst*, 2017, 10(1): 113-124.
- [5] 易欣. 功能性电刺激关键芯片技术的研究和设计实现 [D]. 上海: 上海交通大学, 2013.
- [6] 谭烨. 无线脑深部电刺激器关键技术的研究与设计 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2016.
- [7] 熊慧, 孟帅, 刘来, 等. 弱能量接收下的植入式医疗设备无线能量传输设计 [J]. *天津工业大学学报*, 2017, 36(3): 60-64.
- [8] KURS A, KARALIS A, MOFFATT R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances [J]. *Science*, 2007, 317(5834): 83-86.
- [9] ZARGHAM M, GULAK P G. Maximum achievable efficiency in near-field coupled power-transfer systems [J]. *IEEE Trans Biomed Circ & Syst*, 2012, 6(3): 228-245.
- [10] LE T T, HAN J, JOUANNE A V, et al. Piezoelectric micro-power generation interface circuits [J]. *IEEE J Sol Sta Circ*, 2006, 41(6): 1411-1420.
- [11] LEE E K F. High-voltage rectifier and voltage doubler in conventional 0.18 μm CMOS process [C] // *IEEE Int Symp Circ & Syst*. Paris, France. 2010: 605-608.
- [12] KIANI M, LEE B, YEON P, et al. A Q-modulation technique for efficient inductive power transmission [J]. *IEEE J Sol Sta Circ*, 2015, 50(12): 28-39.
- [13] BAKER M W, SARPESHKAR R. Feedback analysis and design of RF power links for low-power bionic systems [J]. *IEEE Trans Biomed Circ & Syst*, 2007, 1(1): 28-38.
- [3] HUANG M, CHEN D H, GUO J P, et al. A tri-band, 2-RX MIMO, 1-TX TD-LTE CMOS transceiver [J]. *Microelec J*, 2015, 46(1): 59-66.
- [4] KANG B, YIM J, KIM T, et al. Design and analysis of UWB automatic self-calibration up-converter in 65-nm CMOS [J]. *IEEE Trans Microwave Theo & Tech*, 2012, 60(7): 2178-2191.
- [5] LEI Q Q, ZHAO E, YUAN F, et al. I/Q mismatch calibration based on digital baseband [J]. *J Semicond*, 2013, 34(7): 160-166.
- [6] HSIEH Y H, HU W Y, LIN S M, et al. An auto I/Q calibration CMOS transceiver for 802.11g [J]. *IEEE J Sol Sta Circ*, 2005, 40(11): 2187-2192.
- [7] ELAHI I, MUHAMMAD K, BALSARA T. I/Q mismatch compensation using adaptive decorrelation in a low-IF receiver in 90-nm CMOS process [J]. *IEEE J Sol Sta Circ*, 2006, 41(2): 395-404.
- [8] VALLANT G, EPP M, SCHLECKER W, et al. Analog IQ impairments in zero-IF radar receivers: analysis, measurements and digital compensation [C] // *IEEE Int Instrum & Measure Technol Conf*. Graz, Austria. 2012: 1703-1707.
- [9] VALKAMA M, RENFORS M, KOIVUNEN V. Blind I/Q imbalance compensation in OFDM receivers based on adaptive I/Q signal decorrelation [C] // *IEEE Int Symp Circ & Syst*. Kobe, Japan. 2005: 2611-2614.
- [10] VALKAMA K, RENFORS M, KOIVUNEN V. Advanced methods for I/Q imbalance compensation in communication receivers [J]. *IEEE Trans Signal Process*, 2001, 49(10): 2335-2344.
- [11] UN K F, YU W H, CHEANG C F, et al. A sub-GHz wireless transmitter utilizing a multi-class-linearized PA and time-domain wideband-auto I/Q-LOFT calibration for IEEE 802.11af WLAN [J]. *IEEE Trans Microwave Theo & Tech*, 2015, 63(10): 3228-3241.
- [12] LI C, LI M, POLLIN S, et al. Reduced complexity on-chip IQ-imbalance self-calibration [C] // *IEEE Workshop Signal Process Syst*. Quebec, Canada. 2012: 31-36.

(上接第 715 页)