

串联补偿无线电能传输变换器载波通信研究

刘辉, 苏建徽, 张健, 刘硕, 施永, 张捷

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要:无线电能传输(WPT)负载电压、电流等状态信息需送到原边进行闭环控制和监控处理,副边到原边的通信至关重要。首先介绍了电容调制的WPT系统拓扑和工作原理,电容调制与否使得系统拓扑发生变化,未调制时原、副边拓扑为串/串(S/S)结构;调制时原、副边拓扑为串/串并(S/SP)结构。调制电容的投切形成两种状态来传递通信信息,且该状态变化可以反映到原边电流上。其次采用幅移键控(ASK)解调电路对原边电流处理即可还原通信信号,为提高解调精度和抗干扰能力,对ASK解调电路进行改进。最后通过仿真和实验验证了方案的有效性,实验结果表明,该系统在100 W的运行功率、2~5 kHz的通信频率下,可以精准完成副边到原边的通信。

关键词:无线电能传输;载波通信;调制电容;ASK解调

中国分类号:TM724 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd25200

Research on Carrier Communication of Series Compensated Wireless Power Transfer Converter

LIU Hui, SU Jianhui, ZHANG Jian, LIU Shuo, SHI Yong, ZHANG Jie

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, Anhui, China)

Abstract: Wireless power transfer(WPT) load voltage, current and other state information need to be sent to the original side for closed-loop control and monitoring processing, the secondary side to the original side of the communication is very important. Firstly, the topology and working principle of capacitive modulated WPT system were introduced. With or without capacitance modulation, the system topology was changed, the original and secondary side topologies were series/series(S/S)structure when unmodulated, and the original and secondary side topologies were series/series-parallel(S/SP)structure during modulation. The switching of the modulation capacitor formed two states to transmit communication information, and the change of the state can be reflected in the primary current. Secondly, the amplitude-shift keying(ASK) demodulation circuit was used to process the primary current to restore the communication signal. In order to improve the demodulation accuracy and anti-interference ability, the ASK demodulation circuit was improved. Finally, the effectiveness of the scheme was verified by simulation and experiments, and the experimental results show that the system can accurately complete communication from the secondary side to the primary side at a power of 100 W and a communication frequency of 2~5 kHz.

Key words: wireless power transfer(WPT); carrier communication; modulation capacitance; amplitude-shift keying(ASK) demodulation

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)因其便利性、安全性、易用性以及可定制性等特点,被广泛应用于手机、电动汽车、植入式医疗设备、自动引导车等领域^[1-4]。一个完整的WPT系统应当包含主功率电路以及通信电路两部分。通信电路可被用于向副边发送控制信息、监测电池负载状态和输出电压的反馈控制等^[5],从而保证

WPT的安全性和可靠性。

无线通信技术分为辐射式无线通信技术和非辐射式无线通信技术。WiFi、蓝牙、2.4G等辐射式无线通信方式存在信号易受干扰、能量消耗大以及配对繁琐等问题,降低了WPT系统的安全性和可靠性。因此,非辐射式SWPDT(simultaneous wireless power and data transfer)技术成为无线

基金项目:中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(PA2022GDGP0032)

作者简介:刘辉(1998—),男,硕士研究生,Email:1529239481@qq.com

工作者的选择。在WPT系统中已经有多种SWP-DT通信方法被提出,包括独立通道独立载波通信技术^[6]、载波注入式通信技术^[7]、幅移键控(amplitude-shift keying, ASK)^[8]、相移键控(phase-shift keying, PSK)^[9]等。

对于电能和数据传输多通道系统,国内外研究人员提出了单发射线圈/双接收线圈、双发射线圈/单接收线圈、双发射线圈/双接收线圈等多种线圈结构并进行了理论分析与实验验证,证明多通道电能和数据传输的可行性,但电能和数据之间存在严重的串扰,造成信号的损伤^[10]。文献[11]提出了一种新型载波注入式SWPDT系统,通信数据由即插即用的环芯电感注入和提取,在12.5 kW功率传输下,实现了全双工数据传输,但由于通信频率比工作频率高一个数量级,需要使用额外的CPLD(complex programmable logic device)来实现。文献[12]采用频移键控(frequency-shift keying, FSK),利用WPT系统的频率分裂特性,采用两个频率分裂点来表示数据传输过程中的“0”和“1”,但是作者假定原边电源内阻和副边交流阻抗值相等才得出奇模和偶模频率处功率相等,条件过于苛刻,并且此方法不具备抗偏移性。文献[13]采用带中心抽头的松耦合变压器进行数据注入和提取,使用惠更斯电桥进行数据解耦,利用频分复用技术在300 W的功率传输中,实现了500 kb/s的全双工通信,但该方式需要对双边LCC拓扑线圈结构做出改变,增加了系统繁琐性。文献[14]在LCC拓扑上采用DQPSK(differential quadrature phase-shift keying)调制策略,使用5 MHz和6.25 MHz两种频段进行频分复用,在3.3 kW的WPT系统中实现了全双工通信。但是该方式功率载波中的特定谐波与通信信号存在串扰,在大功率传输下尤为严重,将造成误码率上升。

由上文可知,在大功率WPT系统中可以使用CPLD对环芯电感进行数据的注入和提取来完成WPT的通信设计。但由于成本限制,此种方式并不适用于中、小功率。为此,本文以近距离S/S补偿WPT变换器为研究对象,采用在副边等效交流阻抗两侧投切调制电容的方式来改变副边阻抗,进而引起ASK调制。其次,使用电流互感器采集原边电流进行ASK解调,为了提高解调精度和抗干扰能力,对ASK解调电路进行优化设计。最后,搭建了100 W无线电能传输样机验证了本文

ASK反向通信方案的正确性。

1 ASK载波通信总体方案设计

1.1 总体结构

带有电容调制的S/S补偿WPT变换器拓扑如图1所示。图中, L_1, L_2 为松耦合变压器(LCT)原边和副边线圈自感; M 为LCT的互感; C_1, C_2 为谐振电容; $u_1(t)$ 为MOS管 $K_1 \sim K_4$ 组成的全桥逆变输出电压,是频率85~140 kHz、占空比50%的方波; $u_2(t)$ 为 $D_1 \sim D_4$ 组成的全桥整流输入电压,也是占空比50%的方波; $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 为LCT线圈电流,在LCT耦合度 $k=M/(L_1 L_2)^{0.5}$ 较低时接近正弦波; U_1, U_2 分别为原边直流电源电压和副边负载端电压; I_1, I_2 分别为电源电流与负载电流;CT为电流互感器,采集原边电流送到ASK解调电路; C_3, C_4 为调制电容, K_5, K_6 控制其导通与关闭,栅极驱动信号是开关频率为2~5 kHz的方波。 C_3, C_4 接通时,原边电流为“1”状态, C_3, C_4 关断时,原边电流为“0”状态,ASK解调电路通过检测原边电流幅值变化,还原通信信号。

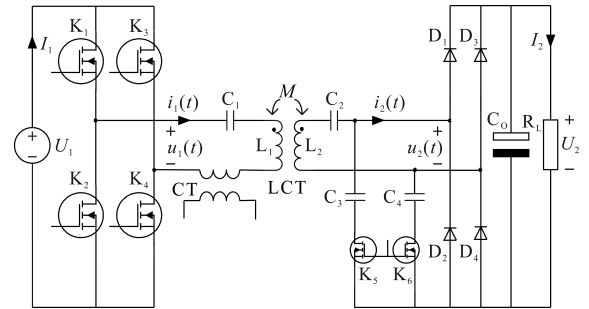


图1 ASK调制的WPT系统结构

Fig.1 WPT system structure based on ASK modulation

对WPT系统分析采用基波法(fundamental harmonic analysis, FHA),根据傅里叶级数可知:

$$\begin{cases} |U_1| = \frac{4}{\pi} U_1 \\ |U_2| = \frac{4}{\pi} U_2 \\ |I_1| = \frac{\pi}{2} I_1 \\ |I_2| = \frac{\pi}{2} I_2 \end{cases} \quad (1)$$

$$R_{AC} = \frac{|U_2|}{|I_2|} = \frac{\frac{4}{\pi} U_2}{\frac{\pi}{2} I_2} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (2)$$

式中: U_1, U_2, I_1, I_2 分别为 $u_1(t), u_2(t), i_1(t), i_2(t)$ 的基波幅值向量; R_{AC} 为副边整流侧等效阻抗。

1.2 电容调制原理分析

根据上节分析可知,WPT系统原边直流电源 U_1 与全桥逆变可以用占空比 50% 的交流电压 U_1 代替。根据电流流向以及调制电容 C_3 与 C_4 导通、关断情况可将图 1 拓扑分为 4 种工作模式,如图 2 所示。

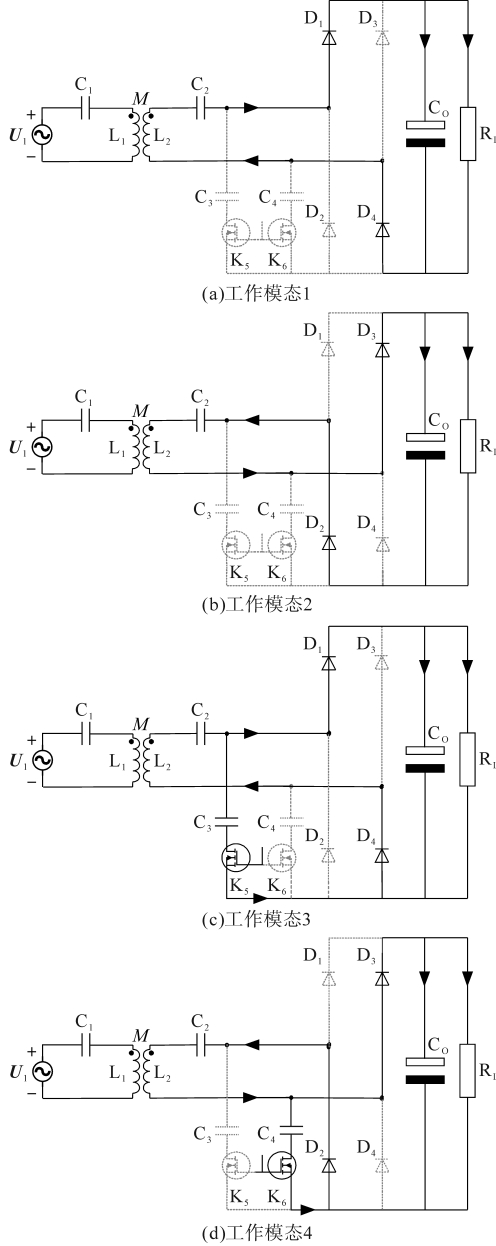


图2 不同工作模式等效电路图

Fig.2 Equivalent circuit diagrams of different operating modes

工作模式 1:WPT 副边电流正半周, K_5, K_6 栅极驱动信号为低电平,电流经 D_1, D_4 给负载 R_L 和电容 C_0 供电,工作模式等效电路如图 2a 所示。

工作模式 2:WPT 副边电流负半周, K_5, K_6 栅极驱动信号为低电平,电流经 D_2, D_3 给负载 R_L 和电容 C_0 供电,工作模式等效电路如图 2b 所示。

工作模式 3:WPT 副边电流正半周, K_5, K_6 栅极驱动信号为高电平,电流在 C_3 上方节点分流,一部分经 D_1, D_4 给负载 R_L 和电容 C_0 供电,一部分给调制电容 C_3 充电,电流在 D_4 阳极汇流后流入 LCT,形成闭合回路,工作模式等效电路如图 2c 所示。

工作模式 4:WPT 副边电流负半周, K_5, K_6 栅极驱动信号为高电平,电流在 C_4 上方节点分流,一部分经 D_2, D_3 给负载 R_L 和电容 C_0 供电,一部分给调制电容 C_4 充电,电流在 D_2 阳极汇流后流入 LCT,形成闭合回路,工作模式等效电路如图 2d 所示。

根据 4 种工作模式分析可知:当 K_5, K_6 栅极驱动信号为低电平时,副边为常见的全桥整流电路;当 K_5, K_6 栅极驱动信号为高电平时,副边在全桥整流电路基础上增加了两个共源级接地的低端驱动 MOS 管 K_5, K_6 和调制电容 C_3, C_4 。在电流正半周流经调制电容 C_3 ,在电流负半周流经调制电容 C_4 ,电流正、负半周均只流经一个调制电容。忽略整流二极管的正向导通电阻,又因式(2)知副边整流侧可用交流阻抗 R_{AC} 代替,因此图 1 的等效 FHA 模型如图 3 所示。

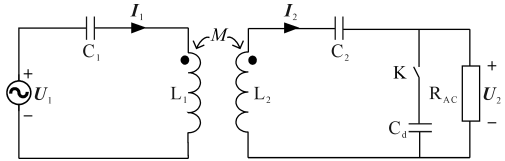


图3 基于 ASK 调制的 WPT 系统 FHA 等效电路

Fig.3 FHA equivalent circuit of WPT system based on ASK modulation

图 3 中,当开关 K 关断时,原、副边拓扑为串/串(S/S)结构;当开关 K 导通时,原、副边拓扑为串/串并(S/SP)结构。调制电容 C_d 大小等于图 1 中的 $C_3(C_4)$,在 FHA 系统中角频率 $\omega=2\pi f$, f 为逆变器开关频率,忽略 L_1, L_2 的线圈内阻,有如下公式:

$$Z_{11} = j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \quad (3)$$

$$Z_{22} = R_{AC} + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2) \quad (4)$$

$$Z_{222} = j(\omega L_2 - 1/\omega C_2) + \frac{1}{\frac{1}{R_{AC}} + j\omega C_d} \quad (5)$$

式中: Z_{11} 为 WPT 系统原边等效阻抗; Z_{22} 为开关 K 断开时副边等效阻抗; Z_{222} 为开关 K 导通时副边等效阻抗。

式(5)化简得:

$$Z_{222} = \frac{R_{AC}}{1 + \omega^2 C_d^2 R_{AC}^2} + j \left(\frac{\omega^2 L_2 C_2 - 1}{\omega C_2} - \frac{\omega C_d R_{AC}^2}{1 + \omega^2 C_d^2 R_{AC}^2} \right) \quad (6)$$

WPT系统副边折算到原边的反射阻抗:

$$\begin{cases} Z'_{22} = \frac{(\omega M)^2}{Z_{22}} \\ Z'_{222} = \frac{(\omega M)^2}{Z_{222}} \end{cases} \quad (7)$$

式中: Z'_{22} , Z'_{222} 分别为副边未调制时反射阻抗、副边调制时反射阻抗。

根据式(3)、式(4)、式(6)、式(7)可知:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{U_1}{Z_{11} + Z'_{22}} \\ I'_1 = \frac{U_1}{Z_{11} + Z'_{222}} \end{cases} \quad (8)$$

式中: I_1 , I'_1 分别为副边未调制时原边电流基波幅值向量、副边调制时原边电流基波幅值向量。

将式(4)、式(6)、式(8)进行 Matlab 作图分析,如图4、图5所示。

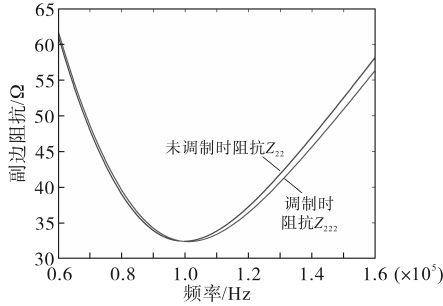


图4 调制与否副边阻抗对比

Fig.4 Comparison of side impedance with or without modulation

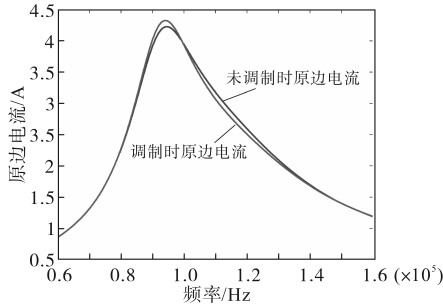


图5 调制与否原边电流对比

Fig.5 Comparison of primary current with or without modulation

Matlab 计算参数如下: $L_1=L_2=78.5 \mu\text{H}$, $M=30 \mu\text{H}$, $C_1=C_2=32.5 \text{ nF}$, $C_d=2 \text{ nF}$, $R_L=40 \Omega$, $U_1=48 \text{ V}$ 。下文 Simulink 仿真参数与之相同。

根据图4、图5可知,调制电容 C_d 接入时副边阻抗相较于断开时会有微小变化且可以反映到原边电流上。通过电流互感器获取原边电流,对

原边电流提取包络线进行 ASK 解调即可还原通信信号,完成副边到原边的通信。由图5亦知,在载波频率 100 kHz 左右,两条曲线相交,此时调制与否原边电流幅值不变,在解调过程中信噪比太低会造成误解调。为保证副边到原边的正常通信,在调节过程中应跳过此频段。

2 ASK 解调电路分析

由于电容调制信号是作为调制波加载到功率载波上的,因此信号的提取需要一系列的解调过程^[15]。传统的 ASK 解调电路(如图6所示)具有解调精度低、抗干扰能力差以及频率变动时需要人为改变比较值等缺点。因此,本文对 ASK 解调电路进行优化设计,如图7所示。实验证明,该 ASK 解调电路在工程上更加实用。

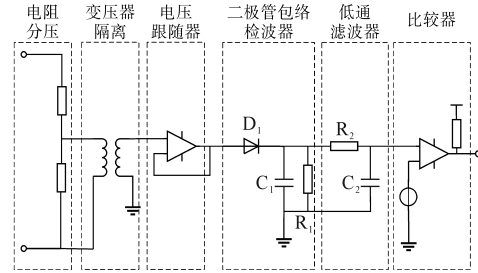
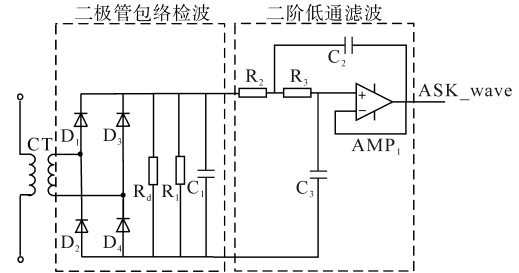
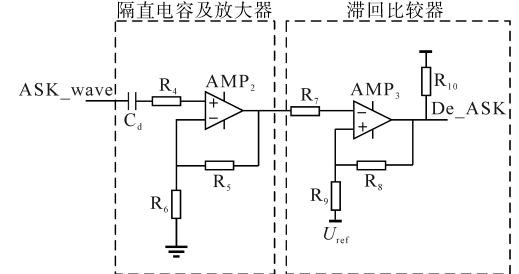


图6 传统 ASK 解调电路

Fig.6 Traditional ASK demodulation circuit



(a)二极管包络检波与二阶低通滤波电路



(b)隔直电容、放大器与滞回比较器电路

图7 改进 ASK 解调电路

Fig.7 Improved ASK demodulation circuit

WPT系统原边电流互感器采集到的电流信号经全桥二极管包络检波器、二阶低通滤波、隔直电容、同相比例放大器,最后经过滞回比较器还原调制信号。

图7中整流桥 $D_1 \sim D_4$ 、电阻 R_d 和 R_1 、电容 C_1 组成全桥二极管包络检波器,电阻 R_d 的作用是将电流互感器采集到的电流信号转换为电压信号,下文将该电阻称为电压转换电阻。电阻 R_1 和电容 C_1 同时具备低通滤波的功能。全桥二极管包络检波器与单个二极管相比,可以提高检波精度和抗干扰能力。全桥二极管包络检波利用多个二极管的特性,通过比较不同二极管的输出,可以减小非线性失真和温漂的影响,提高2倍甚至更高的精度。

电阻 R_2 和 R_3 、电容 C_2 和 C_3 及运算放大器 AMP_1 组成二阶有源低通滤波器,同时具有电压跟随器的功能,其截止频率为

$$f_{AMP} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_2 C_3}} \quad (9)$$

由于WPT系统开关频率为85~140 kHz,调制频率为2~5 kHz,因此低通滤波器的截止频率 f_{AMP} 应略大于调制频率。本文选用 $R_2=R_3=10\text{ k}\Omega$, $C_2=C_3=2\text{ }200\text{ pF}$,求得截止频率 f_{AMP} 为7.2 kHz。

二阶有源低通滤波之后的信号经过一个0.1~1 μF 之间的隔直电容,去除叠加在调制信号上的直流量^[16]。此时调制信号的幅值非常小,为了便于后续电路处理,对隔直电容之后的信号进行放大。本文选用同相比例放大器,放大倍数为 $1+R_5/R_6$ 。

为提高解调电路的抗干扰能力,放大之后的信号经过一个滞回比较器,滞回区间为

$$\begin{cases} U_h = R_8 U_{ref}/(R_8 + R_9) + R_9 U_{oh}/(R_8 + R_9) \\ U_l = R_8 U_{ref}/(R_8 + R_9) + R_9 U_{ol}/(R_8 + R_9) \end{cases} \quad (10)$$

式中: U_{oh} 、 U_{ol} 分别为运算放大器正、负供电电压; U_{ref} 为参考电压。

由于在前级电路经过了隔直电容,因此,此时滞回比较器的参考电压 U_{ref} 为0,式(10)化简可得:

$$\begin{cases} U_h = R_9 U_{oh}/(R_8 + R_9) \\ U_l = R_9 U_{ol}/(R_8 + R_9) \end{cases} \quad (11)$$

对基于ASK调制的WPT系统进行Simulink仿真验证,波形如图8、图9所示。图8为调制频率为2 kHz时的仿真波形,图9为调制频率为5 kHz时的仿真波形。图8a为原边电流波形和两个调制电容接入时的电压波形,波形频率均为逆变器开关频率,由图可知两个调制电容在原边电

流的正、负半周分别导通,且导通时两端电压为负载两端电压。图8b和图8c为ASK解调波形,波形从上往下依次为:电压转换电阻 R_d 两端电压波形;二阶低通滤波器 AMP_1 输出波形;隔直电容 C_d 之后波形;比较器 AMP_3 输出波形以及副边发出的调制信号TZ波形。由于解调电路存在RC延迟,因此比较器输出波形前面一段不存在解调波形,副边调制信号为频率2 kHz的随机信号。图9波形名称从上往下与图8b、图8c相同,副边调制频率为频率5 kHz的随机信号。从图中可以看出,该解调方法可以还原通信信号,完成副边到原边的通信。

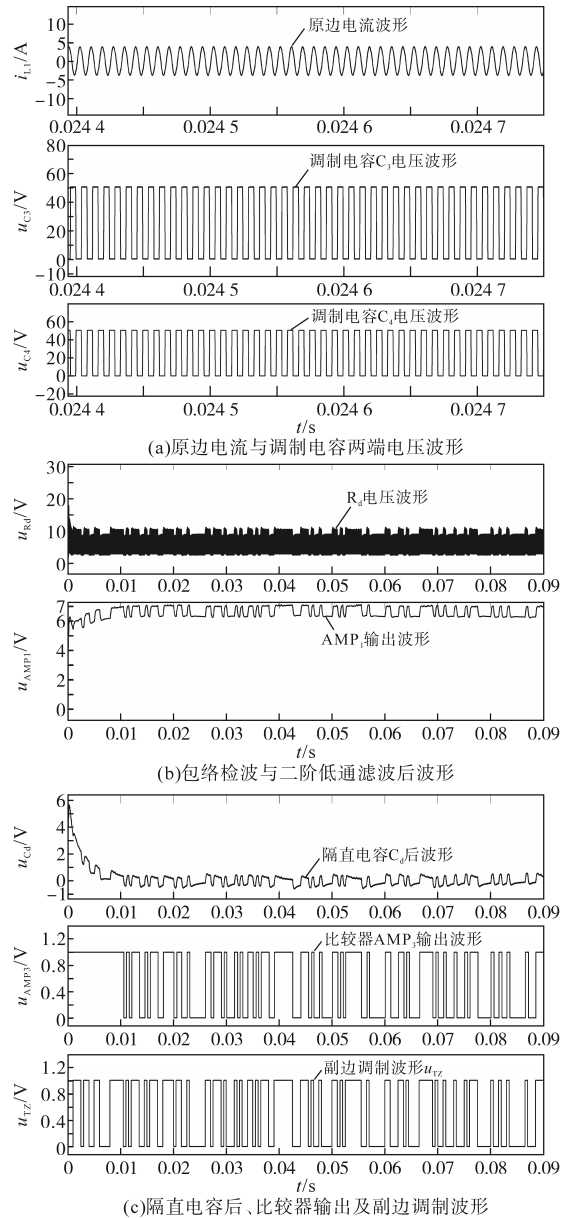


图8 2 kHz调制信号Simulink仿真波形

Fig.8 Simulink simulation waveforms of 2 kHz modulation signal

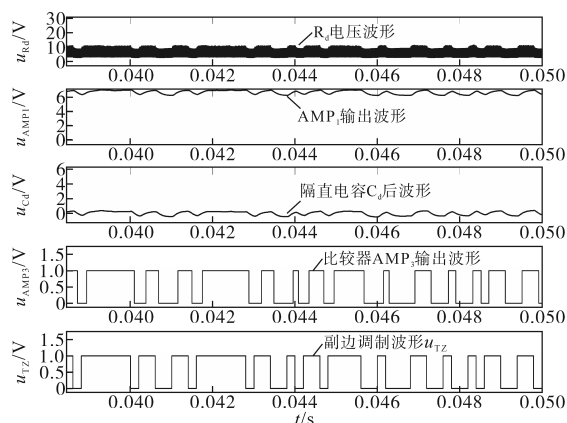


图9 5 kHz调制信号Simulink仿真波形

Fig.9 Simulink simulation waveforms of 5 kHz modulation signal

3 实验结果与分析

通过对上述电容调制的WPT系统原理和ASK解调电路分析,对整个系统进行参数设计。其硬件实际参数如下:输入直流电压48 V;开关频率85~140 kHz,调制频率2~5 kHz;距离20 mm下,发射线圈 $L_1=78.5 \mu\text{H}$,接收线圈 $L_2=79 \mu\text{H}$,互感 $M=30 \mu\text{H}$;原、副边补偿电容 $C_1=C_2=32.5 \text{ nF}$;调制电容 $C_3=C_4=2 \text{ nF}$;主控芯片选用国产的,型号为MM32 F103C8T6;电流互感器变比为1:20;示波器选用GWINSTEK GDS-1104R。基于上述参数搭建实验平台,如图10所示。

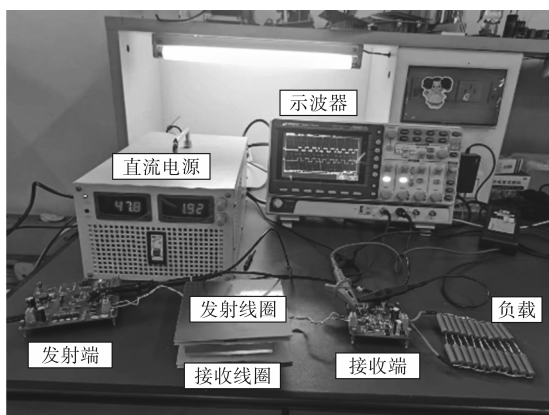
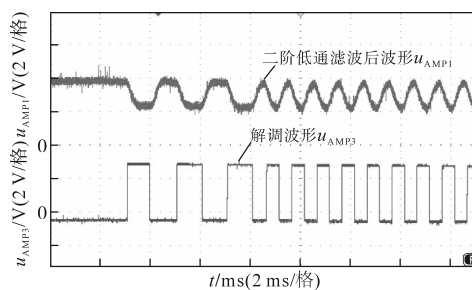


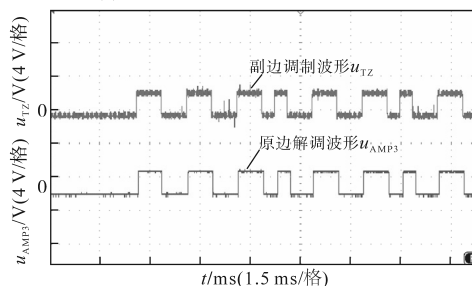
图10 实验平台

Fig.10 Experimental platform

图11a为ASK解调电路中二阶低通滤波AMP₁输出波形与滞回比较器AMP₃输出波形对比,上方为二阶低通滤波后波形,下方为解调之后波形;图11b为副边调制信号TZ与解调AMP₃输出波形对比,上方为接收端电容调制发送信号,下方为发射端解调信号。由图11b可以看出解调波形相较于调制波形存在RC延迟并可以还原调制波形,完成副边到原边的通信。



(a)二阶低通滤波与滞回比较器输出波形



(b)副边调制信号与原边解调信号波形

图11 实验波形

Fig.11 Experimental waveforms

4 结论

设计了一种电容调制的无线充电系统来完成副边到原边的通信。调制电容的开关为一对共源级接地的MOSFET,避免增加自举电路来驱动开关器件。当调制电容断开时,原、副边拓扑为串/串(S/S)结构;当调制电容接入时,原、副边拓扑为串/串并(S/SP)结构。电容投切造成副边阻抗的变化可以反映到原边电流上,通过对原边电流解调即可还原通信信号。为提高ASK解调的精度及抗干扰能力,对ASK解调电路进行改进,包括电流互感器获取原边电流、全桥二极管包络检波电路、二阶有源低通滤波电路、隔直电容、同相比比例放大电路及滞回比较器。通过仿真和实验,验证了整个系统的可行性,可以在100 W的功率传输下,准确地解调出调制信号,实现副边到原边的通信。

参考文献

- [1] HUI Y S. Planar wireless charging technology for portable electronic products and Qi[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(6):1290-1301.
- [2] 刘超群,魏斌,吴晓康,等.电动汽车移动式无线充电技术工程化应用研究[J].电网技术,2019,43(6):2211-2218.
LIU Chaoqun, WEI Bin, WU Xiaokang, et al. Engineering application of dynamic wireless charging technology for electric vehicles[J]. Power System Technology, 2019, 43(6):2211-2218.
- [3] DAI J, DOMINIK C, MATTHEW S, et al. An integrated passive

- phase-shift keying modulator for biomedical implants with power telemetry over a single inductive link[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2017, 11(1): 64–77.
- [4] 童湛安心, 苏建徽, 张健, 等. AGV 无线充电全波同步整流尖峰电压抑制方法[J]. 电气传动, 2023, 53(3): 22–27.
- TONG Zhan'anxin, SU Jianhui, ZHANG Jian, et al. Suppression method of spike voltage of AGV wireless charging by full-wave synchronous rectification[J]. Electric Drive, 2023, 53(3): 22–27.
- [5] 贾仁海. 基于谐波通信的无线电能信号同步传输技术研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2021.
- JIA Renhai. Study on the simultaneous wireless power and data transmission technology based on the harmonic communication [D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2021.
- [6] ESSER A, NAGEL A. Contactless high speed signal transmission integrated in a compact rotatable power transformer[J]. IEEE Power Electronics and Applications, 1993, 4(1): 409–414.
- [7] WU J, ZHAO C, LIN Z, et al. Wireless power and data transfer via a common inductive link using frequency division multiplexing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7810–7820.
- [8] 张爱国. 感应式电能和信号同步传输技术的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- ZHANG Aiguo. Study on synchronous transmission of inductive power and signal[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014.
- [9] OGIHARA M, EBIHARA T, MIZUTANI K, et al. Wireless power and data transfer system for station-based autonomous underwater vehicles[C]//OCEANS 2015-MTS/IEEE Washington, Washington, DC, USA, 2015.
- [10] 杜罗娜. 水下无线电能和数据混合传输技术研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2020.
- DU Luona. Research on the underwater wireless power and data transfer technology[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2020.
- [11] 章意. 基于载波正交的无线电能/信息复合传输技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2023.
- ZHANG Yi. Research on orthogonal-frequency-based simultaneous wireless power and data transfer technology[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2023.
- [12] KIM J G, WEI G, KIM M H, et al. A splitting frequencies-based wireless power and information simultaneous transfer method[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2018, 65(15): 4434–4445.
- [13] YOUSU Y, HAISONG C, YIJIE W, et al. An FDM-based simultaneous wireless power and data transfer system functioning with high-rate full-duplex communication[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(10): 6370–6381.
- [14] QIAN Z, YAN R, WU J, et al. Full-duplex high-speed simultaneous communication technology for wireless EV charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9369–9373.
- [15] 刘晓胜, 顾轩溥, 姚友素, 等. 基于电容调制的无线电能传输系统信号电能同步传输[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(3): 140–146, 154.
- LIU Xiaosheng, GU Xuanpu, YAO Yousu, et al. Synchronous transmission of signal and power in WPT system based on capacitor modulation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(3): 140–146, 154.
- [16] 毛欢. 基于 DSC 的智能无线充电器设计[D]. 苏州: 苏州大学, 2015.
- MAO Huan. Design of smart wireless charger based on DSC abstract[D]. Suzhou: Suzhou University, 2015.

收稿日期: 2023–06–25

修改稿日期: 2023–07–10