

基于电容调制的无线电能传输系统信号电能同步传输

刘晓胜, 顾轩溥, 姚友素, 徐殿国

(哈尔滨工业大学 电气工程及其自动化学院 PEED 实验室, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:采用改变补偿电容的方法对信号进行电容调制,通过人为影响补偿谐振腔的工作状态,使得线圈两端电压出现一定规律变化,再经过降压分压、检波、滤波、比较等一系列信号处理环节,还原发送的信息。仿真及实验结果表明,该方案设计合理,可以正确地发送和提取相关信号,并对电能传输的影响较小,实现了无线电能传输系统信号与电能的同步传输。

关键词:无线电能传输;同步传输;电容调制;串联补偿;拓扑

中图分类号:TM 724

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.03.019

0 引言

随着科技的进步,人们对便携、高效、环保等的要求越来越高,而以摆脱电缆线束缚为初衷的无线电能传输(WPT)技术使之在电能的使用上成为可能。无线电能传输是利用某种特殊的设备将电源的电能转变为以无线的方式进行传播,从而实现在无电缆线连接情况下的电能传输技术^[1]。目前,无线电能传输系统主要有以下几类:感应耦合式、磁谐振式、微波定向发射等。从目前的研究现状来看,感应耦合式无线电能传输(ICPT)技术应用最为广泛,尤其是在大功率、小间距的应用场合中有较好的传输效果。

当应用在特殊场景中时,如电动汽车无线充电系统、太阳能电池板无线电能传输系统中,只有电能的传输是不够的。成熟的ICPT系统应具有电能拾取端可以采集电能传输的各种参数,并将信息返回给发送端,告知发送端充电过程是否完成的功能^[2-3];电能发送端也应实现信号向拾取端传输,进而实现信号在发送端和拾取端双向传输。而某些无线电能传输系统也需要实现闭环控制,从而具有更好的恒压输出效果。相比于 Zigbee、蓝牙等现有技术,信号电能同步传输技术具有速度快、无需增加额外模块等优点^[4];相比于 RFID、NFC 技术的应用,信号电能同步传输技术具有电能传输功率大、不受信号传输限制的优点^[5],这为信号电能同步传输技术提供了新的研究方向。

针对上述需求,本文采用改变谐振电容的方式进行信号的双向传输。建立了基于 T 模型等效的信号电能同步传输系统,分析了改变谐振电容对传输系统的影响,进而阐明谐振电容的改变如何应用在同步传输技术中;设计了信号发送和信号提取的拓

扑,并详细分析了电路的工作原理;采用 Cadence Pspice 和实验分析分别对所提方案进行验证。

1 信号同步传输技术的原理分析

1.1 松耦合变压器串联补偿建模

ICPT 系统通常由直流母线、逆变器、松耦合变压器、整流桥和负载组成。由于松耦合变压器存在较大气隙,使得其耦合系数在 0.2~0.4 之间,原副边线圈均存在较大漏感,使得整体传输效率不高。因此需要用容补偿松耦合变压器来消除漏感的影响。ICPT 系统整体结构如图 1 所示,原边线圈、副边线圈均采用串联补偿(S-S 补偿),其具有谐振状态稳定、系统效率高等优点^[6]。

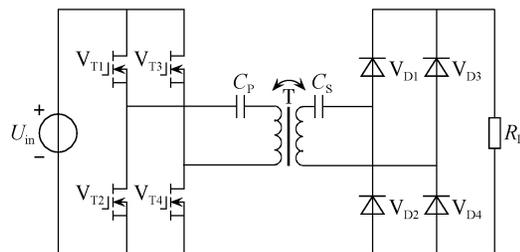


图 1 ICPT 系统结构

Fig.1 Structure of ICPT system

当分析采用串联补偿电容补偿漏感时,应使用 T 型等效电路对松耦合变压器进行等效,如图 2 所示。图中, L_M 为松耦合变压器的激磁电感; r_M 为松耦合变压器的激磁电阻; L_p 和 L_s 分别为原边和副边的漏感; C_p 和 C_s 分别为原边和副边串联补偿电容; r_p 和 r_s 分别为原边和副边的等效串联电阻; R_L 为等效负载。

根据电路谐振原理,有:

$$\begin{cases} C_p L_p = \frac{1}{\omega^2} \\ L_s C_s = \frac{1}{\omega^2} \end{cases} \quad (1)$$

其中, ω 为 ICPT 系统电能传输工作频率。

收稿日期:2016-12-21;修回日期:2017-12-13

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51677034)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51677034)

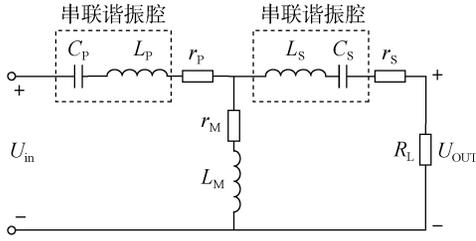


图2 信号电能同步传输系统模型

Fig.2 Model of signal and power synchronous transmission system

电路输入阻抗为:

$$Z_{in} = \frac{\left(j\omega L_s + r_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_L \right) (r_M + j\omega L_M)}{\left(j\omega L_s + r_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_L \right) + (r_M + j\omega L_M)} + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + r_p \quad (2)$$

电压转移比为:

$$\frac{U_{OUT}}{U_{in}} = (r_M + j\omega L_M) R_L / \left\{ \left(j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + r_p \right) \times \left[(r_M + j\omega L_M) + j\omega L_s + r_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_L \right] + (r_M + j\omega L_M) \left(j\omega L_s + r_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_L \right) \right\} \quad (3)$$

考虑到表达式的简化,松耦合变压器可设计为原边、副边线圈的自感相同,令:

$$\begin{cases} L_p = L_s = L \\ C_p = C_s = C \end{cases} \quad (4)$$

忽略电路杂散损耗,则电压转移比可以简化为:

$$\frac{U_{OUT}}{U_{in}} = \frac{\omega^2 C L_M}{\omega^2 C (L_M + L) - 1} = 1 \quad (5)$$

经过化简归算后,输出电压与输入电压之比为1,因此采用S-S补偿漏感的松耦合变压器,从电压传输角度可视为变比等于匝比的理想变压器。

同理,可得电流传输比为:

$$\frac{I_{OUT}}{I_{in}} = \frac{1}{1 - j \frac{R_L}{\omega L_M}} \quad (6)$$

由式(6)可知,采用S-S补偿结构补偿漏感时对电流而言并非恒流输出。

理想状态下分析中,采用S-S补偿结构补偿漏感时,系统具有恒压输入-恒压输出和非恒流输出的特性,即负载电压与直流母线电压的比值是恒定的,与负载大小无关。本文的理想状态是指忽略杂散参数,且认为松耦合变压器可以完全用T模型等效。但在真实电路中,在保证参数测量准确、元件匹配的情况下,恒压输出特性只能近似达到。这主要是因为松耦合变压器不能用T模型完全等效,且电路中

有线路阻抗 r_p 、 r_s 的影响,松耦合变压器中也有激磁电阻 r_M 带来铁损的影响等。

当分析采用S-S补偿结构补偿自感时,应使用松耦合变压器互感模型进行等效,可推导得出采用S-S结构补偿自感时具有恒压输入-恒流输出和非恒压输出的特性。

1.2 信号同步传输原理

国内外研究中,实现无线电能传输中信号同步传输的方法通常有以下6种:主电路增加编码开关^[7]、改变逆变器谐振频率^[8]、直流母线与逆变器之间加入DC-DC电路^[9]、采用2套变压器分别传输电能和信号^[10]、增加功能切换开关^[11]、采用负载切入切出电路。其中前3种方法只能正向传递信号,即信号和电能传输方向一致,由松耦合变压器原边传向副边;而后3种方法则可以做到信号的双向传输。但是以上方法在传输效率和负载电压波动上都有一定缺陷。本文采用改变补偿电容谐振状态使得线圈两端电压发生改变,通过拾取电压变化信息从而还原发送信号。为了提高信号传输的准确性并使信号易于提取,采用二进制幅移键控(2ASK)的调制方式。

首先分析信号由松耦合变压器原边向副边传输的情况。为简化推导过程,在图2的基础上,令 $L_p = L_s = L$ 、 $C_p = C_s = C$,忽略杂散参数 r_M 、 r_p 和 r_s 的影响。当改变谐振电容时,原边串联补偿电容 C_p 由 C 变为 pC ($p \geq 1$),等效电路如图3所示。

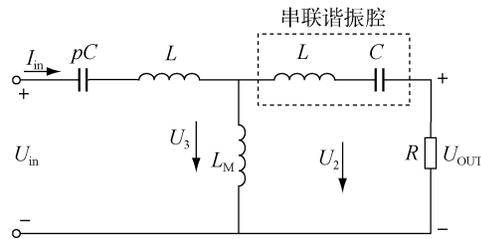


图3 信号由原边向副边传输的等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of signal transmission from primary side to secondary side

得到输入阻抗 R_{in} 为:

$$R_{in} = \left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R \right) // \left(j\omega L_M + \frac{1}{pj\omega C} + j\omega L \right) \quad (7)$$

化简得:

$$R_{in} = \frac{j\omega L_M R}{j\omega L_M + R} + \frac{p-1}{p} j\omega L \quad (8)$$

从直流母线侧看,有:

$$I_{in} = \frac{U_{in}}{R_{in}} \quad (9)$$

松耦合变压器激磁电感上电压 U_3 为:

$$U_3 = U_{in} - I_{in} \frac{p-1}{p} j\omega L \quad (10)$$

从而可得松耦合变压器副边线圈两端电压为:

$$U_2 = U_3 - \left(I_{in} - \frac{U_3}{j\omega L_M} \right) j\omega L = \frac{L + L_M}{L_M} U_3 - j\omega L I_{in} \quad (11)$$

将式(8)~(10)代入式(11),得:

$$U_2 = \frac{L + L_M}{L_M} U_{in} - \left(\frac{L + L_M}{L_M} \frac{p - 1}{p} + 1 \right) j\omega L \times \frac{U_{in}}{\frac{j\omega L_M R}{j\omega L_M + R} + \frac{p - 1}{p} j\omega L} \quad (12)$$

松耦合变压器副边线圈两端电压的电压转移比为:

$$\frac{U_2}{U_{in}} = \frac{\omega L_M (\omega L + jR)}{j\omega (L + L_M) R - \omega^2 L L_M - \frac{j\omega L R - \omega^2 L L_M}{p}} \quad (13)$$

由式(13)可见,随着参数 p 的增大,副边线圈两端电压转移比 U_2/U_{in} 的值随之减小,因此可以认为补偿电容的大小发生变化会对电路谐振状态产生影响。当这个影响足够大时,可以用来区分电路的2种工作状态: $p = 1$ 、 U_2 较大的状态和 $p > 1$ 、 U_2 较小的状态。通过界定2种不同的工作状态,可以用来代表数字信号0和1,这样就可通过硬件电路的状态切换实现数字信号0和1的发送。

当信号从松耦合变压器副边向原边传输时,同样令 $L_p = L_s = L$ 、 $C_p = C_s = C$,忽略杂散参数 r_M 、 r_p 和 r_s 的影响。当改变谐振电容时,副边串联补偿电容 C_s 由 C 变为 sC ($s \geq 1$),等效电路如图4所示。

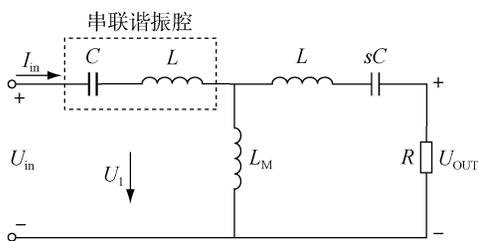


图4 信号由副边向原边传输的等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of signal transmission from secondary side to primary side

得到输入阻抗 R_{in} 为:

$$R_{in} = \left(j\omega L + \frac{1}{sj\omega C} + R \right) // \left(j\omega L_M + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L \right) \quad (14)$$

从直流母线侧看,有:

$$I_{in} = \frac{U_{in}}{R_{in}} \quad (15)$$

松耦合变压器原边线圈两端电压 U_1 为:

$$U_1 = U_{in} \left(1 - \frac{C}{R + \frac{1}{sj\omega C} + j\omega L} - \frac{C}{j\omega L_M} \right) \quad (16)$$

考虑到 $\omega^2 LC = 1$,可得松耦合变压器原边线圈

两端电压的电压转移比为:

$$\frac{U_1}{U_{in}} = 1 - \frac{C}{R + \frac{s-1}{s} j\omega L} - \frac{C}{j\omega L_M} \quad (17)$$

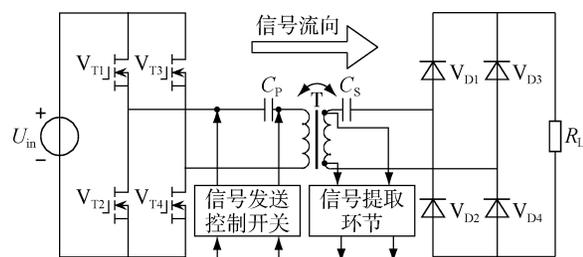
由式(17)可见,随着参数 s 的增大,原边线圈电压转移比 U_1/U_{in} 的值随之增大。同理,通过状态的改变,可以用于区分副边向原边发送的数字信号0和1。

对于副边向原边发送信号的情况,也可以从系统反射阻抗的角度来分析。根据全桥逆变器的特性可以认为,直流母线电压经过逆变器后的中点输出电压是恒定不变的。若保持后面电路其他参数不变只改变副边补偿电容的值,则系统的总阻抗是变化的,这种变化会在原边线圈两端电压上体现。但该分析只是从定性的角度得出线圈两端电压的变化情况,若要从定量的角度分析还应通过推导得到。

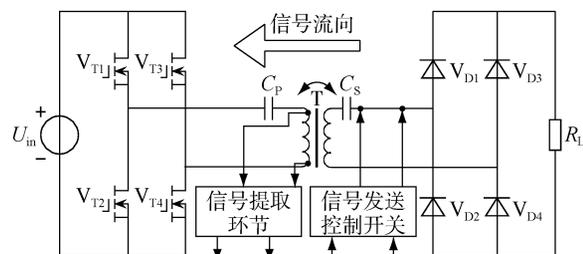
2 同步传输技术的实现

2.1 同步传输技术整体结构

信号电能同步传输技术的整体结构如图5所示。图5(a)中信号流动方向与电能传输方向一致,均由松耦合变压器原边传向副边,通过改变原边串联补偿电容实现信号调制进电能波形中,实现手段为控制信号发送开关的闭合与断开。而信号的提取与还原则在松耦合变压器的副边进行,通过分离副边线圈两端电压中的数字信号,还原发送的数字信息。信号由松耦合变压器副边流向原边时,结构图如图5(b)所示,其原理与信号正向传输时相同。



(a) 信号正向传输结构图



(b) 信号反向传输结构图

图5 信号电能同步传输结构图

Fig.5 Structure diagram of signal and power synchronous transmission

2.2 信号发送电路拓扑及工作原理

电容调制电路的拓扑如图 6 所示。以信号由原边线圈向副边线圈传输为例进行分析,其电路拓扑见图 6(a)。图中, C_1 为额外改变的谐振电容; V_{T5} 、 V_{T6} 为信号正向传输控制发送的 MOSFET 管,两管以共源极反串联形式连接,这是信号发送控制开关采用的形式之一。当 V_{T5} 、 V_{T6} 关断时,结合图 3 可知,松耦合变压器原边的补偿电容为 C_p ,此时 C_p 与原边线圈漏感 L_p 构成完全谐振,电压传输达到最大值;当 V_{T5} 、 V_{T6} 导通时,电容 C_1 接入电路,此时原边补偿电容值 C_p 变为 $C_p // C_1$,不再与 L_p 构成完全谐振,结合式(13)可知,副边线圈两端电压不能达到最大值。通过检测副边线圈两端电压,即可判断:当 V_{T5} 、 V_{T6} 关断时,电压保持在较高值;当 V_{T5} 、 V_{T6} 导通时,副边线圈电压会有所下降。用这 2 种工作状态对应数字信号 0 和 1,从而实现了信号从原边向副边的发送。

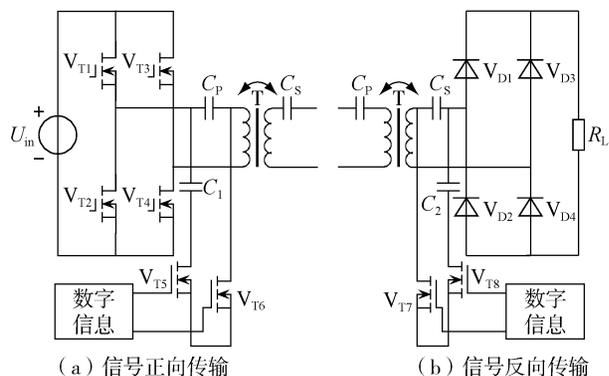


图 6 电容调制电路的拓扑

Fig.6 Topology of capacitor modulation circuitry

信号由副边线圈向原边线圈传输时,其电路拓扑见图 6(b)。通过改变副边电容切换控制开关 V_{T7} 、 V_{T8} ,使得副边补偿电容值从 C_s 变为 $C_s // C_2$,从而使得原边线圈两端电压发生变化。结合式(17)可以知道,当副边补偿电容值为 C_s 时,原边线圈两端电压保持在较低值;当副边补偿电容值为 $C_s // C_2$ 时,原边线圈两端电压在短时间内会上升,即在原边线圈电压上可以检测到副边向原边发送的信号特征。

2.3 信号提取电路拓扑及工作原理

由于信号是作为调制波加在电能传输的载波上,所以信号的提取需要经过一系列解调的过程。包含信号特征的线圈电压包络需要经过以下几个步骤进行处理:功率电阻分压、电路隔离、包络检波器检波、低通滤波器滤波、比较器。信号解调结构框图如图 7 所示。

经过信号的调制后,线圈两端电压的包络是含有信号特征的。为了解调,首先要对线圈两端电压进行分压和隔离,这样处理信号不会对无线电能传

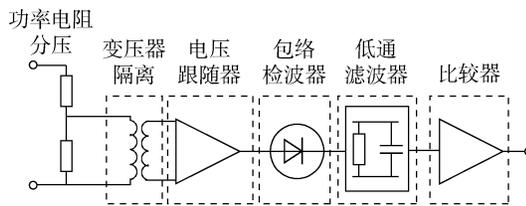


图 7 信号解调结构框图

Fig.7 Block diagram of signal demodulation

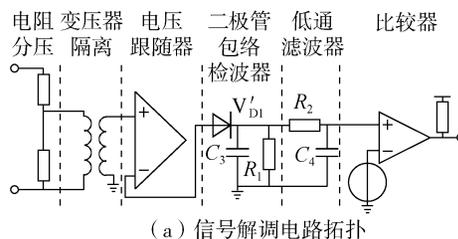
输系统造成影响。然后经过电压跟随器,可以起到隔离缓冲的作用^[12]。

检波器分为同步检波器和包络检波器 2 种,同步检波器主要用于对抑制载波的双边带调幅波和单边带调幅波进行解调,也可以用来解调普通调幅波;包络检波器是基于滤波检波的振动信号处理元件^[13]。采用二极管包络检波器的信号解调电路拓扑如图 8(a) 所示。二极管包络检波器主要由二极管 V'_{D1} 、电容 C_1 和电阻 R_1 构成。由于二极管包络检波器具有检波效果显著和易于实现的优点,被广泛应用于 2ASK 的解调中^[14]。二极管包络检波器的输入和输出波形如图 8(b) 所示。包络值为 U_{peak} 时,二极管的输出只有振荡的纹波,其振荡的波动为 ΔU ;当包络值从 U_{peak} 下降了 U_{drop} 后,包络检波器的输出电压有一个明显的下降;当包络值重新上升至 U_{peak} 后,二极管包络检波器的输出恢复为振荡的纹波^[15]。 T_{drop} 和 ΔU 的计算公式如下:

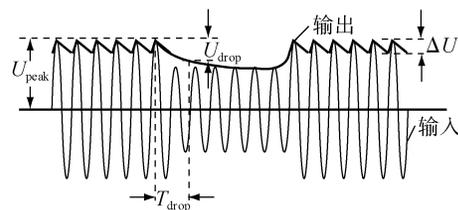
$$T_{drop} = \tau \ln\left(\frac{U_{peak}}{U_{drop}}\right), \Delta U = \frac{U_{peak}}{f_c \tau} \quad (18)$$

$$\tau = R_1 C_1 \quad (19)$$

其中, τ 为时间常数; f_c 为载波频率。一般地,为减小振荡的幅度 ΔU ,可以增大时间常数 τ ,这样可以使得包络检波器的输出更加平缓。但增大 τ 会使得 T_{drop} 变大,由此会带来包络检波器输出下降沿不够



(a) 信号解调电路拓扑



(b) 二极管包络检波器原理图

图 8 信号解调电路拓扑及包络检波器原理图

Fig.8 Topology of signal demodulation circuitry and principle diagram of envelope detector

陡峭的问题,不利于信号的检测。因此,选取合适的时间常数 τ 非常关键。

得到包含数字信号的包络特征后,还需要使用低通滤波器滤除包络特征中的高频分量和噪声部分^[16],从而得到包络特征中慢变部分,是近似方波的波形。为使其更加明显再将其输入比较器,与一直流量进行比较从而得到清晰无抖动的方波信号,即还原发送的数字信号。

3 仿真结果与分析

本文采用的仿真参数如下:直流母线电压为 100 V,输出端阻性负载为 5.5 Ω ,输出直流电压为 82 V,系统工作频率为 85 kHz,采用的补偿结构为串联-串联补偿,线圈形状为 DD 型线圈,气隙长度为 3 cm,单边线圈尺寸为 200 mm \times 150 mm,线圈匝数为 20,单边磁芯为横向摆放的 3 根 PC40 条形磁铁。由 Maxwell Ansoft 仿真可知,变压器原副边线圈自感为 22.008 μH ,漏感为 12.68 μH ,原副边补偿电容计算公式如式(20)所示。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (20)$$

计算可得:

$$C = \left(\frac{1}{2\pi f}\right)^2 / L = 276.488 \text{ (nF)} \quad (21)$$

由于改变谐振电容对电压的影响不是瞬时性的,故变压器的传输有一个延时的过程,为使电容谐振状态的改变对系统的影响足够明显,用 10 个电能周期表示 1 个信号周期,即 $T_{\text{info}} = 10T_{\text{power}} = 117.65 \mu\text{s}$,在 1 个 T_{info} 中传输 2 位数据。

本文使用 Cadence Pspice 17.0 进行仿真,信号反向传输时控制发送信号的 MOSFET 管 V_{T7} 、 V_{T8} 的驱动采用的是方波电源,方波电源为高电平时表示传输数据为 1,方波信号为低电平时表示传输数据为 0。对副边补偿电容采用的是电容调制方式,观察原边线圈接收到的信号。

图 9(a)为无线电能传输中阻性负载电压波形,可以看到在信号传输过程中负载电压基本保持在 82 V 左右,达到稳态后其上下波动不超过 3 V,纹波小于 3.7%。图 9(b)为经过降压分压后的原边线圈两端电压波形,可以看到该电压具有明显包络特征,

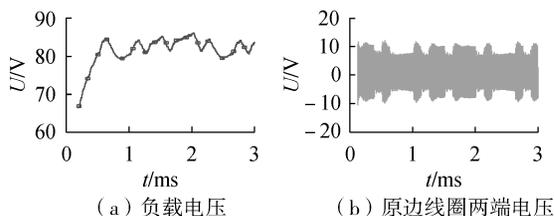


图 9 仿真波形

Fig.9 Simulative waveforms

且包络特征符合信号传输规律;当 V_{T7} 、 V_{T8} 导通时,包络峰值偏高,达到 10 V 左右;当 V_{T7} 、 V_{T8} 关断时,包络峰值偏低,为 7 V 左右。

图 10(a)为降压分压后的原边线圈两端电压经过包络检波器后的电压波形,可以看到原波形中包络较高的部分转变成 8~10 V 的锯齿波动;而原波形中包络较低的部分转变成 5~6 V 的锯齿波动。图 10(b)为包络检波器输出电压经过低通滤波器后的电压波形,可以看到无论是包络较高或包络较低的锯齿波都变得更加平缓,这有利于后续电压比较器的准确比较,避免了由于锯齿波电压波动带来比较器输出错误结果的问题。

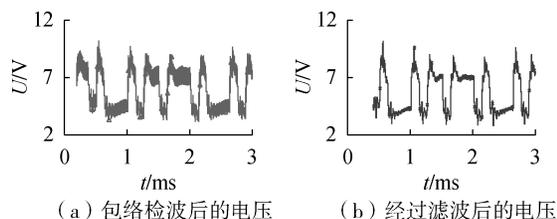


图 10 仿真波形

Fig.10 Simulative waveforms

图 11(a)为副边模拟发送的信号波形,选择模拟的是一组随机数据串 1011011101000,发送数字为 1 时 V_{T7} 、 V_{T8} 和电容 C_2 接入补偿电路,持续 117.65 μs ;发送数字为 0 时 MOSFET 管关断, V_{T7} 、 V_{T8} 和电容 C_2 与补偿电路断开连接。由于仿真中发现低通滤波器输出波形在 7 V 处有明显分界,因此将低通滤波器输出电压与 7 V 直流电压进行比较,得到比较器输出波形如图 11(b)所示。可以明显看到提取的数字信号与发送信号在周期、顺序上完全一致,只是在相位上略滞后一点;仿真结果实现了理论分析的预期目标。

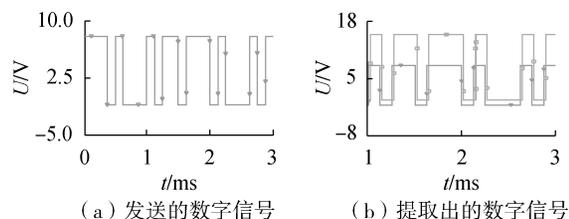


图 11 仿真波形

Fig.11 Simulative waveforms

4 验证与结果分析

为了证明理论分析的正确性,制作了一套采用串联补偿的无线电能信号同步传输系统,主要包含 7 个部分:直流输入电压源、DSP 28335 控制器板、原边 PCB 板、松耦合变压器、副边 PCB 板、信号发送与提取 PCB 板和阻性负载。该系统采用的一些关键参数见表 1。

表 1 系统关键参数

Table 1 Key parameters of system

参数名/ 器件名	参数值/ 器件型号	参数名/ 器件名	参数值/ 器件型号
直流母线电压	32 V	原边补偿电容 C_p	357.75 nF
逆变器工作频率	85 kHz	副边补偿电容 C_s	321.64 nF
逆变器 MOSFET	FDA20N50	阻性负载 R_L	40 Ω
补偿结构	串联补偿	$V_{T5}-V_{T8}$	FCA47N60
气隙长度	3 cm	信号传输频率	8.5 kHz(正向), 21.25 kHz(反向)
线圈形状	方型线圈	整流二极管	Sirectifier MBR30200PT
线圈尺寸	100 mm× 150 mm	电压跟随器 运放	Ti OPA1612
线圈匝数	20	比较器	LM319
磁芯摆放方式	条形 PC40 单边 3 根	未传输信号时 负载电压	31 V
原边线圈自感	26.65 μ H	传输信号时 负载电压	29.7 V(正向), 30 V(反向)
原边线圈漏感	9.8 μ H	未传输信号时 负载效率	90%
副边线圈自感	27.75 μ H	传输信号时 负载效率	83%
副边线圈漏感	10.9 μ H	信号传输 速率	8 500 bit/s(正向), 21 250 bit/s(反向)

分析信号在松耦合变压器原边发送、副边提取情况下的实验结果。原边信号的发送是通过控制 MOSFET 管 V_{T5} 、 V_{T6} 来实现的,发送的数字信号 U_{ts} 波形如图 12 所示。交替采用电平 0 和 1,对应的待发送数字信号也为 0 和 1,其周期 $T_{info} = 10T_{power} = 117.65 \mu s$ 。松耦合变压器副边线圈包络中包含了发送的数字信号,从图 12 中可以看出,在 MOSFET 管 V_{T5} 、 V_{T6} 接入电路的时间段内,副边线圈两端电压 U_{T2} 变低,而在 MOSFET 管断开之后,副边线圈两端电压恢复至原始值。副边线圈电压经过二极管包络检波器后,可得到其输出电压 U_b ,如图 12 所示。可见该波形与图 8 中包络检波器理想输出相吻合,当近似正弦的线圈电压幅值较高时,包络检波器的输出在一定范围内小幅度振荡;当线圈电压幅值下降之后,包络检波器输出有一个明显的下降阶段,这样能很好地识别出 0 和 1 这 2 个不同的数字。为了将这种区分以易读的方波形式展现,将二极管包络检波器的输出经过比较器与一直流量进行比较,则可以得到清晰的方波,比较器输出电压 U_c 波形如图 13 所示。可见该方波与发送的数字信号呈完全反相的关系,则可以说明发送的信号被完整地提取出来。

分析信号在松耦合变压器副边发送、原边提取的实验结果。副边信号的发送是通过控制 MOSFET 管 V_{T7} 、 V_{T8} 来实现的,发送的数字信号 U_{ts} 波形如图 14 所示,同样发送数字信号 0 和 1。当副边向原边反向进行通信时,在满足完整提取发送

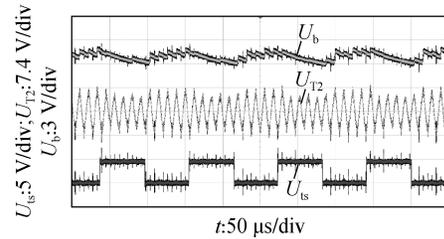


图 12 信号正向传输时实验波形
Fig.12 Experimental waveforms when signal transmits positively

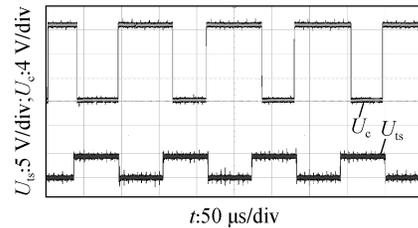


图 13 信号正向传输时比较器输出与发送信号的对比
Fig.13 Comparison between output and transmitting signal when signal transmits in positive direction

信号的条件下,应尽量提高通信速度以易于实现闭环控制,故选取 $T_{info} = 4T_{power} = 47.06 \mu s$ 。在数字发送期间,原边线圈两端电压中同样包含有数字特征的电压包络。将电压送入包络检波器后可得到其输出电压,如图 14 所示。由于电压幅值在发送数字信号 0 和 1 时变化不明显,所以包络检波器的输出也只能在一定程度上反映电压幅值的变化趋势。可见,电压幅值较高时,包络检波器输出电压较高;随着电压幅值的降低,包络检波器输出电压呈逐步减小的趋势;电压幅值恢复至较高值时,包络检波器的输出电压会阶跃升高。所以,可以将包络检波器输出中电压阶跃升高的部分作为检测高水平 1 的手段。

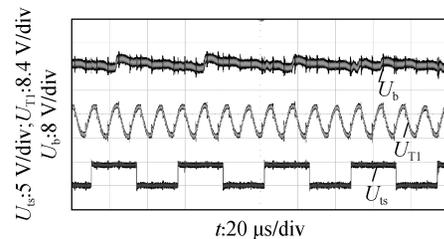


图 14 信号反向传输时实验波形
Fig.14 Experimental waveforms when signal transmits reversely

包络检波器输出电压经过比较器后的波形如图 15 所示。可以看到,比较器输出波形与发送的信号波形基本一致,只是在相位上延迟约 $11.4 \mu s$,这是由于信号需要经过松耦合变压器反向传输,故电容改变的影响需要经过一段时间才能表现出来。此外当延后时间小于 1 个电能周期时,就已经达到比较理想的结果。

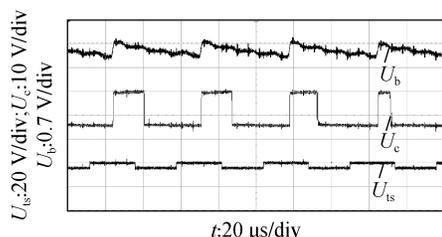


图 15 信号反向传输时比较器输出与发送信号的对比

Fig.15 Comparison between output and transmitting signal when signal transmits reversely

5 结论

本文提出了一种基于串联补偿的无线电能传输系统信号电能同步传输方法,相比于其他信号电能同步传输技术,该方法具有对电能传输影响小、不受电能传输影响的特点。该方法中,信号的发送和提取均在两侧补偿电容之间完成,对系统前级和后级影响较小。因此,在负载侧滤波电容取值得当时可以消除由信号传输引入的负载电压纹波。通过仿真及实验验证可知,本文提出的信号电能同步传输方法具有较高的准确性,并且当信号反向传输时具有极高的传输速度,为日后实现无线电能传输系统的闭环控制技术奠定基础。

参考文献:

- [1] 苏玉刚,周川,闫琳,等. 基于电场耦合方式的无线电能传输技术综述[J]. 世界科技研究与发展,2013,35(2):1-2.
SU Yugang,ZHOU Chuan,LÜ Lin, et al. Reviews on wireless power transmission technique based on electrical-field coupled mode[J]. World Sci-Tech R&D,2013,35(2):1-2.
- [2] 邓其军,刘姜涛,周洪,等. 应用于无线电能传送系统的测控系统设计与开发[J]. 电力自动化设备,2015,35(7):147-148.
DENG Qijun,LIU Jiangtao,ZHOU Hong, et al. Design and development of measuring & control system for wireless power transfer system[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(7):147-148.
- [3] 邓其军,刘姜涛,陈诚,等. 多相并联的 15 kW 无线电能传输系统[J]. 电力自动化设备,2017,37(11):1-6.
DENG Qijun,LIU Jiangtao,CHEN Cheng, et al. 15 kW wireless power transfer system with multiphase parallel inverters [J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(11):1-6.
- [4] 梁浩,陈欣荣. 一种基于无线传感器网络的太阳能电池监控系统[J]. 电力自动化设备,2010,30(9):125-126.
LIANG Hao,CHEN Xinrong. Solar cell monitoring system based on wireless sensor network[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(9):125-126.
- [5] DONG L,MEIGEN S,JIANG T, et al. Wireless sensing system-on-chip for near-field monitoring of analog and switch quantities[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2012,59(2):1288-1294.
- [6] 莫汉秋,唐厚君,蓝建宇,等. 基于 LCL-SS 谐振网络的无线电能传输系统设计[J]. 电力电子技术,2015,49(10):34-36.

MO Hanqiu,TANG Houjun,LAN Jianyu, et al. Design of wireless power transmission system based on LCL-SS resonant network [J]. Power Electronics,2015,49(10):34-36.

- [7] 王琛琛. 感应耦合式电能与信号混合传输系统研究[D]. 重庆:重庆大学,2010.
WANG Chenchen. Study on inductively coupled power and data transfer system[D]. Chongqing:Chongqing University,2010.
- [8] 孙跃,王琛琛,唐春森,等. CPT 系统能量与信号混合传输技术[J]. 电工电能新技术,2010,29(4):10-13.
SUN Yue,WANG Chenchen,TANG Chunsen, et al. Study on inductively coupled synchronous transmission of power and signal[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2010,29(4):10-13.
- [9] 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,2010.
ZHANG Aiguo. Study on synchronous transmission of inductive power and signal [D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2010.
- [10] THIERRY B,MARC P,VALERIE N, et al. Contactless power and information transmission[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2002,38(5):1266-1272.
- [11] ATSUO K,KAZUAKI I,JUNJI H. Wireless transmission of power and information through one high-frequency resonant AC link inverter for robot manipulator applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1996,32(3):503-508.
- [12] URVASHI S. Wideband voltage followers with improved performance and high-frequency analog electronic circuits[C]//IEEE 5th India International Conference on Power Electronics. Delhi,India:IEEE,2012:1-6.
- [13] 杜凌艳,王振浩,王刚,等. 高压断路器运行状态实时监测系统的设计[J]. 电力自动化设备,2006,26(1):58-61.
DU Lingyan,WANG Zhenhao,WANG Gang, et al. Design of real-time operating state monitoring system for HV breaker[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(1):58-61.
- [14] YUH-SHYAN H,HO-CHENG L. A new CMOS analog front end for RFID tags[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(7):2299-2307.
- [15] RUI Y,THENG-TEE Y,HWA-SENG Y. A low-power UHF/13.56 MHz/2.4 GHz multi-standard RFID reader transceiver SoC in 90 nm CMOS[C]//IEEE Radio and Wireless Symposium. Phoenix, Arizona, USA:IEEE,2011:255-258.
- [16] 徐泰山,宋广飞,鲍颜红,等. 广域直流阻尼控制中多模式交互影响在线分析[J]. 电力自动化设备,2016,36(5):49-54.
XU Taishan,ZHU Guangfei,BAO Yanhong, et al. Online analysis of multi-mode interaction in wide-area HVDC damping control [J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(5):49-54.

作者简介:



刘晓胜(1966—),男,黑龙江齐齐哈尔人,教授,博士,主要研究方向为无线电能传输、网络通信、智能控制等(E-mail:liuxsh@hit.edu.cn)。

(下转第 154 页 continued on page 154)

林振智(1979—),男,福建莆田人,副教授,博士,通信作者,主要研究方向为电力应急与电力系统恢复(**E-mail**:linzhzhenzhi@zju.edu.cn);

文福拴(1965—),男,河南林州人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力系统故障诊断与系统恢复、电

力经济与电力市场、智能电网与电动汽车(**E-mail**:fushuan.wen@gmail.com);

易仕敏(1976—),男,湖北武汉人,高级工程师,博士,主要研究方向为电网调度运行与控制、电网防灾应急、电力科技规划(**E-mail**:157800536@qq.com)。

Chance-constrained programming method for optimal scheduling of emergency power source

HAN Chang¹, LIANG Bomiao¹, LIN Zhenzhi¹, WEN Fushuan^{1,2}, YI Shimin³

(1. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Department of Electrical & Electronic Engineering, Universiti Teknologi Brunei, Bandar Seri Begawan BE1410, Brunei; 3. Guangdong Power Grid Co., Ltd., Guangzhou 510620, China)

Abstract: In disaster prevention and emergency support of a power system, the reasonable scheduling of emergency power sources plays an important role in minimizing the outage losses of important customers. The operating condition of a power system is complex and uncertain when power outage occurs. How to properly schedule emergency power sources under multiple uncertain factors has not yet been systematically addressed. Given this background, it is assumed that the traveling time of each emergency power source approximately follows the normal distribution and the outage power of each important customer approximately follows the uniform distribution. An optimal scheduling model of emergency power sources is developed under the well-established chance-constrained programming framework. In the developed optimization model, the objective is formulated as the minimization of the total outage losses of important customers, and the confidence level is adopted to deal with the uncertain parameters. The quantum evolutionary algorithm with the Monte Carlo simulation embedded is employed to solve the optimization model. Case studies show that the proposed scheme can handle multiple uncertain factors in emergency processes, and properly schedule emergency power sources and hence reduce the outage losses.

Key words: emergency power sources; optimal scheduling; chance-constrained programming; quantum evolutionary algorithm; Monte Carlo simulation

(上接第 146 页 continued from page 146)

Synchronous transmission of signal and power in WPT system based on capacitor modulation

LIU Xiaosheng, GU Xuanpu, YAO Yousu, XU Dianguo

(PEED Laboratory, School of Electrical Engineering & Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The capacitor modulation of the signal is achieved by modifying the compensation capacitance. Through artificial influence on operation condition of the resonator, the voltage across the coil can be effectively controlled. Through a series of signal processing links, such as step-down dividing voltage, demodulating, filtering, comparing and so on, the transmitting signal is reproduced. The simulative and experimental results demonstrate that the proposed scheme is effective, where the signal can be sent and extracted correctly, and the impact on power transmission is relatively small. In these regards, the synchronous transmission of signal and power in WPT (Wireless Power Transmission) system is realized.

Key words: wireless power transmission; synchronous transmission; capacitor modulation; series compensation; topology