

文章编号:1000-582X(2011)06-098-07

感应电能传输系统参数辨识与恒流控制

戴 欣, 孙 跃, 苏玉刚, 王智慧, 唐春森

(重庆大学 自动化学院, 重庆 400044)

摘 要:针对感应电能传输系统中激磁电流(谐振电流)的控制问题,本文提出一种基于参数动态辨识的恒流控制策略。该方法从能量分析的角度,建立了系统谐振回路中能量存储、供给与耗散函数,通过分别建立系统周期内与周期间的能量平衡关系,得到了系统反射阻抗的辨识函数。该方法提出了采用 Buck 变换器控制系统输入电压以实现谐振电流恒流的控制方案。基于系统输入电压与谐振电流峰值包络的函数关系,结合 Buck 变换器的输入输出函数关系,建立了系统的恒流控制律。通过实验验证了该控制方法的可行性。该方法的参数辨识环节仅需采样原边部分的谐振电流和电压过零采样数据,简化了系统的采样系统设计。而基于参数辨识的恒流控制律不需要复杂的算法计算,易于实现。

关键词:参数辨识;能量传输;恒流

中图分类号:TM42

文献标志码:A

Study on constant current control of inductive power transfer with parameter identification

DAI Xin, SUN Yue, SU Yu-gang, WANG Zhi-hui, TANG Chun-sen

(College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: Aiminy at magnetic exciting current (resonant current) control, a constant current control method based on dynamic parameter identification is put forward. With energy conversion analysis, the energy storage, supply and dissipation functions of the system resonant network are constructed. The reflecting impedance identification functions are obtained by constructing the energy equilibrium relations in a period and among several periods. Furthermore, a constant current control strategy by regulating the system input voltage with Buck converter is presented. Combining the relations among system input voltage, the envelope of resonant current and the input of Buck converter, the constant current control law is proposed. The control law is verified with experiments. For the proposed method, in parameter identification, only the data of zero crossing point of resonant voltage and current are required, which reduces the complexity and costs of sampling system. Also, the constant current control law does not need complex computation and is easy to implement.

Key words: parameter identification; power transfer; constant current

收稿日期:2010-12-20

基金项目:国家自然科学基金资助项目(50807057);博士后资助项目(200902285)

作者简介:戴欣(1978-),男,重庆大学副教授,主要从事电力电子控制技术、非接触电能传输技术方向研究,
(Tel)023-65112750; (E-mail) toybear@vip.sina.com。

感应电能传输技术借助于高频磁场构建供电设备与用电设备之间的能量传输通道,实现能量以非接触形式传输,克服了传统接触式供电方式在恶劣环境(如高湿、高温、高腐蚀、易爆燃环境)下应用的弊端,具有高可靠性、高安全性、低维护性等特点^[1-2]。因此,近几年来,对于感应电能传输技术的研究越来越多地得到学术界的关注和重视^[3-10]。

为保证能量传输磁场的稳定性,在感应电能传输系统中,通常要求能量发射线圈中的激磁电流(谐振电流)保持恒定。然而,由于原副边的相互耦合,副边部分会在原边谐振回路形成动态反射阻抗^[11-13],在负载切入、切出以及变化的情况下,该反射阻抗会导致原边电流动态波动,从而影响能量传输磁场的稳定性^[14-15]。

针对这一问题,文献[16]分析得出负载轻载时在原边谐振回路中将产生较大的反射阻抗,并相应提出一种在副边部分添加短路解耦电路的方法来保证原边谐振电流稳定。但该方法对于轻载条件下一种被动控制的方法,在负载动态变化情况下原边电流的恒定性仍会受到影响。文献[17]提出一种基于智能分段算法的移相控制策略。该方法通过检测实际谐振电流有效值与参考电流有效值之间的偏差,通过调节开关管脉冲移相角实现控制。但较大范围的移相控制角调节会造成谐振波形出现畸变,导致功率传输能力显著下降。

为实现谐振电流恒定控制,基于能量分析方法,通过采样谐振电流和电压过零点数据,依据振荡周期期间能量守恒关系,提出一种副边反射阻抗的动态辨识方法。在此基础上,提出一种基于反射阻抗的原边谐振电路恒流控制策略,保证了系统在负载动态变化条件下能量传输磁场稳定性。

1 电压型感应电能传输系统拓扑

感应电能传输系统拓扑根据原边及副边的谐振类型可分为 PP、PS、SS、SP 4 种类型,以原边串联谐振、副边串联谐振型(SS 型)为例,研究其参数辨识及恒流控制方法。感应电能传输系统的电路拓扑如图 1 所示

SS 型感应电能传输系统分为原边部分与副边部分。在原边部分,直流电压源 E_{dc} 作为能量输入。 S_1 - S_4 4 个 IGBT 开关构成逆变网络,所形成的 2 个 IGBT 开关对(S_1 、 S_4)和(S_2 、 S_3),以互补的形式产生方波逆变输出。而谐振电感 L_P 及谐振电容 C_P 构成串联谐振网络,用于产生高频谐振,向能量激发线圈(L_P 构成)形成正弦激磁电流输出,并辅助开关器件

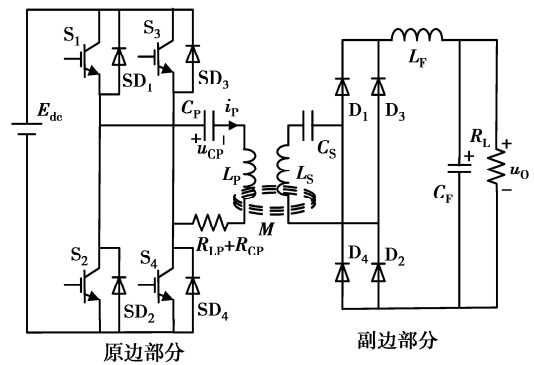


图 1 SS 型感应电能传输系统电路拓扑

进行软开关切换,减小 EMI 干扰。谐振网络中 R_{LP} 及 R_{CP} 分别为谐振电感 L_P 内阻及谐振电容 C_P 的等效串联电阻(ESR),而在副边部分,能量接收线圈(L_S 构成)与谐振电容 C_S 构成接收谐振网络,并将高频能量通过高频整流(D_1 - D_4)、滤波环节(L_F 及 C_F)向负载 R_L 输出。

2 基于能量的反射阻抗辨识方法

2.1 反射阻抗的参数定义

在系统中,副边对原边部分的耦合作用直接体现为副边反射回原边的反射阻抗,该反射阻抗直接作用于系统谐振网络,导致系统谐振参数发生漂移。因此,确定动态谐振参数关键在于辨识反射阻抗参数。

对于图 1 中原边谐振网络,在考虑副边的反射阻抗后可得到以下等效模型,如图 2 所示,其输入为等效的方波电压源输入 V_{ac} ,其幅值为 E_{dc}

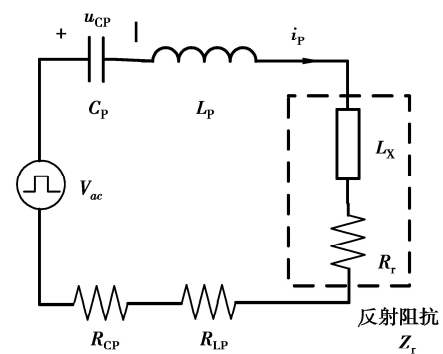


图 2 原边谐振网络等效模型

反射阻抗 Z_r 由有功部分 R_r 及无功部分 $j\omega L_x$ 之和表示

$$Z_r = R_r + j\omega L_x, \quad (1)$$

其中,反射阻抗有功部分 R_r 上消耗功率即为副

边在原边部分中产生的耗散功率,而其无功部分 $j\omega L_X$ 产生能量储存或释放,不产生能量耗散。 R_{LP} 与 R_{CP} 分别为谐振网络中谐振电感及电容的寄生电阻及等效串联电阻(ESR)。 R_r 、 R_{LP} 及 R_{CP} 共同构成系统中能量耗散部分,定义为 R ,即

$$R = R_{LP} + R_{CP} + R_r. \quad (2)$$

在图 2 中, L_P 、 C_P 、 R_{LP} 与 R_{CP} 均为静态参数,而反射阻抗 Z_r 的实虚部 R_r 及 L_X 均为动态参数,在系统运行过程中动态变化,需要进行动态辨识。

2.2 基于能量的反射阻抗辨识模型

辨识模型的输入依赖于对系统谐振变量的实时数据采集,由于系统谐振工作频率较高,通常在 10~100 kHz 左右。在此条件下,谐振周期内采样点过多将会需要较高的采样速率,给硬件实现带来较大的负担。为简化硬件实现,只采样系统原边谐振电压 u_{CP} 和谐振电流 i_P 过零点数据,即将图 3 中 t_0 至 t_n 点电压或电流值 $u_{CP}(t_i)$ 及 $i_P(t_i)$ 作为辨识模型输入,其中 T 为谐振周期,如图 3 所示。

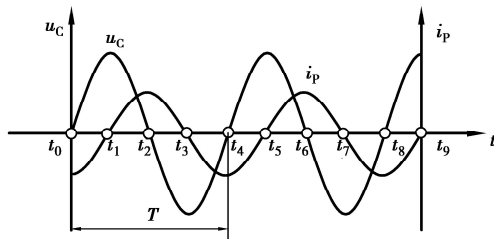


图 3 谐振变量采样方法

以下从能量角度构建辨识模型,首先给出系统相关能量函数。定义系统的能量储存函数 $H(i_P, u_{CP})$ 为系统原边部分谐振网络的储存能量之和,即谐振网络中电感和电容中存储能量之和

$$H(i_P, u_{CP}) = \frac{1}{2}(L_P + L_X)i_P^2 + \frac{1}{2}C_P u_{CP}^2. \quad (3)$$

定义系统的供给函数 $S(E_d, i_P)$ 为原边谐振网络的外界环境输入功率

$$S(E_d, i_P) = E_d |i_P|. \quad (4)$$

而系统的耗散函数 $W(i_P, R)$ 为原边谐振网络中的耗散功率,包括向负载输出的功率和谐振网络自身的耗散功率

$$W(i_P, R) = i_P^2 R. \quad (5)$$

以下针对 1 个谐振周期 T 的能量关系进行分析,值得注意的是,这里的 T 为实际系统运行的动态周期,可通过周期测量获得。这里设 t_0 为周期初始时刻, $t_0 + T$ 为周期的结束时刻。在 1 个周期内,谐振网络中储存能量与供给能量及耗散能量的关系

可表示为

$$H(i_P(t_0 + T), u_{CP}(t_0 + T)) = H(i_P(t_0), u_{CP}(t_0)) + \int_{t_0}^{t_0+T} (S(i_P) - W(i_P, R)) dt. \quad (6)$$

当系统进入稳态后,谐振周期内的储存能量在各周期点上均相等,即有

$$H(i_P(t_0 + T), u_{CP}(t_0 + T)) = H(i_P(t_0), u_{CP}(t_0)). \quad (7)$$

同时,在谐振电流 i_P 过零点,系统储存能量全部转移到谐振电容上。而在谐振电压 u_P 过零点,系统储存能量全部转移到谐振电感上。在稳态时,电压过零点 t_i 和电流过零点 t_{i+1} 储存能量相等,即

$$H = \frac{1}{2}C_P u_{CP}^2(t_i) = \frac{1}{2}(L_P + L_X)i_P^2(t_{i+1}) = \frac{1}{2}C_P u_{CP}^2(t_0) = \frac{1}{2}(L_P + L_X)i_P^2(t_1), \quad (8)$$

其中 L_P 、 C_P 、 $u_{CP}(t_0)$ 、 $i_P(t_1)$ 均为已知,故可求出反射阻抗中 L_X 为

$$L_X = \frac{C_P u_{CP}^2(t_0)}{i_P^2(t_1)} - L_P. \quad (9)$$

综合式(6)、(7)可以看出,在系统稳态时,谐振网络内能量平衡,1 个周期内注入谐振网络的能量与谐振网络耗散的能量相等。即

$$\int_{t_0}^{t_0+T} S(i_P) dt = \int_{t_0}^{t_0+T} W(i_P, R) dt. \quad (10)$$

一个周期内注入谐振网络的能量可表示为

$$\int_{t_0}^{t_0+T} S(i_P) dt = \int_{t_0}^{t_0+T} E_{dc} |i_P(t)| dt = 2 \int_{u_{CP}(t_0)}^{u_{CP}(t_0+T/2)} E_{dc} C_P du_C = 2E_{dc} C_P (u_{CP}(t_0 + T/2) - u_{CP}(t_0)) = 4E_{dc} C_P u_{CP}(t_0). \quad (11)$$

在 1 个稳态周期内,谐振电容与谐振电感上储存能量总和相等。基于此,谐振网络耗散能量可表示为

$$\int_{t_0}^{t_0+T} W(i_P, R) dt = R \int_{t_0}^{t_0+T} i_P^2(t) dt = \frac{2R \int_{t_0}^{t_0+T} \frac{1}{2}(L_P + L_X)i_P^2(t) dt}{L_P + L_X} = \frac{R}{L_P + L_X} \int_{t_0}^{t_0+T} \left(\frac{1}{2}C_P u_{CP}^2 + \frac{1}{2} \right) (L_P + L_X)i_P^2(t) dt = \frac{R}{L_P + L_X} \int_{t_0}^{t_0+T} H(i_P(t), u_{CP}(t)) dt. \quad (12)$$

在稳态下,在谐振周期内储存能量总和是不变的,即有

$$\int_{t_0}^{t_0+T} H(i_P(t), u_{CP}(t)) dt = H_0 T, \quad (13)$$

其中 $H_0 = H(i_p(t_0), u_{CP}(t_0))$ 为常数,则由式(12)、(13),可得到 1 个周期内耗散能量表示为

$$\int_{t_0}^{t_1} W(i_p, R) dt = \frac{R H_0 T}{L_P + L_X} \quad (14)$$

综合式(9)所得到的 L_X 值及式(10), (11), (14)及式(2),可得到反射阻抗中 R_r 的辨识函数为

$$R_r = \frac{4E_{dc} C_P (L_P + L_X) u_{CP}(t_0)}{H_0 T} - R_{LP} - R_{CP} \quad (15)$$

因此,综合式(9)、(15)即可得到反射阻抗的辨识函数

$$Z_r = \frac{4E_{dc} C_P (L_P + L_X) u_{CP}(t_0)}{H_0 T} - R_{LP} - R_{CP} + j\omega \left(\frac{C_P u_{CP}^2(t_0)}{i_p^2(t_1)} - L_P \right) \quad (16)$$

3 恒流控制器设计

基于对于反射阻抗的动态辨识,可建立相应的恒流控制器。其中恒流是指在系统副边负载动态变化条件下,保持系统原边激磁电流(谐振电流) i_p 的峰值包络恒定,从而保证高频磁场及能量传输的稳定性。设定谐振电流峰值包络的给定值为 I_{ref} ,所建立的控制系统结构如图 4 所示。

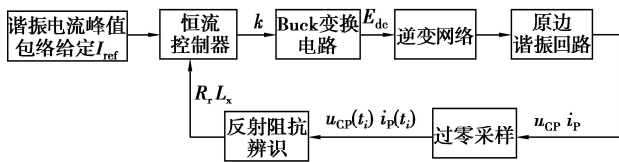


图 4 恒流控制系统结构图

控制系统通过过零采样电路实时采集原边谐振回路的 u_{CP} 及 i_p 过零点数据 $u_{CP}(t_i)$ 及 $i_p(t_i)$,并将其送入反射阻抗辨识模块,得到动态的反射电阻值 R_r 及反射电抗值 L_x ,将其送入恒流控制器模块。该模块结合电流峰值包络给定值 I_{ref} ,计算得出 Buck 变换器的占空比 k ,通过 Buck 调压电路控制逆变网络的输入电压 E_{dc} ,从而通过控制谐振回路的方波输入电压来控制谐振电流保持恒定。

根据每个模块的输入输出关系建立恒流控制器的控制律,在逆变网络输入电压为 E_{dc} 的条件下,谐振回路方波输入电压 V_{ac} 的有效值为

$$V_{ac} = \frac{4E_{dc}}{\pi \sqrt{2}} \quad (17)$$

谐振电流 i_p 的峰值包络 I_{Pmax} 可由下式计算

$$I_{Pmax} = \frac{\sqrt{2}V_{ac}}{\sqrt{(R_r + R_{LP} + R_{CP})^2 + \left(\omega L_P + \omega L_X - \frac{1}{\omega C_P} \right)^2}} \quad (18)$$

Buck 变换器根据占空比进行控制,控制关系由下式计算

$$k = \frac{E_{dc}}{E_{in}} \quad (19)$$

其中 E_{in} 为 Buck 变换器的输入电压。综合上述式(17)、(18)、(19),可以得到恒流控制器的控制律如下式所示

$$k = \frac{2\sqrt{2}I_{ref}}{\pi E_{in}} \sqrt{(R_r + R_{LP} + R_{CP})^2 + \omega^2 (L_P + L_X)^2} \quad (20)$$

4 实验研究

为验证上述参数辨识及控制方法,搭建了相应的实验系统。实验系统原边部分结构如图 5 所示,副边部分结构与图 1 中相同。

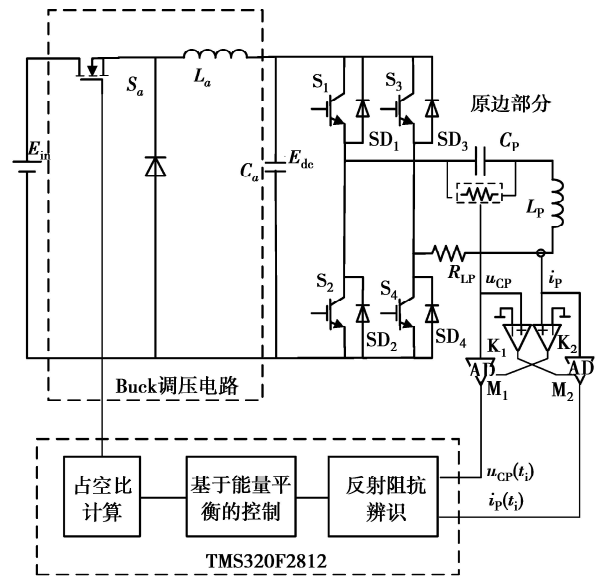


图 5 实验系统原边部分结构图

为实现输入电压 E_{dc} 的动态调节,实验系统中在输入侧引入 Buck 调压环节。为实现参数辨识,实验系统分压电阻网络采样原边谐振电容 C_P 电压 u_{CP} ,通过电流互感器采样谐振电流 i_p 。谐振电压和电流信号经比较器 K_1 和 K_2 控制电流和电压采样芯片 M_1 及 M_2 进行采样,从而实现在谐振电流过零时采样谐振电压值,在谐振电压过零时采样谐振电流值。所获取的过零采样数据经信号调理电路后送入 DSP 控制器。参数辨识算法及控制算法主要是在 DSP 芯片内实现。谐振变量的采样数据经反射阻抗辨识算法模块得到反射阻抗的动态值,再经过恒流控制算法模块得到所需的控制量,即输入电压 E_{dc} 的动态值,最后经过占空比计算模块得到 Buck 电路的实时

控制占空比,并产生相应的控制脉冲控制 Buck 电路开关管 S_a ,从而控制输入 E_{dc} 以保证谐振电流恒定。

在实验系统所采用的实验参数如下表所示

表 1 实验系统参数表

实验系统参数	参数值
输入直流电压 E_m (V)	15
Buck 滤波电感 L_a (μ H)	500
Buck 滤波电容 C_a (μ F)	100
Buck 电路开关频率 (Hz)	40 k
原边谐振电容 C_p (μ F)	1
原边谐振电感 L_p (μ H)	60
副边谐振电感 L_s (μ H)	60
副边谐振电容 C_s (μ F)	1
原副边互感值 M (μ H)	18.6

基于以上实验系统结构及实验参数,设定恒流控制目标为控制谐振电流 i_p 的包络线为 5 A。首先进行了系统启动控制实验,在实验中恒流给定信号由 0 A 突加至 5 A,测量系统谐振电流及控制量 E_{dc} 的响应波形,以验证控制方法的给定跟踪控制效果。测试结果如图 6 所示

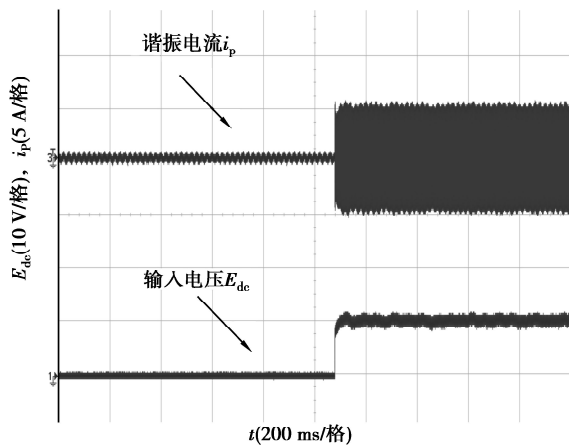


图 6 系统启动跟踪控制实验波形

在图中可以看出,在突加给定的条件下,控制量 E_{dc} 立即响应,由 0 V 跃迁至 10 V,使系统谐振电流包络线稳定在 5 A,系统谐振电流波形有 0.1 A 左右的纹波抖动,这主要是因为 Buck 电路的开关切换所引起,由于其开关频率为 40 kHz,纹波的频率也接近 40 kHz,可通过增加 Buck 输出滤波电容 C_a 或

提高开关频率的方式来改善。

其次进行了负载突变控制实验。在系统启动并进入稳态运行后,实现负载由 $R_1 = 50 \Omega$ 至 $R_2 = 203 \Omega$ 的正反向跃变,测量系统谐振电流及控制量 E_{dc} 的波形,以验证在负载突变时系统的控制能力。经反射阻抗辨识模块辨识后,在 $R_1 = 50 \Omega$ 时,在稳态下系统反射阻抗辨识平均值为 $Z_r = 0.768 - 0.093j$,而在 $R_2 = 203 \Omega$ 时,在稳态下系统反射阻抗辨识平均值为 $Z_r = 0.26 - 0.11j$ 。经恒流控制所得到的实验结果如图 7 及图 8 所示

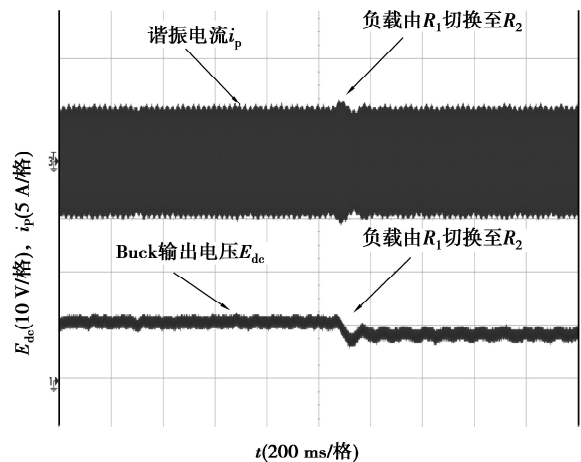


图 7 负载从 R_1 向 R_2 跃变时实验波形

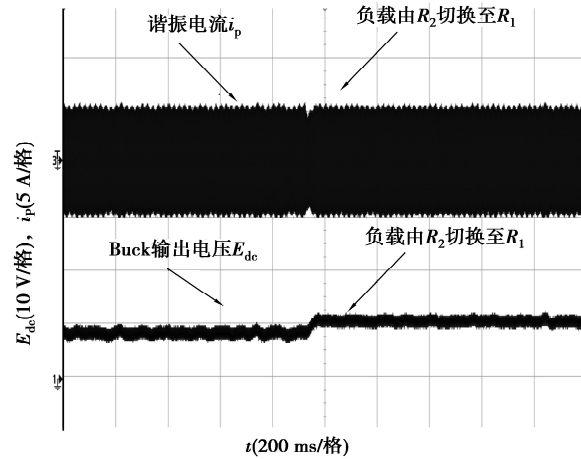


图 8 负载从 R_2 向 R_1 跃变时实验波形

从图中可以看出,在负载正向跃变(R_1 至 R_2)的过程中,在控制作用下,控制量 E_{dc} 由 10 V 跃变至 8 V,谐振电流包络线波形经历了 1 个 1 A 左右的超调后进入稳态,从跃变起至谐振电流稳定的时间为 50 ms,在负载跃变后系统的谐振电流包络线仍维持在控制目标 5 A。在负载反向跃变(R_2 至 R_1)过程中,在控制作用下,控制量 E_{dc} 由 8 V 跃变至 10 V,

谐振电流包络线经历1个0.5 A的超调后进入稳态,从跃变起至谐振电流稳定的时间为40 ms左右,在稳定后谐振电流包络线仍被控制在5 A。因此,从正反向跃变实验来看,控制作用对于负载扰动及突变具有较好的抑制能力。

最后,为验证在控制作用下系统谐振电流波形的畸变度,分别测量了负载跃变前后谐振电流的局部波形及Buck开关管 S_a 脉冲波形,所获得的实验结果如图9及图10所示。

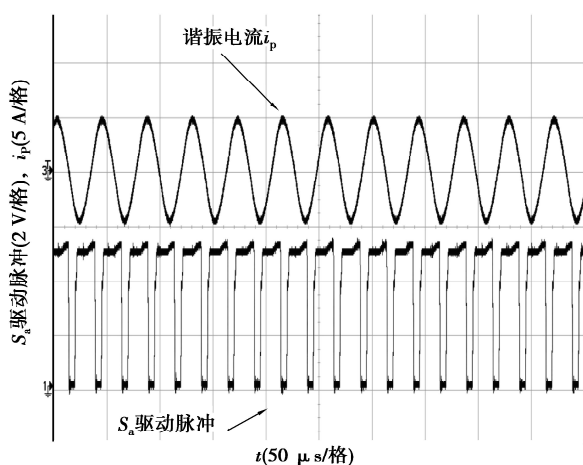


图9 负载为 R_1 时实验波形

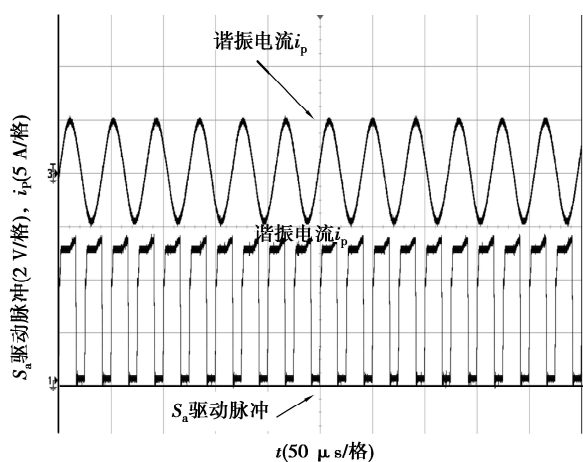


图10 负载为 R_2 时实验波形

从图中可以看出,无论是负载为 R_1 还是 R_2 时,系统谐振电流波形均为具有低畸变度的正弦波形,从而保证系统的开关损耗及EMI均保持在较低的水平。

5 结论

从能量分析的角度,建立了系统谐振回路中能量平衡关系,并在此基础上提出了系统反射阻抗的

动态辨识方法。该方法仅依赖于原边部分的谐振电流和电压过零采样数据,使复杂采样系统设计及硬件实现得以简化。基于对反射阻抗的动态辨识,提出了一种基于反射阻抗的恒流控制策略,保证系统在负载动态变化条件下系统谐振电流的稳定性,从而使感应电能传输系统的能量传输稳定性得以改善。

参考文献:

- [1] LI H L, HU A P, COVIC G A, et al. Optimal coupling condition of IPT system for achieving maximum power transfer[J]. *Electronics Letters*, 2009, 45(1): 76-77.
- [2] HSU J U W, HU A P, SWAIN A. A wireless power pickup based on directional tuning control of magnetic amplifier [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(7): 2771-2781.
- [3] SU Y P, LIU X, HUI S Y R. Mutual inductance calculation of movable planar coils on parallel surfaces [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(4): 1115-1123.
- [4] LIU X, HUI S Y R. Optimal design of a hybrid winding structure for planar contactless battery charging platform[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(1): 455-463.
- [5] SI P, HU A P, MALPAS S, et al. A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices[J]. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2008, 2(1): 22-29.
- [6] THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K. Analysis of split-capacitor push-pull parallel-resonant converter in boost mode [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(1): 359-368.
- [7] 张敏, 周维维. 松耦合感应电能传输系统的分析[J]. *重庆大学学报: 自然科学版*, 2006, 29(7): 33-37. ZHANG MIN, ZHOU LUO-WEI. Analysis of loosely coupled inductive power transfer system [J]. *Journal of Chongqing University: Natural Science Edition*, 2006, 29(7): 33-37.
- [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] 马皓, 周雯琪. 电流型松散耦合电能传输系统的建模分析[J]. *电工技术学报*, 2005, 20(10): 66-71. MA HAO, ZHOU WEN-QI. Modeling analysis of inductively coupled power transfer systems based on current source resonant [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2005, 20(10): 66-71.
- [10] 戴欣, 孙跃, 苏玉刚, 等. 非接触电能双向推送模式研究[J]. *电机工程学报*, 2010, 30(18): 55-61. DAI XIN, SUN YUE, SU YU-GANG, et al. Study on

- contactless power bi-directional push mode [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2005, 20(10):66-71.
- [11] 马皓, 孙轩. 原副边串联补偿的电压型耦合电能传输系统设计[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 48-52.
MA HAO, SUN XUAN. Design of voltage source inductively coupled power transfer system with series compensation on both sides of transformer [J]. Proceeding of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2010, 30 (15): 48-52.
- [12] 傅文珍, 张波, 丘东元, 等. 自谐振线圈耦合式电能无线传输的最大效率分析与设计[J]. 中国电机工程学报. 2009, 29 (18): 21-26.
FU WEN-ZHEN, ZHANG BO, QIU DONG-YUAN, et al. Maximum efficiency analysis and design of self-resonance coupling coils for wireless power transmission system[J]. Proceeding of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2009, 29(18): 21-26.
- [13] WANG C S, COVIC G A, STIELAU O H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51 (1): 148-157.
- [14] HU A P, HUSSMANN S. Improved power flow control for contactless moving sensor applications[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2004, 2(4):135-138.
- [15] CHWEI-SEN W, STIELAU O H, COVIC G A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(5):1308-1314.
- [16] BOYS J T, COVIC G A, GREEN A W. Stability and control of inductively coupled power transfer systems[J]. IEEE Proceedings: Electric Power Applications, 2000, 147(1):37-43.
- [17] 孙跃, 陈国东, 戴欣, 等. 非接触电能传输系统恒流控制策略[J]. 重庆大学学报: 自然科学版, 2008, 31(7): 766-769.
SUN YUE, CHEN GUO-DONG, DAI XIN, et al. A constant current control method for contactless power transmission systems [J]. Journal of Chongqing University: Natural Science Edition, 2008, 31 (7): 766-769.

(编辑 侯湘)

(上接第97页)

- [5] MIORANDI D, KHERRRANI A A, ALTMAN E. A queueing model for HTTP traffic over IEEE 802. 11 WLANs[J]. Elsevier Computer Networks, 2006, 50 (1):63-79.
- [6] CHOI S, PARK K, KIM C. Performance impact of interlayer dependence in infrastructure WLANs [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2006, 5(7): 829-845.
- [7] BRUNO R, CONTI M, GREGORI E. Performance modelling and measurements of TCP transfer throughput in 802. 11-based WLANs [C]//9th ACM/IEEE International Symposium on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems. October 2-6, 2006, Malaga. Spain: Association for Computing Machinery, 2006:4-11.
- [8] BRUNO R, CONTI M, GREGORI E. Design of an enhanced access point to optimize TCP performance in Wi-Fi hotspot networks [J]. ACM/Springer Wireless Networks Journal, 2007, 13(2):259-274.
- [9] CAI K, FEELEY M J, CULLY B, et al. Understanding performance for two 802. 11 competing flows[C]//IEEE International Conference on Mobile Adhoc and Sensor Systems. October 8-11, 2007, Pisa. Italy: IEEE Computer Society, 2007: 1-11.
- [10] YU J, CHOI S. Modeling and analysis of TCP dynamics over IEEE 802. 11 WLAN [C]//The International Conference on Wireless On-demand Network Systems and Services. January 24-26, 2007, Obergurgl, Tyrol. Austria:IEEE Computer Society, 2007: 154-161.
- [11] PITTS J M, SHEPHERD O M. Analysing the transition between unsaturated and saturated operating conditions in 802. 11 network scenarios [C]//IEEE Military Communications Conference. November 16-19, 2008, Washington DC. USA:IEEE Incorporated, 2008:1-7.
- [12] BRUNO R, CONTI M, GREGORI E. Throughput analysis and measurements in IEEE 802. 11 WLANs with TCP and UDP traffic flows[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2008, 7(2): 171-186.
- [13] BRUNO R, CONTI M, GREGORI E. Average-value analysis of 802. 11 WLANs with persistent TCP flows [J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13 (4): 218-220.
- [14] Fall K, VARDHAN K. The Network Simulator (NS2) [EB/OL]. [2009-05-23] [http://www. isi. edu/nsnam/ns/](http://www.isi.edu/nsnam/ns/).
- [15] HEUSSE M, ROUSSEAU F, NERGER-SABBATEL G, et al. Performance anomaly of 802. 11b [C]//IEEE International Conference on Computer Communications. March 30-April 3, 2003, San Francisco, CA. USA:IEEE Incorporated, 2003: 836-843. (编辑 侯湘)