

近距离下串联补偿无线电能传输变换器特性时域分析

刘 硕¹, 苏建徽¹, 张 健¹, 徐海波²

(1. 合肥工业大学 光伏系统教育部工程研究中心, 安徽 合肥 230009; 2. 东莞南方半导体科技有限公司, 广东 东莞 523000)

摘要:在近距离下,随着松耦合变压器(LCT)耦合度增高,串联-串联(SS)补偿无线电能传输(WPT)变换器的谐振网络内部出现大量谐波,传统的基波分析法(FHA)无法反映谐波对变换器传输特性的影响。归纳出稳态下SS补偿WPT变换器的P(Positive)、O(Open)、N(Negative)这3种工作状态;以子区间分析法,分析了在它们构成的PN与PON这2种工作模式下变换器的输出特性,计算了逆变电路开关管的开通与关断电流,并对比了FHA与所提时域分析法计算结果差异;分析了这2种工作模式的边界条件与LCT耦合度的关系。最后,通过样机实验验证了理论分析的正确性。

关键词:无线电能传输;串联补偿;LLC谐振变换器;时域分析;工作模式

中图分类号:TM 46;TM 724

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202110008

0 引言

基于松耦合变压器(LCT)的磁场耦合式无线电能传输(WPT)技术,是传统以导线方式传输电能的一种补充,具有安全性好、传输功率大、效率高的优点^[1]。LCT需与补偿元件构成谐振网络,故这类WPT变换器本质上是松耦合的谐振直流变换器^[2-3]。一种常用的补偿方式是串联-串联(SS)型,具有拓扑结构简单、谐振频率与负载及LCT互感(易受LCT相对位置影响)无关的优点^[4]。

近距离下的WPT变换器,适用于旋转机构供电^[5-6],或负载需经常移动的潮湿环境及存在腐蚀性、易燃易爆气体的用电场合^[7-8]。这些应用场景具有传输功率大(达kW等级)、传输距离(即LCT的气隙长度)短、LCT的横向对齐度高、LCT耦合度相对较高(50%~80%)^[5]的共同特点。由于耦合度上升,谐振网络对谐波的阻抗降低,谐振网络内部存在大量谐波^[5];与LLC谐振变换器^[9]类似,由于整流电路的非线性^[10],变换器存在不止1种工作模式。

目前对各类WPT变换器的理论分析普遍采用基波分析法(FHA)^[11-12]。除此之外,文献[2,12-14]都考虑了谐波影响,研究了谐振网络中波形的细节。文献[12]研究了双边LCC补偿WPT变换器的软开关特性;文献[13-14]采用了频域、时域相结合的方法对LCC-S补偿WPT变换器进行分析;文献[2]推导了S-SP补偿WPT变换器输出电压的精确表达式。FHA模型虽简易、通用,但无法反映近距离下LCT耦合度增高导致的丰富谐波对变换器输出特性与软开关特性的影响。由于整流电路呈现出非线性,一般不能直接对基波与各次谐波使用叠加定理。文献

[2,12-14]中的几种谐振网络含有并联电容,使得逆变电路输出与整流电路输入端口的谐波难以互相耦合,故分析相对简化。

对于传统紧耦合的谐振直流变换器,有大量文献使用时域法分析了它们的外部特性、工作模式及边界条件^[9-10,15-16]。文献[9]总结了LLC谐振变换器众多工作模式并将它们归纳为P(Positive)、O(Open)、N(Negative)这3种工作状态的组合;使用时域法,借助MATLAB数值计算,提供了各工作模式的边界条件;估计出了变换器最大电压增益;推导出PN与NP这2种连续工作模式的边界条件与增益表达式。时域法的优点是精度高、物理过程清晰。

本文以近距离下SS补偿WPT变换器为研究对象,借鉴文献[9]对LLC谐振变换器的时域分析,将此WPT变换器的稳态工作过程也归纳出P、O、N这3种工作状态;分析了在它们的2种常见组合,即PN与PON工作模式下变换器的输出特性,计算了开关管的开通与关断电流,并对比了FHA与本文时域方法结果的差异;计算了这2种工作模式的边界,并分析了其与LCT耦合度的关系;最后,通过样机实验证实了本文分析方法的正确性。

1 SS补偿WPT变换器的工作状态与工作模式

1.1 SS补偿WPT变换器与FHA

SS补偿WPT变换器拓扑如图1所示。图中, L_1 与 L_2 、 M 分别为LCT初级与次级线圈自感、互感;

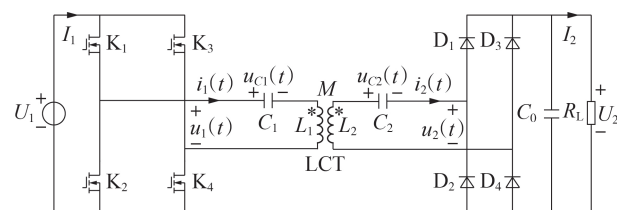


图1 SS补偿WPT变换器拓扑

Fig.1 Topology of SS compensated WPT converter

收稿日期:2020-11-18;修回日期:2021-08-05

基金项目:广东省重点领域研发计划资助项目(2019B010127001)

Project supported by the Research and Development Program Support in Key Areas of Guangdong Province(2019B010127001)

C_1 与 C_2 为谐振电容; $u_1(t)$ 为开关管 K_1 — K_4 构成的逆变电路输出电压,是占空比为50%的矩形波; $u_2(t)$ 为快恢复二极管 D_1 — D_4 构成的整流电路输入电压; U_1 、 I_1 分别为直流源电压、输出电流; U_2 、 I_2 分别为稳态时负载电阻 R_L 上的电压、电流。图1中4个状态变量分别为LCT线圈电流 $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ 以及谐振电容电压 $u_{c1}(t)$ 、 $u_{c2}(t)$;输出滤波电容 C_0 足够大。

SS补偿WPT变换器的FHA模型已有大量研究。但对于LCT耦合度相对较高的近距离场合,线圈内阻对变换器相关波形与外部特性(除效率外)的影响微弱,而谐波对LCT电流波形影响明显,具体分析见附录A^[17]。

1.2 WPT变换器的工作状态

在图1所示SS补偿WPT变换器稳态工作过程的一个开关周期内,正负半周期具有对称性,故仅需研究正半开关周期(期间 K_1 与 K_4 导通, $u_1(t)=U_1$)。在拓扑结构上,SS补偿WPT变换器与LLC谐振变换器的逆变电路及整流电路相同,文献[9]依据 $u_1(t)$ 与 $u_2(t)$ 的极性异同,划分出LLC谐振变换器P、O、N这3种工作状态,可推广到SS补偿WPT变换器,其P、O、N这3种工作状态等效电路如图2所示。

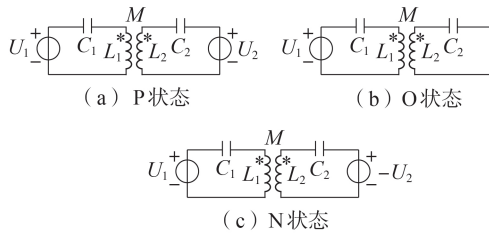


图2 正半开关周期内3种工作状态的等效电路

Fig.2 Equivalent circuits of three operation states in positive half switching cycle

P状态下 D_1 与 D_4 导通,在图1中的参考方向下 $u_2(t)=U_2$,与 $u_1(t)$ 同极性, $i_2(t)>0$ (同理在负半开关周期,因 $u_1(t)=-U_1$,所以P状态下 D_2 与 D_3 导通, $u_2(t)=-U_2$, $i_2(t)<0$);O状态下 D_1 — D_4 都阻断, $u_2(t)$ 与 U_2 无关, $i_2(t)=0$;N状态下 D_2 、 D_3 导通, $u_2(t)=-U_2$,与 $u_1(t)$ 反极性, $i_2(t)<0$ (同理在负半开关周期内,N状态下 D_1 与 D_4 导通, $u_2(t)=U_2$, $i_2(t)>0$)。

按图1中的参考方向,P状态与N状态下WPT变换器的状态方程组为:

$$\begin{cases} u_{c1}(t) + L_1 \frac{di_1(t)}{dt} - M \frac{di_2(t)}{dt} - U_1 = 0 \\ u_{c2}(t) + L_2 \frac{di_2(t)}{dt} - M \frac{di_1(t)}{dt} \pm U_2 = 0 \\ i_1(t) = C_1 \frac{du_{c1}(t)}{dt} \\ i_2(t) = C_2 \frac{du_{c2}(t)}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中的第2个表达式中的“ $\pm$ ”在P状态下取“+”,在N状态下取“-”。将式(1)消元,可得:

$$C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2) \frac{d^4 i_1(t)}{dt^4} + (L_1 C_1 + L_2 C_2) \frac{d^2 i_1(t)}{dt^2} + i_1(t) = 0 \quad (2)$$

$$i_2(t) = -\frac{C_2}{M} \left[(L_1 L_2 - M^2) \frac{d^2 i_1(t)}{dt^2} + \frac{L_2}{C_1} i_1(t) \right] \quad (3)$$

式(2)的特征方程式可表示为 $C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2) s^4 + (L_1 C_1 + L_2 C_2) s^2 + 1 = 0$ 。求解上述特征方程式,可得4个纯虚数特征值(均为单根)的表达式为 $s = \pm j \frac{\sqrt{(L_1 C_1 + L_2 C_2) \pm \sqrt{(L_1 C_1 + L_2 C_2)^2 - 4 C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2)}}}{\sqrt{2 C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2)}}$ 。

考虑到工程实际需要,取:

$$L_1 C_1 = L_2 C_2 \quad (4)$$

对4个纯虚数特征值表达式进行如下化简: $s =$

$$\begin{aligned} \pm j \sqrt{\frac{2 L_1 C_1 \pm \sqrt{4 M^2 C_1 C_2}}{2 C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2)}} &= \pm j \sqrt{\frac{\sqrt{L_1 C_1 L_2 C_2} \pm \sqrt{M^2 C_1 C_2}}{C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2)}} = \\ \pm j \sqrt{\frac{\sqrt{L_1 L_2} \pm M}{\sqrt{C_1 C_2} (L_1 L_2 - M^2)}} &= \pm j \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2}} \frac{1}{\sqrt{\sqrt{L_1 L_2} \pm M}}, \text{ 可} \end{aligned}$$

得式(2)对应的2个固有角频率分别为:

$$\begin{cases} \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2}} \frac{1}{\sqrt{\sqrt{L_1 L_2} - M}} \\ \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2}} \frac{1}{\sqrt{\sqrt{L_1 L_2} + M}} \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知,式(2)的特征方程有4个两两共轭的纯虚数特征根,即 $j\omega_1$ 、 $-j\omega_1$ 、 $j\omega_2$ 与 $-j\omega_2$ 。

O状态下,变换器的状态方程组为:

$$\begin{cases} u_{c1}(t) + L_1 \frac{di_1(t)}{dt} - U_1 = 0 \\ i_1(t) = C_1 \frac{du_{c1}(t)}{dt} \\ i_2(t) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

而 $u_{c2}(t)$ 维持不变,可得到特征方程 $s^2 L_1 C_1 + 1 = 0$,所对应的固有角频率为:

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (7)$$

由于齐次微分方程式(2)的特征方程有2对共轭的纯虚数特征根,可将式(2)的通解表示为2个正弦函数之和。则WPT变换器在P与N这2种工作状态下的状态变量 $i_1(t)$ 分别表示为:

$$i_{1P}(t) = A_P \sin(\omega_1 t - \psi_P) + B_P \sin(\omega_2 t - \varphi_P) \quad (8)$$

$$i_{1N}(t) = A_N \sin(\omega_1 t - \psi_N) + B_N \sin(\omega_2 t - \varphi_N) \quad (9)$$

将式(8)、(9)分别代入式(3),并用式(4)、(5)进行化简,可得 $i_2(t)$ 的表达式为:

$$i_{2P}(t) = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} [A_P \sin(\omega_1 t - \psi_P) - B_P \sin(\omega_2 t - \varphi_P)] \quad (10)$$

$$i_{2N}(t) = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} [A_N \sin(\omega_1 t - \psi_N) - B_N \sin(\omega_2 t - \varphi_N)] \quad (11)$$

可见 $i_2(t)$ 与 $i_1(t)$ 结构相同。将式(8)、(9)代入式(1)的第1个表达式,式(10)、(11)代入式(1)的第2个表达式,可得P、N状态下的 $u_{C1}(t)$ 和 $u_{C2}(t)$ 分别如式(12)、(13)和式(14)、(15)所示。

$$u_{C1P}(t) = -\frac{1}{C_1} \left[\frac{A_P}{\omega_1} \cos(\omega_1 t - \psi_P) + \frac{B_P}{\omega_2} \cos(\omega_2 t - \varphi_P) \right] + U_1 \quad (12)$$

$$u_{C1N}(t) = -\frac{1}{C_1} \left[\frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 t - \psi_N) + \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 t - \varphi_N) \right] + U_1 \quad (13)$$

$$u_{C2P}(t) = \frac{-1}{\sqrt{C_1 C_2}} \left[\frac{A_P}{\omega_1} \cos(\omega_1 t - \psi_P) - \frac{B_P}{\omega_2} \cos(\omega_2 t - \varphi_P) \right] - U_2 \quad (14)$$

$$u_{C2N}(t) = \frac{-1}{\sqrt{C_1 C_2}} \left[\frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 t - \psi_N) - \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 t - \varphi_N) \right] + U_2 \quad (15)$$

根据式(6)与式(7),O状态下,状态变量 $i_1(t)$ 与 $u_{C1}(t)$ 应具有如下形式:

$$i_{10}(t) = A_0 \sin(\omega_3 t - \theta_0) \quad (16)$$

$$u_{C10}(t) = -\frac{A_0}{\omega_3 C_1} \cos(\omega_3 t - \theta_0) + U_1 \quad (17)$$

式(8)~(17)中,下标中的P、O、N代表所在工作状态; A_P 、 B_P 、 A_N 、 B_N 、 A_0 、 ψ_P 、 φ_P 、 ψ_N 、 φ_N 、 θ_0 为待定系数,它们应由工作状态切换时刻各状态变量的连续性确定。

1.3 WPT变换器存在的工作模式

SS补偿WPT变换器由于广泛采用平面结构LCT,其自感受到LCT相对位置影响的敏感度低^[18],一般逆变电路的开关频率 f_s 固定在LCT自感与谐振电容决定的固有频率^[4],如式(18)所示。

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (18)$$

经大量的仿真发现,式(18)所示开关频率下WPT变换器的稳态工作过程一般仅存在PN(即P状态与N状态交替)与PON(即P、O与N这3种状态循环)这2种工作模式,前者属于连续工作模式,后者

属于断续工作模式。

2 2种工作模式下WPT变换器特性分析

2.1 PN模式下WPT变换器特性

WPT变换器在PN模式下的相关波形如图3所示。

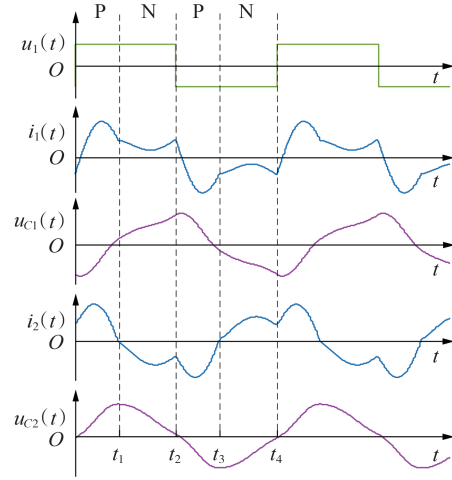


图3 PN模式下的电压与电流波形

Fig.3 Voltage and current waveforms in PN mode

图3中,取 $t=0$ 时刻对应 $u_1(t)$ 波形的上升沿,则 $t_2 = T_s/2 = 1/(2f_s)$, T_s 为开关周期。在从P状态至N状态的切换点 t_1 时刻,4个状态变量应具有连续性,即 $i_{1P}(t_1) = i_{1N}(t_1)$, $i_{2P}(t_1) = i_{2N}(t_1) = 0$, $u_{C1P}(t_1) = u_{C1N}(t_1)$, $u_{C2P}(t_1) = u_{C2N}(t_1)$ 。将式(8)~(15)代入上述连续性条件,可得:

$$A_P \sin(\omega_1 t_1 - \psi_P) + B_P \sin(\omega_2 t_1 - \varphi_P) = A_N \sin(\omega_1 t_1 - \psi_N) + B_N \sin(\omega_2 t_1 - \varphi_N) \quad (19)$$

$$A_P \sin(\omega_1 t_1 - \psi_P) - B_P \sin(\omega_2 t_1 - \varphi_P) = A_N \sin(\omega_1 t_1 - \psi_N) - B_N \sin(\omega_2 t_1 - \varphi_N) = 0 \quad (20)$$

$$\frac{A_P}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_1 - \psi_P) + \frac{B_P}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_P) = \frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_1 - \psi_N) + \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_N) \quad (21)$$

$$\frac{A_P}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_1 - \psi_P) - \frac{B_P}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_P) + 2\sqrt{C_1 C_2} U_2 = \frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_1 - \psi_N) - \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_N) \quad (22)$$

在从N状态至负半开关周期的P状态的切换点 t_2 时刻,4个状态变量也具有连续性。又因图3波形都具有半波对称性,故4个状态变量在 t_2 时刻与 $t=0$ 时刻的取值都互为相反数,即 $i_{1N}(t_2) = -i_{1P}(0)$, $i_{2N}(t_2) = -i_{2P}(0)$, $u_{C1N}(t_2) = -u_{C1P}(0)$, $u_{C2N}(t_2) = -u_{C2P}(0)$ 。将式(8)~(15)代入上述连续性条件,可得:

$$A_N \sin(\omega_1 T_s/2 - \psi_N) + B_N \sin(\omega_2 T_s/2 - \varphi_N) = A_P \sin \psi_P + B_P \sin \varphi_P \quad (23)$$

$$A_N \sin(\omega_1 T_s/2 - \psi_N) - B_N \sin(\omega_2 T_s/2 - \varphi_N) = A_p \sin \psi_p - B_p \sin \varphi_p \quad (24)$$

$$\frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 T_s/2 - \psi_N) + \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 T_s/2 - \varphi_N) = 2C_1 U_1 - \frac{A_p}{\omega_1} \cos \psi_p - \frac{B_p}{\omega_2} \cos \varphi_p \quad (25)$$

$$-\frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 T_s/2 - \psi_N) + \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 T_s/2 - \varphi_N) = \frac{A_p}{\omega_1} \cos \psi_p - \frac{B_p}{\omega_2} \cos \varphi_p \quad (26)$$

式(19)~(26)是含有9个未知量($A_p, B_p, A_N, B_N, \psi_p, \varphi_p, \psi_N, \varphi_N, t_1$)的8个相互独立的超越方程,具有唯一解,但难以求出其解析解,故利用MATLAB软件中的fsolve(·)函数^[16],采用高斯-牛顿最小二乘法求解。考虑到 $\psi_p, \varphi_p, \psi_N, \varphi_N$ 的取值范围是 $(-\pi, \pi)$,故将它们的迭代初始值都设置为居中的0;考虑到 t_1 的取值范围是 $(0, T_s/2)$,故将其迭代初始值设置为 $T_s/4$ 。

于是,在正半开关周期($0 \leq t < T_s/2$),4个状态变量 $i_1(t), i_2(t), u_{c1}(t), u_{c2}(t)$ 被定解。即在 $0 \leq t < t_1$ 子区间,它们分别由式(8)、(10)、(12)、(14)计算;在 $t_1 \leq t < T_s/2$ 子区间,它们分别由式(9)、(11)、(13)、(15)计算。由图3可见,它们在负半开关周期($T_s/2 \leq t < T_s$)的计算值由它们在正半开关周期的计算值取反并平移 $T_s/2$ 得到,即 $i_1(t+T_s/2) = -i_1(t)$ 。

PN模式下WPT变换器输出电流 I_2 可表示为:

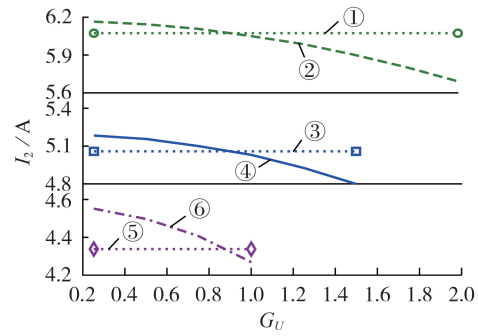
$$I_2 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} |i_2(t)| dt = \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{t_1} i_{2p}(t) dt - \int_{t_1}^{T_s/2} i_{2N}(t) dt \right) = \frac{2}{T_s} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left\{ \frac{1}{\omega_1} \left[A_p \left[\cos \psi_p - \cos(\omega_1 t_1 - \psi_p) \right] + A_N \left[\cos(\omega_1 T_s/2 - \psi_N) - \cos(\omega_1 t_1 - \psi_N) \right] \right] - \frac{1}{\omega_2} \left[B_p \left[\cos \varphi_p - \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_p) \right] + B_N \left[\cos(\omega_2 T_s/2 - \varphi_N) - \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_N) \right] \right] \right\} \quad (27)$$

在PN模式下,选取不同耦合度 $k=M/(L_1 L_2)^{1/2}$ 取值0.5、0.6、0.7, U_2 作为变量,其他参数维持固定如表1中算例A的参数,依据式(27)及上述待定系数迭代结果,绘制出 I_2 与电压增益 $G_U = U_2/U_1$ 关系曲线簇,如图4所示。

表1 算例参数

Table 1 Parameters of examples

算例	f_s / kHz	U_1 / V	L_1 / μ H	L_2 / μ H	C_1 / nF	C_2 / nF
A	100	400	170	170	14.70	14.70
B	100	400	340	85	7.35	29.40
C	100	400	85	340	29.40	7.35



① $k=0.5$ (FHA), ② $k=0.5$ (时域法), ③ $k=0.6$ (FHA)
④ $k=0.6$ (时域法), ⑤ $k=0.7$ (FHA), ⑥ $k=0.7$ (时域法)

图4 PN模式下WPT变换器输出特性

Fig.4 Output characteristic in PN mode of WPT converter

图4说明, I_2 随 G_U 增加而减小,且随着 k 的增加,此现象更明显。图4中FHA相对本文时域法的最大相对误差出现在 $k=0.7, G_U=0.25$ 处,为4.5%,说明虽然近距离下WPT变换器谐振网络中出现大量谐波,但在 $i_2(t)$ 连续的PN工作模式下,FHA所得出的恒流输出特性精度较高。与此相似,在连续工作模式,FHA对LLC谐振变换器的描述精度也较高^[10]。

$i_1(t)$ 在 $t=0$ 处的 $i_{1p}(0)$ 可反映逆变电路中开关管的开通与关断损耗:若 $i_{1p}(0) < 0$,则开关管可实现零电压开通(ZVS);若 $i_{1p}(0) \geq 0$,则开关管可实现零电流关断(ZCS)^[12-14]。依据式(8)及待定系数迭代结果,绘制出不同 k 下 $i_{1p}(0)$ 与 G_U 关系曲线簇,如图5所示。

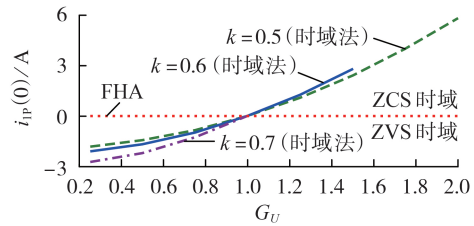


图5 PN模式下开关管开通与关断电流

Fig.5 Switching on and off current in PN mode

图5说明: $i_{1p}(0)$ 的大小与方向受到 k 与 G_U 影响; $i_{1p}(0)$ 随 G_U 的增加而增加;不同 k 对应的曲线都交于一点,交点纵坐标为0,且当谐振网络参数对称($L_1=L_2, C_1=C_2$)时,交点横坐标为1; $i_{1p}(0)$ 的绝对值随 k 的增加而增加;FHA无法反映 $i_{1p}(0)$ 与 k 及 G_U 的关系。

2.2 PON模式下WPT变换器特性

WPT变换器在PON模式下的相关波形如图6所示。图中, $t_3=T_s/2$ 。在从P状态至O状态的切换点 t_1 时刻、从O状态至N状态的切换点 t_2 时刻、从N状态至负半开关周期的P状态的切换点 t_3 时刻,4个状态变量都应具有连续性,其中,在子区间 (t_1, t_2) (O状态)内, $i_2(t)$ 始终为0,而 $u_{c2}(t)$ 维持不变。即 $i_{1p}(t) = i_{1o}(t_1), u_{c1p}(t_1) = u_{c1o}(t_1), i_{2p}(t_1) = 0, i_{1o}(t_2) = i_{1N}(t_2), u_{c1o}(t_2) =$

$$u_{C1N}(t_2), u_{C2P}(t_1) = u_{C2N}(t_2), i_{2N}(t_2) = 0, i_{1N}(t_3) = -i_{1P}(0), \\ u_{C1N}(t_3) = -u_{C1P}(0), i_{2N}(t_3) = -i_{2P}(0), u_{C2N}(t_3) = -u_{C2P}(0)。$$

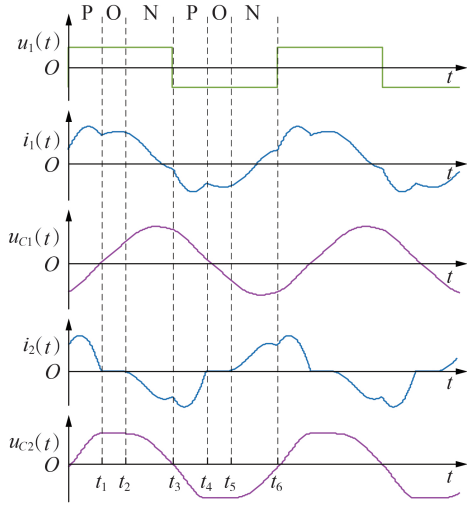


图6 PON模式下的电压与电流波形

Fig.6 Voltage and current waveforms in PON mode

将式(8)一(17)代入上述连续性条件,可得:

$$A_p \sin(\omega_1 t_1 - \psi_p) + B_p \sin(\omega_2 t_1 - \varphi_p) = A_0 \sin(\omega_3 t_1 - \theta_0) \quad (28)$$

$$\frac{A_p}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_1 - \psi_p) + \frac{B_p}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_p) = \frac{A_0}{\omega_3} \cos(\omega_3 t_1 - \theta_0) \quad (29)$$

$$A_p \sin(\omega_1 t_1 - \psi_p) - B_p \sin(\omega_2 t_1 - \varphi_p) = 0 \quad (30)$$

$$A_0 \sin(\omega_3 t_2 - \theta_0) = A_N \sin(\omega_1 t_2 - \psi_N) + B_N \sin(\omega_2 t_2 - \varphi_N) \quad (31)$$

$$\frac{A_0}{\omega_3} \cos(\omega_3 t_2 - \theta_0) = \frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_2 - \psi_N) + \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_2 - \varphi_N) \quad (32)$$

$$\frac{A_p}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_1 - \psi_p) - \frac{B_p}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_p) + 2\sqrt{C_1 C_2} U_2 = \frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_2 - \psi_N) - \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_2 - \varphi_N) \quad (33)$$

$$A_N \sin(\omega_1 t_2 - \psi_N) - B_N \sin(\omega_2 t_2 - \varphi_N) = 0 \quad (34)$$

$$A_N \sin(\omega_1 T_s/2 - \psi_N) + B_N \sin(\omega_2 T_s/2 - \varphi_N) = A_p \sin \psi_p + B_p \sin \varphi_p \quad (35)$$

$$2C_1 U_1 - \frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 T_s/2 - \psi_N) - \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 T_s/2 - \varphi_N) = \frac{A_p}{\omega_1} \cos \psi_p + \frac{B_p}{\omega_2} \cos \varphi_p \quad (36)$$

$$A_N \sin(\omega_1 T_s/2 - \psi_N) - B_N \sin(\omega_2 T_s/2 - \varphi_N) = A_p \sin \psi_p - B_p \sin \varphi_p \quad (37)$$

$$-\frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 T_s/2 - \psi_N) + \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 T_s/2 - \varphi_N) = \frac{A_p}{\omega_1} \cos \psi_p - \frac{B_p}{\omega_2} \cos \varphi_p \quad (38)$$

在O状态结束、N状态开始的 t_2 时刻, $di_2(t)/dt=0$ (见图6), 将其代入式(1)中的前2个表达式(第2个表达式中取“-”), 得到PON模式在 t_2 时刻的约束条件为:

$$(u_{C1}(t_2) - U_1) \frac{M}{L_1} = U_2 - u_{C2}(t_2) \quad (39)$$

利用式(4)、(15)、(17), 式(39)可表示为:

$$\frac{A_0 M}{\omega_3} \cos(\omega_3 t_2 - \theta_0) = -\sqrt{L_1 L_2} \left[\frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_2 - \psi_N) - \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_2 - \varphi_N) \right] \quad (40)$$

式(28)一(38)与式(40)是含有12个未知量($A_p, B_p, A_N, B_N, A_0, \psi_p, \varphi_p, \psi_N, \varphi_N, \theta_0, t_1, t_2$)的12个相互独立的超越方程, 具有唯一解, 仍采用2.1节方法求解。而对于迭代初始值的选择, $\psi_p, \varphi_p, \psi_N, \varphi_N, \theta_0$ 都设置为0; t_1 与 t_2 分别设置为 $T_s/6$ 与 $T_s/3$ 。

PON模式下变换器输出电流 I_2 可表示为:

$$I_2 = \frac{2}{T_s} \left(\int_0^{t_1} i_{2P}(t) dt - \int_{t_2}^{T_s} i_{2N}(t) dt \right) = \frac{2}{T_s} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left\{ \frac{1}{\omega_1} \left\{ A_p \left[\cos \psi_p - \cos(\omega_1 t_1 - \psi_p) \right] + A_N \left[\cos(\omega_1 T_s/2 - \psi_N) - \cos(\omega_1 t_2 - \psi_N) \right] \right\} - \frac{1}{\omega_2} \left\{ B_p \left[\cos \varphi_p - \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_p) \right] + B_N \left[\cos(\omega_2 T_s/2 - \varphi_N) - \cos(\omega_2 t_2 - \varphi_N) \right] \right\} \right\} \quad (41)$$

依据式(41)及上述待定系数迭代结果, 绘制出在PON模式(参数仍如表1中算例A参数)下 I_2 与 G_U 关系曲线簇, 如附录B图B1所示。

附录B图B1中, I_2 仍随 G_U 增加而减小, 但FHA相对本文时域法的最大相对误差达15%, 说明在 $i_2(t)$ 断续的PON工作模式, FHA精度较差。与此相似, 在断续工作模式下, FHA对LLC谐振变换器的描述精度也较差^[10]。

绘制出不同 k 下 $i_{1P}(0)$ 与 G_U 关系曲线簇, 如附录B图B2所示。附录B图B2说明, 变换器逆变电路开关管在PON模式下只能实现ZCS, 而无法实现ZVS。对照附录B图B1、B2可见, 在PON模式下, 逆变电路开关管的开通电流相对于变换器输出电流的比值高, 且该比值随 G_U 增加而迅速增加, 说明PON模式是一种不利于降低逆变电路开关损耗的工作模式。

2.3 2种工作模式的边界条件

在以2.1、2.2节时域方程组对WPT变换器特性分析前,需确定变换器的工作模式。

比较图3和图6中 $i_2(t)$ 的波形可见,PN模式在P状态结束、N状态开始的 t_1 时刻, $di_2(t)/dt \neq 0$ (见图3);如式(39)所述,PON模式在O状态结束、N状态开始的 t_2 时刻, $di_2(t)/dt = 0$ (见图6);可推断出,在PN模式恰好过渡到PON模式工况下,O状态持续时间为0,即 $t_2 = t_1$ 。故将式(39)中的 t_2 换为 t_1 ,即得2种工作模式边界条件为:

$$(u_{c1}(t_1) - U_1) \frac{M}{L_1} = U_2 - u_{c2}(t_1) \quad (42)$$

若 C_1 与 C_2 的电压 $u_{c1}(t_1)$ 与 $u_{c2}(t_1)$ 足够高,即式(42)中“=”改为“>”,以至于P状态结束之后整流电路立刻换流, $u_2(t)$ 极性调转,则变换器工作在PN模式;反之若P状态结束后需O状态继续提升 $u_{c1}(t)$,N状态才出现,则是PON模式。利用式(4)、(13)、(15),式(42)可表示为:

$$-M \left[\frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_1 - \psi_N) + \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_N) \right] = \sqrt{L_1 L_2} \left[\frac{A_N}{\omega_1} \cos(\omega_1 t_1 - \psi_N) - \frac{B_N}{\omega_2} \cos(\omega_2 t_1 - \varphi_N) \right] \quad (43)$$

将 U_2 作为未知数,联合式(19)—(26)与式(43)以2.1节方法求解,其中的 U_2 迭代初始值设为 U_1 ,如此求出的 U_2 ,即是给定1组参数(例如:表1算例A数据及 k 值)下,WPT变换器由PN模式向PON模式过渡时 U_2 的临界值,记为 U_{2b} ,若WPT变换器按该组参数设计,且实际负载电压 $U_2 \leq U_{2b}$,则WPT变换器工作在PN模式,否则,其工作在PON模式。若以 k 为自变量,其他参数不变,求得不同 k 值对应的 U_{2b} ,计算 $G_U = U_{2b}/U_1$,即得到算例A参数下WPT变换器的PN与PON这2种工作模式边界线(见图7)。表1中的3组参数都满足 $L_1 L_2$ 固定,即若 k 相同,则 M 相同,且式(18)都被满足。图7中还给出了表1中算例B和算例C对应的2条边界线。

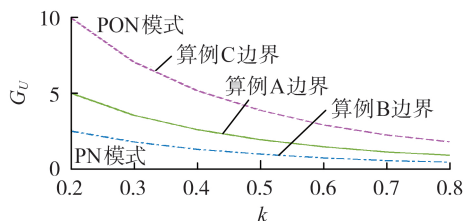


图7 2种工作模式边界

Fig.7 Boundaries of two operation modes

图7说明:随着 k 的增加,维持PN模式的 G_U 最大值下降,即PON模式更容易出现;为了在高 k 、高 G_U 下避免出现不利于降低开关损耗的PON模式,可优化设计 L_1 与 L_2 的比值,即调整LCT匝比。在更多

参数下对式(19)—(26)的迭代结果表明,只要WPT变换器工作在PN模式,在任意 k 下,若 $(L_2/L_1)^{1/2} = G_U$,则 $i_{ip}(0) = 0$ 。WPT变换器中逆变电路的开关管一般属于场效应管(MOSFET),使 $i_{ip}(0)$ 略小于0最有利于降低开关损耗^[12]。

上述2种工作模式之外的其他工作模式难以出现,故不予讨论。

3 实验验证

为了验证本文理论分析的正确性,搭建了1台样机(见附录B图B3)。其中能量发射端与能量接收端都装在各自己的机盒内,发射端机盒相对实验台固定,接收端机盒可左右、前后、上下移动,并能准确定位。发射端包括逆变电路、谐振电容和LCT初级线圈;接收端包括LCT次级线圈、谐振电容和整流电路。本文样机中,LCT两线圈内阻 r_1 与 r_2 都是123 mΩ;逆变电路使用型号为C2M0160120D的碳化硅MOSFET;为了实验的精确性,整流电路须采用结电容小的优质碳化硅二极管,型号为SCS210KE2;输出滤波电容 C_0 为2个并联的20 μF / 1000 V薄膜电容; R_L 为大功率滑线变阻器;为了安全,LCT线圈表面盖有胶木板。

样机的3组实验参数如附录B表B1所示,其涵盖了近距离下 k 的取值范围^[5]。不同于第2节的数值计算参数,由于在近距离下,即使是平面结构LCT,自感受到LCT相对位置的影响也不可忽略,故3组实验参数的 $L_1 L_2$ 及 f_s 各不相同,但式(18)被满足;考虑到样机最大耐压 U_1 、 U_2 均小于1000 V, U_1 被适当降低,使样机耐压范围内PON模式可出现,但由于变换器的谐振网络是线性的,整流电路的非线性属于开关特性,故 G_U 不受 U_1 影响。

3.1 变换器特性验证

在附录B表B1这3组不同参数下, I_2 与 G_U 关系的实验结果、FHA计算结果、本文时域法计算结果(曲线簇)对比如附录B图B4所示; $i_{ip}(0)$ 与 G_U 关系的实验结果、FHA计算结果、时域法计算结果对比如附录B图B5所示。

附录B图B4、附录B图B5说明,2种工作模式下,与FHA相比,本文的时域分析法对近距离下SS补偿WPT变换器的输出特性及逆变电路开关管开通与关断电流的估计都具有高精度。附录B图B4中:A组参数在PON模式下的时域法计算结果与实验结果相对误差偏大,最大达1.1%,这是由于此时谐振网络输出总电流较小,容易受整流二极管结电容分流影响;FHA计算结果与实验结果相对误差在PN模式下最大达2.2%,在PON模式下最大达12.2%。附录B图B5中,FHA无法反映出WPT变换器开关管开通与关断电流,其相对实验结果误差达100%。

3.2 工作模式边界条件验证

在附录B表B1这3组参数下,工作模式边界 G_v 测试值与计算结果对比如附录B表B2所示。由表可见:本文方法对WPT变换器2种工作模式的边界增益存在低估(其原因是整流电路中二极管结电容阻碍O状态出现),且 k 越低,误差越大;但对于表B1中的3组参数,计算与测试结果的最大相对误差为6.2%。

3.3 线圈电流波形时域法预测与验证

使用表B1中B组参数,当变换器工作在PN模式下,且 $U_2=300\text{ V}$ ($G_v=1$)时, $i_1(t)$ 与 $i_2(t)$ 实验波形(将 $u_1(t)$ 上升沿作为示波器的外触发信号)如附录B图B6(a)所示(图中上边框正中间指向下的小箭头代表触发信号位置,对应 $u_1(t)$ 的上升沿),依据相应的迭代结果及式(8)—(11),绘制出 $i_1(t)$ 与 $i_2(t)$ 的波形,如附录B图B6(b)所示,此时测得WPT变换器效率为96.1%;当WPT变换器工作在PON模式下,且 $U_2=700\text{ V}$ ($G_v=2.33$)时,实验波形如附录B图B7(a)所示,依据相应的迭代结果及式(8)—(11)与式(16)绘制出的波形如附录B图B7(b)所示,此时测得WPT变换器效率为92.0%。图B6中,在 $u_1(t)$ 上升沿位置, $i_1(t)$ 接近0;图B7中,在 $u_1(t)$ 上升沿位置, $i_1(t)>0$,逆变电路的开关管实现ZCS。实验测试波形与时域方程计算所得波形的幅值、过零点、不光滑点位置这些特征都相接近。图B6与图B7对应的工况中,交流等效负载电阻 R_{AC} 分别为 $65.2\ \Omega$ 与 $165\ \Omega$ 。以附录A式(A2)计算出这2种工况下的效率分别为99.6%与99.5%,对比实验结果,说明在近距离、相对较高耦合度下,开关损耗为主要损耗,PON模式由于开关损耗高,故整体效率低于PN模式。

4 结论

为准确反映谐振网络中谐波含量高的近距离工况下,SS补偿WPT变换器的特性,本文采用时域法,将变换器的稳态工作过程归纳为P、O、N这3种工作状态;分析了它们组成的PN与PON这2种工作模式下WPT变换器的输出特性,计算了逆变电路开关管的开通与关断电流,对比了本文时域法分析结果与FHA结果的差异;分析了这2种工作模式的边界与LCT耦合度的关系。分析与实验结果表明:PN模式下,WPT变换器输出电流与电压增益负相关,但FHA精度尚可;PON模式下WPT变换器输出电流低于FHA结果,FHA误差大;PON模式不利于降低开关损耗;LCT耦合度高则容易出现PON模式。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

[1] 高键鑫,吴旭升,高崑,等.一种基波电流补偿高次谐波电流的

LCCL谐振结构参数设计方法[J]. 电力自动化设备,2018,38(6):201-207.

GAO Jianxin, WU Xusheng, GAO Wei, et al. Design method of fundamental current compensating harmonic current parameters for LCCL resonant structure[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(6): 201-207.

[2] 侯佳,陈乾宏,任小永,等. S/SP非接触谐振变换器的时域特性分析[J]. 中国电机工程学报,2015,35(8):1983-1992.

HOU Jia, CHEN Qianhong, REN Xiaoyong, et al. Time-domain analysis of S/SP compensated contactless resonant converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(8): 1983-1992.

[3] LIU J, CHAN K W, CHUNG C Y, et al. Single-stage wireless-power-transfer resonant converter with boost bridgeless power-factor-correction rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2145-2155.

[4] 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.

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.

[5] 陈欣,陈乾宏,何广明. 强耦合条件下非接触滑环工作特性分析与控制[J]. 电力系统自动化,2018,42(23):105-111.

CHEN Xin, CHEN Qianhong, HE Guangming. Working characteristic analysis and control of contactless slipring system under strong coupling condition[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(23): 105-111.

[6] 王旭东,闫美存,刘金凤,等. 相对旋转时非接触式励磁系统磁罐变压器研究[J]. 中国电机工程学报,2015,35(22):5915-5923.

WANG Xudong, YAN Meicun, LIU Jinfeng, et al. Transient analysis of contactless excitation systems with relative rotating pot core transformers[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(22): 5915-5923.

[7] 陈希有,许康,牟宪民,等. 海水中感应耦合与超声耦合无线电能传输技术对比[J]. 电机与控制学报,2018,22(3):9-16.

CHEN Xiyu, XU Kang, MU Xianmin, et al. Comparisons of inductive coupling and ultrasonic coupling wireless power transfer under seawater[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(3): 9-16.

[8] 吴旭升,孙盼,杨深钦,等. 水下无线电能传输技术及应用研究综述[J]. 电工技术学报,2019,34(8):1559-1568.

WU Xusheng, SUN Pan, YANG Shenqin, et al. Review on underwater wireless power transfer technology and its application[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(8): 1559-1568.

[9] FANG X, HU H B, SHEN Z J, et al. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1985-1995.

[10] 刘硕,苏建徽,赖纪东,等. LLC谐振变换器PO模式增益公式与模式边界条件分析[J]. 电力系统自动化,2020,44(6):164-170.

LIU Shuo, SU Jianhui, LAI Jidong, et al. Gain formula and mode boundary condition analysis for LLC resonant converter in PO mode[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(6): 164-170.

[11] FENG H, CAI T, DUAN S X, et al. A dual-side detuned series-series compensated resonant converter for wide charging region in wireless power transfer system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2177-2188.

- [12] LI S, LI W, DENG J, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2261-2273.
- [13] 张晓明, 蔡涛, 胡宏晟, 等. 计及谐波和死区影响的 IPT 系统时域建模与软开关特性分析[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(17): 140-146.
- ZHANG Xiaoming, CAI Tao, HU Hongsheng, et al. Time-domain modeling and soft-switching characteristic analysis of inductive power transfer system considering influence of harmonics and dead time[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(17): 140-146.
- [14] 丰昊, 蔡涛, 段善旭, 等. LCL 型感应式能量传输系统的时域特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 4938-4945, 5118.
- FENG Hao, CAI Tao, DUAN Shanxu, et al. Time-domain analysis of LCL compensated inductive power transfer systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 4938-4945, 5118.
- [15] DINCAN C, KJAER P, CHEN Y, et al. Analysis of a high-power, resonant DC-DC converter for DC wind turbines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7438-7454.
- [16] 王志刚, 董长城, 侯凯, 等. 全桥 LLC 电路时域模型及其分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(20): 138-143, 164.
- WANG Zhigang, DONG Changcheng, HOU Kai, et al. Time domain model of full bridge LLC circuit and its analysis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(20): 138-143, 164.
- [17] 陈文仙, 陈乾宏, 张惠娟. 电磁共振式无线电能传输系统距离特性的分析[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(8): 98-104.
- CHEN Wenxian, CHEN Qianhong, ZHANG Huijuan. Distance characteristics analysis of magnetic resonance wireless power transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(8): 98-104.
- [18] ZHANG W, WHITE J C, ABRAHAM A M, et al. Loosely coupled transformer structure and interoperability study for EV wireless charging systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6356-6367.

作者简介:



刘 硕

刘 硕(1988—),男,安徽合肥人,博士研究生,主要研究方向为新能源发电与储能系统(**E-mail**: liushuo2010@126.com);

苏建徽(1963—),男,安徽合肥人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为太阳能发电技术、电力变换节能技术(**E-mail**: su_chen@126.com);

张 健(1977—),男,安徽砀山人,助理研究员,硕士,主要研究方向为无线电能传输技术、电力电子变换节能技术(**E-mail**: zhangjian_pv@sohu.com)。

(编辑 王欣竹)

Time domain analysis of series compensated wireless power transfer converter at short range

LIU Shuo¹, SU Jianhui¹, ZHANG Jian¹, XU Haibo²

(1. Photovoltaic System Research Center of MOE, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Dongguan Southern Semiconductor Technology Co., Ltd., Dongguan 523000, China)

Abstract: At short range, as the coupling factor of LCT (Loosely Coupled Transformer) increases, abundant harmonics occur in the resonant network of SS (Series-Series) compensated WPT (Wireless Power Transfer) converter, whereas the traditional FHA (Fundamental Harmonic Analysis method) cannot reflect the influence of harmonics on the converter's transmission characteristics. Three operating states of SS compensated WPT converter, P (Positive), O (Open) and N (Negative), under steady state, are concluded. By subinterval analysis method, the output characteristics of the converter under PN and PON modes they composed are analyzed, the switching on and off currents of the inverter switches are calculated, and the result of the proposed time domain analysis method is compared with that of FHA. The relationship between the LCT coupling factor and the boundary conditions of these two modes is analyzed. Finally, the experimental results of the prototype verify the correctness of the theoretical analysis.

Key words: wireless power transfer; series compensation; LLC resonant converter; time domain analysis; operation mode

附录 A

设图 1 中 LCT 初级线圈与次级线圈的内阻分别为 r_1 与 r_2 ，仅考虑基波，计 $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$ 、 $i_1(t)$ 与 $i_2(t)$ 的基波幅值相量分别为 $\mathbf{U}_1$ 、 $\mathbf{U}_2$ 、 $\mathbf{I}_1$ 与 $\mathbf{I}_2$ ，则整流电路与负载电阻 R_L 可被一个等效电阻 $R_{AC} = \mathbf{U}_2 / \mathbf{I}_2 = 8R_L / \pi^2$ 替换^[10]，且^[17]：

$$\begin{cases} \mathbf{I}_1 = \frac{\mathbf{U}_1}{r_1 + \frac{\omega_s^2 M^2}{r_2 + R_{AC}}} \\ \mathbf{I}_2 = \frac{j\mathbf{U}_1}{\frac{r_1(r_2 + R_{AC})}{\omega_s M} + \omega_s M} \end{cases} \quad (\text{A1})$$

$$\eta_{Cu} = \frac{R_{AC}}{(r_2 + R_{AC}) + \frac{r_1(r_2 + R_{AC})^2}{\omega_s^2 M^2}} \quad (\text{A2})$$

其中，开关角频率 $\omega_s = (L_1 C_1)^{-1/2} = (L_2 C_2)^{-1/2}$ 。

式(A1)说明，当 $r_1 \ll \omega_s^2 M^2 / R_{AC}$ 且 $r_2 \ll R_{AC}$ 时， r_1 与 r_2 对变换器特性(除效率)的影响可忽略。此时式(A1)可简化为： $\mathbf{I}_1 = -j\mathbf{U}_2 / (\omega_s M)$ ， $\mathbf{I}_2 = j\mathbf{U}_1 / (\omega_s M)$ ，将它们两边取模，并将 $|\mathbf{U}_1| = 4U_1 / \pi$ ， $|\mathbf{U}_2| = 4U_2 / \pi$ ， $|\mathbf{I}_1| = \pi I_1 / 2$ ， $|\mathbf{I}_2| = \pi I_2 / 2$ ^[10]代入，可得到 $I_1 = 8U_2 / (\pi^2 \omega_s M)$ ， $I_2 = 8U_1 / (\pi^2 \omega_s M)$ ，说明在稳定的 U_1 下，变换器具有恒流输出特性，并可得到变换器忽略线圈内阻的 FHA 等效模型如图 A1 所示，其中 g 表示转移导纳。

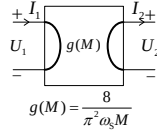


图 A1 SS 补偿 WPT 变换器的 FHA 模型

Fig.A1 FHA model of SS compensated WPT converter

式(A2)是仅考虑 LCT 铜损的效率表达式，其说明，对于传输距离较大的应用场景，由于 M 较低，内阻是影响整机效率的主要因素；由于线圈交流电阻与 ω_s 的开平方根成正比，故增高 ω_s 可提高效率，开关频率一般在 1 MHz 以上。而在近距离应用场景， M 相对较大，为了降低开关损耗，开关频率一般在 100 kHz 左右，LCT 线圈使用李兹线绕制，足以克服趋肤效应，内阻也相对较小。

取 $r_1 = r_2 = r$ ， $R_{AC} = 100 \Omega$ ，其他参数如正文表 1 中 A 组参数($\omega_s = 2\pi f_s$ ， $|\mathbf{U}_1| = 4U_1 / \pi$)，依据式(A1)绘制出不同耦合度 $k = M / (L_1 L_2)^{1/2} = 0.5$ 、0.6、0.7 下(对应的 $\omega_s^2 M^2 / R_{AC}$ 分别为 28.5、41.1、55.9 Ω)， $|\mathbf{I}_1|$ 、 $|\mathbf{I}_2|$ 与 r 关系曲线如图 A2 所示。图 A2 说明，近距离下，线圈内阻对变换器特性影响微弱。

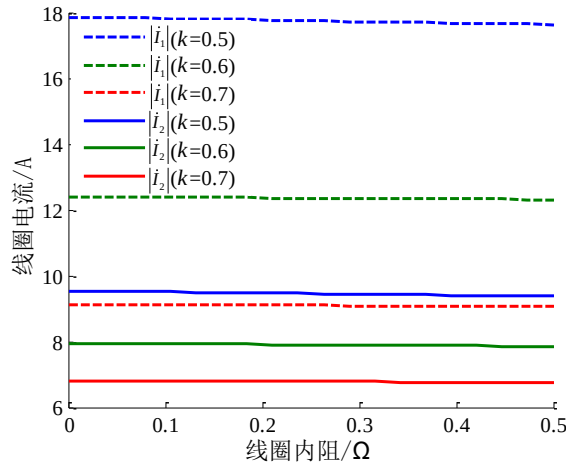


图 A2 线圈内阻对线圈电流影响

Fig.A2 The influence of coil resistance on coil current

图 1 中逆变电路输出电压与整流电路输入电压是半波对称的方波，含有大量奇次谐波。将图 1 中的谐振

网络输出端口(即整流电路输入端口)短路, 则从谐振网络输入端口观察, 对 $n=3, 5, 7, \dots$ 次谐波的电抗为:

$$X_{in}(n) = \text{Im} \left[jn\omega_s L_1 + \frac{1}{jn\omega_s C_1} + \frac{n^2 \omega_s^2 M^2}{jn\omega_s L_2 + \frac{1}{jn\omega_s C_2}} \right] = \omega_s L_1 \left(n - \frac{1}{n} \right) - \frac{n^2 \omega_s^2 M^2}{\omega_s L_2 \left(n - \frac{1}{n} \right)} = \omega_s L_1 \left[\left(n - \frac{1}{n} \right) - k^2 \frac{n^2}{\left(n - \frac{1}{n} \right)} \right] \quad (\text{A3})$$

令 $X_{in}(n)=0$, 可解出 $k=1-1/n^2$, 其意义是 k 在该取值下谐振网络完全失去对 n 次谐波的抑制能力, n 次谐波的泛滥使变换器无法正常工作。其中, $X_{in}(3)=0$ 、 $X_{in}(5)=0$ 与 $X_{in}(7)=0$ 对应的 k 分别为 $8/9$ 、 $24/25$ 与 $48/49$ 。使用正文表 1 中 A 组参数, 绘制出 $X_{in}(3)$ 、 $X_{in}(5)$ 与 $X_{in}(7)$ 随 k 变化曲线如图 A3 所示。

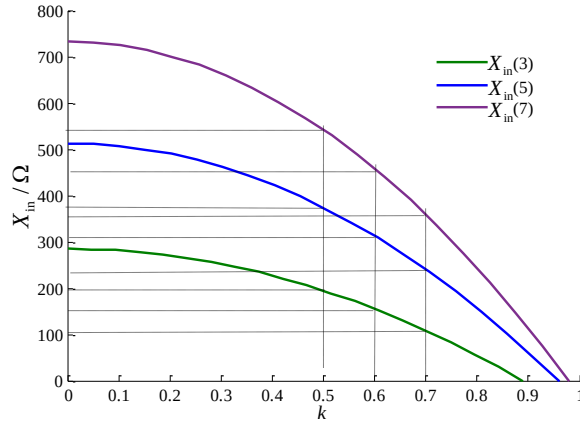


图 A3 谐振网络对谐波电抗

Fig.A3 Reactance of resonance network to harmonics

图 A3 说明, 近距离下, 随着耦合度升高, 谐振网络对谐波的电抗明显下降, 故谐波对变换器传输特性的影响不能忽略。正文中图 3 与图 6 是使用 Simulink 按图 1 建模, 采用正文表 1 中算例 A 参数, 且取 $k=0.7$, U_2 分别设为 200 V 与 800 V 的仿真结果, 可见线圈电流确实严重畸变。

附录 B

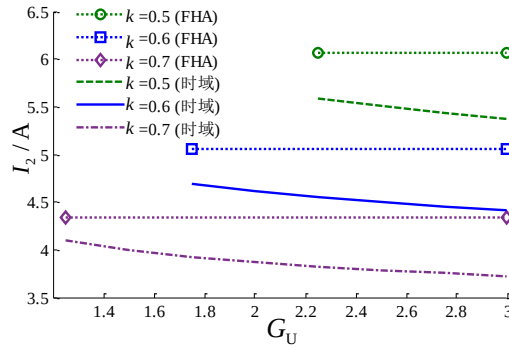


图 B1 PON 模式下变换器输出特性

Fig.B1 Output character in PON mode of converter

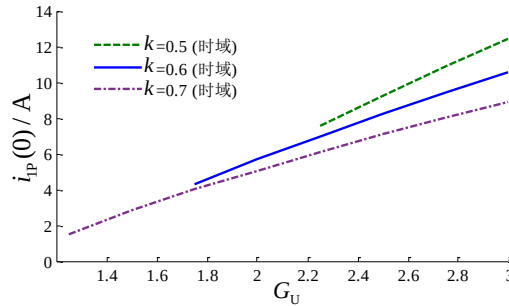


图 B2 PON 模式下开关管开通电流

Fig.B2 Switching on current in PON mode



图 B3 实验样机

Fig.B3 Experimental prototype

表 B1 实验参数

Table B1 Experimental parameters

情形	f_s/kHz	U_1/V	$L_1/\mu\text{H}$	$L_2/\mu\text{H}$	C_1/nF	C_2/nF	$M/\mu\text{H}$	k
A	103	200	162	161	14.7	14.7	80.0	0.495
B	100	300	173	172	14.7	14.7	104	0.603
C	96.8	400	184	184	14.7	14.7	133	0.723

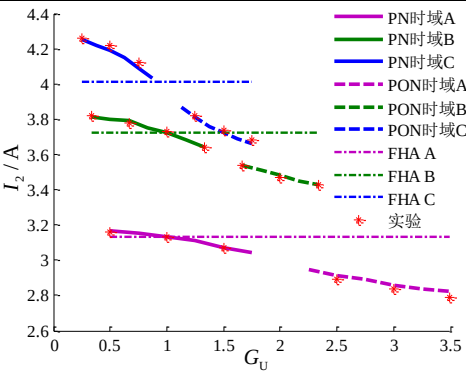


图 B4 变换器输出电流实验结果与计算结果

Fig.B4 Experimental and calculation results of output current of converter

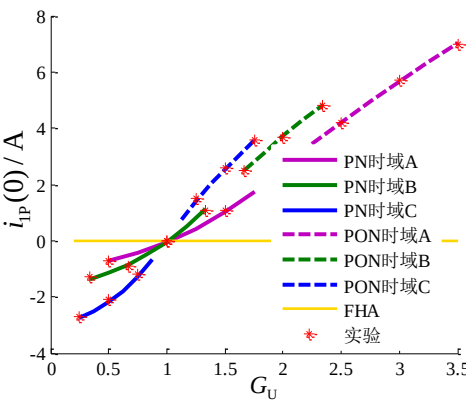


图 B5 变换器开关管开通与关断电流实验结果与计算结果

Fig.B5 Experimental and calculation results of switching on and off current of switches

表 B2 工作模式边界实验与计算结果

Table B2 Experimental and calculation results of modes boundary

情形	G_U 测量值	G_U 计算值	相对误差/%
A	2.11	1.98	6.2
B	1.52	1.47	3.3
C	1.06	1.05	0.9

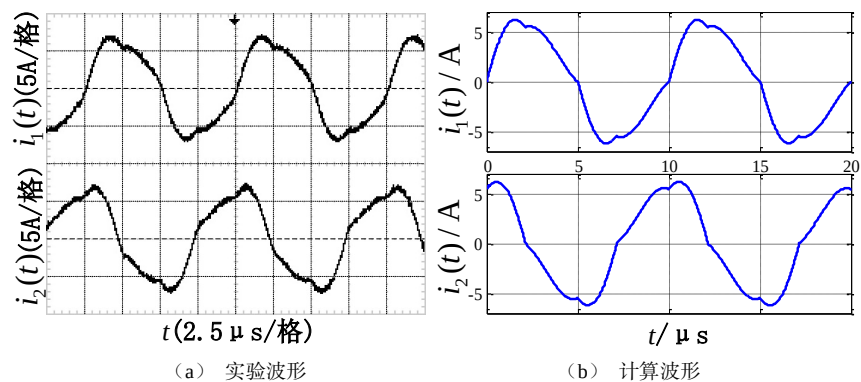


图 B6 PN 模式实验波形与计算波形

Fig.B6 Experimental and calculation waveforms in PN mode

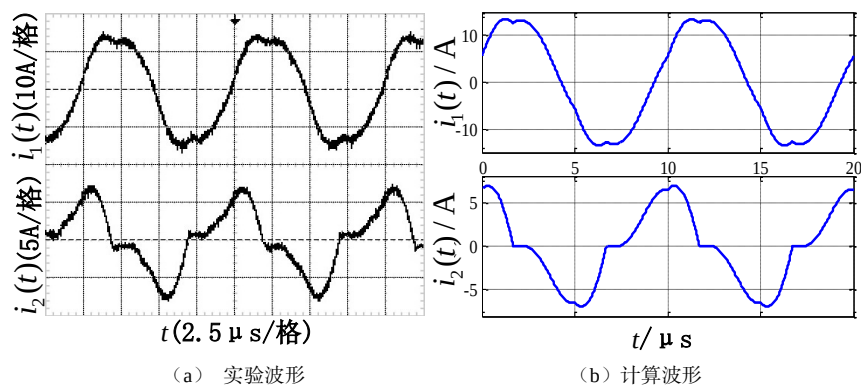


图 B7 PON 模式实验波形与计算波形

Fig.B7 Experimental and calculation waveforms in PON mode