

无线电能传输系统驱动源负载网络分析

李 阳¹, 朱春波¹, 宋 凯¹, 魏 国¹, 逯仁贵¹, 徐石明²

(1.哈尔滨工业大学 电气工程与自动化学院, 150001 哈尔滨; 2.南瑞集团公司 国网电力科学研究院, 211000 南京)

摘要: 为了提高无线电能传输高频时的高效传输能力, 结合谐振式无线电能传输系统基本结构, 采用单管 E 类功率放大器作为系统驱动源, 对驱动源的负载阻抗特性及影响负载网络的因素进行了分析; 提出了针对无线传能系统的 E 类功率放大器负载网络参数调节方法; 在软开关条件下计算了负载网络最佳匹配参数; 通过调整开关管占空比的方式验证负载网络变化对软开关状态及系统效率的影响。结果表明, 通过驱动源样机的制作以及负载网络参数调整测试, 实现了在 1 MHz 频率下 78 W 功率的输出, 系统效率达到 76.5%。

关键词: 无线电能传输; 驱动源; 负载网络参数; 软开关; 系统效率

中图分类号: TM724

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2014)05-0018-05

Analysis of load network on wireless energy transfer

LI Yang¹, ZHU Chunbo¹, SONG Kai¹, WEI Guo¹, LU Rengui¹, XU Shiming²

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China;

2. State Grid Electric Power Research Institute, NARI Group Company, 211000 Nanjing, China)

Abstract: To improve the transmission efficiency of resonant wireless power transfer system in high frequency condition, the class E power amplifier is used as a driving source based on the traditional structure of wireless power transfer system. An adjustment method of load network for class E power amplifier in wireless power transmission system is proposed to further reduce the system losses, and then, the optimal matching parameters of load network in soft switching condition are calculated. The effect of load network changes on the system efficiency and the state of soft switching by adjusting the duty cycle of the switch are verified. Result shows that the system output power can get 78 W at 1 MHz frequency, and the system power efficiency is up to 76.5%.

Keywords: wireless power transfer; drive source; load network; soft switching; power efficiency

无线电能传输系统通常由驱动源、线圈以及接收电路组成^[1], 其中驱动源决定了系统参数且作为系统电源的转换和控制部分成为无线能量传输系统中最重要的一部分。为了满足无线电能传输系统高频化、高效化的发展趋势。通常采用开关型驱动源(功率放大器)如 D 类、E 类功率放大器^[2]。这类功率放大器由于工作时能够达到零电压开关(ZVS)或者零电流开关(ZCS)状态, 几乎不产生开关管损耗, 所以

驱动源的理论效率达到了 100%^[3]。但实际上由于开关管损耗及负载网络损耗等的存在, 驱动源(功率放大器)的效率必然会下降。

本文基于带中继线圈的谐振式无线能量传输系统, 分析了负载网络损耗存在的原因, 提出了负载网络参数匹配计算方法, 减少了功率损耗。提高了效率。

1 系统结构

多接收端无线电能传输系统结构如图 1 所示, 主要分为 4 部分: 高频电源、源线圈、中继线圈以及多个能量的传输终端。

高频电源相当于能量的供给端, 用于将直流形式的能量转换为高频(0.3~30 MHz)的能量形式, 并使其成为能量传输过程中的能量源^[3]。其设计关键

收稿日期: 2013-09-17.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51077019); 中央高校基本科研业务专项资金资助项目(HIT.NSRIF.2014018); 国家能源应用技术研究及工程资助项目(NY20110703-1).

作者简介: 李 阳(1984—), 男, 博士研究生;

朱春波(1964—), 男, 教授, 博士生导师.

通信作者: 李 阳, ly1984111@163.com.

为适应源线圈参数以及整个传输系统的阻抗特性, 并且在特定频率下实现系统工作的软开关过程。

源线圈为磁场产生系统, 开放线圈产生空间的开放磁场^[4]。线圈形状、尺寸、匝数以及绕制方式为其设计关键, 决定其自感值以及与中继线圈的耦合程度^[5]。源线圈产生的电流越大, 空间磁场强度越高; 但是设计过程中需要综合考虑源端的拓扑结构、电子器件工作范围以及整体可靠性。

中继线圈相当于磁场增强系统, 由于中继线圈属于无源系统, 并且其与源线圈的阻抗关系以及耦合关系能够产生远大于源线圈的电流强度, 从而增加磁场能量^[6]。设计的关键在于中继线圈与源线圈之间的距离、耦合程度以及自身电感值。

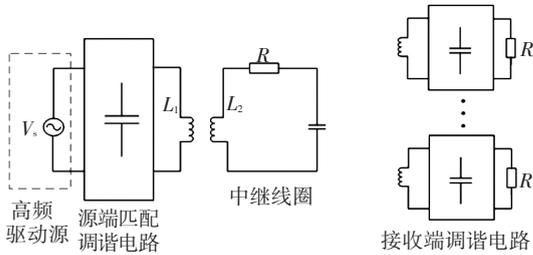


图 1 无线电能传输系统整体结构

2 驱动源工作原理

E 类功率放大器工作原理见图 2, 其中 C_1 为开关管的输入电容与电路的分布电容之和, C_2 为外接电容, L_{RFC} 为高频扼流电感。开关管可以等效于一个单刀单掷开关, LC 串联回路等效于一个谐振于信号基频的理想谐振回路与剩余电感或电容的串联电路^[7]。

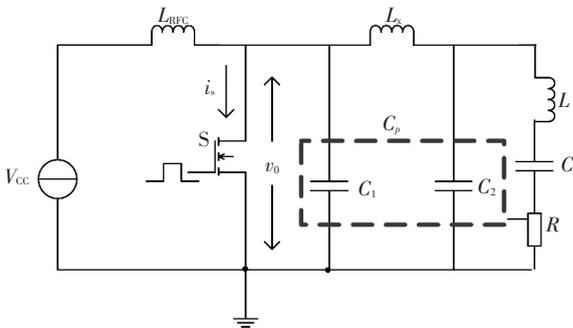


图 2 E 类放大器工作原理图

当开关管饱和导通时, 源电极电压为零, 由于负载网络的影响, 电流 i_s 有一个上升和下降的过程; 当开关管关断截止时, 源极电压完全由负载网络所决定。所以 i_s 与 v_o 不同时出现使驱动源放大器的效率趋近于 100%, 这主要是由负载网络的设计参数决定。

当输入信号驱动开关管在开和关两种状态之间转换时, 功率放大器就将电源的直流功率转换为交流功率。由于 E 类功放的强非线性, 只能放大等幅度

信号, 这也是开关类功率放大器的共同缺点。当开关管“关”时, 电压存在于开关管漏极, 其电流为零, 此时, 电容 C_p 先充电再放电, 完成将直流电能转换为交流电能。在开关管导通的瞬间, 电容 C_p 放电完成; 在开关管“开”时, 电流流过开关管漏极, 由于开关管导通, 电容 C_p 使开关管漏极电压为零。其漏极响应可由开关管放大器特性得到。剩余电感 L_x 与 C_p 一起使得漏极电压在开关导通的瞬间为零, 且其斜率为零, 也即零电压开关 (ZVS) 条件^[8]。谐振电路 L 、 C 的谐振频率为信号频率, 使负载上获得的信号频率与输入信号频率相同, 也即开关的工作频率。 L_x 的另一个重要作用是使漏极电压和电流产生 90° 的相移, 从而在开关管开关作用下漏极电流、电压各出现半个周期。

3 电路参数计算

3.1 负载阻抗分析

电磁谐振耦合式无线电能传输系统基本原理是在两个具有相同谐振频率的物体之间实现能量的高效传输, 其工作频率一般在射频段^[9]见图 3。源线圈和发射线圈都是简单的 LC 振荡系统, 并通过空间磁场进行耦合, 相当于双自由度耦合震子结构。由于在发射端存在着交流电源, 相当于能量激励系统, 所以传输工作的状态又可以看成是两自由度系统的强迫振荡状态^[10]。两端的工作状态都受到彼此的制约, 所以如果要研究某一端的电路参数都需要结合另一端的工作情况。

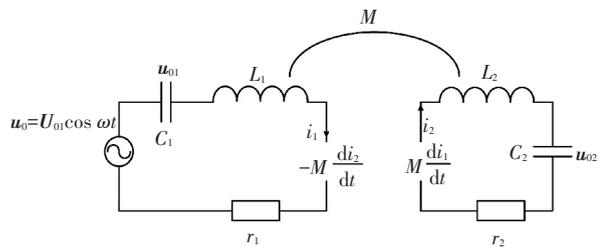


图 3 中继线圈与源线圈系统原理图

根据中继线圈可进行迭代反馈阻抗计算, 针对其电路特征有

$$\left(j\omega L_2 + r_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) I_2 = j\omega M I_1,$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\omega M}{r_2}.$$

可以看出中继线圈与源线圈上的电流成正比例关系, 并且源端电流小于发射端电流, 实现了磁场的放大功能见图 4。

在源线圈与中继线圈耦合互感很大且谐振频率完全一致的情况下, 源端线圈相当于加入了一个较大的阻性的负载, 使源端输出电流变小, 在工

作频率极高的条件下,如果希望源端电流较大,就需要反应阻抗较小,耦合系数尽量小.但是耦合系数越小,中继线圈的电流放大比例就小,甚至在一定程度时比例系数 <1 ,就失去了中继线圈磁场放大的意义.所以应当综合考虑二者之间耦合关系.

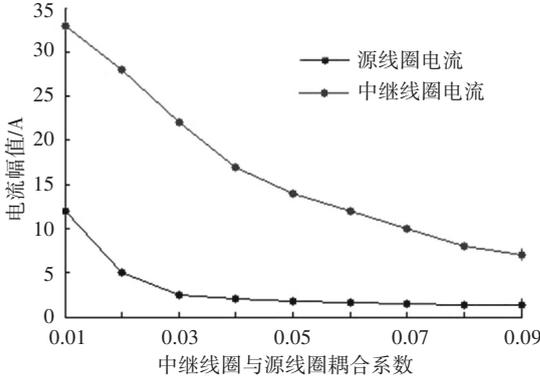


图 4 中继线圈对电流的放大作用

同时对于源端电路

$$X_R = \frac{-j\omega M I_2}{I_1} = \frac{\omega^2 M^2}{\left(j\omega L_2 + r_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right)} = \frac{\omega^2 M^2}{r_2},$$

则源线圈上的等效阻抗为

$$R = X_R + r_1.$$

3.2 实现 ZVS 的条件及负载网络参数计算

根据对 E 类功率放大器的原理分析,实现软开关的条件为在开关管关断时间内,电容电压能够谐振回到电源电压 V_s ^[11].即开关管饱和时两端电压需超前开关管闭合起始瞬时 $\omega t = 2\pi$:

$$\begin{aligned} v(\omega t) \Big|_{\omega t=2\pi} &= 0, \\ \frac{dv(\omega t)}{d\omega t} \Big|_{\omega t=2\pi} &= 0. \end{aligned}$$

其中 v 是开关管两端的电压.

实现 ZVS 的关键是对负载网络参数进行匹配变换,减少开关管上的功率损耗,使得功率放大器获得较大的功率输出^[12-13].假设流过源线圈电感的电流为正弦电流,并设

$$i_{L_0}(\theta) = i_R(\theta) = I_R \sin(\theta + \phi).$$

其中: θ 为随着时间变化的变量角, $\theta = \omega t$, 在这里仅为数学计算方便引入的变量, $0 \leq \theta < 2\pi$, 即一个开关周期, ϕ 是相对于开关周期的向量角.

当 $0 \leq \theta < \pi$, 开关处于闭合状态,通过电容的电流为零,所以

$$i(\theta) = I_0 + I_R \sin(\theta + \phi),$$

I_0 为直流电流,当 $\theta = 0$ 时, $i(0) = 0$, 因此直流电流为

$$I_0 = -I_R \sin \phi,$$

则流过开关管的电流为

$$i(\theta) = I_R [\sin(\theta + \phi) - \sin \phi];$$

当开关管在 $\pi \leq \theta < 2\pi$ 时断开,则原流向开关管的电流流向电容,此时电容电流为

$$i_C(\theta) = I_0 + I_R \sin(\theta + \phi),$$

电容两端电压即开关管两端电压上升为

$$v(\theta) = \frac{1}{\omega C} \int_{\pi}^{\theta} i_C(\theta) d\theta = -\frac{I_R}{\omega C} [\cos(\theta + \phi) + \cos \phi + (\theta - \pi) \sin \phi];$$

当 $\theta = 2\pi$ 时电容电压为零,可解得相位角为

$$\phi = \arctan(-2/\pi) = -32.482^\circ,$$

此时开关管两端电压为

$$v(\theta) = \frac{I_0}{\omega C} \left[\theta - \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cos \theta - \sin \theta \right].$$

同样的,在开关管导通时电流为

$$\begin{aligned} i(\theta) &= I_R [\sin(\theta + \phi) - \sin \phi] = \\ &= I_0 (0.5\pi \sin \theta - \cos \theta + 1). \end{aligned}$$

通过上述分析可知,开关管的工作周期与负载电阻上的电流(或电压)相差 ϕ 角,所以需要加入电感结构进行相角补偿.开关管的电压在 ϕ 角方向上可以分解为平行于负载电阻电压的分量、垂直于负载电阻电压的分量.平行分量应该与电阻上的电压幅值相同,垂直分量决定了补偿电感的大小.

平行分量:

$$\begin{aligned} V_R &= -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) \sin(\theta + \phi) d\theta = \\ &= \frac{I_R}{\pi \omega C} \left(\frac{\pi}{2} \sin 2\phi + 2 \cos 2\phi \right); \end{aligned}$$

垂直分量:

$$\begin{aligned} V_L &= -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) \cos(\theta + \phi) d\theta = \\ &= -\frac{I_R}{\pi \omega C} \left(\frac{\pi}{2} + \pi \sin^2 \phi + 2 \sin 2\phi \right). \end{aligned}$$

根据不同方向上的比例关系可得

$$\frac{\omega L}{R} = \frac{V_L}{V_R} = 1.1525, \quad (1)$$

$$L = 1.1525 \times R/\omega, \quad (2)$$

$$\omega C R = \omega C V_R / I_R = 0.1836, \quad (3)$$

$$C = 0.1836 / (\omega R). \quad (4)$$

由式(1)、(3)可得到当并联电容 C 为最佳匹配时的最佳负载网络相位角为

$$\phi = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right) - \arctan\left[\frac{\omega C R}{1 - \omega L \omega C R / R}\right] =$$

$$35.945^\circ, \quad (5)$$

放大器的输出功率为

$$P_0 = 0.5 \frac{v(\theta)}{R}, \quad (6)$$

系统总效率为

$$\eta = P_0/P_{dc}.$$

3.3 非线性并联电容对负载网络的影响

在实际的电路中,开关管存在有寄生电容,这也是它影响E类功率放大器性能的重要因素^[14].当晶体管的漏极寄生电容较大时,就必须考虑其非线性的特性.其中开关管的寄生电容主要指漏源极结电容.漏极电压与它的关系可表示为^[15]

$$V_{c_{out}} = \frac{C_0}{(1 + v/V_{bi})^k}. \quad (7)$$

式中: v 是结电容上电压, V_{bi} 为结电容两端的内建电压,即电容中存储电荷所形成的电势, k 为结电容的灵敏系数, C_0 为电容两端电压为零时的电容值.所以,电容上的电流和电压关系可表示为

$$\omega \int_0^{V_D(\theta)} C(v) dv = \int_0^\theta i_c(\theta) d\theta.$$

当开关管断开时,电容上的瞬时电流为

$$i_c(\theta) = I_{dc} - (V_0/R_L) \sin(\theta + \phi),$$

i_c 对电容 C_0 充电,建立起集电极电压 V_c :

$$V_c = \frac{1}{\omega C_0} \int_0^\theta i_c(\theta) d\theta = \frac{1}{\omega C_0} \left[I_{dc} \theta + \frac{V_0}{R_L} \cos(\theta + \phi) - \frac{V_0}{R_L} \cos \phi \right].$$

其波形如图5所示.

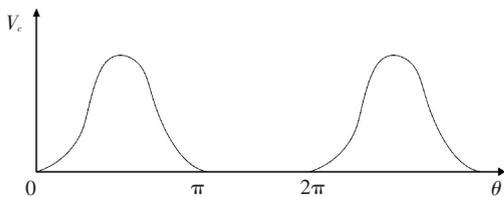


图5 并联电容两端电压波形

在非线性电容的作用下,漏极电压开始上升缓慢,随着电容充电的增加,漏极电压上升,同时其上升的速度也增加,即开关管漏极电压 V_D 的斜率升高.在放电的过程中,先是漏极电压下降很快,随着放电的增加,漏极电压降低,同时其下降的速度也降低,即 V_D 的斜率绝对值也降低.从理论公式来分析,由式(7)可知.漏极电压越低,非线性电容值越大,充放电越慢;反之,漏极电压越高,非线性电容值越小,充放电越快.所以在实际系统设计中应首先考虑结电容大小来选择适合的开关管以适应于不同的频率.

4 实验结果及分析

为了验证无线电能传输负载网络与效率分析

的正确性,以图1、2所示结构为例对驱动源负载网络及功率效率特性进行实验.实验输入电压为50V,工作频率为1.01MHz,中继与源线圈耦合系数为0.042,源线圈 $L_1 = 2.16 \mu\text{H}$,内阻 $r_1 = 0.146 \Omega$,中继线圈 $L_2 = 6.33 \mu\text{H}$,内阻 $r_2 = 0.274 \Omega$.根据式(2)(4)调节串联电感 L 以及并联电容 C_p 的值并根据式(5)(6)求得系统优化效率为76.5%.此时源边 L_1 上的电压电流波形如图6所示.

在同反馈阻抗不变的前提下,对开关时间限制进行测试,分别选取占空比 D 为50%、30%进行测试,测得的开关管DS两端电压 V_{ds} 波形如图7所示.

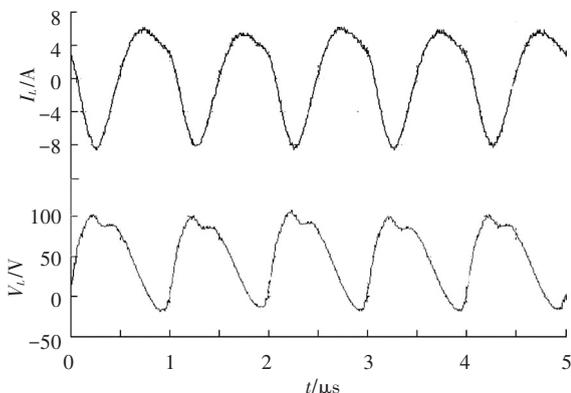
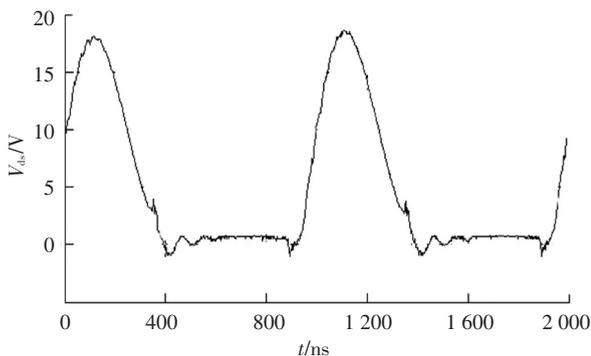
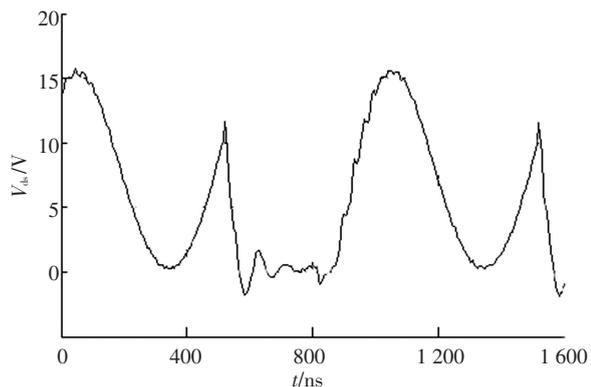


图6 源边负载电压电流波形



(a) 50%占空比



(b) 30%占空比

图7 实验波形

实验表明,在占空比为50%时,关断电压接近于零,导通时刻电流反向流动,基本上实现了软

开关工作;而当占空比为 30%时,由于系统负载网络参数不变,因此在开通时刻,谐振电容电压出现振荡, V_{ds} 不为零,开关管为 ZVS 开通,增大了开关管损耗.当输入电压为 50 V 时,开关管 V_{ds} 电压最高可达 175 V,超过输入电压 3 倍以上.驱动源最大输出功率可达 78 W 以上.

5 结 论

1)理论分析和实验研究表明,负载网络阻抗对无线电能传输驱动源输出功率和效率的影响很大,应尽量增加各部分的时间常数,并通过保持电流电压的适当角度以减少损耗.

2)在匹配驱动源负载网络参数的过程中,中继线圈与源线圈的互感反馈阻抗应适当考虑.

3)谐振过程出现在开关管关断后的工作周期之内.由于谐振电路的作用,在关断和导通时刻,开关管可以工作在软开关状态.

4)从降低损耗角度考虑,不应在谐振过程结束前导通开关管.

5)对开关管占空比的调节等同于对系统负载网络阻抗的调节,不当的调整占空比会使开关管应力过高,在制定负载网络参数时就应均衡考虑.

参 考 文 献

- [1] BEAMS D M, ANNAM S G. Validation of a reflected-impedance design method for wireless power transfer applications [C]//2012 IEEE 55TH International Midwest Symposium of Circuits and Systems (MWSCAS). Boise: IEEE, 2012: 758-761.
- [2] 于春来,朱春波,毛银花,等. 谐振式无线能量传输系统驱动源[J]. 电工技术学报, 2011(S1): 177-181.
- [3] 朱春波,于春来,毛银花,等. 磁共振无线能量传输系统损耗分析[J]. 电工技术学报, 2012(4): 13-17.
- [4] CASANOVA J J, ZHEN N L, JENSHAN L. Design and optimization of a class-E amplifier for a loosely coupled planar wireless power system[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2009, 56(11): 830-834.
- [5] TOM K, MOUTHAN K, FAULKNER M. Load pull analysis of chireix outphasing class-E power amplifiers [C]//2009 ASIA Pacific Microwave Conference. Singapore: IEEE, 2009: 2180-2183.
- [6] FU W Z, ZHANG B, QIU D Y. Study on frequency-tracking wireless power transfer system by resonant coupling [C]//2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. Wuhan: IEEE, 2009: 1901-1906.

- [7] NIU D, SHUANG K, LI W G. Magnetic resonant coupling for magnetic induction wireless communication [J]. IETE Journal of Research, 2013, 59(5): 624-630.
- [8] LOW Z N, CASANOVA J J, MAIER P H, et al. Method of load/fault detection for loosely coupled planar wireless power transfer system with power delivery tracking [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1478-1486.
- [9] SUETSUGU T, KAZIMIERCZUK M K. Analysis and design of class E amplifier with shunt capacitance composed of nonlinear and linear capacitances [J]. IEEE Transactions on Circuits and System I-Regular Papers, 2004, 51(7): 1261-1268.
- [10] MOQADAM H D, DERESHGI S A, VAFA A, et al. Wireless energy transfer efficiency enhancement for mobile receiver devices [C]//2011 IEEE 33RD International Telecommunications Energy Conference (INTELEC). Amsterdam: IEEE, 2011:158-163.
- [11] KIM J, SON H C, KIM D H, et al. Impedance matching considering cross coupling for wireless power transfer to multiple receivers [C]//2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT). Perugia: IEEE, 2013: 226-229.
- [12] CANNON B L, HOBURG J F, STANCIL D D, et al. Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1819-1825.
- [13] ALDHAHER S, LUK P C K, WHIDBOME J F. Tuning class E inverters applied in inductive links using saturable reactors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2969-2978.
- [14] TIAN J L, HU A P, ABDOLKHANI A, et al. A current-fed energy injection power converter for wireless power transfer applications [C]//39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013). Vienna: IEEE, 2013: 222-227.
- [15] PINTO R, DUARTE R M, SOUSA F R, et al. Efficiency modeling of class-E power oscillators for wireless energy transfer [C]//2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC). Minneapolis: IEEE, 2013: 271-275.

(编辑 杨 波)