

doi:10.3969/j.issn.1672-4348.2017.04.014

一种 WPT 系统 E 类高频逆变器的无载保护控制

黄晓生, 林抒毅

(福建工程学院 信息科学与工程学院, 福建 福州 350118)

摘要: 发射端串联补偿拓扑在基于 E 类高频逆变器的无线电能传输(WPT)系统中应用广泛。其串联谐振回路存在无载时电流过大,损耗过高等问题。设计一种用于该系统的无载保护控制电路,该电路具有电感电流缓冲及逆变器过流保护功能,且系统发射端在无载时的功耗为 0.6 W 左右。对于无线电能传输系统的控制电路设计具有参考意义。

关键词: 无线电能传输; E 类; 逆变; 保护控制; 串联补偿

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 1672-4348(2017)04-0378-04

A non-load protection control method of high-frequency class-E inverter in WPT system

Huang Xiaosheng, Lin Shuyi

(College of Information Science and Engineering, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China)

Abstract: Series resonance compensation topology in the transmitting terminal is widely used in wireless power transfer (WPT) systems based on class E high frequency inverter. However, the current of series resonance circuit without load may be too large and may cause high losses. Therefore, non-load protection control circuit for overcoming the problem was designed in this paper, which possesses the functions of inductor current buffer and inverter overcurrent protection. Meanwhile, the power consumption of the transmitting terminal without load is only 0.6W. The designed circuits can contribute to the design of control circuits for WPT system.

Keywords: wireless power transfer; class E; inverter; protection control; series compensation

E 类高频逆变器在无线电能传输 (wireless powertransfer, WPT) 系统中的应用十分广泛^[1-4]。对于发射端串联补偿的系统,其发射端线圈可以直接作为 E 类高频逆变器的谐振电感,从而简化发射端的结构,且有利于降低发射端的损耗。但是,当 WPT 系统接收端移除,即系统无载时,发射端串联谐振回路的电流会急剧上升,如果没有过流保护电路,不仅会造成发射端功耗过高,严重的情况下会造成发射端电路的损坏。因此,如何进

行无载过流保护且又不影响系统正常工作,是 WPT 系统设计时需要解决的问题。

首先分析了发射端串联补偿的 E 类高频逆变器的无载特性。然后,设计了一种无载过流保护电路。该电路使得系统进行过流保护的同时具有很低的功耗,且当接收端负载正常移入或接入时,能使系统恢复正常工作。最后,通过实验验证了所设计电路的可行性和有效性。

收稿日期: 2017-07-09

基金项目: 国家自然科学基金项目(51607039);福建工程学院科研发展基金项目(GY-Z160122);福建工程学院科研启动基金(GY-Z160005)

通讯作者: 黄晓生(1986-),男,福建南安人,讲师,博士,研究方向:无线电能传输技术,功率变换器。

1 E 类逆变器的无载输出特性

带有 E 类高频逆变器的发射端串联补偿 WPT 系统电路拓扑如图 1 所示, L_f 为感值较大的滤波电感,其通过的直流电流脉动很小。 $L_p C_p$ 与 $L_s C_s$ 分别构成发射端与接收端的串联谐振回路。虚线框内电路的等效输入阻抗 Z_p 如式(1)^[5], M 为 L_p 与 L_s 的互感, Z_r 称为反射阻抗。当逆变器的输出角频率 ω 符合 $\omega^2 = 1/L_s C_s$ 关系时,接收端谐振环路是调谐的,其反射阻抗为纯阻性,即 $Z_r = R_r = M^2 \omega^2 / R$ 。当接收端负载移除,即系统无载时,互感 M 为零,因此反射阻抗也为零。此时发射端逆变器的等效负载电阻几乎为零,从而使得谐振环路的电流 I_p 急剧上升。

$$Z_p = j\omega L_p + Z_r \quad (1)$$

$$Z_r = \omega^2 M^2 / (j\omega L_s + 1/j\omega C_s + R) \quad (2)$$

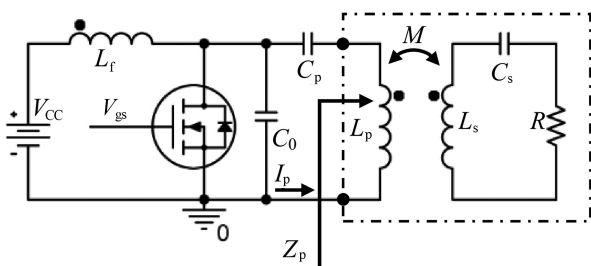


图1 WPT系统电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of WPT system

由此可知,系统无载时,发射端谐振环路的电流不仅没有降低,反而比正常负载时更高。因此,在系统无载时,需要对逆变器进行相应的保护及控制。

2 无载保护及控制电路的设计

2.1 设计因素

间歇式待机控制是功率变换器中常见的待机控制方式^[6-8],通过间歇性地关闭晶体管门极驱动信号使得电路工作在低功耗而又非完全关闭的状态,一旦负载正常,其电路可以立即切换至正常工作状态。这样,既实现了低空载待机功耗,又不影响变换器的正常负载工作。本文基于这种控制方式来设计 WPT 系统发射端的无载保护电路。

在大气隙的 WPT 应用中,开关频率往往高达 MHz 级别。因此,E 类逆变器的并联电容值较小,一般为几百 pF 至几 nF,对电流的缓冲作用较小。

由于滤波电感 L_f 的存在,当门极驱动信号关闭时,如果 L_f 上的电流不为零,则会造成 Mosfet 的漏极电压 V_{ds} 产生一个很高的尖峰并可能击穿 Mosfet。此外,当系统接收端移除时,发射端谐振回路的品质因数很高,电压尖峰还会使得发射端谐振环路产生一个持续时间较长的自由振荡,其振荡电流通过电流互感器反馈至控制环路,造成控制环路的不稳定。因此,所设计的控制电路应该带有相应的电流缓冲电路。

2.2 电路原理

本文所设计的无线电能传输系统发射端主电路及其无载保护控制电路如图 2 所示,为了简化分析,图中忽略了主控制电路、隔离电路及部分外围元件。用负载电阻 R_r 来等效反射阻抗,其值随着负载条件不同而变化。当系统接收端移除时, R_r 为零。

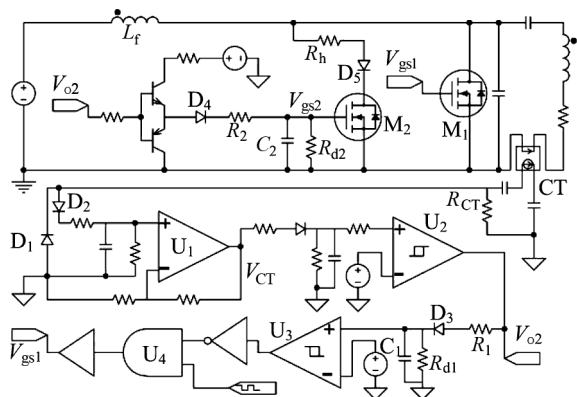


图2 无载保护控制电路原理

Fig.2 Circuit principle of non-load protection control

电流互感器负载电阻 R_{CT} 上的电压通过 $D_1 D_2$ 进行半波整流滤波,运算放大器 U_1 输出与电流幅值成比例的直流电压信号 V_{CT} 。无载条件下的电路工作时序下所述。

过流保护触发阶段:当逆变器输出电流达到过流触发的阈值时,滞回比较器 U_2 的输出 V_{o2} 为高电平。 V_{o2} 的一个分支触发图腾柱输出高电平并给 $R_2 C_2$ 充电,直至 M_2 达到触发门极电平导通。 V_{o2} 的另一个分支给 $R_1 C_1$ 充电,直到滞回比较器 U_3 触发输出高电平。当 U_3 输出高电平时,与门 U_4 固定输出低电平,从而使得主电路开关管的驱动脉冲被屏蔽, M_1 维持关断。延时电路 $R_1 C_1$ 与 $R_2 C_2$ 决定了缓冲支路导通与脉冲屏蔽的时序,为了达到缓冲效果, M_2 应该先于 M_1 脉冲

屏蔽前导通。这样, L_f 上的剩余电流可以通过缓冲支路 R_h, D_5, M_2 进行缓冲, 避免了 V_{DS} 尖峰的出现。

脉冲屏蔽阶段: M_1 关断后, 逆变器输出电流逐渐下降, V_{CT} 下降至 U_2 低电平门限, U_2 输出反转为低电平。此时, 由于阻流二极管 D_3, D_4 的存在, C_1 通过 R_{d1} 放电, U_3 的输入电压逐渐降低。 C_2 通过 R_{d2} 放电, M_2 的门极电压逐渐降低, 直到 M_2 关断。调节 R_{d2} 的值可以调整 M_2 的关断速度, 以得到更好的缓冲效果。为了降低缓冲支路的损耗, M_2 在脉冲屏蔽阶段的大部分时间内都是关断的, 此时的整机损耗仅由芯片静态工作电流决定。

脉冲重启阶段: 当 C_1 上的电压降低至 U_3 的低电平门限时, 非门输出反转为高电平。 M_1 的触发脉冲不再被屏蔽。主电路开始下一个周期的过流检测触发阶段。

从上述的运行时序可知, 主电路脉冲屏蔽前, 缓冲支路先接入主电路。主电路脉冲重新开启前, 缓冲支路先从主电路断开。在主电路正常负载时, 无载保护控制电路不起作用, 同时, 缓冲支路对于主电路的工作也无影响。

3 实验样机与无载保护控制测试

根据上述的方案设计了一台 1MHz 发射端样机并测量其正常负载时的实验波形 (如图 3)。所选择的缓冲支路半导体器件具有极低的结电容, 以防止过高的漏电流造成损耗。在样机中, 缓冲电阻 R_h 为 $51\ \Omega$ 。 D_5 为 UF4007, M_2 为 IRFR1N60A。在系统正常负载时, 输出电流维持在正常水平, 无载保护电路不工作, 且缓冲支路对主电路完全没有影响, E 类高频逆变器工作在最佳状态。

当负载移除时, R_f 为零, 逆变器的负载阻值为谐振环路的等效串联电阻, 系统进入无载保护控制状态。其开关管门极电压波形如图 4 所示, 脉冲的屏蔽周期约为 65 Hz, 主开关管的驱动脉冲仅在很小的一段时间内有效, 大大降低了整机在接收侧移除时功耗。经过实验测量, 其功耗为 0.6 W 左右。从波形可以看出, M_2 先于脉冲屏蔽前开通。当脉冲屏蔽一段时间后, M_2 开始缓慢关断, 主电路停止工作, 且无损耗。

为了验证缓冲支路的作用, 降低输入电压及

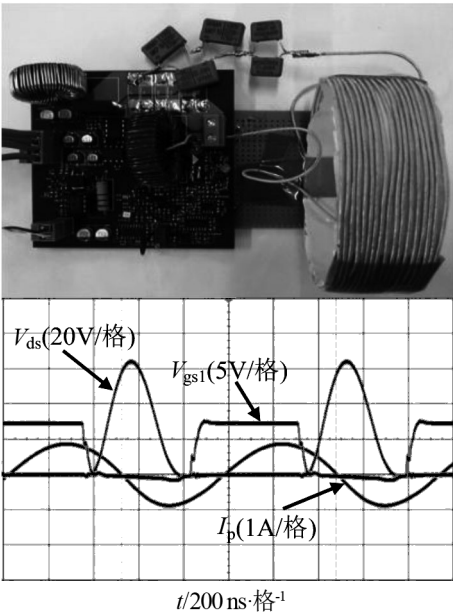


图 3 发射端样机及工作波形

Fig.3 Transmitter prototype and its operation waveforms

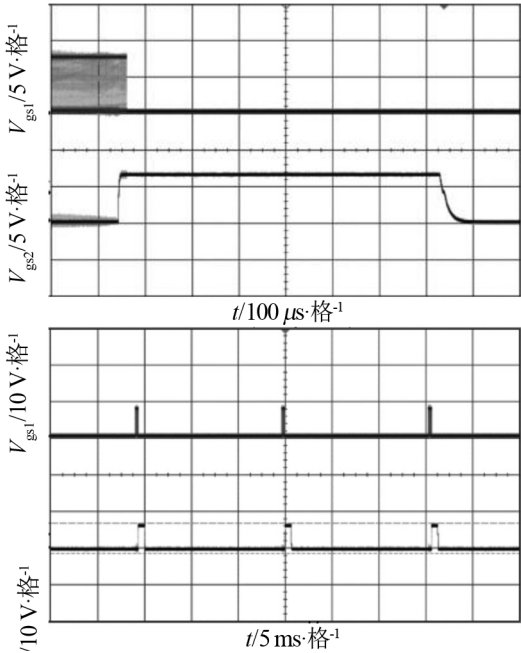


图 4 无载时的实验波形

Fig.4 Waveforms without load

过流触发的电流阈值, 将缓冲支路移除。对比有无缓冲支路的情况下, M_1 的 V_{DS} 电压波形, 如图 5。当缓冲支路被移除时, V_{gs1} 脉冲屏蔽后, M_1 的漏极电压出现很高的电压尖峰, 其峰值为 300 V 左右, 且尖峰过后带有振荡。实测过程中, 主控制

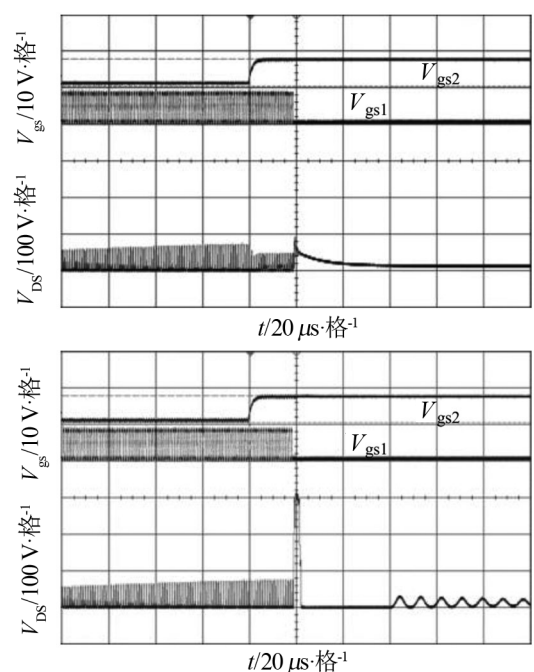


图 5 有无缓冲支路的电压波形对比

Fig. 5 Voltage waveforms with and without buffer branch

电路在几个过流检测周期后出现死机的现象, 样机无法正常工作。另一方面, 带缓冲支路时 V_{DS} 电压峰值为 80 V 左右。因此, 所设计的缓冲支路的确可以有效防止 V_{DS} 电压尖峰的出现。

4 结论

针对串联-串联补偿拓扑的无线电能传输系统, 设计了一种用于无线电能传输系统 E 类高频逆变器的无载过流保护及控制电路。在不影响系统正常工作的条件下, 当系统的接收端移除时, 该电路能有效地对发射端逆变器进行过流保护, 同时, 能以较低频率间歇性地屏蔽开关管驱动脉冲, 从而降低了发射端的功耗。通过实验测量, 接收端移除时的发射端功耗为 0.6 W 左右, 且当接收端正常接入时, 系统能够自动切换至正常工作状态。该电路同时包含一个缓冲支路, 可以对滤波电感上的电流进行缓冲, 从而防止了开关管漏极电压尖峰的出现。

参考文献:

[1] 冷志伟, 陈希有. 基于 E 类放大器的感应电能传输系统研究[J]. 电测与仪表, 2011, 48(11): 92-96

[2] Leng Zhiwei, Chen Xiyou. Research on inductive power transfer system based on class-E amplifier[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2011, 48(11): 92-96.

[3] 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.

[4] Chen W, Chinga R A, Yoshida S, et al. A 25.6 W 13.56 MHz wireless power transfer system with a 94% efficiency GaN class-E power amplifier[C]//2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). Montreal, Canada: [s.n.], 2012: 1-3.

[5] Hu A P. Selected resonant converters for IPT power supplies[D]. Auckland: University of Auckland, 2001: 69-70.

[6] Chan Tsosheng, Lin Chenchern. A primary side control method for wireless energy transmission system[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I, 2012, 59(8): 1805-1814.

[7] 赵向源, 陈怡, 张艳军, 等. Class-E 谐振变换器的待机控制设计[J]. 电力电子技术, 2008, 42(6): 46-47, 55.

[8] Zhao Xiangyuan, Chen Yi, Zhang Yanjun, et al. Design of standby control for class-E resonant converter[J]. Power Electronics, 2008, 42(6): 46-47, 55.

(责任编辑: 肖锡湘)