

文章编号:1671-6833(2006)04-0066-05

并联谐振型非接触供电平台的频率控制与设计

高金峰, 徐 磊

(郑州大学电气工程学院, 河南 郑州 450002)

摘 要: 由于非接触 ICPT 存在器件老化、温度变化、负载变动等问题, 将引起系统谐振频率改变, 影响系统零电压开关(ZVS)的实现以及功率传输能力. 以并联谐振型非接触供电平台为研究对象, 采用双闭环控制回路控制非线性可变电感控制频率的新颖方法, 并通过巧妙的电路参数的选择, 实现了非接触供电平台在给定的谐振频率下的稳定控制. 理论推导与实验结果均证实了方案的可行性.

关键词: 感应耦合电能传输(ICPT); 非接触; 可变电感; 零点压开关(ZVS); 谐振

中图分类号: TM 724

文献标识码: A

0 引言

感应耦合功率传输 ICPT (Inductively coupled Power Transfer)原理在变压器、感应电机等具有紧密耦合(耦合系数大于 0.8)特征的低频设备中获得了广泛的使用. 随着高频大功率电力电子技术的不断成熟, 利用该原理实现具有疏松耦合(耦合系数小于 0.1)特征的移动非接触功率传输也已成为现实. 目前已有电动汽车的非接触充电^[1]、个人剃须刀^[2]、手机的非接触充电^[3]、人体医学植入^[4]、有轨的公共运输工具^[5]等案例获得了成功. 作者以“通用非接触供电平台”为对象, 研究电源电路的设计与频率控制问题.

所谓通用非接触供电平台, 是指通过一个平板以放置的方式向诸如手提电脑、台灯、手机、CD机、MP3 播放器、电子词典等用电器供电的装置. 由于供电的非接触特性和放置负载的灵活性, 有着广阔的应用前景, 但也对供电电源的设计提出了挑战. 总体上要求供电电源具有较高的工作频率以增加功率密度、正弦波形降低电磁干扰^[6]、开关器件工作在零电压开关(ZVS)或零电流开关(ZCS)降低损耗与电磁应力、频率不随负载变化保持稳定以获得最大功率传输等特性. 在非接触耦合功率传输系统中广泛使用的电流馈送并联谐振型电源电路, 除了电路的工作频率随负载和电路参数变化这一特征外, 基本具备了通用供电平台电源电路所要求的特性.

笔者以电流馈送并联谐振型电源电路为参考, 详述了电源电路谐振频率稳定对系统传输功率的影响, 采用双闭环控制回路控制非线性可变电感^[7]控制频率的新颖方法, 克服了器件老化、温度变化、尤其是负载变化的影响, 并通过巧妙的电路设计, 降低了系统的阶次, 满足了系统频率的稳定控制, 保证了电路能够工作于给定的频率, 实现了最大功率传递.

1 并联谐振型 ICPT 电路的基本结构

基本的电流馈送并联谐振型 ICPT 电源电路如图 1 所示. 由直流电感 L_d 、分裂电感 L_{SP} 与两个 MOS 开关器件 M_1 、 M_2 组成推挽式电流馈送电路, 驱动一个由原边电容 C 、电感 L 组成的并联谐振电路; 电感 L 既是谐振电路的电感, 又是实现感应耦合功率传输的原边线圈; n 个 L_s 、 C_s 构成的并联谐振电路, 组成向等效负载 R_{Ln} 传输功率的拾取电路(pick up), n 为负载的个数. MOS 开关 M_1 、 M_2 在图中所示的交叉控制电压的控制下, 实现零电压软开关操作; 分析表明, 该电路在一定的电路参数下, 可以实现自启动的高频振荡, 在电感 L 中获得高频谐振的正弦交流电流, 副边电感 L_s 通过感应耦合, 将功率传输到负载. 由于非接触感应耦合功率传输的疏松耦合特征, 仅当 L_s 、 C_s 构成的并联电路与原边电源电路的工作频率谐振^[8]时, 负载 R_{Ln} 获得最大功率传递.

收稿日期:2006-06-28; 修订日期:2006-10-12

作者简介:高金峰(1963-), 男, 河南项城人, 郑州大学教授, 博士, 主要研究方向为非线性理论及功率电子学等.

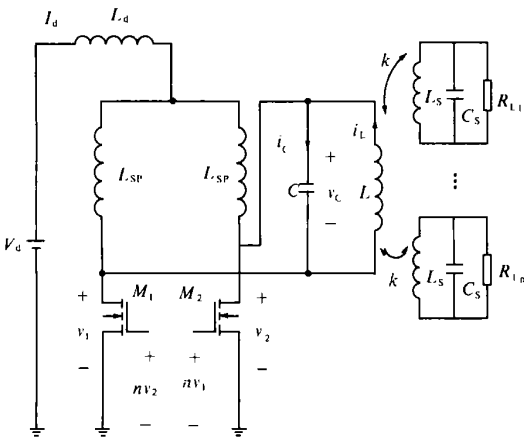


图 1 并联谐振型 ICPT 电路

Fig.1 The parallel resonant ICPT circuit

传统设计中，一般选取直流电感 L_d 、分裂电感 L_{SP} 远大于并联谐振电路的电感 L ，即电路的工作频率主要由电感 L 、电容 C ，以及副边在原边的反映电抗决定。尤其当副边工作于谐振状态时，电路的工作频率可以近似地表示为^[8]

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2} - \frac{1}{64Q^4}} \quad (1)$$

式中： $Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R}$ ； R 为副边反映在原边并与电感串联的等效电阻。

该电路作为 ICPT 电源电路具有：①结构简单，可以方便地获取零电压开关(ZVS)控制信号，尤其当实现低成本、低电压 ICPT 电源电路时，MOS 开关器件的栅极控制信号可以取分压比 $n=1$ ，即通过两个 MOS 开关器件的交叉互联实现；②由于并联谐振电路的滤波作用，使电感 L 中电流的谐波含量很低，波形接近于正弦，能够有效地降低电磁干扰；③并联谐振电路中电感电流 $i_L \approx Q i_c$ ，可以使用较低饱和电流参数的 MOS 开关器件获得很大的电感电流，进一步提高原副边之间的功率传递能力等优点。但作为通用非接触供电平台的电源电路使用时，由于电路的工作频率主要由谐振电路的参数 L 、 C 决定，且随负载而变，尤其是负载数变化且达到某临界值时，频率会出现突变^[8]，导致功率传输无法实现。

尽管也有提出通过开关电容的方式实现该电路频率控制的方案^[8]，但由于实现软开关控制的困难以及电感电流谐波含量的增加，使得该方法在通用非接触供电平台中应用变得极其困难。

2 频率控制环路分析与设计

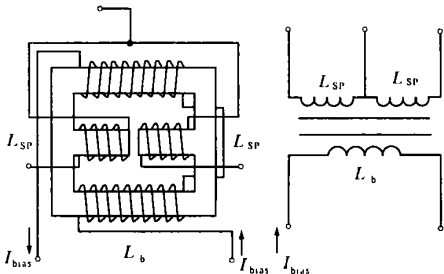
通过对图 1 所示电路的分析发现，当分裂电

感值 L_{SP} 不满足远大于电感 L 的条件时，此时谐振电路的谐振电感等效为两分裂电感串联后与电感 L 的并联，即

$$L_e = \frac{2L_{SP}}{L + 2L_{SP}} \quad (2)$$

这提示，在一定的 L_{SP} 与 L 的相对比例下，可以通过改变分裂电感的值实现工作频率控制。

文献[7]给出了一种用于高频谐振功率电路的流控型可变电感。该可变电感通过偏置绕组的偏置电流变化，控制带有磁隙高频磁芯的磁导率，实现可变电感的目的。图 2(a)是使用一个在中间柱上留有磁隙的 E 型磁芯，实现图 1 电路中可变电感的结构与绕组的联接关系，图 2(b)是对应的可变分裂电感的符号。 L_{SP} 是分裂电感绕组， L_b 是偏置电流绕组。



(a) 可变电感结构 (b) 可变电感符号

图 2 可变电感结构与符号

Fig.2 Variable inductor and its schematics symbol

使用可变电感控制频率并保证电路仍具有并联谐振型 ICPT 电源电路优点的电路如图 3 所示。该电路在图 1 所示电路的基础上，增加一个频率跟踪控制环路，获得电路的工作频率与参考频率之间的误差控制信号，用于控制 BUCK 型开关电源的输出电流，为可变电感的偏置电流绕组供电，该电流控制可变电感的电感值，实现频率的闭环控制。为增加整个控制环路的稳定性，针对 BUCK 型开关电源，引入一个内控制闭环，用来降低环节的阶次。这样，就得到了一个内闭环控制电流、外闭环控制频率的控制系统。系统的各个环节与关系如图 4 所示。

图中， F_m 是设定的参考频率； F_β 是供电平台的零电压开关(ZVS)谐振频率； φ_m 、 φ_β 是对应的相位； K_P 是相位比较器的增益； H_1 是相位比较器的输出滤波器，并具有滞后—超前特性； G_1 与 G_2 是加法放大器的增益； K_M 是内环误差信号与 PWM 调制器方波信号的占空比的转换比率； H_2 是由电流互感器、RC 网络组成的滤波器，它获取

偏置电流信号经滤波处理后反馈给加法放大器;
 H_L 是偏置电流与可变电感间的关系式, 而 K_f 则表示谐振回路的零电压开关频率与可变电感之间的转换关系.

显然, 可变电感偏置电流绕组的电流为

$$I_{bias} = \frac{DV_{in}}{sL_{b0}} \tag{3}$$

式中: D 是 BUCK 电路开关信号占空比; L_{b0} 是工作点处可变电感偏置电流绕组的电感值; V_{in} 是 BUCK 电路的电源电压.

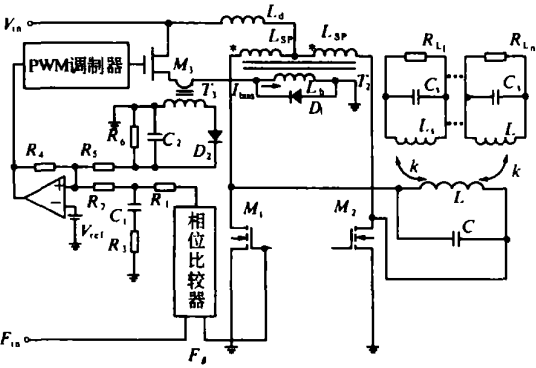


图 3 非接触通用供电平台的电路示意图

Fig.3 The configuration of the general contactless power supply platform

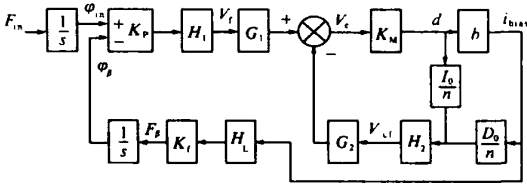


图 4 供电平台简单的控制模块的框图

Fig.4 Simplified control block diagram of power supply platform

以工作点为中心进行讨论, 设 d 是 BUCK 电路开关信号占空比的增量, b 是开环 BUCK 电路的传递函数, i_{bias} 是可变电感偏置电流绕组的电流增量, 则

$$b(s) = \frac{i_{bias}}{d} = \frac{V_{in}}{sL_{b0}} \tag{4}$$

由于电路中使用变比为 n 的电流互感器获得平均反馈电流信号, 则

$$I_f = \frac{DI_{bias}}{n} \tag{5}$$

于是, 平均反馈电流增量可以表示为

$$i_f = \frac{dI_{bias0}}{n} + \frac{i_{bias} D_0}{n} \tag{6}$$

式中: I_{bias0} 是工作点处可变电感偏置电流绕组的

电流; D_0 是工作点处开关信号的占空比. 相应的可以得到 R_6 、 C_2 构成的滤波器输出电压 V_d 与占空比增量 d 之间的传递函数 $cf(s)$ 为

$$cf(s) = \frac{V_d}{d}(s) = \left[\frac{dI_0}{n} + \frac{i_{bias} D_0}{n} \right] \left[\frac{R_6}{sC_2 R_6 + 1} \right] \times \frac{1}{d} \tag{7}$$

将式(4)代入式(7)消去 d , 有

$$cf(s) = \frac{V_{in}}{sL_{b0}} \left\{ \frac{D_0 R_6}{n} \left[s \left[\frac{L_{b0} I_0}{V_{in} D_0} \right] + 1 \right] \left[\frac{R_6}{sC_2 R_6 + 1} \right] \right\} \tag{8}$$

由式(4)知, 占空比增量到可变电感偏置电流增量的传递函数是一阶系统, 再考虑到谐振频率转换为相位时的积分作用, 则相位反馈闭环将是一个二阶系统, 存在稳定性问题, 因此, 为保证外环稳定, 通过在 BUCK 电路的源极添加电流互感器及其 RC 滤波器建立内环反馈, 来降低系统的阶次. 在式(8)中选择电路参数, 实现传递函数的零极点互消, 有

$$s \left[\frac{L_{b0} I_0}{V_{in} D_0} \right] + 1 = \frac{1}{sC_2 R_6 + 1} \tag{9}$$

即 R_6 、 C_2 滤波器的参数设计关系应满足

$$C_2 = \frac{L_{b0} I_0}{V_{in} D_0 R_6} \quad \text{或} \quad R_6 = \frac{L_{b0} I_0}{V_{in} D_0 C_2} \tag{10}$$

于是, 从 V_f 到可变电感偏置电流绕组的电流增量 i_{bias} 的传递函数可以表示为

$$G_c(s) = \frac{i_{bias}}{V_f} = \frac{G_1 K_M b}{1 + G_2 K_M cf} \tag{11}$$

将式(4)、(8)以及式(9)式代入式(11), 并选择加法放大器的增益 G_1 与 G_2 相等, 则该传递函数就可以表示为一个以 ω_c 为带宽的一阶系统

$$G_c(s) = \frac{G_c'}{1 + s/\omega_c} \tag{12}$$

式中: $G_c' = \frac{n}{D_0 R_6}$, $\omega_c = G_1 K_M \frac{D_0 R_6 V_{in}}{n L_{b0}}$.

式(12)表明, 当频率 $\omega < \omega_c$ 时, 从 V_f 到可变电感偏置电流绕组的电流增量 i_{bias} 的传递函数将是一个零阶系统.

若整个系统带宽小于带宽 ω_c , 则 f_β/f_{in} 闭环传递函数 G_p 就可以表示为

$$G_p = \frac{G_p'}{s + G_p} \tag{13}$$

式中: $G_p' = K_p H_1 G_1 G_c K_f H_L$.

再进一步整理成标准形式, 可以看出整个系统是一个一阶系统, 带宽为 ω_p , 能够稳定运行.

$$G_p = \frac{1}{1 + s/\omega_p} \tag{14}$$

式中： $\omega_p = K_p H_1 G_1 G_c K_f H_L$.

3 供电平台的仿真验证

通用非接触供电平台设计中,要考虑负载额定功率、同时给多负载供电以及负载功率可能的变动范围等因素.理论上,采用较高的输入电压及工作频率,既可以增加原边线圈电流又增加功率传输能力,但由于受功率器件性能价格比、分布参数等的限制,目前实际使用的 ICPT 系统频率多在 10~100 K^[8].

作者设计的通用供电平台额定功率为 40 W,功率变动范围为 0~40 W,工作频率 40 kHz,直流

电源电压 40 V,CMOS 功率管选用 IRF840.

在上述设计参数下,原边基准电感取 98.6 μ H,并联电容 0.18 μ F,分裂电感通过偏置绕组的偏置电流变化,实现分裂电感值在 2.5~0.2 mH 的变化,如图 5 所示,分裂电感值随着偏置电流的增大而非线性地减小.由公式(2)等效后电感的变化范围为:79~96.8 μ H,频率的变化范围为 38.1~42.3 kHz.当取耦合系数 k 为 0.1 时,负载变化范围 0~55 Ω ,均能实现系统在 40 kHz 频率下的稳定运行.图 6 给出了 20 ms 时负载由 40 Ω 变化到 1 Ω 时,控制信号随负载变化的情况.经频谱分析确认,系统的工作频率可以控制在 40 kHz.

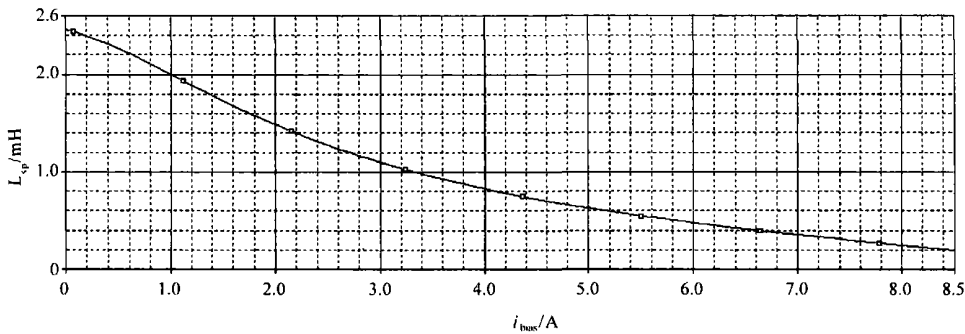


图 5 偏置电流与可变电感值的关系曲线
Fig.5 Inductor of variable inductor as a function of bias current

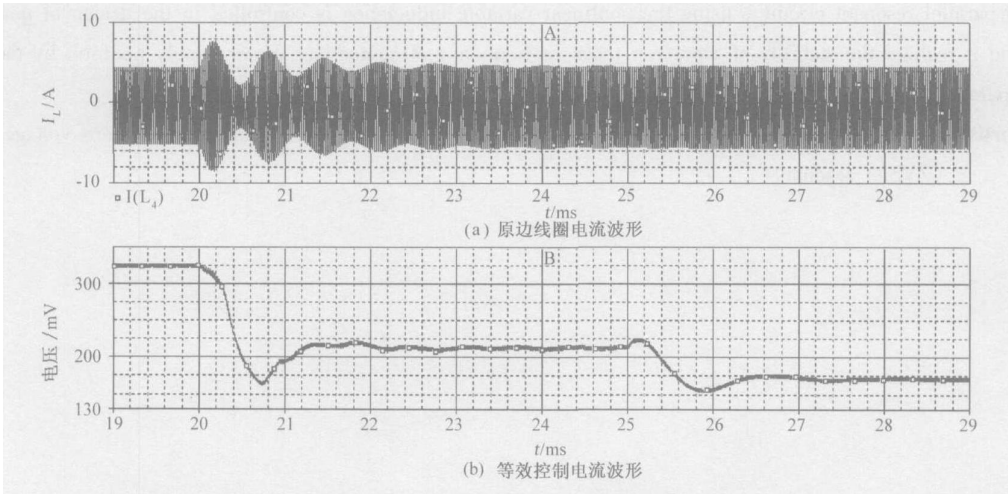


图 6 原边电感电流与控制电流波形图
Fig.6 The current of primary inductor as function of control current

4 结论

作者对通用非接触供电平台的频率控制问题进行了研究,给出了一种通过 BUCK 电路控制非线性可变电感来稳定系统工作频率的方法.通过对控制回路的设计,在不影响系统主开关实现 ZVS 自维持振荡的前提下,确保系统工作频率

恒定不变,解决了系统由于器件老化、温度变化、负载变动,引起系统谐振频率改变的问题.

参考文献:

[1] WANG C S, COVIC G A, STIELAU O H. General stability criteria for zero phase angle controlled loosely coupled inductive power transfer systems[J]. Proc IEEE IECON,

- 2001, 2(11): 1049~1054.
- [2] ABE H, SAKAMOTO H, HARADA K. A noncontact charger using a resonant converter with parallel capacitor of the secondary coil[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(2): 444~451.
- [3] KIM C G, SEO D H, YOU J S, et al. Design of a contact-less battery charger for cellular phone[A]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-Fifteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. Piscataway, New Jersey: IEEE, 2000. 769~773.
- [4] VAN K, PUERS R. Self-tuning inductive powering for implantable telemetric monitoring systems[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 1996, 52, (1~3): 1~7.
- [5] COVIC G A, ELLIOTT G, STIELAU O H, et al. The design of contact-less energy transfer system for a people mover system[A]. IEEE 4th Proceeding of International Conference on Power System Technology [C]. Australia Perth: IEEE, 2000. 79~84.
- [6] 曾庆虹, 杨时杰. 基于平均电流控制的有源功率因数校正技术[J]. 郑州大学学报(工学版), 2006, 27(1): 72~74.
- [7] MEDINI D, BEN-YAAKOV S. A current controlled variable inductor for high frequency resonant power circuits[A]. IEEE Applied Power Electronics Conference [C]. APEC, 1994. 219~225.
- [8] HU A P. Selected resonant converters for IPT power supplies[D]. New Zealand: The University of Auckland, 2001.

The Design and Frequency Control of the Contact-less Parallel Resonant Power Supply System

GAO Jin-feng, XU Lei

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: As a result of the fatigue, temperature and load change, the contactless ICPT system resonant frequency fluctuates, which will weaken the performances of zero voltage switch and the power transfer rate. Referring to current-fed parallel resonant circuit, using the nonlinear variable inductance is controlled in the design of power circuit, and it realizes the stability of the given resonant frequency of contactless power supply platform by the smart circuit parameter design. The feasibility of the system is proved by theory and experiment.

Key words: inductively coupled power transfer (ICPT); contact-less; variable inductance; zero voltage switch (ZVS); resonant