

应用于无线电能传送系统的测控系统设计与开发

邓其军¹, 刘姜涛², 周 洪¹, 胡文山¹

(1. 武汉大学 自动化系, 湖北 武汉 430072; 2. 湖北第二师范学院 物理与机电工程学院, 湖北 武汉 430205)

摘要: 在对无线电能传送(WPT)系统进行测试时, 需要对运行频率、开关管的占空比与死区时间等参数进行调整, 对电流、电压等参数进行采集, 同时需要确保系统的开关管运行于零电压开通状态以获得较大的传输功率和较高的传输效率。因此, 设计了一套基于 ARM 及现场可编程门阵列(FPGA)的测控系统及相应的上位机软件。测控系统的测控板采集直流电压、电流输入值和高频交流电压、电流输出值, 以及交流电流与电压之间的相位差, 并计算 WPT 系统的效率。目前, 该系统已经成功应用于电动汽车无线充电系统、大间距无线电能传输系统、在轨无线供电的小火车实验系统等。

关键词: 磁共振耦合; 无线电能传输; 逆变器; 零电压切换; 测控系统

中图分类号: TM 76

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.07.023

0 引言

按原理的不同, 目前主要的无接触电能传输方式有远场辐射和磁共振耦合等^[1]。其中, 基于磁共振耦合的无线电能传送(WPT)技术^[2-3], 被认为是实现电能无线传送的最具有潜力的方向。关于该领域的研究, 按传送距离的不同可以分为: 近距离(小于线圈半径 1/3)WPT^[4-10], 主要用于电动汽车无线充电领域; 中等距离(1/2 至 1 倍左右的线圈半径)WPT^[11-12], 主要用于人体内的医学植入物无线供电; 远距离(线圈半径的 8 倍左右)WPT^[2]。

麻省理工学院研制的 WPT 系统^[2], 利用直径 60 cm 的线圈, 在 2 m 的传输距离成功点亮了 60 W 的灯泡, 传输效率为 40%。该实验利用考比兹振荡器产生高频交流电, 频率为 13.56 MHz。如果计及考比兹振荡器的损失, 则其效率只有 15% 左右。而在实际应用中, 大多数的 WPT 系统都是使用逆变器来产生高频交流电^[4-12]。

1 WPT 测控系统整体框架

本文设计了一套对 WPT 系统进行测量和控制的系统, 用于满足高频逆变、MOSFET 过流保护、电压电流测量、通信、人机接口、数据记录等多方面的功能。该系统主要包括上位机人机接口软件、发送端测控板及接收端测控板 3 个部分, 如图 1 所示。

上位机运行 2 个监控程序, 分别与发送端测控板和接收端测控板进行通信。为了简化 PCB 板的设计及程序代码编写工作, 对于发送端测控板与接收端测控板, 只需设计 1 套。通过存储在外存储器

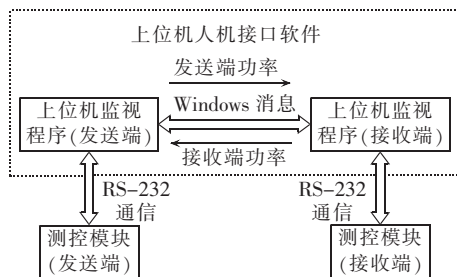


图 1 WPT 测控系统整体框架

Fig.1 Overall framework of measuring & control system for WPT

(RAM)中的参数, 来判断当前的 PCB 板是作为发送端使用, 还是作为接收端使用。

同样地, 为简化上位机软件的开发, 只需要编写一个上位机监控软件。该软件能够根据连接的测控板是接收端还是发送端来决定通过 Windows 消息传出的是接收功率还是发送功率, 并相应地计算系统效率。

下文将重点对逆变器控制信号的生成以及电流、电压相位角测量等关键技术问题进行说明, 并详细描述利用该系统对一个 1 m 距离的 WPT 系统进行实验和数据分析的过程。

2 测控板功能设计

对于发送端测控板, 需要的功能包括逆变、相位角的测量、交流电压与电流的采样、直流电压与电流的采样等。而对于接收端, 则不需要逆变功能。因此, 本系统所设计的测控板是根据发射端的需求来进行设计的。制作 PCB 板时, 在接收端只需要焊接与测量、通信相关的器件, 而不需要与 MOSFET 驱动、逆变相关的元件。测控板功能框图如图 2 所示。

所设计的测控板包括 2 个微控制单元(MCU), 即 ARM 和现场可编程门阵列(FPGA)。ARM 模块作为数据交换的中心, 采用 RS-232 接口与上位机进

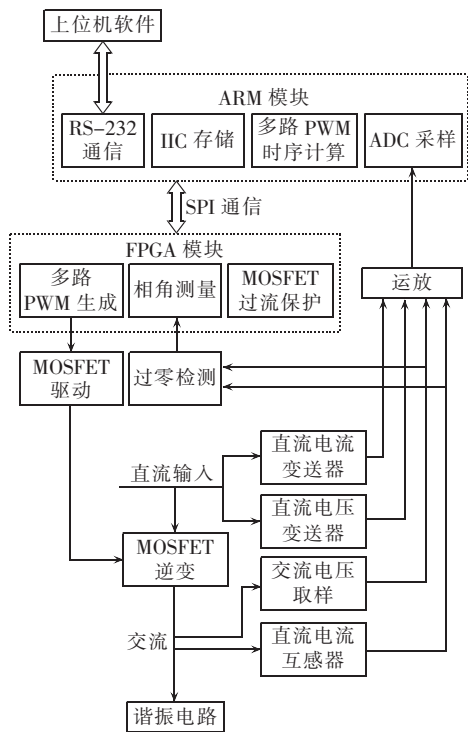


图 2 测控板功能框图

Fig.2 Block diagram of monitoring & control board functions

行通信,采用串行外设接口(SPI)与FPGA通信。ARM还接收到的控制指令和数据(来自上位机,主要用于调整MOSFET的开关频率、占空比、死区时间、半桥/全桥模式等)进行计算,得到方波周期和8路PWM信号的开关时序,并下达到FPGA;对8路电流、电压信号进行模数转换(ADC)采样;对电流信号进行过流判别并在过流成立时通知FPGA;存储上位机下达的逆变频率、死区时间、占

空比等参数。

FPGA可以产生8路PWM信号用于控制8个MOSFET。这8个MOSFET可以组成2个独立的全桥逆变器,或者4个独立的半桥逆变器,这样可以满足不同的应用场景。FPGA在接收到ARM发来的过流保护指令时,将关断所有的MOSFET以实现过流保护。

2.1 交流电压/电流测量

WPT系统的运行频率,通常在几十kHz^[4-12]到十几MHz^[2],使用逆变器来生成高频交流电的频率通常在2MHz以下。因此,本测控系统的应用目标频率范围设定为50kHz~2MHz。

对于该频率段的交流电量的测量,无法使用常规的电压(电流)互感器来进行。因此,本系统采用自制的电流互感器来测量交流电流。该电流互感器采用高饱和磁环,绕线圈数为20,使用1Ω电阻与绕线串连,并将该电阻两端电压通过同轴电缆引入外围电路。图3是用LTSpice软件建立的等效仿真电路。该电路将交流电经整流后变为直流再进行测量,得到的是交流量的有效值(图3中的 I_{avg}),并接入ARM的模拟量采集端口。经仿真,在50kHz、500kHz、1MHz、2MHz时,从Isig输出的过零检测方波与输入量之间的相角滞后分别约为0.3°、3.6°、7.9°以及14.4°,基本能够满足使用要求。

对于高频交流电压而言,先使用电阻分压的方法来将降压,再按图3所示电路进行测量。

2.2 多路PWM时序计算

PWM时序的计算在ARM中进行,并将计算得到的每个逆变器的开通、关闭时序下达到FPGA。

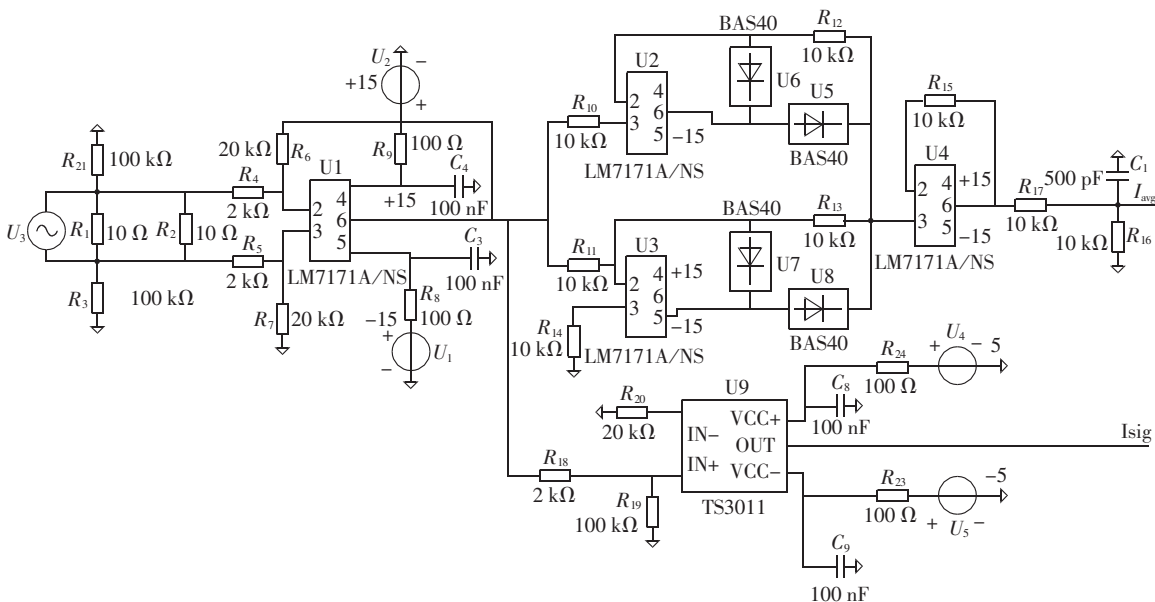


图 3 高频交流电流测量电路

Fig.3 Circuit of high-frequency AC current measuring

FPGA 以该时序为依据,通过对时钟信号 CLK 进行计数来输出方波。FPGA 时钟周期、开关频率、开关周期、占空比、占空比时长、死区时长、某逆变器相对于参考点的相移角、相移时长、上管开通时刻、上管关闭时刻分别为 T_{CLK} 、 f_{SWITCH} 、 T_{SWITCH} 、 D 、 T_D 、 T_{DEAD} 、 φ 、 T_{SHIFT} 、 T_{ON} 、 T_{OFF} ,其中 T_{SWITCH} 、 T_D 、 T_{SHIFT} 、 T_{ON} 、 T_{OFF} 等变量的值均为 FPGA 时钟周期 T_{CLK} 的倍数。例如, $T_{SWITCH}=1000$,表示开关周期为 T_{CLK} 的 1000 倍。 φ 的单位为度,范围在 $-180^\circ \sim 180^\circ$ 之间,用于制作多相相控逆变器时,控制不同的相之间的相移角度^[13-15]。在给定 T_{CLK} 、 f_{SWITCH} 和 D 后,占空比时长及相移时长的计算如式(1)所示。

$$\begin{aligned} T_{SWITCH} &= 1 / (f_{SWITCH} T_{CLK}) \\ T_D &= D T_{SWITCH} \\ T_{SHIFT} &= \varphi T_{SWITCH} / 360 \end{aligned} \quad (1)$$

作为三相半桥相控逆变器使用^[15]时,第一相和第三相(第二相)对参考相角零点的相移角分别为 φ 和 $-\varphi$,则 3 个半桥逆变器的开通与关闭时刻 T_{ON_1} 、 T_{OFF_1} 、 T_{ON_2} 、 T_{OFF_2} 、 T_{ON_3} 、 T_{OFF_3} 的公式如式(2)所示。

$$\begin{aligned} T_{OFF_1} &= (T_{SWITCH} + T_{SHIFT}) \% T_{SWITCH} \\ T_{OFF_2} &= 0 \\ T_{OFF_3} &= (T_{SWITCH} - T_{SHIFT}) \% T_{SWITCH} \\ T_{ON_1} &= (T_{OFF_1} + T_D) \% T_{SWITCH} \\ T_{ON_2} &= (T_{OFF_2} + T_D) \% T_{SWITCH} \\ T_{ON_3} &= (T_{OFF_3} + T_D) \% T_{SWITCH} \end{aligned} \quad (2)$$

其中, % 表示求余数。

2.3 多路 PWM 控制信号生成

ARM 将计算得到的 T_{SWITCH} 、 T_{DEAD} 、 T_{ON_1} 、 T_{OFF_1} 、 T_{ON_2} 、 T_{OFF_2} 、 T_{ON_3} 、 T_{OFF_3} 、 T_{ON_4} 、 T_{OFF_4} 这 10 个参数下达到 FPGA。Xilinx SPARTAN 6 系列的 FPGA 提供了大量的 IP 核,包括二进制计数器(binary counter)。本系统通过 5 个计数器来实现多路 PWM 控制信号的生成。

首先,设计一个自动加载初值的周期计数器 Period_Couter。该计数器每次计数到 T_{SWITCH} 后溢出清 0。在每个时钟周期的上升沿到来时,执行一次图 4 所示的流程,生成对某个半桥逆变器的控制信号,对其他的半桥逆变器也使用相似的处理方法。图 4 中, C 为周期计数器的当前计数值; $switch_sig$ 为 1 时表示准备开半桥逆变器的上管,为 0 表示准备开下管; $switch_h_sig$ 为 1 表示开上管,为 0 表示关上管; $switch_l_sig$ 为 1 表示开下管,为 0 表示关下管;上述变量中,所有的半桥逆变器共用 1 个 C ;每个半桥逆变器拥有 1 个死区计数器及相应计数值、1 个 $switch_sig$ 标志、1 个 $switch_h_sig$ 标志、1 个 $switch_l_sig$ 标志。由于本系统有 4 个半桥逆变器,因此使用了 4 个 12 位的死区计数器,用于对死区

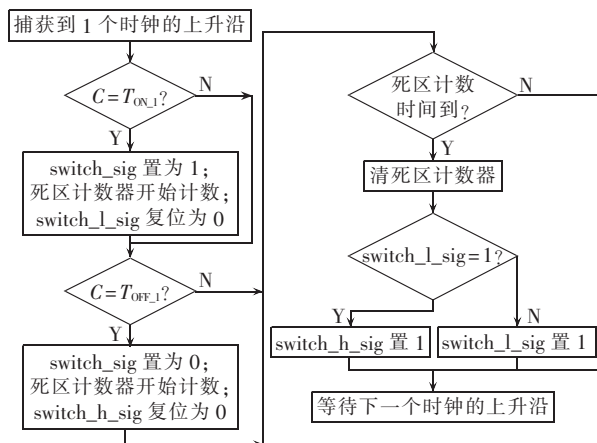


图 4 一路半桥逆变器的控制流程

Fig.4 Flowchart of half-bridge inverter control

时间进行计数。

2.4 相角测量

MOSFET 如果运行在非零电压开关(ZVS)状态,将会造成很大的切换损失甚至导致开关管损坏。另外,通过测量相控逆变器的输出电压与电流的相角,可以评估 WPT 系统谐振电路的运行状态(谐振运行时,电压与电流的相角为 0°)。为此,本系统设计了相角测量功能。

对于每个半桥逆变器,相角测量的参考信号是该逆变器的输出方波电压,被测信号则通过该逆变器输出电流的过零检测输出的方波得到。将这 2 个方波信号的夹角,作为该相逆变器的电流与电压的夹角。设电压信号与电流信号经过过零检测后的方波信号分别为 REF 和 SIG。为检测这 2 个信号的上升沿,定义 4 个变量 ref_0 、 ref_1 、 sig_0 、 sig_1 。测量一路电压与电流信号的相角的流程如图 5 所示。将读取得的计数器的值,除以开关周期 T_{SWITCH} ,再乘以 360° ,即得到相角。

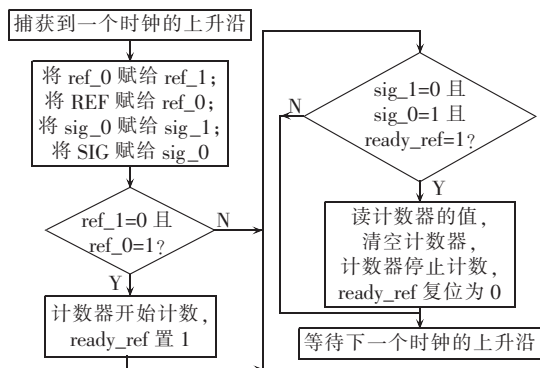


图 5 电压与电流信号相角的测量流程

Fig.5 Flowchart of phase angle measuring for voltage and current

3 上位机软件设计

上位机软件用于下达开关频率、占空比、全桥/

半桥运行模式、ADC 零漂、ADC 比例系数等指令，并计算和显示测量得到的电流、电压、相角、系统效率等。其主要功能如图 6 所示。

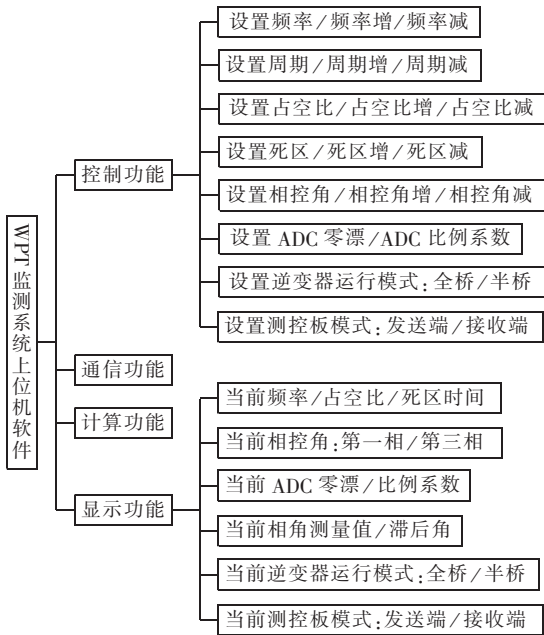


图 6 上位机软件功能框图

Fig.6 Block diagram of host-computer software functions

上位机软件启动后，首先读取测控板的运行模式。如果是发送端，则通过 Window 消息，将计算得到的 WPT 系统的发送功率向外发送，并接收接收端接收到的功率；如果是接收端，则将接收功率向外发送，并接收发送端发来的发送功率。

在软件界面中，控制指令的选择是通过 Control 栏中的 Command 下拉列表框来选择，控制参数则在 Command parameter 栏中输入，然后点击“Execute”来执行该指令。如果需要连续执行某个指令，则在选择指令及输入参数后，点击“Execute Auto”，系统将自动按“Auto interval”指定的间隔来执行该指令。另外，“Save data”用于在自动执行指令时，按一定的间隔时间自动保存测量数据到 excel 文件以备分析用。

4 测控板原型机开发

测控板原型机所使用的主要元件型号如表 1 所示。其中，BSB056N10NN3 型号的 MOSFET 能够承受的 DS 端直流电压为 100 V，在散热良好的条件下最大允许电流为 83 A，寄生电阻为 5.6 mΩ，能够满足中小功率 WPT 系统的需求。对于电动汽车无线充电等大功率应用场合，可用 IPW65R041CFD 替换。该原型机用于远距离 WPT 系统（发射端与接收端均使用 20 圈、边长 45 cm 的矩形线圈，两线圈间距为 1~2 m）。

表 1 主要元器件
Table 1 Main components

元件	元件型号及说明
MOSFET	BSB056N10NN3(中小功率应用)或 IPW65R041CFD(大功率应用)
Gate Driver	IXDE514SIA(中小功率应用)或 IR2128S(大功率应用)
ARM	STM32F407VGT
FPGA	XILINX XC6SLX9-3TQG144I
IIC RAM	24LC512-I/SN
Insulated amplifier	AMC1100,用于直流电压测量的外围电路
General amplifier	MCP6002-E/SN,用于直流电压测量的外围电路
Fast amplifier	LM7171,用于交流电压及电流测量的外围电路
Fast comparator	TS3011,用于交流电压及电流相角测量的外围电路
Current transducer	LEM LA 55-P,用于测量直流电流

5 系统调试

5.1 ADC 采样的零漂及比例系数测试

本系统的测控板共设计有 5 路交流电流采样（先经过电流互感器转换成电压）、2 路直流电压采样、1 路直流电流采样和 1 路交流电压采样。当这些输入端不接入电量信号时，通过 ARM 采样各输入通道电压得到的数字量（多次测量取平均值），即为各通道的零漂。在通道接入电量进行测量时，需要先减去该通道零漂值，再乘以比例系数才得到测量的模拟量值。

ADC 采样的比例系数，指的是将采样得到的数字量转换成被测量的实际的电压、电流量的比例。虽然根据各通前置的电压/电流互感器及运放等部件的比例，可以计算出这个比例系数，但受限于元件参数的精度，并不一定精确，且计算过程比较复杂。为此，本系统采用直接测量的方法来计算各通道的比例系数。以直流电流的测量为例，其 ADC 采样的零漂和比例系数的确定方法如下：

- a. 根据 4.2 节所描述的 WPT 系统进行接线，并关闭逆变器的输入直流电压源；
- b. 从上位机软件，选择“零漂计算”命令并点击“Execute”，ARM 执行后返回零漂值 8 供上位机显示；
- c. 打开逆变器的输入直流电压源，调整电源电压，使用 Agilent 34405 A 数字万用表测量直流电流，直到值为 1.5 A；
- d. 在系统默认的比例系数 100 的条件下，上位机软件显示的电流值为 0.6 A；
- e. 为使上位机显示的电流值为 1.5 A，需要设置比例系数为 250；
- f. 调整电源电压直到数字万用表测量得到的电流值为 3.0 A；
- g. 观察上位机显示的电流值为 2.9A，表明比例系数设置为 250 比较合适。

直流电压和交流量通道的比例系数也可以通过上述方法进行测定。由于 Agilent 34405 A 的建议使用频率为 30 kHz 以下,故对高于此频率的交流电压及电流的比例系数的测定只能得到不太精确的值。因此,本系统在计算发送端功率和接收端功率时,使用的都是直流电压与电流的乘积。

5.2 WPT 系统测试实例

使用本文设计的测控板及上位机软件,对一个 WPT 系统进行了实验并记录其数据。该 WPT 系统使用 2 个边长 45 cm 的矩形线圈,2 个线圈距离 1 m。线圈使用 New England 公司的 AWG 44,255 股的 litz 线绕制,圈数 20,轴向高度 10 cm。谐振电容由 1 个 500 pF 和 2 个 100 pF 的板电容并联得到。使用 QuadTech 7600 型精密 LCR 测量仪,测得 2 个线圈在 350 kHz 频率时电感约为 302 H,寄生电阻约 2 Ω ,谐振电容值为 705 pF。使用 Maxwell 电磁仿真软件得到两线圈的互感系数约为 0.006。MOSFET 管和电容的寄生电阻相对于线圈的寄生电阻相比很小,可忽略不计。

接收端先进行全桥整流滤波,再接入一个额定电压 12 V、功率 10 W 的小灯,其等效到谐振电路的串联电阻为 11.5 Ω 。另外,忽略了整流二极管的前向压降及串联电阻。计算其理论效率 η 、逆变器输出电流 I_p 及电流滞后电压的相角 φ ,如式(3)所示。

$$\begin{aligned}\eta &= |I_S|^2 R / |I_P U_{ac}| \\ \varphi &= \arctan(\operatorname{Im}(Z_p), \operatorname{Re}(Z_p)) \\ U_{ac} &= U_1 \times 4 / \pi \\ \omega &= 2\pi f \\ Z_S &= R_2 + R + j\omega L + 1 / (j\omega C) \\ Z_{\text{Sreflect}} &= (\omega k L)^2 / Z_S \\ Z_P &= R_1 + j\omega L + 1 / (j\omega C) + Z_{\text{Sreflect}} \\ I_P &= U_{ac} / Z_P \\ I_S &= \omega L I_P / Z_S\end{aligned}\quad (3)$$

其中, R_1 、 R_2 分别为发射端及接收端的等效串联电阻(2 Ω); R 为负载电阻(11.5 Ω); L 为谐振电感(302 μH); C 为谐振电容(705 pF); k 为互感系数(0.006); U_1 为逆变器输入直流电压; U_{ac} 为逆变器输出交流电压; ω 为逆变器运行角频率; f 为频率; Z_S 为接收端阻抗; Z_{Sreflect} 为接收端反射到发射端的串联阻抗; Z_P 为发射端阻抗; I_P 为发射端电流; I_S 为接收端电流。由于直流电源内阻的影响,当电流变化时,逆变器输入直流电压 U_1 会发生相应的变化(见图 7(b))。

使用本文描述的测控系统对上述 WPT 装置进行实验,计算其效率、相角,并观察运行频率对效率的影响。其中开关管频率的调整是通过改变计数周期来得到的(FPGA 的时钟频率为 199.5 MHz)。例如

设置计数周期为 580,则得到的开关管频率为 344 kHz。过程描述如下。

a. 启动上位机软件的 2 个实例,分别连接到发射端测控板与接收端测控板。

b. 使用上位机软件的“频率设置”功能,设置起始频率为 330 kHz。

c. 选择上位机软件的“计数周期减少 1”功能,并设置自动执行的周期为 3 s,点击“Execute Auto”开始自动执行该指令;上位机软件在每次指令执行前自动记录频率、相角、电流、效率等数据到 excel 文件。

d. 当频率上升到 356 kHz 时,停止自动执行指令。对得到的 excel 文件中记录的数据进行分析,如图 7 所示,其中相角指的是全桥逆变器输出电流滞后于输出电压的角度。为绘图方便,效率值按 1000 倍显示(即 20% 显示为 200);电流值按 100 倍显示(即 0.5 A 显示为 50 A);电压值按 10 倍显示(即 16 V 显示为 160 V)。

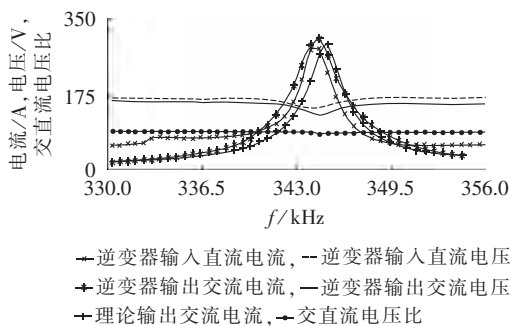
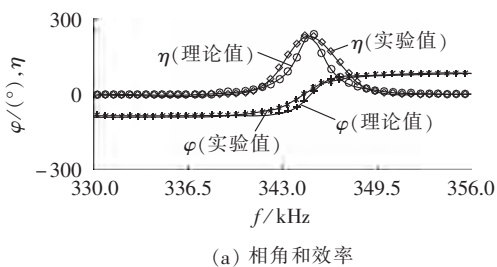


图 7 上位机软件记录的测量数据

Fig.7 Measurements recorded by host-computer software

分析图 7(a)可知, WPT 系统的谐振频率约为 344.5 kHz(相角为零点的频率),比由式(3)所示数据计算得到的理论值(344.9 kHz)稍小。理论上,效率最大值会发生在谐振频率点(344.9 kHz)。实测的效率最大值也发生在谐振点(344.5 kHz)。另外,实验测得的相角在谐振点附近时比理论的相角偏大,一方面因为相角测量元件的响应滞后,另一方面是因为理论数据的谐振频率比实测谐振频率稍大。离开谐振点后,理论相角与实测相角非常接近。

从图 7(b)可以看出,在谐振频率附近时,逆变器的输出电流达到最大值。此时,由于直流电源内阻的存在,逆变器的输入直流电压及输出交流电压均有一定程度的降低。在不考虑 MOSFET 的导通内阻时,逆变器的输出电压有效值为输入直流电压的 90%左右^[13],这与图 7(b)所示的测量结果基本一致。另外,根据式(3)计算的逆变器输出电流,与实测电流的最大值比较接近,但整体向右偏移。这是因为理论的谐振频率比实测的谐振频率稍大。

6 结语

本文设计的 WPT 测控系统,已在电动汽车无线充电系统、分区段在轨无线供电小火车实验系统、大间距无线电能传输系统、多相相控逆变器系统成功应用,其能方便地完成多相相控逆变输出、频率设置、电流电压相角测量、效率计算等功能。对于不同的应用需求,上位机软件则完全相同,逆变器的开关管则使用了不同的 MOSFET。例如对大功率的电动汽车无线充电系统,使用 IPW65R041CFD 型号的 MOSFET;对于其他的较小功率应用,则使用 BSB056N10NN3 型号的 MOSFET。在上述 WPT 系统中的应用表明,本文设计的测控系统很好地满足了 WPT 调试时对频率调整及数据记录等的要求。

参考文献:

- [1] 杨庆新,陈海燕,徐桂芝,等. 无接触电能传输技术的研究进展[J]. 电工技术学报,2010,25(7):6-13.
YANG Qingxin, CHEN Haiyan, XU Guizhi, et al. Research progress in contactless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(7): 6-13.
- [2] 赵争鸣,张艺明,陈凯楠. 磁耦合谐振式无线电能传输技术新进展[J]. 中国电机工程学报,2013,33(3):1-13.
ZHAO Zhengming, ZHANG Yiming, CHEN Kainan. New progress of magnetically-coupled resonant wireless power transfer technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3): 1-13.
- [3] KURS A, KARALIS A, MOFFATT R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science Magazine, 2007, 317(5834): 83-86.
- [4] WU H H, GILCHRIST A, SEALY K D, et al. A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control[J]. IEEE Trans Ind Inf, 2012, 8(3): 585-595.
- [5] BUDHIA M, COVIC A, BOYS J T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2011, 26(11): 3096-3108.
- [6] VILLA J L, SALLAN J, SANZ OSORIO J F, et al. High misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 945-951.

- [7] LU R, WANG T, MAO Y, et al. Analysis and design of a wireless closed-loop ICPT system working at ZVS mode[J]. Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE. Lille, France: IEEE, 2010: 1-5.
- [8] LEE S H, LORENZ R D. Development and validation of model for 95% efficiency, 220 W wireless power transfer over a 30-cm air-gap[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2011, 47(6): 2495-2504.
- [9] SHIN J, SHIN S, KIM Y, et al. Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1179-1192.
- [10] 翟渊, 孙跃, 戴欣, 等. 磁共振模式无线电能传输系统建模与分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 155-160.
ZHAI Yuan, SUN Yue, DAI Xin, et al. Modeling and analysis of magnetic resonance wireless power transmission systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 155-160.
- [11] RAMRAKHYANI A, MIRABBASI K S, CHIAO M. Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants[J]. IEEE Trans on Biomedical Circuits and Systems, 2011, 5(1): 48-63.
- [12] PING S, HU A P, MALPAS S, et al. A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices[J]. IEEE Trans on Biomedical Circuits and Systems, 2008, 2(1): 22-29.
- [13] BOJARSKI M, CZARKOWSKI D, LEON F D, et al. Multiphase resonant inverters with common resonant circuit[C]//2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Melbourne VIC, Australia: IEEE, 2014: 2445-2448.
- [14] ZHENG S, CZARKOWSKI D. Modeling and digital control of a phase-controlled series-parallel resonant converter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2007, 54(2): 707-715.
- [15] KAZIMIERCZUK M K, CZARKOWSKI D. Resonant power converters[M]. 2nd ed. [S.l.]: Wiley Interscience, 2011.

作者简介:



邓其军

邓其军(1975—),男,湖北新洲人,副教授,博士,主要从事无线电能传送、配电网自动化系统等方面的研究与开发工作(E-mail: DQJ@whu.edu.cn);

刘姜涛(1979—),女,江西进贤人,讲师,博士,主要从事无线电能传送、电力变压器噪声控制等方面的研究与开发工作;

周洪(1962—),男,湖南株洲人,教授,博士研究生导师,博士,主要从事发电控制与电网智能化技术、网络控制理论与工程、多变量过程控制系统等方面的研究;

胡文山(1980—),男,山东梁山人,教授,博士,主要从事网络控制系统、远程网络实验室、智能电网等方面的研究。

(下转第 159 页 continued on page 159)

- 25th Control Decision Conference. Athens, Greece: [s.n.], 1986: 1877-1881.
- [13] HAN Pu, YU Ping, WANG Guoyu, et al. Predictive functional control in thermal power unit load systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(10): 47-52.
- [14] 郭伟, 吴东, 吴青. 基于 PID 预测函数的励磁控制研究[J]. 控制过程, 2012, 19(5): 757-760.
- GUO Wei, WU Dong, WU Qing. Application of PID-type predict function of control algorithm in the excitation control [J]. Control Engineering of China, 2012, 19(5): 757-760.
- [15] HU Jiansheng, PAN Honghua, SU Hongye, et al. Performance analysis for predictive functional control system[J]. Control Theory and Applications, 2007, 18(5): 775-778.
- [16] 侯宁, 费树岷, 周磊. 基于小波函数的预测函数控制方法研究[J]. 西南大学学报: 自然科学版, 2014, 36(2): 1-7.
- HOU Ning, FEI Shumin, ZHOU Lei. Study of the predictive

functional control algorithm based on wavelet function[J]. Journal of Southwest University: Natural Science Edition, 2014, 36(2): 1-7.

作者简介:



肖健梅

肖健梅(1962—),女,辽宁大连人,教授,硕士,主要研究方向为电力系统智能控制;

张科(1988—),男,江西南昌人,硕士研究生,主要研究方向为电力系统优化与调度;

王锡淮(1961—),男,江苏淮安人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力系统建模与控制、系统优化(E-mail: wxh@shmtu.edu.cn)。

Excitation control based on predictive function control and linear multi-variable feedback control for synchronous generator

XIAO Jianmei, ZHANG Ke, WANG Xihuai

(Shanghai Maritime University, Shanghai 201306, China)

Abstract: An excitation controller based on predictive function is designed to control the terminal voltage of generator. A linear multi-variable excitation controller is designed as well, which takes the linear combination of the generator power angle deviation, angular velocity deviation and active power deviation as its control target. Two excitation controllers are integrated to realize the parallel excitation control based on the predictive function control and the linear multi-variable control, which ensures the terminal voltage stability of generator while improves the stability of power system effectively. The effectiveness of the integrated controller is proved by the simulative results of MATLAB/Simulink.

Key words: synchronous generator; excitation control; predictive function control; linear multi-variable control; voltage control; stability; MATLAB

(上接第 152 页 continued from page 152)

Design and development of measuring & control system for wireless power transfer system

DENG Qijun¹, LIU Jiangtao², ZHOU Hong¹, HU Wenshan¹

(1. Department of Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China;

2. School of Physics and Electrical Engineering, Hubei University of Education, Wuhan 430205, China)

Abstract: During WPT(Wireless Power Transfer) system commissioning, some parameters should be adjusted, such as operating frequency, duty cycle & dead time of switch transistor, etc., some parameters should be sampled, such as voltage, current, etc., and the zero-voltage open-state of switch transistor operation should be ensured to obtain larger transmission power and higher transmission efficiency. A measuring & control system based on ARM and FPGA with corresponding host-computer software is designed. Its measuring & control board acquires the inputs of DC voltage and current, the outputs of high-frequency AC voltage and current, and the phase angle difference between AC voltage and current, based on which, the efficiency of WPT system is calculated. The designed system has been successfully applied to the wireless EV charging system, long-distance WPT system and experimental train system with on-rail wireless power supply.

Key words: magnetic resonant coupling; wireless power transfer; electric inverters; zero-voltage switching; measuring & control system