

· 自动化技术 ·

ICPT系统基于电容阵列的稳频控制策略

孙 跃, 吴 静, 王智慧, 唐春森

(重庆大学自动化学院 重庆 沙坪坝区 400030)

【摘要】感应耦合电能传输(ICPT)系统在工作过程中,负载变化会引起系统工作频率不稳定,从而导致功率传输效率降低,严重时还可能引起系统工作不稳定。针对此类问题,采用电容阵列动态调节电路并设计改进模糊控制算法,动态调节初级谐振电容阵列等效值,确保系统负载参数变化时系统工作频率的稳定,以提高系统功率传输效率和确保系统稳定性。实验结果验证了该稳频控制方法的有效性和优越性。

关键词 电容阵列; 稳频控制; 模糊控制; 感应耦合电能传输

中图分类号 TM74

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2014.01.009

Frequency Stabilization Control Method for ICPT System Based on Capacitor Array

SUN Yue, WU Jing, WANG Zhi-hui, and TANG Chun-sen

(College of Automation, Chongqing University Shapingba Chongqing 400030)

Abstract The load resistance changes may cause the variation of operational frequency of the inductively coupled power transfer (ICPT) systems, leading to the reduction of power transfer efficiency and system instability. An improved fuzzy control strategy is designed to ensure the stability of the resonant operational frequency when the load changes by controlling the effective value of the primary resonant capacitor array. This method promotes the power transfer efficiency and stability of ICPT systems. The experimental results verify the functionality and superiority of the proposed strategy.

Key words capacitor array; frequency stabilization control; fuzzy control; ICPT

感应耦合电能传输(inductively coupled power transfer, ICPT)系统通过空间电磁耦合将初级回路的电能传送给次级回路的负载,具有安全、高效、灵活等优点^[1]。并在交通工具、便携式电子设备、植入式医疗设备、智能家居以及深水作业和矿井地区工作设备的供电等领域^[2-6]有广泛的应用前景。

为了保证能量的有效传输,初级回路需通过逆变器和谐振网络在发射线圈中产生频率稳定的高频正弦电流。然而,ICPT系统在各种不同环境下工作时,存在诸多因素可能引起电路参数的变化,从而导致系统工作频率发生变化;此外,次级回路负载变化也会引起系统工作频率的漂移,这都会导致系统工作频率与次级电路固有谐振频率不一致,从而影响供电品质及系统工作稳定性^[5]。因此保证系统工作频率的稳定性很有必要。

目前对ICPT系统频率的控制主要采用的方法是改变谐振网络的参数。文献[6-7]通过改变谐振电路

中的一个固定微调电容充、放电的时间来控制电容容量大小,以调节系统工作频率,从而实现对功率的调节。但该方法只适用于小功率系统。文献[8]通过对初级回路并联相控电感电路的控制,使系统工作频率保持稳定以提高系统传输功率。其局限性在于电感调谐范围越宽,初级回路电流畸变程度将会越大,因此相控电感电路只能在小范围内进行调谐。文献[9]采用双闭环控制回路控制非线性可变电感控制频率的方法,通过控制BUCK电路的输出电流来改变电感值,增加了复杂的控制电路且控制难度大,在大功率系统中应用比较困难。

本文以谐振网络拓扑为初级电路串联补偿、次级电路并联补偿(series-parallel, SP)型的ICPT系统为研究对象,分析了不同负载下,频率变化与系统功率传输效率的关系。基于电容阵列动态调节电路和改进模糊控制算法,设计出一种可以在大范围内适应系统负载参数变化的稳频控制策略。该方法可以

收稿日期: 2012-10-10; 修回日期: 2013-04-01

基金项目: 国家自然科学基金(51277192,51207173,51007100); 中国博士后科学基金面上项目(20110490799)

作者简介: 孙跃(1960-),男,教授,博士生导师,主要从事电力电子技术及其应用、感应耦合电能传输技术方面的研究。

根据负载变化范围以及控制精度要求, 设计出不同的电容阵列以控制不同功率等级系统的工作频率稳定性; 同时也适用于由于器件老化、温度变化而引起器件参数漂移而导致系统谐振频率漂移的情况。

1 ICPT系统的频率稳定性问题

1.1 电路拓扑

ICPT系统拓扑根据初、次级回路电容补偿方式的不同, 可分为SS、SP、PS、PP 4种最基本的谐振网络^[10], 本文以SP拓扑结构为研究对象, 其等效电路如图1所示。其中 C_p 、 C_s 分别为初、次级谐振电感 L_p 、 L_s 的补偿电容, M 为 L_p 、 L_s 之间的互感, R_p 为初级电感等效串联电阻, I_p 、 I_s 分别为初、次级谐振电流, R_L 为等效负载(这里只讨论阻性情况), Z_r 为次级电路对初级电路的反射阻抗, ω 为系统工作角频率。 U_p 是来自前级逆变电路的高频方波电压源, 该方波电源经 $L_p C_p$ 串联谐振网络形成高频正弦交流电, 产生的磁链与次级线圈交链, 从而在次级电路产生感应交变电动势, 供给次级回路。

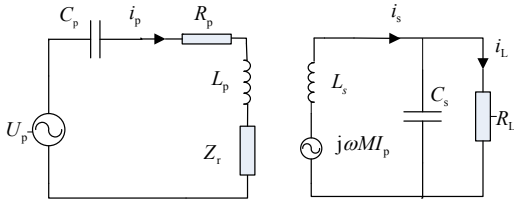


图1 SP补偿拓扑结构等效电路图

1.2 谐振频率与系统功率传输效率的关系

系统工作于零相角频率可以最小化电源容量, 减小装置体积和系统损耗, 因此通常将系统的零相角频率作为系统的工作频率^[5]。当初级谐振网络输入端等效阻抗虚部为零时, 即:

$$\text{Im} Z(\omega, R_L) = \omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} - \frac{\omega^3 M^2 [R_L^2 C_s (\omega^2 C_s L_s - 1) + L_s]}{R_L^2 (\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + \omega^2 L_s^2} = 0 \quad (1)$$

可得出SP型系统零相角工作频率。由式(1)可看出, 负载电阻 R_L 变化会引起系统工作角频率 ω 的改变。由文献[5]可知当负载较小时, 系统工作频率随着负载增大而增大; 负载过大, 系统工作频率会出现分叉现象。文献[10]分析了系统不能稳定工作的频率段。由此可见, 负载变化时, 为使系统稳定高效工作, 须确保系统工作频率处于允许的频率范围内。

ICPT系统的传输功率可等效为次级回路在初级回路的反射阻抗实部和初级谐振电流的乘积^[5]:

$$P = (\text{Re} Z_r) I_p^2 \quad (2)$$

由式(2)可得到ICPT系统功率传输效率为:

$$\eta = \frac{(\text{Re} Z_r) I_p^2}{(\text{Re} Z_r + R_p) I_p^2} = \frac{(\omega^2 M^2 / \text{Re} Z_s) I_p^2}{(\omega^2 M^2 / \text{Re} Z_s + R_p) I_p^2} = \frac{1}{1 + \text{Re} Z_s R_p / (\omega^2 M^2)} \quad (3)$$

式中, Z_s 为次级电路阻抗。令 ω_0 为次级固有谐振角频率, 归一化频率 $\mu = \omega / \omega_0$, 根据系统参数可得出不同负载下, 系统效率随频率变化的趋势, 如图2所示。

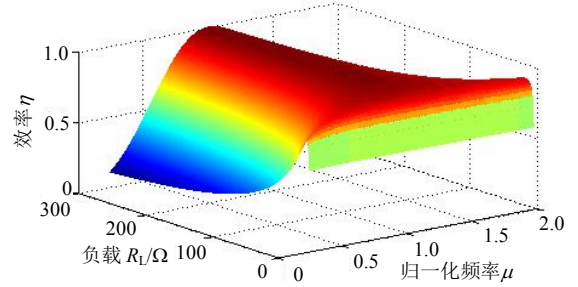


图2 负载、频率、效率关系图

由图2可看出, 负载 R_L 在 $0 \sim 300 \Omega$ 范围内变化时, 当归一化频率 $\mu \approx 1$ 时效率 η 最大, 即ICPT系统工作频率近似次级固有谐振频率时能最大化系统传输效率。重载($R_L < 8 \Omega$)时随着负载增大, 效率逐渐增大(η 从0.55增大到0.9)且工作频率偏离次级固有谐振频率时, 效率几乎不变, 即效率稳定区域较宽; 随着负载继续增大($R_L > 8 \Omega$), 工作频率偏离次级固有谐振频率越远, 效率越低, 即效率稳定区域越窄。

由前面的分析可知, 当系统零相角工作频率近似次级固有谐振频率时, 系统传输效率最大。故通常将系统工作频率设计在次级固有谐振频率附近。然而负载变化会导致这两个频率发生偏离, 因此需设计稳频控制策略, 使系统工作频率稳定在次级固有谐振频率附近。

2 基于电容阵列的稳频控制策略

2.1 电容阵列工作原理

由式(1)得初级补偿电容 C_p 与系统工作角频率 ω 的关系为:

$$C_p = f(\omega) = \frac{1}{\omega \left\{ \omega L_p - \frac{\omega^3 M^2 [C_s (\omega^2 C_s L_s - 1) + L_s]}{R_L^2 (\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + \omega^2 L_s^2} \right\}} \quad (4)$$

由式(4)可知通过设计电容阵列动态改变初级补偿电容值, 以补偿负载电阻 R_L 的变化, 从而保证ICPT系统的工作频率稳定。

图3为电容阵列结构示意图。电容阵列设计时, 可根据系统所需电容量大小, 设计并联电容组 n 的个数, 如图3a所示。每组电容值变化范围依次相差10倍, 当电容组 C_{1n} 的变化范围为 $0.1 \sim 0.9 \text{ nF}$ 时, 电容

组 C_{2n} 的变化范围为1.0~9.0 nF。其中每个电容组由9个电容值大小相同的电容并联而成，如图3b所示。可根据频率的精度要求，设计最小值电容组 C_{1n} 中每一个电容的大小，如当要求频率的误差控制在 ± 10 Hz以内时， C_{1n} 中每个电容值均设置为0.1 nF。由此可组合得到所需电容量范围内的所有数值。电容阵列 a 、 b 两端并联于初级谐振电容 C_p 两端，与每个电容串联的双向开关管控制该电容对初级电路的有效性。当负载或系统参数变化引起系统工作频率改变时，控制开关管 $S_{11}, S_{12}, \dots, S_{n9}$ 的通断，从而得到电容阵列等效值为：

$$C_{eq} = C_{1n} + C_{2n} + \dots + C_{mn} \quad (5)$$

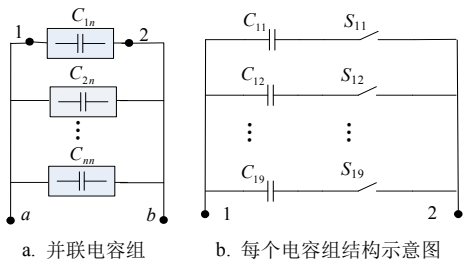


图3 电容阵列结构示意图

可以根据负载功率变化范围，合理设计并联电

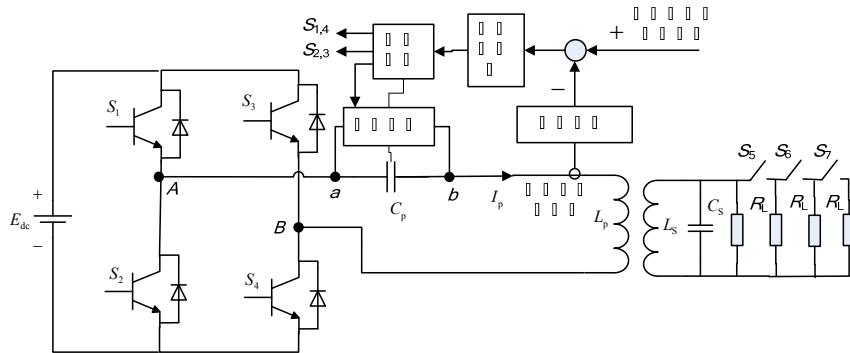


图4 稳频控制原理图

误差 e 和误差变化 de 的论域分别为 $[-500, 500]$ Hz、 $[-500, 500]$ Hz/ms，控制输出 Δc_p 的论域为 $[-4.5, 4.5]$ nF。分别将语言变量 e 、 de 、 Δc_p 量化为7级，即 $\{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$ 。由于常规的线性量化不能体现系统在大误差和小误差时应采取不同的控制规则，因此系统采用非线性量化，即将常规的直线量化改为曲线量化来实现调整控制规则的模糊控制方法：在靠近基本论域边界 $\pm e_{max}$ 处 Δe 较大，反之靠近论域中零元素处 Δe 较小，因此量化因子为非常量。

将输入和输出语言变量论域内的模糊子集确定为5个：PB、PS、ZE、NS、NB，依次表示正大、正小、零、负小、负大。各语言变量模糊子集通过隶属度函数来定义，由非线性量化得到模糊集的隶属度函数如表1所示。

容阵列大小。通过改变电容阵列等效参数，实时调节系统工作频率，且能够满足精度要求。

2.2 基于改进模糊控制算法的稳频控制原理

基于电容阵列的ICPT系统稳频控制原理如图4所示。通过霍尔电流传感器检测初级谐振网络的谐振电流 I_p 的频率，即ICPT系统的实时工作频率 f ，将 f 与系统给定工作频率(即拾取电路固有谐振频率) f_0 的偏差作为模糊控制器输入。在谐振电流过零点改变并联谐振电容阵列的等效电容值，从而调节工作频率，同时使ICPT系统工作于负载阻抗零相角频率(软开关条件)，提高系统效率。

由于ICPT系统为高阶非线性系统，难以构造系统精确模型。为提高系统工作实时性及控制精度，采用改进模糊控制算法对电容阵列进行控制。系统选用ICPT系统的实际工作频率 f 与次级电路固有谐振频率 f_0 的误差 $e=f_0-f$ 及其误差变化率 de 作为输入语言变量，把电容阵列中所需的等效电容值改变量 Δc_p 作为输出语言变量，通过控制电容阵列中双向开关管的通断来控制电容阵列在电路中的有效性，以此构成一个二维模糊控制器。

表1 模糊集的隶属度函数

语言变量	隶属度函数						
误差 e	-500	-100	-10	0	10	100	500
误差率 de	-500	-100	-10	0	10	100	500
输出 Δc_p	-4.5	-1	-0.1	0	0.1	1	4.5
量化等级	-3	-2	-1	0	1	2	3
状态变量	相关的隶属度函数						
PB	0	0	0	0	0.3	1	
PS	0	0	0	0.4	1	0.4	0
ZE	0	0	0.2	1	0.2	0	0
NS	0.4	1	0.4	0	0	0	0
NB	1	0.3	0	0	0	0	0

以 R 表示输入输出模糊关系矩阵，则模糊逻辑推理规则可表示为 R_{ij} : if $e_i=E_i$ and $de_j=DE_j$ then $\Delta u_{ij}=U_{ij}$ 。当工作频率误差 e 绝对值较大时，控制系统主要矛盾是消除误差，此时应加大电容阵列中电容等效参数改变量 Δc_p 以消除偏差，从而提高系统动态性能，即 $E=NB$ 时 $U=PB$ ， $E=PB$ 时 $U=NB$ 。当工作频

率误差 e 绝对值较小时, 控制系统主要矛盾是抑制系统超调, 应使工作频率误差变化率 de 在控制规则中占较大权重, 同时应减小电容阵列中电容等效参数改变量 Δc_p 使系统尽快稳定。如当误差 e 为负小时, 若 de 为正, 则表明误差有减小趋势, 可取较小的控制量。即 $E=NS$, $DE=PS$ 时 $U=ZE$; $E=NS$, $DE=PB$ 时 $U=NS$ 。根据输入语言变量 e 和 de 模糊子集的各种组合, 得到模糊控制规则如表2所示。

表2 模糊控制表

U	E					
	NB	NS	ZE	PS	PB	
DE	NB	PB	PB	PB	PS	NB
	NS	PB	PS	PS	ZE	NB
	ZE	PB	PS	ZE	NS	NB
	PS	PB	ZE	NS	NS	NB
	PB	PB	NS	NB	NB	NB

根据以上分析, 控制器输入与控制输出的模糊推理关系可表示为:

$$U_{ij} = (E_i \times DE_j) \circ R_{ij} \quad (6)$$

根据模糊规则表, 采用Mamdani极大极小推理法和重心法对模糊推理结果进行反模糊化计算, 即可得到电容阵列改变量的量化值 Δu 与隶属度函数的关系为:

$$\Delta u = \frac{\sum_{k=1}^n \Delta u_k \mu_{(u_k)}}{\sum_{k=1}^n \mu_{(u_k)}} \quad (7)$$

式中, Δu 表示反模糊化输出结果; Δu_k 表示根据Mamdani推理法得出的每一控制量 U_k 的量化值; $\mu_{(u_k)}$ 为相应的隶属度函数值。再根据表1即可查出 Δu 所对应的输出 Δc_p , 即电容阵列中所需的等效电容值改变量。

由式(6)可知, 当模糊关系矩阵 R 和模糊推理方法不变的情况下, 采用不同的量化方式, 相同的输入语言变量所对应的量化值以及推理得出的输出语言变量是不同的, 即对应着不同的控制作用。因此, 改变量化曲线形状等效于模糊控制规则的自调整。首先凭经验设计一组量化因子, 然后通过实验确定出的非线性量化如表1所示。根据式(6)、式(7)离线计算出每一状态的模糊控制输出 Δu , 以此得到模糊控制查询表。通过表1中隶属度函数计算出每一个推理输出量化值 Δu 所对应的输出语言变量 Δc_p , 对电容阵列进行控制。这样ICPT系统的稳频控制器在模糊控制中就可使用查表法。

3 仿真与实验结果

为验证上述基于电容阵列改进模糊控制算法的稳频控制策略的有效性, 利用Matlab/simulink软件建立如图3所示的SP拓扑结构的ICPT系统仿真模型,

同时搭建相应的ICPT系统控制平台。 $S_1 \sim S_4$ 高频逆变开关管型号为FGA25N120型IGBT, 隔离驱动选用MAST5-4C-12U系列驱动板, $S_5 \sim S_7$ 为切换负载 R_L 的开关管。系统采用三组电容组组成电容阵列, 实验参数与仿真参数如表3所示(次级固有谐振频率设置为20 kHz)。

表3 实验参数表

参数	数值	参数	数值
原边电感 $L_p/\mu H$	156	原边补偿电容 $C_p/\mu F$	0.43
拾取电感 $L_s/\mu H$	156	副边补偿电容 $C_s/\mu F$	0.43
互感 $M/\mu H$	51	电容阵列组 C_1	0.1 nF×9
电容阵列组 C_2	1 nF×9	电容阵列组 C_3	10 nF×9

图5为稳频控制前后, 负载切换频率变化仿真图。4个负载电阻均为100 Ω , 0.05 s时负载由25 Ω 切换到33 Ω , 0.1 s时由33 Ω 切换到50 Ω , 0.15 s时由50 Ω 切换到100 Ω 。从图5可看出: 稳频控制前, 频率随着负载的增大依次增大, 依次为: 20.08、21.05、21.85、23.2 kHz。采用电容阵列稳频控制策略后, 系统工作频率均很快稳定在次级固有谐振频率20 kHz, 稳态精度均在10 Hz以内; 负载切换时频率超调量分别为0.3%、1.8%、2.03%, 稳定时间分别为0.002、0.005、0.005 s。仿真结果表明, 采用该稳频控制策略, 系统具有较好的稳态精度和动态过程。

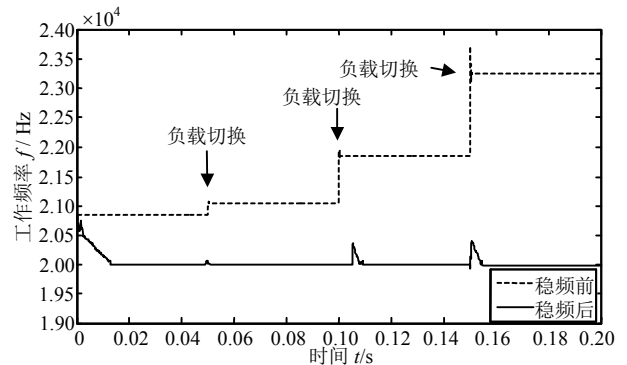
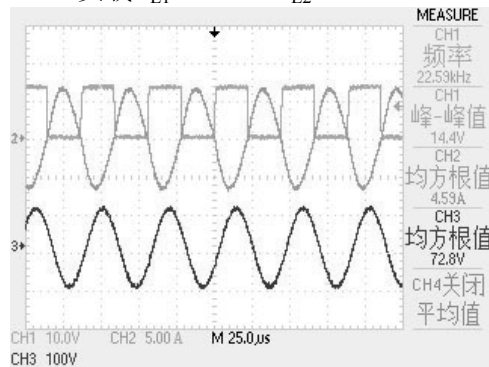


图5 ICPT系统负载切换工作频率仿真图

在ICPT系统进入稳态后, 系统初级谐振电流 i_p 及次级拾取电压 u_o 实验波形如图6所示。输入电压 $E_{dc}=30$ V, 负载 $R_{L1}=50 \Omega$, $R_{L2}=33 \Omega$ 。



a. 50 Ω 负载稳频前 i_p 及 u_o 波形图

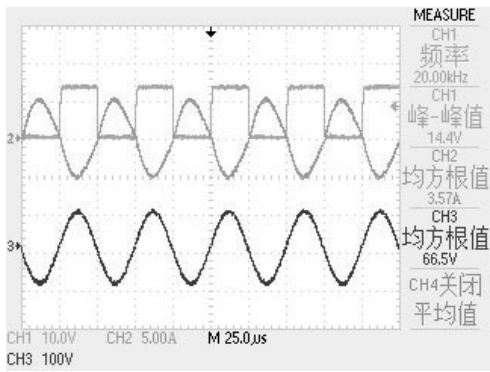
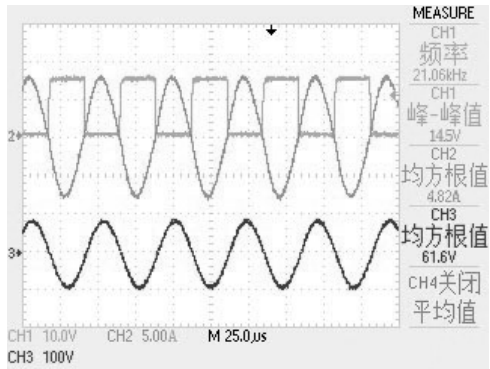
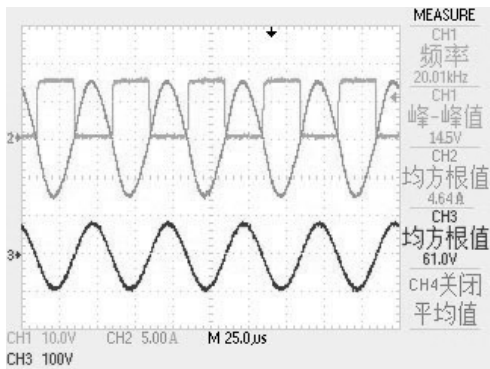
b. 50 Ω 负载稳频后 i_p 及 u_o 波形图c. 33 Ω 负载稳频前 i_p 及 u_o 波形图d. 33 Ω 负载稳频后 i_p 及 u_o 波形图图6 系统稳态谐振电流 i_p 及输出电压 u_o 实验波形

图6中, 1通道为控制脉冲波形, 2通道为原边谐振电流 i_p 波形, 3通道为输出电压 u_o 波形。逆变网络开关切换始终在谐振电流 i_p 的过零时刻完成, 实现了软开关模式运行, 使切换过程开关损耗及EMI均保持在较低水平。

图6a为稳频控制前, 系统进入稳态后的实验波形。由图6a可以看出, $R_L=50 \Omega$ 时, 稳频前系统工作频率 $f=22.59 \text{ kHz}$, 谐振电流有效值 $I_p=4.59 \text{ A}$, 输出电压 $U_o=72.8 \text{ V}$, 此时系统的效率 $\eta=76.9\%$; 图6a中参数的理论计算值分别为: $I_p=4.71 \text{ A}$, $U_o=77 \text{ V}$, 由于输入功率较小(100 W左右), 实际电路内阻的损耗相对较大, 所以实验值小于理论值, 其中 I_p 、 U_o 实验值与理论值的误差分别为2%、5%, 属于可以接受的范围。图6b为 $R_L=50 \Omega$ 时, 稳频控制后, 系统进

入稳态后的实验波形。其中谐振电流有效值 $I_p=3.57 \text{ A}$, 输出电压 $U_o=66.5 \text{ V}$ 。可计算出系统稳定工作于20 kHz时效率 $\eta=82.6\%$ 。可见在输入电压 $E_{dc}=30 \text{ V}$, 负载 $R_L=50 \Omega$ 时, 稳频控制后系统的功率传输效率提高了5.7%。图6c、图6d分别为 $R_L=33 \Omega$ 时, 稳频控制前后, 系统进入稳态后的实验波形。由实验结果可计算出 $R_L=33 \Omega$ 时, 稳频控制前后系统的功率传输效率分别为79.5%和81%, 稳频后效率提升了1.5%。由图6a、图6c可看出, 稳频前 $R_L=50 \Omega$ 时系统的工作频率为22.59 kHz, $R_L=33 \Omega$ 时系统的工作频率为21.06 kHz, 系统工作频率随着负载的增大而增大, 实验结果与仿真分析相符。

图7为系统功率传输效率仿真值与实验值。由图可看出 R_L 较小时系统功率传输效率很低。因为 R_L 较小时初级谐振电流和系统功率传输能力很小, 不能满足 R_L 所需要的额定功率, 输入功率主要消耗在初级谐振电感等效串联电阻 R_p 上。随着 R_L 增大, 系统工作频率偏离次级固有谐振频率越远, 未稳频系统功率传输效率逐渐减小; 稳频控制后的系统功率传输效率基本不变, 且实验结果与仿真结果趋势相符。

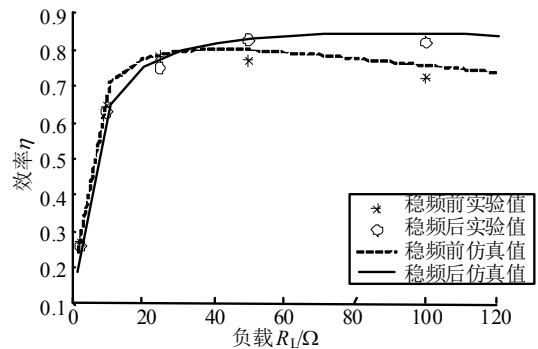


图7 ICPT系统仿真和实验的工作效率图

相比之下, 文献[6]提出的电容充放电调节频率以提高功率的方法能实现的最大功率仅为14 W; 文献[9]所述的以可变电感稳定频率的方法, 只能实现对40 W系统的稳频控制; 而本文的稳频控制策略可使140 W内的ICPT系统稳定运行于次级固有谐振频率, 且保证了较高的传输效率, 证明了该稳频控制策略的优越性。

4 结论

本文采用电容阵列动态调节电路和改进模糊逻辑控制算法实现了对ICPT系统工作频率稳定的控制。当负载变化时, 该控制策略可实时改变初级谐振电容等效值, 使系统工作频率近似等于次级固有谐振频率, 提高了系统功率传输效率。本文所采用

的稳频控制策略对变负载的ICPT系统自适应控制有一定的理论意义与实用价值。其中不足之处在于, 电容阵列的最优组合有待进一步研究。

参 考 文 献

- [1] HSU J W, HU A P, SWAIN A. A wireless power pickup based on directional tuning control of magnetic amplifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(7): 2771-2781.
- [2] HU A P, HUSSMANN S. Improved power flow control for contactless moving sensor applications[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2004, 2(4): 135-138.
- [3] VILLA J L, SALLAN J, LLOMBART A, et al. Design of a high frequency inductively coupled power transfer system for electric vehicle battery charge[J]. Applied Energy, 2009, 86(3): 355-363.
- [4] SALLAN J, VILLA J L, LLOMBART A, et al. Optimal design of ICPT system applied to electric vehicle battery charge[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 2140-2149.
- [5] WANG Chwei-sen, STIELAU O H, COVIC G A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(5): 1308-1314.
- [6] SI P, HU A P, MALPAS S, et al. A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2008, 2(1): 22-29.
- [7] SI P, HU A P, GUDGETT D, et al. Stabilizing the operating frequency of a resonant converter for wireless power transfer to implantable biomedical sensors[C]//1st International Conference on Sensing Technology. New Zealand: Palmerston North, 2005: 21-23.
- [8] 孙跃, 王智慧, 戴欣, 等. 非接触电能传输系统的频率稳定性研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(11): 56-59.
- SUN Yue, WANG Zhi-hui, DAI Xin, et al. Study of frequency stability of contactless power transmission system[J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2005, 20(11): 56-59.
- [9] 高金峰, 徐磊. 并联谐振型非接触供电平台的频率控制与设计[J]. 郑州大学学报, 2006, 27(4): 66-70.
- GAO Jing-feng, XU Lei. Frequency control and design for parallel resonant contactless power supply platform[J]. Journal of Zhengzhou University, 2006, 27(4): 66-70.
- [10] 唐春森. 感应电能传输系统软开关工作点研究及应用[D]. 重庆: 重庆大学, 2009.
- TANG Chun-sen. Study on soft switching operating points of contactless power transfer systems and their application[D]. Chongqing: Chongqing University, 2009.
- [11] WANG Chwei-sen, COVIC G A, STIELAU O H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(1): 148-157.
- [12] 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.
- [13] 夏晨阳. 感应耦合电能传输系统能效特性的分析与优化研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2010.
- XIA Chen-yang. Research on analysis and optimization for transmission power and efficiency of inductively coupled power transfer system[D]. Chongqing: Chongqing University, 2010.
- [14] 孙跃, 夏晨阳, 戴欣, 等. 感应耦合电能传输系统互感耦合参数的分析与优化[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 44-50.
- SUN Yue, XIA Chen-yang, DAI Xin, et al. Analysis and optimization on mutual inductance for inductively coupled power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33): 44-50.

编辑 漆蓉