

文章编号: 2095-4980(2019)04-0709-07

基于 ICPT 原理的高压变换器应用

刘有彬, 杜 涛, 施 惠

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999)

摘 要: 针对全电子引信系统安全性, 提出一种基于感应耦合式无线电能传输(ICPT)原理的高压变换器, 利用初、次级谐振原理实现能量传输。分析了 ICPT 系统工作原理, 基于基波法建立了倍压整流电路等效阻抗和负载电压数学模型。采用 Matlab 仿真研究了系统工作频率、间隙距离变化对负载电压的影响。仿真结果表明, 通过改变工作频率和间隙距离, 可得到稳定的负载电压。针对仿真结果, 搭建了基于 ICPT 原理的高压变换器系统实验平台, 进一步验证了理论和仿真结果的正确性。

关键词: 无线电能传输; 感应耦合; 高压变换器; 倍压整流

中图分类号: TN876

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201904.0709

Application of high-voltage converter based on the theory of ICPT

LIU Youbin, DU Tao, SHI Hui

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: Aiming at the security of the full electronic fuse system, a high-voltage converter based on the Inductive Coupled Power Transfer(ICPT) is proposed. The energy transmission is realized by the primary and secondary resonance. The working principle of the ICPT system is analyzed. Based on the fundamental wave method, the mathematical model of the equivalent impedance of the voltage-doubling rectifier circuit and the ICPT system load voltage are established. Matlab simulation is utilized to study the effects of system operating frequency and gap distance on load voltage. The simulation results show that a stable load voltage can be obtained by changing the operating frequency and gap distance. For the simulation results, a high-voltage converter system experimental platform based on the ICPT principle is built, and the theoretical and simulation results are verified by further experiments.

Keywords: wireless power transfer; inductive coupled; high-voltage converter; voltage-doubling rectifier

目前, 高压变换器广泛用于国防、军事、工业、科学研究等领域^[1]。在全电子引信系统中, 高压变换器是其重要组成部分, 通常利用高压变压器实现初、次级电压变换和能量传输^[2-3]。在全电子引信系统中, 高压变换器能量传输过程中的安全性十分重要, 实际应用表明蓄电池、机载电源、雷击等外界异常能量会对高压变换器进行能量传输, 对全电子引信系统的安全性有很大影响。为进一步提高系统能量传输的安全性, 提出了磁隔离机械安全保险装置。在变压器之间引入机械转盘结构, 通过转动机械转盘实现能量的通断控制, 进而提高系统的安全性。传统的隔离型高压变换器有正激变换器、反激变换器、全桥桥式变换器、半桥式变换器。正激变换器、反激变换器的能量传输灵活性不高^[4]。目前应用的桥式变换器主要针对高电压、大电流、零电压开关等方面^[5-6]。近年来, 感应耦合式无线电能传输(ICPT)技术日趋成熟, 因其具有可靠性高, 安全性高, 灵活性好等优点, 在电动汽车、消费电子、医疗器械等诸多领域已有广泛应用^[7-8]。其利用变压器的松耦合结构, 当初、次级谐振频率相同时, 实现能量的无线传输。目前对 ICPT 系统的传输距离、传输效率、频率分裂等方面已有诸多文献进行了研究^[9-12], 但大多基于低压的应用场合, 对于小功率高电压的应用场合还需进一步研究。

本文提出一种基于 ICPT 原理的高压变换器, 采用松耦合变压器和倍压整流电路相结合实现升压, 通过理论分析和仿真得到了负载电压与工作频率、间隙距离的变化关系。并搭建实验平台, 验证理论与仿真分析结果。

收稿日期: 2018-03-09; 修回日期: 2018-04-10

基金项目: 中国工程物理研究院重大项目资助(TA06)

1 系统工作原理介绍

1.1 系统拓扑结构

图1为基于ICPT原理的高压变换器拓扑结构,分为发射端和接收端两部分。发射端包含供电电源、高频逆变、初级谐振补偿网络和发射线圈;接收端包含接收线圈、次级谐振补偿网络、倍压整流和高压容性负载。系统由直流电压源供电,经过全桥高频逆变产生交流电压,将该电压施加到初级线圈上,通过初、次级谐振将能量传递给次级线圈,再经倍压整流为负载充电。图中, U_d 为输入直流电压源, $S_1\sim S_4$ 为4个开关管, C_p, C_s 分别为初次级谐振补偿电容, L_p, L_s 分别为初次级线圈自感, M 为初次级线圈互感, d 为初次级线圈间隙距离, R_p, R_s 分别为初次级线圈的内阻, C_1, C_2, D_1, D_2 为倍压整流电容和二二极管, C_L, R_L 分别为负载电容电阻。

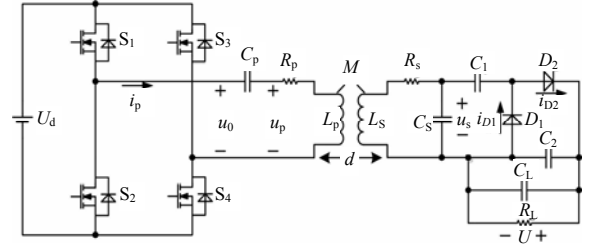


Fig.1 Topology of high-voltage converter based on the ICPT

图1 基于ICPT原理的高压变换器拓扑结构

1.2 系统工作模态分析

电路中的负载电阻大小为 $M\Omega$ 级别,系统处于轻载工作状态,可分为6个开关模态。为便于分析,假设元器件均为理想器件。图2和图3分别为稳态时主要电压电流波形和模态等效电路。

高频逆变电路采用全桥逆变电路, S_1, S_4 和 S_2, S_3 两两交替导通,交替导通的频率为 L_p 和 L_s 构成的谐振网络的固有频率。为便于分析,不考虑死区时间,高频逆变输出电压 u_0 近似为方波,其Fourier展开为:

$$u_0(t) = \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (1)$$

式中 ω 为高频逆变输出方波电压 u_0 的基波频率,其基波的幅值 U_{olm} 和基波的有效值 U_{ol} 分别为 $U_{olm} = \frac{4U_d}{\pi}$, $U_{ol} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi}$ 。

假设松耦合变压器输出电压为 $u_s = U_s \sin \omega t$;稳定时,倍压整流电容电压恒定为 $U_{C1} = U_s$, $U_{C2} = 2U_s$ 。

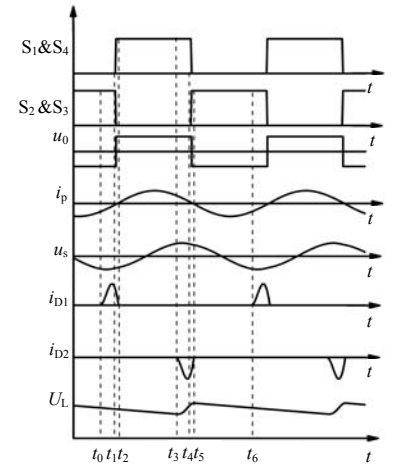


Fig.2 Steady mode waveforms

图2 稳态时模式波形图

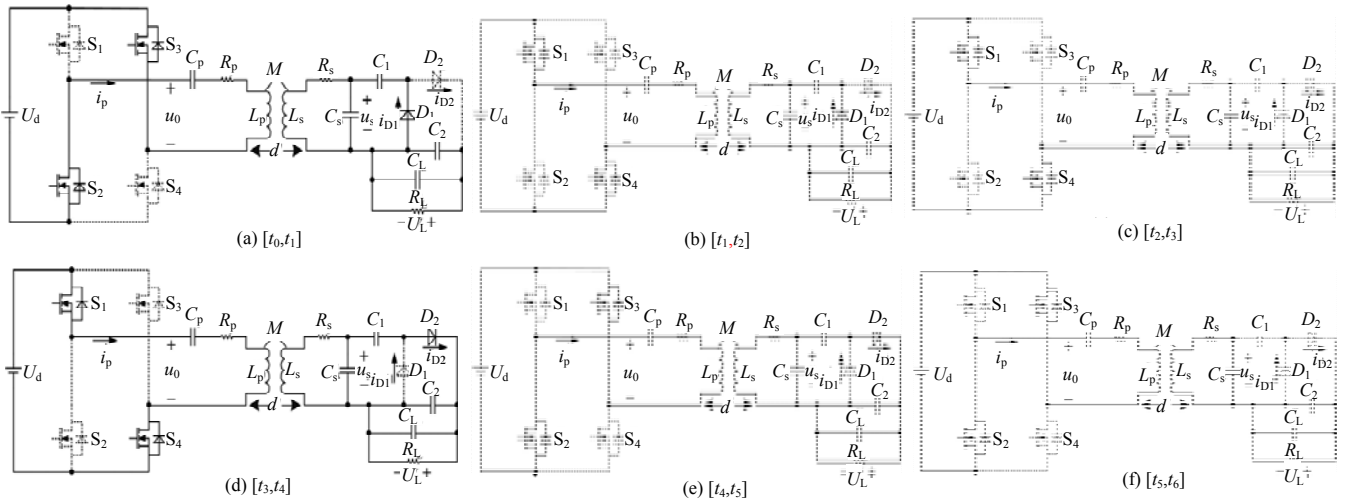


Fig.3 Equivalent circuit diagrams of different modes

图3 模式等效电路图

1) 开关模态 $[t_0, t_1]$ 。如图3(a)所示, t_0 时刻二极管 D_1 导通,开关管 S_2, S_3 导通,逆变电压 $u_0 = -U_d$ 。次级电压 u_s 接近负向最大值,二极管 D_2 关断。电容 C_1 充电,电容 C_2 向负载供电,电容电压缓慢下降。

2) 开关模态 $[t_1, t_2]$ 。如图3(b)所示, t_1 时刻,零电压开通开关管 S_1, S_4 ,零电流关断 S_2, S_3 ,逆变电压变为 $u_0 = U_d$ 。次级电压 u_s 由负向最大值逐渐减小,二极管 D_1 导通,导通电流逐渐减小,二极管 D_2 关断。电容 C_1 充电,电容 C_2 向负载供电,电容电压缓慢下降。

3) 开关模态 $[t_2, t_3]$ 。如图3(c)所示,在次级电压 u_s 为负向最大值处给 C_1 短暂充电后,随着 u_s 由最大值减小, D_1 开始承受反向电压, D_1, D_2 均截止。初级电流 i_p 先增大后减小,次级电压 u_s 逐渐由负变为正,电容 C_2 继续向负载供电,电容电压缓慢下降。

4) 开关模态 $[t_3, t_4]$ 。如图3(d)所示, t_3 时刻,二极管 D_2 导通,开关管 S_1, S_4 导通,逆变电压 $u_0 = U_d$ 。次级电压 u_s 接近正最大值,二极管 D_1 关断。次级输出和电容 C_1 给电容 C_2 充电,电容电压上升。

5) 开关模态 $[t_4, t_5]$ 。如图3(e)所示, t_4 时刻,零电压开通开关管 S_2, S_3 ,零电流关断 S_1, S_4 ,逆变电压变为 $u_0 = -U_d$ 。次级电压 u_s 由正向最大值逐渐减小,二极管 D_2 导通,导通电流逐渐减小,二极管 D_1 关断。次级输出和电容 C_1 给电容 C_2 充电,电容电压上升。

6) 开关模态 $[t_5, t_6]$ 。如图3(f)所示,开关管 S_2, S_3 导通,逆变电压为 $u_0 = -U_d$ 。在次级电压 u_s 为正向最大值处给 C_1 短暂充电后,随着 u_s 由最大值减小, D_2 开始承受反向电压, D_1, D_2 均截止。初级电流 i_p 负向先增大后减小,次级电压 u_s 逐渐由正变为负,电容 C_2 继续向负载供电,电容电压缓慢下降。

2 ICPT系统数学模型建立

2.1 倍压整流负载等效阻抗分析

图4为负载等效阻抗原理图。将松耦合变压器初级电压进行傅里叶变换,得到基波分量,根据基波分析法可求取负载等效阻抗 Z_{eq} ^[13-14]。

负载等效阻抗为:

$$Z_{eq} = \frac{1}{1/R_{eq} + j\omega C_{eq}} \quad (2)$$

可求得负载等效电阻、等效电容分别为:

$$\begin{cases} R_{eq} = \frac{k_{v(1)}^2 R_L}{2n^2} \\ C_{eq} = \frac{2n^2 C_s \tan|\varphi(1)|}{\omega R_L k_{v(1)}^2} - C_s \end{cases} \quad (3)$$

式中: $k_{v(1)}$ 为电压波形系数, $k_{v(1)}^2 = a_{v(1)}^2 + b_{v(1)}^2$, $a_{v(1)} = -\frac{2}{\pi} \left[\frac{\pi - \theta + 1/(2 \sin 2\theta)}{1 + \cos \theta} \right]$, $b_{v(1)} = \frac{2}{\pi} (1 - \cos \theta)$, θ 为倍压整流器导通角,

$\theta = 2 \arctan \sqrt{\frac{2\pi}{\omega C_s R_L}}$; $\varphi(1)$ 为次级线圈电流与 u_s 之间的夹角, $\varphi(1) = \arctan(a_{v(1)}/b_{v(1)})$; n 表示 n 倍压整流。

图5为负载等效电阻和负载等效电容与系统工作频率、次级补偿电容、负载电阻关系曲线。由图可知,当 $\omega C_s R_L > 40$ 时, $C_{eq}/C_s \approx 0$,此时负载等效电容 C_{eq} 相对于次级补偿电容可以忽略不计, $C_{eq} \approx 0$;当 $\omega C_s R_L > 10^4$ 时, $R_{eq}/R_L \approx 0.125$,此时负载等效电阻 $R_{eq} = 0.125 R_L$ 。

2.2 磁耦合机构数学模型及传输特性分析

图6为ICPT系统交流模型,为便于分析,用 C_s 表示 $C_s + C_{ep}$,其中 Z_f 为次级回路等效阻抗, Z_r 为次级折算到初级的反射阻抗, Z_l 为折算后的初级回路等效阻抗, k 为初、次级耦合系数,其值为 $k = M/\sqrt{L_p L_s}$ 。

由图可得次级回路等效阻抗 Z_f 为:

$$Z_f = j\omega L_s + R_s + \frac{1}{j\omega C_s + 1/R_{eq}} \quad (4)$$

为便于能量传输,次级回路应处于谐振状态,次级回路等效阻抗虚部为零,可得谐振频率为:

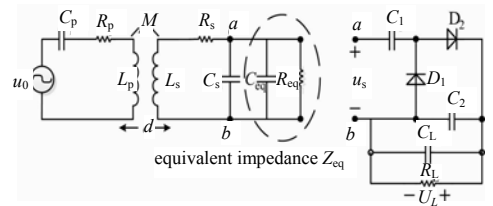


Fig.4 Diagram of load equivalent impedance
图4 负载等效阻抗原理图

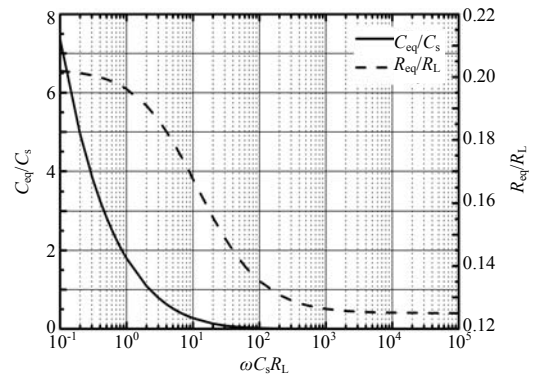


Fig.5 Equivalent load resistance and capacitance as functions of the $\omega C_s R_L$
图5 等效负载电阻、电容与 $\omega C_s R_L$ 关系

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{L_s C_s R_{eq}^2 - L_s^2}{L_s^2 C_s^2 R_{eq}^2}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \sqrt{1 - \frac{L_s}{C_s R_{eq}^2}} \quad (5)$$

由于该系统负载电阻为 $M\Omega$ 级, 次级补偿电容为几十 pF, 次级电感为几十 mH, 有 $L_s / C_s R_{eq}^2 \ll 1$, 所以 $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_s C_s}$ 。

图 6 中, 虚线框内为变压器电磁耦合机构电路拓扑, 其两端电感存在松耦合关系, 次级的阻抗特性在初级表现为反射阻抗, 可求得反射阻抗为:

$$Z_r = \omega^2 M^2 / Z_f \quad (6)$$

将次级折算到初级后, 初级回路等效阻抗为:

$$Z_t = \frac{1}{j\omega C_p} + R_p + j\omega L_p + Z_r \quad (7)$$

在 ICPT 系统中, 为了实现能量的高效传输, 初、次级都应工作在谐振状态, 且初、次级谐振频率相同, 此时也有 $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_s C_s}$, 从而可求得初级谐振补偿电容为:

$$C_p = \frac{1}{\omega_0^2 L_p - \omega_0^4 M^2 L_s / \left[R_s^2 + \omega_0^2 (L_s + C_s R_{eq} R_s)^2 \right]} \quad (8)$$

由图 6 和前面分析的结果, 可列出基尔霍夫电压方程为:

$$\begin{cases} I_p Z_p - j\omega M I_s = U_o \\ I_s Z_f - j\omega M I_p = 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中 Z_p 为初级回路阻抗, $Z_p = j\omega L_p + 1 / j\omega C_p + R_p$ 。

可求得, 初级电流 I_p 、次级电流 I_s 、负载等效电阻 R_{eq} 上的电压 U_s 分别为:

$$I_p = \frac{U_o}{Z_p + (\omega M)^2 / Z_f} \quad (10)$$

$$I_s = \frac{j\omega M U_o / Z_f}{Z_p + (\omega M)^2 / Z_f} \quad (11)$$

$$U_s = \frac{I_s R_{eq}}{j\omega C_s R_{eq} + 1} \quad (12)$$

将式(10)、(11)代入式(12), 不考虑倍压整流电路电容和二极管对负载电压的影响, 可得负载 R_L 上的电压为:

$$U_L = 2U_s = \frac{j2\omega M I_p R_{eq}}{\sqrt{R_{eq}^2 (1 - \omega^2 L_s C_s)^2 + \omega^2 L_s^2}} \quad (13)$$

由式(12)可知, 负载电压大小与松耦合变压器参数、等效负载电阻、工作频率等有关。对于一个给定的松耦合变压器, 其电感和分布电容是确定的, 在负载阻抗不变的情况下, 输出电压大小受工作频率和间隙距离的影响。

3 仿真分析

搭建了基于 ICPT 原理的高压变换器仿真系统, 主要分析工作频率 f 、耦合系数 k (对应间隙距离 d) 对系统电压传输特性的影响规律。变压器线圈的内径为 4.0 mm, 外径为 16.5 mm, 其中初级线圈厚度为 2.5 mm, 次级线圈厚度为 9.5 mm, 初级线圈匝数为 275, 次级线圈匝数为 1 700 匝。利用 ANSYS 电磁场分析软件, 可得松耦合变压器耦合系数 k 与间隙距离 d 的关系, 如图 7 所示。系统主要参数如下: $L_p = 710.99 \mu\text{H}$, $L_s = 22.25 \text{ mH}$, $R_p = 7.8 \Omega$, $R_s = 52.1 \Omega$, $C_p = 1.2 \text{ nF}$, $C_s = 37.2 \text{ pF}$ 。

固定负载电阻为 $3 \text{ M}\Omega$, 负载电容为 $0.47 \mu\text{F}$, 倍压整流电容为 $C_1 = C_2 = 680 \text{ pF}$, 改变耦合系数 k 和工作频率 f , 得到负载电压与耦合系数、工作频率的关系, 如图 8 所示。由图 8 可知: 在 $0.05 < k < 0.4$ 范围内, 发生了频率分叉的现象。对于一个给定的耦合系数, 负载电压随频率的变化存在 2 个极值点, 分别对应 2 个谐振频率点, 且随着耦合系数增大, 2 个谐振频率点相差越大。在 $95 \text{ kHz} < f < 300 \text{ kHz}$ 范围内, 对于一个给定的频率, 负载电压随着耦合系数的增大先增大后减小, 只有一个谐振点; 从图中可以看出, 对于 2 个谐振频率点, 其高频点随着耦合系数和频率的增大, 负载电压有所增加; 而低频点随着耦合系数的增大和频率的减小, 负载电压有所减小。在该系

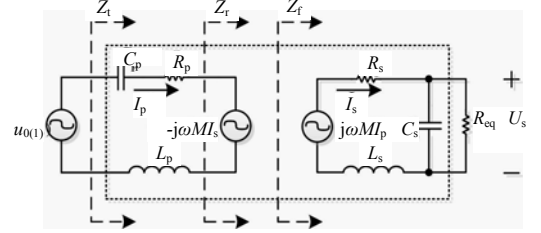


Fig.6 AC model of ICPT system
图 6 ICPT 系统交流模型

统下,可在 $0.05 < k < 0.4$ 范围调节得到稳定的负载电压值。

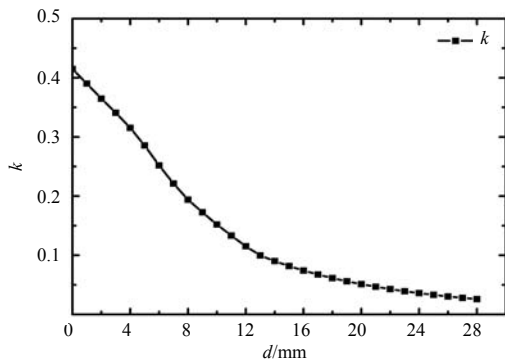


Fig.7 Relationship between coupling coefficient k and gap distance d
图 7 耦合系数 k 与间隙距离 d 的关系

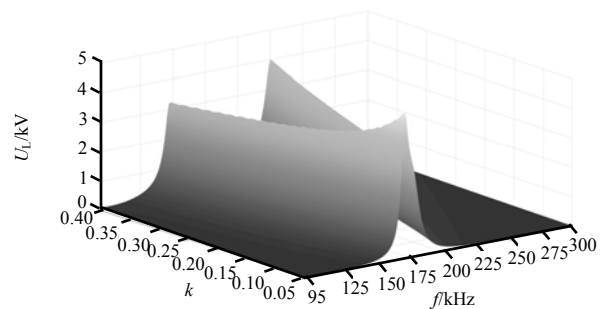


Fig.8 Relationship of load voltage with coupling coefficient and frequency
图 8 负载电压与耦合系数、工作频率变化关系

4 实验验证

为了验证上述系统的准确性及其电压传输特性,本文设计制作了一套基于 ICPT 原理的高压变换器充电系统,实验系统参数如表 1 所示。全桥高频逆变开关管采用 IRF540 型 MOSFET,采用 FPGA 和 IR2101 相结合控制开关管通断,次级采用二倍压电路整流。实验过程中,考虑到电路寄生电容的影响,初级补偿电容实际调整为 1 nF ,次级补偿电容实际调整为 25 pF 。

表 1 系统主要参数
Table1 Main parameters of system

parameter	primary inductance/ μH	primary compensated capacitance/ nF	secondary inductance/ mH	secondary compensated capacitance/ pF	mutual inductance/ mH	resonant frequency/ kHz	load resistance/ $\text{M}\Omega$	load capacitance/ μF
value	710.99	1.20	22.25	37.20	0.75	175.00	3.00	0.47

图 9 为实验电压电流波形,其输入直流源电压为 20 V ,工作间隙距离为 12.5 mm ,工作频率为 185 kHz ,负载电阻为 $3\text{ M}\Omega$,负载电容为 $0.47\text{ }\mu\text{F}$ 。 u_0 是逆变电压, i_p 是松耦合变压器初级绕组电流, u_p 是松耦合变压器初级电压, U_L 是系统输出负载电压。由图 9 可知,全桥高频逆变器输出电压近似方波电压,系统输出负载电压近似为直流,逆变电压与初级电流同相位,系统工作于谐振状态。此时负载电压为 3 440 V ,初级电流为 392 mA ,初级电压为 314 V 。

为分析该系统对环境和工作状态的适应能力,分别在改变间隙距离和改变工作频率的条件下进行实验。通过实验测得变压器间隙距离与耦合系数的变化关系,并与仿真分析结果进行比较,如图 10 所示。对比实验结果与仿真结果可知,二者基本一致,但实验结果曲线整体低于仿真结果,这是由于实验过程中变压器线圈之间粘贴了多层聚酰亚胺绝缘薄膜,导致所选取的 0 mm 并非绝对的 0 mm 。本文的变压器耦合系数较低,当间隙距离为 0 mm 时,耦合系数 k 约为 0.38 ;当间隙距离为 4.5 mm 时,耦合系数约为 0.30 ;当间隙距离为 12.5 mm 时,耦合系数约为 0.11 。

图 11 为不同间隙距离下负载电压与频率的变化关系。实验结果表明,实验与仿真结果基本一致,验证了理论推导的正确性。二者间隙距离为 12.5 mm 时,实验与仿真结果几乎一致;但在间隙距离为 4.5 mm 时,实验与仿真结果有一定的误差,最大偏移误差为左侧谐振频率点,实验为 155 kHz ,仿真为 150 kHz ,相差约为 3% ,产生误差主要由间隙距离较小时松耦合变压器初、次级分布电容变化引起的。从图中可以看出,在轻载状态下,系统工作状态会出现频率分裂,谐振频率偏离理论

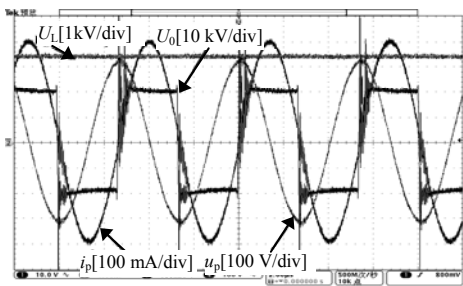


Fig.9 Experimental voltage and current waveforms when $d=12.5\text{ mm}$

图 9 间隙距离为 12.5 mm 时实验波形

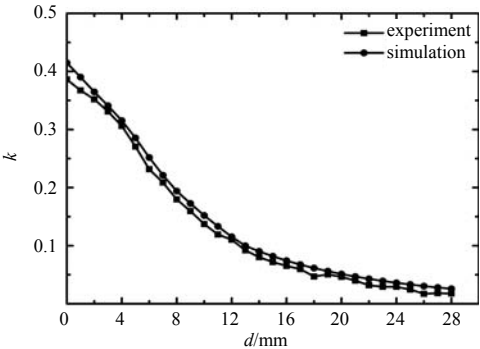


Fig.10 Relationship between coupling coefficient k and gap distance d

图 10 耦合系数 k 与间隙距离 d 的关系

计算的 175 kHz。间隙距离越小,耦合系数越大,频率分裂越严重;间隙距离越大,耦合系数越小,频率分裂现象有所减弱,并且间隙距离越大,两谐振频率点越靠近,与前面的仿真结果一致。另外,在不改变初、次级谐振补偿电容调谐的情况下,间隙距离发生变化时,通过改变工作频率也可以实现谐振。

图 12 为不同工作频率下负载电压与间隙距离的变化关系。实验表明,在频率分别为 150 kHz、175 kHz、200 kHz 时,对应的间隙距离下可以得到需要的负载电压值。当工作频率与设计频率相同时,可以在最远距离得到需要的负载电压值,但若要使系统工作于该频率下,只有在间隙距离很大,耦合系数很小时才能实现。但此时由于间隙距离过大,初、次级耦合系数很小,次级对初级影响很小,初级将处于接近自谐振状态,初级电流将会很大,在 175 kHz 时,初级电流可达 1.5 A,不利于系统的长期稳定工作。而在一定的频率范围内,当工作频率偏离系统设计频率时,在不同的间隙下也会有相应的最大输出电压,所以在此系统下可选择偏离设计频率工作。

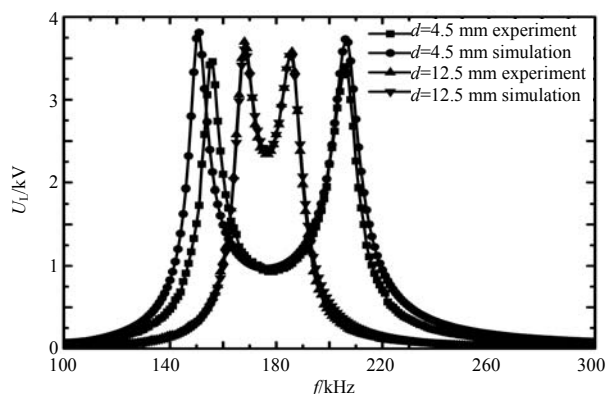


Fig.11 Relationship between load voltage and frequency under different gap distances

图 11 不同间隙距离下负载电压与频率的变化关系

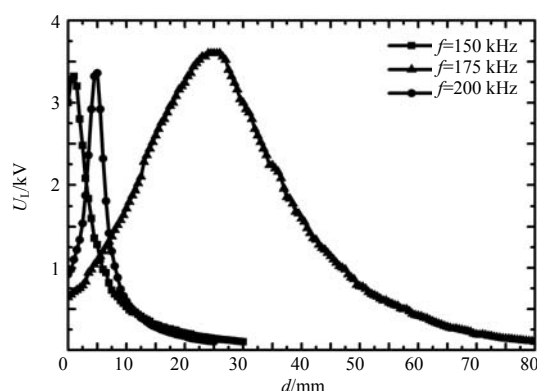


Fig.12 Relationship between load voltage and gap distance under different operating frequencies

图 12 不同工作频率下负载电压与间隙距离的变化关系

5 结论

本文提出了基于 ICPT 原理的串并补偿松耦合变压器与二倍压整流相结合的高压变换器电路拓扑结构,实现变换器的高电压增益;通过对变换器的原理进行详细分析,结合基波分析法,推导出倍压整流等效阻抗和输出电压的数学模型。最后设计完成了 20 V 输入、3 440 V 输出的实验样机,将变压器的间隙距离提升到了 12.5 mm。实验得到的结果与仿真基本吻合,表明采用 ICPT 技术能够有效提升磁隔离型高压变换器的间隙距离,实现高压变换器能量的无线化传输,为提升全电子引信系统中磁隔离型高压变换器能量传输安全性设计提供依据。

参考文献:

- [1] 史平君. 几种特殊领域应用的高压电源及脉冲电源[J]. 电力电子技术, 2014,48(12):18-21. (SHI Pingjun. High-voltage power supplies and pulse power supplies for special applications[J]. Power Electronics, 2014,48(12):18-21.) doi:10.3969/j.issn.1000-100X.2014.12.005s.
- [2] 李甲连,刘永利,党瑞荣. 引信全电子安全系统高压变换器的研究与设计[J]. 探测与控制学报, 1996(1):23-28. (LI Jialian, LIU Yongli, DANG Ruihong. Research and design of high voltage converters for fuze full electronic safety system[J]. Journal of Detection & Control, 1996(1):23-28.)
- [3] 张国栋,周东方,杨林川,等. 两级式高压电源变换器的设计与分析[J]. 真空科学与技术学报, 2013,33(5):419-425. (ZHANG Guodong, ZHOU Dongfang, YANG Linchuan, et al. Development of novel type of two-stage high voltage converter[J]. Chinese Journal of Vacuum Science and Technology, 2013,33(5):419-425.) doi:10.3969/j.issn.1672-7126.2013.05.05.
- [4] 章治国. 隔离型高增益正反激变换器拓扑与控制研究[D]. 重庆:重庆大学, 2015. (ZHANG Zhiguo. Research on topology and control for isolated high step-up forward-flyback converters[D]. Chongqing, China: Chongqing University, 2015.)
- [5] 单纯玉,孙大军,宋建中,等. 全桥 ZVS PWM 电容器充电变换器[J]. 高电压技术, 2007,33(3):159-162. (SHAN Chunyu, SUN Dajun, SONG Jianzhong, et al. Full bridge ZVS PWM capacitor converter[J]. High Voltage Engineering, 2007,33(3):159-162.) doi:10.3969/j.issn.1003-6520.2007.03.038.
- [6] 王雪飞,范鹏. 串并联谐振高压变换器的分析与设计[J]. 电力电子技术, 2008,42(9):55-57. (WANG Xuefei, FAN Peng. Analysis and design of high voltage series-parallel resonant converter[J]. Power Electronics, 2008,42(9):55-57.) doi:10.3969/j.issn.1000-100X.2008.09.022.

- [7] 范兴明,莫小勇,张鑫. 无线电能传输技术的研究现状与应用[J]. 中国电机工程学报, 2015,35(10):2584–2600. (FAN Xingming,MO Xiaoyong,ZHANG Xin. Research status and application of wireless power transmission technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2015,35(10):2584–2600.)
- [8] 张凯,潘孟春,翁飞兵,等. 感应耦合电能传输技术的研究现状与应用分析[J]. 电力电子技术, 2009,43(3):76–78. (ZHANG Kai,PAN Mengchun,WENG Feibing,et al. The study status quo and application analysis on the inductively coupled power transfer technology[J]. Power Electronics, 2009,43(3):76–78.) doi:10.3969/j.issn.1000–100X.2009.03.029.
- [9] 潘超,郑永健,王旭,等. 倍频 ICPT 系统松耦合变压器电磁耦合特性研究[J]. 电力电子技术, 2017(4):105–107. (PAN Chao,ZHEN Yongjian,WANG Xu,et al. Study on electromagnetic coupling characteristics of loose coupling transformer in frequency-doubled ICPT system[J]. Power Electronics, 2017(4):105–107.)
- [10] SAMPLE A P,MEYER D T,SMITH J R. Analysis,experimental results,and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011,58(2):544–554.
- [11] 曾孝平,王茂,于安宁,等. 基于磁耦合谐振的动态无线传能系统设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017,15(6):1014–1019. (ZENG Xiaoping,WANG Mao,YU Anning,et al. Design of dynamic wireless power transmission system based on magnetic resonance coupling[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017,15(6):1014–1019.) doi:10.11805/TKYDA201706.1014.
- [12] 修自任. 无线能量传输的非线性现象研究[D]. 成都:电子科技大学, 2015. (XIU Ziren. Study on nonlinear phenomena of wireless energy transmission[D]. Chengdu,China:University of Electronic Science and Technology of China, 2015.)
- [13] IVENSKY G,KATS A,BEN-YAAKOV S. A novel RC model of capacitive-loaded parallel and series-parallel resonant DC-DC converters[C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference. Saint Louis,MO,USA:IEEE, 1997:958–964.
- [14] 张治路. 高频高压电源关键技术研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2015. (ZHANG Zhilu. Key technology research on high frequency and high voltage power supply[D]. Xi'an,China:Xidian University, 2015.)

作者简介:



刘有彬(1991–),男,重庆市人,在读硕士研究生,主要研究方向为感应耦合式无线电能传输.email:1101044662@qq.com.

杜涛(1971–),男,四川省绵阳市人,硕士,研究员,主要研究方向为武器电子学.

施惠(1989–),男,江苏省南通市人,硕士,工程师,主要研究方向为高电压技术.

(上接第 702 页)

- [14] WU Gongxing,ZOU Jin,WAN Lei,et al. Design of the intelligence motion control system for the high-speed USV[C]// Intelligent Computation Technology and Automation. Changsha,China:IEEE, 2009.
- [15] RENTZOW Erik,DEWITZ Detlef,KUROWSKI Martin,et al. Design and automation of an ocean-going autonomously acting USV[C]// Oceans 2015–Genova. Genova:IEEE, 2015. doi:10.1109/OCEANS–Genova.2015.7271430.

作者简介:



赵苗(1983–),男,哈尔滨市人,硕士,主要研究方向为无人平台研究.email:zhaoz@cetcocean.com.

冯文川(1990–),男,北京市人,硕士,主要研究方向为信息系统集成.