

# 基于 LLC 谐振变换器的无线能量传输电源研究

徐小薇，林鹏，曾繁宸，朱国荣

(武汉理工大学自动化学院，湖北省 武汉市 430070)

## Research on Wireless Energy Transmission Charging Power Supply Based on LLC Resonant Converter

XU Xiao-wei, LIN Peng, ZENG Fan-chen, ZHU Guo-rong

(School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, Hubei Province, China)

中图分类号：TN86 文献标识码：B 文章编号：1606-7517(2016)04-6-126

**摘要：**本文针对将松耦合变压器和全耦合变压器应用于 LLC 谐振变换器的差异，导致谐振参数变化和工作区域偏离的问题，提出了基于二端口网络函数的变压器等效建模方法，并通过 FHA 分析含有松耦合变压器的 LLC 谐振变换器工作特性和实现 ZVS 和 ZCS 的条件，最后通过仿真验证 LLC 谐振变换器用于感应耦合能量传输的可行性和提出的基于二端口网络函数的等效建模方法的正确性。

**关键词：**LLC 谐振，感应耦合能量传输，二端口网络

## 1 引言

近年来，无线能量传输在人体医疗设备，电子产品等领域得到广泛地关注。无线充电避免了接口的裸露和插拔电源引起的电火花和碳积等安全隐患，具有极大的研究价值和良好的商业前景。LLC 谐振变换器具有效率高、功率密度大的优点，而且控制灵活，适用于宽输入输出范围的中小功率场合。将 LLC 谐振变换器用于感应耦合式无线能量传输，变压器原边和副边无接触，通过实现原边开关管的 ZVS 以及副边整流二极管的 ZCS，可提高变换器效率，有利于提升功率密度、降低磁性元件的成本。

国内外对传统的 LLC 谐振变换器做了大量研究工作。文献[1]分析了实现 ZVS 和 ZCS 的区域，详细介绍了变压器副边电流断续时变换器的工作特性，变换器效率达 93%。文献[2]通过基频近似分析方法(FHA)介绍了宽输入电压范围、高功率密度变换器的设计方法，并分析了变换器的损耗。文献[3]提出了 LLC 谐振变换器的混合控制策略，结合变频控制和移相控制的优点，实现宽输入范围内 ZVS 和 ZCS。文献[4]通过细致的 FHA 分析，分析了实现 ZVS 条件并提供一套参数设计流程。传统的 LLC 谐振变换器一般假设变

压器为完全耦合，不考虑原边和副边漏感，谐振电感完全由外加电感提供。而在感应耦合式电源中，随着变压器耦合系数下降，原副边漏感不能忽略，可能会影响变换器增益甚至恶化开关管实现 ZVS 的条件。

文献[5]研究基于 LLC 拓扑的无线充电系统，用于人体医疗设备供电装置，实现了功率为 1W 的能量传输。LLC 谐振变换器的变压器和谐振电感可以通过磁集成减小其体积，实现扁平化设计，适合植入手内。文中介绍了绕制的平面型松耦合变压器，然而并没有对松耦合变压器与传统变压器的差异进行对比研究，也没有讨论变压器漏感对变换器实际谐振参数的影响。文献[6]主要研究用于无线充电的 LLC 谐振变换器的功率密度，由于该松耦合变压器耦合系数高达 0.98，并没有充分考虑松耦合变压器漏感的影响。松耦合变压器原副边漏感可能参与谐振，其存在改变了 LLC 谐振变换器的实际谐振参数，比如充当谐振电感的一部分，设计中若充分考虑此影响，减小外加谐振电感大小，可以提高变换器功率密度。文献[7]介绍了松耦合变压器的等效模型，进行了 FHA 分析和参数设计，然而并未证明这种等效方法的理论依据。文献[8]采用 KVL 对松耦合变压器模型进行等效和分析，等效结果较为准确，但等效方法略为复杂。

本文提出基于二端口网络函数方法，对松耦合变压器的漏感模型进行等效建模。并在此模型基础上对含松耦合变压器的 LLC 谐振变换器进行 FHA 分析，得到宽负载范围 ZVS 实现条件。并通过仿真验证该等效建模方法的正确性和 LLC 谐振变换器用于感应耦合能量传输的可行

性。

## 2 基于松耦合变压器等效模型的半桥 LLC 谐振变换器 FHA 分析

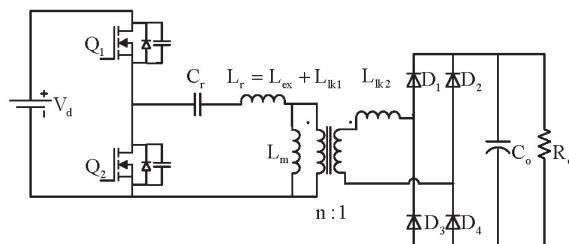


图 1 半桥 LLC 谐振变换器主电路

图 1 是半桥 LLC 谐振变换器主电路，其中， $V_d$  是直流输入电压， $Q_1$  和  $Q_2$  分别是上下开关管，谐振槽中， $C_r$  是谐振电容， $L_r$  是谐振电感，包括变压器的原边漏感  $L_{ik1}$  和外加电感  $L_{ex}$ ， $L_m$  是变压器励磁电感，T 是匝比为  $n:1$  的理想变压器， $L_{ik2}$  是变压器副边漏感， $D_1-D_4$  是整流二极管， $C_o$  是滤波电容， $R_o$  是负载。变压器原副边绕组分开绕在两个磁芯上，构成松散耦合变压器，实现电能的无线传输。图 1 中各设计参数在表 1 中列出。

表 1 LLC 谐振变换器参数

变量	设计值
$V_d$	300V
$f_s$	135kHz
$C_r$	33nF
$L_r$	25.3μH
$L_{ex}$	10.3μH
$k$	0.9
$n$	1
$L_m$	135μH
$L_{ik1}$	15μH
$L_{ik2}$	15μH

图 1 与传统的 LLC 谐振变换器最大区别是变压器模型不同。图 2 是松耦合变压器的漏感模型， $L_{ik1}$  是原边漏感， $L_{ik2}$  是副边漏感， $L_m$  是励磁电感，理想变压器变比为  $n:1$ ，耦合系数为  $k$ 。各参数之间的关系是： $L_{ik1} = (1-k)L_1$ ， $L_{ik2} = (1-k)L_2$ ， $L_m = kL_1$ ，其中， $L_1$ 、 $L_2$  分别是原副边自感， $L_1 = n^2 L_2$ 。图 3 是一种将副边电感等效到原边的变压器模型， $L_n$  不再是原边漏感， $L_p$  也不等于

励磁电感  $L_m$ ，等效的变压器变比为  $n_e:1$ 。为便于分析，LLC 谐振变换器中使用此模型，电感  $L_r$  可以与外加电感一起构成谐振电感。

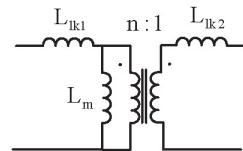


图 2 松耦合变压器漏感模型

图 2 和图 3 的模型可以看作无源二端口，下面通过计算二端口网络函数，将图 2 的松耦合变压器模型等效为图 3 中的仅含两个电感的模型。首先将二次侧开路同时一次侧加电流源，得到  $\dot{Z}_{11}$  和  $\dot{Z}_{21}$ ，然后将一次侧开路同时二次侧加电流源，得到  $\dot{Z}_{22}$ 。图 2 模型的开路阻抗参数如下：

$$\begin{aligned}\dot{Z}_{11} &= \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} = j\omega(L_{ik1} + L_m) = j\omega L_1 \\ \dot{Z}_{21} &= \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} = \frac{j\omega L_m}{n} = j\omega M \\ \dot{Z}_{22} &= \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} = j\omega(L_{ik2} + \frac{L_m}{n^2}) = j\omega L_2\end{aligned}\quad (1)$$

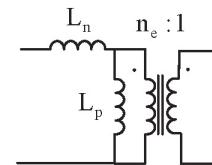


图 3 等效的变压器模型

同样的方法可得图 3 模型的开路阻抗参数如下：

$$\begin{aligned}\dot{Z}'_{11} &= \left. \frac{\dot{U}_1'}{\dot{I}_1'} \right|_{\dot{I}_2=0} = j\omega(L_n + L_p) \\ \dot{Z}'_{21} &= \left. \frac{\dot{U}_2'}{\dot{I}_1'} \right|_{\dot{I}_2=0} = \frac{j\omega L_p}{n_e} \\ \dot{Z}'_{22} &= \left. \frac{\dot{U}_2'}{\dot{I}_2'} \right|_{\dot{I}_1=0} = j\omega \frac{L_p}{n_e^2}\end{aligned}\quad (2)$$

对比(1)和(2)两组表达式，可以求出等效模型中的参数为：

$$\begin{aligned}n_e &= kn \\ L_p &= k^2 L_1 \\ L_n &= (1 - k^2) L_1\end{aligned}\quad (3)$$

这说明变压器的副边漏感可以完全等效到原边漏感和励磁电感之中从而形成了新的变压器模型，也就是说含副边漏感的松耦合变压器可以等效为另一套变比、励磁电感和原边漏感参数的变压器模型，而不影响任何负载下的电压增益和输入阻抗。在此基础上含松耦合变压器的 LLC 谐振变换器就可以等效为图 4 的电路。此电路可以按照和传统全耦合变压器的 LLC 谐振变换器同样的方法来分析。根据表 1 中的参数得出等效的变压器参数列在表 2 中。

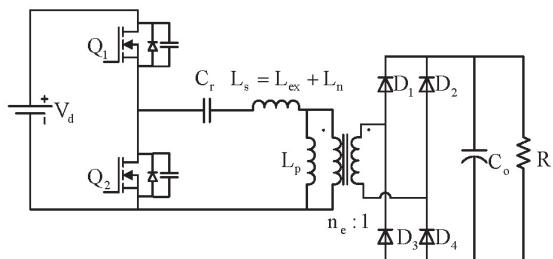


图 4 采用等效变压器模型的半桥 LLC 谐振变换器  
表 2 含等效变压器模型的 LLC 谐振变换器参数

变量	设计值
$V_d$	300V
$f_s$	135kHz
$C_r$	33nF
$L_n$	28.5μH
$L_{ex}$	10.3μH
$L_s$	38.8μH
$n_e$	0.9
$L_p$	121.5μH

本文采用基频分量近似法 (FHA) 对 LLC 谐振变换器模型进行稳态分析，可以得到电压增益特性和阻抗角特性，从而定量分析这些特性与电感值，频率，负载的变化规律，为参数设计提供依据。忽略开关频率以上的高次谐波分量，只考虑通过谐振电感电流的基频分量，近似看作开关频率的正弦量，因此可以将谐振槽等效为一个正弦交流电流源。忽略两开关管死区时间，开关网络输出到谐振槽的电压为占空比 50% 方波，由于谐振电容兼有隔直作用，开关网络输出电压中的直流分量不能流入谐振槽，因此谐振槽输入电压可以只考虑基频分量，将这个幅值为  $V_d$  的方波电压  $v_{ac}$  傅里叶级数分解后忽略直流分量和高频分量，只考虑开关频率的基波分量得到：

$$v_{ac1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{2} \sin(\omega t) \quad (4)$$

谐振槽的输入电压和电流相角差为  $\varphi$ ，通过谐振电感的谐振电流：

$$i_r(t) = \sqrt{2}I_r \sin(\omega t - \varphi) \quad (5)$$

其中， $I_r$  为谐振电流幅值。LLC 变换器在工作中，流经励磁电感的电流很小，流经变压器原边电流与谐振电流近似同频率同相位，则变压器副边电流也是与谐振电流同频率同相位的正弦波，即：

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_s \sin(\omega t - \varphi) \quad (6)$$

其中， $I_s$  为副边电流幅值。由于变压器副边绕组电压大部分时间被变换器输出电压  $V_o$  矜位，是幅值为  $V_o$  的交流方波，并且整流桥输入的电压和电流同频同相，是开关频率的正弦波。只考虑变压器副边绕组电压即整流桥输入电压的基波，可表示为：

$$v_s = \frac{4}{\pi}V_o \sin(\omega t - \varphi) \quad (7)$$

由输出滤波电容的安秒平衡原理，在一个周期内整流桥输出电流  $|i_s(t)|$  的平均值等于负载电流  $I_o$ ，即：

$$2\pi \cdot I_o = 2 \int_0^\pi \sqrt{2}I_s \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) \quad (8)$$

由(8)可解出  $I_s$  与  $I_o$  的关系：

$$I_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_s \quad (9)$$

由功率守恒  $I_s^2 \cdot R_{eq} = I_o^2 R_o$ ，因此可得，等效交流电阻值为：

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_o \quad (10)$$

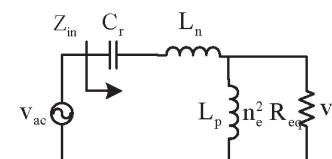


图 5 含等效变压器模型的 FHA 电路

将交流负载按等效变压器模型的变比折算到原边，得到 LLC 谐振变换器的电路模型如图 5 所示。根据图 5 可以得到输出对谐振网络输入的电压传递函数为：

$$\frac{v_{eq}(j\omega)}{v_{ac1}(j\omega)} = \frac{(j\omega L_p) \square (n_e^2 R_{eq})}{(j\omega L_m) \square (n_e^2 R_{eq}) + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_r}} \quad (11)$$

LLC 谐振变换器的电压增益即为:

$$M = \left| \frac{v_{eq}(j\omega)}{v_{ac1}(j\omega)} \right| \quad (12)$$

从谐振网络看进去的输入阻抗为:

$$Z_{in} = (j\omega L_p) \square (n_e^2 R_{eq}) + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_r} \quad (13)$$

阻抗角为:

$$\theta = \arctan \frac{\text{Im}(Z_{in})}{\text{Re}(Z_{in})} \quad (14)$$

为了定量分析, 图 5 中各参数按表 2 选取。根据式(11)-(14)利用 MATLAB 绘制在 12% 到 120% 额定负载范围内变化时电压增益 M 和阻抗角与频率的关系曲线如图 6。

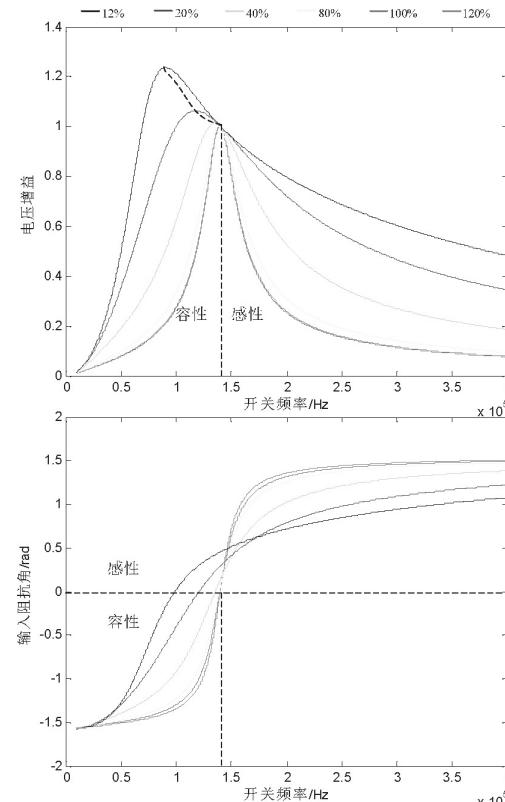


图 6 含等效变压器模型的变换器电压增益和阻抗角曲线

从图 6 中可得到: (1)对于某一个负载, 电压增益最大频率点就是输入阻抗纯阻性点; (2)负载越重时, 输入阻抗呈感性的频率范围越小, 即 ZVS 的实现条件越苛刻。这些特性和传统的用全耦合变压器的 LLC 谐振变换器是一致的。

和传统的 LLC 谐振变换器不同的是, 在传统的 LLC 谐振变换器中, 电压增益为 1 的频率是谐振电感和谐振电容的谐振频率, 这一谐振频率是确定变换器工作区域的重要参数, 是副边电流连续与断续的临界频率, 是 ZVS 和 ZCS 区域的分界点。图 6 中这一频率并不是实际谐振电感  $L_r$  和谐振电容  $C_r$  的谐振频率, 而是等效模型中  $L_n$  和谐振电容  $C_r$  的谐振频率。这说明采用松耦合变压器的 LLC 谐振变换器电压增益和输入阻抗特性发生改变, 而采用上述二端口网络等效方法后可以将等效参数  $L_n$  和  $L_p$  看作全耦合变压器中的谐振电感和励磁电感来进行分析。

等效电路中谐振电感  $L_s$  由外加电感  $L_{ex}$  和  $L_n$  串联得到, 谐振电感和谐振电容决定一个谐振频率:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_r}} \quad (15)$$

在  $L_p$  参与谐振时, 谐振频率为:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_s + L_p) \cdot C_r}} \quad (16)$$

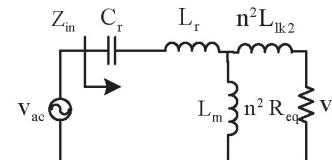


图 7 含松耦合变压器模型的 FHA 电路

为了验证松耦合变压器等效模型的正确性, 对原松耦合变压器模型进行分析, 原模型如图 2 所示。输出对谐振网络输入的电压传递函数为:

$$\frac{v_{eq}(j\omega)}{v_{ac1}(j\omega)} = \frac{(j\omega L_m) \square (j\omega n^2 L_{ik2} + n^2 R_{eq})}{(j\omega L_m) \square (j\omega n^2 L_{ik2} + n^2 R_{eq}) + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} \cdot \frac{n^2 R_{eq}}{j\omega n^2 L_{ik2} + n^2 R_{eq}} \quad (17)$$

从谐振网络看进去的输入阻抗为:

$$Z_{in} = (j\omega L_m) \square (j\omega n^2 L_{ik2} + n^2 R_{eq}) + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} \quad (18)$$

图 7 中各参数按表 1 选取。根据式(17)-(18)利用 MATLAB 绘制在 12% 到 120% 额定负载范围内变化时电压增益 M 和阻抗角  $\theta$  与频率的关系曲线

如图 8 所示。对比图 8 与图 6 发现变压器等效过程前后变换器的电压增益和输入阻抗都是完全一致的，即替换由变压器构成的二端口网络无论是对开关网络和外部谐振元件还是对整流桥和负载都没有影响，验证了所提出的基于二端口网络函数的松耦合变压器等效方法的正确性。

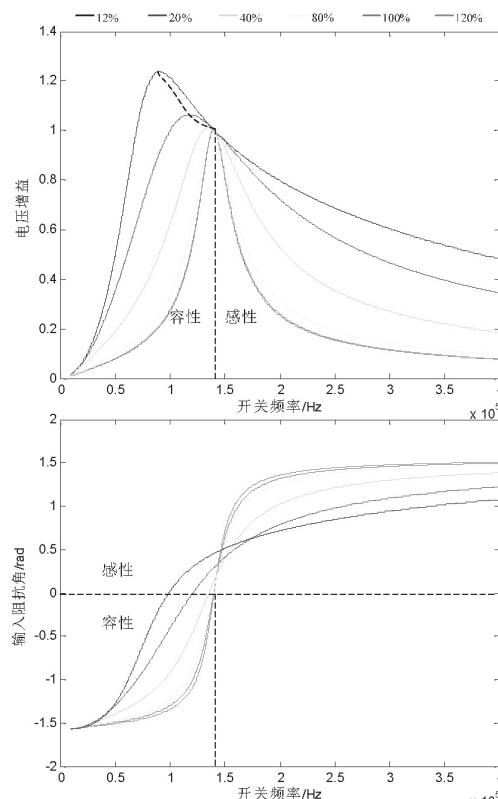


图 8 含松耦合变压器的变换器电压增益和阻抗角曲线

### 3 实现 ZVS 与 ZCS 的条件

实现 ZVS 的必要条件是从开关网络向负载看去的输入阻抗呈感性，这样开关管的电压超前电流，因此在电压下降为零一段时间之后，电流过零变正，开关管 ZVS 导通，在电流过零之前，由开关管的体二极管续流。基于前面的分析和 MATLAB 计算得到负载越重时，输入阻抗的临界频率越高，越接近谐振电感和谐振电容的谐振频率  $f_r$ ，极端情况是负载短路时，输入阻抗只有谐振电容和电感，此时要实现 ZVS，只有开关频率  $f_s$  大于谐振频率  $f_r$ 。若要变换器工作在  $f_m < f_s < f_r$  区域，必须限制负载上限值，负载越重，实现 ZVS 的临界频率越趋近谐振频率  $f_r$ 。

$$Z_{in} = (j\omega L_p) \square (n_e^2 R_{eq}) + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_r} \quad (19)$$

令  $f_n = \frac{2\pi\omega}{f_r}$ ,  $L_k = \frac{L_p}{L_s}$ , 谐振电路品质因数

$Q = \frac{\sqrt{L_s/C_r}}{n_e^2 R_{eq}}$ , 对(19)式作归一化计算得到:

$$Z_{in} = \sqrt{\frac{L_s}{C_r}} \cdot \left( \frac{1}{jf_n} + jf_n + \frac{jf_n L_k}{1 + jf_n L_k Q} \right) \quad (20)$$

令等式(17)中  $Z_{in}$  为纯阻性，有:

$$Q_o = \sqrt{\frac{1}{L_k(1 - f_n^2)} - \frac{1}{L_k^2 f_n^2}} \quad (21)$$

$Q_o$  是输入阻抗容性和感性的临界品质因数，为了保证 ZVS 实现，实际品质因数必须满足  $Q < Q_o$ ，即:

$$R_{eq} > \frac{2\pi L_p}{n_e^2} \sqrt{\frac{1 - f_n^2}{(1 + L_k) f_n^2 - 1}} \quad (22)$$

当变压器，谐振参数都完成设计，不等式(22)描述的是为了实现 ZVS 所带最重负载和最小开关频率的关系，当负载更重，相应的也需要更高的频率才能满足实现 ZVS 的条件。

实现 ZCS 的必要条件是变压器副边电流断续，这样才会在谐振电流自然谐振到与励磁电感相等时，一对整流二极管自然关断，此后的一段时间内励磁电感参与谐振，在此期间变压器副边没有电流流过，消除了整流二极管关断过程的反向恢复损耗。为了变压器副边电流断续，开关周期必须大于  $C_r$  和  $L_s$  的自然谐振周期，即:

$$f_s < f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_r}} \quad (23)$$

综合 ZVS 的条件(22)和 ZCS 的条件(23)，开关频率可以选取一个接近谐振频率  $f_r$  的值。这样不仅可以降低功率器件上的损耗，达到高效率工作点，而且开环电压增益接近 1，无需闭环控制即可满足恒压场合的应用，进一步降低装置成本，增大装置功率密度，适合无线充电电源中的应用。

### 4 仿真验证

为了验证前面的理论分析计算，本文通过搭

建 PSIM 仿真模型验证设计的可行性。电路工作频率接近谐振频率  $f_r$ , 理论上开环时具有良好的恒压特性。开环仿真模型中变压器和各谐振元件参数均按照表 1 进行设置。图 9 分开示出了开关管  $Q_2$  的漏源级电压和驱动电压、整流二极管电流和流经谐振电感的电流波形。从图中可以看到:

- (1) 开关管  $Q_2$  漏源级电压降为零一段时间以后才有相应的驱动电压,  $Q_2$  ZVS 开通; (2) 整流二极管电流是随原边谐振电流自然谐振到零, 变压器副边电流是断续的, 保证了二极管 ZCS 关断; (3) 谐振电流  $i_r$  是包含高次谐波的正弦量, 在变压器绕组电压被输出箝位时,  $i_r$  自然谐振, 当变压器副边电流断续期间, 励磁电感参与谐振, 谐振周期变大,  $i_r$  几乎不变。图 10 是从 50% 额定负载切换到额定负载过程中的输出电压和输出电流波形。可以看到开环电路具有良好的恒压特性。

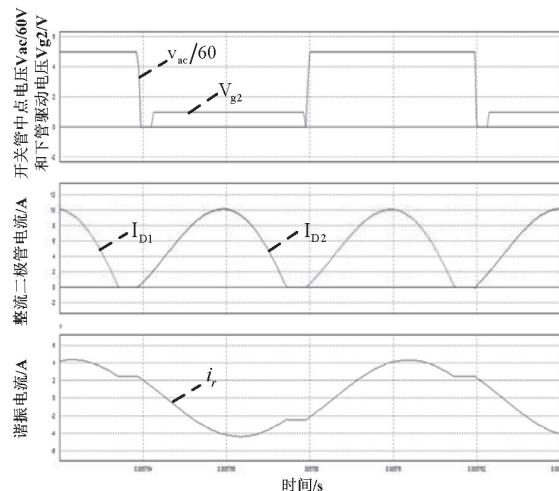


图 9 稳态工作关键仿真波形

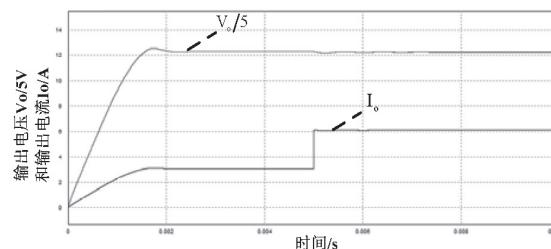


图 10 开环切换负载输出波形

## 5 结论

本文论证了 LLC 谐振变换器用于感应耦合式能量传输应用场合的可行性。在手机, 无线鼠

标, 电动自行车等中小功率无线充电中都可以获得应用。由于松耦合变压器区别于传统变压器的特性, 在设计谐振参数上有所不同, 本文主要完成了以下工作:

- (1) 通过二端口网络方法将松耦合变压器模型等效为仅含原边漏感的变压器, 在设计时首先将变压器作等效计算, 再按等效后的模型计算谐振参数即可;
- (2) 通过 FHA 分析验证了模型的正确性, 总结了电压增益与输入阻抗和负载、开关频率的关系;
- (3) 在等效变压器模型基础上推导了实现 ZVS 的条件, 选取了最佳工作频率点, 以实现开环条件下良好的恒压特性以及开关管 ZVS 和二极管的 ZCS。

## 参考文献

- [1] Bo Yang, Fred C Lee. LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion[C]. IEEE APEC, Dallas, Texas, 2002.
- [2] 方宇, 徐德鸿, 张艳军. 高功率密度 LLC 谐振变换器的研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(8): 16-18.
- [3] 李菊, 阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 72-79.
- [4] De Simone S, Adragna C, Spini C. Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA[C]. IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Taormina, Italy, 2006.
- [5] Chan T S, Chen C L. LLC resonant converter for wireless energy transmission system with PLL control[C]. IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies(ICSET), Singapore, 2008.
- [6] Hayashi Y, Toyoda H, Ise T, et al. Contactless DC connector based on GaN LLC converter for next generation data centers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015: 1560 - 1566.
- [7] Yang Y R. A contactless charger with LLC tank and microcontroller[C]. Industrial Electronics Conference of IEEE(IECON), Porto Portugal, 2009.
- [8] Cong Zheng, Baifeng Chen, Lanhua Zhang, et al. Design Considerations of LLC Resonant Converter for Contactless Laptop Charger[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) Charlotte, North Carolina, 2015.