附件2

论文题目[[1]](#footnote-1)

——论文副标题

（题目居中，三号黑体，文头顶空一行，段后空0.5行，如有副标题，另起一行，小三黑体）

作 者1,2,作 者3

（小三号楷体\_GB2312，居中排，两字姓名中间空一全角格，作者之间用逗号区分，段后空0.5行）

（1.单位名称，省市 邮编；2.单位名称，省市 邮编；3.单位名称，省市 邮编）

（ 按省名、城市名、邮编顺序排列，五号宋体，居中排，全部内容置于括号之中。作者单位与省市名之间用逗号，城市名与邮编之间空一全角格。作者单位多于一个在作者姓名处用上角标注。段前空0.5行、段后空1行）

摘要：（“摘要”二字小五号黑体；内容小五号宋体，不少于200字。摘要须反映全文中心内容，内容应包括目的、过程及方法、结论。要求论述简明、逻辑性强、尽量用短句。段前段后各空0.5行）

关键词：词1；词2；词3（需列出3～5个。“关键词”三字小五号黑体，其他小五号宋体，第1个关键词应为二级学科名称，学科分类标准执行国家标准(GB/T13745－92)，中文关键词之间用分号。段前空0.5行、段后空1行）

——**Subtitle in English**

（英文字体均使用Times New Roman字体。题目三号字、加粗、居中,副标题另起一行，小三加粗）

First Author1,2，Second Author3

（作者姓名用四号字体、居中排，多位作者之间用逗号区分，人名的英文写法，姓大写，名首字母大写，中间不加连字符）

1. Name of workplace, City, Postcode ,China；2. Name of workplace, City, Postcode ,China；3. Name of workplace, City, Postcode, China)

（作者单位及通讯地址用五号字体、居中排，全部内容置于括号之中，段后空一行）

**Abstract:** （摘要，“Abstract”一词五号加粗，内容五号字体，不少于200个词）

**Keywords:**word1, word2, word3 (should be between 3 to 5 words) （关键词，“Keywords”一词五号加粗，内容五号字体,关键词之间用逗号隔开）

（正文之前的所有内容左右各缩进2字符）

作者单位与摘要之间、关键词与正文之间分别空一行。

# 单击此处输入标题（一级标题宋体、加粗、四号，段前段后各空0.5行）

论文要求主题明确、数据可靠、逻辑严密、文字精炼，遵守我国著作权法。

## 单击此处输入标题（二级标题宋体、加粗、小四号，段前段后各空0.5行）

题名应恰当简明地反映文章的特定内容，不宜使用非公知的缩略词、首字母缩写字符、代号等，也不能将原形词和缩略词同时列出；一般不用副题名。

### 单击此处输入标题（三级标题宋体、加粗、五号，段前段后各空0.5行）

（注：当两级标题在一起时，将两级标题看成一体，两级标题间不空行，上面（上级标题）前空0.5行，下面（下级标题）后空0.5行。）

下接正文。

参考文献

**（“参考文献”四字作为标题，五号黑体，居中，段前段后各空0.5行）**

1. 作者1，作者2，作者3，等. 期刊论文题名[J]. 刊名，出版年份，卷（期）：起-止页码.
2. 作者. 书名[M]. 版本，出版地：出版者，出版年：起-止页码.

（参考文献内容用小五号宋体）

**（责任编辑 \*\*\*，\*\*\*）**

（责编为小五号楷体\_GB2312加粗，居右，“责任编辑”与编辑姓名间空2个字符，段前空1行；多名责编中间用逗号隔开）

谐振式无线电能传输系统损耗模型[[2]](#footnote-2)

王智慧，吕 潇, 孙 跃，苏玉刚

（重庆大学自动化学院，重庆 400030）

摘要：针对无线电能传输系统损耗的量化计算问题，本文以电流型谐振式无线电能传输系统为例，对其损耗进行了完整的分析与计算。考虑了电流型全桥谐振变换器开关管的旁路二极管和谐振回路带来的环流影响，使得建立的逆变器的损耗模型更为精确。该模型还充分考虑了高频效应带来的影响，给出了耦合机构的高频内阻计算公式。实验结果验证了模型的正确性和有效性。通过该模型可得到系统损耗的主要组成部分及主要决定因素，对无线电能传输系统的设计与改进具有重要的参考意义。

关键词：电力电子；无线电能传输；全桥谐振变换器；损耗模型

**Modeling of Power Loss in Resonant Wireless Power Transfer System**

WANG Zhihui，LV Xiao，SUN Yue，SU Yugang

(College of Automation Chongqing university, Chongqing, 400030 ,China)

**Abstract:** Focusing on the power loss calculating problem in wireless power transfer system, a systematic way for analysing and calculating all the losses is presented in the case of current-fed resonant wireless power transfer system. In traditional analytical method the switching loss of IGBT has always be analyzed under the ideal condition. In fact, all components of resonant inverter are not ideal and the switching processes of them are interrelated thoroughly. So more accurate analyze result can be gained when influence of IGBT’s by pass diode and resonant circuit during switching process is considered. The high frequency effect is also taken into account in coils whose internal AC resistance is presented. The experimental results were in accord with analytic results of the presented model which can be known the determiner in power loss and provides reference value for improving the system.

**Keywords:** power electronics, wireless power transfer, full bridge resonant inverter, power loss model

随着人类对电能无线传输的需求日益增长，谐振式无线电能传输技术近年来成为学术界的研究热点。作为一个电源系统，效率一直是无线电能传输技术研究的重点，而目前的文献只集中在定性分析系统损 耗[1-2]，缺乏对系统损耗的量化分析，尤其对于一些常用的激励源变换器的损耗计算，线圈的高频等效内阻计算都比较缺乏。

目前，对开关器件的损耗分析[4-6]已有了较深入的分析，并提出了一系列的量化计算方法，而对于谐振变换器中开关器件的损耗分析还比较少，尤其对于无线电能传输系统，其负载和互感的变化使系统工况经常变化，使得开关器件的电流也是变化的，甚至有反向电流的存在。在电磁耦合机构的损耗计算方面，常忽略由趋肤效应引起的交流内阻，而实际情况是，随着频率的提高，系统电磁耦合机构的铜损将明显增加，甚至严重影响系统的效率。

本文以电流型全桥谐振变换拓扑为对象，考虑了谐振变换器中开关管旁路二极管和谐振回路带来的环流影响，给出了工作频率与电磁耦合机构交流内阻的关系，量化分析了无线电能传输系统的各部分损耗。最后搭建实验平台进行了实验验证。

**1 电流型谐振式无线电能传输系统结构**

电流型全桥变换器由于低电磁污染（EMI）、低开关损耗、柔性状态切换等特点，广泛应用于无线电能传输系统。典型的电流型无线电能传输系统如图1所示，整个系统分为初级和次级2大部分。



图1 电流型谐振式无线电能传输系统结构

在初级部分，直流电源*E*dc作为输入与直流电感*L*dc一起构成准电流源。4个开关管构成全桥逆变网络。能量发射线圈机构*L*p与谐振电容*C*p构成的并联谐振网络具有限流能力强，短路保护可靠性高等特点。在次级部分，能量拾取线圈机构*Ls*与谐振电容*C*s构成串联谐振接收网络来保证系统具有较大的输出功率和较好的恒频恒压特性[7]。对于该类系统的控制方法是使对角线上的两对开关管互补切换，其切换的条件是由谐振电容*C*p两端电压过零点来决定。由图1可知，该系统的损耗主要有逆变器损耗，耦合机构铜损耗和高频整流器损耗。

**2 无线电能传输系统损耗模型**

**2.1 逆变器损耗模型**

虽然初级变换器工作在ZVS状态，理想条件下开关损耗应该为0，但由于导通压降和脱尾电流的存在，系统还是存在一定的通态损耗和开关损耗。图2为实测开关的电压电流波形。因为是电流型逆变器，故开关管两端电压为正弦半波。

  

(a)电压电流 (b)开通波形 (c)关断波形

图2 开关管电压电流波形

**2.1.1 通态损耗**

如图2所示，开关管导通时，由于CE两端存在着一定的通态压降（图1（a）中为100V/div），故一个开关管的通态损耗为

 （1）

式中*U*ce为开关管的导通压降，*I*c为开关管的通态电流，*T*为开关管的工作周期。*U*ce的大小与其通态电流*I*c有关。由于一个周期内，有一对开关管导通，所以全桥逆变器的通态损耗为2*P*T-con。

**2.1.2 开通损耗**

开关管开通过程中集射极电压*U*ce1和集电极电流*I*c1如图2（b）所示。开通过程中，由于电流变化率d*i*/d*t*较大，在杂散电感的作用下，*U*ce1会首先下降，在二极管反向恢复电荷的影响下集电极电流近似线性上升。可得到一个开关管的开通损耗为

 （2）

由于一个周期内，有一对开关管开通，所以全桥逆变器的开通损耗为2*P*T-on。

**2.1.3 关断损耗**

由于IGBT旁路二极管的存在，逆变回路中不可避免的存在着“环流”[8]，以T1关断为例，由于拖尾电流的存在，造成了开关管关断的延迟，在切换点由于初级电感*L*p自身的感应电动势的存在，经VD1→T3→Lp→Rp形成一个负向电流。如图1（a）、（c）所示，故一个开关管关断时的损耗由关断损耗和旁路二极管通态损耗组成，可由式（3）表示：

 （3）

其中*U*VD为开关管旁路二极管的通态压降，*I*VD为流经旁路二极管的电流。同理逆变器的关断损耗为2*P*T-off。

**2.1.4 其他损耗**

逆变器的其他损耗主要包括驱动损耗和直流电感的铜损。驱动损耗是驱动电压给输入电容 *C*g 充电造成的损耗，可表示为[6]

 （4）

式中，*C*g为开关管栅极等效电容，*U*ge为驱动电压，*f*s为开关频率。由式（4）可知驱动损耗与栅极电荷和开关频率有关。因此，为减小驱动损耗，应尽量选取*Q*g小的开关管。

直流电感的铜损可表示为

 （5）

其中*I*dc为逆变器输入电流，*R*dc为直流电感的内阻。

综上，可得到一个周期的逆变器损耗为

 （6）

**2.2 高频整流损耗模型**

副边拾取网络的高频全桥整流损耗主要由整流二极管的通态损耗和开关损耗两部分组成。

**2.2.1 通态损耗**

二极管导通压降所产生的损耗可由下式得到

 （7）

其中*U*F为二极管的正向导通压降，*I*D为流过二极管的平均电流。由于一个周期内，全桥整流有2个二极管导通，所以整流桥的通态损耗为2*P*D-con。

**2.2.2 开关损耗**

二极管的开关损耗主要包括开通损耗和关断损耗。开通损耗主要是由当二极管由截止变为开通时，其两端电压不会直接变成导通压降*U*F，而是会有一个短时间的正向恢复压降*U*FR，开通损耗可由下式得到[6]

 （8）

其中*U*FR为二极管导通时的正向过电压，*I*F为二极管导通时的正向电流，*t*rs为二极管的开通上升时间。

二极管的关断损耗主要是由反向恢复电流造成的，可由下式得到

 （9）

其中*K*f为反向恢复温度系数，*U*R为二极管关断时承受的反向电压，*I*R为二极管的反向恢复电流，*t*fs为反向恢复时间。碳化硅材料的二极管反向恢复时间几乎为零，但是通态压降较高，一般为1～1.2V，实际选取中根据实际情况来选择。

综上，故高频全桥整流器的损耗为

 （10）

**2.3 耦合机构铜损耗模型**

一般认为，提高系统的频率能有效提高系统的效率，但该结论是建立在假设原、副边线圈的串联等效电阻固定的基础之上的。实际中发现，随着频率的提高，由趋肤效应引起的交流电阻的增大更加明显，而导致系统耦合机构的铜损也将明显增加。为了减少趋肤效应对系统参数的影响，通常使用多根细导线绞合而成的李兹线来绕制耦合机构。李兹线高频交流电阻与频率之间的关系为[9-10]：

 （11）

其中，*R*dc为李兹线的直流电阻；*f*为流过导线电流的频率；*N*s为李兹的股数；*D*s为单股导线的直径；*D*w为李兹线的直径；*K*为取决于股数*N*s的交流阻抗系数。

故可得耦合机构的铜损模型为：

 （12）

其中，*I*p、*I*s分别为原边、副边线圈电流的均方根值；*R*p、*R*s分别为原边、副边线圈的高频内阻。

**2.4 其他损耗**

无线电能传输系统的其他损耗主要包括由涡电流引起的损耗和高频辐射损耗。根据天线原理，当系统工作在高频状态时，波长较短，这时各种器件可以等效为小的天线从而产生电磁辐射。通常情况下，在谐振式无线电能传输的频率段（10～200kHz），该部分损耗比较小，记为*P*other。

**3 实验验证**

为验证损耗模型的有效性与精确性，搭建如图1所示的实验装置，实验有关参数为：输入直流电压*E*dc=310V，直流电感*L*dc =6mH，直流电感内阻*R*dc=0.2Ω，原边发射线圈电感*L*P=118μH，原边发射线圈直流内阻*R*p(dc) =0.013Ω，副边拾取线圈电感*L*s=572μH，副边拾取线圈直流内阻*R*s(dc)=0.15Ω，负载*R*L=60 Ω，互感*M*=73.1μH。驱动采用IR公司的自举驱动芯片IR2213（*C*g=1000pF），开关管采用FAIRCHILD公司的FGA25N120，整流二极管采用IXYS公司的快恢复二极管DSEI 120-12A，谐振电容采用多个并联的方式以减小其ESR。采用*N*s=6000匝，*D*s=0.1mm，*D*w=7mm的李兹线绕制耦合机构，可得耦合机构高频内阻计算公式为*R*ac=*R*dc(0.003ƒ2+0.808)，其中*f*单位为kHz。

通过改变原边谐振电容*C*p的值，分别测试系统工作在软开关频率（15.97kHz、23.55kHz和37.73kHz）时的损耗，测得的相关数据如表1所示。通过查询器件手册可得整流二极管的相关参数为：*U*F=0.7V，*U*FR=10V，*t*rs=40ns，*K*f =0.8，*I*R=1mA，*t*fs=0.75μs。

经过计算可得，各工作频率下的损耗组成如图3所示，其中与实验数据的误差部分由未量化计算的其他损耗（涡流损耗和辐射损耗）*P*other构成。

表1 测试数据

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| 名称 | 15.97k下测试的值 | 23.55k下测试的值 | 37.73k下测试的值 |
| 输入电流*I*dc/A | 2.12 | 2.62 | 0.83 |
| 原边激磁电流*I*p(均方根值) /A | 28.8 | 20.9 | 14.2 |
| 副边线圈电流*I*s(均方根值) /A | 3.43 | 3.66 | 2.13 |
| 输出电压*U*o/V | 192 | 215 | 116 |
| 开关管通态压降*U*ce/V | 18 | 20 | 16 |
| 二极管电流*I*D/A | 3.2 | 3.5 | 1.9 |
| 总损耗*P*loss/W | 42.8 | 41.78 | 33.03 |

  

（a）15.97kHz时 （b）23.55kHz时 （c）37.73kHz时

图3 损耗组成

由图3可见，系统中损耗主要发生在逆变器损耗和原边耦合机构的内阻损耗上。而随着系统工作频率的增大，由于趋肤效应的影响，系统耦合机构的高频内阻成二次方比增大，但因为原边激磁电流与频率成反比，故铜损变化不大。因此，可考虑优化系统谐振频率和采用超导材料绕制耦合机构以提高系统的效率。另外，在15.97kHz和23.55kHz时，逆变器损耗以开关管的通态损耗、环流损耗和直流电感损耗为主，这是因为在这2个频率下，输入功率较大，因此开关管通态电流所占的损耗比重就加大。因此，在大功率场合下，开关管的选取应优先考虑其通态特性。

**4 结论**

本文主要研究了谐振式无线电能传输系统的损耗问题，给出了系统各部分的损耗量化模型。实验结果表明系统的损耗主要消耗在逆变器损耗和耦合机构的铜损耗上，其中选用较低通态压降的IGBT能有效的降低逆变器损耗，根据实时工况优化激磁电流和工作频率，可以保证耦合机构的铜损保持在一个较低的水平。然而实验发现，随着运行时间的加长，受涡流影响，损耗还在一直上升，后续将对这部分损耗做进一步的量化计算，以提高精确性。

参考文献

[1] 朱春波, 于春来, 毛银花. 磁共振无线能量传输系统损耗分析[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 13-17.

[2] 马纪梅, 杨庆新, 陈海燕. 影响无接触供电系统效率的因素分析[J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 19-22.

[3] 孙跃, 夏晨阳, 苏玉刚, 等. 导轨式非接触电能传输系统功率和效率的分析与优化[J]. 华南理工大学学报, 2010, 38(10): 123-129.

[4] 毛鹏, 谢少军, 许泽刚. IGBT模块的开关暂态模型及损耗分析[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 40-47.

[5] 吴锐, 温家良, 于坤山, 等. 电压源换流器开关器件损耗建模[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 1-7.

[6] 陈仲, 刘沙沙, 史良辰, 等. 两种加辅助网络的全桥变换器的损耗对比分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 66-72.

[7] 孙跃, 李玉鹏, 唐春森, 等. 具有恒流恒频恒压特性的IPT系统参数设计[J]. 华中科技大学学报, 2013, 41(3): 1-6.

[8] Xiao Lv, Yue Sun, Zhihui Wang. Development of current-fed ICPT system with quasi sliding mode control[J]. WSEAS Transactions on Circuit and System, 2012, 11(11): 351-360.

[9] Pinuela Manuel, Yates David C, Lucyszyn Stepan. Maximizing DC-to-Load efficiency for inductive power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2437-2447.

[10] D Sinha, A Bandyopadhyay, P K Sadhu. Computation of inductance and AC resistance of a twisted litz-wire for high frequency induction cooker[C]. IEEE Conference on Industrial Electronics Control and Robotics, 2010: 85-90.

[11] J Acero, P J Hernandez, J M Burdio. Simple resistance calculation in litz-wire planar windings for induction cooking appliances[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41: 1280-1288.

[12] M L G Kissin, J T Boys, G A Covic. Interphase mutual inductance in polyphase inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(7): 2393-2400.

**（责任编辑 XXX）**

1. 基金项目（黑体小五）：（宋体小五）

   作者简介（黑体小五）：第一作者姓名，性别，学位，职称，从事的研究领域；参加的全国学会名称、中国科协个人会员登记号（个人会员登记号相当于中国科学技术工作者个人的学术号，如您目前尚无，可通过加入相应的学会得到，已是会员的，可向学会索要。学会的联系方法请登录中国科协网站查询）、联系电话、E-mail等。（除电话、E-mail使用Times New Roman字体，其余使用小五号宋体，100字以内） [↑](#footnote-ref-1)
2. 基金项目：国家自然科学基金(51207173，51277192)

   作者简介：王智慧，博士，副教授，研究方向为无线电能传输及电力电子变流技术；中国电机工程学会会员、中国电工技术学会会员、中国电源技术学会会员；Email: [wzhcqu@hotmail.com](mailto:wzhcqu@hotmail.com)。 [↑](#footnote-ref-2)