宽负载工况下的LCC-S型兆赫兹感应式WPT系统参数优化设计

朱学贵，齐东阳，周　阳，余文超

（输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室，重庆大学，重庆 400044）

摘要：E 类功率放大器和 E 类全波整流器具有软开关特性且拓扑结构简单的特点，广泛应用于兆赫兹感应式无线电能传输系统中。传统的 E 类变换器在宽负载条件下不能维持软开关性能，使得系统传输效率下降。针对此问题，建立了考虑线圈内阻的 LCC-S 型补偿网络的数学模型，分析了 E 类全波整流器二极管并联电容的大小在宽负载条件下对其输入阻抗的影响，在保证 E 类全波整流器功率输出能力条件下，以系统传输效率为优化目标，采用遗传算法对发射侧补偿电容和接收侧补偿电容以及 E 类全波整流器二极管的并联电容进行优化设计。为验证设计方法的有效性，在 ADS 中搭建了精准仿真模型，仿真结果表明，在 10 ～ 100 Ω 负载范围内系统传输效率维持在 84% 以上，最大输出功率达到 45 W，为兆赫兹感应式无线电能传输系统在宽负载变化下仍能保持高传输效率提供了一种实用的设计方法。

关键词：无线电能传输；E 类全波整流器；宽负载变化；补偿电容优化

Parameter optimization design of LCC-S compensated MHz inductive WPT system under wide load variation

ZHU Xuegui, QI Dongyang, ZHOU Yang, YU Wenchao

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The class E power amplifier (PA) and class E rectifier are widely used in MHz inductive wireless power transfer (WPT) system due to their soft-switching characteristics and simple topology. The traditional Class E^2 DC-DC converter cannot maintain the soft-switching performance under wide load variation, which reduces the system transfer efficiency. Accordingly, a mathematical model of the LCC-S compensation network considering the internal resistance of the coil is established, and the influence of the shunt diodes capacitor on the input impedance of class E full-wave rectifiers is analyzed under wide load conditions. The compensation capacitors and the diode parallel capacitors are optimized respectively by the genetic algorithm under the condition of ensuring the power output capability of the class E full-wave rectifier. In order to verify the effectiveness of the design method, an accurate simulation model is built in ADS. The system transfer efficiency is above 84% with the maximum output power of 45 W in the 10～100 Ω load range. A practical design method is provided for the MHz inductive wireless power transfer system to maintain high transfer efficiency under wide load variation.

Key words: wireless power transfer (WPT)；class E full-wave rectifier；wide load variation；compensation capacitor optimization

重庆市教委科学技术研究项目（KJZDK202100102）

0 引言

目前，无线电能传输技术在手机、智能家居电器和电动汽车等领域有着广阔的应用前景。实际中常用的近距离无线电能传输有传统感应式和磁耦合谐振式，两者都是通过电磁感应定律来进行能量传递的，文献[1]通过实验验证了传统感应式无线电能传输（WPT）配合补偿网络可以实现与磁耦合谐振式等效的传能效果。由于不同的应用对系统的操作频率、尺寸和传输距离等有不同的要求，对于有小尺寸要求的充电系统，往往需要提高工作频率到兆赫兹来缩小系统的体积，减轻系统的重量，提高系统工作频率，还可以提高传输效率，增加空间设计自由度[2]。因此，兆赫兹感应式无线电能传输技术有广阔的发展空间。

由于系统的工作频率较高，且会产生较高的开关损耗，目前兆赫兹感应式WPT系统的解决方法是利用软开关技术来降低开关损耗。线圈补偿网络的研究也是兆赫兹感应式WPT系统的主要问题之一，目前常见的有S-S、S-P、P-S和P-P四种基本的低阶补偿网络[3-4]。同时，高阶的补偿拓扑被提出用于WPT系统中[5-6]。相较于低阶补偿网络，高阶补偿网络增加了设计自由度，其中LCC补偿网络因具有发射线圈电流不受负载和耦合程度影响的特性而受到关注。在兆赫兹感应式WPT系统中，二极管的寄生电容和其并联电容的影响变得很明显，这将导致整流器的输入电抗不可忽略，加上负载动态变化的影响，从而降低了WPT系统的传输效率和功率传输能力。文献[7]对全桥整流器的输入阻抗进行分析，并针对四种基本补偿网络的拓扑结构，对桥式整流器的输入电抗进行补偿，较大程度提高了WPT系统传输效率在宽负载变化条件下的稳定性，但WPT系统的传输效率因受限于桥式整流器的损耗未能进一步提高。文献[8]采用了E类全波整流器代替桥式整流器，提出了一种电抗压缩方法来最小化整流器的输入电抗，对LCC-S型补偿网络的参数进行优化，此方法只考虑了对接收侧补偿电容和二极管并联电容的优化设计，且在5～50 Ω负载变化范围内，系统传输效率仍有较大的波动。

本文基于前人的研究，采用E类全波整流器代替桥式整流器，通过分析LCC-S型补偿网络和E类全波整流器的阻抗特性，在同时考虑E类全波整流器功率输出能力和WPT系统整体传输效率的条件下，提出了同时对发射侧补偿电容C_{f1}、接收侧补偿电容C_{f2}以及二极管并联电容C_r进行优化的设计方法，使得WPT系统在10～100 Ω负载变化条件下，在满足输出功率的同时维持较高的传输效率。

1 LCC-S型补偿网络传输特性分析

本文采用的系统结构如图1所示，整个系统主要包括E类功放、LCC-S补偿网络、耦合线圈和E类全波整流器。

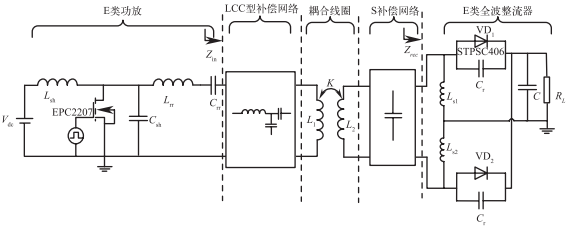


图1 WPT系统结构

Fig. 1 Structure diagram of WPT system

图1中的LCC-S补偿网络部分如图2所示，下文推导了考虑线圈内阻的LCC-S补偿网络的数学模型。

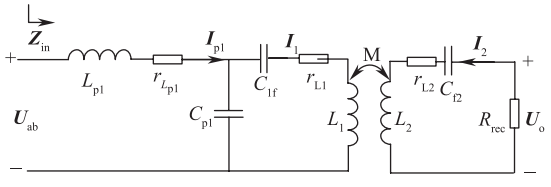


图2 LCC-S补偿网络模型

Fig. 2 Circuit model of LCC-S compensation network

由图2中电路的等效模型，根据基尔霍夫电压定律可以得到式（1），结合谐振条件式（2）～式（4），可以解得各回路电流式（5）～式（7），即

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{p1}}}+\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{p1}}+r_{\mathrm{L_{p1}}} & -\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{p1}}} & 0 \\ -\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{p1}}} & \mathrm{j}\omega L_{1}+r_{\mathrm{L1}}+\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{p1}}}+\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{f1}}} & \mathrm{j}\omega M \\ 0 & \mathrm{j}\omega M & \mathrm{j}\omega L_{2}+r_{L_2}+\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{f2}}}+R_{\mathrm{rec}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \boldsymbol{I}_{\mathrm{p1}} \\ \boldsymbol{I}_{1} \\ \boldsymbol{I}_{2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{U}_{\mathrm{ab}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{1}$$

$$C_{\mathrm{p1}}=\frac{1}{\omega^2 L_{\mathrm{p1}}} \tag{2}$$

$$C_{\mathrm{f2}}=\frac{1}{\omega^2 L_{2}} \tag{3}$$

$$C_{\mathrm{f1}}=\frac{1}{\omega^2 (L_{1}-L_{\mathrm{p1}})} \tag{4}$$

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{p1}}=\frac{\left[M^2\omega^2+r_{\mathrm{L1}}(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})\right]\boldsymbol{U}_{\mathrm{ab}}}{\omega^2 L_{\mathrm{p1}}^2(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})+r_{\mathrm{Lp1}}\left[M^2\omega^2+r_{\mathrm{L1}}(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})\right]} \tag{5}$$

$$\boldsymbol{I}_{1}=-\frac{\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{p1}}(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})\boldsymbol{U}_{\mathrm{ab}}}{\omega^2 L_{\mathrm{p1}}^2(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})+r_{\mathrm{Lp1}}\left[M^2\omega^2+r_{\mathrm{L1}}(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})\right]} \tag{6}$$

$$\boldsymbol{I}_{2}=-\frac{M\omega^2 L_{\mathrm{p1}}\boldsymbol{U}_{\mathrm{ab}}}{\omega^2 L_{\mathrm{p1}}^2(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})+r_{\mathrm{Lp1}}\left[M^2\omega^2+r_{\mathrm{L1}}(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})\right]} \tag{7}$$

式中，r_{Lp1}、r_{L1}和r_{L2}分别为补偿电感L_{p1}内阻、发射线圈L1内阻和接收线圈L2内阻；R_{rec}为E类全波整流器输入阻抗的阻性分量。

由式（5）可得LCC-S补偿网络的输入阻抗，即

$$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{in}}=\frac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{ab}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{p1}}}=\frac{\omega^2 L_{\mathrm{p1}}^2(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})+r_{\mathrm{Lp1}}\left[M^2\omega^2+r_{\mathrm{L1}}(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})\right]}{M^2\omega^2+r_{\mathrm{L1}}(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})} \tag{8}$$

式中，$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{in}}$为LCC-S补偿网络的等效输入阻抗。

根据式（7）可计算出LCC-S补偿网络的负载功率，再根据式（5）计算出LCC-S补偿网络的输入功率，从而可以得到LCC-S补偿网络的传输效率，即

$$\eta=\frac{M^2\omega^4 L_{\mathrm{p1}}^2 R_{\mathrm{rec}}}{\left[M^2\omega^2+r_{\mathrm{L1}}(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})\right]\left\{\omega^2 L_{\mathrm{p1}}^2(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})+r_{\mathrm{Lp1}}\left[M^2\omega^2+r_{\mathrm{L1}}(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})\right]\right\}} \tag{9}$$

通过定义式（10）来定义LCC-S补偿网络的输出电压增益。选取合适的增益即可解得补偿电感L_{p1}，再根据谐振条件式（2）～式（4）可以确定LCC-S补偿网络的谐振电容。

$$G=\frac{\left|\boldsymbol{U}_{\mathrm{o}}\right|}{\left|\boldsymbol{U}_{\mathrm{ab}}\right|}=\frac{M\omega^2 L_{\mathrm{p1}}R_{\mathrm{rec}}}{\omega^2 L_{\mathrm{p1}}^2(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})+r_{\mathrm{Lp1}}\left[M^2\omega^2+r_{\mathrm{L1}}(r_{\mathrm{L2}}+R_{\mathrm{rec}})\right]} \tag{10}$$

式中，G为LCC-S补偿网络的电压增益。

根据式（10）可知，在不考虑线圈内阻时，LCC-S补偿网络电压增益与负载无关，且由式（6）可知发射线圈的电流不受耦合程度和负载变化的影响。在考虑线圈内阻时，LCC-S补偿网络的相关特性还需进一步分析。LCC-S补偿网络参数设置见表1。

表 1　LCC-S 补偿网络参数设置

Tab. 1 Parameters setting of LCC-S compensation network

f/MHz	L_1/μH	L_2/μH	r_{L1}	r_{L2}	M/μH
6.78	6.3	6.3	0.3	0.3	1.449

根据表1已知的WPT系统参数，本文取LCC-S补偿网络电压增益为1.4，求得L_{p1}=1 μH，此时设置LCC-S补偿网络的负载电阻R_{rec}变化范围为1～100 Ω，对LCC-S补偿网络的传输效率和阻抗变化性能进行分析。传输效率随负载变化曲线如图3所示。

由图3可知，考虑LCC-S补偿网络电感内阻时，在LCC-S补偿网络的负载阻值R_{rec}较小的情况下，LCC-S补偿网络的传输效率受其负载变化的影响。在LCC-S补偿网络的负载阻值R_{rec}足够大时，LCC-S补偿网络的传输效率受R_{rec}变化的

影响较小，且R_{rec}的阻值越大，R_{rec}变化对传输效率的影响越小。因此，对于实际中考虑内阻的LCC-S补偿网络，将能量从发射侧传输到阻值较小的LCC-S补偿网络的负载R_{rec}是困难的。

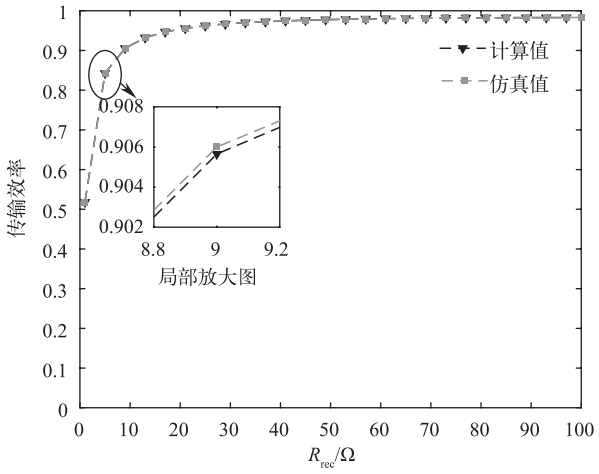


图3 传输效率随负载变化曲线

Fig. 3 Transfer efficiency curve under different R_{rec}

输入阻抗随负载变化曲线如图4所示。

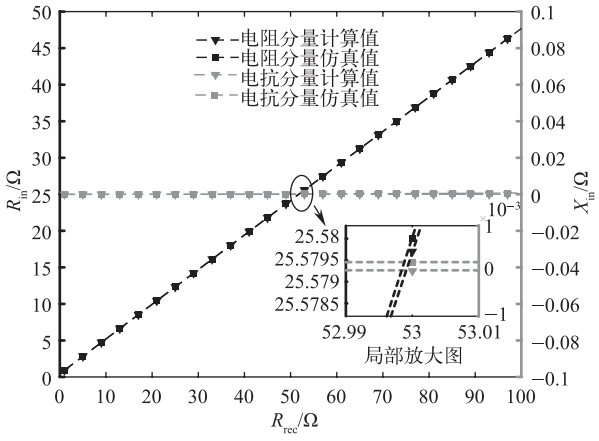


图4 输入阻抗随负载变化曲线

Fig. 4 Input impedance curve under different R_{rec}

将ADS仿真和本节推导公式计算结果作对比，由图3和图4可知，采用本节所建立的LCC-S补偿网络的数学模型和ADS仿真所得的结果基本一致，且通过对考虑线圈内阻的LCC-S补偿网络的传输效率特性进行分析，线圈内阻对LCC-S补偿网络传输效率的影响是值得注意的。同时，由图4可知，LCC-S补偿网络是一个近似线性阻抗变化模块。

2 E类全波整流二极管并联电容设计

E类全波整流器唯一待确定的参数是其整流二极管的并联电容C_r。为了保证发射侧输入阻抗Z_{in}与PA内阻实现阻抗匹配，首先需要研究C_r对E类全波整流器输入阻抗的影响，从而选取合适的C_r。

2.1 E类全波整流器阻抗分析

文献[9]已对E类全波整流电路的工作特性进行了分析，将文献[9]中提到的输入阻抗进行阻抗变化，即可得到本文中E类全波整流器的输入阻抗，即

$$R_{rec}=\frac{2\sin(\varphi+2\pi D_{rec})}{\pi\omega C_r}[\sin(\varphi+2\pi D_{rec})-\sin(\varphi)+2\pi(1-D_{rec})\cos\varphi+\frac{\cos(\varphi+2\pi D_{rec})-\cos\varphi}{\tan(\varphi+2\pi D_{rec})}-\frac{\cos(2\varphi+4\pi D_{rec})-\cos(2\varphi)}{4\sin(\varphi+2\pi D_{rec})}] \tag{11}$$

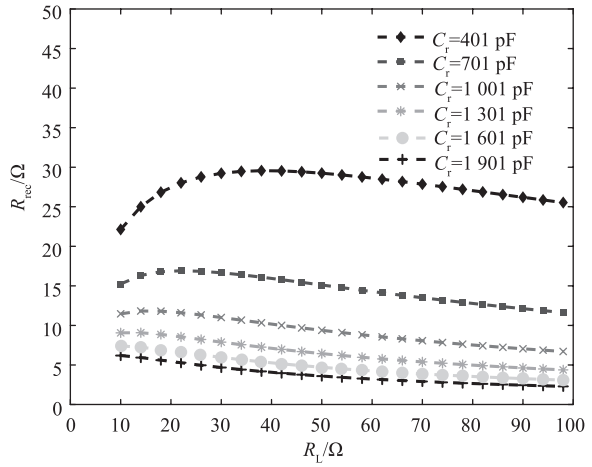
$$X_{rec}=\frac{2\sin(\varphi+2\pi D_{rec})}{\pi\omega C_r}[\cos\varphi+2\pi(1-D_{rec})\sin\varphi-\frac{\sin\varphi}{\tan(\varphi+2\pi D_{rec})}-\frac{\cos(\varphi+2\pi D_{rec})}{2}+\frac{2\pi-2\pi D_{rec}+\sin\varphi\cos\varphi}{2\sin(\varphi+2\pi D_{rec})}] \tag{12}$$

式中，D_{rec}为E类全波整流器二极管的导通占空比；φ为E类全波整流器输入电流的初始相位。

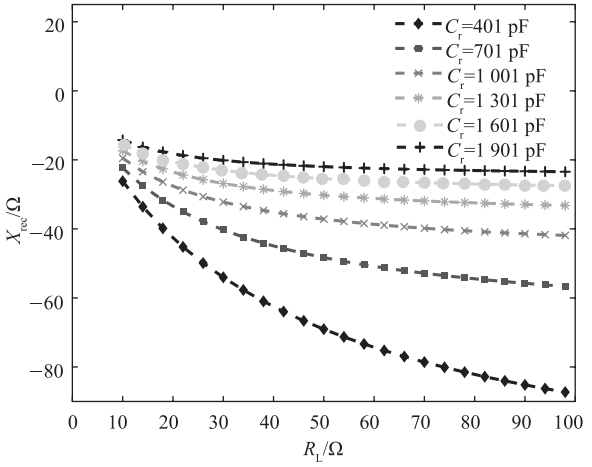
本文针对最终负载R_L变化范围为10～100 Ω的工况进行分析，根据式（11）和式（12）可以得到E类全波整流器的阻抗特性，如图5所示。

由图5可知，E类全波整流器的输入阻抗存在容性分量，这将会导致接收侧失谐，并使得补偿网络的输入阻抗Z_{in}中存在容性分量，从而影响E类功率放大器的软开关性能，使WPT系统的传输效率下降。同时可知，二极管并联电容C_r值的增大会抑制阻抗的变化，这有利于E类PA在宽负载变化时仍能工作在高效区间，从而提高整个WPT系统的传输效率。但是较大的C_r值会使E类全波整流器的阻性分量降低，同时会使LCC-S补偿网络的传输效率降低，从而导致整个WPT系统的传输效率较低。因此，需要选取合适的E类全

波整流器二极管的并联电容C_r。



（a） 阻性分量



（b） 容性分量

图 5　C_r 及 R_L 对输入阻抗的影响

Fig.5　Input resistance under different C_r and R_L

2.2　并联电容的选取

对于某一确定的负载R_L，文献[9]给出式（13）、式（14）求解C_r。根据式（13）、式（14）得到C_r与R_L对E类全波整流器二极管导通占空比的影响，如图6所示。

$$\tan\varphi=\frac{\pi(1-D_{rec})\sin(2\pi D_{rec})+\sin^2(\pi D_{rec})}{\pi(1-D_{rec})\cos(2\pi D_{rec})+\sin(\pi D_{rec})\cos(\pi D_{rec})} \tag{13}$$

$$\omega C_r R_L=\frac{-\sin(\varphi)+2\pi(1-D_{rec})+\cos(\varphi+2\pi D_{rec})}{4\pi\sin(\varphi+2\pi D_{rec})}-\frac{\pi(1-D_{rec})^2}{2}+\frac{1}{4\pi} \tag{14}$$

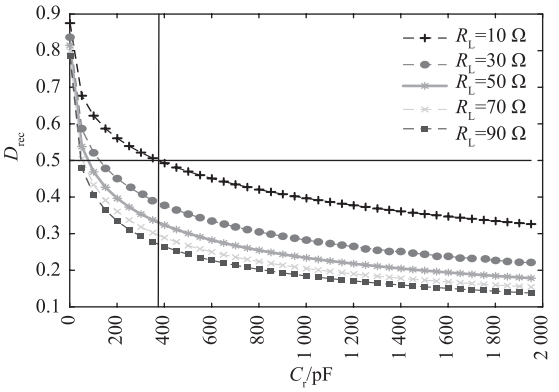


图 6　C_r 与 R_L 对二极管导通占空比的影响

Fig. 6 Diode conduction duty cycle under different C_r and R_L

由图6可知，在C_r位于黑色直线左侧时，对于某一确定的C_r值，随着最终负载R_L的变化，二极管导通占空比会超过50%。根据二极管最大导通占空比应小于50%的设计原则，C_r的取值范围应在图6中黑色直线的右侧。同时可知，随着最终负载R_L的增大，二极管的导通占空比降低，这会使得E类全波整流器的功率输出能力下降。因此，同时考虑E类全波整流器的功率输出能力和LCC-S补偿网络的传输效率以及E类PA的高效工作区间，本文以二极管导通占空比不小于20%的准则，设置C_r最大值为700 pF。

本文采用二极管STPSC406D的Pspice模型在ADS中搭建精准仿真模型，初步选择位于黑色直线处的C_r值375 pF。此时的E类全波整流器的输入阻抗随负载变化的关系如图7所示，由图7可知，此时E类全波整流器中的虚部分量变化范围较大，且通过ADS精准仿真的结果与图5采用解析表达式得到的结果存在数值差异。

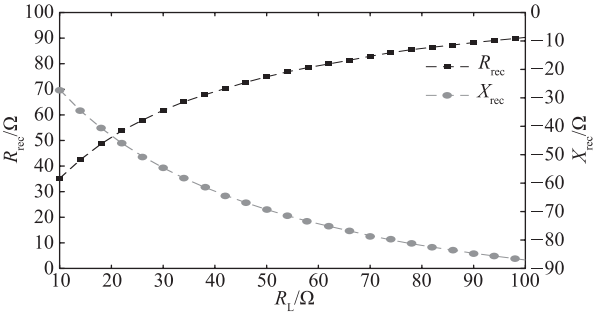


图 7　E 类全波整流器的输入阻抗特性

Fig. 7 Input impedance characteristics of class E full-wave rectifier

3 系统参数优化设计

目前针对E类全波整流器输入阻抗含有容性分量的问题，采取的方法是在接收侧调节串联补偿电容C_{f2}或同时调节串联补偿电容C_{f2}和二极管并联电容C_r，此方法针对某一特定最终负载R_L或R_L在较小范围内变化时有效，但实际中最终负载R_L可能出现较大的变化。本节首先通过负载牵引技术得到E类PA的高效工作区间，将C_{f1}、C_{f2}以及C_r的大小对发射侧输入阻抗Z_{in}的影响映射到Smith圆图上，从而可以得知三个电容的容值影响着PA的工作性能，接着以WPT系统的传输效率为优化目标，对三个电容参数进行优化设计。

3.1 E类PA设计

E类PA由于其良好的软开关特性且拓扑结构简单而受到青睐，其基本原理图如图8所示，下文给出了E类PA的参数设计公式。

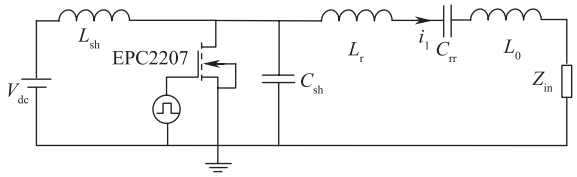


图 8 E 类 PA 的原理图

Fig. 8 Schematic diagram of class E PA

$$L_{shmin}=\left(\frac{\pi^2+4}{4}\right)\frac{R_{in}}{f}\approx 3.5\frac{R_{in}}{f} \tag{15}$$

$$L_0=\frac{\pi(\pi^2-4)R_{in}}{16\omega}\approx 1.152\,5\frac{R_{in}}{\omega} \tag{16}$$

$$C_{rr}=\frac{1}{L_r\omega^2} \tag{17}$$

$$C_{sh}+\frac{8}{\pi(\pi^2+4)\omega R_{in}}\approx\frac{0.183\,6}{\omega R_{in}} \tag{18}$$

式中，L_{shmin}为扼流电感L_{sh}的最小值；L_0为补偿电感，用来调节PA的软开关性能；L_r和C_r分别为谐振电感、谐振电容，L_r的值根据负载品质因数及工作带宽进行选取；R_{in}为等效阻抗Z_{in}的阻性分量。

直流馈电电压V_{dc}设置为20 V，工作频率f为6.78 MHz，根据式（15）～式（18），求得表2中PA的参数。选用EPC2207的Pspice模型作为开关器件，根据表2中的设计参数，在ADS中搭建电路模型，并采用负载牵引技术得出E类PA的功率等值线和传输效率等值线，如图9所示。

表 2 E 类 PA 参数设计

Tab. 2 Parameters design of class E PA

L_{shmin}/μH	L_0/μH	L_r/μH	C_{rr}/pF	C_{sh}/pF
15.34	0.812	14.188	38.84	143.66

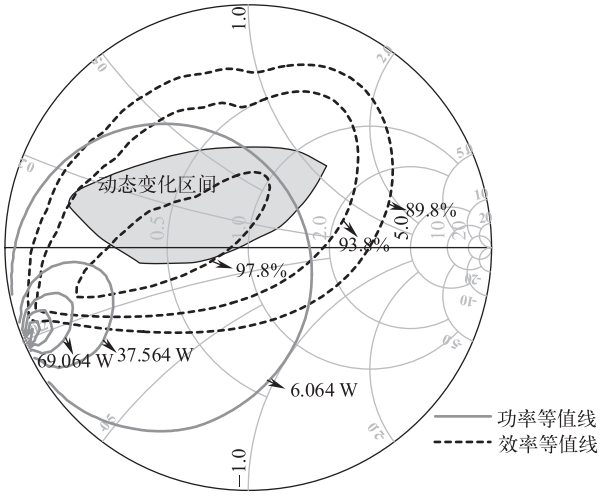


图 9 宽负载变化下 PA 工作性能分析

Fig. 9 PA performance under wide load variation

$$\Gamma=\frac{Z_{in}-Z_0}{Z_{in}+Z_0} \tag{19}$$

式中，Z_0取50 Ω。

在ADS中按照表3设置参数扫描范围，将测得的输入阻抗Z_{in}通过式（19）转换成对应的反射系数，映射到Smith圆图中，为图9中的绿色部分。可知在设定的电容调节范围内，有一部分区域位于高效区间外部，因此需要求得最佳电容值。来使得E类PA工作在高效区间。

表 3 扫描参数

Tab. 3 Scan parameters

C_{f1}/pF	C_{f2}/pF	C_r/pF	R_L/Ω
60 ～ 110	80 ～ 110	375 ～ 700	10 ～ 100

3.2 优化算法设计

传统设计方法常依据E类全波整流器的解析式对接收侧补偿电容进行优化设计，计算过程繁杂，且由于E类全波整流器本身具有非线性特点，解析表达式难以准确代替E类全波整流器的

输入阻抗，由图7已知，解析表达式结果与实际仿真存在数值差异。实际数据源还可以基于ADS仿真或实验测量来获得，本文借助ADS精准仿真工具，通过参数扫描的方式，采集了WPT系统的传输效率数据，再设计优化求解算法对上文提到的电容参数进行求解。值得注意的是，在对C_r进行范围限制后，已保证了功率输出能力。

参数优化流程如图10所示，通过ADS仿真，以查找表的方式建立了WPT系统的传输效率与C_{f1}、C_{f2}、C_r和R_L的函数关系，根据式（20）求得WPT系统传输效率在最终负载R_L变化范围的平均值，以最大平均效率为寻优目标，采用具有全局寻优能力的遗传算法进行求解，从而求得补偿电容参数见表4。公式为

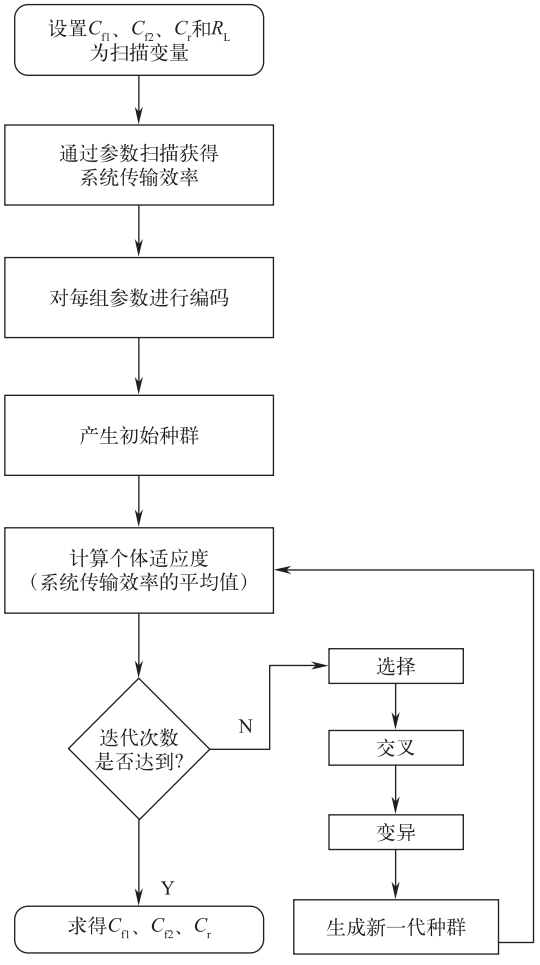


图 10　系统参数优化流程图

Fig. 10 Flow chart of system parameters optimization

$$\overline{\eta}=\frac{\sum_{i=1}^{N_{R_L}}\eta(C_{f1},C_{f2},C_r,R_L)}{N_{R_L}} \tag{20}$$

式中，N_{R_L}为最终负载R_L采样点数。

表 4　电容参数设计

Tab. 4 Capacitor parameters design

（单位：PF）

参数	C_{f1}	C_{f2}	C_r
传统设计	85	95	375
优化设计	78	104	375

采用表4中优化后的电容参数，将WPT系统中LCC-S补偿网络的输入阻抗Z_{in}，通过式（19）计算出对应的反射系数，得到优化后的PA工作性能分析，如图11所示。由图11可知等效负载Z_{in}的大部分范围位于高效区间内，且此时整个WPT系统以最大平均传输效率工作。

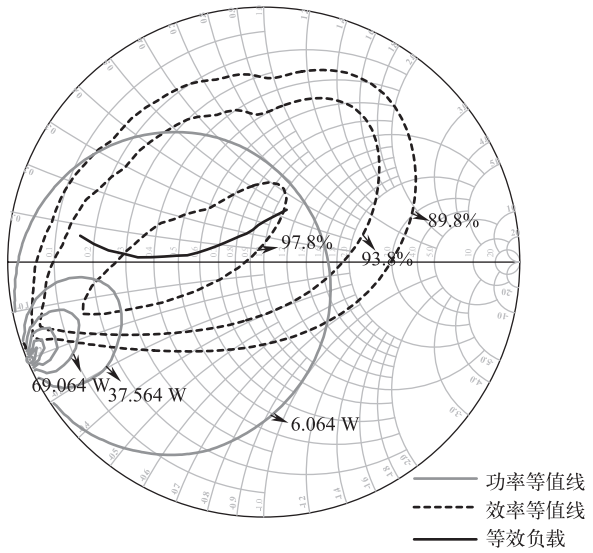
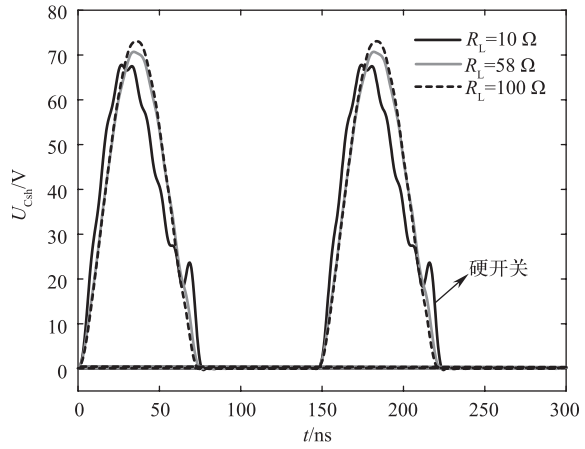


图 11　优化后的 PA 工作性能分析

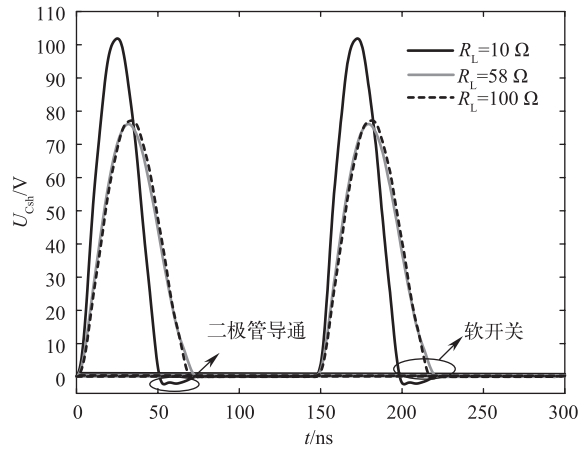
Fig. 11 PA performance after optimization

4　仿真分析

根据上文的设计参数，在ADS中搭建完整的WPT系统并进行仿真，再与传统设计方法进行对比分析。不同设计方法的软开关电压波形如图12所示。



（a） 传统设计方法



（b） 本文设计方法

图 12 不同设计方法的软开关电压波形

Fig. 12 Soft-switching voltage waveforms of different design methods

输出功率和传输效率如图13所示。

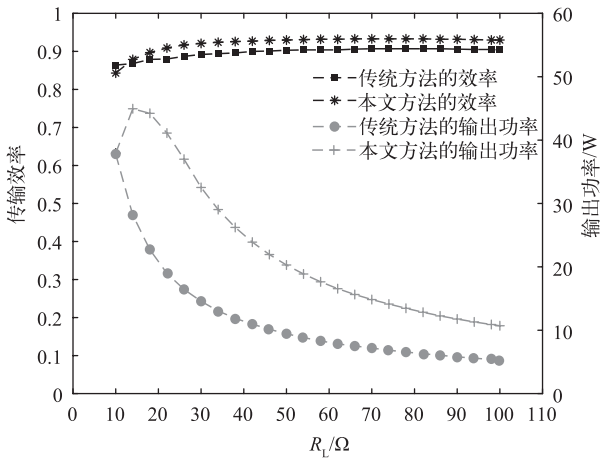


图 13 输出功率和传输效率图

Fig. 13 Output power and transfer efficiency diagram

通过图12和图13可知，对于传统的设计方法，PA在宽负载变化时，无法在整个负载变化范围中维持软开关状态，且WPT系统的输出功率较低。本文提出的优化设计方法，虽然在负载阻值较小时，由于开关管反向并联二极管导通会造成一定的导通损耗，但在其他负载范围变化中能够维持良好的软开关性能，这大大降低了开关损耗，使得WPT系统的传输效率与输出功率均高于传统设计方法。本文所设计WPT系统的传输效率维持在84%以上，且对于大部分负载，WPT系统的传输效率处于90%以上。

5 结束语

本文首先建立了考虑线圈内阻的LCC-S补偿网络数学模型，得出了在LCC-S补偿网络的等效负载阻值较小时，LCC-S补偿网络的传输效率受其负载值的影响，且负载值越大传输效率越高的结论。然后选取了合适的E类全波整流器二极管并联电容C_r值，可以提高E类PA以及LCC-S补偿网络的传输效率，并得出了为保证WPT系统整体的传输效率，对C_r取值范围进行限制的准则。最后，提出了采用遗传算法同时对发射侧补偿电容C_{f1}、接收侧补偿电容C_{f2}以及二极管并联电容C_r进行优化的设计方法，仿真结果表明，本文提出的方法，虽然在最终负载阻值R_L较小时，产生一定的二极管导通损耗，但在宽负载变化条件下，不仅保证了WPT系统传输效率的稳定，而且WPT系统的传输效率和功率输出能力整体上均高于传统设计方法。

参考文献

[1] RICKETTS D S，CHABALKO M J，HILLENIUS A．Experimental demonstration of the equivalence of inductive and strongly coupled magnetic resonance wireless power transfer[J]．Applied Physics Letters，2013，102(5)．

[2] LIU M，FU M，MA C．Low-harmonic contents and high-efficiency class E full-wave current-driven rectifier for megahertz wireless power

transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1198-1209.

[3] SOHN Y H, CHOI B H, LEE E S, et al. General unified analyses of rwo-capacitor inductive power transfer systems: equivalence of current-source SS and SP compensations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6030-6045.

[4] 薛明，马姝亭．基于SS型补偿网络的WPT系统负载与互感识别方法[J]．中国科技论文，2020(11)：1277-1282．

[5] 王懿杰，陆凯兴，姚友素，等．具有强抗偏移性能的电动汽车用无线电能传输系统[J]．中国电机工程学报，2019，39(13)：3907-3917．

[6] 吉莉，王丽芳，廖承林，等．基于LCL谐振补偿网络的副边自动切换充电模式无线电能传输系统研究与设计[J]．电工技术学报，2018，33(增刊1)：34-40．

[7] FU M, TANG Z, MA C. Analysis and optimized design of compensation capacitors for a megahertz WPT system using full-bridge rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(1): 95-104.

[8] ZHANG H, SHAO Y, LIU M, et al. A wide load range and compact MHz wireless power transfer system based on novel reactance compression design and edge inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11183-11195.

[9] REATTI M K A, REDL R. Class-E full-wave low dv/dt rectifier[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 1993, 40(2).

作者简介

朱学贵（1975—），博士，副教授，硕士生导师，研究方向为无线能量传输和智能信息处理。

（收稿日期：2022-04-06）