

无接触电能传输系统的高效 E 类射频功放设计

储江龙, 李玉玲, 杨仕友

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 功率放大器作为无接触电能传输系统的功率输入源, 是该传输系统的关键构成部件。为了提高整个无接触电能传输系统的效率, 适应不同传能线圈结构, 以及保证线圈距离变化下稳定的运行, 本文设计了一款高效的 E 类功率放大器。设计中采用矩量法(MOM)来获取功率放大器版图的 S 参数, 对功放进行电磁分析, 同时, 考虑了设计中的电磁兼容问题并制作了一款屏蔽盒。论文给出了 E 类功率放大器的设计步骤和 ADS 软件仿真结果, 并进行了实物制作。实测结果显示, 设计的功率放大器能够输出的最大功率附加效率为 93%, 同时输出功率增益和功率分别达 19.9 dB 和 43.9 dBm。考虑不同谐振频率的线圈结构时, 能够获得 19 dB 的功率增益和 89% 以上的功率附加效率; 对于不同内阻和不同线圈距离的线圈结构, 测试结果也有 60% 以上的功率附加效率。实验结果证实了设计的正确性和可行性。

关键词: 无线电能传输; E 类功率放大器; ADS; MOM

中图分类号: TN722.1

文献标识码: A

文章编号: 1003-3076(2014)04-0001-05

1 引言

近年来, 自从麻省理工学院发表无接触电能研究成果以来^[1], 非辐射共振耦合式无线电能传输系统的设计就迅速成为国内外的热门研究课题。该无线电能传输系统由两个具有相同共振频率的线圈构成, 一个作为发射线圈, 一个作为接收线圈。发射线圈直接接在功率放大器上获取电源, 接收线圈从发射线圈吸取能量, 并通过连在其后端的整流滤波电路给负载供电。功率放大器与无线电能传输线圈的匹配直接影响到这个电能传输系统, 因此对于整个系统来说, 设计一个高效可靠宽负载范围的功率放大器变得至关重要。

市场上现有的功率放大器都是在 GHz 通信频段, 或者音频频段, 很少有针对无线电能传输频段的功放。目前国内外基于无线传能研究所使用的功率放大器大都基本采用现有市场上的功放产品, 但这些功率放大器成本过高同时带宽针对性不强, 或者有的采用自己开发设计的线性功率放大器, 但是这

类功率放大器普遍效率不高。E 类功率放大器结构具有拓扑简单、高效率的特点, 同时 E 类功率放大器适用于无线电能系统和高效率的功率放大场合^[2]。基于这些特点, 本文选用 E 类功放结构进行设计。

考虑到本文功率放大器的使用范围为无线电能传输系统, 以及考虑到不同的无线传能线圈结构和不同间距的线圈可以等效成频率不同和负载值不同的负载, 本文需要设计一个宽带宽和宽负载使用范围的功率放大器。设计中, 在功率放大器的基础电路中采用相对较大的负载品质因数来设计电路参数, 以获得更宽的带宽; 另外, 采用源牵引和负载牵引确定最佳负载阻抗和源阻抗之后, 在匹配电路设计时采用 L 型的电路来实现匹配电路, 以达到宽带宽和宽负载的使用范围。

在电路板的板前电路版图布局设计中, 要对电路板进行电磁分析, 由于需要得到 S 参数, 所以采用对多层介质板的建模仿真具有优越性的 MOM 方法^[3]进行仿真。另外, 由于功率放大器工作在射频

收稿日期: 2013-09-18

基金项目: 浙江省重大科技专项(2011C11061)

作者简介: 储江龙(1989-), 男, 安徽籍, 硕士研究生, 主要研究无线电能输电与电力电子技术;

李玉玲(1973-), 女, 内蒙古籍, 副教授, 硕士生导师, 博士, 主要从事电力电子技术应用、无线电能传输、光伏发电、电工理论与新技术等方面的研究(通信作者)。

频段,电磁兼容在设计版图布线中也需要得到相应考虑。

2 E类功率放大器的设计

E类功率放大器结构是由 Sokal 于 1975 年提出来的^[4]。相比于 A 类、B 类、AB 类功率放大器,E 类功率放大器具有更高的功率附加效率。E 类功放的晶体管工作在开关状态,通过控制流过晶体管的电流和它两端的电压,使得它们的最大值不会同时出现,从而使晶体管的损耗最小,效率最高。

2.1 基本电路设计方法

E 类功率放大器的基本等效电路如图 1 所示,由开关晶体管、负载网络、电源和驱动信号以及负载构成。其中负载电路由并联电容 C_1 和电感 L_1 ,以及串联 L_2 、 C_2 谐振电路构成。

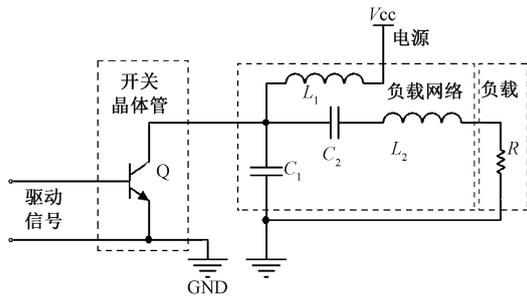


图 1 E 类功率放大器的等效电路图

Fig. 1 Equivalent circuit of class-E amplifier

本文设计中,E 类功放的期望指标如表 1 所示。功放的工作频段为 7.5 ~ 9.5 MHz,中心频率 f_c 为 8.5 MHz。2 MHz 带宽内输出功率 P_{out} 为 43 dBm (20 W)。宽带的功率附加效率 PAE 和功率增益 G 为大于 60% 和 19 dB。

表 1 E 类功率放大器的设计指标

Tab. 1 Performance index of class-E amplifier

参数	数值
工作频率/MHz	7.5 ~ 9.5
输出功率 P_{out} /dBm	43
功率附加效率 PAE	≥60%
功率增益 G /dB	20
功率平坦度/dB	≤1

基于设计目标的考虑,本文选用飞思卡尔的 MRF6V2300NR1 作为开关晶体管。这是一款 N 沟道增强型横向的 MOSFET 管。其击穿电压和阈值电压分别为 110 V 和 (2.0 ± 1.0) V。最高应用频率可达 600 MHz。

开关晶体管的 $V-I$ 特性曲线通过 ADS 软件仿真得到。工作点变化下的漏极电压和漏极电流的曲线图如图 2 所示。由于 E 类功率放大器采用和 B 类功率放大器一样的偏置电压,结合上文的数据,本文中 E 类功率放大器的开关晶体管的偏置电压 V_{th} 设置在 +2 V。

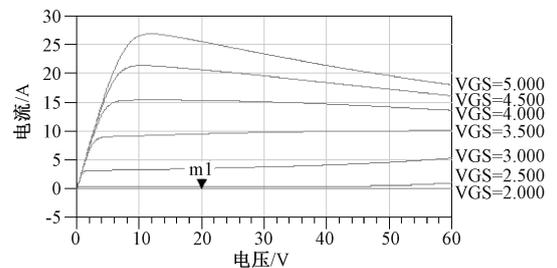


图 2 MRF6V2300NR1 的 $V-I$ 曲线

Fig. 2 $V-I$ curve characteristic of MRF6V2300NR1

E 类功率放大器的供电电源电压 V_{CC} ,取决于晶体管所能承受的最大电压。E 类功率放大工作时晶体管两端承受的最大电压和电流与工作电压和电流之间满足下式的关系^[5]。

$$V_{max} = 3.647V_{CC} \quad (1)$$

$$I_{max} = 3.647I_{CC} \quad (2)$$

考虑到晶体管的击穿电压为 110 V,以及电路裕量,设计中选用工作电压 V_{CC} 为 20 V。为求出负载网络中并联电容电感 C_1 、 L_1 的值,首先,引入负载阻抗 R

$$R = \frac{1.365V_{CC}^2}{P_0} \quad (3)$$

C_1 、 L_1 的值为:

$$C_1 = \frac{0.685}{2\pi f_c R} \quad (4)$$

$$L_1 = \frac{0.732R}{2\pi f_c} \quad (5)$$

利用负载品质因数 Q_L ,负载网络的串联谐振 L_2 、 C_2 的值可以得到

$$L_2 = \frac{Q_L R}{2\pi f_c} \quad (6)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R Q_L} \quad (7)$$

E 类功率放大器的基础电路计算结果如表 2 所示。

表 2 E 类功放的设计参数

Tab. 2 Parameters of amplifier

参数	R/Ω	C_1/nF	$L_1/\mu H$	$L_2/\mu H$	C_2/nF
数值	27.3	470	0.37	0.56	4.7

表 2 中的结果是采用了比较大的 Q_L 值得到的。在获得基础电路参数基础上, 为了获得最大的功率附加效率 PAE 和最大的输出功率 P_{out} , 需使用源牵引和负载牵引技术确定最佳负载阻抗和源阻抗, 并设计匹配电路, 使最佳阻抗匹配到需要的端口阻抗。具体牵引过程如下: 通过给定一源阻抗初始值, 确定最大 PAE 时的负载阻抗, 利用此负载阻抗再来确定源阻抗。使用上面的结果值重复上述过程, 得到稳定时的源阻抗和负载阻抗的值。仿真得到的最大 PAE 和输出功率 P_{out} 时的最佳负载阻抗 Z_L 和源阻抗值 Z_S 分别为 $19.166 - j18.219$ 和 $17.674 + j38.108$, 此时, 能够获得最大 PAE 为 93.27% , 输出功率 P_{out} 为 43.34dBm 。

在确定了基础电路和最佳负载阻抗和最佳源阻抗之后, 要将电路匹配到需要的负载阻抗值。由于本功率放大器的负载为无线传能线圈, 其阻值在几十欧姆左右, 设计中选择负载值为 50Ω 进行匹配设计, 同时为了考虑适应不同的负载变化, 匹配时采用 L 型的匹配电路来提供一个宽的带宽和宽负载应用范围。对于电源部分, 采用标准的 50Ω 电源内阻进行设计。最后, 通过将 Z_L 和 Z_S 分别匹配到相应阻抗值完成电路设计, 如图 3 中 $L_3 - C_3, L_4 - C_4$ 所示。

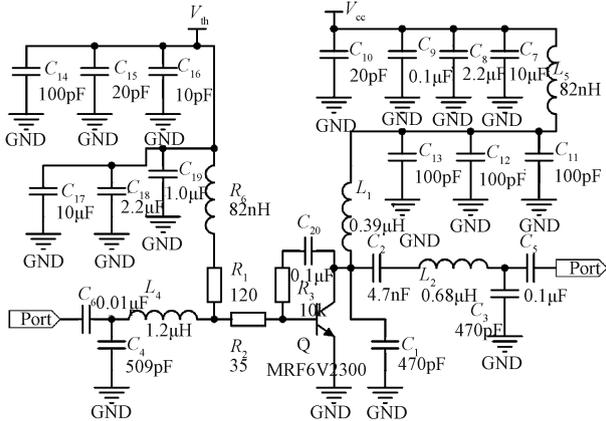


图 3 E 类功放的设计电路图

Fig. 3 Circuit of class-E power amplifier

此外, 在图 3 中, 还采用了 R_1, R_2 以及 $R_3 - C_{20}$ 串联之路, 用来提高整个电路的稳定性。同时, 在直流电源端还加有多个去耦电容, 除去电源的纹波, 防止电路自激振荡的产生, 确保功率放大器电路安全可靠的工作。

2.2 电路电磁性能分析

设计出的电路图通过在环氧玻璃 FR4 板上布

铜实现电路结构, 如图 4 所示。由于电路工作在高频, 在制作出实际的印刷电路板 (PCB) 之前, 有必要分析其性能参数以确保电路能够性能良好。PCB 本身可以当作一个多端口的器件, 端口参数能够通过精确的电磁分析得到。矩量法是一种基于积分方程的电磁分析方法, 相比于基于微分方程的有限差分法和有限元法, 矩量法在解决多层介质板问题时由于应用了格林定理使得求解矩阵阶数大幅下降从而具有很大的优势^[3]。

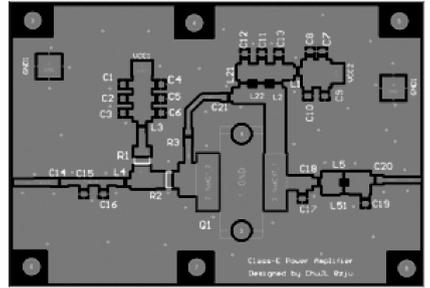


图 4 E 类功放的印刷电路板

Fig. 4 Printed circuit board of amplifier

分析 PCB 的性能时, 根据多层介质板的相应的电磁格林函数有:

$$\iint \bar{G}(r, r') \cdot J(r) dS = E(r) \quad (8)$$

其中, $J(r)$ 是 PCB 铜层未知的面电流; $E(r)$ 是已知的激励源; G 为介质层格林公式。

通过将铜层划分网格, 未知电流 $J(r)$ 可以展开成分段屋脊基函数组 $B_j(r)$ ($j=1, \dots, N$) 和未知基函数幅度 I_j 的和, 如式 (9) 所示。利用式 (9) 离散化式 (8), 并两边乘以基函数的积分得到式 (10)。

$$J(r) = \sum_{j=1}^N I_j B_j(r) \quad (9)$$

$$\left[\sum_{j=1}^N \iint \bar{G}(r, r') \cdot I_j B_j(r) dS \right] \cdot \iint B_i(r) dS' = E(r) \cdot \iint B_i(r) dS' \quad (10)$$

利用式 (11) 和式 (12), 重写式 (10) 有

$$Z_{i,j} = \iint B_i(r) dS' \cdot \iint \bar{G}(r, r') \cdot B_j(r) dS \quad (11)$$

$$V_i = \iint B_i(r) dS' \cdot E(r) \quad (12)$$

$$\sum_{j=1}^N Z_{i,j} I_j = V_i \quad (13)$$

G 可以分解成矢量位和标量位分别作用的和^[6]:

$$\vec{G}(r, r') = j\omega G^A(r, r') \vec{I} - \frac{1}{j\omega} \nabla [G^V(r, r') \nabla \cdot] \quad (14)$$

因此,式(11)可以表示成

$$Z_{i,j} = j\omega L_{i,j} + \frac{1}{j\omega C_{i,j}} \quad (15)$$

相应电路模型的 LC 值可以使用格林公式得到,求解式(13),就可得到电流分布。继而电路板的端口 S 和 Y 参数可以通过阻抗变换得到。

设计中采用 ADS 软件求解这个问题。首先,将未知电流 $J(r)$ 展开成带有未知幅度 I_j 的屋脊基础函数组 $B_j(r)$ 。然后,计算不同基函数之间的电感电容,建立一个不同频率下的 LC 等效电路网络,如图 5 所示。最后,求解基尔霍夫方程式(13)。从电压电流分布中,可以得到 S 参数。

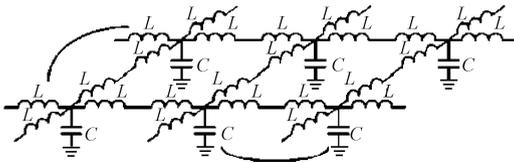


图 5 用于矩量法的等效电路网络

Fig. 5 Equivalent circuit network for MOM

使用 PCB 板的端口 S 参数,结合外部器件,就可以仿真出整个电路的性能。仿真结果如图 6 所示。从图 6 可知,宽带范围内 PAE 都大于 83%,输出功率 P_{out} 为 19W (42.8dBm),总体功率增益 G 为 19dB,晶体管漏极电压低于最大击穿电压。所有仿真参数指标符合设计期望指标。

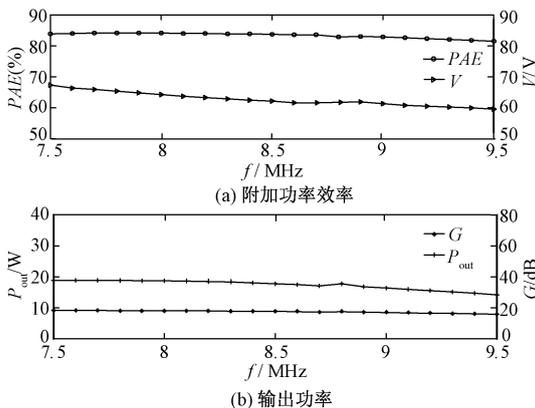


图 6 基于 MOM 方法的电路板仿真结果

Fig. 6 Simulation results after using MOM

2.3 电磁兼容设计

为了减少电磁干扰,防止自激振荡确保良好的电磁特性,电路在 2.2 节设计布线中,输入输出端口、电源线的长宽、地线以及过孔都进行了精心设计和布局。

为了减小功率放大器电磁辐射和电磁干扰,本文设计了一款屏蔽盒,除了作为电磁屏蔽之用,同时还可以对功放起到机械保护。为防止屏蔽盒与功率放大器共振形成一个矩形共振空腔,屏蔽盒的尺寸应当避免满足下述关系:

$$\begin{cases} L = M\lambda_g/2 \\ \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\frac{1}{1 - \frac{h}{b(1 - \epsilon_r)}} - \left(\frac{\lambda_0 N}{2a}\right)^2}} \end{cases} \quad (16)$$

其中, L 、 a 、 b 是屏蔽盒的长、宽、高; M 、 N 为任意正整数; λ_g 是工作频率的波导波长; ϵ_r 相对介电常数; h 是 PCB 介质厚度。

3 实验结果

根据上文的设计方法,制作出一款用于非辐射共振耦合式无线传能的 E 类功率放大器,如图 7 所示。电路板固定在铝材料的散热器上,并置于屏蔽盒内以减小电磁干扰,使电路正常工作,图 7 中只显示屏蔽盒的一半。正弦波信号通过安捷伦公司的任意波信号发生器 33522A 产生,连接到电路板输入端口,用于开断功率晶体管。偏置电压和工作电压由直流电源提供。实际的电路进行了优化,实际性能测试结果如图 8 和图 9 所示。

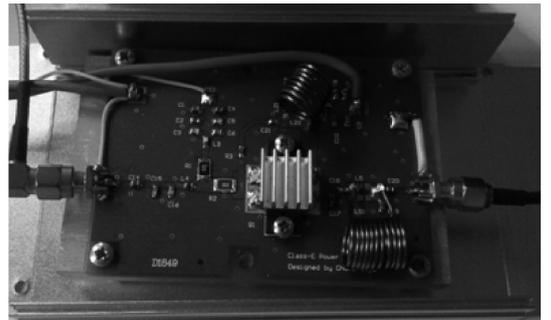


图 7 E 类功率放大器的实物图

Fig. 7 Photograph of class-E power amplifier

为了验证在不同谐振频率的线圈结构下,该功放能够有很好的性能,进行了阻值为 50Ω 不同结构线圈的功放性能测量,测量结果如图 8 所示。图 8 (a)、8(b)、8(c) 分别为附加功率效率结果、输出增

益结果和输出功率结果。从图 8 的结果可以看到, 在 7.5 ~ 9.5 MHz 范围内的, 不同谐振频率的 50Ω 的线圈都能很好地测试性能。能够获得 19dB 的功率增益和 89% 以上的功率附加效率, 输出的最大功率附加效率为 93%, 同时输出功率增益和功率分别达 19.9dB 和 43.9dBm。

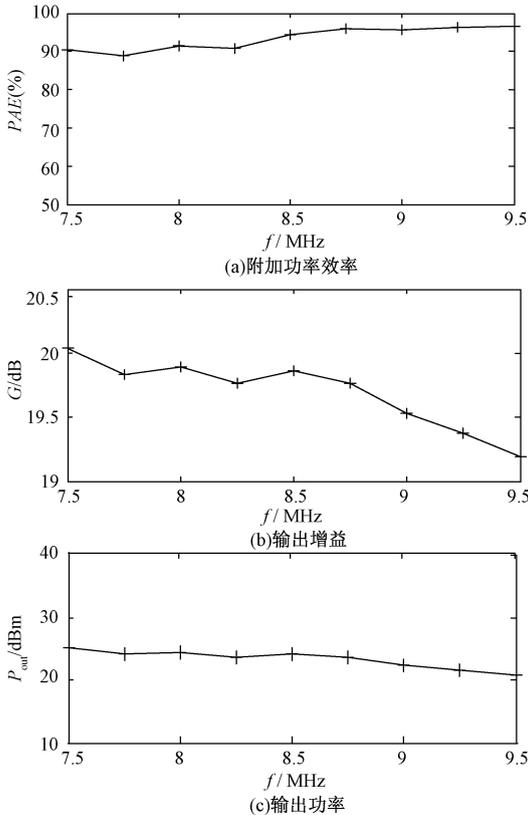


图 8 不同谐振频率线圈结构的 E 类功放的测试结果
Fig. 8 Measured results of power amplifier with different coil structures

另外, 为了验证在不同内阻或者线圈距离变化下不同的线圈结构, 该功放性能依旧良好, 进行了内阻值 12.5W 到 200W 不等、谐振频率点 7.5 ~ 9.5 MHz 不同的线圈测试, 结果如图 9 所示。不同的阻值对应于不同的线圈距离或者线圈距离的变化, 不同的频率对应于不同的线圈结构。从图 9 可以看出, 对于不同的结构和不同的线圈距离或者线圈距离变化下, 功放都能有很好的性能。最小都能获得超过 60% 的附加功率效率。

综合以上两方面的测试结果可以看出, 设计的该 E 类功率放大器在不同的线圈类型和线圈距离变化的情况下表现性能都十分良好, 能够满足不同类型结构和场合的无线电能传输系统的使用要求, 能够提高无线电能传输系统的整体效率。

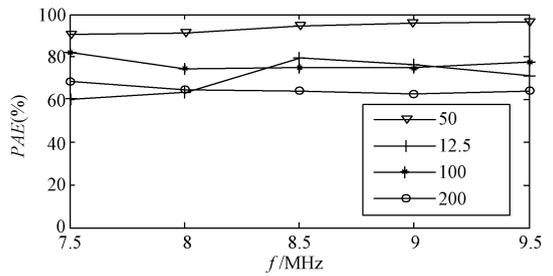


图 9 不同内阻或者距离变化下的不同线圈 E 类功放的测试结果
Fig. 9 Measured results of PA with different internal resistance or coil distance

4 结论

本文设计、仿真并制作出了一款用于非辐射共振耦合式无线电能传输系统的高效率宽负载应用范围的 E 类功率放大器。采用 24dBm 的正弦波输入信号, 能够输出最大功率附加效率 93% 同时能够提供 43.9dBm 的输出功率。功率放大器电路进行了良好设计, 电路性能在 ADS 软件仿真平台上利用矩量法进行了板前仿真分析。电路制版时, 电磁兼容进行了考虑并设计了屏蔽盒。样机试验结果与仿真结果一致, 所有测试参数都达到之前的设计期望指标, 同时电路能够稳定可靠工作。设计的这款高效 E 类功率放大器能够使用于不同的传输线圈结构并能够适应不同的线圈内阻和线圈距离, 将对非辐射共振耦合式无线电能传输系统的研究十分有用。

参考文献 (References):

[1] André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances [J]. Science, 2007, (317): 83-86.

[2] Ekkaphol Khansalee, Nutdechatom Puangngernmak, Suramate Chalemwisutkul. Design of 140 ~ 170MHz class E power amplifier with parallel circuit on GaN HEMT [A]. International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology [C]. 2010. 570-574.

[3] Branko M Kolundzija, Antonije R Djordjević. Electromagnetic modeling of composite metallic and dielectric structures [M]. London: Artech House, 2002.

[4] N O Sokal, A D Sokal. Class E a new class of high efficiency tuned single-ended switching power amplifiers [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 1975, 10 (3): 168-176.