

基于钳位电路的 S-CL-S 补偿无线充电系统

郭彩霞,王豪,朱洵,张雨东,王芳

(河南师范大学 光电工程学院;河南省光电传感集成应用重点实验室,河南 新乡 453007)

摘要:当前,磁耦合无线充电技术已在锂电池充电领域得到广泛应用.针对现有系统存在的控制冗余问题,为提升充电安全性与效率,提出一种基于 S-CL-S 补偿结构的无线充电系统.该系统在原边引入辅助线圈与二极管整流桥结构,无需外接控制电路及检测系统即可实现输出端恒流-恒压模式(constant-current-constant-voltage,CC-CV)的自主切换.辅助线圈可保证系统输出增益不受磁耦合器参数限制,显著提升了系统设计灵活性.所提系统可在单工作频率下完成 CC-CV 转换,确保实现逆变器的软开关操作与变换器接近 0 的无功环流,有效降低器件应力并提高能量传输效率,同时具备自动开路保护功能.最后搭建了一台输出为 2.5 A/54 V 的实验样机,验证所提出系统的正确性与可行性.

关键词:无线电能传输;自动开路保护;钳位电路;恒流恒压切换

中图分类号:TM724

文献标志码:A

文章编号:1000-2367(2026)04-0113-10

无线电能传输(wireless power transfer,WPT)技术是一种通过磁耦合传输功率的技术,在科学界和工业界得到了广泛关注和应用.WPT 技术有效解决了传统有线接触式充电存在的频繁插拔易损坏等安全隐患,并且可以实现较远距离、零接触电力传输,具有耐用、安全、适用于恶劣环境等优点.因此,WPT 系统在电动汽车^[1],便携式设备^[2],医疗设备^[3],水下作业^[4]等不同功率场合得到了广泛应用.锂电池以其高能量密度、长循环寿命和轻便的特点成为广泛应用的储能装置,其充电特性直接影响性能和寿命^[5].为了有效地给锂电池充电,无线充电器应提供恒定电流(constant current,CC)和恒定电压(constant voltage,CV)输出^[6],当 WPT 系统连接锂电池时,开始以恒流的方式对电池进行充电,此时电池电量较低,内部等效电阻较小,电池两端电压低,随着恒流充电的持续,电池两端电压升高到设定的阈值时,系统通过改变频率或其他方法切换到恒压充电模式.为减小系统的无功环流,提高系统的输出效率,系统应在恒流和恒压输出模式下实现输入零相位角(zero phase angle,ZPA)^[7].

目前学者们提出了诸多方法来解决无线充电系统恒流-恒压模式的切换,这些方法主要分为 3 类:1)频率切换,对系统频率切换无需复杂的检测和控制电路,系统补偿元件相对较少,但利用频率控制技术系统容易出现频率分岔,系统内部不同元器件之间也可能因为频率切换产生的电磁干扰,影响系统的稳定性和可靠性.此外,当逆变器在没有在 ZPA 的情况下运行时,会产生无功功率,从而减少整个系统的输出功率^[8].2)采用高阶补偿网络拓扑,通过配置由开关网络和补偿元件组成的混合网络,将 CC 补偿网络与 CV 补偿网络集成在一起,因此可以实现恒流与恒压的切换.一些高阶补偿拓扑,例如双侧 LCC 补偿网络可以实现 ZPA 和与负载无关的 CC 或 CV 输出特性^[9],但过于复杂的补偿网络会导致电路中电容电感的数量过多,其补偿元

收稿日期:2025-01-07;**修回日期:**2025-05-15.

基金项目:国家自然科学基金(61627818).

作者简介:郭彩霞(1979—),女,河南商丘人,河南师范大学副教授,博士,研究方向为智能控制系统,E-mail:guocaixia@htu.edu.cn.

通信作者:王豪,E-mail:whpg123@163.com.

引用本文:郭彩霞,王豪,朱洵,等.基于钳位电路的 S-CL-S 补偿无线充电系统[J].河南师范大学学报(自然科学版),2026,54(4):113-122.(Guo Caixia,Wang Hao,Zhu Xun,et al.Clamp circuit based S-CL-S compensated wireless charging system[J].Journal of Henan Normal University(Natural Science Edition),2026,54(4):113-122.DOI:10.16366/j.cnki.1000-2367.2025.01.07.0002.)

器件参数偏差会直接影响 CC 和 CV 输出的准确性,使系统的鲁棒性降低.3)利用 DC-DC 转换器,在无线充电系统副边配置 buck-boost 转换器,可通过调制 DC-DC 转换器的占空比实现对电流和电压的调节,此方法控制精度高,有较好的输出特性,便于实现电气隔离^[10-11].然而这个方法导致系统中出现更多的组件,不仅提高了成本与能量损失,也导致系统安装体积偏大,不利于系统的轻便性.以上 3 种实现恒流-恒压模式切换的方法需要依靠精确的检测和控制手段,因此文献[12]提出一种三线圈补偿的 WPT 系统,在原边增加辅助线圈和全桥二极管整流器形成钳位电路,可实现恒流-恒压模式自动切换,但系统输出电压、电流受到磁耦合器参数限制.此外,三线圈的磁耦合器受线圈间距和传输距离限制,难以对其进行优化.文献[13]提出在辅助线圈构建一种新型补偿拓扑,可实现电压增益不受磁耦合器的参数限制,但增加的补偿拓扑亦会改变辅助线圈感应电压与整流桥两端电压的相位关系,导致系统输入难以实现 ZPA,减少整个系统的输出功率.

针对上述方法的技术不足,本文提出 S-CL-S 补偿三线圈无线充电系统,可在全负载下实现恒流-恒压模式自切换.在副边增加补偿器件形成 Γ 型补偿网络,通过调节补偿网络中的参数,可实现系统输出增益不受磁耦合器参数限制.该设置可以实现输出端恒流-恒压模式根据负载大小自动切换,防止意外断路对系统造成损坏.辅助线圈也保证了系统输出增益不受内部磁耦合器参数限制,大大提高了系统设计自由度.提出的 S-CL-S 补偿拓扑无需在系统中添加额外的控制电路和检测系统,从而减少系统成本.与文献[12]相比,该设计避免了输出增益受磁耦合器参数限制,减少了磁耦合器在偏移后对系统充电效率的影响,提高了系统设计自由度与输出稳定性.与文献[13]相比,该设计减少了系统补偿器件,降低了系统复杂度,保证系统可以实现 ZPA,提高了系统稳定性与效率.同时,补偿电容在尺寸上要小于补偿电感,因此本文提出的实验样机尺寸比文献[13]中的要小,有利于减小系统空间体积.最后在搭建的实验样机上验证了本文设计系统的可行性.

1 补偿网络原理分析

图 1 中, L_p, L_s 和 L_a 分别是发射线圈、接收线圈和辅助线圈,因其对应的寄生电阻值较小,为了简化,在分析时将其忽略. M_{ps}, M_{pa} 和 M_{sa} 分别表示发射线圈和接收线圈、发射线圈和辅助线圈、接收线圈和辅助线圈之间的互感.系统的原边由 1 个恒定的直流电源 E 、4 个 MOSFET($Q_1 \sim Q_4$)组成的高频逆变器、4 个肖特基二极管($D_5 \sim D_8$)组成的全桥整流器、补偿电容 C_p 和 C_a 、发射线圈 L_p 和辅助线圈 L_a 组成.副边由补偿电容 C_s 、接收线圈 L_s 、4 个肖特基二极管($D_1 \sim D_4$)组成的全桥整流器、滤波电容 C_0 组成.由 $Q_1 \sim Q_4$ 组成的高频逆变器可将输入系统的直流电压 E 转换为高频的交流电压 V_p 传送至发射线圈.由 $D_1 \sim D_4$ 组成的全桥整流器能够将副边电路中的交流电流转变为直流电流 I_{bat} 为电池负载充电.为了简化分析(图 2),忽略高次谐波分量, V_p 表示原边逆变输出方波电压的有效值,满足 $V_p = 4E \sin(\alpha/(2\pi))$, α 表示高频逆变器的相位角.

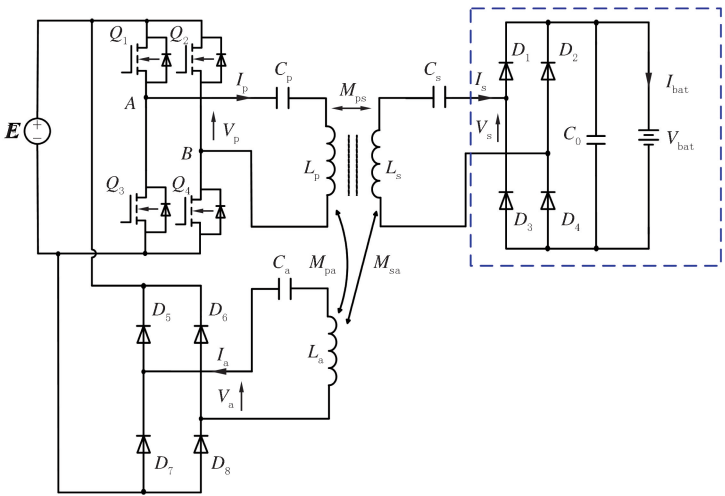


图1 S-S三线圈无线充电系统电路结构图

Fig.1 Circuit structure diagram of S-S three coil wireless charging system

该系统的工作角频率 ω 满足式(1),电池负载的等效电阻 $R_L = V_{bat}/I_{bat}$,等效交流负载 R_E 满足式(2).

$$\omega = 2\pi f = (L_p C_p)^{-1/2} = (L_s C_s)^{-1/2} = (L_a C_a)^{-1/2}, \quad (1)$$

$$R_E = 8R_L / \pi^2. \quad (2)$$

因为副边线圈和辅助线圈的互感值 M_{sa} 相比于 M_{ps} 和 M_{pa} 较小,可以近似为 0,则由图 2 可得

$$\begin{cases} V_p = -j\omega M_{ps} I_R - j\omega M_{pa} I_a, \\ V_R = j\omega M_{ps} I_p = I_R R_E, \\ V_a = j\omega M_{pa} I_p. \end{cases} \quad (3)$$

根据上式可知,在充电初期,由于电池电压 V_{bat} 没达到设置的阈值,此时 I_p 的感应电压 V_a 小于输入电压 E ,根据二极管钳位效应,辅助整流桥二极管反向截止,即辅助电路不被激活,因此 $I_a = 0$.代入式(2)可得副边输出与负载无关的电流

$$I_R = V_p / (j\omega M_{ps}). \quad (4)$$

随着充电过程的持续进行, R_E 和 V_{bat} 也随之增加,当感应电压 V_a 达到输入电压 E 时,辅助线圈正向导通,此时 V_a 的大小被全桥整流电路($D_5 \sim D_8$)钳位在输入电压 E 的大小,即 $V_a = 4E/\pi$,由式(3)可得

$$V_R = j\omega M_{ps} I_p = M_{ps} V_a / M_{pa}. \quad (5)$$

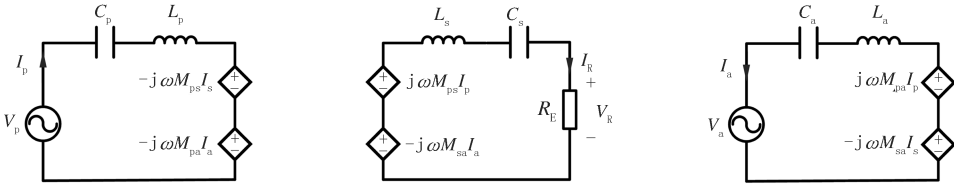


图2 S-S-S三线圈无线充电系统互感等效拓扑

Fig.2 Mutual inductance equivalent topology for three-coil wireless charging systems

2 系统改进措施

由式(5)可以看出,在进入恒压模式后,副边输出电压 V_R 受磁耦合器参数 M_{ps} , M_{pa} 和输入电压 E 限制,以实验恒压效果.输出电压 V_R 虽可以通过改变 M_{ps} , M_{pa} 和输入电压实现调节,磁耦合器的设计难以灵活调节,不利于该系统优化设计.因此,本文在上述三线圈无线充电系统上进行改进,改进的接收线圈补偿网络示意图如图 3(a)所示,其中 A_p , A_T 和 A_s 分别为原边串联补偿网络,原副边磁耦合器,副边补偿网络.保持原边串联补偿结构 1,在副边拓扑结构中加入一个补偿电感 L_1 与补偿电容 C_p 构成 Γ 型补偿网络,如图 3(b)所示,则其补偿拓扑矩阵可由式(6)表示.该改进措施满足以下要求:1)可以实现与负载无关的恒流和恒压输出.2)系统的输入阻抗为纯阻性,实现 ZPA 输入.3)可以实现恒流-恒压模式自切换.4)尽可能少的增加元器件,保证系统轻便.5)输出电压增益不受磁耦合器参数限制,保证系统灵活设计度.

$$\mathbf{A}_s = \mathbf{A}_{CL} = \begin{bmatrix} 1 & (j\omega C_1)^{-1} \\ (j\omega L_1)^{-1} & (\omega^2 C_1 L_1)^{-1} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

根据文献[14]高阶补偿拓扑参数设计理论,图 3(a)新设计副边补偿网络矩阵 $\mathbf{A}_s$ 符合式(7),其中 $G = I_R/V_p$.

$$\mathbf{A}_s = \mathbf{A}_T^{-1} \mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{G^* L_s}{M_{ps}} (\frac{j}{\omega C_p} - j\omega L_p) + G^* j\omega M_{ps} & \frac{L_s}{GM_{ps}} \\ \frac{-G^*}{\omega^2 C_p M_{ps}} + \frac{G^* L_p}{M_{ps}} & \frac{-1}{j\omega M_{ps} G} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

将式(6)代入式(7)可得出补偿电容 C_p 、补偿电感 L_1 的表达式

$$\begin{cases} L_1 = L_s / (\omega^2 C_1 L_s - 1), \\ C_p = (C_1 L_s^2) / (\omega^2 C_1 L_s (L_s L_p - M_{ps}^2) + M_{ps}^2). \end{cases} \quad (8)$$

同时,可通过 $G = I_R/V_p$ 得到输出电流与输出电压的表达式

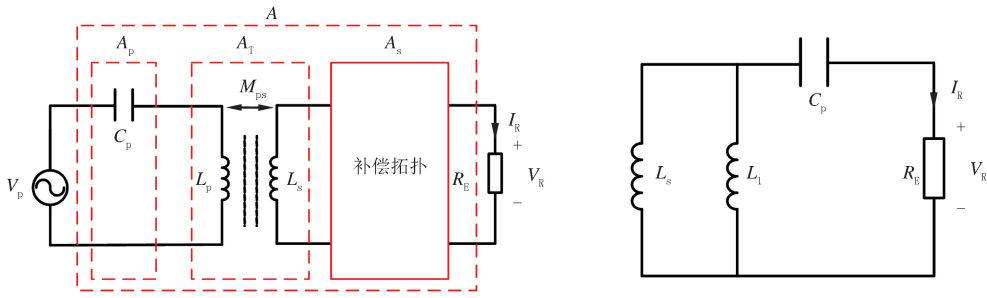


图3 三线圈无线充电系统接收线圈改进结构

Fig.3 Improved structure of receiving coil for three-coil wireless charging system

$$\begin{cases} I_{CC} = (8j\omega C_1 L_s E \sin(\alpha/2)) / (\pi^2 M_{ps}), \\ V_{CV} = (M_{ps} E) / (\omega^2 C_1 L_s M_{pa}). \end{cases} \quad (9)$$

从式(9)可以看出,提出的三线圈无线充电系统可以输出与负载无关恒定的电压和电流,并且若确定三线圈磁耦合器的参数,则可以通过改变工作频率 ω 和相位角来控制输出电流和输出电压的大小,而且钳位线圈 L_a 和辅助线圈 L_s 之间的互感 M_{sa} 不参与电流和电压的输出增益,因此可以将其设计得很小并远离接收线圈.同时此改进措施仅在外部分添加一个补偿电感,保证了系统的轻量化.

图 4 为 S-CL-S 三线圈无线充电系统电路结构图.利用公式(8)所给的参数,可以通过假设忽略 M_{sa} 来实现恒流-恒压输出.虽然钳位线圈 L_a 设计的很小,但在实际情况中应考虑其对系统输出性能的影响,整个系统的等效简化电路图如图 5 所示.

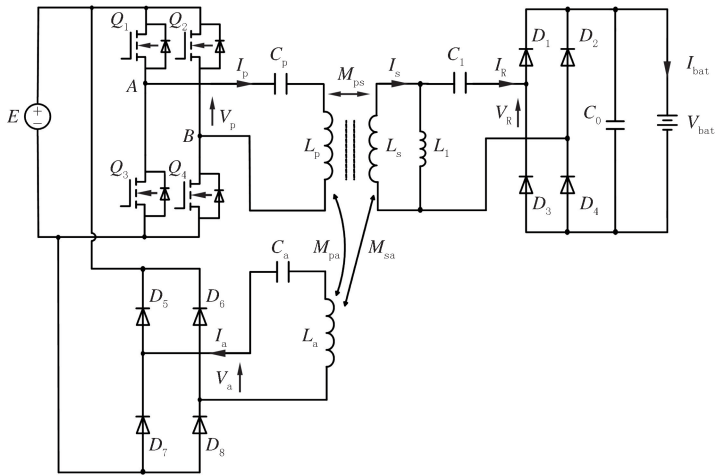


图4 S-CL-S三线圈无线充电系统电路结构图

Fig.4 S-CL-S three-coil wireless charging system circuit structure diagram

设 V_s 是发射线圈感应到接收线圈上矢量电压, I_s 是流过接收线圈上的矢量电流.根据戴维南定理和副边拓扑结构可得

$$\begin{cases} V_s = \omega^2 C_1 L_s V_R = j\omega M_{ps} I_p - j\omega M_{sa} I_a, \\ I_s = -(V_R / (j\omega L_1) + (I_R / (\omega^2 C_1 L_s))). \end{cases} \quad (10)$$

根据基尔霍夫电压定律可得

$$\begin{cases} V_p = (j\omega L_p + (j\omega C_p)^{-1}) I_p - j\omega M_{ps} I_s - j\omega M_{pa} I_a, \\ V_R = (\omega^2 C_1 L)^{-1} (j\omega M_{ps} I_p - j\omega M_{sa} I_a) = I_R R_E, \\ V_a = j\omega M_{pa} I_p - j\omega M_{sa} I_s. \end{cases} \quad (11)$$

当整个系统刚导通时,由于电池处于亏电状态,等效电阻 R_E 较小,系统开始恒流模式充电.因为发射线圈电流 I_p 和辅助线圈电压 V_a 随着 R_E 的增大而增大,所以,在辅助线圈电压 V_a 达到输入电压 E 之前,二极

管(D_5 - D_8)反向截止,即 $I_a=0$,代入式(10-11)得到的输出电流与式(9)一致,因此辅助线圈与接收线圈之间的互感 M_{sa} 也不会影响恒流模式充电。

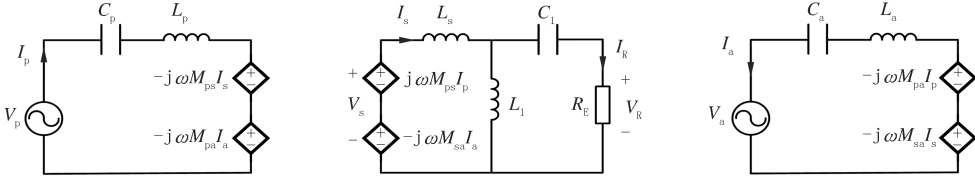


图5 S-CL-S三线圈无线充电系统电路结构图

Fig.5 Simplified equivalent circuit diagram of S-CL-S three-coil wireless charging system

当 V_a 的峰值达到输入电压 E 时,二极管(D_5 - D_8)部分导通,将 $V_a=E$ 代入式(9-10)可以求出恒流充电模式结束时的临界电阻

$$R_{E,\alpha} = \frac{\pi M_{ps}^2}{8(\omega^3 L_s^2 C_1^2 M_{pa} - \omega C_1 M_{sa} M_{ps} (\omega^2 C_1 L_s - 1))} \sqrt{\frac{\pi^2}{16 \sin^2(\alpha/2)} - \frac{M_{sa}^2}{M_{ps}^2}}. \quad (12)$$

随着 V_a 的进一步增加,二极管(D_5 - D_8)将完全导通, V_a 则被输入电压 E 钳位为方波,其中 $V_a=4E/\pi$,代入式(10-11)可以求出恒压模式刚开始时的临界电阻

$$R_{E,\beta} = \frac{\pi^2 M_{ps}^2}{8(\omega^3 L_s^2 C_1^2 M_{pa} - \omega C_1 M_{sa} M_{ps} (\omega^2 C_1 L_s - 1))} \sqrt{\sin^2(\alpha/2) - \frac{M_{sa}^2}{M_{ps}^2}}. \quad (13)$$

根据式(11-12)求出的临界电阻可以看出,在 $R_{E,\alpha}$ 和 $R_{E,\beta}$ 存在一定的差值,在无线充电的过程中,负载等效电阻由 $R_{E,\alpha}$ 变化到 $R_{E,\beta}$ 的过程,也是恒流模式自动切换恒压模式的过程,图 6 给出了系统随着等效负载电阻变化的整个充电过程.可以看出在恒压模式初期与末期,充电系统所输出的电压略有偏差,这是因为在实际设计的过程中,辅助线圈与接收线圈之间存在较小的互感.因此,在恒压阶段应考虑 M_{sa} 对充电系统输出电压影响,可以概括为以下 2 种情况:

1) 当电池等效电阻 R_E 稍微大于 $R_{E,\alpha}$ 时,此时二极管(D_5 - D_8)全部导通,此时充电系统进入恒压充电模式,但由于辅助线圈回路上的电流 I_a 相比于副边电流 I_R 仍然很小,因此可将 I_a 视为 0,所以将式(11)代入电压回路方程(10)可以得到在恒压模式初期电池两端的电压

$$V_{CV-\text{begin}} = \frac{M_{ps} L_s E}{\omega^2 L_s^2 M_{pa} - M_{sa} M_{ps} (\omega^2 C_1 L_s - 1)} \sqrt{1 - \frac{M_{sa}^2}{M_{ps}^2} \sin^2 \frac{\alpha}{2}}. \quad (14)$$

2) 当电池等效电阻 R_E 远远大于 $R_{E,\beta}$ 时,辅助线圈回路上的电流 I_a 增大,流过副边等效负载上的电流 I_R 将会变得非常小,在接下来的分析中可将 I_R 视为 0,根据 V_a 和 V_p 的相位关系,并结合式(10)可以得到恒压模式末期电池两端电压

$$V_{CV-\text{end}} = \frac{M_{ps} E}{\omega^2 L_s^2 M_{pa}} \sqrt{1 + \left[\frac{M_{sa} M_{ps}}{\omega^2 L_s^2 M_{pa}} (\omega^2 C_1 L_s - 1) + \frac{M_{sa}}{M_{ps}} \sin \frac{\alpha}{2} \right]^2}. \quad (15)$$

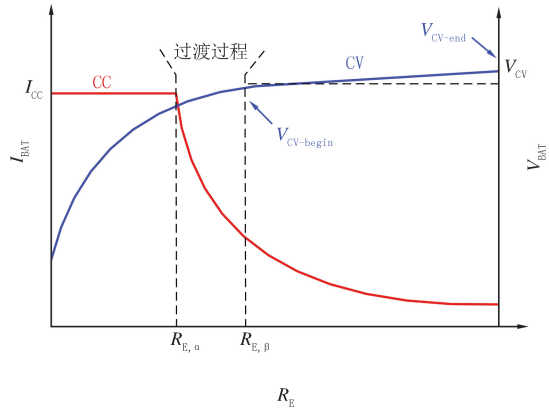


图6 无线充电特性曲线图

Fig.6 Wireless charging characteristic curve diagram

3 仿真分析验证

磁耦合器大多可设计为圆形或者方形结构,圆形线圈由于有更好的对称性,使其中心和周围区域的磁场分布更为均匀,在线圈发生轻微偏移的时候相比于方形线圈对传输效率的影响更小.同时根据集肤效应和临近效应,方形线圈在拐弯处的电流通常不均匀^[15],会影响系统的稳定运行.因此,本文提出的 S-CL-S 无线充电系统采用圆形线圈,线圈具体参数如表 1 所示,发射线圈与接收线圈之间的间隙为 45 mm.

表 1 磁耦合器参数
Tab. 1 Magnetic coupling parameters

参数	发射线圈 L_p	接收线圈 L_s	辅助线圈 L_a
外径 D_{out}/mm	200	186	90
内径 D_{in}/mm	95	95	34.5
匝数 N	25	22	15

据第 2 节的理论分析,S-CL-S 无线充电系统可以根据锂电池的充电特性自动切换恒流-恒压模式,为了验证该结果的准确性,根据表 2 所计算出的系统参数按照图(4)所示的结构通过 MATLAB/SIMULINK 搭建等效模型进行初步验证.设置输入电压 E 为 48 V,频率为 200 kHz,逆变器的相移角 α 设置为 0.95π .恒流模式下,电池的充电电流 I_{CC} 为 2.5 A,为了实现充电饱和,恒压模式下电池的充电电压 VCV-end 为 54 V.根据给定参数,通过式(11-12)可计算出恒流模式与恒压模式下的临界电阻 $R_{E,\alpha}$ 和 $R_{E,\beta}$ 分别为 22.4 Ω 和 27.6 Ω .在仿真实验中分别选择电池等效负载为 15 Ω ,25 Ω 和 100 Ω 来展示恒流模式、过渡阶段和恒压模式下的充电特性.

表 2 三线圈无线充电系统参数
Tab. 2 Parameters of three-coil wireless charging system

参数	$L_p/\mu\text{H}$	$L_s/\mu\text{H}$	$L_a/\mu\text{H}$	$M_{ps}/\mu\text{H}$	$M_{pa}/\mu\text{H}$
理论值	119.84	86.45	14.12	27.4	12.398
参数	$M_{sa}/\mu\text{H}$	$L_1/\mu\text{H}$	C_p/nF	C_1/nF	C_a/nF
理论值	3.75	89.63	5.479	14.39	44.85

仿真结果如下,为验证 S-CL-S 无线充电系统可根据电池充电曲线自动实现恒流-恒压模式变换,选择 15 Ω ,25 Ω 和 100 Ω 3 个不同电池等效电阻进行仿真分析,其中 V_p 和 I_p 分别是原边上的电压和电流, V_s 和 I_s 分别是副边整流器上的输入电压和电流, V_a 和 I_a 分别是辅助线圈整流器上的输入电压和电流, V_{BAT} 和 I_{BAT} 分别是系统输出电压和电流.该系统在恒流模式中,电池等效电阻 R_E 为 15 Ω ,此时辅助线圈电压 V_a 未能达到系统输入电压 E ,二极管(D_5 - D_8)反向截止,则 I_a 几乎为 0,系统输出电流 I_{BAT} 恒定在 2.5 A 左右,与式(9)中计算结果一致.同时可以看出逆变器输出的电压 V_p 与电流 I_p 同向,可实现 ZPA 运行的目标,仿真结果如图 7(a)所示.当电池等效电阻 R_E 为 25 Ω 时,系统处于恒压-恒流模式过渡阶段,此时辅助线圈上的电压 V_a 达到系统输入电压 E ,二极管(D_5 - D_8)被激活,根据二极管钳位效应, V_a 被钳位到 E 的大小,此时 I_a 开始升高,系统输出电压 V_{BAT} 维持在 48 V 左右,未达到电池所需的恒定值,恒流模式不再持续,仿真结果如图 7(b)所示.在恒压模式中,电池等效电阻 R_E 为 100 Ω ,辅助线圈电路被完全钳位在系统输入电压幅值的方波信号,由于电池电阻增大,输出电压升高到 54 V 并保持恒定,在恒压模式内,仍可以实现 ZPA 运行.此外电池等效电阻为 100 Ω 已远远大于 $R_{E,\beta}$,可模拟副边突然发生开路故障,等效负载电阻远远升高,此时系统可自动切换恒压模式,仿真结果如图 7(c)所示.通过图 7 可看出各电压电流均处于安全范围内,因此由开路后导致充电器与电池断开连接,不会引起电池充电的安全问题,也验证了该系统具备自动的开路保护功能.

3.1 参数敏感性仿真分析

为定量分析本文提出的 S-CL-S 无线充电系统与文献[12-13]的参数敏感性差异,通过文献[12]补偿网络模型所得到的输出增益与式(9)进行对比,可得出以下结论:在原副边磁耦合器参数确定时,本文提出的

S-CL-S 无线充电系统可通过调节补偿电容 C_1 或者频率进行调节输出电压电流,此特性可避免磁耦合器线圈间距、偏移等外部因素干扰.然而文献[12]所提出的补偿网络模型输出电压电流受限于磁耦合器参数,大大降低了系统的设计灵活性.

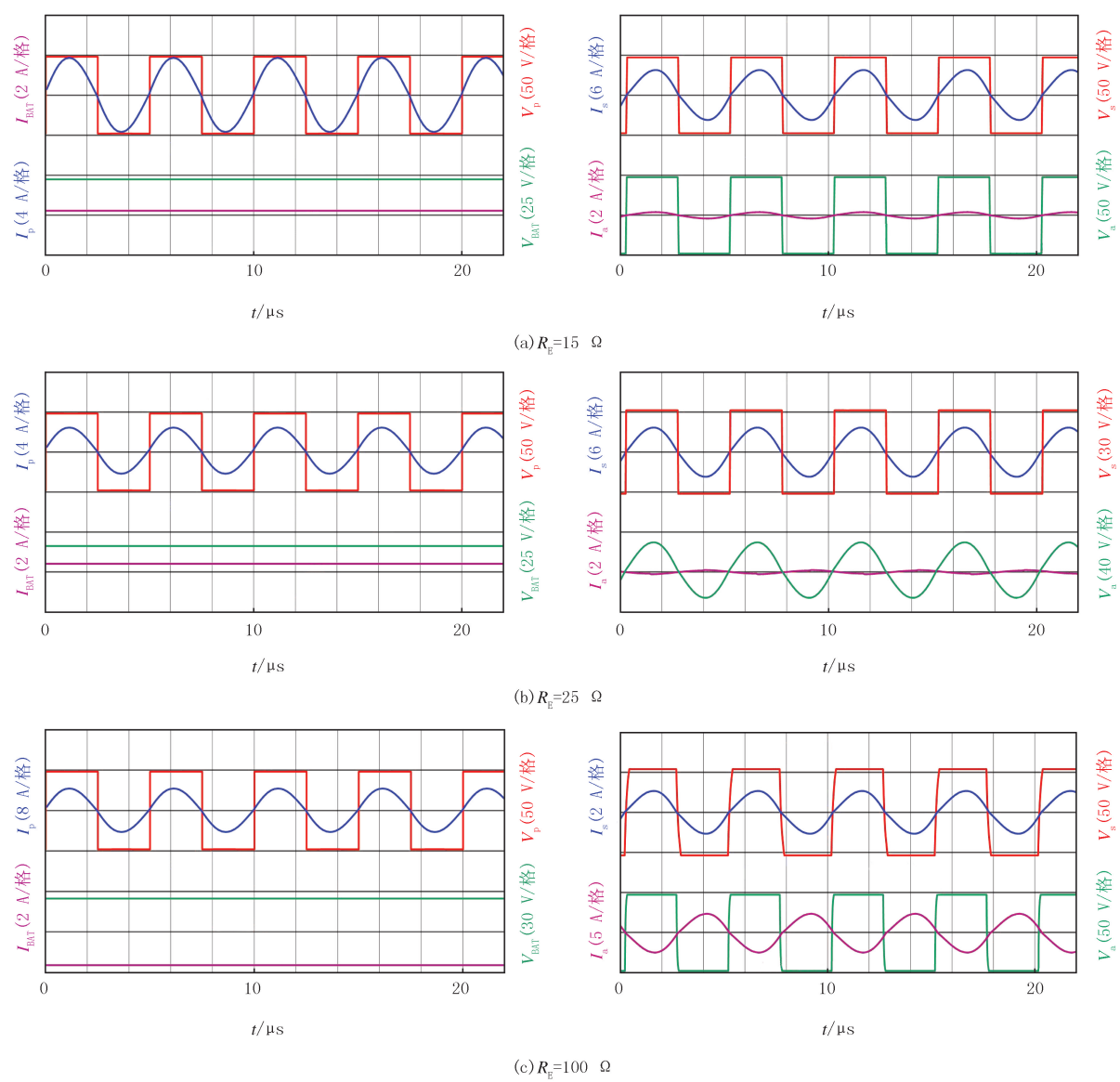


图7 不同负载下的电压电流
Fig.7 Voltage and current under different loads

为验证上述理论推导,设置磁耦合器参数 M_{ps}, M_{pa} 在 $\pm 15\%$ 范围内波动,对比 S-CL-S 无线充电系统与文献[12]输出增益变化,结果如表 3 所示.

表 3 参数偏差对输出增益的影响对比

Tab. 3 Comparison of output gain sensitivity under parameter deviations

参数偏差	系统类型	$\Delta I_{CC}/\%$	$\Delta V_{CV}/\%$	效率变化/ $\%$
$M_{ps} \pm 15\%$	文献[12]	± 18.5	± 19.2	-3.2
	S-CL-S 系统	± 10.4	± 9.80	-2.5
$M_{pa} \pm 15\%$	文献[12]	± 5.4	± 3.5	-2.6
	S-CL-S 系统	± 0.0	± 4.2	-0.6

S-CL-S 无线充电系统在参数波动下的电流与电压稳定性均优于文献[12],尤其在辅助线圈互感 M_{pa} 偏差场景中,输出电流完全稳定,同时可通过调节补偿电感优化输出增益,验证了其补偿网络设计的有效性.文献[12]因补偿网络与磁耦合参数强耦合,输出增益易受线圈间距、偏移等外部因素干扰,导致设计灵活性与可靠性不足.结合此参数偏差对比的结果可知,线圈偏移通过改变磁耦合参数引发效率下降,而 S-CL-S 系统凭借补偿网络的结构创新,显著降低了此类参数敏感性.其设计不仅提升了系统对线圈偏移的容忍度,还确保了复杂工况下的高效能量传输,为无线充电系统的实际部署提供了可靠保障.

4 实验验证

根据上述仿真得到的结果,可以发现改进过后的三线圈无线充电系统输出电压与电流不受单一的磁耦合器参数限制,证明其具有较好的实际应用价值.为验证该系统在实际应用中可行性,搭建一台具有 2.5 A/54 V 的输出实验样机,实验样机由示波器,48 V 直流电源,高频逆变器,整流器,发射线圈,接收线圈,辅助线圈电阻负载,DSP28335 开发板,DSP 控制器和补偿电容电感组成,实验平台如附录图 S1 所示,附录表 S1 为实际测量的各实验硬件参数,与表 2 所计算的理论值有较小偏差.

负载 R_E 为 15 Ω 时,此时系统处于恒流模式下,输出电流约为 2.5 A,此时钳位电路中的二极管被反向偏置,实验波形如图 8(a)所示.当负载 R_E 上升到 25 Ω ,此时系统处于恒流与恒压的过渡阶段,钳位电路上的二极管正向导通,此时钳位电路电压被输入电压 E 钳位到 48 V,实验波形图如图 8(b)所示.当负载 R_E 阻值继续上升到 100 Ω 时,系统处于恒压模式,输出电压约为 54 V,输出电流和电池充电曲线一样,随着电阻增大而减小,此时钳位电路上的电压依旧被钳位到 48 V,实验波形图如 9(c)所示.同时可见,在给不同的负载充电时,输入电压与电流依旧保持同向,即在整个充电过程中保持 ZPA 特性.

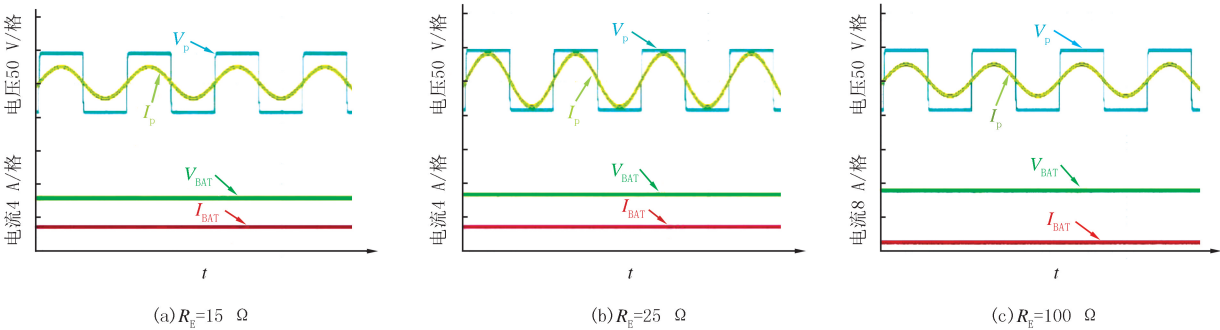


图8 系统在不同阻值负载下的电压电流波形

Fig.8 Voltage and current waveforms of WPT system under different resistance load

图 9(a)是无线充电系统为电池充电时,副边输出电压、输出电流与充电电池等效电阻实时变化的实测曲线.在恒流阶段,输出电流几乎恒定.随着等效电阻的增大,当充电模式从恒流向恒压过渡时,副边输出电流值开始缓慢下降,输出电压值在过渡模式下呈线性增大.进入恒压充电模式后,负载输出电压略有上升,但整体波形曲线相对稳定,证明了系统工作过程中符合电池充电曲线特性,实现了电池充电曲线的自适应切换,并且可自由调节输出增益阈值,设计灵活度高.

图 9(b)为无线充电系统充电效率随电路等效电阻不断增大的动态曲线,从测量曲线可以看出,在电阻较小的情况下,系统效率在初始时可达 80% 以上.在系统恒流恒-压切换过程中测得电池等效电阻在 22.4 Ω 附近,同时由实验得出,系统的输出效率在电池电阻为 22 Ω 时高达 91.6%,这是因为在系统恒流-恒压切换的过程中,辅助二极管不完全导通并且电流 I_a 几乎为 0,这使得由辅助电路引起的损耗较小,此时系统工作频率为 200 kHz,系统输出功率为 105.6 W,原副边磁耦合器间距为 45 mm,完全对齐,无外部电磁干扰.同理,在恒压模式下,随着钳位电路上二极管整流器完全导通,系统的效率也随着 I_a 的增大而减小.然而,由于电池在恒压模式占电池总容量的不到 20%,所以,系统给电池充电的整个过程仍以高效的恒流充电为主.

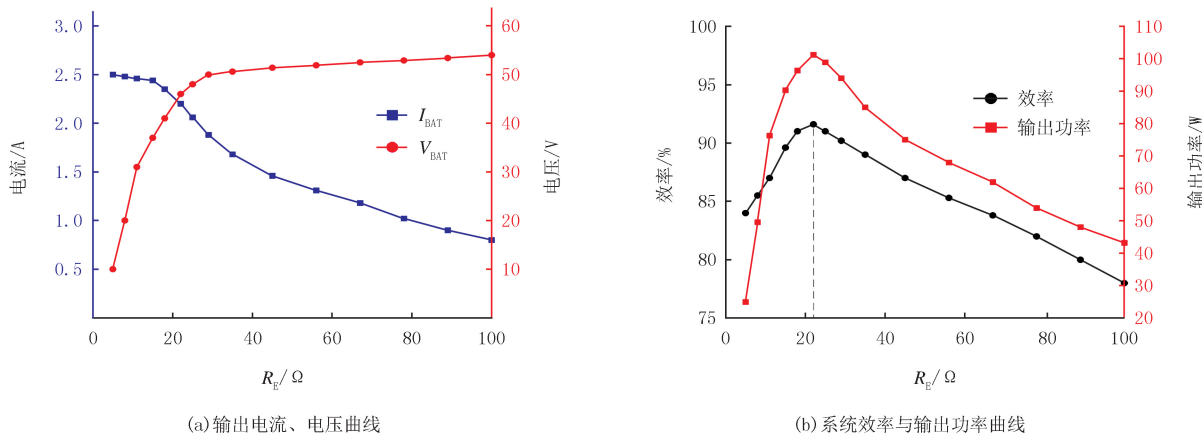


图9 系统实验测得的输出电流、电压、系统效率与输出功率曲线

Fig.9 The measured output current, voltage, output power, and system efficiency curve of the system experiment

5 结论

本文基于钳位电路设计了一种三线圈无线充电系统,输出电压电流可以通过改变频率或者补偿拓扑参数进行控制,可以实现在同一工作频率下恒流-恒压模式的自动切换,在系统工作的整个过程中,始终保持 ZPA 特性和开关器件的软开关,同时具有自动开路保护功能.与传统无线充电系统相比,无需额外的通信装置,不需要进行频率变换以及复杂的拓扑变换,设计灵活度较高.所搭建的三线圈无线充电系统样机也体现出优越的应用价值,在整个充电系统中,充电效率最大可达 91.6%.下一步工作是对磁耦合器进行进一步调整,探索恒压阶段的充电效率优化问题.

附录见电子版(DOI:10.16366/j.cnki.1000-2367.2025.01.07.0002).

参 考 文 献

[1] Thiagarajan K,Deepa T.A comprehensive review of high-frequency transmission inverters for magnetic resonance inductive wireless charging applications in electric vehicles[J].IETE Journal of Research,2023,69(5):2761-2771.

[2] 刘耀,肖晋宇,赵小令,等.无线电能传输技术发展与应用综述[J].电工电能新技术,2023,42(2):48-67.

Liu Y,Xiao J Y,Zhao X L,et al.Development and application review on wireless power transmission technology[J].Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2023,42(2):48-67.

[3] 沈栋,杜贵平,丘东元,等.无线电能传输系统电磁兼容研究现状及发展趋势[J].电工技术学报,2020,35(13):2855-2869.

Shen D,Du G P,Qiu D Y,et al.Research status and development trend of electromagnetic compatibility of wireless power transmission system[J].Transactions of China Electrotechnical Society,2020,35(13):2855-2869.

[4] 苏玉刚,钱林俊,刘哲,等.水下具有旋转耦合机构的电场耦合无线电能传输系统及参数优化方法[J].电工技术学报,2022,37(10):2399-2410.

Su Y G,Qian L J,Liu Z,et al.Underwater electric-field coupled wireless power transfer system with rotary coupler and parameter optimization method[J].Transactions of China Electrotechnical Society,2022,37(10):2399-2410.

[5] 黄悦华,周健飞,魏业文,等.电动汽车动力电池 LCL 型无线充电技术[J].电测与仪表,2020,57(6):140-147.

Huang Y H,Zhou J F,Wei Y W,et al.Research on LCL wireless charging technology for power lithium battery of electric vehicle[J].Electrical Measurement & Instrumentation,2020,57(6):140-147.

[6] 刘坤,葛佳蔚,杨富尧,等.用于电动汽车无线充电的电压源型 ICPT 系统最优电容补偿参数选择方法[J].电力自动化设备,2021,41(6):53-58.

Liu K,Ge J (W /Y),Yang F Y,et al.Selection method of optimal capacitance compensation parameter for voltage-source type ICPT system used in wireless charging of electric vehicles[J].Electric Power Automation Equipment,2021,41(6):53-58.

[7] Wang D L,Qu X H,Yao Y C,et al.Hybrid inductive-power-transfer battery chargers for electric vehicle onboard charging with configurable charging profile[J].IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems,2021,22(1):592-599.

[8] Wang W V,Thrimawithana D J,Neuburger M.An Si MOSFET-based high-power wireless EV charger with a wide ZVS operating range [J].IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(10):11163-11173.

[9] Lu J H,Zhu G R,Lin D Y,et al.Unified load-independent ZPA analysis and design in CC and CV modes of higher order resonant circuits for WPT systems[J].IEEE Transactions on Transportation Electrification,2019,5(4):977-987.

[10] Wang J,Wang H R,Li J L,et al.Position sensitivity analysis of double-sided LCC compensation topology in wireless power transfer system[C]//2023 42nd Chinese Control Conference (CCC).July 24-26,2023,Tianjin,China.IEEE,2023:7052-7057.

[11] Yuan H W,Li K R,Li S N,et al.On the control of DC-DC converters in the SS-compensated wireless power transfer system[C]//2024 IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo (WPTCE).Kyoto:IEEE,2024:788-792.

[12] Huang Z C,Wang G Y,Yu J D,et al.A novel clamp coil assisted IPT battery charger with inherent CC-to-CV transition capability[J].IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(8):8607-8611.

[13] 姚若玉,曲小慧,郁继栋,等.自适应电池充电曲线的三线圈电池无线充电器[J].电力系统自动化,2022,46(7):170-177.
Yao R Y,Qu X H,Yu J D,et al.Three-coil wireless battery charger with self-adaptation to battery charging curve[J].Automation of Electric Power Systems,2022,46(7):170-177.

[14] Qu X H,Jing Y Y,Han H D,et al.Higher order compensation for inductive-power-transfer converters with constant-voltage or constant-current output combating transformer parameter constraints[J].IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(1):394-405.

[15] 张永恒,崔俊涛,翟逸飞.无线充电系统的非对称耦合线圈研究[J].科技风,2023(7):1-3.
Zhang Y H,Cui J T,Zhai Y F.Research on asymmetric coupling coils for wireless power transfer systems[J].Technology Wind,2023(7):1-3.

Clamp circuit based S-CL-S compensated wireless charging system

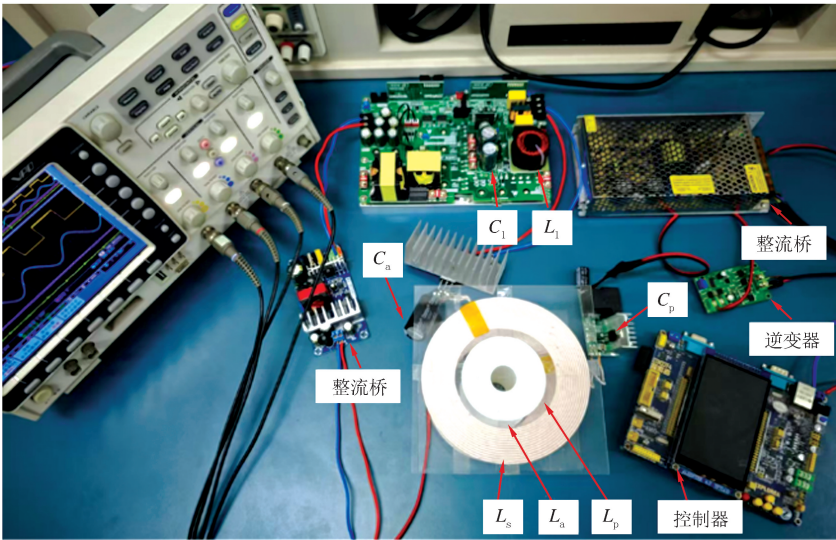
Guo Caixia, Wang Hao, Zhu Xun, Zhang Yudong, Wang Fang

(School of Optoelectronic Engineering; Academician Workstation of Henan Electromagnetic Wave Engineering, Henan Normal University, Xinxiang 453007, China)

Abstract: Currently, magnetic coupling wireless charging technology has been extensively adopted for lithium battery charging. To address the control redundancy issues in conventional systems and enhance charging safety and efficiency, this paper proposes an S-CL-S compensated wireless charging system. By integrating an auxiliary coil and diode rectifier bridge at the transmitter side, the system achieves automatic Constant-Current to Constant-Voltage(CC-CV) mode switching at the output terminal without requiring additional control circuits or detection modules. The auxiliary coil effectively decouples the system's output gain from magnetic coupler parameter constraints, thereby significantly enhancing design flexibility. The proposed configuration enables CC-CV conversion at a single operating frequency, reducing device stress and improving energy transfer efficiency through sustained soft-switching operation of the inverter and near-zero reactive circulating current suppression in the converter, while also incorporating inherent open-circuit protection. Experimental validation using a 2.5 A/54 V prototype confirms the system's effectiveness and feasibility.

Keywords: wireless energy transmission; automatic open-circuit protection; clamp circuit; CC-CV transition

[责任编辑 杨浦 刘洋]



图S1 无线充电系统实验平台
Fig.S1 Experimental platform for wireless charging system

表 S1 三线圈无线充电系统实际测量参数
Tab. S1 Actual measured parameters of three-coil wireless charging system

参数	E/V	$L_p/\mu H$	$L_s/\mu H$	$L_a/\mu H$	$M_{ps}/\mu H$	$M_{pa}/\mu H$
实际值	48	119.63	86.14	14.06	27.19	12.28
参数	$M_{sa}/\mu H$	$L_1/\mu H$	C_p/nF	C_1/nF	C_a/nF	f/kHz
理论值	3.68	89.58	5.479	14.39	44.85	200