

一种对称式双 LCC 补偿无线电能传输系统参数设计方法

程福临, 刘春喜, 邵翔宇, 孙路成, 乔 宇  
(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105)

**摘要:** LCC 补偿结构由于其恒流恒压特性,被广泛应用于电磁感应式无线电能传输系统。因其有较多的无源元件,带来了参数设计步骤复杂的问题。通过对 LCC 拓扑进行二端口等效计算,利用互易定理分析不同模式下逆变器的电压电流零相位角,得到恒流、恒压模式下工作频率与线圈耦合系数的关系,提出一种对称式双 LCC 参数设计方法,无需迭代计算可以快速求得系统参数。通过仿真模型验证了理论分析的正确性;搭建谐振频率分别为 348 kHz 和 419 kHz 的无线传能实验样机,验证了其可行性。

**关键词:** 电磁感应式; LCC 补偿; 恒定输出; 零相位

**DOI:** 10. 12067/ATEEE2106038      **文章编号:** 1003-3076(2021)12-0064-09      **中图分类号:** TM724

1 引言

与传统的插拔式供电方式相比,电磁感应式无线电能传输 (Inductive Power Transfer, IPT) 供电方式凭借便利、安全、无机械磨损和不受天气影响的优点<sup>[1]</sup>,被广泛应用于无人设备、医疗、电子产品、电动汽车和苛刻的生产环境中<sup>[2-5]</sup>。

为了提高系统效率,减少系统中无功功率传输,需要补偿拓扑补偿线圈漏感产生的无功功率,提高系统功率因数。为了追求较低的无功功率和更高的传输效率,国内外研究团队对无线电能传输系统的补偿拓扑结构进行了广泛的研究。早期的 IPT 系统大多使用四种基本的补偿拓扑<sup>[6]</sup>,即:串联串联、串联并联、并联并联和并联串联,然而这些结构抗偏移能力和系统整体效率仍有待提高,所以许多研究人员将研究目光聚集到更具优势的高阶补偿网络方面<sup>[7,8]</sup>。

2015 年密歇根大学研究团队提出了双 LCC 补偿结构网络<sup>[9]</sup>,可以在不改变补偿元件参数的情况下,改变谐振频率,切换系统工作模式,实现不受负载影响的恒流 (Constant Current, CC) 或恒压 (Constant Voltage, CV) 输出<sup>[9-12]</sup>。因而双 LCC 补偿的 IPT 系统被广泛应用于锂电池充电,在电池电量较

低时进行恒流充电,随着电压提高,改变工作模式实现恒压充电。目前对 LCC 补偿的无线电能传输技术的研究主要集中在系统参数设计<sup>[9-12]</sup>、磁耦合设计<sup>[13,14]</sup>、系统参数优化<sup>[15,16]</sup>、软开关的实现<sup>[17]</sup>等方面。

由于 LCC 补偿拓扑无源元件较多,导致参数设计步骤复杂。文献[9,10]通过恒流模式的工作频率计算无源元件参数,利用 Matlab 分析不同负载下的系统伯德图,求得系统 CV 模式下的谐振频率。文献[11]优先确定 CC 模式下的工作频率,再确定线圈结构和无源元件参数,通过分析系统整体阻抗求得 CV 模式下的工作频率。文献[12]提出一种高阶分析模型,通过对 LCC 补偿拓扑不同工作模式进行建模,求出不同模式下的工作频率。上述方法都可以准确求得系统的元件参数和不同模式下的工作频率,但需要多个公式进行多次计算,若所求工作频率不满足设计要求,还需要重新计算。

本文从减小 IPT 系统中无功功率的传输出发,基于分析系统的传输矩阵参数,基于互易定理分析不同模式下 IPT 系统的电压电流零相位角 (Zero Phase Angel, ZPA) 状态,得到恒流、恒压模式的工作频率与耦合系数  $k$  之间的关系,提出一种对称式双

LCC 参数设计方法。通过两个公式,无需迭代计算,可以快速确定 IPT 系统在不同工作模式下的谐振频率和补偿拓扑中无源元件参数,简化了系统参数设计步骤,并通过仿真和实验样机验证了该方法的正确性和可行性。

## 2 补偿网络建模与传输特性分析

双 LCC 补偿的 IPT 系统电路结构如图 1 所示。IPT 系统由逆变器、补偿电路、耦合线圈和整流电路组成。 $L_1$  为发射端谐振电感, $C_1$  为发射端补偿电容, $C_t$  为发射端隔直电容, $L_t$  为发射线圈自感; $L_r$  为接收线圈自感, $L_2$  为接收端谐振电感, $C_2$  为接收端补偿电容, $C_r$  为接收端隔直电容。系统的基本工作原理为:直流源经逆变器转换为高频方波交流电,高频方波经发射端 LCC 补偿谐振网络传输,通过发射、接收线圈经接收端 LCC 补偿谐振网络到整流电路,高频交流电经整流滤波后输出,给所需的负载和电池供电。

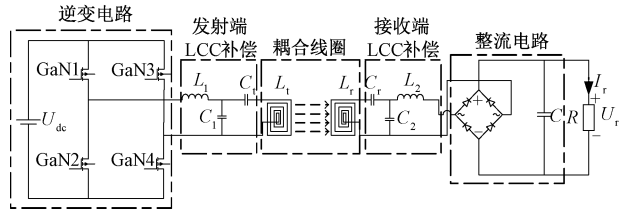


图 1 双 LCC 补偿的 IPT 系统结构图

Fig.1 IPT system structure diagram of dual LCC compensation

线圈耦合系数  $k$  的定义如下:

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_t L_r}} \quad (1)$$

式中, $L_m$  为  $L_t$  和  $L_r$  的互感。

在发射端, $L_1$ 、 $C_1$ 、 $C_t$ 、 $L_t$  参与谐振;在接收端, $L_2$ 、 $C_2$ 、 $C_r$ 、 $L_r$  参与谐振,并分别满足:

$$\begin{cases} \omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} = \omega L_t - \frac{1}{\omega C_t} \\ \omega L_2 = \frac{1}{\omega C_2} = \omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} \end{cases} \quad (2)$$

为了获得较高的效率,尽可能地减小系统中无功功率的传输,IPT 系统中逆变器需要在零相位角状态下运行,系统的等效阻抗应为纯阻性。通过计算系统等效二端口网络参数,分析系统在不同工作模式下的整体等效阻抗,得到 IPT 系统在不同工作频率下实现 ZPA 状态运行的条件,进而求得满足系统运行的相关参数。

图 2 为系统等效二端口电路图, $\dot{U}_1$ 、 $\dot{I}_1$  为逆变器输出的电压和电流, $\dot{U}_2$ 、 $\dot{I}_2$  为整流器电路的输入电压和电流。电压电流关系如式(3)、式(4)所示:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = A \dot{U}_2 - B \dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 = C \dot{U}_2 - D \dot{I}_2 \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ -\dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

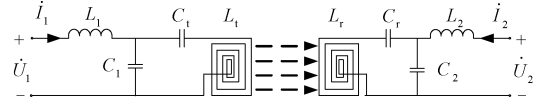


图 2 系统等效二端口电路图

Fig.2 System equivalent two port block diagram

由式(3)可知,系统等效阻抗为:

$$\begin{aligned} Z_{eq} &= \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{A \dot{U}_2 - B \dot{I}_2}{C \dot{U}_2 - D \dot{I}_2} = \frac{AR + B}{CR + D} \\ &= a + jb = |Z| \angle \theta \end{aligned} \quad (5)$$

式中, $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$  为 T 型传输矩阵二端口参数; $R$  为系统等效负载。系统要在零相位角状态下运行,应该满足两个条件:首先, $Z_{eq}$  为纯阻性负载,即  $Z_{eq}$  虚部  $b$  为 0;其次,T 型传输矩阵参数应满足互易定理:

$$AD - BC = 1 \quad (6)$$

根据式(5)和式(6)对系统二端口传输矩阵参数进行分析计算,求得满足系统运行的相关参数。

### 2.1 CC 模式传输特性分析

LCC 补偿电路可以看作两个  $\Pi$  型等效电路或者三个 T 型等效电路的串联,本文中将补偿网络等效成三个 T 型等效电路的串联。由式(2)可知,在某一谐振频率下  $C_1$  和  $L_t$  可以等效成  $L_1$ ,同理  $C_r$  和  $L_r$  可以等效成  $L_2$ ,通过变压器等效,可以得到补偿网络等效电路图。通常情况下,发射线圈自感值等于接收线圈自感值,所以设  $L_t = L_r$ 、 $C_t = C_r$ 。恒流模式下系统的等效电路转换图如图 3 所示。

通过电压源与电流源相互转换,并联谐振等效认为开路,与电流源串连的阻抗等效认为短路,最后由诺顿定理可知  $\dot{I}_2 = -L_m \dot{U}_1 / (j\omega_{cc} L_1^2)$ 。通过等效变换,系统在恒定的谐振频率  $\omega_{cc}$  下,可以等效为一个恒流源,即:

$$\dot{I}_o = -\dot{I}_2 = \frac{L_m \dot{U}_1}{j\omega_{cc} L_1^2} \quad (7)$$

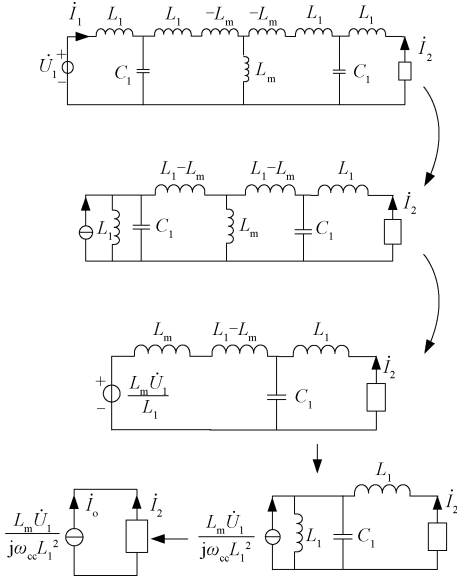


图3 恒流模式下等效电路转换图

Fig.3 Equivalent circuit conversion diagram in CC mode

通过分析可知,输出电流只与  $\dot{U}_1$ 、 $L_m$ 、 $L_1$  有关,与负载无关,所以系统可以在一定谐振频率下实现与负载无关的恒流输出。另一方面,需要确定系统是否满足电压电流零相位的状态。

图4为基本的T型二端口网络,根据图4进行二端口转换,可知T型二端口网络的传输矩阵如式(8):

$$T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} & \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_2} \\ \frac{1}{Z_2} & \frac{Z_2 + Z_3}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$T_{cv} = \begin{bmatrix} A_{cv} & B_{cv} \\ C_{cv} & D_{cv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 - \lambda^2) \left[ \frac{L_t(2 - \frac{1 + \lambda^4 - \psi}{\lambda^2})}{\psi L_m} + \frac{\lambda^2 L_m}{\psi L_t} \right] & j\omega \left[ \frac{L_t^2(2 - \frac{1 + \lambda^4 - \psi}{\lambda^2})^2}{L_m} - L_m(1 - \lambda^2)^2 \right] \\ \frac{j}{\omega \psi^2} \left[ \frac{\lambda^4 L_m}{L_t^2} - \frac{(1 - \lambda^2)^2}{L_m} \right] & (1 - \lambda^2) \left[ \frac{L_t(2 - \frac{1 + \lambda^4 - \psi}{\lambda^2})}{\psi L_m} + \frac{L_m \lambda^2}{\psi L_t} \right] \end{bmatrix} \quad (11)$$

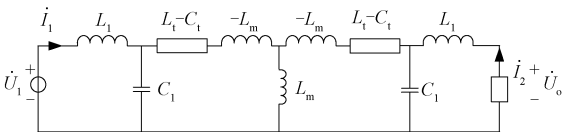


图5 CV模式下等效电路

Fig.5 Equivalent circuit diagram in CV mode

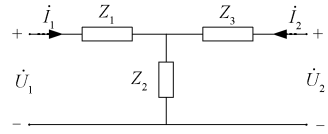


图4 T型二端口网络

Fig.4 T-type two port network

根据二端口串联公式,将三个T型传输矩阵参数相乘,可知系统的T型传输矩阵参数为:

$$T_{cc} = \begin{bmatrix} 0 & B_{cc} \\ C_{cc} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j \frac{4\omega_{cc} L_1^2 - 4\omega_{cc}^3 L_1^3 C_1 + \omega_{cc}^5 L_1^4 C_1^2}{L_m} \\ j\omega_{cc}^3 L_m C_1^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

当谐振角频率  $\omega_{cc} = 1/\sqrt{L_1 C_1}$  时,联立式(5)、式(9),可知CC模式下系统T型传输矩阵参数满足互易定理,  $Z_{cc}$  为纯阻性负载,系统可以在ZPA状态下实现与负载无关的恒流输出。

## 2.2 CV模式传输特性分析

确定CC模式频率后,需要寻求CV模式下的谐振频率  $\omega_{cv}$ ,假设  $\omega_{cv} = \lambda \omega_{cc}$ ;为了简化计算,设  $L_1 = L_2 = \psi L_t = \psi L_r$ ,  $\lambda$ 、 $\psi$  为任意常数。由式(2)可知:

$$\begin{cases} C_1 = C_2 = \frac{\lambda^2}{\omega_{cv}^2 \psi L_t} \\ C_t = C_r = \frac{\lambda^2}{\omega_{cv}^2 L_t (1 - \psi)} \end{cases} \quad (10)$$

图5为CV模式下系统的等效电路图。根据图5将式(10)代入式(8)中,可求得CV模式下系统的T型传输矩阵参数,如式(11)所示。

为了得到零相位状态下CV模式的谐振频率,令  $Z_{cv}$  的虚部为零,  $Z_{cv}$  为纯阻性负载。根据式(5)和式(6),CV模式下二端口参数同时应该满足:

$$\begin{cases} A_{cv} C_{cv} = 0 \\ B_{cv} D_{cv} = 0 \end{cases} \quad (12)$$

$$A_{cv} D_{cv} - B_{cv} C_{cv} = 1 \quad (13)$$

当  $B_{cv} = C_{cv} = 0, A_{cv}D_{cv} = 1$  时:

$$\dot{U}_o = A_{cv} \dot{U}_1 = D_{cv} \dot{U}_1 \quad (14)$$

根据式(5)可知,  $Z_{cv}$  为纯阻性负载,因此双 LCC 补偿拓扑在 CV 模式时,系统可以在 ZPA 状态下实现与负载无关的恒压输出。

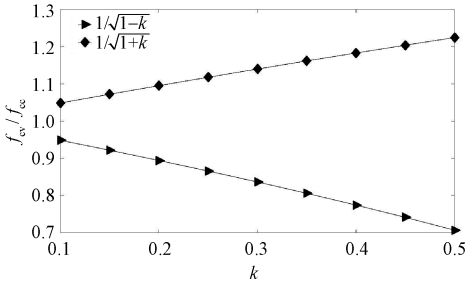
由  $C_{cv} = 0$ , 可求得  $\lambda$ ; 再根据  $A_{cv} = D_{cv} = 1$ , 求出  $\psi$ 。联立式(1), 式(11)~式(13), 可得:

$$\begin{cases} \omega_{cv} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm k}} \omega_{cc} \\ L_t = L_r = \frac{(1 \pm k)^2}{2k^2} L_1 = \frac{(1 \pm k)^2}{2k^2} L_2 \end{cases} \quad (15)$$

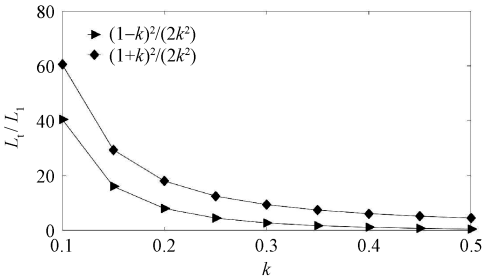
通过  $k$  建立起  $f_{cc}$  与  $f_{cv}$ 、 $L_t$  与  $L_1$  之间的关系, 如图 6(a)、图 6(b) 所示。通过耦合系数  $k$  可以调整两个模式工作频率之间比例, 同时可以调整  $L_t$  和  $L_1$  的比例。根据式(7), 可得:

$$\dot{I}_o = \frac{(1 \pm k)^4 \dot{U}_1}{j4\omega_{cc} k^3 L_t} \quad (16)$$

可以看出磁耦合结构中耦合系数  $k$  和线圈自感值  $L_t$  对恒流模式下输出电流起着重要的作用。



(a)  $k$  与  $f_{cc}$ 、 $f_{cv}$  关系图



(b)  $k$  与  $L_t$ 、 $L_1$  关系图

图 6 耦合系数  $k$  对系统参数的影响

Fig.6 Influence of  $k$  on system parameters

### 3 系统参数设计

#### 3.1 参数计算

基于图 1 的 IPT 系统的等效电路一次谐波分量可以表示为:

$$\begin{cases} u_{lac}(t) = \frac{4}{\pi} U_{dc} \sin(\omega t) \\ u_{oac}(t) = \frac{4}{\pi} U_r \sin(\omega t + \theta) \\ i_{oac}(t) = \frac{\pi}{2} I_r \sin(\omega t + \theta) \end{cases} \quad (17)$$

式中,  $U_{dc}$ 、 $U_r$  和  $I_r$  分别为输入端 DC 输入电压、负载输出端电池所需要的充电电压和充电电流;  $u_{lac}(t)$

为由全桥逆变器将  $U_{dc}$  转换为高频方波  $\dot{U}_1$  的基波分量;  $u_{oac}(t)$  和  $i_{oac}(t)$  分别为整流桥前端输入电压  $\dot{U}_o$  和电流  $\dot{I}_o$  的基波分量;  $\omega$  为开关管的开关频率(系统工作频率);  $\theta$  为  $\dot{U}_1$  和  $\dot{U}_o$  之间的相位差。联立式(1)、式(7)、式(14)和式(17), 负载输出端口的电压和电流可以表示为:

$$\begin{cases} U_r = U_{dc} \\ I_r = \frac{8L_m U_{dc}}{\pi^2 \omega_{cc} L_1^2} = \frac{8L_m U_{dc}}{\pi^2 \omega_{cc} \psi^2 L_t^2} = \frac{8k U_{dc}}{\pi^2 \omega_{cc} \psi^2 L_t} = \frac{8\lambda k U_{dc}}{\pi^2 \omega_{cc} \psi^2 L_t} \end{cases} \quad (18)$$

联立式(15)和式(18), 可以得到:

$$L_t = L_r = \frac{(1-k)^{\frac{7}{2}} U_r}{\pi^3 f_{cv} k^3 I_r} = \frac{(1-k)^4 U_r}{\pi^3 f_{cc} k^3 I_r} \quad (19)$$

$$L_t = L_r = \frac{(1+k)^{\frac{7}{2}} U_r}{\pi^3 f_{cv} k^3 I_r} = \frac{(1+k)^4 U_r}{\pi^3 f_{cc} k^3 I_r} \quad (20)$$

根据式(19)、式(20)做线圈自感值、耦合系数和谐振频率关系的等值线图, 如图 7 所示。其中图 7(a)、图 7(b) 为式(19)在恒定输出电流为 2 A, 恒定输出电压为 30 V 时, 线圈自感随工作频率和耦合系数变化规律的等值线图, 不难发现: 随着耦合系数和谐振频率的提高, 线圈自感值逐步降低。图 7(c)、图 7(d) 为式(20)在恒定输出电流为 2 A, 恒定输出电压为 30 V 时, 线圈自感随工作频率和耦合系数变化规律的等值线图。发现图 7(c)、图 7(d) 中线圈参数随系统谐振频率变化趋势不如图 7(a)、图 7(b) 明显, 即选取相同线圈参数时, 式(20)需要更高的谐振频率, 因而选用式(19)为双 LCC 补偿的 IPT 系统参数计算公式。因此, 结合式(2)、式(15)和式(19), 可以确定系统的参数计算公式为:

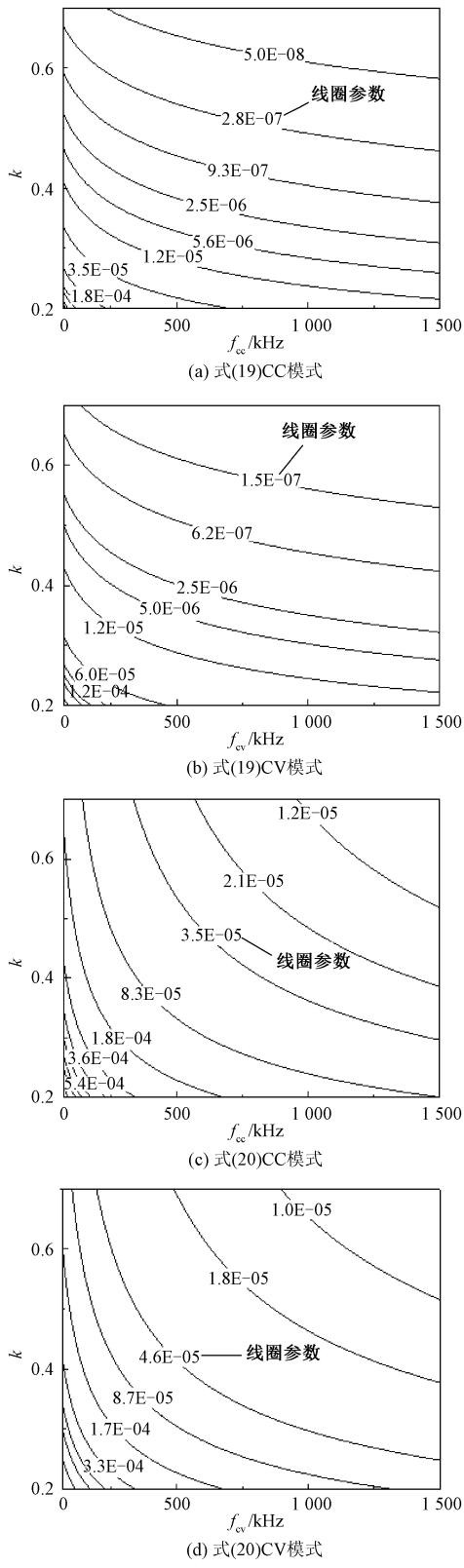


图7 线圈参数与耦合系数和谐振频率等值线图  
Fig.7 Relationship between coil parameters and resonant frequency of coupling coefficient

$$\begin{cases} L_t = L_r = \frac{(1-k)^{\frac{7}{2}} U_r}{\pi^3 f_{cv} k^3 I_r} = \frac{(1-k)^4 U_r}{\pi^3 f_{cc} k^3 I_r} \\ \omega_{cc} \frac{2k^2}{(1-k)^2} L_t = \omega_{cc} L_1 = \frac{1}{\omega_{cc} C_1} = \omega_{cc} L_t - \frac{1}{\omega_{cc} C_t} \end{cases} \quad (21)$$

3.2 参数设计流程

主流的参数设计流程图如图8(a)、图8(b)所示,文献[9-11]采用了图8(a)的设计方法,文献[12]采用了图8(b)的设计方法。本文所提出的参数设计流程如图8(c)所示。

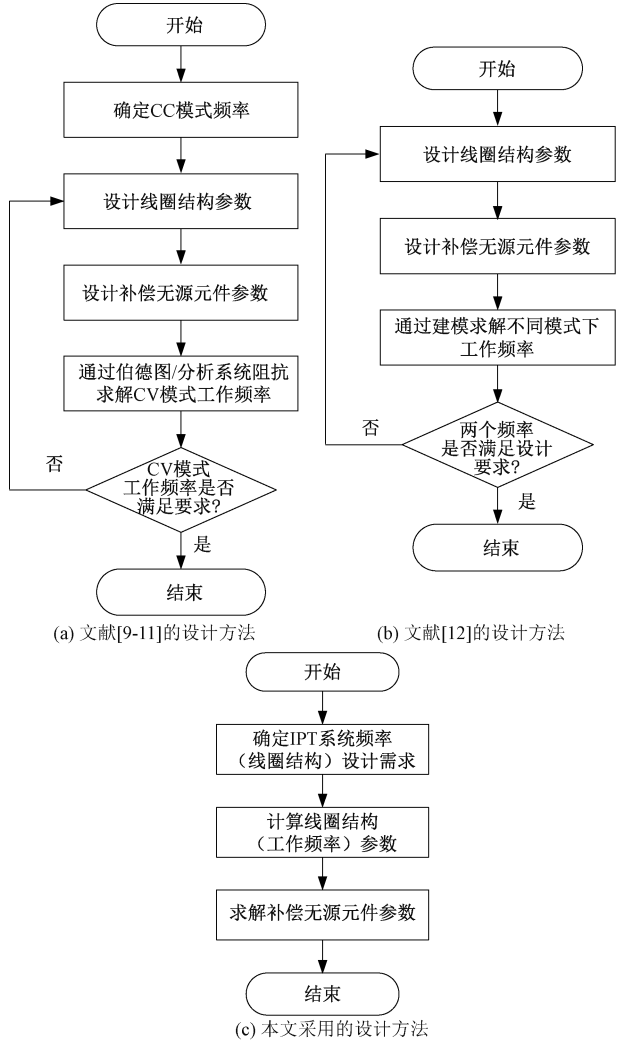


图8 系统参数设计流程图

Fig.8 System parameter design flow chart

针对不同的设计要求:①当系统对工作频率( $f_{cc}$ 和 $f_{cv}$ )有要求时(需要系统在一定频率范围内运行),通过式(21)确定满足要求的线圈结构参数( $L_t$ 、 $L_r$ 和 $k$ );②当系统对线圈结构有要求时(需要特定的线圈形状或较小的体积),可以优先设计线



圈结构,依据所需要线圈结构确定系统在不同模式下的工作频率;在确定工作频率和线圈结构参数后,最后根据 $f_{cc}$ 确定无源元件参数。如此通过式(21)中的两个公式可以快速求得 IPT 系统的相关参数。

与传统的参数设计流程相比,通过建立 $k f_{cc} f_{cv}$ 与 $L_1$ 之间的关系,依据系统的设计要求先确定工作频率范围或者线圈结构参数,再求解补偿网络中无源元件参数,仅通过两个公式,无需多个公式和迭代计算,可以求得满足系统要求的所有参数,简化了双 LCC 补偿的 IPT 系统的设计步骤。

4 仿真与实验验证

4.1 仿真结果分析

在上述理论分析的基础上,采用 Simulink 和 Plescs 仿真软件搭建仿真模型、设置参数,使系统整体阻抗呈现弱感性<sup>[16]</sup>,开关管在两种工作模式下均可实现零电压开通 (Zero Voltage Switch,ZVS),减小系统损耗。发射线圈、接收线圈以及补偿电感、电容参数见表 1。

表 1 IPT 系统参数		
Tab.1 IPT system parameters		
参数	仿真值	实验值
$f_{cc}/\text{kHz}$	349	348.86
$f_{cv}/\text{kHz}$	418	419.06
$L_1/\mu\text{H}$	12.30	12.31
$L_r/\mu\text{H}$	12.30	12.28
$k$	0.3	0.3
$L_1/\mu\text{H}$	4.518	4.531
$L_2/\mu\text{H}$	4.518	4.522
$C_1/\text{nF}$	26.61	25.52
$C_2/\text{nF}$	26.61	27.61

系统在恒流/恒压模式时,改变负载值,均可实现与负载无关的恒流/恒压输出,如图 9 所示。改变系统谐振频率可以切换系统工作模式,图 10(a)、图 10(b)为负载阻抗 $R=10\ \Omega$ 、 $R=15\ \Omega$ 时,切换系统工作模式时电压电流输出仿真图,可以看出当系统工作频率改变时,系统输出模式也相应改变。仿真结果与理论分析计算结果一致。

4.2 实验验证

依据仿真参数,搭建了一个 CC 模式下工作频率为 348 kHz、CV 模式下工作频率为 419 kHz、30 V 直流输入、CC 模式下恒流输出 2 A、CV 模式下恒压输出 28.3 V、最大效率为 92.3%的双 LCC 补偿 IPT 实验样机,如图 11 所示。样机中逆变器开关管选用

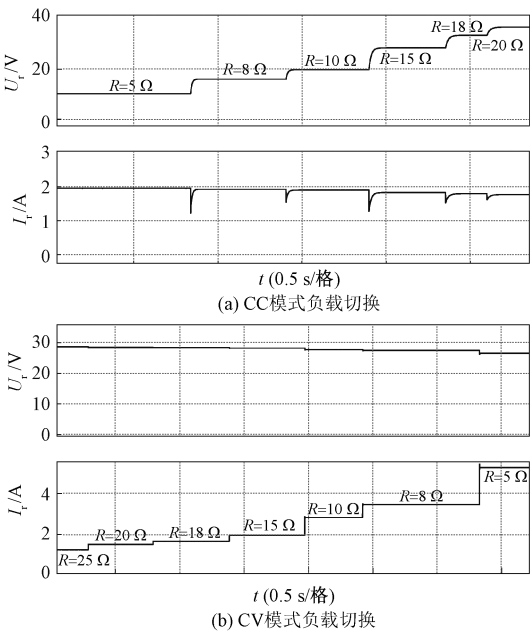


图 9 负载变化时电压电流仿真波形  
Fig.9 Simulation waveform of voltage and current at changing load

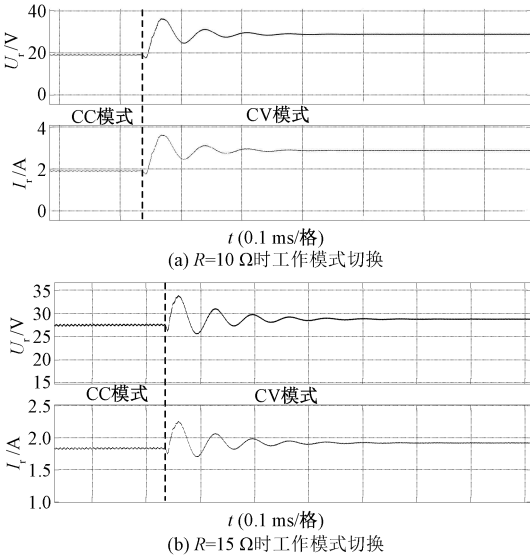


图 10 工作模式切换仿真图  
Fig.10 Mode switching simulation diagram

了 Navitas 公司的 NV6117GaN 芯片,开关频率可以达到 2 MHz;驱动芯片为 Silicon Labs 公司的 Si8273DB;发射线圈与接收线圈为 0.04 mm×660 股的高频利兹线绕制的尺寸为 78 mm×70 mm 的方型线圈;补偿电容选用了高频性能良好的 CBB 电容,补偿电感同样选用了由高频利兹线绕制的电感;整流桥采用了 ON Semiconductor 公司的 MBRB2545CTG 肖特基二极管。

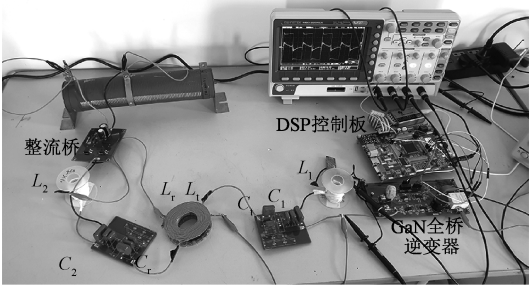


图 11 实验样机  
Fig.11 Experimental prototype

双 LCC 补偿结构中较多的无源补偿元件在带来参数设计复杂问题的同时还带来了体积质量较大的问题。针对一些对内部结构、体积和质量有着特殊要求的设备,双 LCC 补偿拓扑中较多的无源元件不利于设备的微型化和轻量化。选用第三代宽禁带半导体 GaN 器件作为逆变器的开关管,提高系统工作频率,减小线圈自感值和补偿部分无源元件参数,降低系统的质量和体积。实验样机从需求②出发,针对有着特殊需求的线圈参数,求得系统工作频率:实验中线圈参数为  $12.3\text{ }\mu\text{H}$ ,  $k$  为 0.3,相应的系统工作频率分别为 348 kHz 和 419 kHz。

实验结果与理论分析结果基本一致。通过改变工作频率切换不同的工作模式,在不同的工作模式下,系统均可实现与负载无关的恒流/恒压输出。图 12(a)、图 12(b)为 CC 模式下  $R=8\text{ }\Omega$  时仿真波形与实验波形图,图 12(c)、图 12(d)为 CV 模式下  $R=18\text{ }\Omega$  时仿真波形与实验波形图,从图中可以看出,逆变器输出的电压、电流波形与仿真波形走势基本相同。CC 模式下  $R=8\text{ }\Omega$  时,实验样机中逆变器输出电压幅值为 29.7 V,逆变器输出电流峰值为 2.03 A,负载端电流输出 2 A;仿真中逆变器输出电压幅值为 29.8 V,逆变器输出电流峰值为 1.96 A,负载端电流输出为 1.93 A。CV 模式下  $R=18\text{ }\Omega$ ,实验样机中逆变器输出电压幅值为 29.6 V,逆变器输出电流峰值为 2.52 A,负载端电压输出为 28.3 V;仿真中逆变器输出电压幅值为 29.7 V,逆变器输出电流峰值为 2.46 A,负载端电压输出为 28.6 V。图 13 为驱动信号  $u_g$ 、开关管两端电压  $u_d$  和补偿网络输入电流  $i_1$  波形图,可以看出开关管在 CC 模式和 CV 模式均可实现 ZVS。

改变电阻负载  $R$ ,分别测试 IPT 实验样机在 CC 模式和 CV 模式下系统的输入输出电压电流,得到系统在不同模式下的传输效率与负载的关系曲线

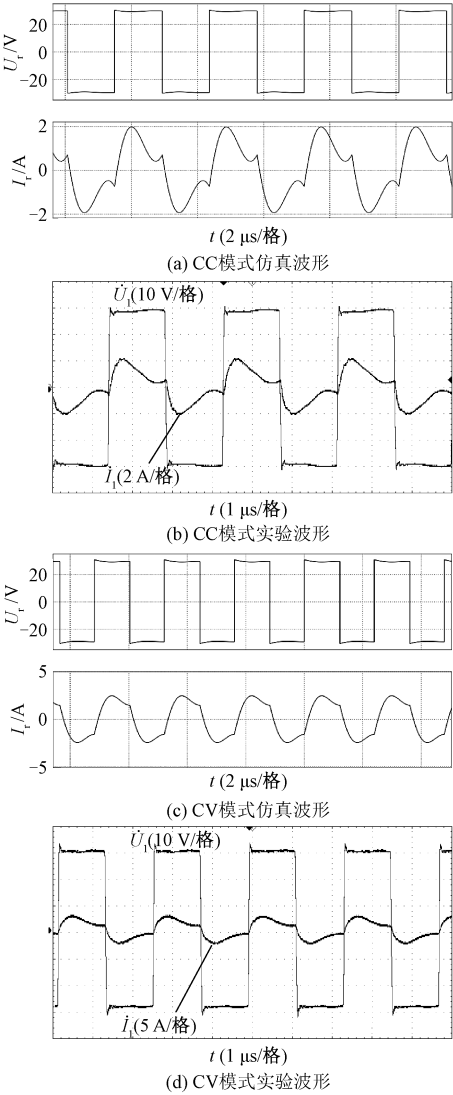


图 12 不同模式下逆变器电压电流波形  
Fig.12 Voltage and current waveform of inverter in different modes

图,如图 14 所示。在 CC 模式下,随着负载  $R$  的增加,系统效率逐步提高,当  $R=18\text{ }\Omega$  时,系统效率达到峰值 92.3%,此后随着负载增大,效率逐步降低。CV 模式下,随着负载  $R$  的提高,系统效率先增大再减小,且系统工作在 CV 模式时的效率略低于工作在 CC 模式时的效率。

5 结论

本文从减小 IPT 系统中无功功率的传输出发,通过对补偿部分进行二端口传输矩阵的计算,根据互易定理,提出一种在两个谐振频率下实现 ZPA 状态运行的双 LCC 补偿的 IPT 系统设计方法,通过两个公式,无需迭代计算可以求得所需系统参数。其中,耦

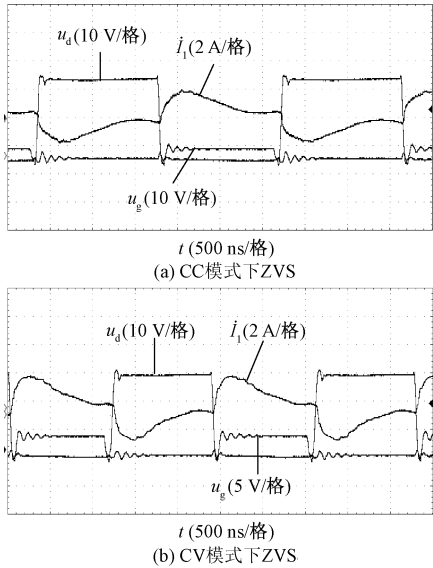


图 13 驱动信号与 GaN 端电压以及逆变器输出电流波形  
Fig.13 Drive signal and GaN terminal voltage and inverter output current waveform

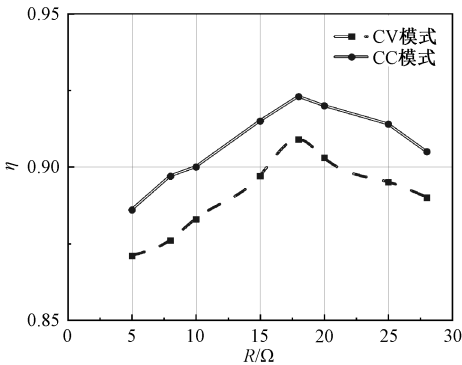


图 14 系统效率图  
Fig.14 System efficiency chart

合系数  $k$  在 IPT 系统中起着重要的作用,  $f_{cc}/f_{cv}$  与  $k$  成比例关系, 通过改变  $k$  可以调整系统两个工作模式工作频率  $f_{cc}$  与  $f_{cv}$  的比例;  $k$  可以调整谐振电感  $L_1$  与  $L_2$  的比例, 起到调节恒流模式下输出电流的作用。搭建的实验样机验证了双 LCC 补偿 IPT 系统的恒定输出特性和参数设计方法的准确性, 实验样机中逆变器在不同的工作模式下均可实现 ZVS, 在 349 kHz 的工作频率下, 最高效率可达到 92.3%。本文从功率传输角度出发的分析方法可以拓展应用于无线电能传输系统其他高阶补偿拓扑之中。

参考文献 (References):

[1] 黄学良, 谭林林, 陈中, 等 (Huang Xueliang, Tan Linlin, Chen Zhong, et al.). 无线电能传输技术研究与

应用综述 (Review and research progress on wireless power transfer technology) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2013, 28 (10): 1-11.

[2] 吴丽君, 李冠西, 张朱浩伯, 等 (Wu Lijun, Li Guanxi, Zhang Zhuhaobo, et al.). 一种具有恒流恒压输出自切换特性的电动汽车无线电能传输系统拓扑 (A wireless power transfer system topology with automatic switching characteristics of constant current and constant voltage output for electric vehicle charging) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2020, 35 (18): 3781-3790.

[3] 尹成科, 徐博翔 (Yin Chengke, Xu Boling). 植入式人工心脏无线电能传输研究进展 (Wireless power transfer for implantable ventricular assistance: A review) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (19): 103-109.

[4] 王懿杰, 陆凯兴, 姚友素, 等 (Wang Yijie, Lu Kaixing, Yao Yousu, et al.). 具有强抗偏移性能的电动汽车用无线电能传输系统 (An electric vehicle (EV)-oriented wireless power transfer system featuring high misalignment tolerance) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2019, 39 (13): 3907-3917.

[5] 吴晓康, 杨庆新, 张献, 等 (Wu Xiaokang, Yang Qingxin, Zhang Xian, et al.). 电动汽车动态充电中耦合结构研究及其效率分析 (Coil structure study and efficiency analysis for the driving wireless charging system of electric car) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (9): 8-13.

[6] 孙跃, 夏晨阳, 戴欣, 等 (Sun Yue, Xia Chenyang, Dai Xin, et al.). 感应耦合电能传输系统互感耦合参数的分析与优化 (Analysis and optimization of mutual inductance for inductively coupled power transfer system) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2010, 30 (33): 44-50.

[7] 谭平安, 廖佳威, 谭廷玉, 等 (Tan Pingan, Liao Jia-wei, Tan Tingyu, et al.). 基于发射侧 T/F 变结构补偿网络的恒压/恒流无线充电系统 (Constant voltage/constant current wireless charging system based on T/F variable structure compensation network of transmitter-side) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2021, 36 (2): 248-257.

[8] 谢诗云, 刁勤晴, 杨奕, 等 (Xie Shiyun, Diao Qin-qing, Yang Yi, et al.). 基于复合谐振网络的恒定输出型 ECPT 系统 (Electric-field coupled power transfer system based composite resonant networks with constant output) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the



- CSEE), 2020, 40 (24): 8165-8178.
- [9] Li Siqi, Li Weihang, Deng Junjun, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64 (6): 2261-2273.
- [10] 石坤宏, 程志江, 陈星志, 等 (Shi Kunhong, Cheng Zhijiang, Chen Xingzhi, et al.). 基于 SiC 的高频双边 LCC 无线能量传输装置的研究与实现 (Research and implementation of high frequency double-sided LCC wireless power transmission device based on SiC) [J]. 高电压技术 (High Voltage Engineering), 2020, 46 (9): 3275-3284.
- [11] Vu V, Tran D, Choi W. Implementation of the constant current and constant voltage charge of inductive power transfer systems with the double-sided LCC compensation topology for electric vehicle battery charge applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (9): 7398-7410.
- [12] 陆江华, 朱国荣, 黎文静, 等 (Lu Jianghua, Zhu Guorong, Li Wenjing, et al.). 感应耦合能量传输系统中双边 LCC 谐振腔恒流和恒压模式的研究 (Constant current and constant voltage outputs for double-sided LCC resonant tank in inductively coupled power transfer system) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2019, 39 (9): 2768-2778.
- [13] Li Weihang, Wei Guo, Cui Chao, et al. A double-side self-tuning LCC/S system using a variable switched capacitor based on parameter recognition [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68 (4): 3069-3078.
- [14] 杨雅晴, 张立炎, 龙容, 等 (Yang Yaqing, Zhang Liyan, Long Rong, et al.). 电动汽车动态无线充电系统集成线圈设计与实验研究 (Design and experimental study on integrated coils of electric vehicle dynamic wireless charging system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39 (2): 73-80.
- [15] 苏玉刚, 吴学颖, 赵鱼名, 等 (Su Yugang, Wu Xueying, Zhao Yuming, et al.). 互补对称式 LCC 谐振网络的电场耦合式无线电能传输系统参数优化 (Parameter optimization of electric-field coupled wireless power transfer system with complementary symmetric LCC resonant network) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2019, 34 (14): 2874-2883.
- [16] 蔡进, 吴旭升, 胡风革, 等 (Cai Jin, Wu Xusheng, Hu Fengge, et al.). 双边 LCC 感应耦合式无线电能传输系统的稳定性分析与效率优化设计 (Stability analysis and efficiency optimization design of bilateral LCC inductively coupled power transmission system) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2020, 35 (S2): 355-362.
- [17] 王付胜, 郭娟娟, 王文洋, 等 (Wang Fusheng, Guo Juanjuan, Wang Wenyang, et al.). 电动汽车无线充电系统实现软开关的参数优化设计方法 (A method of parameter optimization design to achieve ZVS for electric vehicle wireless charging system) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2019, 39 (S1): 258-267.

## Parameter design method for symmetric dual LCC compensated wireless power transfer system

CHENG Fu-lin, LIU Chun-xi, SHAO Xiang-yu, SUN Lu-cheng, QIAO Yu

(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

**Abstract:** The LCC compensation structure is widely used in electromagnetic induction power transfer system because it has the output characteristics of constant current and constant voltage. This compensation structure has many passive components, which brings the problem of complex parameter design steps. Through the equivalent calculation of the two-part network of LCC compensation topology, the zero-phase angle of voltage and current of the inverter under different working modes is analyzed by using the reciprocity theorem to get the relationship between the system operating frequency and the coil coupling coefficient. A symmetrical double LCC parameter design method is proposed, which can quickly obtain system parameters without iterative calculation. A simulation model is built to verify the validity of the design method. Finally, an experimental prototype of wireless power transfer with resonant frequencies of 348 kHz and 419 kHz has been implemented to demonstrate the feasibility of the proposed method.

**Key words:** induction power transfer; LCC compensation structure; constant output; zero phase angle