

## 基于复合式增益配置的双频无线电能传输系统

朱哲辉<sup>1</sup>, 周 玮<sup>1</sup>, 张滨山<sup>1</sup>, 麦瑞坤<sup>1</sup>, 刘丽娜<sup>2</sup>

(1. 西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 611756;

2. 国网四川省电力公司计量中心, 四川 成都 610045)

**摘要:**在无线电能传输的实际应用中,有不少设备需要使用双输出通道结构分别为其高压功率电路和低压控制电路进行供电,比如无人潜航器。传统双逆变器双通道无线供电系统硬件成本相对较高,在紧耦合条件下单逆变器对称移相的双通道无线供电系统部分输出增益无法实现。文中提出了一种基于复合增益配置的双频无线电能传输系统,基波通道输出电压和三次谐波通道输出电压分别为设备的高压功率电路和低压控制电路供电。基于逆变器非对称移相和补偿网络参数的复合增益配置方式不仅能够有效拓展输出增益范围,还可以降低硬件成本。实验结果表明所述复合增益配置方式可行,适用于双频无线供电系统。

**关键词:**无线电能传输; 双通道; 双频; 增益配置; 无人潜航器

**DOI:** 10.12067/ATEEE2012004

**文章编号:** 1003-3076(2021)09-0047-10

**中图分类号:** TM135

### 1 引言

随着人们对海洋探索的深入,越来越多的智能设备被投入使用。在海底环境监测、参数测量、资源位置探测等难以直接通过人力获取信息的场景,使用无人潜航器能够安全、高效地获得所需要的信息<sup>[1-5]</sup>。但是潜航器电池的容量有限,无法进行长时间的连续工作,为载具进行充电,保证其能持续进行工作是必要的。目前主要有两种传统的充电方式:有线充电和更换电池。有线充电是使用充电线来为无人潜航器充电,这种充电方式高效、直接,但是导线与载具之间的物理接口难以在海水中保持良好的密封性。更换电池是在海水中将载具中电能耗尽的电池更换为充满电能的电池,这种方式能够缩短潜航器的充电时间,但是频繁的电池更换会影响无人潜航器的气密性。无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)能够通过无线的方式实现能量的迁移,可以为无人潜航器安全、方便地充电,并且克服以上两种传统供电方式的缺点<sup>[6-9]</sup>。

在使用WPT技术为无人潜航器供电时,不仅需要为其功率电路供电,还需要为其控制电路供电。

功率电路需要的供电电压较高,控制电路需要的供电电压较低,并且两者需要的供电电压相差较大。现有的WPT系统主要通过三种方法为供电电压相差较大的两个负载供电:①在整流器输出端增加DC-DC变换器;②输出补偿网络后级联LC网络;③使用时分供电模式。使用DC-DC变换器很难实现很大的电压变比<sup>[10,11]</sup>,虽然有学者提出一些实现高电压变比的方法,但是其电路和控制模式相对复杂<sup>[12,13]</sup>,并且高变比的DC-DC效率较低,会增加系统的运行损耗。在输出补偿网络后级联LC网络需要使用额外的无源器件,会增加系统的体积和功率损耗<sup>[14]</sup>。使用时分供电模式需要通过切换开关来为多个负载供电,会造成输出脉动,并且控制比较复杂<sup>[15]</sup>。

逆变器输出各个频率分量幅值差别较大,不同通道使用不同频率分量的频分供电更加容易实现电压差别较大的输出电压,并且使用这种频分供电来为两个供电电压相差较大负载供电时输出端不需要级联额外的变换器,也不需要复杂的控制。因此,使用频分方式来实现负载电压相差较大的双通道无线供电能够有效地克服上述缺点<sup>[16-18]</sup>,但是在特定的

收稿日期: 2020-12-07

作者简介: 朱哲辉(1997-),男,湖南籍,硕士研究生,研究方向为多频多通道无线电能传输;

麦瑞坤(1980-),男,广东籍,教授,博士,研究方向为无线电能传输技术及应用(通信作者)。

耦合机构参数下,频分无线供电增益配置范围较小,部分增益无法实现。在发射端使用两个逆变器实现双频无线供电,这种方式结合对逆变器供电电压源的调节能够实现对系统输出的调节,需要较高的硬件成本才可以实现增益的调节<sup>[16]</sup>。在发射端使用一个逆变器实现双频无线供电,这种方式使用逆变器输出的基波和谐波来实现双通道供电,增益配置通过电路方式实现,在特定的耦合机构参数下,部分增益难以实现<sup>[17,18]</sup>。因此,研究一种能够增加双频无线供电系统增益范围的低成本的增益配置方式是有必要的。

增益是无线电能传输系统的重要参数,通过调节增益能够将无线供电系统输出调节至需要的值。现有的 WPT 系统增益调节方式可分为两类:①调节电路拓扑电路参数;②级联可调增益补偿网络。在文献[19,20]中,分别有学者提出了 WPT 的 SS 拓扑和 LCCL-S 增益配置的方法,但是在耦合机构参数确定的情况下,部分增益仅改变电路参数难以实现。级联可调增益补偿网络能够增加增益范围,但是这种方式需要使用大量无源器件,会增加系统的体积和复杂程度<sup>[21]</sup>。

本文提出一种应用于双频无线供电系统的复合式增益配置模式,该模式通过对双频无线供电系统逆变器开关时序和电路参数的综合调节来实现系统增益的调节,能够以较低的成本有效增大系统的增益范围。使用复合式增益配置的双频无线供电系统的典型结构图如图 1 所示,逆变器输出的基波电压通过基波无线供电通道为功率电路供电,逆变器输出的谐波电压通过谐波无线供电通道为控制电路供电。复合式增益配置模式开关时序增益调节使用的是逆变器非对称移相,电路增益调节为改变补偿网络无源器件参数。使用逆变器非对称移相能够改变逆变器输出基波、谐波相对于逆变器输入的增益,改变补偿网络无源器件参数能够改变无线供电系统基波、谐波输出相对于基波、谐波等效输入电压源的增益。所述 WPT 系统将每个发射线圈、接收线圈分解为两个反向串联环形线圈,调节每个环形线圈之间的间距实现同轴环形线圈解耦,减小发射线圈与接收线圈的间距来减小发射线圈与接收线圈之间的交叉互感;通过逆变器的非对称移相,在保证单逆变器双频 WPT 系统较低硬件成本的同时,能够有效增加双频 WPT 系统的增益配置范围。

本文首先对适用于无人潜航器功率电路和控制

电路供电的双频无线供电系统进行了电路建模分析,并给出了耦合机构同侧互感消除和交叉互感减小的实现方式,然后分析了系统的增益范围,并给出了电路参数配置和逆变器开关时序实现的方法,最后通过实验验证了理论的正确性和技术的可行性。

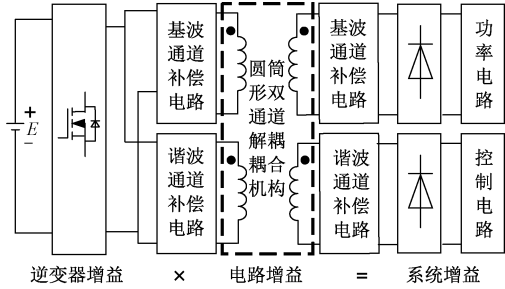


图 1 基于复合式增益配置的双频 WPT 系统框图

Fig.1 Block diagram of dual-frequency WPT system based on compound gain configuration

## 2 双频 WPT 系统建模与分析

### 2.1 系统简介

图 2 所示为本文提出的双频 WPT 系统原理图,逆变器输出的基波与三次谐波分别通过两个 LCCL-S 拓扑为无人潜航器的功率电路和控制电路供电。由于 LCCL-S 拓扑具有恒压输出特性,基波通道和三次谐波通道均能够实现恒压输出。在发射端, $E$  为直流电源, $Q_1 \sim Q_4$  为逆变器四个驱动开关管, $L_{pA}$ 、 $L_{pB}$  为发射线圈电感, $C_{pA}$ 、 $C_{pB}$  为串联补偿电容, $C_{tA}$ 、 $C_{tB}$  为并联补偿电容, $L_{tA}$ 、 $L_{tB}$  为补偿电感,在接收端, $L_{sA}$ 、 $L_{sB}$  为接收线圈电感, $C_{sA}$ 、 $C_{sB}$  为串联补偿电容, $D_1 \sim D_4$  为基波通道整流桥二极管, $D_5 \sim D_8$  为三次谐波通道整流桥二极管, $C_{o1}$ 、 $C_{o2}$  为输出滤波电容, $R_1$  为功率电路等效负载, $R_2$  为控制电路等效负载。

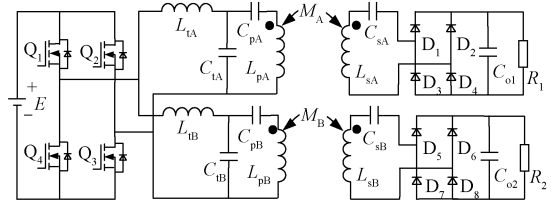


图 2 双频 WPT 系统原理图

Fig.2 Schematic diagram of dual frequency WPT system

### 2.2 逆变器非对称移相输出建模与电压增益分析

为了克服双逆变器双频无线供电系统硬件成本相对较大,使用对称移相的单逆变器双频无线供电系统在特定的耦合机构参数下部分增益无法实现,

本文提出了基于复合式增益配置的双频 WPT 系统。系统的增益主要包括逆变器增益和电路增益两部分,逆变器输出基波增益与谐波增益的调节通过逆变器的非对称移相实现,电路增益则通过调节补偿网络参数实现。逆变器使用非对称移相能够以较低的硬件成本有效地增大双频 WPT 系统的增益范围。逆变器非对称移相与传统的对称移相的区别主要体现在,逆变器桥臂上下开关管导通时间不相等。逆变器由  $Q_1 \sim Q_4$  四个开关管构成,其非对称移相的驱动、输出电压波形如图 3 所示, $Q_1 \sim Q_4$  表示逆变器开关管驱动波形, $U_{inv}$  表示逆变器输出电压波形, $U_{in1}$  表示逆变器输出基波电压波形, $U_{in3}$  表示逆变器输出三次谐波电压波形。开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  导通角为  $2\pi D$ ,开关管  $Q_3$ 、 $Q_4$  的导通角为  $2\pi(1-D)$ ,逆变器移相角为  $2\pi\theta$ ,逆变器输出宽半波导通角、窄半波导通角分别为  $2\alpha\pi$ 、 $2\beta\pi$ 。

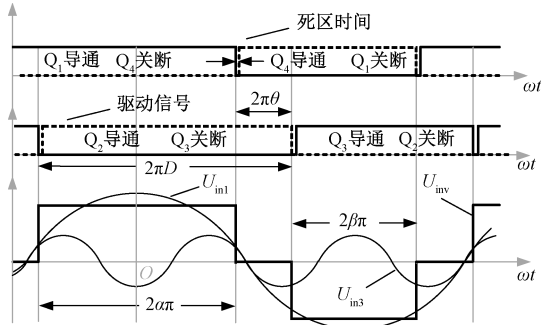


图 3 非对称移相驱动、输出电压波形

Fig.3 Inverter drive and output voltage waveform of asymmetric phase shift

根据图 3 中逆变器驱动及输出电压波形,可以推导出逆变器输出电压脉宽与非对称移相的桥臂占空比、移相角之间的关系表达式如下:

$$\begin{cases} (D - \theta)\pi = \alpha\pi \\ (1 - D - \theta)\pi = \beta\pi \end{cases} \quad (1)$$

通过化简可得到逆变器桥臂驱动占空比  $D$ ,逆变器移相比  $\theta$  关于  $\alpha, \beta$  的表达式  $D(\alpha, \beta), \theta(\alpha, \beta)$  分别为:

$$\begin{cases} D(\alpha, \beta) = (1 + \alpha - \beta)/2 \\ \theta(\alpha, \beta) = (1 - \alpha - \beta)/2 \end{cases} \quad (2)$$

根据傅里叶分解,非对称移相的逆变器输出电压可表示为:

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{n\pi} [\sin(n\alpha\pi) \cos(n\omega_0 t) + \sin(n\beta\pi) \cos(n\omega_0 t)] \quad (3)$$

式中, $n$  为谐波阶数,其值为奇数; $\omega_0$  为系统工作时的基波角频率; $t$  为时间变量。根据式(3)可以得到逆变器非对称移相输出的基波电压和三次谐波电压分量为:

$$\begin{cases} U_{in1} = \frac{2E}{\pi} [\sin(\alpha\pi) + \sin(\beta\pi)] \\ U_{in3} = \frac{2E}{3\pi} [\sin(3\alpha\pi) + \sin(3\beta\pi)] \end{cases} \quad (4)$$

式中, $U_{in1}$ 、 $U_{in3}$  分别为逆变器输出基波与三次谐波的峰值。将式(1)代入式(4)可以得到  $U_{in1}$  和  $U_{in3}$  关于逆变器桥臂占空比  $D$  和移相比  $\theta$  的表达式为:

$$\begin{cases} U_{in1} = \frac{2E}{\pi} [\sin((D - \theta)\pi) + \sin((1 - D - \theta)\pi)] \\ U_{in3} = \frac{2E}{3\pi} [\sin(3(D - \theta)\pi) + \sin(3(1 - D - \theta)\pi)] \end{cases} \quad (5)$$

根据式(5),可以得到逆变非对称移相输出基波电压增益  $G_{v_{in1}}(D, \theta)$  和三次谐波电压增益  $G_{v_{in3}}(D, \theta)$  关于  $D$  和  $\theta$  的表达式为:

$$\begin{cases} G_{v_{in1}}(D, \theta) = \frac{U_{in1}}{E} = \frac{2}{\pi} [\sin(\alpha\pi) + \sin(\beta\pi)] \\ G_{v_{in3}}(D, \theta) = \frac{U_{in3}}{E} = \frac{2}{3\pi} [\sin(3\alpha\pi) + \sin(3\beta\pi)] \end{cases} \quad (6)$$

在式(6)中, $\alpha = D - \theta, \beta = 1 - D - \theta$ 。非对称移相逆变器输出基波电压与三次谐波电压增益与宽半波脉宽  $\alpha$  与窄半波脉宽  $\beta$  的关系如图 4 所示,图 4 中  $G_{v_{in1}}$  表示基波电压增益, $G_{v_{in3}}$  表示谐波电压增益。

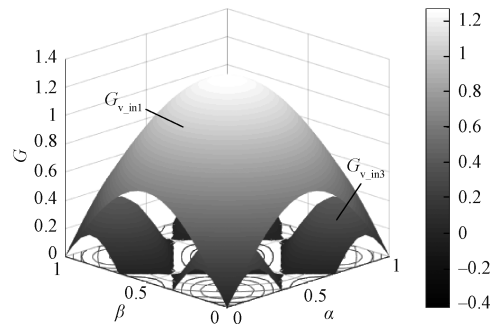


图 4 非对称移相逆变器输出基波电压与三次谐波电压增益

Fig.4 Fundamental voltage and third harmonic voltage gain of asymmetric phase shift inverter outputs

## 2.3 电路建模与电压增益分析

为了进一步分析所述双频双通道 WPT 系统,系



统能被简化为图5所示电路。为了实现所述旋转型耦合机构的同侧解耦,本文耦合机构采用文献[22]中的解耦原理,并且在此基础上提出减小发射线圈和接收线圈之间交叉互感的方法。接收端线圈相对位置和发射端线圈相对位置分别如图6(a)、图6(b)所示, $D_{in}$ 表示接收电感两个线圈之间的间距, $\Delta X$ 表示接收电感内侧两个线圈之间的间距, $D_{out}$ 表示发射电感两个线圈之间的间距, $\Delta Y$ 表示发射电感内侧两个线圈之间的间距。

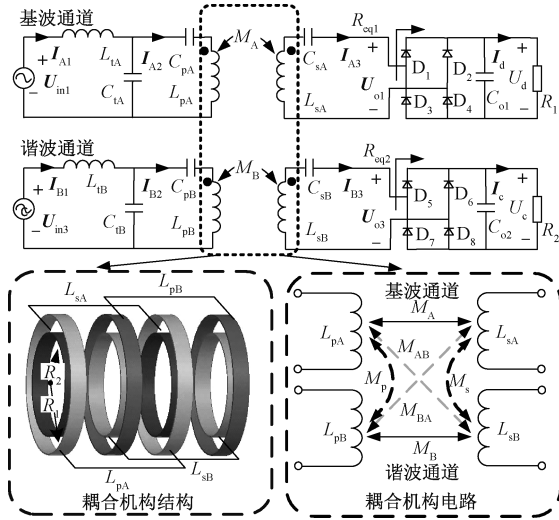
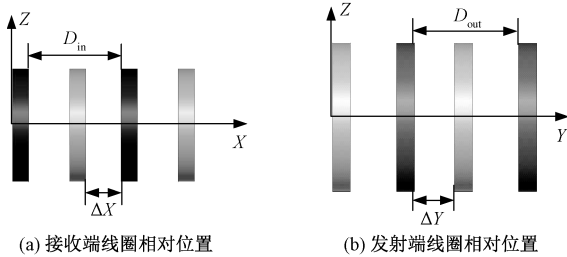


图5 双频 WPT 系统简化电路

Fig.5 Simplified circuit for dual frequency WPT system



(a) 接收端线圈相对位置

(b) 发射端线圈相对位置

图6 接收端线圈相对位置与发射端线圈相对位置

Fig.6 Relative position of receiver coil and transmitter coil

根据文献[22]中的解耦原理,在  $D_{in}$  和  $D_{out}$  确定的情况下,调节  $\Delta X$  和  $\Delta Y$  分别可以使两个接收电感和两个发射电感之间互感( $M_s$ 、 $M_p$ )为零。为了抑制相邻通道之间的影响,本文在消除  $M_s$ 、 $M_p$  的基础上提出了减小旋转型耦合机构交叉互感( $M_{AB}$ 、 $M_{BA}$ )的方法,通过这种方式能够将  $M_{AB}$ 、 $M_{BA}$  减小一定阈值,有效地抑制相邻通道之间的影响。实现旋转型耦合机构同侧互感  $M_s$ 、 $M_p$  消除,交叉互感  $M_{AB}$ 、 $M_{BA}$  减小的耦合机构设计流程图如图7所示。在图7所述程序流程图中, $N/2$  表示发射(接收)电感每个线圈的

匝数, $D$  表示发射(接收)电感两个线圈之间的间距, $\Delta D$  表示发射(接收)电感两个线圈之间的间距改变的步长, $d$  表示利兹线的直径, $\Delta X_0$  表示接收电感内侧两个线圈之间的间距改变的步长, $\Delta Y_0$  表示发射电感内侧两个线圈之间的间距改变的步长, $\Delta M$  表示设置的通道间传输影响较小的交叉互感阈值, $\Delta R$  表示接收电感线圈半径大小改变的步长。

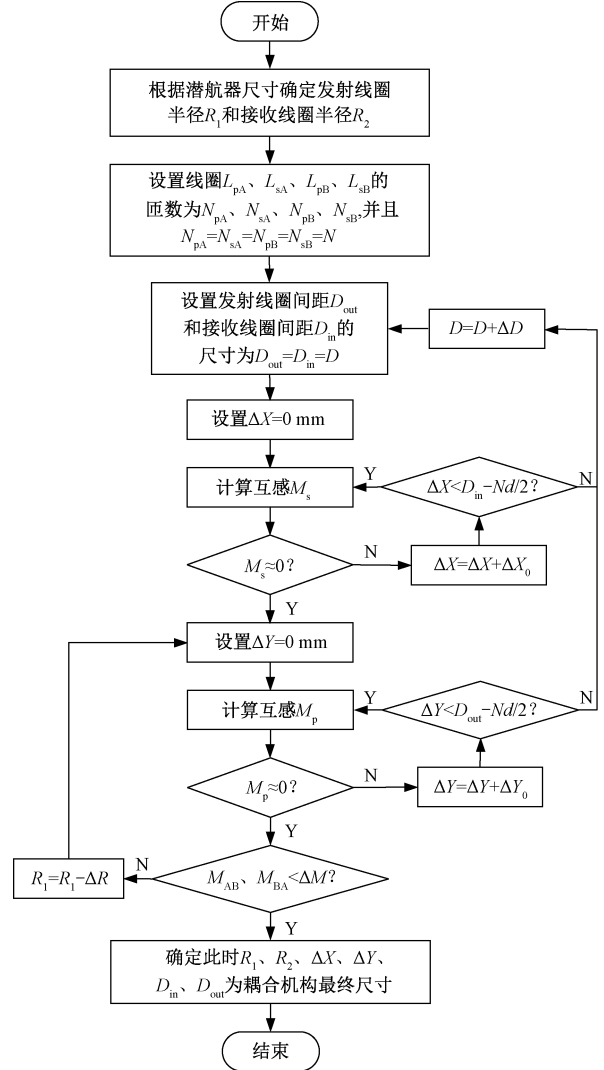


图7 圆筒形双通道耦合机构解耦程序流程图

Fig.7 Flow chart of decoupling program for cylindrical double channel coupling mechanism

在通过图7所示的耦合机构优化后,耦合机构中可以认为只存在  $M_A$ 、 $M_B$  两组互感,可以通过对电路建模得到系统关于电路参数的增益。在图5中, $U_{in1}$  和  $U_{in3}$  分别为逆变器输出电压的一次谐波分量和三次谐波分量, $U_{o1}$  和  $U_{o3}$  分别为基波通道和三次谐波通道整流桥输入电压, $I_{A1}$ 、 $I_{A2}$ 、 $I_{A3}$  为基波通道各个环路的电流, $I_{B1}$ 、 $I_{B2}$ 、 $I_{B3}$  为三次谐波通道各个环路的

的电流。

电路工作在谐振状态,工作角频率为  $\omega$ ,能够得到电路中电容和电感的关系如式(7)所示。当  $i$  为 A 时  $\omega$  为基波角频率  $\omega_0$ ,当  $i$  为 B 时  $\omega$  为三次谐波角频率  $3\omega_0$ 。

$$\begin{cases} j\omega L_{ti} - \frac{1}{j\omega C_{ti}} = 0 \\ j\omega L_{pi} - \frac{1}{j\omega C_{ti}} - \frac{1}{j\omega C_{pi}} = 0 \\ j\omega L_{si} - \frac{1}{j\omega C_{si}} = 0 \end{cases} \quad i = A, B \quad (7)$$

根据回路电压法得到基波通道电路方程如下:

$$\begin{bmatrix} U_{in1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & -Z_{12} & 0 \\ -Z_{12} & Z_{22} & -Z_{23} \\ 0 & -Z_{23} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \\ I_{A3} \end{bmatrix} \quad (8)$$

系统原副边均工作在谐振频率下,在方程组中,各个阻抗能够被表示为:

$$\begin{cases} Z_{11} = j\omega L_{tA} - 1/(j\omega C_{tA}) = 0 \\ Z_{22} = j\omega L_{pA} - 1/(j\omega C_{tA}) - 1/(j\omega C_{pA}) = 0 \\ Z_{33} = R_{eq1} + j\omega L_{sA} - 1/(j\omega C_{sA}) = R_{eq1} \\ Z_{12} = 1/(j\omega C_{tA}) \\ Z_{23} = j\omega M_A \end{cases} \quad (9)$$

将式(9)代入式(8)可以得到基波通道输出电压与电路参数的关系为:

$$U_{o1} = G_{v_{c1}} U_{in1} = \omega^2 M_A C_{tA} U_{in1} = \frac{M_A}{L_{tA}} U_{in1} \quad (10)$$

式中,  $G_{v_{c1}}$  为基波通道的电路增益。同样根据回路电压法,可以得到三次谐波通道输出电压为:

$$U_{o3} = G_{v_{c3}} U_{in3} = \omega^2 M_B C_{tB} U_{in3} = \frac{M_B}{L_{tB}} U_{in3} \quad (11)$$

式中,  $G_{v_{c3}}$  为三次谐波通道的电路增益。根据式(10)和式(11)可以得到,所述双通道 WPT 系统输出电压与负载大小无关,并且由于互感  $M_A$ 、 $M_B$  大小在耦合机构设计时已经确定,电路增益主要通过调节  $L_{tA}$ 、 $L_{tB}$  实现。

#### 2.4 电路增益范围与系统复合增益分析

基波通道电路输入输出电压增益关系  $G_{v_{c1}}$  可以被表示为:

$$G_{v_{c1}} = \frac{M_A}{L_{tA}} \quad (12)$$

谐波通道电路输入输出电压增益关系  $G_{v_{c3}}$  可以被表示为:

$$G_{v_{c3}} = \frac{M_B}{L_{tB}} \quad (13)$$

根据式(7)可以得到  $C_{pA}$  表达式为:

$$C_{pA} = \frac{1}{\omega^2 (L_{pA} - L_{tA})} \quad (14)$$

将式(12)代入式(14)可以知道  $C_{pA}$  能够被表示为式(15)所示等式。

$$C_{pA} = \frac{1}{\omega^2 (L_{pA} - \frac{M_A}{G_{v_{c1}}})} \quad (15)$$

电容  $C_{pA}$  要在电路上实现,则其值必须大于零,由此可以得到基波通道增益的约束条件为:

$$G_{v_{c1}} > \frac{M_A}{L_{pA}} \quad (16)$$

同理可以得到三次谐波通道增益的约束条件为:

$$G_{v_{c3}} > \frac{M_B}{L_{pB}} \quad (17)$$

根据式(16)、式(17)可知,系统所能实现的增益范围受到电路参数的约束,部分增益无法实现,而使用文中所述基于逆变器非对称移相和补偿网络参数调节的复合增益配置方式能够有效增加系统的增益范围。复合式增益配置的无线供电系统的增益为非对称移相逆变器的增益与电路增益的乘积,根据式(6)、式(10)、式(11)可得系统复合增益表达式(18),式中  $G_{v1}$  和  $G_{v3}$  分别表示使用复合增益配置后系统的基波通道总体增益和三次谐波通道总体增益。

$$\begin{cases} G_{v1} = G_{v_{c1}} G_{v_{in1}}(D, \theta) = \frac{2M_A}{\pi L_{tA}} [\sin(\alpha\pi) + \sin(\beta\pi)] \\ G_{v3} = G_{v_{c3}} G_{v_{in3}}(D, \theta) = \frac{2M_B}{3\pi L_{tB}} [\sin(3\alpha\pi) + \sin(3\beta\pi)] \end{cases} \quad (18)$$

### 3 双频 WPT 系统参数

#### 3.1 系统电路参数选择

以图 5 所示拓扑为例,本部分给出了双频 WPT 系统元件的参数设计方法。基波通道整流桥交流输入电压有效值  $U_{o1}$  与直流输出电压  $U_d$  之间的关系能够被推导为以下等式:

$$U_{o1} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} \quad (19)$$

三次谐波通道整流桥交流输入电压有效值  $U_{o3}$  与直流输出电压  $U_c$  之间的关系能够被推导为以下等式:

$$U_{o3} = \frac{2\sqrt{2}U_c}{\pi} \quad (20)$$

基波通道和谐波通道的电路增益分别能够被表示为式(12)、式(13)所示表达式,由于WPT系统耦合机构的参数是确定的,所以 $L_{pA}, L_{sA}, L_{pB}, L_{sB}, M_A, M_B$ 是已知的,电路增益的调节主要通过改变 $L_{tA}, L_{tB}$ 来实现。在逆变器增益和电路增益可实现情况下,可以调整 $L_{tA}, L_{tB}$ 参数来满足系统电路增益的要求。 $L_{tA}, L_{tB}$ 可以被表示为式(21)所示的表达式,式中 $\Delta L_A, \Delta L_B$ 分别表示 $L_{tA}, L_{tB}$ 的调整值。在逆变器增益可实现的情况下,改变 $\Delta L_A, \Delta L_B$ 可以实现不同的电路增益,并且相应地调节逆变器的增益可保证系统总增益不变。

$$\begin{cases} L_{tA} = L_{pA} - \Delta L_A \\ L_{tB} = L_{pB} - \Delta L_B \end{cases} \quad (21)$$

根据式(21),可以推导得到基波通道与三次谐波通道的电路实际增益为:

$$\begin{cases} G_{v_{c1}} = \frac{M_A}{L_{pA} - \Delta L_A} \\ G_{v_{c3}} = \frac{M_B}{L_{pB} - \Delta L_B} \end{cases} \quad (22)$$

根据式(7),可以得到 $C_{tA}, C_{pA}$ 和 $C_{sA}$ 的表达式为:

$$\begin{cases} C_{tA} = \frac{1}{\omega^2 L_{tA}} = \frac{1}{\omega^2 (L_{pA} - \Delta L_A)} \\ C_{pA} = \frac{1}{\omega^2 (L_{pA} - L_{tA})} = \frac{1}{\omega^2 (L_{pA} - L_{pA} + \Delta L_A)} \\ C_{sA} = \frac{1}{\omega^2 L_{sA}} \end{cases} \quad (23)$$

根据式(7),可以得到 $C_{tB}, C_{pB}$ 和 $C_{sB}$ 的表达式为:

$$\begin{cases} C_{tB} = \frac{1}{9\omega^2 L_{tB}} = \frac{1}{9\omega^2 (L_{pB} - \Delta L_B)} \\ C_{pB} = \frac{1}{9\omega^2 (L_{pB} - L_{tB})} = \frac{1}{9\omega^2 (L_{pB} - L_{pB} + \Delta L_B)} \\ C_{sB} = \frac{1}{\omega^2 L_{sB}} \end{cases} \quad (24)$$

### 3.2 逆变器非对称角度与移相角 $\alpha, \beta$ 选择

已知系统增益和电路增益时,根据表达式

(12)、式(13)和式(18),可以得到实现所述系统增益所需的逆变器增益,所需的逆变器基波增益和三次谐波增益表达式能够被表示为:

$$\begin{cases} G_{v_{in1}}(D, \theta) = \frac{G_{v1}}{G_{v_{c1}}} = \frac{2}{\pi} [\sin(\alpha\pi) + \sin(\beta\pi)] \\ G_{v_{in3}}(D, \theta) = \frac{G_{v3}}{G_{v_{c3}}} = \frac{2}{3\pi} [\sin(3\alpha\pi) + \sin(3\beta\pi)] \end{cases} \quad (25)$$

解方程组式(25)可得逆变器非对称移相角的角度 $\alpha, \beta$ 能够被表示为式(26)所示表达式,式中 $G_1$ 和 $G_3$ 分别为 $G_{v_{in1}}(D, \theta)$ 和 $G_{v_{in3}}(D, \theta)$ 的缩写。

$$\begin{cases} \alpha = \frac{1}{\pi} \arcsin \left[ \frac{1}{12} (3\pi G_1 + \sqrt{36 - 3\pi^2 G_1^2 - \frac{36G_3}{G_1}}) \right] \\ \beta = \frac{1}{\pi} \arcsin \left[ \frac{1}{12} (3\pi G_1 - \sqrt{36 - 3\pi^2 G_1^2 - \frac{36G_3}{G_1}}) \right] \end{cases} \quad (26)$$

## 4 实验验证

为验证本文理论分析的正确性和实验的可行性,搭建了基于逆变器非对称移相的双频无线供电系统实验平台如图8所示,系统的具体参数如表1所示。逆变器由直流源供电,产生的基波成分与三次谐波成分分别通过两个LCCL-S拓扑为基波负载与三次谐波负载供电,系统的增益等于逆变器输出增益乘以电路增益。直流源输出电压为220 V,双通道无线供电系统,基波通道、三次谐波通道预期输出电压为160 V、24 V。耦合机构发射电感内径 $R_p$ 为95 mm和接收电感外径 $R_s$ 为85 mm,发射电感与接收电感沿半径方向间距为10 mm。

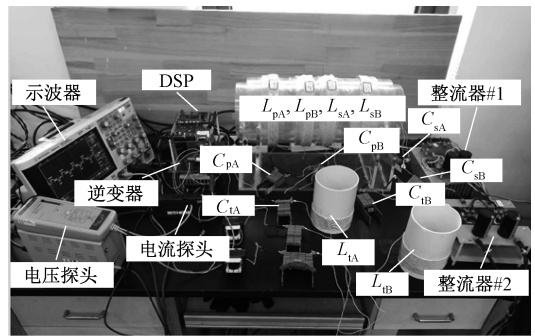


图8 双频无线电能传输系统实验平台

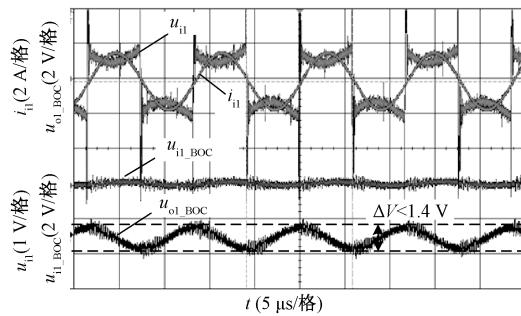
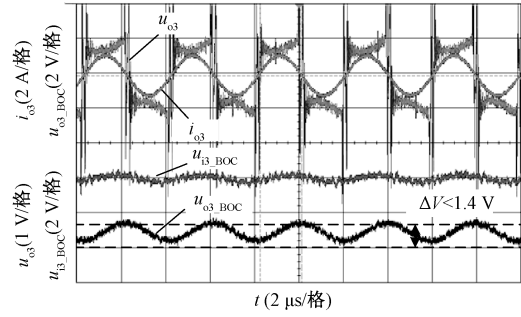
Fig.8 Experimental platform for dual-frequency wireless power transfer system

表 1 系统电路参数

Tab.1 System circuit parameters

基波 通道参数	数值	三次谐波 通道参数	数值
$f_1/\text{kHz}$	85	$f_3/\text{kHz}$	255
$M_A/\mu\text{H}$	76.6	$M_B/\mu\text{H}$	78.5
$L_{tA}/\mu\text{H}$	75.8	$L_{tB}/\mu\text{H}$	131.2
$L_{pA}/\mu\text{H}$	146.3	$L_{pB}/\mu\text{H}$	154.4
$L_{sA}/\mu\text{H}$	119	$L_{sB}/\mu\text{H}$	117.6
$C_{tA}/\text{nF}$	49.7	$C_{tB}/\text{nF}$	96
$C_{pA}/\text{nF}$	45.6	$C_{pB}/\text{nF}$	30
$C_{sA}/\text{nF}$	29.3	$C_{sB}/\text{nF}$	266.1

为了验证所述耦合机构的解耦特性,令通道 1 接收线圈开路,在发射线圈中通入频率 85 kHz 的 1.6 A 正弦电流  $I_{i1}$  后,通道 2 发射线圈、接收线圈的开路电压  $U_{i1\_BOC}$ 、 $U_{o1\_BOC}$  的波形如图 9 所示,谐波通道发射线圈开路电压小于 400 mV、接收线圈开路电压小于 1.4 V。令通道 1 发射线圈开路,在接收线圈中通入频率 255 kHz 的 1.6 A 正弦电流  $I_{o3}$  后,通道 2 发射线圈、接收线圈开路电压  $U_{i3\_BOC}$ 、 $U_{o3\_BOC}$  的波形如图 10 所示,谐波通道接收线圈开路电压小于 400 mV、发射线圈开路电压小于 1.4 V。根据式 (27) 中感应电动势的表达式,发射电感同侧互感  $M_p$ 、接收电感同侧互感  $M_s$  能够被忽略,通道 1 发射电感与通道 2 接收电感的交叉互感  $M_{AB}$ 、通道 2 发射电感与通道 1 接收电感的交叉互感  $M_{BA}$  能够被有效减小。系统工作时,基波通道与谐波通道工作频率相差较大,  $M_{AB}$  与  $M_{BA}$  的存在对通道间的干扰很小,所以  $M_{AB}$  与  $M_{BA}$  也是可以忽略的。因此,实验中的耦合机构能够消除同侧耦合和交叉耦合。

图 9  $L_{pA}$  加交流电压源激励时  $L_{pB}$  和  $L_{sB}$  开路电压波形Fig.9 Open circuit voltage of  $L_{pB}$  and  $L_{sB}$  when  $L_{pA}$  is excited by AC voltage source图 10  $L_{sA}$  加交流电压源激励时  $L_{pB}$  和  $L_{sB}$  开路电压波形Fig.10 Open circuit voltage of  $L_{pB}$  and  $L_{sB}$  when  $L_{sA}$  is excited by the AC voltage source

$$\begin{cases} U_{i1\_BOC} = j\omega_0 M_p I_{i1} \\ U_{o1\_BOC} = j\omega_0 M_{AB} I_{i1} \\ U_{i3\_BOC} = j3\omega_0 M_{BA} I_{o3} \\ U_{o3\_BOC} = j3\omega_0 M_s I_{o3} \end{cases} \quad (27)$$

为了验证所述方法的增益的正确性与系统的恒压特性,将系统负载依次切换为负载状态①、②、③,负载状态①、②、③对应的基波通道负载电阻与谐波通道负载电阻如表 2 所示。增大基波通道负载将负载状态①切换至负载状态②,增大谐波通道负载将负载状态②切换至负载状态③。系统分别工作在负载状态①、②、③时,整流器输出电压的波形如图 11 所示,测得整流器输入电流的波形及输出功率如图 12 所示。从图 11 和图 12 可以看出,系统能够实现预期的增益,并且在基波通道负载与三次谐波通道负载分别切换时能够保持输出电压的恒定,基波通道与三次谐波通道之间电压不会互相影响。系统分别工作在负载状态①、②、③时的逆变器输出电压、电流、基波电流和三次谐波电流波形如图 13 所示,图 13 中  $\eta_1$ 、 $\eta_3$  分别表示基波通道和三次谐波通道效率,  $\eta_1$ 、 $\eta_3$  根据表达式  $\eta_1 = (U_d I_d) / (U_{in1} I_{A1})$ 、 $\eta_3 = (U_c I_c) / (U_{in3} I_{B1})$  得到。

表 2 负载状态①、②、③电阻值

Tab.2 Resistance of load status①、②、③

负载	负载状态①	负载状态②	负载状态③
$R_1/\Omega$	180	140	140
$R_2/\Omega$	40	40	30

图 14 表示系统工作在负载状态①、②、③时逆变器输出电流的幅度谱。图 14 中,  $A_o$  表示输出振幅,可以看到当系统从负载状态①切换至②时,基波通道输出功率增大,逆变器输出基波电流增大,三次谐波电流幅值不变。当系统从负载状态②切换至③



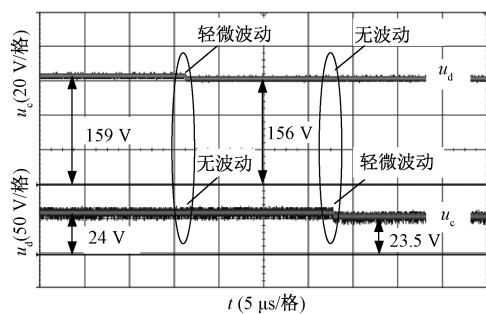


图 11 负载切换时整流桥输出电压波形

Fig.11 Output voltage waveform of rectifier bridge during load switching

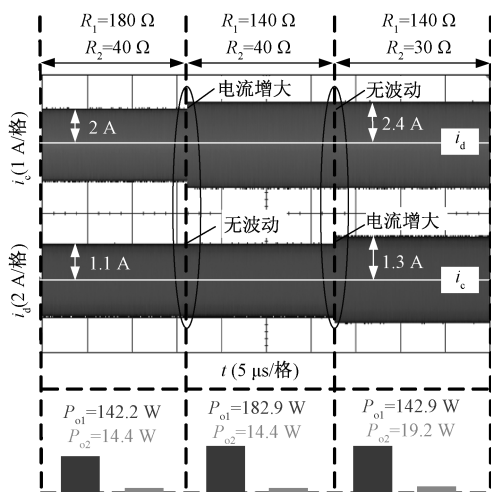


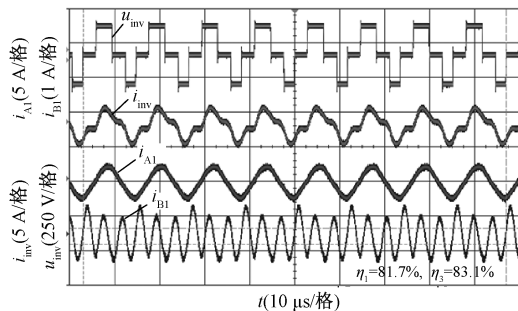
图 12 负载切换时整流桥输入电流波形及输出功率

Fig.12 Input current waveform of rectifier bridge and output power during load switching

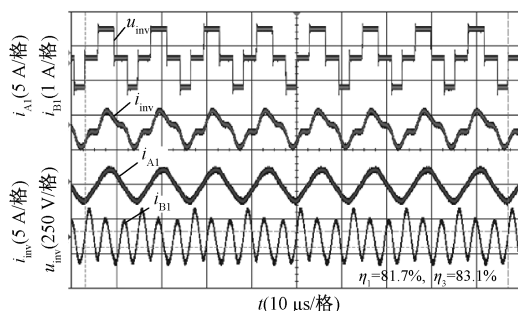
时,三次谐波通道输出功率增大,逆变器输出三次谐波电流增大,基波输出电流幅值不变。

## 5 结论

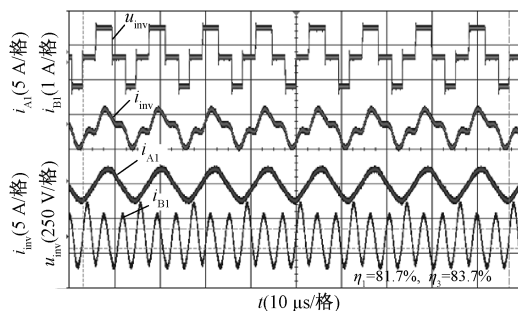
在耦合机构参数确定情况下,使用双频 WPT 系统为功率相差较大的两个负载供电时部分增益无法实现。为了解决这个问题,文章提出使用复合式增益配置来为双频无线供电系统设置增益,该增益配置方式能够以较低的成本有效增加双频 WPT 系统的增益范围。复合式增益配置主要指在电路增益配置的基础上对逆变器增益进行配置,从而增加双频 WPT 系统的增益配置范围。逆变器使用非对称移相同时对逆变器基波增益和谐波增益的配置,电路增益配置则是通过调节电路参数实现电路增益配置。本文首先对使用复合式增益配置的双频 WPT 系统进行了建模分析,并给出了旋转型双通道



(a) 负载状态①逆变器输出电压、电流波形



(b) 负载状态②逆变器输出电压、电流波形



(c) 负载状态③逆变器输出电压、电流波形

图 13 三种负载状态逆变器输出电压、电流、基波电流和三次谐波电流波形

Fig.13 Waveforms of output voltage, current, fundamental current and third harmonic current of inverter at load state①, ②, ③

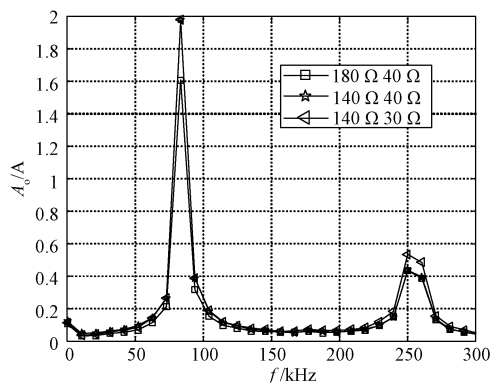


图 14 负载①、②、③逆变器输出电流幅度谱

Fig.14 Output current amplitude spectrum of the inverter when load state①, ②, ③



耦合机构同侧电感的耦合消除和异侧电感交叉耦合抑制的实现方法,然后搭建实验平台验证了所述复合式增益配置方法的可行性。实验结果表明,复合式增益配置能够以较低成本有效增加双频 WPT 系统增益配置范围。

## 参考文献 (References):

- [ 1 ] Gong Z, Li C, Jiang F, et al. AUV-aided localization of underwater acoustic devices based on doppler shift measurements [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19 (4): 2226-2239.
- [ 2 ] Yan Z, Song B, Zhang Y, et al. A rotation-free wireless power transfer system with stable output power and efficiency for autonomous underwater vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (5): 4005-4008.
- [ 3 ] Lv P, Guo J, Zhang X, et al. Performance comparison between several underwater navigation algorithms for autonomous underwater vehicle [A]. 2018 OCEANS - MTS/IEEE Kobe Techno-Oceans (OTO) [C]. Kobe, Japan, 2018. 1-4.
- [ 4 ] Yang C, Lin M, Li D. Improving steady and starting characteristics of wireless charging for an AUV docking system [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2020, 45 (2): 430-441.
- [ 5 ] Kan T, Mai R, Mercier P P, et al. Design and analysis of a three-phase wireless charging system for lightweight autonomous underwater vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (8): 6622-6632.
- [ 6 ] 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.
- [ 7 ] 苏玉刚, 张帅, 徐勇, 等 (Su Yugang, Zhang Shuai, Xu Yong, et al.). 电动汽车无线供电系统电能发射线圈设计与切换控制 (Design and switching control of transfer coil of electric vehicle wireless power transfer system) [J]. 西南交通大学学报 (Journal of Southwest Jiaotong University), 2016, 51 (1): 168-176.
- [ 8 ] 陈文仙, 陈乾宏 (Chen Wenxian, Chen Qianhong). 共振式无线电能传输技术的研究进展与应用综述 (Review on research proceedings and application of wireless power transfer technology) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (9): 35-47.
- [ 9 ] 李厚基, 王春芳, 魏芝浩, 等 (Li Houji, Wang Chunfang, Wei Zhihao, et al.). 无线电能传输系统用屏蔽层结构的研究 (Research of shield structure for wireless power transfer system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (5): 74-83.
- [ 10 ] Hu J, Lu F, Zhu C, et al. Hybrid energy storage system of an electric scooter based on wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14 (9): 4169-4178.
- [ 11 ] McDonough M. Integration of inductively coupled power transfer and hybrid energy storage system: a multiport power electronics interface for battery-powered electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (11): 6423-6433.
- [ 12 ] Yu K O, Jossel Mindoro Maestro R, De Leon M T G. A study on the effectiveness of using a hybrid topology in improving the power efficiency and voltage regulation over a wide input range of DC-DC converters [A]. TENCON 2018-2018 IEEE Region 10 Conference [C]. Jeju, Korea (South), 2018. 2104-2109.
- [ 13 ] Wang D, Zhao Y, Yue S. A wide input voltage range, output-capacitorless linear voltage regulator in 0.25UM BCD process [A]. 2015 China Semiconductor Technology International Conference [C]. Shanghai, China, 2015. 1-4.
- [ 14 ] Li Y, Hu J, Li X, et al. A flexible load-independent multi-output wireless power transfer system based on cascaded double T-resonant circuits: Analysis, design and experimental verification [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66 (7): 2803-2812.
- [ 15 ] Jiang C, Chau K T, Ching T W, et al. Time-division multiplexing wireless power transfer for separately excited DC motor drives [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53 (11): 1-5.
- [ 16 ] 梁留欢, 刘志珍, 范书静, 等 (Liang Liuhuan, Liu Zhizhen, Fan Shujing, et al.). 应用于双负载同步供电的双频无线电能传输系统 (Dual-frequency wireless power transfer system for dual-load synchronous power supply) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2020, 40 (10): 3297-3309.
- [ 17 ] 夏晨阳, 马念, 陈锐, 等 (Xia Chenyang, Ma Nian, Chen Rui, et al.). 基波-谐波双通路并行感应耦合电能传输系统的电磁耦合机构 (Electromagnetic coupling mechanism of basic-harmonic double-path parallel inductively coupled power transmission system) [J]. 电力系

- 统自动化 (Power System Automation), 2018, 42 (17): 127-133.
- [18] 夏晨阳, 任思源, 陈锐, 等 (Xia Chenyang, Ren Siyuan, Chen Rui, et al.). 基波-谐波双通路并行感应式能量与信号同步传输技术 (Basic-harmonic dual-channel parallel inductive energy and signal synchronous transmission technology) [J]. 电力系统自动化 (Power System Automation), 2018, 42 (5): 169-175.
- [19] Chen Y, Kou Z, Zhang Y, et al. Hybrid topology with configurable charge current and charge voltage output-based WPT charger for massive electric bicycles [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6 (3): 1581-1594.
- [20] Feng J, Li Q, Lee F C. Soft switching realization of LCCL-LC resonant converter for wireless power transfer application [A]. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) [C]. USA, 2019. 664-670.
- [21] 景妍妍, 曲小慧, 韩洪豆 (Jing Yanyan, Qu Xiaohui, Han Hongdou). 基于可调增益恒流源补偿网络的磁场耦合无线电能传输 LED 驱动电路 (Magnetic field coupled radio energy transmission LED drive circuit based on compensation network of constant current source with adjustable gain) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (Sup. 1): 1-8.
- [22] Zhou W, Zhu Z, Mai R, et al. Design and analysis of decoupled tetra-polar ring-coils for wireless power transfer in rotary mechanism applications [J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14 (10): 1766-1773.

## Dual-frequency wireless power transfer system based on compound gain configuration

ZHU Zhe-hui<sup>1</sup>, ZHOU Wei<sup>1</sup>, ZHANG Bin-shan<sup>1</sup>, MAI Rui-kun<sup>1</sup>, LIU Li-na<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China;

2. State Grid Sichuan Electric Power Corporation Metering Center, Chengdu 610045, China)

**Abstract:** In practical applications of wireless power transfer, dual-channels structure is necessary to many devices, such as unmanned underwater vehicle, to supply power for their high-voltage power circuit and low-voltage control circuit respectively. The hardware cost of traditional dual inverter dual-channel structure wireless power transfer system is relatively high and some system gain of single inverter dual-channel structure wireless power transfer system with inverter symmetric phase shift under tight coupling condition cannot be realized. In this paper, we proposed a dual-frequency wireless transfer system based on the compound gain configuration, output voltage of fundamental wave channel and third harmonic channel power the high voltage power circuit and low voltage control circuit respectively. Compound gain configuration method based on inverter asymmetric shift and the compensation network parameters not only can effectively expand the output gain, also can reduce the hardware cost. The experimental results show that proposed compound gain configuration method is feasible and suitable for dual-frequency wireless power transfer system.

**Key words:** wireless power transfer; dual-channel; dual-frequency; gain configuration; unmanned underwater vehicle