

基于双向 WPT 系统非对称调制策略研究与应用

周梦豪, 王付胜*, 杨金涛, 唐立

(可再生能源接入电网技术国家地方联合工程实验室(合肥工业大学), 安徽省 合肥市 230009)

Research and Application of Asymmetric Modulation Strategy Based on Bidirectional WPT System

ZHOU Menghao, WANG Fusheng*, YANG Jintao, TANG Li

(National and Local Joint Engineering Laboratory for Renewable Energy Access to Grid Technology

(Hefei University of Technology), Hefei 230009, Anhui Province, China)

ABSTRACT: In order to improve the transmission efficiency of the bidirectional LCC-LCC type wireless power transfer system under light load condition, this paper proposes a full-range asymmetric modulation strategy. The proposed method enables automatic smooth transition between full-bridge and half-bridge operation modes according to output power variations, while maintaining wide-range soft-switching capability. This approach significantly improves overall system efficiency. The paper establishes the theoretical basis of pulse width optimization of asymmetric modulation strategy through quantitative analysis of system efficiency. On this basis, all the operating modes of asymmetric modulation strategy are divided in detail, and the time domain model is introduced to quantitatively analyze the constraints of realizing soft switching under different operating modes. Finally, the feasibility and effectiveness of the modulation strategy proposed in this paper are proved by building an experimental platform to compare and analyze the proposed asymmetric modulation strategy and the three phase-shift modulation strategy under different working conditions.

KEY WORDS: LCC-LCC; bidirectional wireless power transfer; asymmetric modulation; pulse width optimization; soft switching

摘要: 为了提高双向 LCC-LCC 型无线电能传输系统在轻载工况时的传输效率, 提出一种适用于全功率范围的非对称调制策略, 该调制策略可随输出功率的变化自动实现全桥模式到半桥模式的平滑过渡, 且可实现宽范围软开关, 进而显著提高系统效率。通过对系统效率进行定量分析, 建立非对称调制策略脉宽优化的理论基础; 在此基础上, 对非对称调制策略的所有工作模式进行详细划分, 并引入时域模型, 定量分析不同工作模式下实现软开关的约束条件; 最后, 通过搭建实验平台对不同工况下所提非对称调制策略和三移相调制策略进行对比实验和分析, 证明所提调制策略的可行性和

有效性。

关键词: LCC-LCC; 双向无线电能传输; 非对称调制; 脉宽优化; 软开关

0 引言

感应式无线电能传输(wireless power transfer, WPT)系统利用磁耦合方式在非物理接触的情况下, 通过气隙传输功率, 实现了能量在系统间的流动。相比于有线传输, 无线电能传输具有更加安全、可靠、便捷的优点, 被广泛应用于电子设备、生物医学、电动汽车、水下设备等领域^[1-3]。双向无线电能传输(bidirectional wireless power transfer, BWPT)系统能够实现电网与设备间的双向能量传输, 有效减小各类用电负荷波动对电网的影响, 在实现坚强电网和智能电网方面发挥着重要作用^[4-5]。

目前, 双向无线电能传输系统中常见的功率调节的方法主要包括电压幅度调制^[6-7]、脉冲频率调制^[8]、移相调制和脉冲密度调制^[9-10]。但由于高阶无线电能传输拓扑的谐振特性以及对频率调控的复杂变化, 频率调制并不适合双向 LCC-LCC 型 WPT 系统^[11-12]。电压幅度调制虽然控制简单, 但会增加开关器件的电压和电流应力, 导致器件损耗增加。相比之下, 移相调制有利于实现开关管的零电压开通(zero voltage switching, ZVS), 减小开关损耗并提高系统整体效率, 因此移相调制更具优势。文献[13-14]提出了一种双移相调制策略, 通过对原副边内移相角进行调节来改变输出电压, 实现了输出功率可控、耦合线圈损耗最小, 但该策略无法实现宽范围 ZVS, 开关损耗较大, 整体效率偏低; 文

献[15]通过增加原副边电压间外移相角的调节,提出了三移相调制策略,在保证负载匹配的同时实现了系统的宽范围 ZVS,但随着输出功率的不断降低,所需的外移相角补偿值增加,通态损耗也随之增加,导致系统效率下降。因此,在中轻载工况下,系统的整体效率有待提升。

为了提升轻载工况下的传输效率,文献[16]针对单向 WPT 系统,提出了一种变频非对称电压控制技术,在轻载工况时通过调频和非对称的混合调制实现开关管的零电压开通;文献[17]提出一种谐波非对称脉宽调制,通过偶次谐波满足系统低功率的输出,实现轻载工况时的 ZVS,而对重载工况时的功率调节未作考虑;文献[18]基于 LCC-LCC 型补偿拓扑提出了一种适用于轻载工况下的半桥调制策略,该策略实现了宽范围 ZVS,提高了轻载时的系统效率,然而,该策略仅适用于 1/4 额定输出功率以下的工况,对于超过 1/4 额定功率时的控制策略未作研究。

因此,为了在全功率范围内实现效率优化,宽范围非对称调制和全、半桥切换的控制方法受到了广泛研究。文献[19]基于 S-S 型补偿拓扑提出了一种双侧不对称电压消除控制策略,实现了系统的宽范围软开关,然而,该策略仅基于简单的串联补偿拓扑进行研究,对于传输性能更好,但分析更复杂的高阶 LCC 型拓扑尚未考虑;文献[20]中针对单向 WPT 系统重载和轻载两种工况下,分别采用全桥和半桥调制策略,两种模式均利用调频和移相两种调制方法,进而实现开关管的 ZVS,但是对于高阶的双向 WPT 系统而言,调频控制时的电流呈现强非线性,双边 H 桥开关管的协同控制难以实现;文献[21]通过确定单向 S-S 型 WPT 系统全桥和半桥调制的功率区间,来进行全、半桥的切换,实现了宽范围软开关,但全桥到半桥开关管占空比的突变会引起较大电压尖峰,危害系统的安全。

针对上述问题,本文基于双向 LCC-LCC 型 WPT 系统提出一种适用于全功率范围的非对称调制策略。当系统输出功率从满载降低时,双边 H 桥的工作模式逐渐从全桥模式过渡到半桥模式,实现了宽范围 ZVS,同时降低了外移相角补偿值,提高了系统整体效率。尤其当输出功率下降至中低功率范围时,系统过渡到半桥工作模式,效率优化更为显著。本文首先对双向 LCC-LCC 型 WPT 系统进行损耗建模及效率分析,得到原副边基波电压比和外

移相角与系统效率的定量关系;接着,给出非对称调制策略的具体实现方式以及原、副边脉宽的优化方法;然后,根据原副边总脉宽大小对系统的工作区域进行划分,并定量分析各区域实现软开关的约束条件;最后,搭建 3.3 kW 双向无线电能传输实验平台,进行对比实验,证明所提调制策略的有效性。

1 系统建模与分析

双向 LCC-LCC 型无线电能传输系统如图 1 所示,其中: U_i 为原边直流母线电压; U_o 为副边直流母线电压; S_{11} — S_{14} 为原边侧开关管; S_{21} — S_{24} 为副边侧开关管; L_{f1} 、 C_{f1} 和 C_1 为原边侧补偿元件; L_{f2} 、 C_{f2} 和 C_2 为副边侧补偿元件;松耦合变压器包括电感 L_1 、 L_2 和互感 M 。

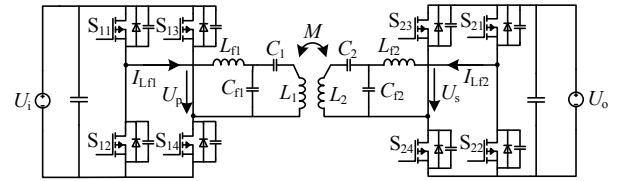


图 1 双向 LCC-LCC 型无线电能传输系统

Fig. 1 LCC-LCC type bidirectional wireless power transfer system

本节忽略系统的开关损耗,建立 LCC-LCC 型补偿拓扑的通态损耗模型如图 2 所示,其中: R_{Lf1} 、 R_{Lf2} 、 R_{L1} 和 R_{L2} 分别为 L_{f1} 、 L_{f2} 、 L_1 和 L_2 的等效电阻; ω 为系统角频率。

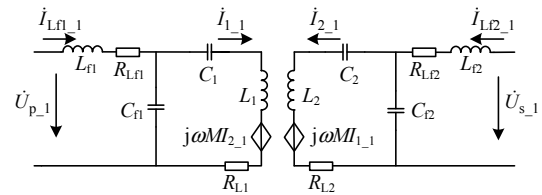


图 2 通态损耗模型

Fig. 2 Through-state loss model

采用基波分析法对损耗模型进行分析,当工作在谐振频率 ω_0 时,满足谐振条件:

$$\begin{cases} \omega_0 L_{f1} - \frac{1}{\omega_0 C_{f1}} = 0 \\ \omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1} - \frac{1}{\omega_0 C_{f1}} = 0 \\ \omega_0 L_{f2} - \frac{1}{\omega_0 C_{f2}} = 0 \\ \omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} - \frac{1}{\omega_0 C_{f2}} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

为简化分析,令:

$$\begin{cases} X_{Cf1} = -\frac{1}{\omega_0 C_{f1}} \\ X_{Cf2} = -\frac{1}{\omega_0 C_{f2}} \end{cases} \quad (2)$$

根据 KCL, KVL 可得原、副边 H 桥的输出电流表达式, 其中 U_{p-1} 和 U_{s-1} 分别为原、副边 H 桥输出交流电压的基波分量。

$$\begin{cases} \dot{I}_{Lf1-1} = \frac{R_{L1}R_{L2}R_{Lf2} + R_{L1}X_{Cf2}^2 + \omega_0^2 M^2 R_{Lf2}}{A} \dot{U}_{p-1} + \\ \quad j \frac{\omega_0 M X_{Cf1} X_{Cf2}}{A} \dot{U}_{s-1} \\ \dot{I}_{Lf2-1} = \frac{R_{L1}R_{L2}R_{Lf1} + R_{L2}X_{Cf1}^2 + \omega_0^2 M^2 R_{Lf1}}{A} \dot{U}_{s-1} + \\ \quad j \frac{\omega_0 M X_{Cf1} X_{Cf2}}{A} \dot{U}_{p-1} \end{cases} \quad (3)$$

其中:

$$A = R_{Lf1}(R_{L1}R_{L2}R_{Lf2} + R_{L1}X_{Cf2}^2 + \omega_0^2 M^2 R_{Lf2}) + X_{Cf1}^2(R_{L2}R_{Lf2} + X_{Cf2}^2) \quad (4)$$

将原边输出交流基波电压记为 $U_{p-1} \angle 0^\circ$, 副边输出交流基波电压滞后原边的相位为 θ , 记为 $U_{s-1} \angle -\theta$ 。同时, 定义 θ 值为原、副边基波电压的外移相角。当 θ 为正值时, 系统功率正向传输; θ 值为负值时, 功率反向传输。此时计算可得系统的原、副边有功功率表达式为

$$\begin{cases} P_1 = \text{Re}[\dot{U}_{p-1} \dot{I}_{Lf1-1}^*] = \\ \quad \frac{(R_{L1}R_{L2}R_{Lf2} + R_{L1}X_{Cf2}^2 + \omega_0^2 M^2 R_{Lf2})U_{p-1}^2}{A} + \\ \quad \frac{\omega_0 M X_{Cf1} X_{Cf2} U_{p-1} U_{s-1} \sin \theta}{A} \\ P_2 = \text{Re}[\dot{U}_{s-1} \dot{I}_{Lf2-1}^*] = \\ \quad \frac{(R_{L1}R_{L2}R_{Lf1} + R_{L2}X_{Cf1}^2 + \omega_0^2 M^2 R_{Lf1})U_{s-1}^2}{A} - \\ \quad \frac{\omega_0 M X_{Cf1} X_{Cf2} U_{p-1} U_{s-1} \sin \theta}{A} \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可得系统正、反向传输效率表达式:

$$\begin{cases} \eta_{\text{for}} = \frac{|P_2|}{P_1} \\ \eta_{\text{rev}} = \frac{|P_1|}{P_2} \end{cases} \quad (6)$$

引入参数 G 表示副边输出交流基波电压 U_{s-1} 与原边输出交流基波电压 U_{p-1} 的比值:

$$G = \frac{U_{s-1}}{U_{p-1}} \quad (7)$$

双向 LCC-LCC 型补偿拓扑具有双边对称性,

能量正向传输与反向传输输出特性一致, 因此下文均以正向传输为例进行分析, 由式(5)、(6)可得正向传输时效率表达式:

$$\eta_{\text{for}} = \frac{|P_2|}{P_1} = \frac{-(R_{L1}R_{L2}R_{Lf1} + R_{L2}X_{Cf1}^2 + \omega_0^2 M^2 R_{Lf1}) \cdot G^2 + \omega_0 M X_{Cf1} X_{Cf2} G \sin \theta}{[(R_{L1}R_{L2}R_{Lf2} + R_{L1}X_{Cf2}^2 + \omega_0^2 M^2 R_{Lf2}) + \omega_0 M X_{Cf1} X_{Cf2} G \sin \theta]} \quad (8)$$

由于参数 R_{L1} 、 R_{L2} 、 R_{Lf1} 、 R_{Lf2} 、 X_{Cf1} 、 X_{Cf2} 、 M 和 ω 在系统运行过程中保持不变, 因此可通过调节参数 G 和 θ 来优化系统效率。为定量进行效率分析, 给出实验平台参数如表 1 所示。

表 1 实验平台参数

Table 1 Experimental platform parameters			
参数	数值	参数	数值
U_i/V	350	U_o/V	250~450
$L_{f1}/\mu\text{H}$	34.74	$L_{f2}/\mu\text{H}$	20.4
C_{f1}/nF	100.92	C_{f2}/nF	171.86
C_1/nF	46.58	C_2/nF	365.2
$L_1/\mu\text{H}$	110	$L_2/\mu\text{H}$	30
$R_{Lf1}/\text{m}\Omega$	62	$R_{Lf2}/\text{m}\Omega$	36
$R_{L1}/\text{m}\Omega$	196	$R_{L2}/\text{m}\Omega$	53
耦合系数 k	0.17	工作频率 f/kHz	85
死区时间 $t_d/\mu\text{s}$	0.5	开关管等效结电容 C_j/nF	1
极板间距 d/cm	15	—	—

将实验参数代入式(8), 可得正向传输时 η_{for} 与 G 、 θ 的变化关系如图 3 所示。

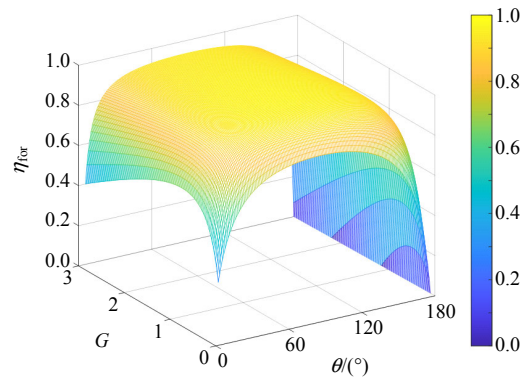


图 3 η_{for} 与 G 、 θ 的三维关系

Fig. 3 Three dimensional relationship of η_{for} with G and θ

由图 3 可知, 存在最优的 G 使 η_{for} 最大, 同时也存在最优 θ 使 η_{for} 最大。为求得最优值, 对式(8)中变量 G 和 θ 分别进行求偏导, 即:

$$\begin{cases} \frac{\partial \eta_{\text{for}}}{\partial G} = 0 \\ \frac{\partial \eta_{\text{for}}}{\partial \theta} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

求解式(9),可得最优交流基波电压比 G_{opt} 和最优外移相角 θ_{opt} :

$$\begin{cases} G_{\text{opt}} \approx \sqrt{\frac{R_{L1}R_{L2}R_{Lf2} + R_{L1}X_{Cf2}^2 + \omega^2 M^2 R_{Lf2}}{R_{L1}R_{L2}R_{Lf1} + R_{L2}X_{Cf1}^2 + \omega^2 M^2 R_{Lf1}}} \\ \theta_{\text{opt}} = 90^\circ \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可知,最优交流基波电压比只与系统参数有关。将实验平台参数代入式(10)得 $G_{\text{opt}} = 1.1$;同时,可知正向传输时的最优外移相角为 90° ,系统此时为单位功率因数,传输效率最大。当外移相角值偏移 90° 时,系统功率因数开始下降,通态损耗增大,导致效率降低。并且随着偏移角度增大,系统效率会急剧下降。因此,在功率调节过程中,为优化系统传输效率,应保持最优交流基波电压比及较小的外移相角补偿值。

值得注意的是,双向无线电能传输系统常会出现线圈位置偏移的情况,这会导致松耦合变压器的耦合能力发生变化,互感系数 M 也会随之改变。由式(10)可知,当互感系数发生偏移时,系统中的最优交流基波电压比也会变化。因此,在应用本文所提优化调制策略时,需要首先在线获取互感系数 M 的准确值。由于篇幅所限,本文不再展开分析,相关内容可参考文献[22-23]。

采用现有的三移相调制策略进行功率调节时,在高功率段,系统实现 ZVS 时,外移相角值偏离 90° 较小。然而,当系统的输出功率下降到中低功率段时,为了实现开关管的 ZVS,此时外移相角值会急剧增大,导致传输效率下降。由图 3 也可知,外移相角值偏离 90° 较大时,系统效率会明显降低。针对此问题,本文提出一种全功率范围的非对称调制策略,随着输出功率的下降,该策略实现 ZVS 所需的外移相角值更小,相比于三移相调制,在轻载工况时,非对称调制的通态损耗更低,系统的传输效率更高。

2 非对称调制策略分析

2.1 非对称调制策略基本原理

随着系统输出功率下降,非对称调制下的原、副边开关管动作及输出方波电压波形如图 4 所示。其中:定义原边开关管 S_{11} 的导通角 α_+ 和 S_{13} 的导通角 α_- 分别为原边 H 桥输出电压正、负脉宽;副边开关管 S_{21} 的导通角 β_+ 和 S_{23} 的导通角 β_- 分别为副边 H 桥输出电压正、负脉宽。同时,定义原边正

负脉宽之和为原边总脉宽 α , 副边正负脉宽之和为副边总脉宽 β 。

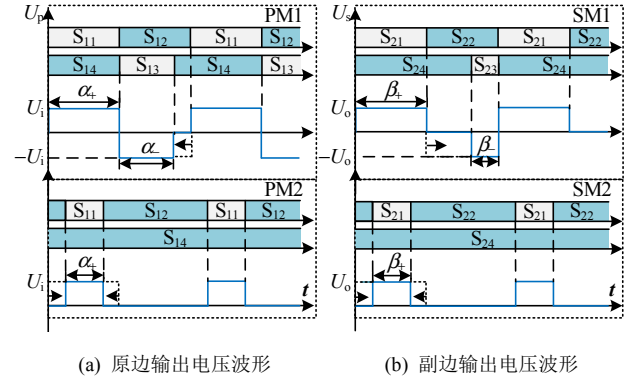


图 4 原、副边开关管动作和输出方波电压波形

Fig. 4 Primary and secondary switching tube operation and output square wave voltage waveforms

当输出满载功率时,原副边输出方波电压均为满脉宽。随着输出功率下降,通过调整开关管动作,先减小输出电压的负脉宽直至为零,然后再减小正脉宽。但原、副边负脉宽的变化方式在设计中有所不同,具体反映在图 4 中:原边调整负脉宽时,电压左边沿固定,右边沿向左移动,此时原边 H 桥工作在全桥模式(PM1);当原边负脉宽 α_- 减小为 0 时,正脉宽 α_+ 的左、右边沿同时向中间移动以减小输出功率,原边 H 桥工作在半桥模式(PM2);副边调整负脉宽时,电压右边沿不变,左边沿向右移动,此时副边 H 桥工作在全桥模式(SM1);当副边负脉宽 β_- 降为 0 时,正脉宽 β_+ 左、右边沿同时向中间移动以减小输出功率,副边 H 桥工作在半桥模式(SM2)。

因此,在功率调节过程中,原副边输出方波电压的正、负脉宽始终保持非对称状态,进行全范围的非对称调制,并且实现了全桥模式到半桥模式的平滑过渡。

相比于对称调制策略,非对称调制策略的输出电压中含有直流分量,此时原、副边输出方波电压直流分量分别为

$$\begin{cases} U_{d1} = \begin{cases} \frac{\alpha}{2\pi} U_i, & \alpha \leq \pi \\ \frac{2\pi - \alpha}{2\pi} U_i, & \alpha > \pi \end{cases} \\ U_{d2} = \begin{cases} \frac{\beta}{2\pi} U_o, & \beta \leq \pi \\ \frac{2\pi - \beta}{2\pi} U_o, & \beta > \pi \end{cases} \end{cases} \quad (11)$$

由于 LCC-LCC 型无线电能传输系统中的原、副边补偿电容具有隔离直流分量的作用，因此原副边输出交流电压可等效为图 5 所示。

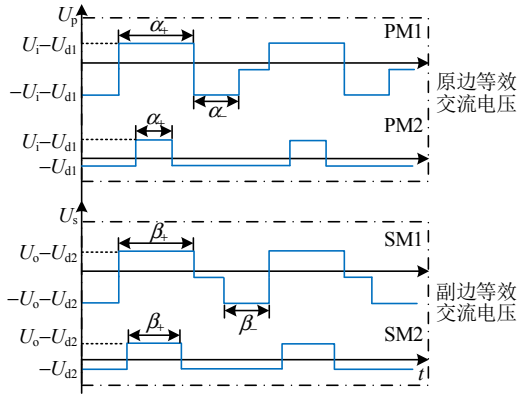


图 5 原副边 H 桥等效输出交流电压

Fig. 5 Equivalent output AC voltage of primary and secondary H-bridge

对图 5 所示电压波形进行傅里叶分解，可得原副边输出交流电压的基波分量时域表达式：

$$\begin{cases} U_{p_1(t)} = A_1 U_i \sin(\omega t + \varphi_1) \\ U_{s_1(t)} = A_2 U_o \sin(\omega t + \varphi_2 - \varepsilon) \end{cases} \quad (12)$$

式中 ε 为原边和副边输出方波电压间相位差。 A_1 、 A_2 、 φ_1 、 φ_2 计算可得：

$$\begin{cases} A_1 = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\alpha}{2}, & \alpha \leq \pi \\ \sqrt{\frac{10+6\cos\alpha}{\pi^2}}, & \alpha > \pi \end{cases} \\ A_2 = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\beta}{2}, & \beta \leq \pi \\ \sqrt{\frac{10+6\cos\beta}{\pi^2}}, & \beta > \pi \end{cases} \\ \varphi_1 = \begin{cases} 0, & \alpha \leq \pi \\ \arctan \frac{-\sin\alpha}{3+\cos\alpha}, & \alpha > \pi \end{cases} \\ \varphi_2 = \begin{cases} 0, & \beta \leq \pi \\ \arctan \frac{\sin\beta}{3+\cos\beta}, & \beta > \pi \end{cases} \end{cases} \quad (13)$$

由 1 节可知，外移相角 θ 为原、副边输出交流基波电压的相位差，因此由式(12)推导可得：

$$\theta = \varphi_1 - \varphi_2 + \varepsilon \quad (14)$$

将式(12)、(13)代入式(5)中，结合实验平台参数，可得副边输出有功功率 P_2 与 α 、 β 的关系如图 6 所示，为简化分析，其中 $\theta=90^\circ$ 。

由图 6 可知，总脉宽 α 与 β 等于 360° 时系统

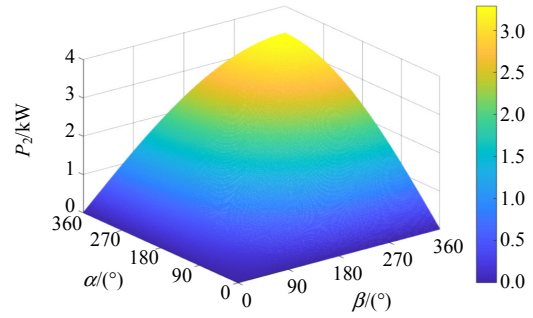


图 6 P_2 与 α 、 β 的关系图

Fig. 6 Plot of P_2 with α and β

输出满载功率，通过调整 α 或 β 的大小可以实现对输出功率的连续调节，且同一功率点存在多种 α 与 β 的组合。由式(12)和(13)可知， α 、 β 与原、副边输出交流基波电压存在单调关系，因此结合式(7)可知，不同 α 、 β 的组合可代表不同的交流基波电压比。

2.2 双边电压总脉宽优化方法

由 1 节可知，可从通态损耗最优的角度出发，保持最优基波电压比，优化双边电压总脉宽，减小系统通态损耗，从而提高传输效率。将式(12)代入式(7)中，可得双边总脉宽优化关系式：

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{G_{opt}}{T} \quad (15)$$

式中参数 T 为副边侧直流电压与原边侧直流电压的比值：

$$T = \frac{U_o}{U_i} \quad (16)$$

由式(15)可得不同直流电压比下 α 与 β 关系图如图 7 所示。

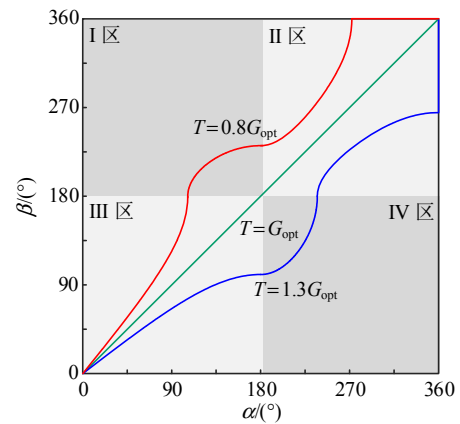


图 7 不同直流电压比下 α 与 β 关系

Fig. 7 Relationship between α and β for different DC voltage ratios

由图 7 可知，当 $T=G_{opt}$ 时， α 和 β 大小相同，

并在整个输出功率范围内按式(15)进行优化调制；而当 $T \neq G_{\text{opt}}$ 时，此时 α 和 β 大小不同，随着输出功率的不断提高， α 和 β 首先按式(15)进行优化调制，但其中一侧电压总脉宽会率先到达 360° 并保持不变，另一侧电压总脉宽会继续增大以适应功率的提升。

同时由 2.1 节分析可知，不同 α 和 β 的取值决定着原副边不同的工作模式。因此，可根据 α 与 β 的不同组合，将系统工作区域分为如图 7 所示 4 个区域。不同区域下原副边 H 桥的工作模式如表 2 所示。

表 2 不同区域原副边 H 桥的工作模式

Table 2 Operating modes of primary and secondary H-bridges in different zones

工作区域	原边 H 桥工作模式	副边 H 桥工作模式
I 区	PM2	SM1
II 区	PM1	SM1
III 区	PM2	SM2
IV 区	PM1	SM2

随着输出功率的降低，当 $\alpha < \beta$ 时，系统工作区域切换顺序为：II 区 $\rightarrow$ I 区 $\rightarrow$ III 区；当 $\alpha = \beta$ 时，切换顺序为：II 区 $\rightarrow$ III 区；当 $\alpha > \beta$ 时，切换顺序为：II 区 $\rightarrow$ IV 区 $\rightarrow$ III 区；针对不同工作区域 ZVS 的实现条件，需进行单独计算。

2.3 不同工作区域 ZVS 条件分析

虽然 LCC-LCC 型拓扑中原、副边 H 桥的输出方波电压谐波含量丰富，但由于其输入端相当于低通滤波器，因此变压器线圈回路中仅有基波分量参与传输，此时补偿网络中的电压和电流如图 8 所示。其中： $U_{\text{p}(t)}$ 和 $U_{\text{s}(t)}$ 为原、副边 H 桥的输出方波电压； $I_{1_1(t)}$ 和 $I_{2_1(t)}$ 为变压器线圈上的基波电流。

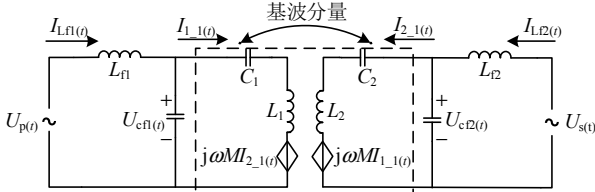


图 8 双向 LCC-LCC 拓扑等效电路

Fig. 8 Bidirectional LCC-LCC topology equivalent circuit

由式(12)推导可得变压器线圈上基波电流为

$$\begin{cases} I_{1_1(t)} = \frac{A_1 U_i}{\omega L_{f1}} \sin(\omega t + \varphi_1 - 90^\circ) \\ I_{2_1(t)} = \frac{A_2 U_o}{\omega L_{f2}} \sin(\omega t + \varphi_2 - \varepsilon - 90^\circ) \end{cases} \quad (17)$$

为简化分析，定义外移相角补偿值 $\Delta\theta$ 为

$$\Delta\theta = \varphi_1 + \varepsilon - \varphi_2 - 90^\circ \quad (18)$$

由 KVL 可得原、副边补偿电容 C_{f1} 、 C_{f2} 上电压表达式为

$$\begin{cases} U_{cf1(t)} = -\frac{M}{L_{f2}} A_2 U_o \cos(\omega t - \Delta\theta + \varphi_1) + A_1 U_i \sin(\omega t + \varphi_1) \\ U_{cf2(t)} = -A_2 U_o \cos(\omega t - \Delta\theta + \varphi_1) + \frac{M}{L_{f1}} A_1 U_i \sin(\omega t + \varphi_1) \end{cases} \quad (19)$$

由图 8 所示电路图可得如下时域微分方程：

$$\begin{cases} U_{\text{p}(t)} - U_{cf1(t)} = L_{f1} \frac{dI_{Lf1(t)}}{dt} \\ U_{\text{s}(t)} - U_{cf2(t)} = L_{f2} \frac{dI_{Lf2(t)}}{dt} \end{cases} \quad (20)$$

对式(20)进行积分，可得原、副边 H 桥的输出电流表达式为

$$\begin{cases} I_{Lf1(t)} = \frac{\int U_{\text{p}(t)} dt}{L_{f1}} + \frac{1}{\omega L_{f1}} A_1 U_i \cos(\omega t + \varphi_1) + \frac{M}{\omega L_{f1} L_{f2}} A_2 U_o \sin(\omega t - \Delta\theta + \varphi_1) \\ I_{Lf2(t)} = \frac{\int U_{\text{s}(t)} dt}{L_{f2}} + \frac{1}{\omega L_{f2}} A_2 U_o \sin(\omega t - \Delta\theta + \varphi_1) + \frac{M}{\omega L_{f1} L_{f2}} A_1 U_i \cos(\omega t + \varphi_1) \end{cases} \quad (21)$$

由表 2 可知，系统不同工作区域下原副边 H 桥的工作模式，再根据式(21)可得不同区域下原副边 H 桥输出电压电流波形，如图 9 所示。

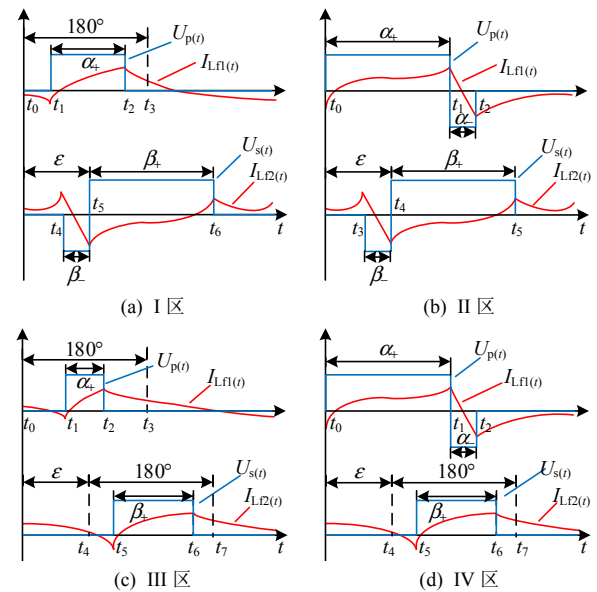


图 9 不同区域下原副边 H 桥输出电压电流波形

Fig. 9 Output voltage and current waveforms of primary and secondary H-bridge in different zones

若想实现开关管 ZVS, 应确保导通信号到来之前对应的开关管两端电压为 0, 即电流通过该开关管的反并联二极管。理想状态是在图 9 所示的波形图中, 输出方波电压 $U_{p(t)}$ 和 $U_{s(t)}$ 在上升沿时刻的输出电流 $I_{Lf1(t)}$ 和 $I_{Lf2(t)}$ 应小于 0, 在下降沿时刻的输出电流 $I_{Lf1(t)}$ 和 $I_{Lf2(t)}$ 应大于 0。由式(21)可知, 原、副边 H 桥的输出电流与互感系数 M 有关。当 M 变化时, 电流值也会随之改变。同理, 由前文分析可知, 在系统进行优化调制之前, 可通过互感在线辨识获取 M 值, 利用辨识得到的互感系数可求取输出电流 $I_{Lf1(t)}$ 、 $I_{Lf2(t)}$ 。

1) 当系统工作在 I 区, 实现 ZVS 的条件为

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_1)} < 0 \\ I_{Lf1(t_2)} > 0 \\ I_{Lf2(t_4)} > 0 \\ I_{Lf2(t_5)} < 0 \\ I_{Lf2(t_6)} > 0 \end{cases} \quad (22)$$

此时 $0 < \alpha_+ < 180^\circ$, $0 < \beta_- < 180^\circ$, $0 < \Delta\theta < 90^\circ$, 根据式(21), 上述 ZVS 条件可以简化为

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_1)} < 0 \\ I_{Lf2(t_6)} > 0 \end{cases} \quad (23)$$

其中:

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_1)} = \frac{A_1 U_i}{\omega L_{f1}} \sin \frac{\alpha_+}{2} - \frac{U_i (2\pi - \alpha_+) \alpha_+}{4\pi \omega L_{f1}} + \frac{A_2 M U_o}{\omega L_{f1} L_{f2}} \cos(\frac{\alpha_+}{2} + \Delta\theta) \\ I_{Lf2(t_6)} = -\frac{A_2 U_o}{\omega L_{f2}} \cos \varphi_2 + \frac{U_o (\pi^2 + \beta_-^2)}{4\pi \omega L_{f2}} + \frac{A_1 M U_i}{\omega L_{f1} L_{f2}} \sin(\varphi_2 + \Delta\theta) \end{cases} \quad (24)$$

2) 当系统工作在 II 区, 实现 ZVS 的条件为

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_0)} < 0 \\ I_{Lf1(t_1)} > 0 \\ I_{Lf1(t_2)} < 0 \\ I_{Lf2(t_3)} > 0 \\ I_{Lf2(t_4)} < 0 \\ I_{Lf2(t_5)} > 0 \end{cases} \quad (25)$$

此时 $0 < \alpha_- < 180^\circ$, $0 < \beta_- < 180^\circ$, $0 < \Delta\theta < 90^\circ$, 同理, ZVS 条件可以简化为

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_0)} < 0 \\ I_{Lf2(t_5)} > 0 \end{cases} \quad (26)$$

其中:

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_0)} = \frac{A_1 U_i}{\omega L_{f1}} \cos \varphi_1 - \frac{U_i (\pi^2 + \alpha_-^2)}{4\pi \omega L_{f1}} + \frac{A_2 M U_o}{\omega L_{f1} L_{f2}} \sin(\varphi_1 - \Delta\theta) \\ I_{Lf2(t_5)} = -\frac{A_2 U_o}{\omega L_{f2}} \cos \varphi_2 + \frac{U_o (\pi^2 + \beta_-^2)}{4\pi \omega L_{f2}} + \frac{A_1 M U_i}{\omega L_{f1} L_{f2}} \sin(\varphi_2 + \Delta\theta) \end{cases} \quad (27)$$

3) 当系统工作在 III 区, 实现 ZVS 的条件为

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_1)} < 0 \\ I_{Lf1(t_2)} > 0 \\ I_{Lf2(t_5)} < 0 \\ I_{Lf2(t_6)} > 0 \end{cases} \quad (28)$$

此时 $0 < \alpha_+ < 180^\circ$, $0 < \beta_+ < 180^\circ$, $0 < \Delta\theta < 90^\circ$,

同理, ZVS 条件可以简化为

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_1)} < 0 \\ I_{Lf2(t_6)} > 0 \end{cases} \quad (29)$$

其中:

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_1)} = \frac{A_1 U_i}{\omega L_{f1}} \sin \frac{\alpha_+}{2} - \frac{U_i (2\pi - \alpha_+) \alpha_+}{4\pi \omega L_{f1}} + \frac{A_2 M U_o}{\omega L_{f1} L_{f2}} \cos(\frac{\alpha_+}{2} + \Delta\theta) \\ I_{Lf2(t_6)} = -\frac{A_2 U_o}{\omega L_{f2}} \sin \frac{\beta_+}{2} + \frac{U_o (2\pi - \beta_+) \beta_+}{4\pi \omega L_{f2}} - \frac{A_1 M U_i}{\omega L_{f1} L_{f2}} \cos(\frac{\beta_+}{2} + \Delta\theta) \end{cases} \quad (30)$$

4) 当系统工作在 IV 区, 实现 ZVS 的条件为

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_0)} < 0 \\ I_{Lf1(t_1)} > 0 \\ I_{Lf1(t_2)} < 0 \\ I_{Lf2(t_5)} < 0 \\ I_{Lf2(t_6)} > 0 \end{cases} \quad (31)$$

此时 $0 < \alpha_- < 180^\circ$, $0 < \beta_+ < 180^\circ$, $0 < \Delta\theta < 90^\circ$,

同理, ZVS 条件可以简化为

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_0)} < 0 \\ I_{Lf2(t_6)} > 0 \end{cases} \quad (32)$$

其中:

$$\begin{cases} I_{Lf1(t_0)} = \frac{A_1 U_i}{\omega L_{f1}} \cos \varphi_1 - \frac{U_i \pi^2 + \alpha_-^2}{\omega L_{f1} 4\pi} + \frac{A_2 M U_o}{\omega L_{f1} L_{f2}} \sin(\varphi_1 - \Delta\theta) \\ I_{Lf2(t_6)} = -\frac{A_2 U_o}{\omega L_{f2}} \sin \frac{\beta_+}{2} + \frac{U_o (2\pi - \beta_+) \beta_+}{4\pi \omega L_{f2}} - \frac{A_1 M U_i}{\omega L_{f1} L_{f2}} \cos(\frac{\beta_+}{2} + \Delta\theta) \end{cases} \quad (33)$$

实际工作时,为了实现 ZVS,开关管两端的结电容 C_s 需要在导通信号到来之前完成放电,因此流经开关管的电流需要大于死区电流值。由于死区时间 t_d 很小,所以近似对死区时间内电流变化做线性处理,可得死区电流值:

$$\begin{cases} I_{\text{dead1}} = -\frac{4C_s U_i}{t_d} \\ I_{\text{dead2}} = \frac{4C_s U_o}{t_d} \end{cases} \quad (34)$$

原边输出方波电压上升沿时刻输出电流 I_u 、副边下降沿时刻电流 I_d 应满足软开关条件为

$$\begin{cases} I_u \leq I_{\text{dead1}} \\ I_d \geq I_{\text{dead2}} \end{cases} \quad (35)$$

综上,当系统工作在不同区域时,ZVS 实现条件如表 3 所示。

表 3 不同区域 ZVS 实现条件

Table 3 ZVS realization conditions in different regions

工作区域	原边输出电流	副边输出电流
I 区	$I_{L_{f1}(t_1)} \leq I_{\text{dead1}}$	$I_{L_{f2}(t_2)} \geq I_{\text{dead2}}$
II 区	$I_{L_{f1}(t_0)} \leq I_{\text{dead1}}$	$I_{L_{f2}(t_2)} \geq I_{\text{dead2}}$
III 区	$I_{L_{f1}(t_1)} \leq I_{\text{dead1}}$	$I_{L_{f2}(t_2)} \geq I_{\text{dead2}}$
IV 区	$I_{L_{f1}(t_0)} \leq I_{\text{dead1}}$	$I_{L_{f2}(t_2)} \geq I_{\text{dead2}}$

由表 3 及上述 4 种工作区域下关键时间节点的输出电流表达式,可得满足原边开关管实现 ZVS 的最小外移相角补偿值 $\Delta\theta_1$ 及副边开关管实现 ZVS 的最小外移相角补偿值 $\Delta\theta_2$,其中不同工作区域内的 $\Delta\theta_1$ 、 $\Delta\theta_2$ 表达式如下:

I 区:

$$\begin{cases} \Delta\theta_1 = -\frac{\alpha_+}{2} + \arccos\left\{[I_{\text{dead1}} - \frac{A_1 U_i \sin \frac{\alpha_+}{2}}{\omega L_{f1}} + \frac{U_i(2\pi - \alpha_+) \alpha_+}{4\pi \omega L_{f1}}] / (\frac{A_2 M U_o}{\omega L_{f1} L_{f2}})\right\} \\ \Delta\theta_2 = -\varphi_2 + \arcsin\left\{[I_{\text{dead2}} + \frac{A_2 U_o \cos \varphi_2}{\omega L_{f2}} - \frac{U_o(\pi^2 + \beta_-^2)}{4\pi \omega L_{f2}}] / (\frac{A_1 M U_i}{\omega L_{f1} L_{f2}})\right\} \end{cases} \quad (36)$$

II 区:

$$\begin{cases} \Delta\theta_1 = \varphi_1 - \arcsin\left\{[I_{\text{dead1}} - \frac{A_1 U_i \cos \varphi_1}{\omega L_{f1}} + \frac{U_i(\pi^2 + \alpha_-^2)}{4\pi \omega L_{f1}}] / (\frac{A_2 M U_o}{\omega L_{f1} L_{f2}})\right\} \\ \Delta\theta_2 = -\varphi_2 + \arcsin\left\{[I_{\text{dead2}} + \frac{A_2 U_o \cos \varphi_2}{\omega L_{f2}} - \frac{U_o(\pi^2 + \beta_-^2)}{4\pi \omega L_{f2}}] / (\frac{A_1 M U_i}{\omega L_{f1} L_{f2}})\right\} \end{cases} \quad (37)$$

III 区:

$$\begin{cases} \Delta\theta_1 = -\frac{\alpha_+}{2} + \arccos\left\{[I_{\text{dead1}} - \frac{A_1 U_i \sin \frac{\alpha_+}{2}}{\omega L_{f1}} + \frac{U_i(2\pi - \alpha_+) \alpha_+}{4\pi \omega L_{f1}}] / (\frac{A_2 M U_o}{\omega L_{f1} L_{f2}})\right\} \\ \Delta\theta_2 = -\frac{\beta_+}{2} + \arccos\left\{[-I_{\text{dead2}} - \frac{A_2 U_o \sin \frac{\beta_+}{2}}{\omega L_{f2}} + \frac{U_o(2\pi - \beta_+) \beta_+}{4\pi \omega L_{f2}}] / (\frac{A_1 M U_i}{\omega L_{f1} L_{f2}})\right\} \end{cases} \quad (38)$$

IV 区:

$$\begin{cases} \Delta\theta_1 = \varphi_1 - \arcsin\left\{[I_{\text{dead1}} - \frac{A_1 U_i \cos \varphi_1}{\omega L_{f1}} + \frac{U_i(\pi^2 + \alpha_-^2)}{4\pi \omega L_{f1}}] / (\frac{A_2 M U_o}{\omega L_{f1} L_{f2}})\right\} \\ \Delta\theta_2 = -\frac{\beta_+}{2} + \arccos\left\{[-I_{\text{dead2}} - \frac{A_2 U_o \sin \frac{\beta_+}{2}}{\omega L_{f2}} + \frac{U_o(2\pi - \beta_+) \beta_+}{4\pi \omega L_{f2}}] / (\frac{A_1 M U_i}{\omega L_{f1} L_{f2}})\right\} \end{cases} \quad (39)$$

为了使原、副边开关管均实现 ZVS, $\Delta\theta$ 应取满足双边实现 ZVS 的最大值,因此以上 4 个工作区域实现 ZVS 的 $\Delta\theta$ 可以表示为

$$\Delta\theta = \max\{\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, 0^\circ\} \quad (40)$$

将 $\Delta\theta$ 代入式(18)中,可以确定系统实现 ZVS 时所需要的原、副边输出方波电压相位差,从而为原、副边开关管的导通时序提供依据。

将表 1 中实验平台参数分别代入式(36)—(39)中,再根据式(40),可得非对称调制策略和三移相调制策略下系统实现 ZVS 所需 $\Delta\theta$ 的对比曲线,如图 10 所示,其中副边侧直流电压根据平台参数,分别设定为 250、350 和 450 V。由于 LCC-LCC 补偿拓扑输出电流恒定,且电流有效值由原边侧电压决定,因此系统最大输出功率与副边侧输出电压呈

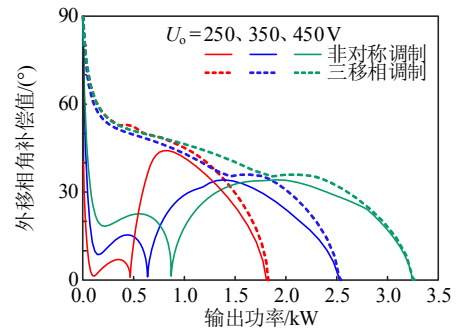


图 10 外移相角补偿值对比

Fig. 10 Comparison of outward phase shift compensation values

正比关系。

由图 10 可知,在同一副边直流电压条件下,输出功率处于高功率段时,非对称调制策略实现 ZVS 所需的外移相角补偿值 $\Delta\theta$ 略小于三移相调制策略。但随着输出功率逐渐降低,两种调制策略的 $\Delta\theta$ 差在不断增大,降低到中低功率段时,此时非对称调制的 $\Delta\theta$ 明显低于三移相调制。因此,在相同输出功率条件下,非对称调制策略的通态损耗更小,在通态效率优化上更具优势,尤其当系统工作中低功率段时,效率优化更加显著。同时可知,该调制策略在副边直流电压宽范围变化时依然具有效率优化能力。

3 实验验证

为验证所提非对称调制策略的有效性,搭建了双向 LCC-LCC 无线电能传输系统实验平台,系统参数如表 1 所示。实验平台如图 11 所示,包括原边直流电源、原边功率板、谐振补偿拓扑、副边功率板、副边直流电源和控制板。原边侧直流电压为 350 V,副边侧直流电压为 450 V 时,额定输出功率为 3.3 kW。

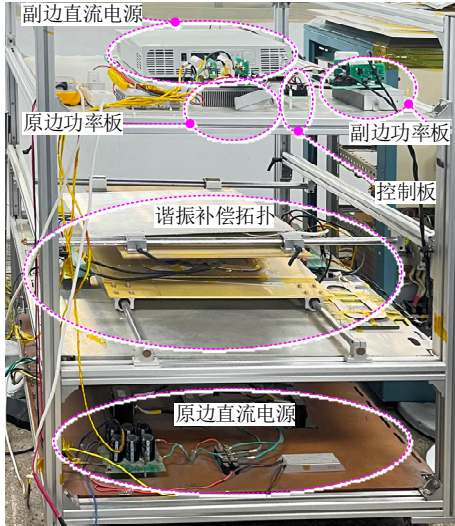


图 11 实验平台

Fig. 11 Experimental platform

非对称调制策略的控制框图如图 12 所示,在系统工作过程中,首先采样副边直流侧电流,并与给定值 I_{o-ref} 比较,经 PI 环节得到副边输出方波电压总脉宽 β_{ref} ;接着,将 β_{ref} 送入原边侧,并根据式(15)进行双边总脉宽优化,得到 α_{ref} 。然后,通过脉宽调制(pulse width modulation, PWM)实现对原边开关管的控制;根据已知的 β_{ref} 和 α_{ref} ,判断系统的工作区域,并根据式(36)—(40)中相对应工作区域

的外移相角补偿值表达式,计算出实现 ZVS 所需的 $\Delta\theta_{ref}$;最后,根据式(18)对 $\Delta\theta_{ref}$ 计算,得到原、副边输出方波电压相位差 ϵ_{ref} ,再与 β_{ref} 一起参与副边 PWM 调制过程,以确定副边开关管的开关动作。

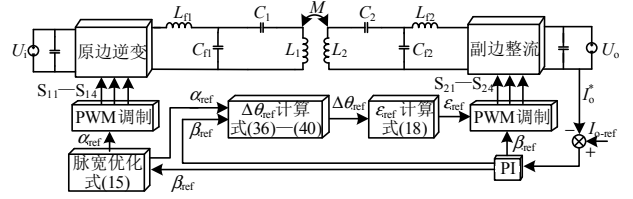
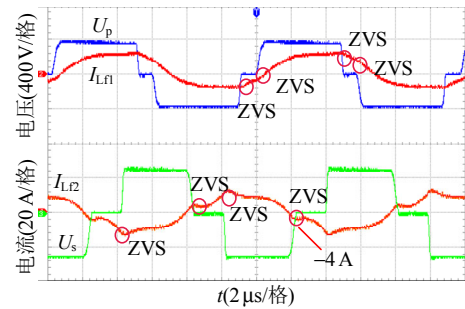


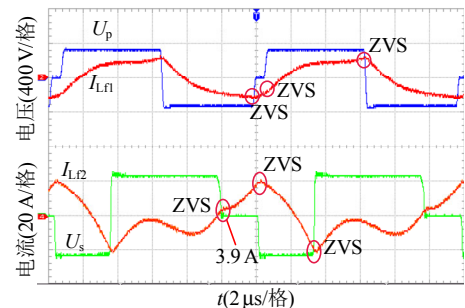
图 12 控制框图

Fig. 12 Control block diagram

当副边侧直流电压设定为 450 V 时,为了验证非对称调制在中低功率段时的 ZVS 实现和效率优化能力,分别采用三移相调制和非对称调制两种调制策略进行对比实验。在输出 3/4、1/2 和 1/4 额定功率时,原、副边 H 桥输出电压电流实验波形分别如图 13—15 所示。根据式(34)可得实现 ZVS 时,原、副边输出电压下降沿最小电流分别为 2.8、3.6 A;电压上升沿最小电流分别为 -2.8、-3.6 A。由图 13—15 可知,采用这两种调制策略时,输出电压上升沿和下降沿时刻电流的实验值满足软开关条件式(35),原副边 H 桥中的开关管均实现了 ZVS。



(a) 三移相调制



(b) 非对称调制

图 13 3/4 额定功率原副边电压电流实验波形

Fig. 13 3/4 rated power primary and secondary voltage and current waveforms

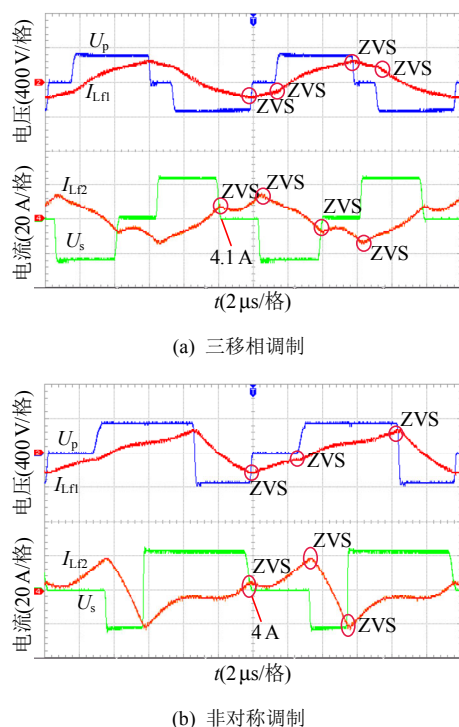


图 14 1/2 额定功率原副边电压电流实验波形

Fig. 14 1/2 rated power primary and secondary voltage and current waveforms

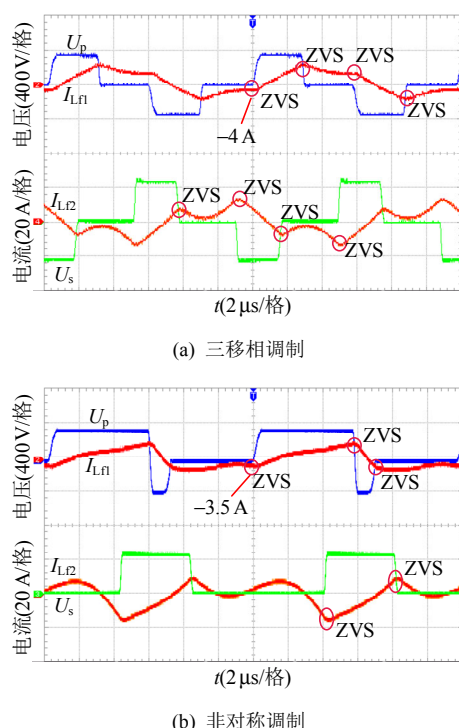


图 15 1/4 额定功率原副边电压电流实验波形

Fig. 15 1/4 rated power primary and secondary voltage and current waveforms

同时,为了在轻载工况下更好说明 ZVS 的实现,在 1/8 额定输出功率点处进行对比实验,并补充了原边 S_{11} 管和副边 S_{21} 管的驱动信号 V_{gs} 及漏源

电压 V_{ds} ,如图 16、17 所示。由图可知,采用三移相和非对称调制时,原、副边开关管驱动信号 V_{gs} 到来之前,漏源电压 V_{ds} 已降低为 0,从而实现了开关管的零电压开通。

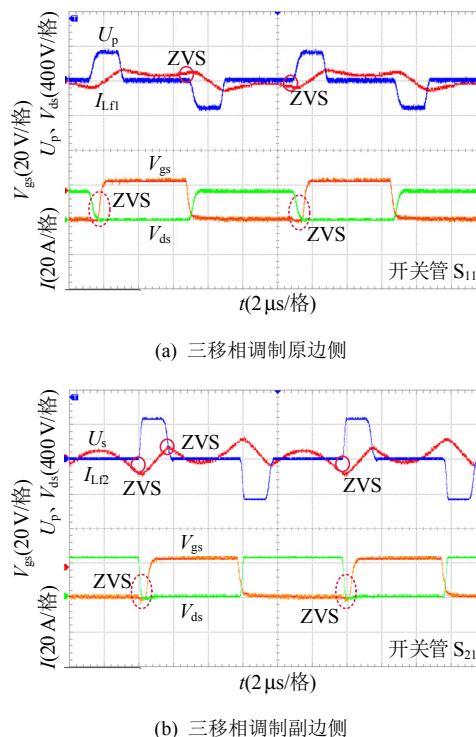
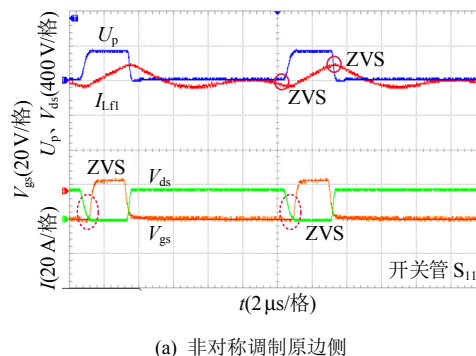


图 16 1/8 额定功率三移相调制下原、副边电压电流及驱动信号实验波形

Fig. 16 1/8 rated power waveforms of primary and secondary voltage and current and driving signal under three phase shift modulation

对于三移相调制策略,由图 13(a)—15(a)及 16 可知,当输出功率从 3/4 额定功率降低到 1/8 额定功率时,系统原副边 H 桥一直工作全桥模式,输出方波电压正、负脉宽对称。而对于非对称调制策略,由图 13(b)—15(b)及 17 可知,当副边直流母线电压 450 V 时,为实现最优基波电压比,原边总脉宽此时大于副边总脉宽,输出功率从 3/4 额定功率降低到 1/8 额定功率时,副边先从全桥工作模式变为半



(a) 非对称调制原边侧

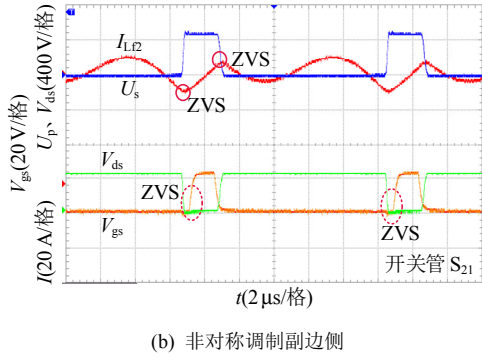


图 17 1/8 额定功率非对称调制下原、副边电压电流及驱动信号实验波形

Fig. 17 1/8 rated power waveforms of primary and secondary voltage and current and driving signal under asymmetric modulation

桥工作模式，系统工作区域的转变过程为：II 区 (3/4、1/2 额定功率)→IV 区 (1/4 额定功率)→III 区 (1/8 额定功率)，与理论分析一致，证明了该调制策略在实现 ZVS 的同时也优化了系统的传输效率。

为直观看出三移相和非对称调制策略随输出功率变化时外移相角和效率的差异，作出不同输出功率下外移相角和效率的变化曲线，如图 18 所示。由图可知，当系统输出最大功率时，两种调制策略的外移相角均为 90° ，此时系统效率为 95.4%。随着输出功率下降，三移相调制的外移相角值会逐渐增大，而非对称调制下的外移相角会先增大，当输出功率下降到中低功率段时，此时外移相角会大幅减小，随后再增大。在这一阶段，系统中原、副边 H 桥工作模式逐渐从全桥过渡到半桥模式。

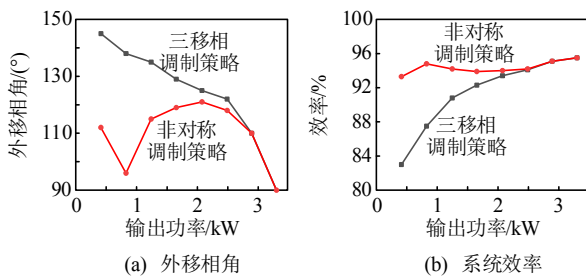


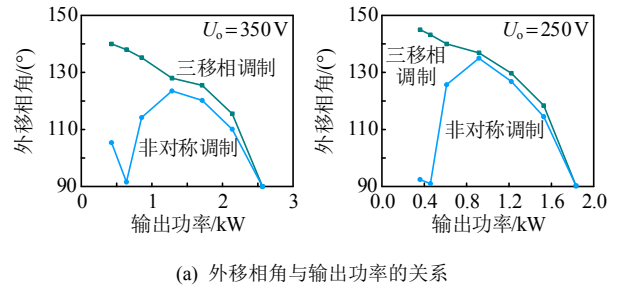
图 18 外移相角和效率与输出功率的关系

Fig. 18 Outward phase shift angle and efficiency versus output power

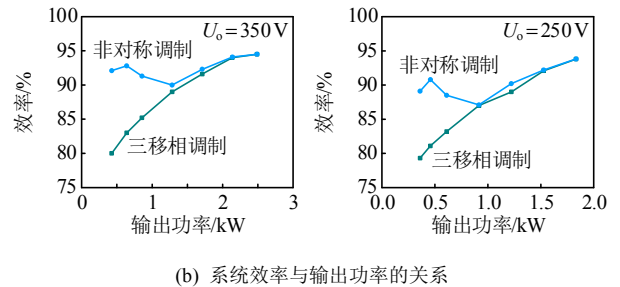
反映在图 18(b)中，当输出功率下降时，三移相调制下的系统效率逐渐下降，而非对称调制下的系统效率呈现先下降、后升高、再下降的趋势。总体而言，图 18 直观显示出，在全功率范围内，同一输出功率点下非对称调制策略的外移相角值更小，系统的功率因数和传输效率更大。尤其在中低

功率段，非对称调制的系统效率相比于三移相调制最高可提高 6.1%。

为进一步验证在实际应用场合中副边侧输出电压变化时，所提非对称调制策略依然可以实现效率优化，本文在副边直流母线电压为 350 和 250 V 时也分别进行了对比实验，得到外移相角和效率与输出功率的关系图，如图 19 所示。



(a) 外移相角与输出功率的关系



(b) 系统效率与输出功率的关系

图 19 输出电压 350、250 V 时，外移相角和效率与输出功率的关系

Fig. 19 Outward phase shift angle and efficiency versus output power at output voltage 350 V and 250 V

图 19 说明，在副边输出电压条件变化时，采用非对称调制策略依然能够降低外移相角值，提高系统功率因数，实现效率优化。

4 结论

本文提出了一种适用于双向 LCC-LCC 型 WPT 系统的非对称调制策略，通过理论分析和实验验证可得出如下结论：

1) 通过对 LCC-LCC 型补偿拓扑进行损耗建模和效率分析，得出原副边基波电压比和外移相角对系统效率的影响，为非对称调制策略的脉宽优化提供了理论依据。

2) 在功率调节过程中，非对称调制实现了全桥模式到半桥模式的平滑过渡，同时实现了宽范围软开关，相比与三移相调制策略，非对称调制策略在同一输出功率下具有更小的外移相角，系统的功率因数和效率更高。尤其在中低功率段，效率提升更明显。

3) 非对称调制策略在输出电压 250~450 V 的宽范围内均能实现效率优化, 具有重要的实际应用价值。

参考文献

- [1] TANG Weiyi, CHENG Zhiyuan. A real-time tracking algorithm for 3D wireless maximum power transfer to a moving device[C]//2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW). Seoul: IEEE, 2020: 27-34.
- [2] LE-HUU H, BUI G T, SEO C. Efficient compact radiative near-field wireless power transfer to miniature biomedical implants[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2023, 22(12): 2803-2807.
- [3] YANG Lei, ZHANG Yuanqi, LI Xiaojie, et al. Comparison survey of effects of hull on AUVs for underwater capacitive wireless power transfer system and underwater inductive wireless power transfer system[J]. IEEE Access, 2022, 10: 125401-125410.
- [4] 张胜楠, 王海云, 王茹. 双向无线电能传输系统在 V2G 中的控制策略研究[J]. 电源学报, 2024, 22(S1): 208-216.
- ZANG Shengnan, WANG Haiyun, WANG Ru. Research on control strategy for bidirectional wireless power transmission system in V2G[J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(S1): 208-216(in Chinese).
- [5] LEE C H, JUNG G H, AL HOSANI K, et al. Wireless power transfer system for an autonomous electric vehicle[C]//Proceedings of 2020 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC). Seoul: IEEE, 2020: 467-470.
- [6] DAI Xin, LI Xiaofei, LI Yanling, et al. Maximum efficiency tracking for wireless power transfer systems with dynamic coupling coefficient estimation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5005-5015.
- [7] ZHONG W X, HUI S Y R. Maximum energy efficiency tracking for wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 4025-4034.
- [8] 陈飞彬, 麦瑞坤, 李勇, 等. 基于调频控制的三线圈结构无线电能传输系统效率优化研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(S2): 313-320.
- CHEN Feibin, MAI Ruikun, LI Yong, et al. Efficiency optimization of three-coil structure wireless power transfer system based on frequency-varied control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 313-320(in Chinese).
- [9] SHENG Xuerui, SHI Liming. An improved pulse density modulation strategy based on harmonics for ICPT system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6810-6819.
- [10] JIANG Yongbin, WANG Laili, WANG Yue, et al. Analysis, design, and implementation of WPT system for EV's battery charging based on optimal operation frequency range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6890-6905.
- [11] 任洁, 周坤卓, 李宏超, 等. 基于 DDQ 线圈的双耦合 LCL 拓扑 IPT 系统及其抗偏移方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(9): 2778-2787.
- REN Jie, ZHOU Kunzhuo, LI Hongchao, et al. Study of dual coupled LCL topology IPT system based on DDQ coils and its anti-misalignment method[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(9): 2778-2787(in Chinese).
- [12] 黄珺, 何许国, 霍鹏冲. 基于模态分析的 LCC-LCC 型双向无线电能传输系统软开关优化控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(17): 6816-6827.
- HUANG Jun, HE Xuguo, HUO Pengchong. Research on soft-switching optimal control of LCC-LCC compensated bidirectional wireless power transfer system based on modal analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(17): 6816-6827(in Chinese).
- [13] 陈浩文. 双向感应式无线电能传输系统的功率调节与效率优化研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2022.
- CHENG Haowen. Research on power regulation and efficiency optimization of bidirectional inductive power transfer system[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2022(in Chinese).
- [14] LI Yong, HU Jiefeng, CHEN Feibin, et al. Dual-phase-shift control scheme with current-stress and efficiency optimization for wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65(9): 3110-3121.
- [15] ZHANG Xiaoming, CAI Tao, DUAN Shanxu, et al. A control strategy for efficiency optimization and wide ZVS operation range in bidirectional inductive power transfer system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 5958-5969.
- [16] NGAMRUNGSIRI H, NAETILADDANON S, SANGSWANG A. A variable-frequency asymmetrical voltage-cancellation control for inductive power transfer with series-series compensation[C]//2016 13th International Conference on Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology. Chiang Mai: IEEE, 2016: 1-6.
- [17] JIANG Mengjie, CHEN Changsong, JIA Shuran, et al. An asymmetrical pulsewidth modulation with even harmonics for bidirectional inductive power transfer under light load conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 8939-8948.
- [18] 王付胜, 杨金涛, 范政, 等. 轻载工况下基于效率优化

的双向无线电能传输系统半桥调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 3224-3234.

WANG Fusheng, YANG Jintao, FAN Zheng, et al. Half-bridge modulation strategy for bidirectional wireless power transmission system based on efficiency optimization under light load conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(8): 3224-3234(in Chinese).

[19] JIA Shuran, CHEN Changsong, DUAN Shanxu, et al. Dual-side asymmetrical voltage-cancellation control for bidirectional inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8061-8071.

[20] FU Na, DENG Junjun, WANG Zhenpo, et al. A hybrid mode control strategy for LCC-LCC-compensated WPT system with wide ZVS operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2449-2460.

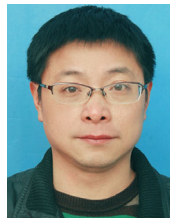
[21] LI Yong, SUN Wenjun, ZHU Xiao, et al. A hybrid modulation control for wireless power transfer systems to improve efficiency under light-load conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7), 6870-6880.

[22] ZHENG Peikun, LEI Wanjuan, LIU Fenghua, et al. Primary control strategy of magnetic resonant wireless power transfer based on steady-state load identification method[C]//2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), Shenzhen: IEEE, 2018: 1-5.

[23] YANG Yun, TAN S C, HUI S Y R. Front-end parameter monitoring method based on two-layer adaptive differential evolution for SS-compensated wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(11): 6101-6113.



周梦豪



王付胜



杨锦涛



唐立

在线出版日期: 2024-11-05。

收稿日期: 2024-06-13。

作者简介:

周梦豪(2002), 男, 硕士研究生, 研究方向为双向无线电能传输技术, 3201508397@qq.com;

*通信作者: 王付胜(1976), 男, 博士, 教授, 研究方向为大型光伏并网发电、大功率风力发电用并网变流器、双向无线电能传输技术等, 10748451@qq.com;

杨锦涛(1998), 男, 硕士研究生, 研究方向为双向无线电能传输技术, 1161129218@qq.com;

唐立(2000), 女, 硕士研究生, 研究方向为双向无线电能传输技术, 2477469178@qq.com。

(责任编辑 吕鲜艳)