

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.171

中图分类号: TM724

文献标志码: A

单相矩阵式 WPT 系统网侧电流谐波抑制策略

黄 珺^{1,2}, 杨快荣^{1,2}, 何许国^{1,2}, 霍鹏冲^{1,2}

(1. 河北省电磁场与电器可靠性重点实验室(河北工业大学电气工程学院), 天津 300130; 2. 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室(河北工业大学电气工程学院), 天津 300130)

摘要: 针对单相矩阵式无线电能传输 MC-WPT(matrix converter based wireless power transfer)系统网侧电流谐波含量大的问题, 提出 1 种谐波抑制调制策略, 可有效降低网侧电流低次谐波含量及总谐波失真度 THD(total harmonic distortion)。分析谐振槽电压电流特性, 基于参数归一化方法得到 2 个基波分量的等效电路, 进而推导出 MC-WPT 的数学模型。在此基础上, 以消除低次谐波含量为目标, 应用计算法得到接收侧 H 桥的优化调制波, 使网侧电流低频成分仅有工频分量, 从而降低网侧电流 THD。最后搭建实验平台, 验证所提谐波抑制调制策略的可行性与有效性。

关键词: 无线电能传输; 矩阵变换器; 总谐波失真; 谐波抑制调制策略; 网侧电流

Harmonic Suppression Strategy for Grid-side Current in Single-phase Matrix Converter Based Wireless Power Transfer System

HUANG Jun^{1,2}, YANG Kuairong^{1,2}, HE Xuguo^{1,2}, HUO Pengchong^{1,2}

(1. Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province (School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology), Tianjin 300130, China; 2. State Key Lab of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment (School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology), Tianjin 300130, China)

Abstract: Aimed at the problem of large harmonic content of grid-side current in a single-phase matrix converter based wireless power transfer (MC-WPT) system, a harmonic suppression modulation strategy is proposed to effectively reduce the low-order harmonic content and total harmonic distortion (THD) of grid-side current. The voltage and current characteristics of resonant tank are analyzed, the equivalent circuits at two fundamental frequencies are obtained based on the parameter normalization method, and the mathematical model of MC-WPT system is derived accordingly. On this basis, with an objective of eliminating the low-order harmonic content, the optimal modulation wave of the H-bridge on the receiving side is obtained by using the calculation method, so that the low-frequency component of grid-side current only contains the line frequency component, thereby reducing the THD of grid-side current. Finally, an experimental platform was built to verify the feasibility and effectiveness of the proposed harmonic suppression modulation strategy.

Keywords: Wireless power transfer (WPT); matrix converter; total harmonic distortion (THD); harmonic suppression modulation strategy; grid-side current

由于无线电能传输 WPT(wireless power transfer)

系统具有安全性、适应性、便捷性等特点, 可应用于生物植入、矿井、电动汽车等领域, 受到研究人员的广泛关注^[1-3]。传统的 WPT 系统网侧 AC-AC 变换器是两级或多级变换器, 含有昂贵的直流侧电容和笨重的低频输入电感, 增加了系统的成本与体积^[4-7]。另外, 直流侧电解电容的存在会影响

收稿日期: 2022-02-22; 修回日期: 2022-03-23; 录用日期:

2022-04-13; 网络首发日期: 2022-06-16

基金项目: 河北省自然科学基金资助项目(E2020202177)

This work is supported by Natural Science Foundation of Hebei Province under the grant E2020202177

系统的寿命与可靠性。因此,具有矩阵变换器的无线电能传输 MC-WPT(matrix converter based wireless power transfer)系统在减小系统体积、成本,提高寿命方面具有一定优势。

文献[8]基于离散能量注入与自由振荡的变频控制策略,提出 1 种三相至单相的 MC-WPT 系统,能实现软开关,但网侧电流波形(系统不额外加低频滤波器)通常近似马鞍波,含有较大的三、五次工频谐波含量;文献[9-11]基于滑模控制理论,提出 1 种单相-单相 MC-WPT 系统,但网侧电流严重畸变,通常波形呈现为方波的基础上叠加一定的二次谐波含量,含有较大的二、三、五、七次谐波;文献[12-13]利用移相控制方法,对单相 MC-WPT 进行功率控制,但网侧电流波形通常呈现方波状态,含有较大的三、五、七次谐波。现有 MC-WPT 网侧电流含有较大的低次谐波,且普遍采用无源滤波方式,额外的低频滤波器会增加系统的体积与成本。

为了降低网侧电流的低次谐波含量及总谐波失真度 THD(total harmonic distortion),文献[14-16]总结了矩阵变换器的网侧电流谐波抑制策略,但这些控制策略下的矩阵变换器应用 WPT 系统时,对开关频率要求较高,难以适应 WPT 这种较高工作频率的系统;文献[17]基于直流侧无电解电容的背靠背 AC-AC 变换器的 WPT 系统,提出了工频电压参考的闭环有源功率校正策略,但这种拓扑的网侧电流在网侧电压接近零点时会出现断续;文献[18]基于电流型 MC-WPT 系统,提出了工频电流内环参考的双闭环控制策略以降低网侧电流的低次谐波含量,但其需要在矩阵变换器高频输出侧并联谐振电容,以降低其开关管承受的高电压应力。

综上,本文基于 MC-WPT 含有 2 个基波分量的特性,建立了双基波归一化的数学模型;以消除低次谐波含量为目标,推导出了降低网侧电流低次谐波含量的条件;进一步提出 1 种含有双基波开关频率的谐波抑制调制策略,有效降低网侧电流低次谐波含量及 THD,并通过实验验证了所提策略的可行性与有效性。

1 MC-WPT 数学模型

MC-WPT 系统拓扑结构如图 1 所示,其主要由工频电网、网侧(一次侧)滤波器、单相矩阵变换器、SS 谐振网络、接收侧(二次侧)H 桥、接收侧滤波器、电池组成。图中: v_g 为工频电网电压; V_b 为电池电压; L_1 、 L_2 分别为一、二次侧线圈的自感; C_1 、 C_2 分别为一、二次侧线圈的串联谐振电容; M 为一、二次侧线圈之间的互感; i_1 、 i_2 分别为流经一、二次侧谐振槽的电流。

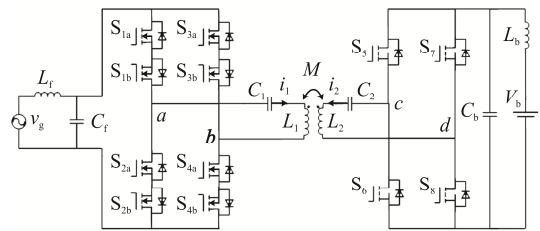


图 1 MC-WPT 系统拓扑

Fig. 1 Topology of MC-WPT system

1.1 MC-WPT 的工作原理

如图 1 所示,矩阵变换器由 4 个双向开关管 S_x ($x=1, 2, 3, 4$) 组成,每个双向开关管 S_x 由 S_{xa} 、 S_{xb} 组成,采用移相控制方式。为了阐述单相矩阵变换器的工作原理,图 2 给出了在开关周期层面的开关管驱动信号与 v_{ab} 波形,以及工频周期层面的 v_g 与 v_{ab} 波形。具体来讲,各个开关管的驱动信号如下:当 $v_g > 0$ 时, S_{xb} 的 4 个开关管导通, S_{1a} 、 S_{2a} 互补导通, S_{3a} 、 S_{4a} 互补导通, S_{1a} 、 S_{3a} 之间的移相角为 φ_1 ;同理,当 $v_g < 0$ 时, S_{xa} 的 4 个开关管导通, S_{1b} 、 S_{2b} 互补导通, S_{3b} 、 S_{4b} 互补导通, S_{1b} 、 S_{3b} 之间的移相角为 φ_1 。根据图 2,利用双重傅里叶分析,可得变换器 ab 端电压为

$$v_{ab}(t) = \frac{4V_{gm}\sin(\omega_L t)}{\pi} \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} [\sin(m\omega_T t) \cdot \sin(m\varphi_1 / 2)] = \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{m} V_{mc} \sin\left(\frac{m\varphi_1}{2}\right) \cdot [\cos(m\omega_T t - \omega_L t) - \cos(m\omega_T t + \omega_L t)] \quad (1)$$

式中: ω_T 为开关角频率; ω_L 为工频角频率; V_{gm} 为 $v_g(t)$ 的幅值, $V_{gm}\sin(t)=v_g(t)$; $V_{mc}=2\sin(m\pi/2)\cdot V_{gm}/\pi$ 。

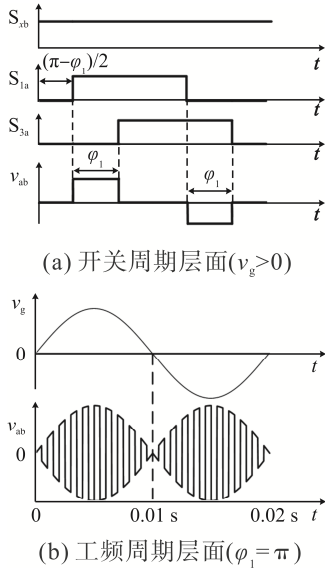


图 2 矩阵变换器开关管驱动波形与 v_{ab} 波形

Fig. 2 Driving waveform of each switch of matrix converter, and waveform of v_{ab}

由式(1)可知 v_{ab} 的基波分量为

$$u_1(t) = \frac{2V_{gm}}{\pi} \sin \frac{\phi_1}{2} [\cos(\omega_T t - \omega_L t) \cos(\omega_T t + \omega_L t)] \quad (2)$$

由式(2)可知, v_{ab} 含有 $\omega_c = \omega_T - \omega_L$ 、 $\omega_d = \omega_T + \omega_L$ 这 2 个基波分量, 由于这 2 个基波会经过谐振槽耦合至副边, 因此将 ω_c 、 ω_d 分量单独分析, 再利用叠加定理进行综合。根据移相控制功率传输原理, 可通过控制二次侧 v_{cd} 中 ω_c 、 ω_d 基波分量分别对应的有效值 $|U_{2c}|$ 、 $|U_{2d}|$, 以及 v_{cd} 中 ω_c 、 ω_d 基波分量分别超前 v_{ab} 中对应基波的移相角 θ_c 、 θ_d , 进而传输功率, 则可设 v_{cd} 的基波分量为

$$u_2(t) = \sqrt{2} [|U_{2c}| \cos(\omega_T t - \omega_L t + \theta_c) + |U_{2d}| \cos(\omega_T t + \omega_L t + \pi + \theta_d)] \quad (3)$$

$|U_{2c}|$ 、 $|U_{2d}|$ 、 θ_c 、 θ_d 的关系将在下文网侧电流谐波抑制调制策略中加以分析。

1.2 MC-WPT 的数学模型

经典 SS 谐振网络互感电路模型如图 3(a)所示, 忽略系统的线路寄生电阻 R_1 、 R_2 , 设一、二次侧变

换器的基波分量角频率为 ω , 则一次侧谐振线圈自感与谐振电容的总阻抗为

$$Z_1 = j\omega L_1 + 1/(j\omega C_1) \quad (4)$$

化简图 3(a)得到图 3(b), 其中 u_p 为二次侧耦合至一次侧线圈的感应电压, u_s 为一次侧耦合至二次侧线圈的感应电压。

令 $Z_1=j(\omega_T + \omega_n)L_{eq1}$, 联合式(4)得

$$L_{eq1} = [1 - (\omega_{01} / \omega)^2]L_1 \quad (5)$$

式中: L_{eq1} 为 ω 角频率下原边总阻抗 Z_1 对应的等效电感; ω_{01} 为原边谐振槽的固有角频率, $\omega_{01} = \sqrt{L_1 C_1}$ 。当 $\omega > \omega_{01}$ 时, Z_1 呈现感性, $L_{eq1} > 0$; 当 $\omega < \omega_{01}$ 时, Z_1 呈现容性, $L_{eq1} < 0$; 当 $\omega = \omega_{01}$ 时, $L_{eq1} = 0$ 。

同理, 二次侧固有谐振角频率 $\omega_{02} = \sqrt{L_2 C_2}$, 二次侧等效电感 L_{eq2} 也可计算得出。

根据 1.1 节, 系统含有 ω_c 、 ω_d 这 2 个基波分量, 为了较为精确地建立数学模型, 先单独分析各基波分量, 然后叠加综合。 ω_c 、 ω_d 基波对应的等效电路模型分别如图 3(c)和(d)所示。

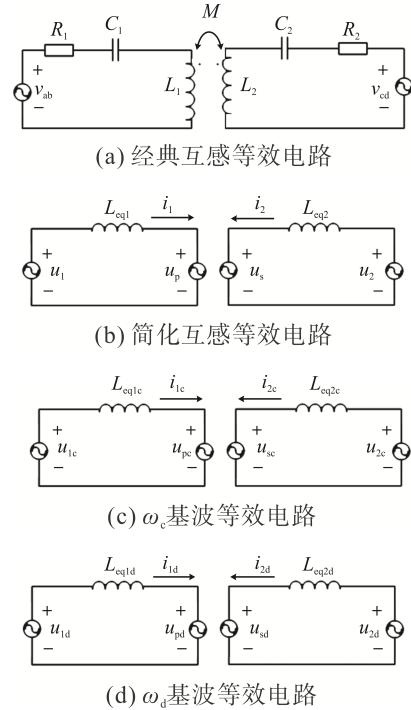


图 3 等效电路模型

Fig. 3 Equivalent circuit models

在 ω_c 基波对应的等效电路中, 如图 3(c)所示,

L_{eq1c} 、 L_{eq2c} 分别为该基波下一、二次侧总阻抗 Z_1 、 Z_2 等效的电感量； u_{pc} 为该基波下二次侧耦合至一次侧线圈的感应电压； u_{sc} 为该基波下一次侧耦合至二次侧线圈的感应电压； i_{1c} 、 i_{2c} 分别为该基波下流经一、二次侧谐振槽的电流。同理，在图 3(d)中， L_{eq1d} 、 L_{eq2d} 、 u_{pd} 、 u_{sd} 、 i_{1d} 、 i_{2d} 分别为 ω_d 基波对应的参数量，与 L_{eq1c} 、 L_{eq2c} 、 u_{pc} 、 u_{sc} 、 i_{1c} 、 i_{2c} 的基本一致。

根据式(5)，在 ω_c 基波下可得 L_{eq1c} 、 L_{eq2c} 的表达式，在 ω_d 基波下可得 L_{eq1d} 、 L_{eq2d} 的表达式。形式与式(5)一致，在此省略。

根据互感原理与模型特性，可得

$$(\dot{U}_1 - \dot{U}_P) = j\omega L_{eq1} \dot{I}_1 \quad (6)$$

$$(\dot{U}_2 - \dot{U}_S) = j\omega L_{eq2} \dot{I}_2 \quad (7)$$

$$\dot{U}_S = j\omega M \dot{I}_1 \quad (8)$$

$$\dot{U}_P = j\omega M \dot{I}_2 \quad (9)$$

式中： \dot{U}_1 、 \dot{U}_2 、 \dot{U}_P 、 \dot{U}_S 、 \dot{I}_1 、 \dot{I}_2 分别为 u_1 、 u_2 、 u_p 、 u_s 、 i_1 、 i_2 的相量形式。

根据式(2)和式(3)可设谐振槽电压基波分量： $\dot{U}_{1c} = |U_{1c}| \angle 0$ ， $\dot{U}_{1d} = |U_{1d}| \angle \pi$ ， $\dot{U}_{2c} = |U_{2c}| \angle \theta_c$ ， $\dot{U}_{2d} = |U_{2d}| \angle \pi + \theta_d$ 。

联合式(6)~式(9)，可得各基波谐振槽电流为

$$\dot{I}_{1c} = |I_{1c}| \angle (-\pi/2 + \theta_c + \arcsin K_{1c}) \quad (10)$$

$$\dot{I}_{1d} = |I_{1d}| \angle (\pi/2 + \theta_d + \arcsin K_{1d}) \quad (11)$$

$$\dot{I}_{2c} = |I_{2c}| \angle (-\pi/2 - \arcsin K_{2c}) \quad (12)$$

$$\dot{I}_{2d} = |I_{2d}| \angle (\pi/2 + \arcsin K_{2d}) \quad (13)$$

式中： $|I_{1c}| = I_{1cN} / [\omega_c (M^2 - L_{eq1c} L_{eq2c})]$ ；

$$|I_{1d}| = I_{1dN} / [\omega_d (M^2 - L_{eq1d} L_{eq2d})]$$
；

$$|I_{2c}| = I_{2cN} / [\omega_c (M^2 - L_{eq1c} L_{eq2c})]$$
；

$$|I_{2d}| = I_{2dN} / [\omega_d (M^2 - L_{eq1d} L_{eq2d})]$$
；

$$K_{1c} = L_{eq2c} |U_{1c}| \sin \theta_c / I_{1cN}$$
；

$$K_{1d} = L_{eq2d} |U_{1d}| \sin \theta_d / I_{1dN}$$
；

$$K_{2c} = L_{eq1c} |U_{2c}| \sin \theta_c / I_{2cN}$$
；

$$K_{2d} = L_{eq1d} |U_{2d}| \sin \theta_d / I_{2dN}$$
；

$$I_{1cN} = \sqrt{L_{eq2c}^2 |U_{1c}|^2 + M^2 |U_{2c}|^2 - 2L_{eq2c} M |U_{1c}| |U_{2c}| \cos \theta_c}$$
；

$$I_{2cN} = \sqrt{L_{eq1c}^2 |U_{2c}|^2 + M^2 |U_{1c}|^2 - 2L_{eq1c} M |U_{1c}| |U_{2c}| \cos \theta_c}$$
；

$$I_{1dN} = \sqrt{L_{eq2d}^2 |U_{1d}|^2 + M^2 |U_{2d}|^2 - 2L_{eq2d} M |U_{1d}| |U_{2d}| \cos \theta_d}$$
；

$$I_{2dN} = \sqrt{L_{eq1d}^2 |U_{2d}|^2 + M^2 |U_{1d}|^2 - 2L_{eq1d} M |U_{1d}| |U_{2d}| \cos \theta_d}$$
。

由式(10)和式(11)可得

$$i_1 = i_{1c} + i_{1d} \quad (14)$$

式中： $i_{1c}(t) = \sqrt{2} |I_{1c}| \cos(\omega_T t - \omega_L t - \pi/2 + \theta_c + \arcsin K_{1c})$ ；

$i_{1d}(t) = \sqrt{2} |I_{1d}| \cos(\omega_T t + \omega_L t + \pi/2 + \theta_d + \arcsin K_{1d})$ 。

同理，由式(12)和式(13)可得 i_2 ，在此不再详细叙述。

2 网侧电流谐波抑制调制策略

2.1 MC-WPT 网侧电流谐波分析

在瞬时时刻，认为 v_{ab} 、 i_1 是直流，且 v_{ab} 的高次谐波与 i_1 相乘为高频瞬态功率成分，因此 ab 端向谐振槽发出的瞬态功率为

$$P_{ab} \approx u_1 i_1 = P_{ab} + \hat{p} \quad (15)$$

式中： P_{ab} 为低频功率分量，直接关系网侧电流的质量， $P_{ab} = 2|U_{1c}| \sin(\omega_L t) [|I_{1c}| \cos(\omega_L t - \theta_c - \arcsin K_{1c}) - |I_{1d}| \cos(\omega_L t + \theta_d + \arcsin K_{1d})]$ ； \hat{p} 为高频功率分量，容易被滤波器吸收或发出。

忽略电网电压固有的谐波分量时，可得网侧电流为

$$i_g(t) = P_{grid} / v_{grid}(t) \approx P_{ab} / v_{grid}(t) = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\theta_1}{2} [|I_{1c}| \cos(\omega_L t - \theta_c - \arcsin K_{1c}) - |I_{1d}| \cos(\omega_L t + \theta_d + \arcsin K_{1d})] \quad (16)$$

由式(16)可见，当 v_{cd} 含有 ω_c 、 ω_d 这 2 个基波时， i_g 仅含有工频分量。欲进一步降低 i_g 低次谐波含量，根据式(16)，则应使 $|I_{1c}| = |I_{1d}|$ 、 $\theta_c = \theta_d$ 、 $K_{1c} = K_{1d}$ ，此时得到网侧电流为

$$i_g(t) = K_g \sin(\omega_L t) \quad (17)$$

式中, $K_g = 8 \sin(\varphi_1/2) |I_{1c}| \sin(\theta + \arcsin K_{1c}) / \pi$ 。

欲使 $|I_{1c}| = |I_{1d}|$ 、 $K_{1c} = K_{1d}$, 根据式(10)、式(11), 则此时应使 $L_{eq1c} \approx L_{eq1d}$ 、 $L_{eq2c} \approx L_{eq2d}$ 、 $\theta_c = \theta_d$ 、 $|U_{2c}| = |U_{2d}|$ 。

根据式(5)可知, 当 $\omega_c \approx \omega_d$ 时, $L_{eq1c} \approx L_{eq1d}$ 、 $L_{eq2c} \approx L_{eq2d}$ 。

综上所述, 当 $\omega_c \approx \omega_d$ 、 $\theta = \theta_c = \theta_d$ 、 $|U_2| = |U_{2c}| = |U_{2d}|$ 时, 网侧电流 i_g 仅含有工频成分, 且相位也基本与网侧电压一致, 此时网侧电流 i_g 是正弦波形。

2.2 网侧电流谐波抑制调制策略

由于通常 $\omega_T \gg \omega_L$, 则 $\omega_c \approx \omega_d$, 即可根据 $\theta = \theta_c = \theta_d$ 、 $|U_2| = |U_{2c}| = |U_{2d}|$, 在二次侧 H 桥引入网侧电流谐波抑制调制策略。

当 $\theta = \theta_c = \theta_d$ 、 $|U_2| = |U_{2c}| = |U_{2d}|$ 时, 对前述推导过程引出的式(3)进行化简, 可推导此时 v_{cd} 的基波分量为

$$u_2(t) = \sqrt{2} |U_2| [\cos(\omega_T t - \omega_L t + \theta) - \cos(\omega_T t + \omega_L t + \pi + \theta)] \quad (18)$$

对于二次侧 H 桥变换器, cd 端的电压可表示为

$$v_{cd}(t) = v_{cN}(t) - v_{dN}(t) \quad (19)$$

式中, N 为开关管 S_6 与 S_8 的公共节点。

为使 v_{cd} 的基波分量 u_2 满足式(18), 所提调制策略的开关调制函数为

$$m(t) = m_1(t) - m_2(t) = \{ \text{sgn}[\cos(\omega_T t - \omega_L t + \theta)] + 1 \} / 2 - \{ \text{sgn}[\cos(\omega_T t + \omega_L t + \theta)] + 1 \} / 2 \quad (20)$$

式中: $m_1(t)$ 为 S_5 的开关调制函数, $m_1(t) = \{ \text{sgn}[\cos(\omega_T t + \omega_L t + \theta)] + 1 \} / 2$; $m_2(t)$ 为 S_7 的开关调制函数 $m_2(t) = \{ \text{sgn}[\cos(\omega_T t + \omega_L t + \theta)] + 1 \} / 2$ 。

根据开关调制函数, 此时有

$$v_{cN}(t) = V_b m_1(t) = V_b \{ \text{sgn}[\cos(\omega_T t - \omega_L t + \theta)] + 1 \} / 2 \quad (21)$$

$$v_{dN}(t) = V_b m_2(t) = V_b \{ \text{sgn}[\cos(\omega_T t + \omega_L t + \theta)] + 1 \} / 2 \quad (22)$$

$$v_{cd}(t) = V_b \{ \text{sgn}[\cos(\omega_T t - \omega_L t + \theta)] - \text{sgn}[\cos(\omega_T t + \omega_L t + \theta)] \} / 2 \quad (23)$$

所提策略开关驱动信号与 v_{cd} 波形如图 4 所示, 图中显示了工频电网电压 v_g 由负值变为正值后(此时 v_g 处于正半周期), 第 1 个开关周期的 H 桥开关驱动信号 v_{cd} 的波形。该策略具体的开关管工作原理: S_6 的驱动信号与 S_5 互补, S_8 的驱动信号与 S_7 互补; 对于 4 个开关管的驱动信号, S_5 、 S_6 驱动信号波形是开关频率为 $\omega_c = \omega_T - \omega_L$ 、占空比为 50% 的方波, 当 $\cos(\omega_T - \omega_L + \theta) > 0$ 时, S_5 导通、 S_6 关断, 当 $\cos(\omega_T - \omega_L + \theta) < 0$ 时, S_6 导通、 S_5 关断; S_7 、 S_8 驱动信号波形采用开关频率为 $\omega_d = \omega_T + \omega_L$ 、占空比为 50% 的方波, 当 $\cos(\omega_T + \omega_L + \theta) > 0$ 时, S_7 导通、 S_8 关断, 当 $\cos(\omega_T + \omega_L + \theta) < 0$ 时, S_8 导通、 S_7 关断。

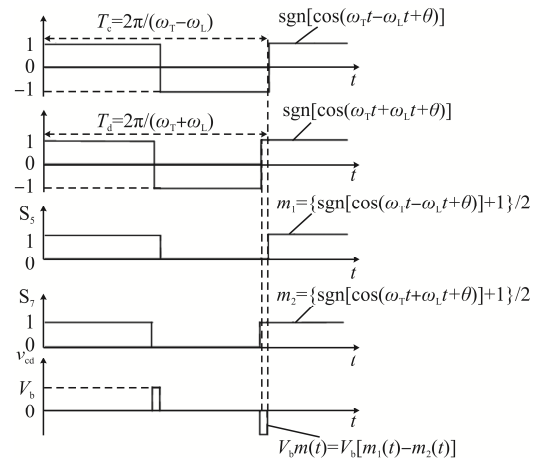


图 4 所提谐波抑制调制策略示意
Fig. 4 Schematic of proposed harmonic suppression modulation strategy

该调制策略下, S_5 、 S_7 的驱动信号波形存在 1 个同步点, 即图 4 中横坐标的零点。在同步点, S_5 、 S_7 的驱动信号波形同时存在 1 个上升沿, 相应的 v_g 正好从负值变为正值。在 1 个工频周期后, S_5 、 S_7 的驱动信号波形又回到同步点。在每个开关周期内, v_{cd} 波形与移相控制波形近似, 由于 ω_c 与 ω_d 相差较小, 其角频率为 ω_T 。 v_{cd} 的等效自移相角较小, 但随着 ω_T 周期不断增多, v_{cd} 的等效自移相角是连续变化的。当 v_g 的绝对值不断增大, v_{cd} 的等效自移相角的绝对值也不断增大; 当 v_g 的绝对值不断减小, v_{cd} 的等效自移相角的绝对值也不断减

小。即 v_g 的绝对值达到最大时, 此时 v_{cd} 的等效自移相角的绝对值接近于 π (弧度制); 当 v_g 的绝对值达到最小时, 此时 v_{cd} 的等效自移相角的绝对值接近于 0。当 v_g 极性发生反转后, v_{cd} 的 ω_T 周期的相位也增加了 π (此时, 也可认为 v_{cd} 的等效自移相角加上 π)。如此, 在工频周期内, 每个 ω_T 周期的 v_{cd} 的等效的自移相角连续循环变化。

根据调制策略, 对式(23)进行化简可得 v_{cd} 的基波分量为

$$u_2(t) = \frac{2V_b}{\pi} [\cos(\omega_T t - \omega_L t + \theta) - \cos(\omega_T t + \omega_L t + \theta)] \quad (24)$$

由式(24)可知, 在引入网侧电流谐波抑制调制策略后, u_2 中含有 ω_c 、 ω_d 这 2 个基波, 且 $\theta = \theta_c = \theta_d$ 、 $|U_2| = |U_{2c}| = |U_{2d}| = \sqrt{2}V_b / \pi$ 。

对比式(2)与式(24)可知, u_1 与 u_2 的表达形式一致, 仅存在一定倍数关系, 即 v_g 在正半周从 0 值开始, 至整个工频周期结束, 如果在每个 ω_T 周期内对 v_{ab} 、 v_{cd} 进行傅里叶分析, 可以得到 v_{cd} 的基波分量有效值与 v_{ab} 基波分量有效值变化是一致的, 存在一定倍数关系。根据 v_{ab} 的波形也可以观测出, 在工频周期内, v_{cd} 在 ω_T 周期的基波有效值或等效的自移相角变化情况。

3 实验分析

为验证所提网侧电流谐波抑制调制策略的可行性与有效性, 搭建了 1 套 MC-WPT 系统实验平台, 实验系统参数如下。工频电源: v_g (RMS)=50 V, $f_L=50$ Hz; 电池: $V_b=50$ V, 由 4 组 12 V 铅蓄电池组成; 开关频率: $f_T=50$ kHz, $f_c=f_T-f_L$, $f_d=f_T+f_L$; 网侧滤波器参数: $f_L=80$ μ H, $C_f=5$ μ F; 谐振槽参数: $L_1=163$ μ H, $L_2=164$ μ H, $C_1=62.1$ nF, $C_2=61.2$ nF, $M=73.7$ μ H, 开关器件 MOSFET IXFH50N 60X。

实验系统实现方案主要以 Altera Cyclone IV EP 4CE6E22C8 FPGA 芯片作为系统核心控制器, 利用

工频电压采样检测电路, 辅以软件同步算法, 实现工频电压相位跟踪、工频电压极性判断、工频与开关频率的同步。

在额定工况($\theta=\pi/2$, $\varphi_1=\pi$)时, v_{ab} 、 v_{cd} 、 i_1 、 i_2 波形如图 5 所示。可见, 所提谐波抑制策略使 v_{cd} 在每个 f_T 频率对应的周期内, 当忽略其具有的直流偏量时, 其波形与传统的内移相控制波形近似, 实际其可等效的内移相角变化规律与电网电压 v_g 的瞬态值变化规律类似, 如文献[17]中电池侧 Boost 变换器的开关管占空比 D 。

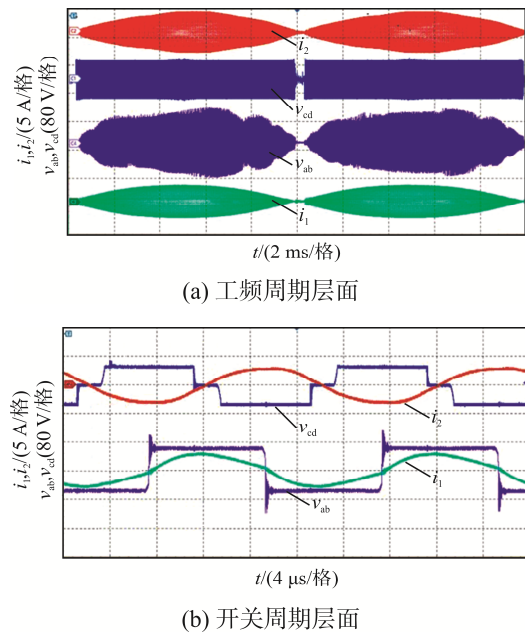


图 5 v_{ab} 、 v_{cd} 、 i_1 、 i_2 波形

Fig. 5 Waveforms of v_{ab} , v_{cd} , i_1 and i_2

在额定工况($\theta=\pi/2$, $\varphi_1=\pi$)时, 电池充电电流 i_b 波形如图 6 所示。可见, 电池充电电流 i_b 波形是良好的正弦纹波电流波形, 系统采用正弦纹波电流 SRC(sinusoidal ripple current)充电方式给电池充电, 相关 SRC 充电方式在文献[19]中阐述。

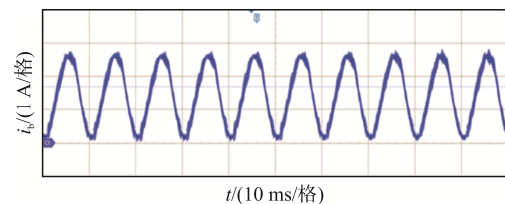


图 6 i_b 波形

Fig. 6 Waveform of i_b

实验系统在额定工况的 v_g 与 i_g 波形如图 7 所示。可见, 实验结果与理论分析基本一致, 所提谐波抑制策略能有效抑制低次谐波, 并降低网侧电流的 THD, 此时系统效率约为 93%, 网侧电流 THD 约为 3.75%, 功率因数约为 97%。

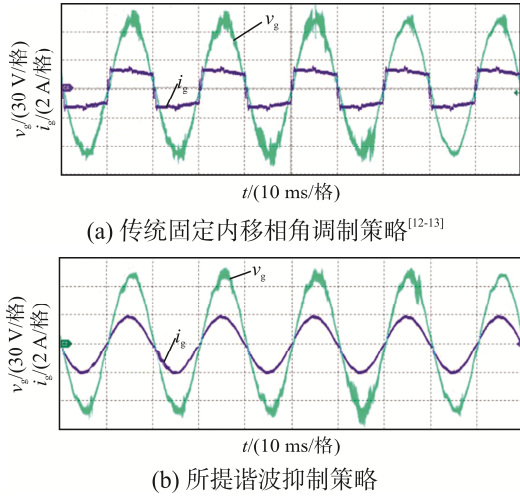


图 7 v_g 与 i_g 波形

Fig. 7 Waveforms of v_g and i_g

不同的桥间移相角下, 网侧电流 i_g 的 THD 如图 8 所示。如图 7 和图 8 所示, 所提谐波抑制调制策略, 在不同工况下, 均能有效降低网侧电流低次谐波含量及 THD, 有利于满足实验系统入网要求。

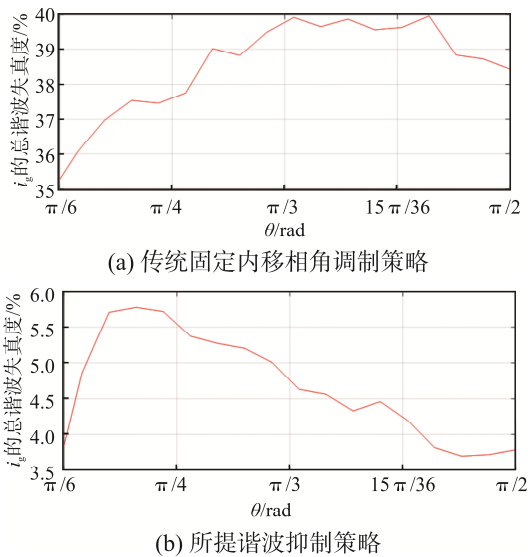


图 8 i_g 的 THD 曲线

Fig. 8 THD curves of i_g

4 结语

本文以消除低次谐波为目标, 根据 MC-WPT 系统的矩阵变换器输出电压含有 2 个基波分量的特性, 总结了双基波归一化数学模型, 推导出了降低网侧电流低次谐波含量的条件, 进一步提出 1 种谐波抑制调制策略。有效降低了网侧电流低次谐波含量及 THD, 消除了笨重的电网侧低频滤波器, 减少了系统对电网的污染。

参考文献:

- [1] 高键鑫, 吴旭升, 高崑, 等. 电磁感应式非接触电能传输技术研究综述[J]. 电源学报, 2017, 15(2): 166-178.
Gao Jianxin, Wu Xusheng, Gao Wei, et al. Review on inductive contactless power transfer technology [J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(2): 166-178. (in Chinese)
- [2] 王振亚, 王学梅, 张波, 等. 电动汽车无线充电技术的研究进展[J]. 电源学报, 2014, 12(3): 27-32.
Wang Zhenya, Wang Xuemei, Zhang Bo, et al. Advances of wireless charging technology in electric vehicle [J]. Journal of Power Supply, 2014, 12(3): 27-32. (in Chinese)
- [3] Ahn D, Hong S. Wireless power transmission with self-regulated output voltage for biomedical implant [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(5): 2225-2235.
- [4] 蒋勇斌, 王跃, 董晓帅, 等. 一种用于 SS 谐振无线电能传输系统变频移相控制下实现恒压和 ZVS 的参数设计方法[J]. 电源学报, 2019, 17(6): 153-161.
Jiang Yongbin, Wang Yue, Dong Xiaoshuai, et al. Parameter design method for SS resonant wireless power transfer system to achieve constant voltage output and ZVS under variable-frequency and phase-shift control [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(6): 153-161. (in Chinese)
- [5] Song Kai, Wei Ruizhi, Yang Guang, et al. Constant current charging and maximum system efficiency tracking for wireless charging systems employing dual-side control [J].

- IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 56(1): 622-634.
- [6] Kim Y S, Sung W Y, Lee B K. Comparative performance analysis of high density and efficiency PFC topologies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(6): 2666-2679.
- [7] Lu Wenzhou, Dong Yifan, Shen Jinfei, et al. Implementation of high-power & low-frequency resonant wireless power transfer charging system for electric vehicles [C]// 2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems(PEDG). Xi'an, China, 2019: 1072-1076.
- [8] Moghaddami M, Anzalchi A, Sarwat A I. Single-stage three-phase AC-AC matrix converter for inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6613-6622.
- [9] Moghaddami M, Sarwat A. Self-tuned single-phase AC-AC converter for bidirectional inductive power transfer systems [C]// 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Cincinnati, OH, USA, 2017: 1-6.
- [10] Moghaddami M, Cavada A, Sarwat A I. Soft-switching self-tuning H-bridge converter for inductive power transfer systems [C]// 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Cincinnati, OH, USA, 2017: 4388-4392.
- [11] Moghaddami M, Sarwat A I. Single-phase soft-switched AC-AC matrix converter with power controller for bidirectional inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3760-3770.
- [12] Vardani B, Tummuru N R. Bidirectional wireless power transfer using single phase matrix converter for electric vehicle application [C]// TENCON 2019-2019 IEEE Region 10 Conference(TENCON). Kochi, India, 2019: 1523-1528.
- [13] Thrimawithana D J, Madawala U K. A novel matrix converter based Bi-directional IPT power interface for V2G applications [C]// 2010 IEEE International Energy Conference. Manama, Bahrain, 2010: 495-500.
- [14] Chatterjee J K, Subramanian S, Meena V K. Reduction of grid current harmonic injection in cosinusoidal modulated matrix converter controlled induction generator for wind applications part-II [C]// 2011 Annual IEEE India Conference. Hyderabad, India, 2011: 1-5.
- [15] Casadei D, Serra G, Tani A. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(3): 401-411.
- [16] Luo Fanglin, Pan Zhiyang. Sub-envelope modulation method to reduce total harmonic distortion of AC/AC matrix converters [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(6): 856-863.
- [17] Boys J T, Huang C Y, Covic G A. Single-phase unity power-factor inductive power transfer system [C]// 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece, 2008: 3701-3706.
- [18] Samanta S, Rathore A K. A new inductive power transfer topology using direct AC-AC converter with active source current waveshaping [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(7): 5565-5577.
- [19] Beh H Z Z, Covic G A, Boys J T. Effects of pulse and DC charging on lithium iron phosphate (LiFePO₄) batteries [C]// 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Denver, CO, USA, 2013: 315-320.



黄珺

作者简介:

黄珺(1986—),男,通信作者,博士,工程师。研究方向:高频功率变换技术、无线电能传输技术。E-mail: hj2018@hebut.edu.cn。

杨快荣(1995—),男,硕士研究生。研究方向:无线电能传输技术、AC-AC变换器建模与控制。E-mail: ymm14324362@163.com。

何许国(1993—),男,硕士研究生。研究方向:无线电能传输技术、双有源桥DC-DC变换器建模与控制。E-mail: h15809349377@163.com。

霍鹏冲(1997—),男,硕士研究生。研究方向:大功率双向DC-DC变换器。E-mail: hpchong11@126.com。

(责任编辑:耿越)